

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΧΑΝΙΩΝ



ΤΙΤΛΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ:

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΝΑΛΙΩΝ ΓΙΑ ΚΙΝΗΤΕΣ

ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

Επιμελήτρια Θέματος
Γκοργκόλη Μαρία

Επιβλέπων Καθηγητής : Δρ. Ευάγγελος Κόκκινος

Χανιά 2013

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα εργασία, αναφέρεται στη μοντελοποίηση ασύρματων καναλιών στις κινητές επικοινωνίες. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μία σύντομη αναφορά στις πρότυπες κινητές επικοινωνίες (1G,2G). Στο δεύτερο κεφάλαιο αναφέρονται οι μηχανισμοί διάδοσης ραδιοκυμάτων, οι απώλειες διάδοσης και τα αντίστοιχα μοντέλα ραδιοδιάδοσης (εσωτερικών και εξωτερικών χώρων).Επίσης, παρουσιάζονται τα είδη διαλείψεων αλλά και οι βασικές κατανομές για μοντελοποίηση. Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται μια επισκόπηση της μοντελοποίησης καναλιού για ευρυζωνικές επικοινωνίες και εξετάζουμε περιγραφές μεθόδων για τα κανάλια διάδοσης, όπως το WSSUS.Ύστερα, αναφέρουμε διάφορες προσεγγίσεις για μοντελοποίηση τέτοιων καναλιών. Μετά δίνουμε μία περίληψη των τυπικών τιμών για παραμέτρους καναλιών όπως είναι η καθυστέρηση διάδοσης. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με μία περίληψη των μοντέλων καναλιών που έχουν εγκριθεί από διεθνείς οργανισμούς προτύπων για τα συστήματα όπως το GSM και το WCDMA. Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται διάφορες προσεγγίσεις για εκτίμηση και μοντελοποίηση ασύρματων κινητών συστημάτων. Δόθηκε έμφαση στα γραμμικά ισοδύναμα μοντέλα βασικής ζώνης με μία δομή απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης και αναφέρθηκαν χρονικά αμετάβλητα και μεταβαλλόμενα μοντέλα. Μελετήθηκε η μοντελοποίηση επέκτασης βάσης για χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια όπου οι συναρτήσεις βάσης σχετίζονται με τις φυσικές παραμέτρους του καναλιού (όπως είναι η καθυστέρηση διάδοσης και Doppler). Μετά αναφέρθηκε η μοντελοποίηση καναλιού από διάφορες προσεγγίσεις για εκτίμηση καναλιού, συμπεριλαμβανομένου τις προσεγγίσεις βασισμένες στην εκπαίδευση, τυφλές προσεγγίσεις, ημί-τυφλές προσεγγίσεις και προσεγγίσεις βασισμένες στο hidden plot. Εν τέλει, έχουν παρουσιαστεί αποτελέσματα προσομοίωσης για να απεικονίσουμε μερικές από τις προσεγγίσεις. Στο πέμπτο κεφάλαιο αναφερόμαστε στο σύστημα GSM που χρησιμοποιείται στις κινητές επικοινωνίες, στις υπηρεσίες που μας προσφέρει και στη γενική δομή του συστήματος. Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζομαι τη τεχνολογία WCDMA και περιγράφουμε την αρχιτεκτονική της, τα πρωτόκολλα και τα κανάλια του UTRAN.

ABSTRACT

This paper refers in modeling wireless channels in mobile communications. The first chapter is a brief reference to the standard mobile communications. The second chapter presents the propagation mechanisms of radio waves, the corresponding propagation models(indoor and outdoor environments) and the path loss. Also, we present types of fading and the basic distributions for modeling. The third chapter presents an overview of channel modeling for broadband communications and we review description methods for propagation channels, in particular the WSSUS. Next, we discuss various approaches for modeling such channels. After, we give an overview of typical values for channel parameters e.g. delay spread. The chapter concludes with a summary of channel models that have been adopted by international standards organizations for systems like GSM and WCDMA. The fourth chapter presents different approaches to channel modeling and estimation for wireless mobile systems. Emphasis was given on the linear baseband equivalent models with a tapped delay line structure and both time- invariant and time-variant models are discussed. Basis expansion modeling for time-variant channels is also presented where the basis functions are related to the physical of the channel (such as Doppler and delay spread).Channel modeling is followed by a discussion of various approaches for channel estimation, including training-based approaches, blind approaches, Semiblind approaches and hidden-pilot approaches. Finally, we present simulation results to portray some of the approaches. In the fifth channel we make a summary of GSM system that is used in mobile communications. We report the services that GSM offer to us and we give the general structure of the system. The sixth channel presents the WCDMA technology and describes the architecture, protocols and the channels of the WCDMA.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1	10
Εισαγωγή	10
1.1. Ιστορική Αναδρομή	10
1.2. Κυψελωτά Συστήματα 1 ^{ης} Γενιάς	10
1.3.Κυψελωτά συστήματα 2 ^{ης} Γενιάς	11
1.3.1.Global System For Mobile Communications (GSM)	11
1.4.Κυψελωτά συστήματα 2.5 Γενιάς.....	11
1.5. Κυψελωτά συστήματα 3 ^{ης} Γενιάς	11
Κεφάλαιο 2	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης. 13
Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης	13
2.1. Εισαγωγή	13
2.2. Διάδοση Ραδιοκυμάτων	13
2.3.Μηχανισμοί Διάδοσης Ραδιοκυμάτων.....	14
2.4. Απώλειες Διάδοσης(Path Loss)	15
2.4.1 Μοντέλο Ελεύθερου Χώρου.....	15
2.4.2.Μοντέλο Επίπεδης Γης.....	17
2.4.3 Εκθετικό Μοντέλο	18
2.4.4. Μοντέλο Egli	19
2.4.5 .Μοντέλο Okumura.....	20
2.4.6 Μοντέλο Okumura- Hata.....	23
2.4.7. Μοντέλο COST 231-Hata.....	24
2.4.8 Μοντέλο COST 231-Walfisch-Ikegami.....	24
2.4.9. Μοντέλα Εσωτερικών Χώρων	25
2.4.9.1.Μοντέλο Απλής Κλίσης.....	26
2.5 Σκίαση.....	26
2.6.Διάδοση μέσω πολλαπλών διαδρομών (Multipath Propagation)	27
2.7. Είδη Διαλείψεων	27
2.7.1.Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας(Large Scale Fading).....	29
2.7.2.Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας(Small Scale Fading)	29
2.8.Ολίσθηση Doppler	30
2.9.Κατηγορίες διαλείψεων μικρής κλίμακας	31
2.10. Βασικές κατανομές για μοντελοποίηση.....	32

2.10.1.Κατανομή Rayleigh	32
2.10.2.Κατανομή Rice	33
2.10.3.Κατανομή Nakagami-m.....	34
Κεφάλαιο 3	35
Μοντέλα Πολυδιαδρομικής Διάδοσης για Ευρυζωνικά	35
Ασύρματα Συστήματα	35
3.1 Εισαγωγή	35
3.2. Στενής ζώνης, ευρείας ζώνης και κατευθυντική μοντελοποίηση καναλιού	37
3.2.1. Διαισθητική Περιγραφή (Intuitive Description).....	37
3.2.2. Ντετερμινιστική Περίπτωση : Μαθηματική Περιγραφή	39
3.2.3. Στοχαστική Περίπτωση : Μαθηματική Περιγραφή.....	41
3.2.4. Συντομευμένες Παράμετροι (Condensed Parameters)	43
3.2.5. Κατευθυντική Περιγραφή (Directional Description).....	44
3.3. Μέθοδοι Μοντελοποίησης για Κανάλια Πολλαπλών Διαδρομών	47
3.3.1. Υπολογισμένες Κρουστικές Αποκρίσεις Καναλιών.....	47
3.3.2. Ντετερμινιστικός Υπολογισμός Καναλιού	50
3.3.2.1. Πλήρης Ηλεκτρομαγνητική Περιγραφή	50
3.3.2.2. Προσεγγίσεις Υψηλής-Συχνότητας	50
3.3.3. Απομαστευμένη Γραμμή Καθυστέρησης (Tapped Delay Line).....	53
3.3.4. Στοχαστικά Μοντέλα MIMO.....	56
3.3.5. Στοχαστικά Μοντέλα Καναλιών βασισμένα στη γεωμετρία.....	58
3.4. Χαρακτηριστικά διάδοσης και Παραμετροποίηση.....	59
3.4.1. Εύρος Στατιστικών.....	60
3.4.2. Χρόνοι Αφιξης	62
3.4.3. Μέση Χρονική Διασπορά (Average Time Dispersion)	63
3.4.4. Μέση Γωνιακή Διασπορά στο Σταθμό Βάσης (Average Angular Dispersion at the BS)	65
3.4.5. Μέση Γωνιακή Διασπορά στο Κινητό Σταθμό (Averaged Angular Dispersion at the MS)	67
3.4.6. Παράμετροι MIMO (MIMO Parameters).....	68
3.4.7. Πόλωση (Polarization).....	68
3.4.8. Διάδοση Κύματος στο Χιλιοστόμετρο (Millimeter Wave Propagation)..	69
3.4.9.Υπερευρείας Ζώνης Κανάλια (Ultrawideband Channels-UWB)	70
3.5. Πρότυπα Μοντέλα (Standard Models)	70

3.5.1. Το μοντέλο COST 207.....	71
3.5.2. Τα μοντέλα ITU-R.....	72
3.5.3.Μοντέλα IEEE 802.11/HIPERLAN.....	75
3.5.4. Το Υπερευρείας Ζώνης μοντέλο καναλιού 802.15(The 802.15 Ultrawideband Channel Model).....	76
3.5.5. Το 3GPP-3GPP2 Μοντέλο (The 3GPP-3GPP2 Model).....	77
3.5.6. Το μοντέλο COST 259 (The Cost 259 Model).....	79
3.6. Συμπεράσματα.....	80
Κεφάλαιο 4.....	81
Εκτίμηση και μοντελοποίηση των καναλιών κινητής τηλεφωνίας.....	81
4.1. Εισαγωγή.....	81
4.2 Μοντέλα Καναλιών.....	83
4.2.1. Χρονικά Μεταβαλλόμενα Κανάλια.....	83
4.2.1.1 Μοντέλο Απομαστευμένης Γραμμής Καθυστέρησης.....	84
4.2.1.2. Μοντέλα Επέκτασης Βάσης(Basis Expansion Models).....	86
4.2.2 Χρονικά Αμετάβλητα Κανάλια (Time-Invariant Channels).....	89
4.3. Εκτίμηση Καναλιού (Channel Estimation).....	92
4.3.1 Εκτίμηση Καναλιού με τη χρήση ακολουθιών εκπαίδευσης (Training-Based Channel Estimation).....	93
4.3.1.1 Χρονικά Μεταβαλλόμενα Κανάλια (Time- Variant Channels).....	94
4.3.2 Τυφλές Εκτιμήσεις Καναλιών (Blind Channel Estimation).....	95
4.3.2.1. Συνδυασμένες Εκτιμήσεις Καναλιού και Συμβόλου (Combined Channel and Symbol Estimation).....	95
4.3.2.1.1 Στοχαστική Εκτίμηση Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Stochastic Maximum Likelihood Estimation).....	95
4.3.2.1.2 Ντετερμινιστική Περιγραφή Μέγιστης Πιθανοφάνειας(Deterministic Maximum Likelihood Estimation).....	96
4.3.2.2 Μέθοδοι στιγμών (The Method of Moments).....	98
4.3.2.2.1 Εκτίμηση καναλιού SISO (SISO Channel Estimation).....	98
4.3.2.2.1.1 Άμεση εκτίμηση καναλιού (Indirect Channel Estimation).....	99
4.3.2.2.2. Εκτίμηση καναλιών SIMO (SIMO Channel Estimation).....	101
4.3.2.2.2.1. Η Προσέγγιση έτερο-συσχέτισης (The Cross-Relation Approach).....	104
4.3.2.2.2.2 Προσέγγιση υποχώρων θορύβου (Noise Subspace Approach).....	105
4.3.2.2.2.3 Γραμμική πρόβλεψη Multistep (Multistep Linear Prediction).....	106

4.3.3. Ημί-τυφλές προσεγγίσεις (Semiblind Approaches).....	109
4.3.4 Προσεγγίσεις βασισμένες στο Hidden Pilot (Hidden-Plot Approaches)..	110
4.4. Παραδείγματα προσομοίωσης	114
4.4.1. Παράδειγμα 1	114
4.4.2. Παράδειγμα 2.....	116
4.5 Συμπεράσματα	120
Κεφάλαιο 5	122
Το Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (G.S.M).....	122
5.1 Εισαγωγή	122
5.2 Υπηρεσίες στο GSM.....	122
5.3 Δομή του Δικτύου GSM	123
5.3.1 Ο Κινητός Σταθμός (Mobile Station,MS).....	125
5.3.2 Το Υποσύστημα Σταθμών Βάσης(Base Station System,BSS)	125
5.3.2.1 Ο Ελεγκτής Σταθμού Βάσης (Base Station Controller, BSC).....	125
5.3.2.2 Ο Πομποδέκτης Σταθμού Βάσης(Base Transceiver Station, BTS)	126
5.4 Το Υποσύστημα Δικτύου και Διαμεταγωγής (Network & Switching Subsystem, NSS).....	126
5.5 GSM – Ένα Ψηφιακό Ραδιοσύστημα	129
5.5.1.Frequency Division Duplex(FDD)	130
5.5.2Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Συχνότητας (Frequency Division Multiple Access, FDMA).....	130
5.5.3. Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χρόνου(Time Division Multiple Access, TDMA)	130
5.6 Τύποι Ρίπων	131
5.7 Ιεραρχική Δομή TDMA πλαισίων	133
5.8 Κανάλια στο GSM	134
5.8.1 Λογικά κανάλια.....	135
5.8.2 .Κανάλια κίνησης (Traffic Channels TCH).....	135
5.8.3 Κανάλια ελέγχου (Control Channels, CCH).....	135
5.8.3.1 Κανάλια Ραδιοφωνικής Μετάδοσης (Broadcast Channels ,BCH)	136
5.8.3.2 Κοινά Κανάλια Ελέγχου (Common Control Channels ,CCCH)	137
5.8.3.3. Αφιερωμένα Κανάλια Ελέγχου (Dedicated Control Channels ,DCCH)	138
5.9 Κωδικοποίηση Φωνής.....	139

5.10 Σχεδίαση GSM δικτύου	140
5.11 Χωρητικότητα δικτύων GSM	142
Κεφάλαιο 6	147
Το Δίκτυο WCDMA	147
6.1. Εισαγωγή	147
6.2 .Αρχιτεκτονική του Δικτύου	147
6.3.Δίκτυο Ραδιοπρόσβασης (UTRAN) στο UMTS.....	149
6.4 Πρωτόκολλα της Ασύρματης Διεπαφής του UTRAN.....	151
6.4.1. Οριζόντια Επίπεδα	152
6.4.2. Κάθετα Επίπεδα	152
6.4.2.1. Control Plane (Επίπεδο Ελέγχου)	152
6.4.2.2. User Plane (Επίπεδο Χρήστη)	152
6.4.2.3. Transport Network Control Plane (Επίπεδο Ελέγχου Μεταφοράς Δικτύου).....	152
6.4.2.4. Transport Network User Plane (Επίπεδο Χρήστη Μεταφοράς Δικτύου)	153
6 .5 Συνοπτική Περίληψη του Radio Interface	153
6.6. Radio Network Functionality.....	154
6.6.1. Έλεγχος Αποδοχής Σύνδεσης Κλήσης (Admission Control)	154
6.6.2. Έλεγχος Συμφόρησης (Congestion Control)	155
6.6.3. Έλεγχος Ισχύος (Power Control)	155
6.7 Είδη Μεταπομπής στο UMTS	157
6.7.1 Soft Handover	157
6.7.2 Hard Handover	159
6.8 Λειτουργίες Στρωμάτων Ραδιοεπαφής	160
6.8 1.Λογικά Κανάλια.....	162
6.8.2. Κανάλια Μεταφοράς (Transport Channels)	163
6.8.3. Φυσικά Κανάλια	164
6.9. Διαδικασία Τυχαίας Πρόσβασης	168
6.9.1 Η διαδικασία της αναζήτησης.....	169
6.10 Τεχνικές Εντοπισμού των Κινητών Σταθμών.....	169
Βιβλιογραφία.....	173

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1. Ιστορική Αναδρομή

Αρχικά τα πρώτα συστήματα επικοινωνιών χρησιμοποιήθηκαν από αστυνομικά τμήματα σε πόλεις των ΗΠΑ και χρησιμοποιούσαν αναλογική διαμόρφωση πλάτους (AM) . Με την εισαγωγή από τον Edwin Armstrong το 1935 της διαμόρφωσης συχνότητας (FM) ,όλα τα συστήματα κινητών επικοινωνιών υιοθέτησαν τη FM διαμόρφωση. Το 1946 εγκαταστάθηκαν για πρώτη φορά συστήματα κινητών επικοινωνιών σε 25 πόλεις των ΗΠΑ όπου κάθε σύστημα χρησιμοποιούσε ένα πομπό σε ένα υψηλό πύργο για να καλύπτει αποστάσεις μέχρι 50 Km και το εύρος ζώνης για τη φωνή ήταν στα 120 KHz σε ημι-αμφίδρομη επικοινωνία(half-duplex. Η ανάγκη για εξυπηρέτηση πιο πολλών χρηστών με τα χρόνια έγινε πιο μεγάλη. Έτσι τη δεκαετία του 1960 η AT&T Bell Labs ανέπτυξε τις βασικές αρχές κυψελωτών συστημάτων .Η βασική αρχή ήταν ο χωρισμός της περιοχής κάλυψης σε μικρές κυψέλες ώστε κάθε μία να επαναχρησιμοποιεί διαύλους με αποτέλεσμα να αυξηθεί η χωρητικότητα των συστημάτων.

1.2. Κυψελωτά Συστήματα 1^{ης} Γενιάς

Το πρώτο παγκοσμίως κυψελωτό σύστημα που λειτούργησε στην Ιαπωνία το 1979 από τη Nippon Telephone and Telegraph(NTT). Το σύστημα χρησιμοποιούσε 600 FM duplex διαύλους με εύρος 25KHz στα 925 – 940/870 – 885 MHz. Το 1981 η Ericsson ανέπτυξε το πρώτο κυψελωτό σύστημα το NMT450 (Nordic Mobile Telephone), στη ζώνη 450-470MHz το οποίο εξελίχθηκε στο NMT900 στη ζώνη συχνοτήτων 890-915/917-950 MHz το 1986. Το πρώτο δοκιμαστικό κυψελωτό σύστημα αναπτύχθηκε στην Αμερική ,το AMPS(Advanced Mobile Phone System) από την AT&T στο Σικάγο στη ζώνη συχνοτήτων 824-849/869-894 MHz, με εύρος διαύλου στα 30 KHz. Όλα τα παραπάνω αποτελούν κυψελωτά συστήματα πρώτης γενιάς με βασικά χαρακτηριστικά την αναλογική διαμόρφωση FM ,τη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης FDMA και τη τεχνική FDD. Η φασματική πυκνότητα ισχύος του διαμορφωμένου σήματος στα συστήματα FDD πρέπει να ελέγχεται προσεκτικά ,ώστε η ακτινοβολούμενη ισχύς σε γειτονικούς διαύλους να είναι 60 με 80dB μικρότερη από την επιθυμητή.

1.3.Κυψελωτά συστήματα 2^{ης} Γενιάς

Τα κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς στηρίζονται στις τεχνικές TDMA ή DS-CDMA για τις ΗΠΑ είναι τα IS-54, IS-136 και IS-95 για την Ευρώπη το GSM και για την Ιαπωνία το PDC.

1.3.1.Global System For Mobile Communications (GSM)

Ο Ευρωπαϊκός Οργανισμός Προτυποποίησης (ETSI) σχεδίασε το σύστημα GSM και υλοποιήθηκε στην Ευρώπη . Η σχεδίαση του ξεκίνησε το 1982 και λειτούργησε το 1992 ως το πρώτο ψηφιακό κυψελωτό σύστημα. Στηρίζεται σε FDMA τεχνική με 200KHz με απόσταση φερόντων επίσης όμως συνδυάζει και την TDMA τεχνική με FDD.Κάθε φέρον έχει οκτώ διαύλους –χρονοσχισμές με διάρκεια χρονοσχισμής με διάρκεια χρονοσχισμής τα 0,577msec, ενώ χρησιμοποιεί τη τεχνική διαμόρφωσης GMSK με τελικό ρυθμό μετάδοσης τα 270.8Kbps. Υποστηρίζει υπηρεσίες φωνής και δεδομένων μέχρι 9.6Kbps.

1.4.Κυψελωτά συστήματα 2.5 Γενιάς

Η μετάβαση από τα κυψελωτά συστήματα πρώτης γενιάς σε εκείνα της δεύτερης γενιάς σηματοδεύτηκε από την εισαγωγή των ψηφιακών τεχνικών που έδωσαν τη δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε μεγάλους πληθυσμούς και μεγάλες γεωγραφικές εκτάσεις ,λόγω της πολύ καλής ποιότητας της φωνητικής υπηρεσίας. Η δυνατότητα όμως υποστήριξης όμως υποστήριξης υπηρεσιών δεδομένων είναι περιορισμένη στα 2^{ης} γενιάς συστήματα και η ανάγκη για παροχή υπηρεσιών με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, ώστε να μεταδίδονται εικόνες υψηλής ποιότητας και video πραγματικού χρόνου ή να παρέχεται πρόσβαση στο Διαδίκτυο με υψηλές ταχύτητες , οδήγησε στη σχεδίαση των συστημάτων 2.5G. Τα συστήματα 2.5G στηρίζονται σε συστήματα τεχνολογίας 2^{ης} γενιάς και προσφέρουν υπηρεσίες δεδομένων υψηλότερης ταχύτητας υποστηρίζοντας τεχνολογίες μεταγωγής πακέτου. Ουσιαστικά πρόκειται για υπηρεσίες προστιθέμενης αξίας στα ήδη λειτουργούντα συστήματα, εξασφαλίζοντας μια πιο ομαλή μετάβαση στα συστήματα 3^{ης} γενιάς.

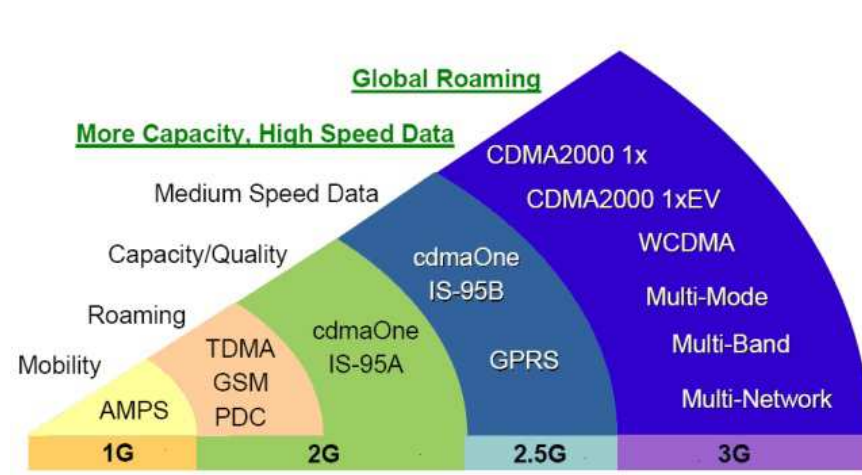
1.5. Κυψελωτά συστήματα 3^{ης} Γενιάς

Το βασικό χαρακτηριστικό συστημάτων 3^{ης} γενιάς είναι η υποστήριξη εφαρμογών πολυμέσων και η δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα ,με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης.

Οι βασικές απαιτήσεις που τίθενται από τα συστήματα 3^{ης} γενιάς είναι:

- Ρυθμοί μετάδοσης μέχρι και 2Mbps
- Μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης για δυνατότητα προσφοράς εύρους ζώνης κατά απαίτηση
- Πολυπλεξία υπηρεσιών, με διαφορετικές απαιτήσεις ως προς τη ποιότητα π.χ. φωνή, στην ίδια σύνδεση
- Συνύπαρξη 2^{ης} και 3^{ης} γενιάς
- Μεγάλη φασματική απόδοση
- Συνύπαρξη FDD και TDD συστημάτων

Οι ραδιοεπαφές που έχουν αναπτυχθεί για τα συστήματα 3^{ης} γενιάς είναι το WCDMA ή multicarrier CDMA και το cdma2000. Οι συχνότητες που αποδόθηκαν από το WARC'92 για τα 3^{ης} γενιάς συστήματα είναι διαφορετικές για κάθε περιοχή και ο λόγος είναι οι ζώνες συχνοτήτων που είχαν καταλάβει τα συστήματα δεύτερης γενιάς σε κάθε γεωγραφική περιοχή. Έτσι οι συχνότητες που αποδόθηκαν στα 3^{ης} γενιάς δίκτυα στην Ευρώπη είναι 2*60MHz (άνω ζεύξη 1920-1980 MHz, κάτω ζεύξη 2110-2170) για WCDMA FDD συστήματα, 25 MHz (1900-1920 MHz/2020-2025 MHz) για TDD συστήματα με υποχρέωση έκδοσης άδειας, και 10 MHz (2010-2020) για TDD συστήματα χωρίς αδειοδότηση.



Εικόνα 1.1. Εξέλιξη κινητών συστημάτων

Κεφάλαιο 2

Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης

2.1. Εισαγωγή

Τα σημαντικότερα προβλήματα στην ασύρματη διάδοση είναι ο θόρυβος, οι παρεμβολές, η παρεμπόδιση από ανθρώπινες και φυσικές κατασκευές και η πολυδιαδρομική διάδοση. Η κατάσταση επιδεινώνεται καθώς τα παραπάνω φαινόμενα μεταβάλλονται χρονικά με απρόβλεπτο τρόπο κυρίως με τη κίνηση των τερματικών σταθμών. Τα χαρακτηριστικά αυτά θέτουν τα βασικά όρια στην έκταση της κάλυψης, το ρυθμό μετάδοσης και την αξιοπιστία της επικοινωνίας στο ραδιοδίαυλο. Τα όρια καθορίζονται από πολλούς παράγοντες με κυριότερους το περιβάλλον διάδοσης και τη κινητικότητα των χρηστών. Τα περισσότερα συστήματα κινητών επικοινωνιών χρησιμοποιούν τις ζώνες συχνοτήτων VHF(0.03 - 0.3GHz), UHF(0.3-3GHz) και SHF(3-300GHz), όπου η καμπυλότητα της γης αλλά και η ιονόσφαιρα δεν επηρεάζουν τη διάδοση. Η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια (H/M), με τη μορφή ραδιοκυμάτων, διαδίδεται απομακρυνόμενη από τη κεραία εκπομπής και υπάρχουν πολλοί τρόποι που τα ραδιοκύματα ταξιδεύουν, ανάλογα με τη συχνότητα εκπομπής.

2.2. Διάδοση Ραδιοκυμάτων

Με τον όρο διάδοση ραδιοκυμάτων εννοούμε την όδευση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και τη μεταφορά H/M ενέργειας από μια κεραία πομπού σε μία κεραία δέκτη σε περιβάλλον που συμμετέχουν τόσο το έδαφος και η τροπόσφαιρα ή η ιονόσφαιρα, όσο και διάφορες φυσικές ή τεχνητές κατασκευές. Τα H/M κύματα χωρίζονται σε διάφορες κατηγορίες ανάλογα με τους μηχανισμούς διάδοσης όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.1. Ο κάθε τύπος κύματος είναι άμεσα συσχετισμένος με κάποιο μέσο μετάδοσης και κυρίως τα διαφορετικά στρώματα της ατμόσφαιρας καθώς και τα διάφορα φυσικά ή τεχνητά εμπόδια στην επιφάνεια της γης. Τα Ιονοσφαιρικά είναι κύματα που ανακλώνται ή υπόκεινται σκέδαση από την ιονόσφαιρα. Τα Τροποσφαιρικά κύματα, είναι κύματα που ανακλώνται, περιθλώνται ή υπόκεινται σκέδαση από τη τροπόσφαιρα. Τα κύματα εδάφους είναι κύματα που μεταδίδονται κοντά στην επιφάνεια της γης και χωρίζονται σε κύματα χώρου και κύματα επιφάνειας. Τα κύματα χώρου με τη σειρά τους περιλαμβάνουν τα απευθείας κύματα και τα ανακλώμενα από το έδαφος κύματα. Σημαντικές παράμετροι που καθορίζουν τη σημασία του κάθε τύπου ραδιοκύματος είναι η απόσταση της διάδοσης και η συχνότητα των H/M κυμάτων. Ο παρακάτω Πίνακας παρουσιάζει τις διάφορες ζώνες συχνοτήτων.

Ονομασία Ζώνης	Συχνότητες
Extremely Low Frequency (ELF)	3mHz-3kHz
Very Low Frequency(VLF)	3kHz-30kHz
Low Frequency(LF)	30kHz-300kHz
Medium Frequency(MF)	300kHz-3MHz
High Frequency(HF)	3MHz-30MHz
Very High Frequency(VHF)	30MHz-300MHz
Ultra High Frequency(UHF)	300MHz-3GHz
Super High Frequency(SHF)	3GHz-30GHz
Extra High Frequency(EHF)	30GHz-300GHz

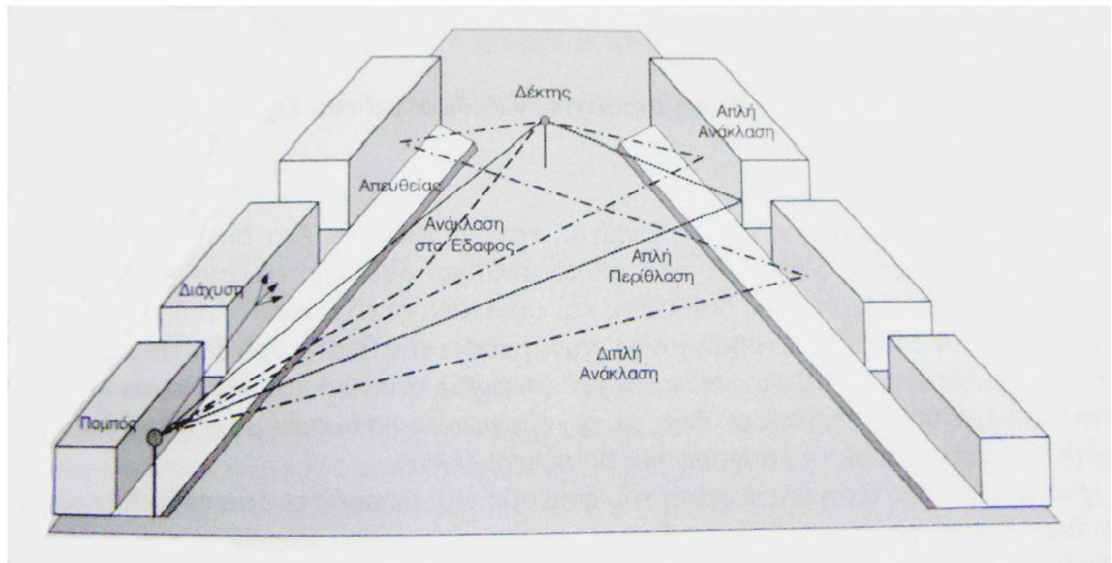
Πίνακας 2.1. Ζώνες Συχνοτήτων

Στις VHF(30MHz-300MHz) και UHF(300MHz-3GHz) ζώνες συχνοτήτων, τα κύματα δεν ανακλώνται από την ιονόσφαιρα, αλλά τη διαπερνούν προς το διάστημα. Ο σημαντικότερος τύπος κυμάτων είναι τα κύματα χώρου και τα τροποσφαιρικά κύματα, δηλαδή τα ανακλώμενα, διαθλώμενα ή σκεδαζόμενα από τη τροπόσφαιρα. Η επιλογή των VHF και UHF θεωρείται η βέλτιστη για τα συστήματα κινητών επικοινωνιών με δεδομένη τη περιορισμένη έκταση διάδοσης και το χαμηλό κόστος αλλά και το μέγεθος του εξοπλισμού. Ιδιαίτερα για κυβελωτά συστήματα όπου χρειαζόμαστε την επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων με περιορισμένες ομοδιαυλικές παρεμβολές, η περιορισμένη έκταση διάδοσης είναι απόλυτα επιθυμητή. Οι συχνότητες στην SHF ζώνη καλούνται και μικροκυματικές.

2.3.Μηχανισμοί Διάδοσης Ραδιοκυμάτων

Οι μηχανισμοί διάδοσης των ραδιοκυμάτων ,εκτός της απευθείας συνιστώσας είναι τρεις

- Η **ανάκλαση**(reflection),συμβαίνει όταν ένα εκπεμπόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μία λεία επιφάνεια με πολύ μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος του RF σήματος.
- Η **περίθλαση**(diffraction),συμβαίνει όταν ανάμεσα στο πομπό και το δέκτη υπάρχει φυσικό ή τεχνητό εμπόδιο με μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος, το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από το εμπόδιο σύμφωνα με την αρχή του Huygens.Η περίθλαση είναι ένα φαινόμενο που ερμηνεύει τη μεταφορά Η/Μ ενέργειας από το πομπό στο δέκτη χωρίς την απαραίτητη ύπαρξη απευθείας μονοπατιού μεταξύ τους.
- Η **σκέδαση**(scattering), συμβαίνει όταν ένα σήμα προσκρούει είτε σε μία μεγάλη τραχιά ή σε επιφάνεια της οποίας οι διαστάσεις είναι της τάξης του μήκους κύματος ή μικρότερες, με αποτέλεσμα η ανακλώμενη ενέργεια να σκορπίζεται προς όλες τις κατευθύνσεις.



Εικόνα 2.1 :Οι 3 μηχανισμοί διάδοσης

2.4. Απώλειες Διάδοσης(Path Loss)

Με τον όρο απώλειες διάδοσης, ορίζουμε το λόγο εκπεμπόμενης ισχύος προς τη λαμβανόμενη ισχύ, για ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης και είναι συνήθως μια συνάρτηση της απόστασης διάδοσης. Το πρόβλημα του προσδιορισμού της συμπεριφοράς της μέσης λαμβανόμενης ισχύος είναι δύσκολο αν σκεφτούμε ότι, για κάθε τύπο περιβάλλοντος, όπου μπορεί να έχουμε φυσικά ή τεχνητά εμπόδια, μπορεί να έχουμε διαφορετικούς μηχανισμούς διάδοσης με αποτέλεσμα η εξάρτηση από την απόσταση να είναι πολύ διαφορετική. Για το λόγο αυτό ,έχουν δημιουργηθεί διαφορετικά μοντέλα ραδιοδιάδοσης. Ανάλογα με τη πολυπλοκότητα του μοντέλου, οι βασικές πληροφορίες στις οποίες στηρίζονται τα μοντέλα αυτά είναι η συχνότητα λειτουργίας, ο τύπος της περιοχής , η απόσταση πομπού και δέκτη, το ύψος της κεραίας του πομπού, το ύψος της κεραίας του δέκτη αλλά επίσης και γεωγραφικά χαρακτηριστικά της περιοχής όπως προσανατολισμός των δρόμων, η μορφολογία της περιοχής στην ευθεία που ενώνει πομπό και δέκτη, η παρουσία ή όχι δένδρων ακόμα και τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των επιφανειών των κτηρίων και του εδάφους.

2.4.1 Μοντέλο Ελεύθερου Χώρου

Το μοντέλο ελεύθερου χώρου περιγράφει το φαινόμενο της ζεύξης μεταξύ πομπού και δέκτη σε χώρο ελεύθερο από άλλα φυσικά ή τεχνητά εμπόδια και στο δέκτη φτάνει μόνο η απευθείας συνιστώσα. Σε αυτή τη περίπτωση η ισχύς που λαμβάνουμε δίνεται από την εξίσωση του Friis:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r}{L} \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.1)$$

Όπου P_r η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος, η P_t η ισχύς εκπομπής, τα G_t και G_r τα κέρδη των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, το L οι απώλειες, το λ το μήκος κύματος και το d η απόσταση μεταξύ κεραιάς πομπού και δέκτη αντίστοιχα. Επειδή συνήθως μας ενδιαφέρει να εκφράζουμε το λόγο της εκπεμπόμενης ισχύς προς τη λαμβανόμενη ισχύ για δύο κεραιές ισοτροπικές χωρίς απώλειες τότε έχουμε:

$$L_{FS}(d) = \frac{P_t}{P_r(d)} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

Αντίστοιχα σε dB υπολογίζεται ως

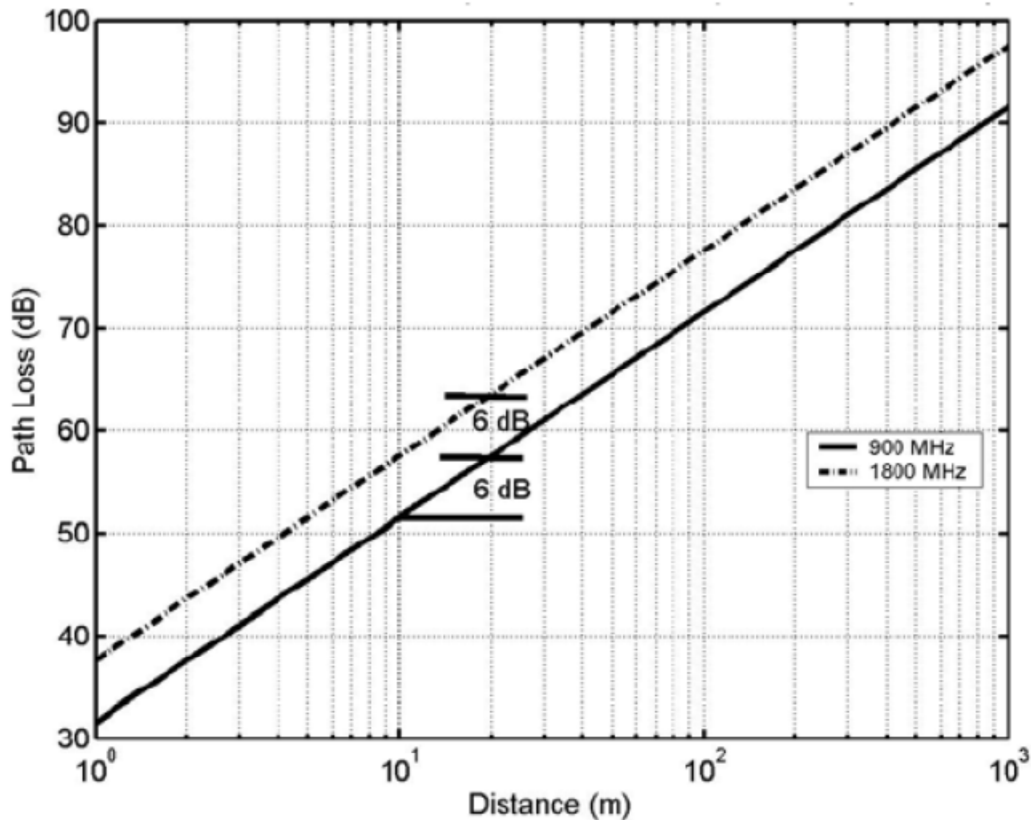
$$PL(d) = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r(d)} \right) = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 22 - 20 \log(\lambda) + 20 \log(d) \quad (2.3)$$

Από τη σχέση (2.3) καταλαβαίνουμε ότι για κάθε δεκαπλασιασμό της απόστασης οι απώλειες αυξάνονται κατά 20dB, δηλαδή ο κανόνας που προκύπτει είναι απώλειες 20dB/decade. Για να ισχύει όμως προϋποθέτει επίπεδα H/M κύματα στην απόσταση d , δηλαδή έχει ισχύ στη μακρινή περιοχή της κεραιάς για

$$d > 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (2.4)$$

όπου D η μέγιστη γραμμική διάσταση της κεραιάς.

Στο σχήμα 1.4 παρουσιάζονται οι απώλειες ελεύθερου χώρου για συχνότητες 900MHz και 1800MHz. Βλέπουμε ότι για κάθε διπλασιασμό της απόστασης οι απώλειες διάδοσης αυξάνονται περίπου κατά 6dB.



Εικόνα 2.2: Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου

Η διάδοση σε ελεύθερο χώρο αποτελεί μία σπάνια περίπτωση γιατί το σήμα ανακλάται στο έδαφος άρα δε μπορεί να χρησιμοποιηθεί από μόνο του.

2.4.2. Μοντέλο Επίπεδης Γης

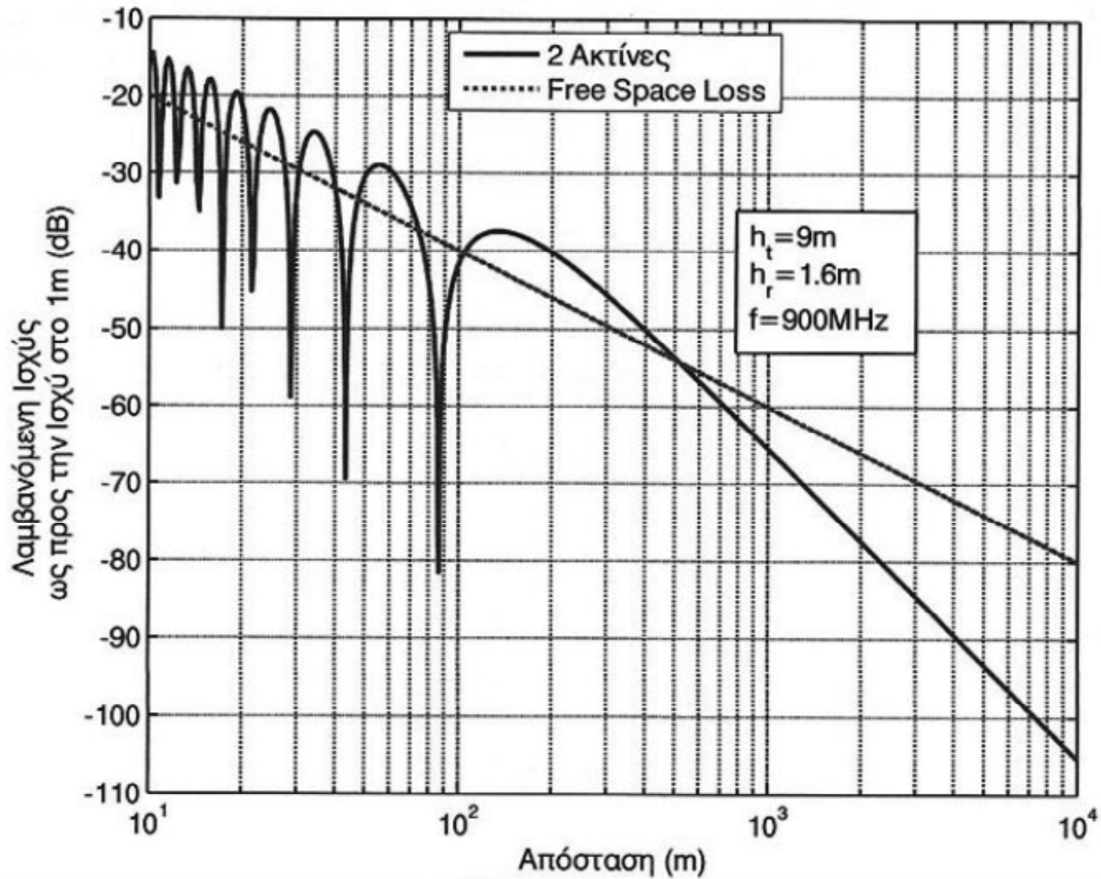
Στο συγκεκριμένο μοντέλο, που αλλιώς ονομάζεται και μοντέλο 2 ακτινών, υπολογίζονται οι απώλειες όταν οι κεραιές του πομπού και του δέκτη έχουν τέτοια απόσταση μεταξύ τους που δεν υπολογίζουμε τη καμπυλότητα της γη. Συγκεκριμένα σε αυτό το μοντέλο η γη θεωρείται μία τέλεια επίπεδη επιφάνεια, έτσι ώστε στο δέκτη να φτάνουν 2 συνιστώσες (απευθείας και η ανακλώμενη). Η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος υπολογίζεται από το παρακάτω τύπο:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^{-2} \quad (2.5)$$

Και σε λογαριθμική κλίμακα dB είναι ως εξής:

$$PL = 40 \log(d) - 20 \log(f) - 10 \log(G_t G_r) \quad (2.6)$$

Από τη (2.5) βλέπουμε ότι για κάθε δεκαπλασιασμό της απόστασης οι απώλειες αυξάνονται κατά 40dB. Άμα διπλασιάσουμε το ύψος της κεραίας του σταθμού βάσης, η εξασθένηση μειώνεται κατά 6dB όπως παρατηρούμε και στο σχήμα 2.3.



Εικόνα 2.3: Μοντέλο απωλειών δύο ακτινών

2.4.3 Εκθετικό Μοντέλο

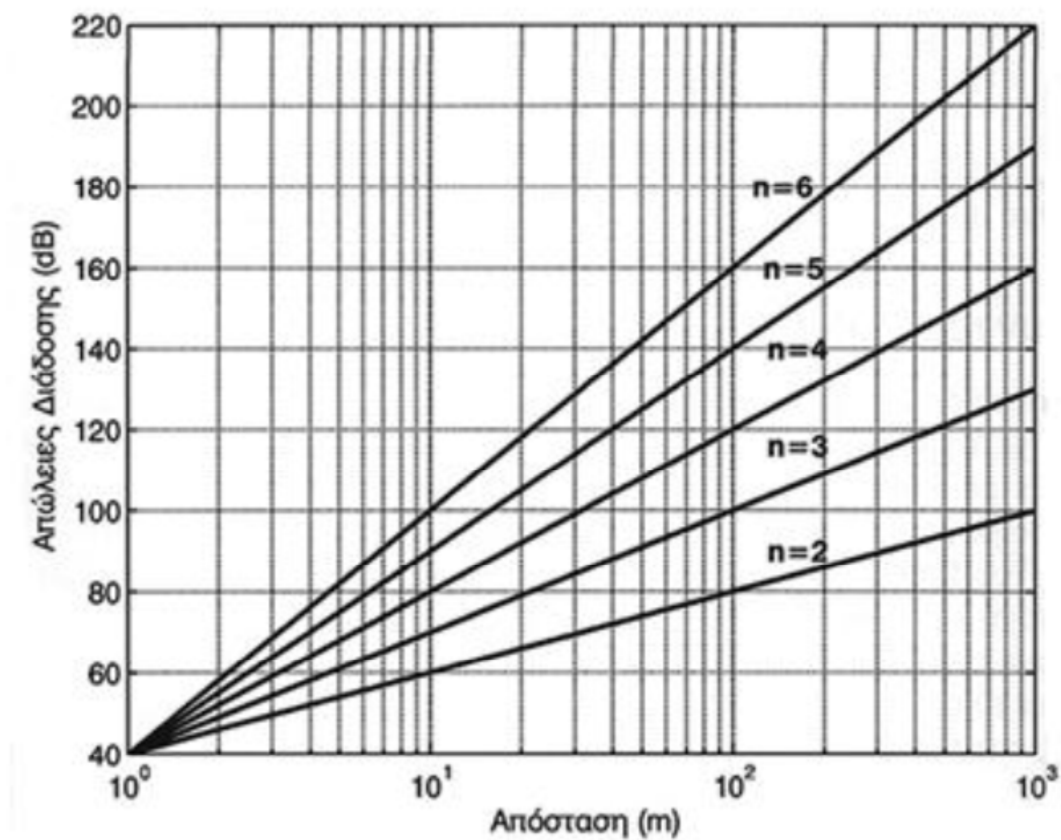
Το μοντέλο ελεύθερου χώρου όμως δε πληρεί όλες τις προϋποθέσεις για τα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών επειδή τα ηλεκτομαγνητικά κύματα διαδίδονται σε περιβάλλον όπου ανακλώνται, διαθλώνται και διαχέονται από το έδαφος. Άρα οι απώλειες διάδοσης δεν εξαρτώνται μόνο από την απόσταση και τη συχνότητα αλλά και από το ύψος της κεραίας του κινητού σταθμού και του σταθμού βάσης. Ένα απλό μοντέλο διάδοσης, όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη (non-line-of-sight NLOS), είναι το εκθετικό μοντέλο που υπολογίζει τις απώλειες που υπολογίζει τη λαμβανόμενη ισχύ σε λογαριθμικές μονάδες, σε dBm ή dBW ως εξής:

$$(d) = (\quad) - 10 \log(\quad) \quad (2.7)$$

Όπου n ο συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor) ή συντελεστής εξασθένησης. Για $n=2$ έχουμε το μοντέλο ελεύθερου χώρου ενώ ανάλογα με το περιβάλλον και τις διαστάσεις των κυψελών το n κυμαίνεται από 2 έως 4 για τυπικές αστικές περιοχές με μακροκυψέλες και από 1.6 έως 8 για μακροκυψελωτό περιβάλλον. Ο συντελεστής εξασθένησης n προκύπτει εμπειρικά από μετρήσεις. Όμοια, για τις απώλειες σε dB έχουμε

$$PL(d)=PL(\quad)+10n \quad (—) \quad (2.8)$$

Αν απεικονίσουμε τις απώλειες διάδοσης σε λογαριθμική κλίμακα, προκύπτει ευθεία γραμμή με κλίση n dB ανά δεκάδα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Εικόνα 2.4 :Απώλειες διάδοσης για διαφορετικούς συντελεστές εξασθένησης

2.4.4. Μοντέλο Egli

Ο Egli διεξήγαγε μία σειρά μετρήσεων πάνω από ανώμαλο έδαφος αλλά χωρίς ψηλά φυσικά εμπόδια και σε συχνότητες μεταξύ 90MHz και 1000MHz. Ο Egli παρατήρησε ότι η μέση λαμβανόμενη ισχύς του σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη της τέταρτης δύναμης της απόστασης από το πομπό. Έτσι ανέπτυξε ένα μοντέλο βασισμένο στην εξίσωση διάδοσης επίπεδης επιφάνειας. Παρατήρησε πρώτον, ότι υπήρχε μία επιπλέον απώλεια σε σχέση με εκείνη που προέβλεπε η εξίσωση της

επίπεδης επιφάνειας και δεύτερον ότι αυτή η επιπλέον απώλεια εξαρτιόταν από τη συχνότητα και τη φύση του εδάφους. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα να εισάγει ένα πολλαπλασιαστικό διορθωτικό παράγοντα που λαμβάνει υπόψη την απόκλιση από το μοντέλο επίπεδης γης. Το μοντέλο του Eglí δίνεται από τη σχέση :

$$L(\text{dB})=20\log_{10}(h_{BS}h_{MS})-40\log_{10}(d)+20\log_{10}\left(\frac{40}{f_{\text{MHz}}}\right) \quad (2.9)$$

Όπου h_{BS} , h_{MS} , τα ύψη σε μέτρα των κεραιών στο πομπό-Σταθμό Βάσης και στο δέκτη-Κινητό Σταθμό αντίστοιχα και d η απόσταση σε μέτρα μεταξύ πομπού και δέκτη.

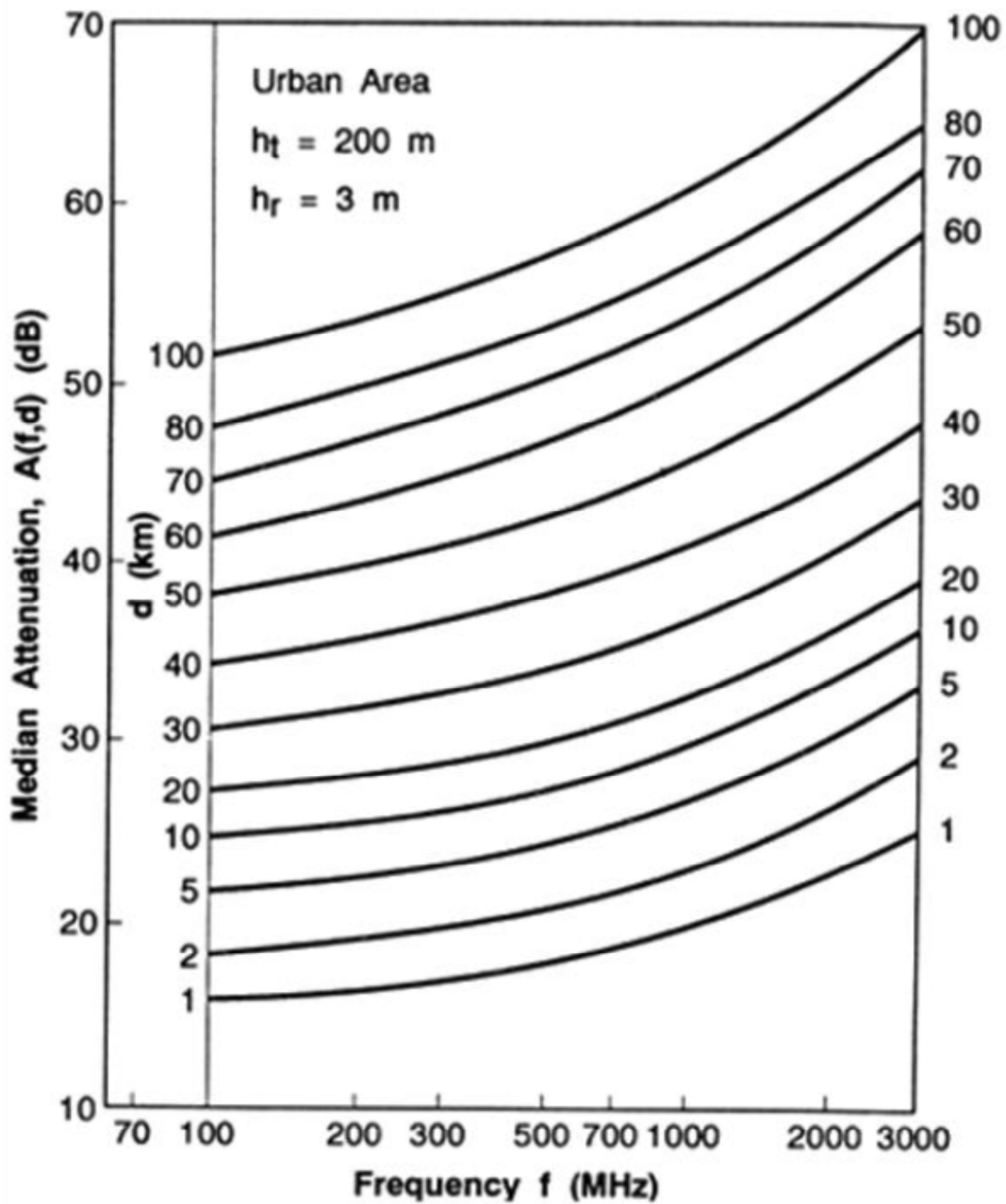
2.4.5 .Μοντέλο Okumura

Για αστικά περιβάλλοντα το πλέον χρησιμοποιούμενο μοντέλο είναι το μοντέλο Okumura. Εφαρμόσιμο σε συχνότητες 150MHz-1500MHz και σε αποστάσεις 1-100km.Ο Okumura ανέπτυξε μια εμπειρική προγνωστική μέθοδο καταλήγοντας σε μία σειρά από χρήσιμες γραφικές καμπύλες, για κάθε παράμετρο, όπως τη συχνότητα ,το ύψος της κεραίας του Σταθμού Βάσης. Βασίστηκε σε μετρήσεις που διεξήγαγε στο Τόκιο, σε συχνότητες 150MHz,450MHz και 900MHz και είναι δυνατή η εκτίμηση της ενδιάμεσης απόσβεσης σε σχέση με τη διάδοση σε ελεύθερο χώρο.(Σχήμα 2.5)

Επίσης χρησιμοποιήθηκαν ομοιοκατευθυντικές κεραιές κάθετης πόλωσης σε πομπό και δέκτη, ενώ τα ύψη των κεραιών ήταν από 200m έως 3m αντίστοιχα. Με τη παρακάτω έκφραση μπορεί να περιγραφεί το μοντέλο για την ενδιάμεση απόσβεση διάδοσης σε λογαριθμικές μονάδες:

$$L_{50}(\text{dB})=L_{FS}(d)+A_{mu}(f_c,d)-G(h_t)-G(h_r)-G_{AREA} \quad (2.10)$$

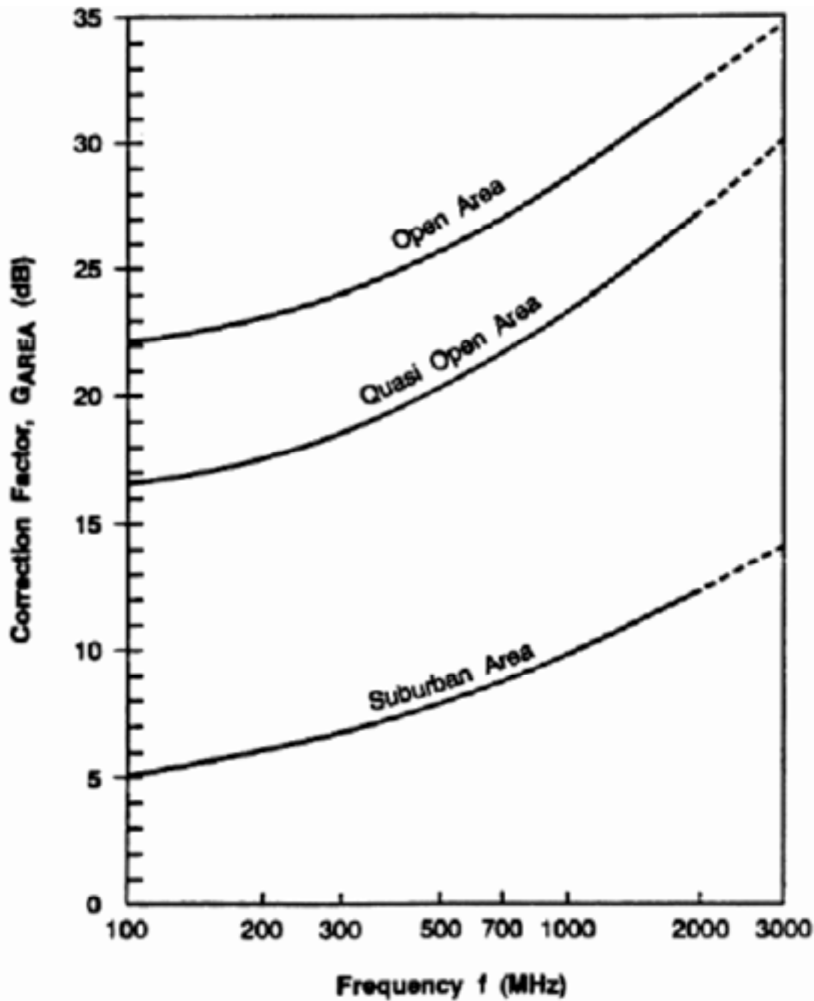
Όπου L_{FS} οι απώλειες ελεύθερου χώρου, A_{mu} η ενδιάμεση απόσβεση , $G(h_t)$ το κέρδος της κεραίας του πομπού, $G(h_r)$ το κέρδος της κεραίας του δέκτη, G_{AREA} το κέρδος που εξαρτάται από το περιβάλλον



Εικόνα 2.5: Ενδιάμεση απόσβεση σε σχέση με τον ελεύθερο χώρο

Ο διορθωτικός συντελεστής
καμπύλες του Σχήματος 2.5

προκύπτει συναρτήσει της συχνότητας από τις



Εικόνα 2.6: Συντελεστής διόρθωσης για διάφορους τύπους περιβάλλοντος

Τα κέρδη κεραιών είναι συναρτήσει του ύψους και προκύπτουν ως εξής

$$\begin{aligned}
 &= 20 \log\left(\frac{h}{30}\right) \quad \text{για } h > 30\text{m} \\
 &= 10 \log\left(\frac{h}{3}\right) \quad \text{για } 3\text{m} < h < 30\text{m} \\
 &= 20 \log\left(\frac{h}{3}\right) \quad \text{για } h < 3\text{m}
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

Για αστικά και ημιαστικά περιβάλλοντα το μοντέλο θεωρείται ιανοποιητικό, δεν ισχύει όμως το ίδιο και για αγροτικές περιοχές. Το μοντέλο επίσης δεν είναι εύκολα αξιοποιήσιμο από ένα εργαλείο σχεδίασης.

2.4.6 Μοντέλο Okumura- Hata

Στη συνέχεια ο Hata, στηριζόμενος στα αποτελέσματα του Okumura και στη προσπάθεια του να απλοποιήσει αυτή τη μέθοδο ,καθιέρωσε μια σειρά από εμπειρικές παραμετρικές εξισώσεις οι οποίες λαμβάνουν κάποιο καθορισμένο εύρος τιμών και διαφέρουν ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης. Το εύρος τιμών των παραμέτρων για το οποίο έχει νόημα εφαρμογής το μοντέλο είναι:

$$\begin{aligned} 150 \leq f_c \leq 1500 \text{MHz} \\ 30 \leq h_{BS} \leq 200 \text{m} \\ 1 \leq h_{MS} \leq 10 \text{m} \\ 1 \leq d \leq 20 \text{Km} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Όπου h_{BS} το ύψος του Σταθμού Βάσης σε μέτρα, h_{MS} το ύψος του Κινητού Σταθμού σε μέτρα, f_c η συχνότητα του φέροντος σε MHz και d η απόσταση Σταθμού Βάσης και Κινητού Σταθμού σε Km. Για αστικό περιβάλλον το μοντέλο προβλέπει τη μέση τιμή για τις απώλειες διάδοσης ως εξής:

$$\begin{aligned} L_{50} \text{ (dB)} = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_{BS} - a(h_{MS}) \\ + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_{BS}) \log_{10} d \end{aligned} \quad (2.13)$$

όπου h_{BS} το ύψος του Σταθμού Βάσης σε μέτρα, h_{MS} το ύψος του Κινητού Σταθμού σε μέτρα, f_c η συχνότητα του φέροντος σε MHz, d η απόσταση Σταθμού Βάσης και Κινητού Σταθμού σε Km και το $a(h_{MS})$ ο διορθωτικός παράγοντας ανάλογα με το ύψος της κεραίας του Κινητού Σταθμού.

Για μικρές ή μεσαίου μεγέθους πόλεις ισχύει:

$$a(h_{MS}) = (1.1 \log_{10} f_c - 0.7) h_{MS} - (1.56 \log_{10} f_c - 0.8) \quad (2.14)$$

ενώ για μεγάλες πόλεις

$$a(h_{MS}) = 8.29 (\log_{10} * 1.54 h_{MS})^2 - 1.1 \text{ για } f_c \leq 200 \text{MHz} \quad (2.15)$$

$$a(h_{MS}) = 3.2 (1 \log_{10} * 11.76 h_{MS})^2 - 4.97 \text{ για } f_c \geq 400 \text{MHz} \quad (2.16)$$

Το συγκεκριμένο μοντέλο βρίσκει εφαρμογή σε περιπτώσεις όπου η κεραία του Σταθμού Βάσης είναι πάνω από τις στέγες των σπιτιών και δε μπορεί να εφαρμοστεί για μικροκυψέλες..

Για προαστιακό περιβάλλον οι απώλειες δίνονται ως εξής

$$L_{50} \text{ (dB)} = L_{50} \text{ (Urban)} - 2 [\log_{10} (\frac{f_c}{28})]^2 - 5.4 \quad (2.17)$$

Όπου $L_{50}(\text{Urban})$ είναι οι απώλειες διάδοσης για τις αντίστοιχες παραμέτρους, αν βρισκόμασταν σε αστικό περιβάλλον. Αντίστοιχα σε αγροτικό περιβάλλον είναι ως εξής

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{Urban}) - 4.78(\log_{10} f_c)^2 + 18.33 \log_{10} f_c - 40.94 \quad (2.18)$$

Το μοντέλο Hata λόγω του γεγονότος ότι χρησιμοποιεί εξισώσεις σε αντίθεση με τη χρήση γραφικών παραστάσεων του Okumura είναι περισσότερο ευέλικτο.

2.4.7. Μοντέλο COST 231-Hata

Το μοντέλο αυτό είναι μία εξέλιξη του μοντέλου Okumura-Hata για συχνότητες από 1500MHz έως 200MHz, αλλά και εφαρμογή σε ευρωπαϊκά αστικά περιβάλλοντα. Οι υπόλοιπες συνθήκες εφαρμογής είναι ίδιες. Το μοντέλο για αστικά περιβάλλοντα είναι της μορφής:

$$L(\text{dB}) = A + B \log_{10} d + C$$

$$A = 46.3 + 33.9 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_{BS} \alpha(h_{MS}) \quad (2.19)$$

$$B = 44.9 - 6.55 \log_{10} h_{BS}$$

Όπου ο παράγοντας C είναι ίσος με 0dB για μεσαίου μεγέθους πόλεις και μικροαστικά κέντρα με μικρή πυκνότητα δέντρων και 3dB για μητροπολιτικά κέντρα. Το μοντέλο αυτό, όπως και του Okumura-Hata, βρίσκει εφαρμογή μόνο σε μακροκυψέλες, δηλαδή σε περιπτώσεις όπου η κεραία του Σταθμού Βάσης είναι πάνω από τις στέγες των σπιτιών και δε μπορεί να εφαρμοστεί σε μικροκυψέλες.

2.4.8 Μοντέλο COST 231-Walfisch-Ikegami

Αποτέλεσμα συνδυασμού δύο διαφορετικών μεθόδων, εκείνης των Walfisch-Bertoni και εκείνης των Ikegami-Yoshida-Umehira. Στο συγκεκριμένο μοντέλο λαμβάνονται υπόψη τέσσερις παράγοντες:

- Τα ύψη των κτιρίων που παρεμβάλλονται μεταξύ πομπού και δέκτη
- Το πλάτος των δρόμων
- Η απόσταση μεταξύ των κτηρίων
- Η κατεύθυνση των δρόμων αναφορικά με την απευθείας συνιστώσα που συνδέει το πομπό με το δέκτη

Το εύρος τιμών εφαρμογής του μοντέλου είναι:

$$800 \leq f_c \leq 2000 \text{MHz}$$

$$4 \leq h_{BS} \leq 50 \text{m} \quad (2.20)$$

$$1 \leq h_{MS} \leq 3\text{m}$$

$$0.02 \leq d \leq 5\text{Km}$$

Το μοντέλο βρίσκει εφαρμογή τόσο σε μακροκυψέλες όσο και σε μικροκυψέλες, σε πυκνά δομημένες πόλεις με επίπεδο έδαφος.

Σε περιβάλλον με οπτική επαφή πομπού και δέκτη (Line Of Sight-LOS), οι απώλειες διάδοσης υπολογίζονται από τη παρακάτω σχέση

$$L_{LOS}(\text{dB}) = 42.6 + 26 \log_{10} d_{\text{Km}} + 20 \log_{10} f_{\text{MHz}} \quad (2.21)$$

Η σταθερά των 42.6dB έχει υπολογιστεί έτσι ώστε για $d=20\text{m}$, η εξίσωση να ταυτίζεται με εκείνη των απωλειών ελεύθερου χώρου για την ίδια απόσταση. Όταν ο πομπός και ο δέκτης δε βρίσκονται σε επαφή οι απώλειες διάδοσης υπολογίζονται από το άθροισμα τριών διαφορετικών όρων:

- Απώλειες ελεύθερου χώρου (Free Space Loss), L_{FS}
- Απώλειες περίθλασης από πολλαπλά συνεχόμενα εμπόδια (Multiple screen diffraction) L_{msd}
- Επιπλέον απώλειες περίθλασης και σκέδασης από τη κορυφή του κτηρίου στο δρόμο (Roof to street diffraction and scatter loss) L_{rts} .

Παρόλο που λαμβάνονται υπόψη γεωμετρικά και τοπολογικά χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος, το μοντέλο είναι στατιστικό και όχι αναλυτικό αφού χρησιμοποιεί χαρακτηριστικές τιμές των παραμέτρων και όχι μία τοπογραφική βάση δεδομένων.

2.4.9. Μοντέλα Εσωτερικών Χώρων

Η πρόβλεψη του λαμβανόμενου σήματος σε εσωτερικούς χώρους είναι εξίσου σημαντική με εκείνη στους εξωτερικούς χώρους. Τα συστήματα κινητών επικοινωνιών μπορούν κάλλιστα να λειτουργούν και με τις δύο κεραίες πομπού και δέκτη σε εσωτερικό χώρο, όπως π.χ. στα κλασσικά ασύρματα φορητά συστήματα τηλεφωνίας, στις περιπτώσεις που έχουν εγκατασταθεί Σταθμοί Βάσης σε εσωτερικούς χώρους αλλά και στα WLANs. Ο ραδιοδιάυλος στους εσωτερικούς χώρους διαφέρει σημαντικά από εκείνον των εξωτερικών χώρων. Η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι πολύ μικρότερη εξαιτίας των μεγάλων απωλειών που προκαλούνται από τους εσωτερικούς τοίχους, τα έπιπλα αλλά και λόγω της μικρότερης ισχύος εκπομπής. Τα περισσότερα μοντέλα υπολογισμού της μέσης τιμής των απωλειών διάδοσης για εσωτερικούς χώρους είναι εμπειρικά.

2.4.9.1. Μοντέλο Απλής Κλίσης

Το μοντέλο απλής κλίσης για εσωτερικούς χώρους προκύπτει από προσαρμογή σε μετρήσεις και εκφράζεται ως εξής:

$$PL(d)=PL(d_0)+10n\log (d) \quad (2.22)$$

Όπου $PL(d_0)$, οι απώλειες διάδοσης στην απόσταση αναφοράς d . Ο παρακάτω πίνακας μας δίνει κάποιες τυπικές τιμές για το συντελεστή απωλειών διάδοσης αλλά και για τις απώλειες διάδοσης στην απόσταση αναφοράς σε διαφορετικά περιβάλλοντα.

Περιβάλλον	$n[PL(d_0)]$	Κύριος Μηχανισμός
Διάδρομοι	1.4-1.9[39.2-42.7]	Κυματοδήγηση
Μεγάλα, ανοικτά δωμάτια	~2[37.5]	LOS
Πυκνά επιπλωμένα δωμάτια	~4[33.3]	NLOS
Πολλαπλοί όροφοι	5.2-5.4[21.9-44.9]	Εξασθένηση από δάπεδα και τοίχους

Πίνακας 2.2. Τυπικές τιμές n και $[PL(d_0)]$ για συχνότητες 0.8-2.9GHz

2.5 Σκίαση

Λόγω του γεγονότος ότι το περιβάλλον διάδοσης μπορεί να μην είναι ομοιόμορφο, η μέση ισχύς που λαμβάνεται σε διάφορες θέσεις του δέκτη που ισαπέχουν από το πομπό, είναι πολύ διαφορετική από εκείνη που προβλέπουν τα μοντέλα διάδοσης. Η στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύς σε απόσταση d από το πομπό είναι μία τυχαία μεταβλητή και έχει λογαριθμική κατανομή. Έτσι ισχύει

$$PL(d)=PL(d)+X_{\sigma}=PL(d_0)+10n\log \left(\frac{d}{d_0}\right)+X_{\sigma} \quad (2.22)$$

Και η ισχύς λήψης σε απόσταση d από το πομπό είναι

$$P_r(d)=P_t-PL(d) \quad (2.23)$$

Το X_{σ} εξαρτάται από τη συνιστώσα διάλειασης.

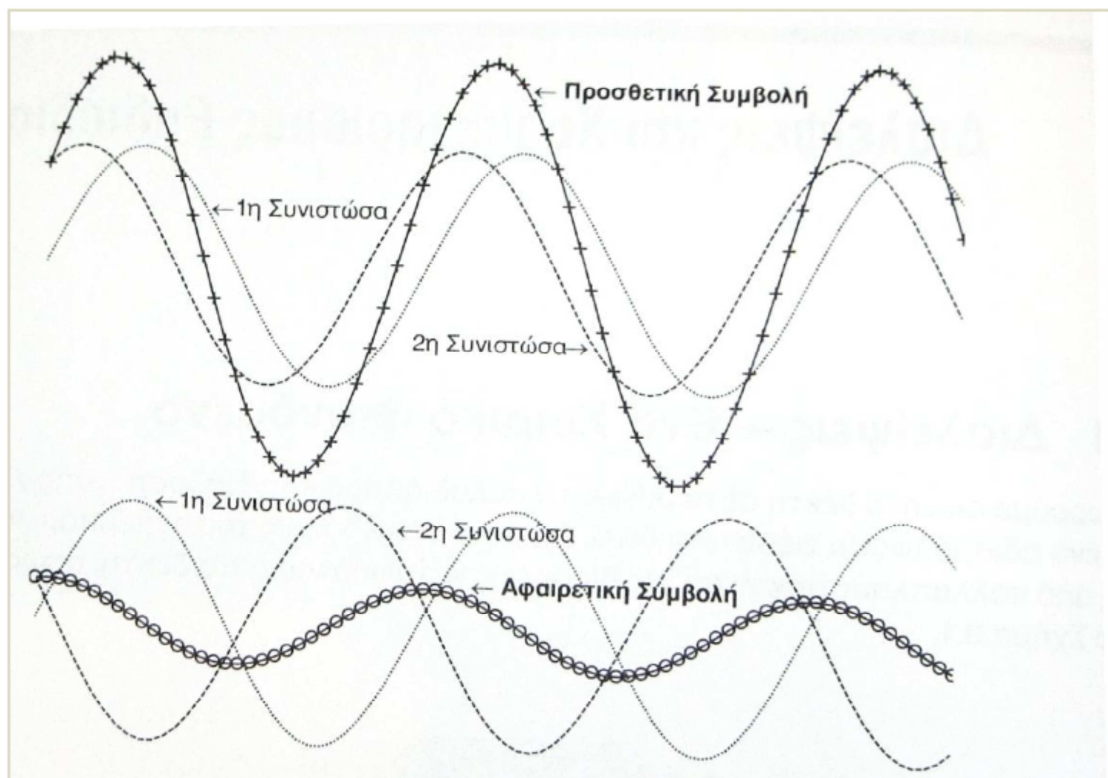
Το πρόβλημα που προκαλεί η σκίαση είναι ότι όλες οι θέσεις που βρίσκονται σε απόσταση από το πομπό ακόμα και ίδια μπορεί να μη λαμβάνουν τη σωστή στάθμη του σήματος για να μπορέσει να γίνει αποδιαμόρφωση της πληροφορίας.

2.6. Διάδοση μέσω πολλαπλών διαδρομών (Multipath Propagation)

Στα συστήματα κινητών επικοινωνιών η ενέργεια καταφθάνει στο δέκτη, είτε πρόκειται για Κινητό Σταθμό είτε για Σταθμό Βάσης, ακολουθώντας διαφορετικά μονοπάτια διάδοσης, με αποτέλεσμα τα ραδιοκύματα να καταφθάνει το καθένα από διαφορετική κατεύθυνση και με διαφορετική χρονική καθυστέρηση και να αθροίζονται διανυσματικά στη κεραία του δέκτη. Το φαινόμενο αυτό της άφιξης πολλαπλών εκδόσεων του εκπεμπόμενου σήματος ονομάζεται πολυδιαδρομική διάδοση (multipath propagation), και έχει σαν αποτέλεσμα τη αθροιστική ή την αφαιρετική συμβολή των ραδιοκυμάτων.

2.7. Είδη Διαλείψεων

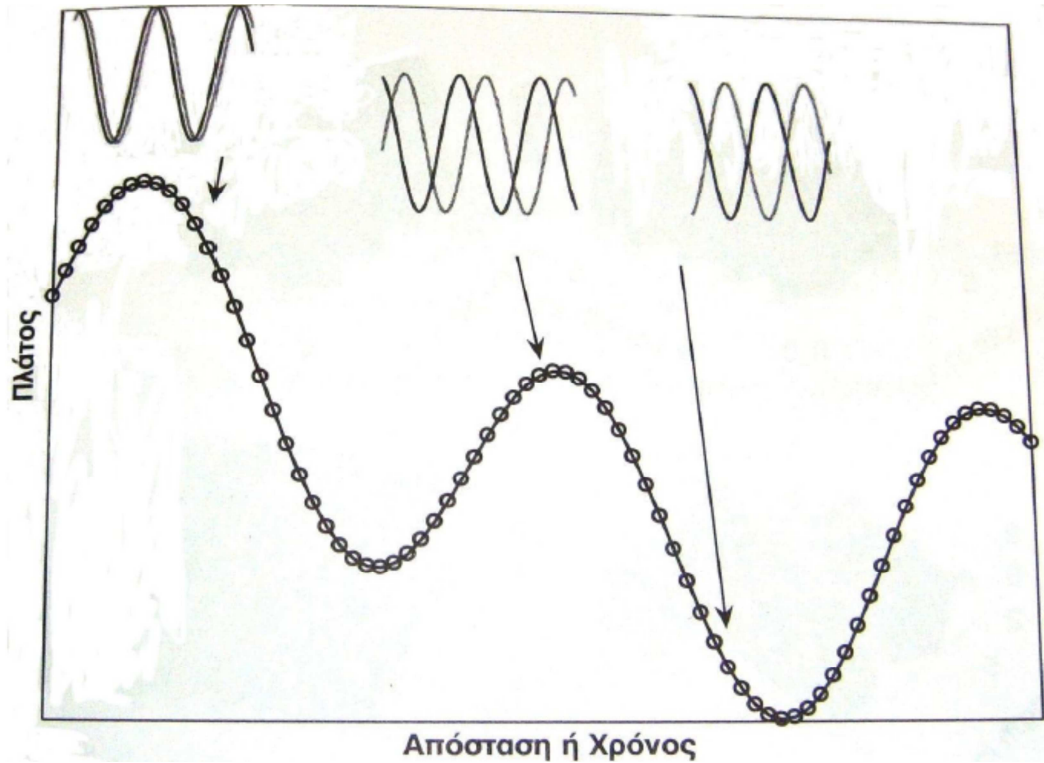
Θεωρούμε ακίνητο δέκτη σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης, όπου εκπέμπεται ένα αδιαμόρφωτο και όπου διαδοχικές εκδόσεις του εκπεμπόμενου σήματος από πολλαπλούς μηχανισμούς διάδοσης καταφθάνουν στο δέκτη. Κάθε πολυδιαδρομική συνιστώσα καταφθάνει στο δέκτη με διαφορετική χρονική καθυστέρηση και λόγω του διαφορετικού ηλεκτρικού μονοπατιού που διανύουν, κάθε συνιστώσα έχει μία σχετική ολίσθηση φάσης, Η υπέρθεση των συνιστωσών



Εικόνα 2.7: Συμβολή διαδοχικών εκδόσεων του σήματος

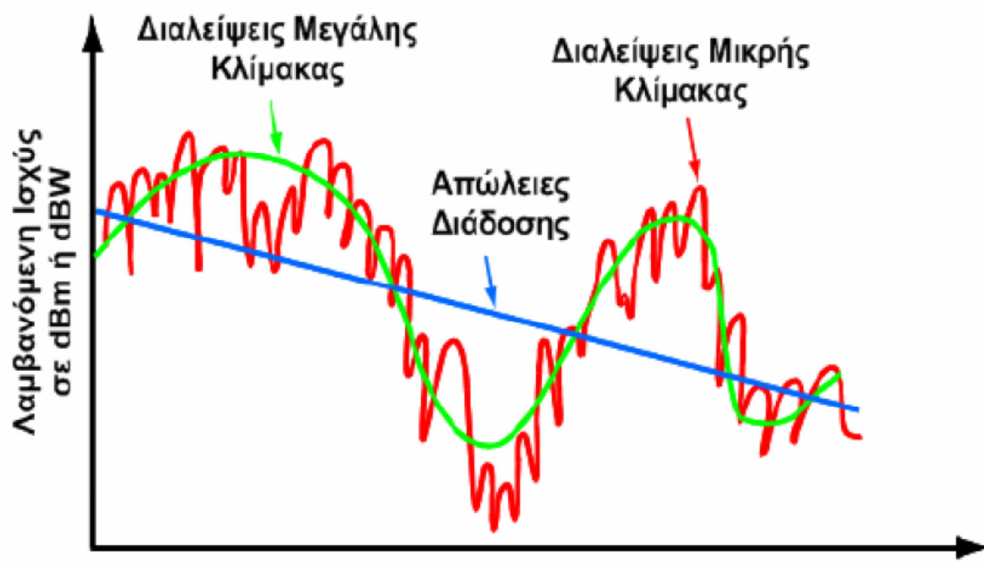
κάθε χρονική στιγμή οδηγεί στην αθροιστική ή τη αφαιρετική συμβολή των ραδιοκυμάτων, ανάλογα με τις σχετικές φάσεις των συνιστωσών

Όταν ο δέκτης κινείται, τότε προκύπτει ένα δυναμικό περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης στο οποίο υπάρχει συνεχής αλλαγή του ηλεκτρικού μήκους κάθε μονοπατιού διάδοσης με αποτέλεσμα οι σχετικές ολισθήσεις φάσης μεταξύ των συνιστωσών να μεταβάλλονται συναρτήσει της θέσης του δέκτη.



Εικόνα 2.8: Χωρική Μεταβολή της Περιβάλλουσας

Όταν έχουμε ένα δέκτη που κινείται σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης, τότε από τη στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύ που θα καταγράψουμε συναρτήσει της απόστασης, θα προκύψει κάτι ανάλογο με το παρακάτω σχήμα



Σχήμα 2.8. Υπέρθωση Διαλείψεων

Όπως βλέπουμε στο σχήμα υπάρχουν 2 είδη διαλείψεων

- Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας(Large Scale Fading)
- Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας(Small Scale Fading)

2.7.1. Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας(Large Scale Fading)

Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας εμπεριέχουν δύο από τα τέσσερα βασικά χαρακτηριστικά της ραδιομετάδοσης, τις απώλειες διάδοσης και τη σκίαση. Οι μεγάλης κλίμακας διαλείψεις εκφράζουν τη μέση εξασθένηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της κίνησης σε μεγάλες περιοχές. Τα απλά μοντέλα απωλειών διάδοσης αναφέρονται σε μέσες τιμές και δε λαμβάνουν υπόψη το γεγονός ότι το περιβάλλον μπορεί να είναι τελείως διαφορετικό σε 2 περιπτώσεις όπου πομπός και δέκτης απέχουν την ίδια απόσταση και τα ραδιοκύματα σκιάζονται από κτήρια και άλλες κατασκευές. Η σκίαση συνήθως είναι βαθμιαία λόγω της περίθλασης. Στη πραγματικότητα η λαμβανόμενη ισχύς είναι μία τυχαία μεταβλητή που εξαρτάται από τον αριθμό και ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση. Οι τυχαίες μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος καλούνται συχνά και διαλείψεις σκίασης(shadow fading). Όταν η κατανομή της λαμβανόμενης ισχύος, εκφρασμένη σε λογαριθμική κλίμακα, είναι κανονική τότε την αποκαλούμε λογαριθμική(lognormal).

2.7.2. Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας(Small Scale Fading)

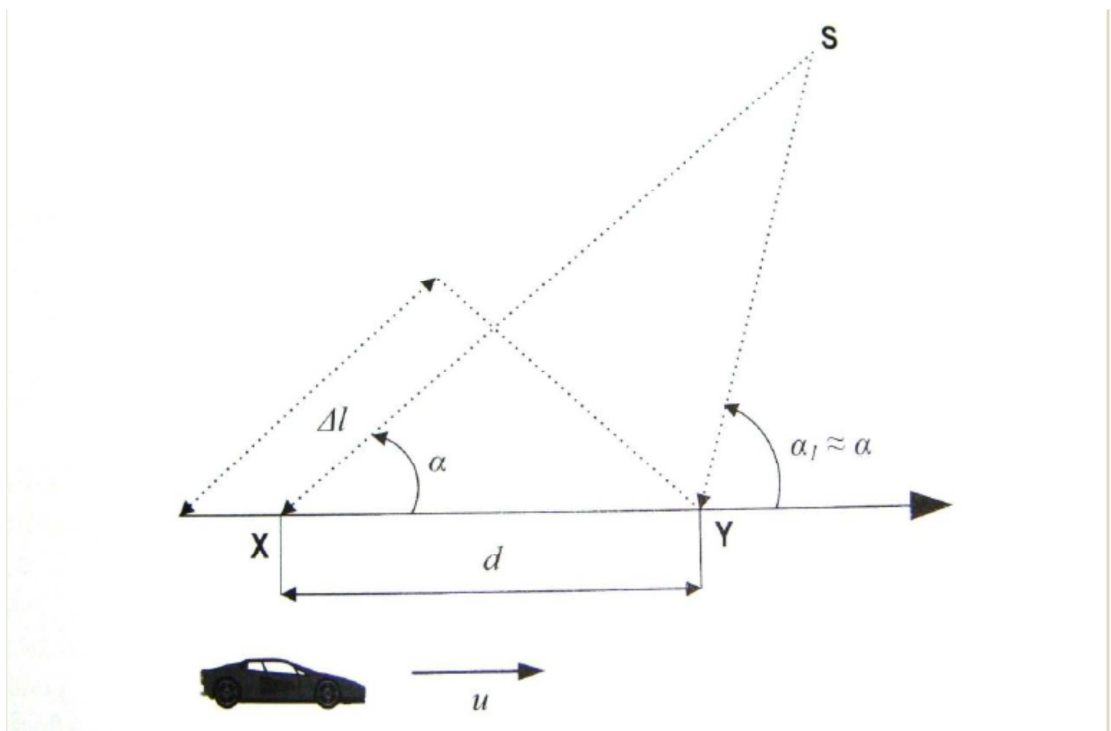
Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος(πλάτος και φάση) για μετατοπίσεις του κινητού σταθμού της τάξης του $\lambda/2$. Οι διαλείψεις αυτές οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης του δέκτη, αλλά και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση. Δεν οφείλονται σε φυσικά εμπόδια που παρεμβάλλονται μεταξύ λήψης και εκπομπής. Οι 3 κυριότερες αιτίες για το φαινόμενο της πολυδιαδρομικής διάδοσης είναι:

- Απότομες αλλαγές στην ένταση του σήματος όταν πραγματοποιούνται μικρές αποστάσεις ή περνάνε μικρά χρονικά διάστημα
- Τυχαία διαμόρφωση συχνότητας ,γεγονός που οφείλεται στην ολίσθηση Doppler

- Εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης ,εξαιτίας των διάφορων καθυστερήσεων που υπόκεινται το κάθε σήμα σε κάθε διαδρομή.

2.8.Ολίσθηση Doppler

Θεωρούμε ένα κινητό που κινείται με σταθερή ταχύτητα u , κατά μήκος διαδρομής μήκους d μεταξύ των σημείων X και Y , ενώ λαμβάνει σήματα από μία απομακρυσμένη πηγή όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Εικόνα 2.9. Ολίσθηση Doppler

Η διαφορά των μηκών των δρόμων που διανύει το σήμα από τη πηγή S στα σημεία X και Y είναι $\Delta l = d \cos \alpha = u \Delta t \cos \alpha$, όπου Δt είναι ο χρόνος που απαιτείται για να μετατοπιστεί το κινητό από το X στο Y , ενώ η γωνία α θεωρούμε ότι είναι η ίδια στα σημεία X και Y , λόγω του γεγονότος ότι η πηγή είναι πολύ μακριά. Η μεταβολή της φάσης στο λαμβανόμενο σήμα, λόγω της διαφοράς του μήκους των δρόμων, είναι

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \alpha \quad (2.24)$$

Έτσι η ολίσθηση Doppler δίνεται από τη σχέση

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{u}{\lambda} \cos\alpha \quad (2.25)$$

Η σχέση (2.25) συνδέει την ολίσθηση Doppler με τη ταχύτητα του κινητού και τη γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης κίνησης του κινητού και τη κατεύθυνση άφιξης του σήματος. Σε σήματα με διαμόρφωση συνεχούς κυματομορφής, οι συνιστώσες πολλαπλών διαδρομών, βοηθούν στην αύξηση του εύρους ζώνης του λαμβανόμενου σήματος με αποτέλεσμα να παρουσιάζεται το φαινόμενο που ονομάζεται Doppler spread (εξάπλωση Doppler). Η εξάπλωση Doppler προκαλείται από το ρυθμό χρονικής μεταβολής του ραδιοδιαύλου κινητών επικοινωνιών.

2.9. Κατηγορίες διαλείψεων μικρής κλίμακας

Ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του σήματος και των παραμέτρων που περιγράφουν τη συμπεριφορά του ραδιοδιαύλου οι διαλείψεις μικρής κατηγορίας χωρίζονται σε 2 κατηγορίες σε αυτές που βασίζονται στην εξάπλωση της καθυστέρησης στο χρόνο και αυτές που βασίζονται στην εξάπλωση Doppler.

Οι πρώτες χωρίζονται στις επίπεδες διαλείψεις και στις διαλείψεις επιλεκτικές στη συχνότητα.

Επίπεδες Διαλείψεις (flat fading)

Η εξασθένηση που εισάγει ο διάυλος είναι ανάλογη με τη σχετική τοποθέτηση του εύρους ζώνης του σήματος, σε βύθισμα ή κορυφή του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς. Όταν κινείται ο δέκτης η διαφορά στην καθυστέρηση μεταξύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών μεταβάλλεται συνεχώς με αποτέλεσμα η τοποθέτηση των κορυφών και των βυθισμάτων του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς ολισθαίνει τότε στη μία κατεύθυνση και τότε στην αντίθετη με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται και η περίοδος της. Άρα το εύρος ζώνης του σήματος θα ολισθαίνει σχετικά με τη συνάρτηση μεταφοράς και άρα, η εξασθένηση που υφίσταται το σήμα θα μεταβάλλεται, οδηγώντας σε επίπεδες διαλείψεις. Συνοψίζοντας ένα σήμα υφίσταται επίπεδες διαλείψεις όταν

$$B_S < B_C \text{ και } T_S > \sigma_\tau \quad (2.26)$$

Όπου B_S το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος, B_C το εύρος ζώνης συνοχής του, T_S η περίοδος του συμβόλου και σ_τ η διασπορά καθυστέρησης.

Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading)

Όταν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγάλο σε σχέση με τη περίοδο μεταβολής του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς, τότε δύο συχνότητες, που

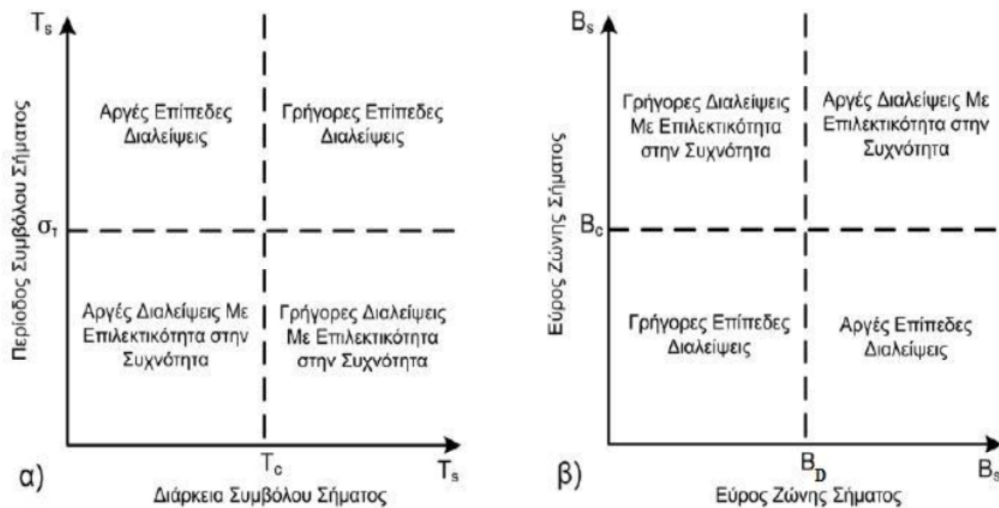
απέχουν αρκετά μέσα στο εύρος ζώνης του σήματος, θα υφίστανται διαφορετική εξασθένηση και θα έχουμε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Εδώ ισχύει

$$> \text{ και } < \quad (2.27)$$

Η δεύτερη κατηγορία χωρίζεται σε γρήγορες και αργές διαλείψεις και βασίζονται στην εξάπλωση Doppler.

Γρήγορες διαλείψεις και αργές διαλείψεις (fast fading και slow fading)

Εμφανίζονται σε περιπτώσει μικρού ρυθμού δεδομένων και δεν έχουμε συγχρονισμό και χαρακτηρίζονται από υψηλή εξάπλωση Doppler. Όταν η χρονική διάρκεια ενός σήματος είναι μεγαλύτερη από τον χρόνο συμφωνίας του καναλιού τότε έχουμε τις γρήγορες διαλείψεις. Σε αντίθετη περίπτωση έχουμε αργές διαλείψεις.



Εικόνα 2.10: Τύποι Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας

2.10. Βασικές κατανομές για μοντελοποίηση

2.10.1. Κατανομή Rayleigh

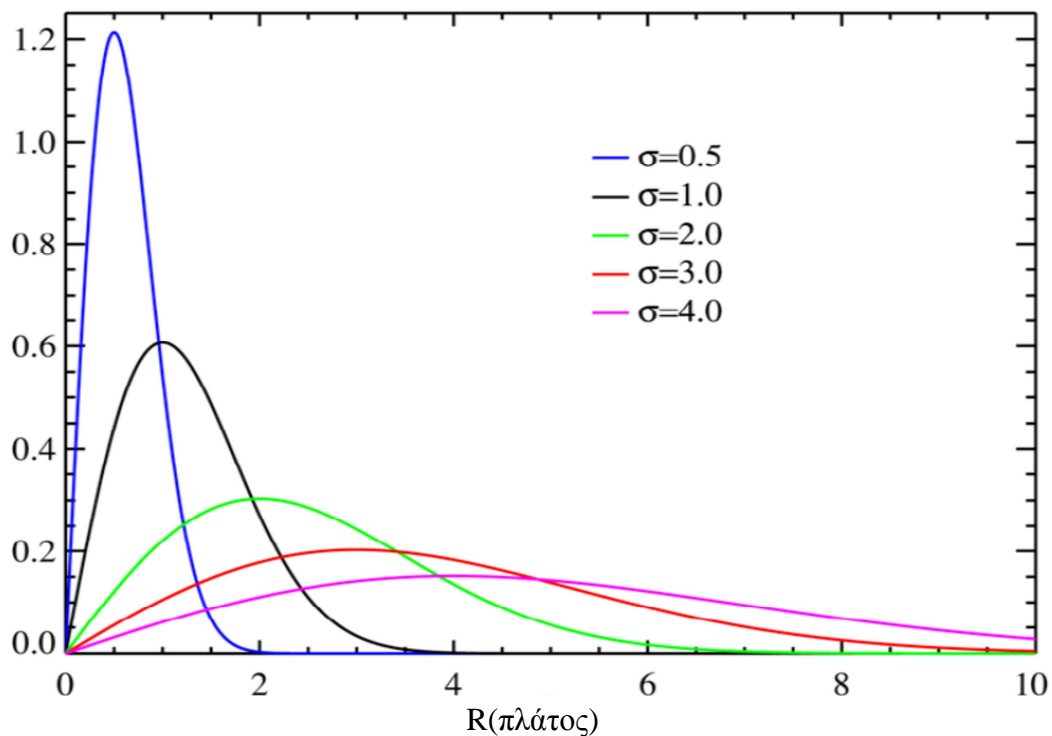
Η συγκεκριμένη κατανομή χρησιμοποιείται σε περιβάλλον κινητών επικοινωνιών όπου υπάρχουν πολλά εμπόδια και δεν υπάρχει άμεση οπτική επαφή πομπού και δέκτη (Line-Of-Sight LOS). Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μίας τυχαίας μεταβλητής r που ακολουθεί κατανομή Rayleigh δίνεται από το τύπο

$$F(r) = 1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.27)$$

Και για την αθροιστική συνάρτηση κατανομής ισχύει

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.28)$$

Όπου σ είναι η μέση τιμή της ισχύος του σήματος και r το πλάτος του σήματος. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rayleigh για διάφορα σ



Εικόνα 2.11: Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rayleigh για διάφορα σ

2.10.2. Κατανομή Rice

Χρησιμοποιείται σα προσεγγιστικό μοντέλο για διάδοση που αποτελείται από ισχυρή συνιστώσα οπτικής επαφής και πολλές τυχαίες ασθενέστερες συνιστώσες. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rice είναι η εξής:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.29)$$

Και για την αθροιστική συνάρτηση κατανομής ισχύει

$$F_r(R) = 1 - Q\left(\frac{c_0 R}{\sigma}, \frac{R}{\sigma}\right) \quad (2.30)$$

Η κατανομή Rayleigh περιγράφει τα στατιστικά μεγέθη πρώτης τάξης της περιβάλλουσας, για μικρές μετατοπίσεις, στις οποίες η μέση τιμή θεωρείται σταθερή. Υπάρχουν δύο πολύ χρήσιμα μεγέθη δεύτερης τάξης της περιβάλλουσας, τα οποία αξίζει να αναφερθούν:

- Ο Ρυθμός Τμήσεως Κατώφλιου (Level Crossing Rate-LCR), που περιγράφει πόσο συχνά η περιβάλλουσα τέμνει ένα προκαθορισμένο κατώφλι πλάτους,
- Η Μέση Διάρκεια Διαλείψεων (Average Fade Duration-AFD), που περιγράφει για πόσο χρονικό διάστημα παραμένει η περιβάλλουσα κάτω από ένα προκαθορισμένο κατώφλι πλάτους.

Τα δύο αυτά μεγέθη είναι 2^{ης} τάξης επειδή επηρεάζονται όχι μόνο από το περιβάλλον σκεδαστών αλλά και από τη ταχύτητα κίνησης του Κινητού Σταθμού. Χρησιμοποιούν τόσο στην επιλογή του ρυθμού μετάδοσης, όσο στην επιλογή του μήκους κωδικών λέξεων, αλλά και στην επιλογή του σχήματος κωδικοποίησης που πρέπει να χρησιμοποιηθεί.

2.10.3.Κατανομή Nakagami-m

Μία πολύ χρήσιμη κατανομή είναι η Nakagami-m η οποία είναι μία προσεγγιστική κατανομή για το πλάτος της περιβάλλουσας. Από μετρήσεις έχει αποδειχθεί ότι το πλάτος ακολουθεί τη συγκεκριμένη κατανομή. Η κατανομή αυτή μπορεί να περιγράψει είτε καλύτερες είτε χειρότερες συνθήκες διαλείψεων από τη Rayleigh, επιλέγοντας κατάλληλες τιμές για τη παράμετρο m. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της Nakagami-m είναι

$$P_r(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{\Gamma(m)}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right) \quad (2.31)$$

Όπου

$$r \geq 0, \quad m \geq \frac{1}{2}, \quad \Omega = E\{r^2\} \quad \text{και} \quad m = \frac{\Omega^2}{(r^2 - \Omega)^2} \quad (2.32)$$

Και $\Gamma(m)$ είναι η συνάρτηση γάμμα του Euler. Για $m=1$, η κατανομή εκφυλίζεται σε Rayleigh, ενώ για $m=1/2$ σε Gaussian. Επίσης για m στο άπειρο τότε δεν υπάρχουν διαλείψεις στο διάλυο.

Κεφάλαιο 3

Μοντέλα Πολυδιαδρομικής Διάδοσης για Ευρυζωνικά

Ασύρματα Συστήματα

3.1 Εισαγωγή

Ο Claude Shannon έδειξε ότι το κανάλι καθορίζει τα όρια της τελικής απόδοσης (πληροφορίες για τη θεωρητική ικανότητα) για οποιοδήποτε τηλεπικοινωνιακό σύστημα που λειτουργεί σε αυτό το κανάλι. Πρακτικά, η απόδοση ενός πομπού, οι αλγόριθμοι για την επεξεργασία σημάτων, ο κωδικός του καναλιού, εξαρτώνται από το κανάλι μέσα στο οποίο λειτουργεί. Το κανάλι αυτό για τα ασύρματα συστήματα είναι το *ασύρματο κανάλι διάδοσης*, του οποίου οι ιδιότητες διαφέρουν σημαντικά από του ενσύρματου καναλιού. Για να κατανοήσουμε την απόδοση ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος, βασική προϋπόθεση είναι η σωστή κατανόηση και μοντελοποίηση του καναλιού διάδοσης.

Οι δυσκολίες που παρουσιάζονται στη μοντελοποίηση ενός ασύρματου καναλιού οφείλονται στις πολύπλοκες διαδικασίες διάδοσης που αποτελούν τη βάση ενός ασύρματου καναλιού και περιλαμβάνουν ανακλάσεις, διασπορά, διαθλάσεις και μετάδοση μέσα από ένα μεγάλο αριθμό ανώμαλων αντικειμένων. Για πρακτικούς σκοπούς, είναι απαραίτητο να εξάγουμε απλοποιημένες περιγραφές. Ο βαθμός απλοποίησης καθορίζεται από το σύστημα για το οποίο προορίζεται το κανάλι.

Τα τελευταία 20 χρόνια, τα ασύρματα συστήματα έχουν αλλάξει δραματικά. Τα πρώτης γενιάς συστήματα όπως το NMT (Nordic Mobile Telephony) και AMPS (Advanced Mobile Phone System) ήταν αναλογικά και χρησιμοποιούνταν μόνο για τηλεπικοινωνίες φωνής ενώ τα συστήματα δεύτερης γενιάς συστήματα όπως το GSM (Global System for Mobile Communications) χρησιμοποιούσαν ψηφιακή μετάδοση για υπηρεσίες φωνής και απλών δεδομένων. Τα τρίτης γενιάς κινητά συστήματα και ασύρματα τοπικά και προσωπικά δίκτυα χρησιμοποιούν ψηφιακή μετάδοση με πολύ μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης (2 έως 200Mbit/s) που επιτρέπουν καινούριες εφαρμογές όπως κλήσεις βίντεο, περιήγηση στο ίντερνετ κ.α. Κάποιες καινούριες τεχνολογίες ραδιοεπαφών, όπως το CDMA και τεχνικές πολλαπλών κεραιών, επιτρέπουν τέτοιου είδους μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης.

Καθώς τα συστήματα έχουν εξελιχθεί, έτσι έχει γίνει και με τα μοντέλα καναλιών που χρειάζονται για σχεδιασμό και αξιολόγηση. Για πρώτης γενιάς συστήματα ήταν αρκετό να μοντελοποιείς κανάλια στενής ζώνης δηλαδή την εξασθένηση μεταξύ πομπού και δέκτη. Για δεύτερης και μερικά τρίτης γενιάς συστήματα, έγινε μία επιπρόσθετη απαίτηση η περιγραφή της επιλεκτικής συχνότητας ή η αντιστοιχία της στη περιοχή του χρόνου- η καθυστέρηση διάδοσης (delay spread). Αυτά παρέχουν μία περιγραφή της διακύμανσης της (σύνθετης) εξασθένησης πάνω από το εύρος ζώνης του συστήματος. Εν τέλει, πρόσφατοι πρόοδοι στα συστήματα πολλαπλών κεραιών επιβάλλουν την περιγραφή των κατευθυντικών ιδιοτήτων του καναλιού.

Υπάρχουν δύο βασικά είδη μοντέλων για κανάλια διάδοσης : ντετερμινιστικά και στοχαστικά. Το ντετερμινιστικό μοντέλο στοχεύει στη σωστή πρόβλεψη των χαρακτηριστικών του καναλιού (π.χ. κρουστική απόκριση),σε μία συγκεκριμένη περιοχή , χρησιμοποιώντας πληροφορίες σχετικά με τη περιοχή του πομπού και του δέκτη όπως και για το γύρω περιβάλλον. Το μοντέλο που προκύπτει από το κανάλι ισχύει μόνο στη συγκεκριμένη περιοχή. Τέτοια μοντέλα χρησιμοποιούνται για σχεδιασμό δικτύων δηλαδή για να υπολογίσεις πόσο καλά ένα δεδομένο σύστημα θα λειτουργήσει σε ένα συγκεκριμένο περιβάλλον. Συνήθης εφαρμογές είναι η αναζήτηση για καλές τοποθεσίες για σταθμούς βάσης σε κινητά δίκτυα και ασύρματα τοπικά δίκτυα(LANs).

Από την άλλη μεριά, το στοχαστικό μοντέλο δε προσπαθεί να προβλέψει σωστά τη υλοποίηση κάθε καναλιού (κανάλι σε συγκεκριμένη περιοχή). Αντίθετα, διαμορφώνει τις στατιστικές ιδιότητες του καναλιού. Αυτός ο τρόπος μπορεί να είναι πιο εύκολο να κατανοηθεί για στενής ζώνης κανάλια, όπου η λαμβανόμενη ισχύς πεδίου είναι η πιο σημαντική ποσότητα. Ενώ ένα ντετερμινιστικό μοντέλο θα προσπαθήσει να προβλέψει τη σωστή ισχύ πεδίου, για παράδειγμα, σε κάθε σημείου του δωματίου, ένα στοχαστικό μοντέλο απλά θα καθορίσει ότι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της ισχύς πεδίου είναι κατανομημένα Rayleigh. Τα στοχαστικά μοντέλα μπορούν να γίνουν πιο εκλεπτυσμένα με το να διαχωρίζουν το περιβάλλον που μας ενδιαφέρει σε διαφορετικές "τάξεις " και χρησιμοποιώντας διαφορετικές παραμέτρους μοντέλων σε κάθε μία από αυτές τις τάξεις.

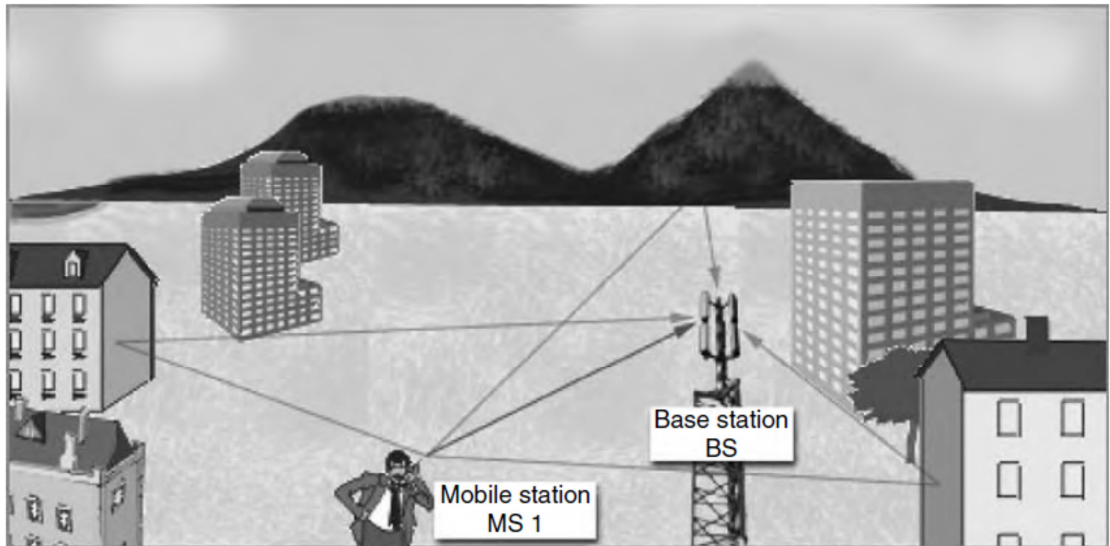
Το κεφάλαιο αυτό δίνει μία περίληψη και των δύο μοντέλων του ντετερμινιστικού και στοχαστικού για ευρυζωνικά συστήματα ασύρματων τηλεπικοινωνιών. Η έμφαση δίνεται στα επιλεκτικά κανάλια ως προς τις συχνότητες και μοντέλα κατευθυντήριων καναλιών. Για στενής ζώνης μοντελοποίηση, θα περιγράψουμε μόνο τα βασικά. Επίσης, δίνεται έμφαση στη γενική δομή των μοντέλων , όπως αυτά επηρεάζονται από την αμοιβαία επίδραση με άλλες πλευρές της επεξεργασίας σημάτων. Η πραγματική παραμετροποίηση σε διαφορετικά περιβάλλοντα και η σχέση με τις φυσικές διαδικασίες μετάδοσης είναι σημαντική αλλά θα αναφερθεί εν συντομία. Το υπόλοιπο κεφάλαιο οργανώνεται ως εξής: Στο 3.2 θα μελετήσουμε τις διαφορετικές τυπικές μεθόδους περιγραφής για κανάλια διάδοσης, τονίζοντας τις ομοιότητες και διαφορές μεταξύ των στοχαστικών και ντετερμινιστικών μοντέλων. Βάση αυτής της ανάλυσης, το 3.3 αναπτύσσει προσεγγίσεις γενικής μοντελοποίησης καναλιών που μπορεί να προσεγγίζουν αυθαίρετα κανάλια διάδοσης. Μετά , στο 3.4, περιγράφουμε πως το περιβάλλον επηρεάζει το κανάλι διάδοσης , οδηγώντας στη παραμετροποίηση των μοντέλων στο 3.3. Τέλος, στο 3.5 δίνουμε μία περίληψη των τυποποιημένων μοντέλων καναλιών ευρείας ζώνης και κατευθυντικότητας.

3.2. Στενής ζώνης, ευρείας ζώνης και κατευθυντική μοντελοποίηση καναλιού

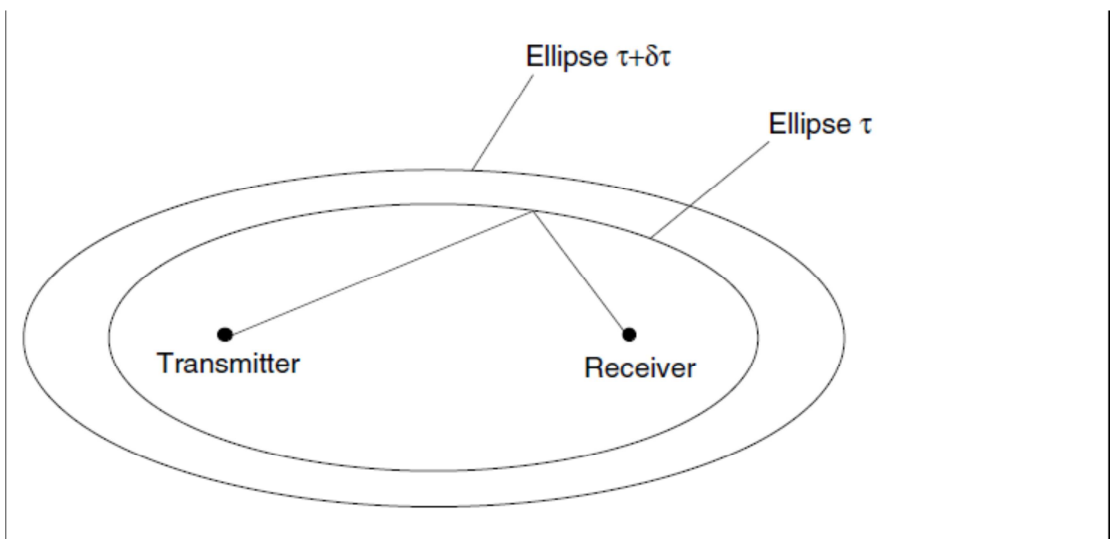
3.2.1. Διαισθητική Περιγραφή (Intuitive Description)

Το ασύρματο κανάλι χαρακτηρίζεται από το γεγονός ότι συχνά υπάρχουν πολλαπλά μονοπάτια διάδοσης μεταξύ πομπού και δέκτη (Εικόνα 3.1). Τα σήματα φτάνουν μέσω διαφορετικών μονοπατιών που ονομάζονται ηχώ (echoes) ή συνιστώσες πολυδιαδρομικής διάδοσης (multipath components MPC_s). Τα MPC_s φτάνουν στο δέκτη με διαφορετικούς τρόπους, με αποτέλεσμα να υπάρχουν διαφορετικές καθυστερήσεις. Το εύρος ζώνης του συστήματος καθορίζει πόσα από αυτά τα MPC_s μπορούν να επιλυθούν δηλαδή να ξεχωρίσουμε το ένα από το άλλο. Όσο μεγαλύτερο το εύρος ζώνης , τόσες περισσότερες συνιστώσες μπορούμε να επιλύσουμε. Μπορούμε να ερμηνεύσουμε το φαινόμενο των διαφορετικών καθυστερήσεων είτε στη περιοχή του χρόνου, ως καθυστέρηση διασποράς (δηλαδή μία κρουστική απόκριση που δεν είναι συνάρτηση δέλτα , αλλά έχει μία πεπερασμένη υποστήριξη) , ή στη περιοχή των συχνοτήτων ως επιλεκτική συχνοτήτων (δηλαδή μία συνάρτηση μεταφοράς που δεν είναι σταθερή σε όλες τις συχνότητες).

Υποθέτουμε ότι ξέρουμε τις περιοχές των σκεδαστών και τις επιφάνειες σκέδασης (radar cross section). Εμμέσως, αυτό μας δίνει τις καθυστερήσεις , όπως επίσης και τα πλάτη των MPC_s . Όλοι οι σκεδαστές που βρίσκονται σε μία έλλειψη (ή σε ένα ελλειπτικό δακτύλιο) έχουν ως αποτέλεσμα μία καθυστέρηση που κυμαίνεται από $[\tau , \tau + \delta\tau]$ (Εικόνα 3.2.) και τα MPC_s που συνδέονται με αυτούς αθροίζονται, μολονότι έχουν διαφορετικές φάσεις. Καθώς ο κινητός σταθμός ή οι σκεδαστές κινούνται, οι φάσεις των MPC_s αλλάζουν, έτσι ώστε τα MPC_s να συνδέονται με κάθε δακτύλιο με διαφορετικό τρόπο. Αυτή η χρονική μεταβολή του καναλιού είναι γνωστή ως διαλείψεις. Αν ο αριθμός των σκεδαστών σε κάθε δακτύλιο είναι μεγάλος, αυτό έχει ως αποτέλεσμα σε εξασθένηση Rayleigh ή Rice. Επίσης, εξαιτίας των κινήσεων η απόλυτη καθυστέρηση των σκεδαστών μπορεί να αλλάξει με το χρόνο, ωστόσο για να έχουμε σημαντικές αλλαγές στη καθυστέρηση απαιτούνται πολύ μεγαλύτερες κινήσεις από τις σημαντικές αλλαγές στη φάση



Εικόνα 3.1 Πολλαπλά μονοπάτια διάδοσης



Εικόνα 3.2 Σκεδαστές σε ένα ελλειψοειδές αποτέλεσμα με την ίδια καθυστέρηση

Η διαφορά καθυστέρησης δt που μπορεί ένα σύστημα να επιλύσει, συχνά καλείται διάστημα καθυστέρησης (delay bin), που είναι κατά προσέγγιση ο ανάστροφος του εύρους ζώνης του συστήματος. Ένας δέκτης με μικρό εύρος ζώνης (π.χ. για πρώτης γενιάς κινητά συστήματα) δε μπορεί λογικά να επιλύσει κανένα MP, αυτό είναι ισότιμο με το να λες ότι η συνάρτηση μεταφοράς δε θα κυμαίνεται μέσα στο εύρος ζώνης του συστήματος. Σε πολλά ψηφιακά συστήματα, το σύστημα έχει ένα εύρος ζώνης αρκετά ευρύ ώστε η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού να κυμαίνεται μέσα σε αυτό, αλλά είναι αρκετά μικρή ώστε πολλά MP να πέφτουν μέσα στο διάστημα καθυστέρησης. Αυτή είναι η περίπτωση εάν $\Delta > \Delta t$

όπου $\Delta\tau_{spread}$ είναι αυτό που ονομάζουμε καθυστέρηση διάδοσης (μέγιστη επιπλέον καθυστέρηση) και $\Delta\tau$ είναι η καθυστέρηση των μεταγενέστερων MPC_s με σημαντικό πλάτος. Αν αυτές οι δύο ανισότητες ικανοποιούνται, τότε το κανάλι είναι ευρείας ζώνης, αλλά εξασθενημένο. Αν το εύρος ζώνης BW είναι μικρότερο από το $1/\Delta\tau_{spread}$, τότε το κανάλι είναι στενής ζώνης, εάν είναι μεγαλύτερο από το $1/\Delta\tau_{spread}$, τότε το κανάλι είναι ευρείας ζώνης αλλά χωρίς εξασθένηση.

Μία εναλλακτική ερμηνεία , είναι να σκεφτείς το κανάλι (πιθανότατα συμπεριλαμβανομένου των κεραιών μετάδοσης και λήψης) σαν ένα "μαύρο κουτί". Ένα σήμα μεταδίδεται από τον πομπό (TX), και μία εξασθενημένη , παραμορφωμένη εκδοχή του μεταδιδόμενου σήματος φτάνει στο δέκτη (RX).(Συχνά οι κεραιές θεωρούνται μέρος του καναλιού). Χωρίς να απαιτείται κάποια γνώση πάνω στις πραγματικές διαδικασίες διάδοσης, το κανάλι μπορεί να περιγραφεί σαν ένα γραμμικό φίλτρο. Εξαιτίας της παρουσίας των διαλείψεων, το φίλτρο είναι χρονικά μεταβαλλόμενο και έτσι χαρακτηρίζεται από τη χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση $h (t, \tau)$. Αν η κρουστική απόκριση είναι γνωστή σε κάθε στιγμή του χρόνου, η περιγραφή είναι αποκλειστικά ντετερμινιστική. Παρόλα αυτά, σε πολλές περιπτώσεις, αυτό δεν είναι ούτε πιθανό ούτε απαραίτητο. Σε αυτή τη περίπτωση, είναι συνηθισμένο να παρέχεις μία στατιστική περιγραφή του καναλιού, όπου παρέχονται οι συναρτήσεις πιθανότητας πυκνότητας (*probability density functions- pdfs*) των συνιστωσών στη κρουστική απόκριση. Για τη προσομοίωση του συστήματος , οι κρουστικές αποκρίσεις σε διαφορετικούς χρόνους παράγονται από αυτά τα *pdfs*. Αυτή η ιδέα είναι βασικά η ίδια για ευρείας και στενής ζώνης κανάλια.

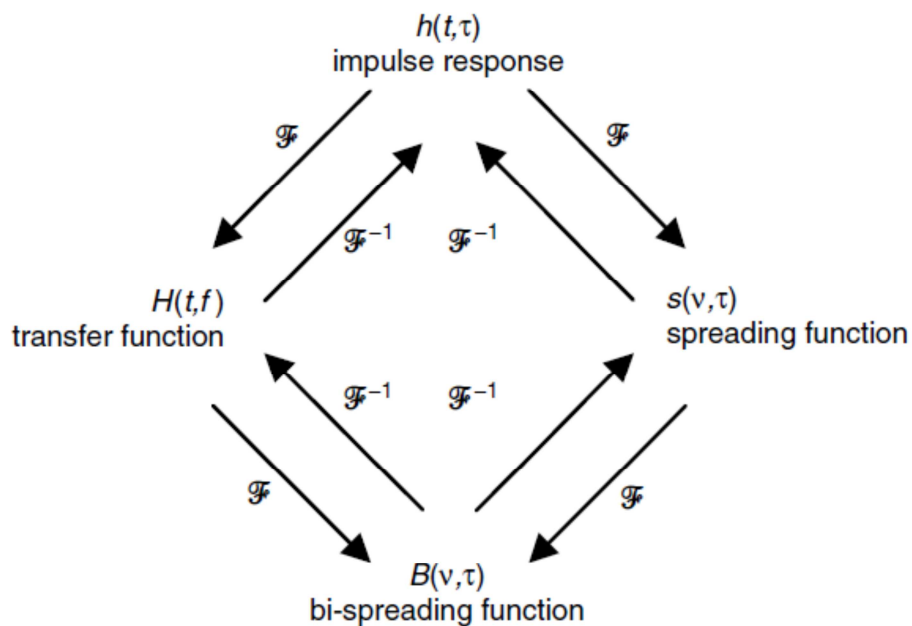
3.2.2. Ντετερμινιστική Περίπτωση : Μαθηματική Περιγραφή

Σε αυτό το τμήμα, κάνουμε πιο ακριβή τις έννοιες που περιγράψαμε συνοπτικά στο 3.2.1. Η μαθηματική περιγραφή των χρονικά μεταβαλλόμενων καναλιών προέρχεται από μία seminal paper (μία εργασία που παρουσίασε πρώτη μία καινούρια θεωρία που γίνεται κοινώς αποδεκτή και χρησιμοποιείται σαν μοντέλο για άλλες εργασίες). Θα ξεκινήσουμε με τη ντετερμινιστική έννοια. Η είσοδος $x (t)$ και η έξοδος $y (t)$ του καναλιού σχετίζονται με τη χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση $h (t, \tau)$ με $y(t)=\int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau)h(t, \tau)d\tau$. Αυτή η σχέση είναι ανάλογη με τη σχέση εισόδου-εξόδου σε γραμμικά και χρονικά αμετάβλητα συστήματα, η διαφορά έγκειται στο γεγονός ότι τώρα η κρουστική απόκριση είναι χρονικά μεταβαλλόμενη.

Είναι πολλές φορές χρήσιμο να μετατρέπεται η κρουστική απόκριση μέσα στη περιοχή Fourier. Καθώς υπάρχουν δύο χρονικές μεταβλητές, υπάρχουν επίσης δύο ζευγάρια μετατροπών. Ο απόλυτος χρόνος t αντιστοιχεί στη συχνότητα Doppler ν ενώ η καθυστέρηση τ αντιστοιχεί στη συχνότητα f . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τις ακόλουθες συναρτήσεις :

- Εκτελώντας τη μετατροπή αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς $H(t, f)$.
- Η μετατροπή $t \Rightarrow \nu$ δίνει τη *συνάρτηση καθυστέρησης διάδοσης Doppler* $s(\nu, \tau)$, επίσης γνωστή ως *συνάρτηση διάδοσης (spreading function)*. Αυτή η συνάρτηση μπορεί να ερμηνευτεί φυσικά με το να δώσεις το πλάτος των σκεδαστών με συγκεκριμένη καθυστέρηση και γωνία. Αν οι σκεδαστές είναι σταθεροί και όλη η χρονική μεταβολή δημιουργείται από τον κινητό σταθμό, τότε η συχνότητα Doppler σχετίζεται με τη γωνία άφιξης (σχετική με τη κατεύθυνση της κίνησης) με μία απλή μετατροπή. Συνεπώς, ο υπολογισμός της συνάρτησης διάδοσης για ένα συγκεκριμένο (ν, τ) σχετίζεται με το πλάτος του MPC μαζί με τη καθυστέρηση και τη γωνία.
- Τέλος, η συνάρτηση αμφί-διάδοσης (*bi-spreading function*) $B(\nu, \tau)$ ορίζεται ως μετασχηματισμός Fourier από $h(t, \tau)$ όσον αφορά και τα δυο t και τ .

Η εικόνα 3.3. παρουσιάζει τους διαφορετικούς μετασχηματισμούς των χρονικά μεταβαλλόμενων κρουστικών αποκρίσεων, όπως επίσης και των ονομασιών που έχουν δώσει σε αυτά.



Εικόνα 3.3. Συναρτήσεις συστημάτων

Μετά εμείς λαμβάνουμε υπόψη τη ταχύτητα των χρονικών μεταβολών και την επίρεια τους στο χαρακτηρισμό του καναλιού. Ορίζουμε πρώτα τις ποσότητες Δt και $\Delta \nu$ ως υποστήριξη της συνάρτησης διάδοσης σε καθυστέρηση και συντεταγμένες Doppler, αντίστοιχα (δηλαδή το Δt είναι η διαφορά μεταξύ της

μεγαλύτερης και μικρότερης καθυστέρησης των σημαντικών MPC_s. Επιπλέον, η συνολική διάδοση είναι $\Delta_{total} = \Delta\tau \Delta\nu$.

Εάν $\Delta_{total} \gg 1$, τότε η ερμηνεία του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού κρουστικής απόκρισης είναι απλή : το κανάλι μένει ουσιαστικά χρονικά αμετάβλητο κατά τη διάρκεια του χρόνου συνοχής. Τότε ο χρόνος συνοχής, που μπορεί κατά προσέγγιση να είναι ο αναστροφος της διάδοσης Doppler $1/\Delta\nu$, είναι πολύ μεγαλύτερος από τη διάρκεια της κρουστικής απόκρισης. Το κανάλι περιγράφεται για αυτή τη χρονική διάρκεια από $h(t_i, \tau)$. Οι άλλες χαρακτηριστικές συναρτήσεις μπορούν να ερμηνευτούν με ένα παρόμοιο τρόπο. Επίσης, αν η διάρκεια του παλμού είναι πολύ μικρότερη από το χρόνο συνοχής τότε το σύστημα "βλέπει" ένα αργό χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι δηλαδή ουσιαστικά στάσιμο σε κάθε παλμό. Σε αυτή τη περίπτωση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η συνήθης μαθηματική συνάρτηση μεταφοράς $Y(t_i, f) = H(t_i, f) X(t_i, f)$. Πολλά συστήματα επίσης χρησιμοποιούν "έκρηξεις" δεδομένων, έτσι ώστε να υπάρχει μεταφορά δεδομένων για λίγη ώρα, που ακολουθείται από μία μεγαλύτερη περίοδο σιγής. Αν η διάρκεια της έκρηξης είναι μικρότερη από το χρόνο συνοχής, και η περίοδος σιγής είναι μεγαλύτερη τότε μπορούμε να προσεγγίσουμε το κανάλι ως block fading δηλαδή να έχεις μια (χρονικά αμετάβλητη) κρουστική απόκριση κατά τη διάρκεια μίας έκρηξης, και μία τελείως διαφορετική στην επόμενη.

Αν η συνολική διάδοση είναι μικρότερη από το σύνολο, αλλά όχι πολύ μικρότερη, τότε ο χαρακτηρισμός του καναλιού γίνεται πολύ δύσκολος. Η έξοδος είναι ακόμα η συνέλιξη της εισόδου και της κρουστικής απόκρισης όπως περιγράφηκε παραπάνω. Παρόλα αυτά, η συνήθης μαθηματική συνάρτηση μεταφοράς δεν είναι έγκυρη πια. Τελικά, ένα κανάλι ονομάζεται *overspread* εάν $\Delta_{total} > 1$. Σε αυτή τη περίπτωση, είναι απίθανο να μπορέσουμε να αναγνωρίσουμε πλήρως το κανάλι. Ένας προσδιορισμός της χρονικά μεταβαλλόμενης κρουστικής απόκρισης (ή των ισοδύναμων) είναι πιθανός μόνο αν κάνουμε επιπλέον υποθέσεις, όπως να ορίσουμε την εγκυρότητα ενός παραμετρικού μοντέλου. Ευτυχώς, τα περισσότερα πρακτικά ασύρματα κανάλια είναι σημαντικά *underspread*.

3.2.3. Στοχαστική Περίπτωση : Μαθηματική Περιγραφή

Όπως εξηγήθηκε στο 3.2.1, συχνά μία καθαρά ντετερμινιστική περιγραφή του καναλιού δεν είναι ούτε πιθανή ούτε επιθυμητή. Είναι προτιμότερο, η κρουστική απόκριση να ερμηνεύεται ως μία στοχαστική διαδικασία, όπου οι υλοποιήσεις επιλέγονται από το σύνολο. Μία ολοκληρωμένη περιγραφή της κρουστικής απόκρισης, θα απαιτούσε τις πολυδιάστατες συναρτήσεις πιθανότητας πυκνότητας (probability density function- *pdf_s*). Συχνά αυτό είναι περίπλοκο, έτσι προτείνεται μία περιγραφή από τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης (autocorrelation function –ACF) :

$$R_h(t, t'; \tau, \tau') = E \{ H^*(t, \tau) h(t', \tau') \} \quad (3.1)$$

όπου το * υποδηλώνει σύνθετη σύζευξη. Αντίστοιχα, εμείς μπορούμε να ορίσουμε τις ACF_s των μετασχηματισμών Fourier της κρουστικής απόκρισης:

$$R_s(v, v'; \tau, \tau') = E\{s^*(v, \tau) s(v', \tau')\} \quad (3.2)$$

$$R_H(t, t'; f, f') = E\{H^*(t, f) H(t', f')\} \quad (3.3)$$

$$R_B(v, v'; f, f') = E\{B^*(v, f) B(v', f')\} \quad (3.4)$$

Επιπλέον, εμείς ορίζουμε τη μέση τιμή της κρουστικής απόκρισης $E\{h(t, \tau)\}$ ή των ισοδύναμων.

Για περισσότερη απλοποίηση των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης, μπορούμε να υποθέσουμε ότι η τυχαία διαδικασία που περιγράφει το κανάλι είναι στάσιμη υπό την ευρεία έννοια (wide-sense stationary WSS) και οι σκεδαστές είναι ασυσχέτιστοι (Uncorrelated Scatterers). Σε αυτή τη περίπτωση, οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης (ACF_s) εξαρτώνται μόνο από δύο μεταβλητές αντί για τέσσερις:

$$R_h(t, t + \Delta t, \tau, \tau') = \delta(\tau - \tau') Ph(\Delta t, \tau) \quad (3.5)$$

$$R_H(t, t + \Delta t, f, f', \Delta f) = R_H(\Delta t, \Delta f) \quad (3.6)$$

$$R_s(v, v', \tau, \tau') = \delta(v - v') \delta(\tau - \tau') P_s(v, \tau) \quad (3.7)$$

$$R_B(v, v'; f, f' + \Delta f) = \delta(v - v') P_B(v, \Delta f) \quad (3.8)$$

όπου το $Ph(\Delta t, \tau)$ είναι γνωστό ως φάσμα καθυστέρησης ισχύος (*delay cross-power spectrum*), $R_H(\Delta t, \Delta f)$ είναι γνωστή ως συνάρτηση συσχέτισης χρόνου - συχνότητας, $P_s(v, \tau)$ είναι η συνάρτηση σκέδασης, και η $P_B(v, \Delta f)$ είναι η έτερο-φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler. Αν οι στατιστικές των διαλείψεων είναι μιγαδικές γκαουσιανές τότε το μέσο και τα ACF χαρακτηρίζουν εντελώς τη τυχαία διαδικασία. Ο συνδυασμός της γκαουσιανής υπόθεσης με τη WSSUS υπόθεση ονομάζεται GWSSUS και είναι ευρέως διαδεδομένη η χρήση του. Εν τέλει, παρατηρούμε ότι στατιστικά η ακινησία μπορεί να ικανοποιηθεί μόνο σε περιορισμένες περιοχές, όπου το μέγεθος της περιοχής εξαρτάται σε περιβαλλοντολογικούς παράγοντες όπως επίσης και στο μελετημένο εύρος ζώνης.

Η συνάρτηση $R_h(0, \Delta f)$ είναι γνωστή ως η συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας ενώ η $R_h(\Delta t, 0)$ είναι η συνάρτηση συσχέτισης χρόνου. Η συνάρτηση $P(\tau) = P_h(0, \tau)$ συχνά καλείται προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile –PDP) ή φασματική πυκνότητα καθυστέρησης ισχύος (delay power density spectrum), και περιγράφει την αναμενόμενη λαμβανόμενη ισχύ για διαφορετικές καθυστερήσεις τ . Υποθέτοντας εργοδικότητα το προφίλ καθυστέρησης ισχύος μπορεί να υπολογιστεί κατευθείαν από τις υπολογισμένες τιμές της κρουστικής απόκρισης

$$P(\tau) = E_t \{ |h(t, \tau)|^2 \} \quad (3.9)$$

Προκειμένου να έχει φυσική σημασία, οι προβλέψεις πρέπει να ληφθούν μόνο πάνω από κρουστικές αποκρίσεις που βρίσκονται μέσα στη περιοχή στασιμότητας.

Το στιγμιαίο προφίλ καθυστέρησης ισχύος ορίζεται ως $P(t, \tau) = |h(t, \tau)|^2$ και είναι απόλυτα ντετερμινιστικό.

3.2.4. Συντομευμένες Παράμετροι (Condensed Parameters)

Σε πολλές περιπτώσεις, η κρουστική απόκριση ή η συνάρτηση σκέδασης παραμένει αρκετά περίπλοκη για να καταλάβεις τα πιο σημαντικά αποτελέσματα του καναλιού. Μία μεγαλύτερη συμπύκνωση της πληροφορίας πραγματοποιείται από τη μέση τετραγωνική ρίζα (rms) της καθυστέρησης διάδοσης, που είναι η δεύτερη κεντρική στιγμή του προφίλ καθυστέρησης ισχύος.

$$S_\tau = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) \tau^2 d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} - \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) \tau d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} \right)^2} \quad (3.10)$$

Επίσης, παρατηρούμε ότι υπάρχει και μία στιγμιαία καθυστέρηση διάδοσης rms $S_\tau(t)$ που επιτυγχάνεται με την αντικατάσταση του $P(\tau)$ με το $P(t, \tau)$ στην εξίσωση 3.10. Αυτή η ποσότητα όμως δε πρέπει να συγχέεται με τη καθυστέρηση διάδοσης rms.

Μία σχετική ποσότητα είναι το συμφασικό εύρος ζώνης (coherence bandwidth). Πρώτα όμως ορίζουμε τη συνάρτηση συσχέτισης κανονικοποιημένης συχνότητας:

$$\widetilde{R}_H(\Delta f) = \frac{E_t \{H^*(t, f) H(t, f + \Delta f)\}}{E_t \{|H(t, f)|^2\}} \quad (3.11)$$

Μετά το συμφασικό εύρος ζώνης B_c του επιπέδου K ορίζεται ως ο μικρότερος αριθμός έτσι ώστε το $|\widetilde{R}_H(B_c)| < K$, όπου $K=0.5, 0.75, 0.9$ έχουν χρησιμοποιηθεί στη βιβλιογραφία. Ο ορισμός που δίνεται στην εξίσωση 3.11 χρησιμοποιεί τη μιγαδική συνάρτηση μεταφοράς. Ομοίως, μπορούν να οριστούν το συμφασικό εύρος ζώνης για το περίβλημα και τη φάση.

Η συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας (Εξίσωση 3.11) μπορεί να παρουσιαστεί και σαν μετασχηματισμός Fourier του κανονικοποιημένου προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Αυτό το γεγονός οδηγεί σε μία αβέβαιη σχέση κυρίως ανάμεσα στη καθυστέρηση διάδοσης rms και το συμφασικό εύρος ζώνης,

$$B_k \geq \frac{\arccos(k)}{2\pi} \frac{1}{S_\tau} \quad (3.12)$$

Πολλές εργασίες έχουν θέσει το συμφασικό εύρος ζώνης ίσο με τον ανάστροφο της καθυστέρησης διάδοσης (στιγμές που είναι σταθερή), αλλά αυτή είναι μία

προσέγγιση που είναι έγκυρη μόνο για συγκεκριμένο σχήματα του προφίλ καθυστέρησης ισχύος.

Η καθυστέρηση διάδοσης rms είναι η παράμετρος που χρησιμοποιείται πιο συχνά για να περιγράψει τη καθυστέρηση διασποράς για ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών. Ένας μεγάλος αριθμός εργασιών αναφέρουν συλλογή μετρήσεων που έχουν ως τελικό αποτέλεσμα τη καθυστέρηση διάδοσης rms. Ένας λόγος για τη δημοτικότητα του είναι ότι σε κανάλια με ελαφρά διασπορά και που δεν έχουν άμεση οπτική επαφή ο πομπός και ο δέκτης, η ανισότητα στη πιθανότητα σφάλματος bit είναι ανάλογη του S_r^2 . Είναι επίσης δημοφιλές να εξετάζουμε ένα ασύρματο σύστημα με ένα καθορισμένο σχήμα του προφίλ καθυστέρησης ισχύος (π.χ. εκθετικό) και απλά καθορίζουμε το S_r^2 (ισότιμο με τη σταθερή μείωση του χρόνου σε ένα εκθετικό προφίλ) ισότιμο στο υπολογισμένο S_r . Παρόλα αυτά , η καθυστέρηση διάδοσης rms δεν είναι μία ποσότητα που περιλαμβάνει όλες (ή τις πιο σημαντικές) ιδιότητες της καθυστέρησης διασποράς . Υπάρχουν και άλλες ποσότητες που περιγράφουν τη καθυστέρηση διασποράς όπως ο λόγος του σήματος προς την αυτό-παρεμβολή και το "παράθυρο" καθυστέρησης(delay window) αλλά δεν είναι διαδεδομένη η χρήση τους.

Επίσης πρέπει να τονιστεί ότι η εξαγωγή της καθυστέρησης διάδοσης δεν είναι ασήμαντη. Αδύναμες συμβολές σε μεγάλες καθυστερήσεις έχουν σημαντική επιρροή στη καθυστέρηση διάδοσης που υπολογίζεται από τις εξισώσεις 3.9 και 3.10. Αν ο θόρυβος δεν έχει αποκλειστεί ,η υπολογισμένη καθυστέρηση διάδοσης μπορεί να γίνει άπειρη ακόμα και για κανάλια με κρουστικές αποκρίσεις πεπερασμένης διάρκειας. Επιπλέον, οι συναρτήσεις windowing που χρησιμοποιούνται σε μετασχηματισμούς από τη περιοχή της συχνότητας στη περιοχή του χρόνου έχουν μία αποφασιστική επιρροή στη πραγματική τιμή της καθυστέρησης διάδοσης.

3.2.5. Κατευθυντική Περιγραφή (Directional Description)

Οι παραπάνω περιγραφές του καναλιού μοντελοποιούν μόνο τις προσωρινές ιδιότητες του καναλιού. Η κατεύθυνση των MPC_s (συνιστώσεις πολλαπλών διαδρομών) δεν εισάγονται στη περιγραφή. Επιπλέον, η κεραία θεωρείται μέρος του καναλιού σταθμίζοντας (μαζί με το διάγραμμα κεραίας) και συνοψίζοντας όλα τα MPC_s από διαφορετικές κατευθύνσεις. Με άλλα λόγια , η κρουστική απόκρουση περιγράφει το κανάλι από τη σύνδεση της κεραίας στο TX στη σύνδεση της κεραίας στο RX. Αυτό δεν είναι επιθυμητό όταν θέλουμε να αναλύσουμε το αποτέλεσμα από διαφορετικές κεραίες ή στη περίπτωση πολλαπλών στοιχείων κεραίας.

Η πιο θεμελιώδης ντετερμινιστική περιγραφή του καναλιού διάδοσης είναι η κρουστική απόκρουση διπλής κατεύθυνσης, το οποίο αποτελείται από ένα σύνολο συμβολών από τα MPC_s :

$$h(\vec{r}_T, \vec{r}_R, \tau, \Omega, \Psi) = \sum_{i=1}^{L(\vec{r})} h_i(\vec{r}_T, \vec{r}_R, \tau, \Omega, \Psi) \quad (3.13)$$

Η κρουστική απόκριση εξαρτάται από τις θέσεις του πομπού \vec{r}_T και δέκτη \vec{r}_R , της καθυστέρησης τ , τη γωνία εκκίνησης (DOD) Ω , τη γωνία άφιξης (DOA) Ψ , και των αριθμό των MPCs L (\vec{r}) για τη συγκεκριμένη θέση πομπού-δέκτη.

Η $h_l(\vec{r}_T, \vec{r}_R, \tau, \Omega, \Psi)$ είναι η συμβολή του I-ου κύματος , η οποία μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$h_l(\vec{r}_T, \vec{r}_R, \tau, \Omega, \Psi) = a_l e^{j\phi_l} \delta(\tau - \tau_l) \delta(\Omega - \Omega_l) \delta(\Psi - \Psi_l) \quad (3.14)$$

Παρατηρούμε ότι το απόλυτο πλάτος a , η καθυστέρηση DOA , και το DOD μεταβάλλονται αργά (κατά τη διάρκεια αρκετών μηκών κύματος) με τη θέση, ενώ η φάση ϕ μεταβάλλεται γρήγορα. Όμως, ο τρόπος με τον οποίο οι φάσεις αλλάζουν με τη θέση (σχετική με κάποια φάση αναφοράς) είναι ήδη αυτονόητος στις πληροφορίες κατεύθυνσης έτσι είναι επιτρεπτό να γράψεις τη κρουστική απόκριση διπλής κατεύθυνσης ως $h(\tau, \Omega, \Psi)$.

Η κρουστική απόκριση μονής κατεύθυνσης μπορεί να επιτευχθεί με ενσωμάτωση της κρουστικής απόκρισης διπλής κατεύθυνσης (σταθμισμένη από το διάγραμμα του πομπού της κεραίας) σε όλα τα DOD_s . Ενσωματώνοντας τη κρουστική απόκριση μονής κατεύθυνσης (σταθμισμένη από το διάγραμμα του δέκτη της κεραίας) έχει ως αποτέλεσμα τη συμβατική κρουστική απόκριση.

Μία άλλη αναπαράσταση των κατευθυντικών καναλιών δίνει τη κρουστική απόκριση στα στοιχεία από μία διάταξης κεραίας. Συνεπώς, η κρουστική απόκριση γίνεται ένας πίνακας αν έχουμε διατάξεις στο τέλος και των δύο ζεύξεων (link ends) , και ένα διάνυσμα για μία διάταξη στο τέλος μίας ζεύξης(link end). Εμείς δείχνουμε τη μετάδοση και λαμβάνουμε συντεταγμένες στοιχείων σαν $\vec{r}_T^{(1)}, \vec{r}_T^{(2)}, \dots, \vec{r}_T^{(N_T)}$ και $\vec{r}_R^{(1)}, \vec{r}_R^{(2)}, \dots, \vec{r}_R^{(N_R)}$ αντίστοιχα, έτσι ώστε η κρουστική απόκριση από τη μετάδοση i-th στο στοιχείο λήψης j-th να γίνεται (με την παραδοχή για επίπεδα, στενής ζώνης κύματα)

$$h_{i,j} = \left(\vec{r}_T^{(i)}, \vec{r}_R^{(j)} \right) = \sum_l h_l \left(\vec{r}_T^{(0)}, \vec{r}_R^{(0)}, \tau_l, \Omega_l, \Psi_l \right) G_T \Omega_l, G_R \Psi_l \exp \left(j \langle \vec{k}(\Omega_l), \vec{r}_T^{(i)} \rangle \right) \exp \left(j \langle \vec{k}(\Psi_l), \vec{r}_R^{(j)} \rangle \right) \quad (3.14)$$

όπου το G_T και το G_R είναι οι διατάξεις των στοιχείων κεραίας της μετάδοσης και λήψης αντίστοιχα, το \vec{k} είναι το μοναδιαίο διάνυσμα του κύματος στη κατεύθυνση του I-th DOD ή DOA και το $\langle \dots \rangle$ δείχνει το εσωτερικό γινόμενο. Έτσι, εμείς βλέπουμε ότι είναι πάντα εφικτό να αποκτήσουμε το πίνακα της κρουστικής απόκρισης από μία κρουστική απόκριση διπλής κατεύθυνσης (και αν γνωρίζουμε τις θέσεις των κεραιών και τα διαγράμματα τους), ενώ ο αντίστροφος δεν είναι αληθής.

Εάν οι διατάξεις λήψης είναι ομοιόμορφες γραμμικές διατάξεις , μπορούμε να γράψουμε την Εξίσωση 3.14 ως εξής:

$$H = \int \int h(\tau, \Omega, \Psi) G_T(\Omega) G_R(\Psi) \vec{a}_R(\Psi) \vec{a}_T^H(\Omega) d\Psi d\Omega \quad (3.15)$$

όπου χρησιμοποιήσαμε το διάνυσμα διεύθυνσης $\vec{a}_T(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [1, \exp(-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\Omega)), \dots, \exp(-j2\pi(N_t - 1) \frac{d}{\lambda} \sin(\Omega))]$ και το ανάλογο ορισμένο $\vec{a}_R(\Psi)$.

Η στοχαστική περιγραφή των κατευθυντικών καναλιών είναι ανάλογη με τη περίπτωση των μη κατευθυντικών. Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της κρουστικής απόκρισης μπορεί να γενικευτεί για να περιλαμβάνει και την εξάρτηση από τη κατεύθυνση έτσι ώστε να εξαρτάται από 6 (ή 8) μεταβλητές. Μπορούμε επίσης να παρουσιάσουμε μία γενικευμένη WSSUS κατάσταση όπου οι συμβολές που έρχονται από διαφορετικές κατευθύνσεις , εξασθενούν ανεξάρτητα. Παρατηρούμε ότι οι κατευθύνσεις του κινητού σταθμού και διάδοσης Doppler συνδέονται, και έτσι v και Ω (ή Ψ) δεν είναι ανεξάρτητες μεταβλητές πια.

Ανάλογα με τη περίπτωση των μη κατευθυντικών, εμείς μπορούμε να ορίσουμε συνοπτικές περιγραφές του ασύρματου καναλιού .Το φάσμα ισχύος γωνιακής καθυστέρησης (angular delay power spectrum-ADPS) και το γωνιακό φάσμα ισχύος (angular power spectrum-APS) ορίζονται (όπως φαίνεται και από τη κεραία του σταθμού βάσης) μέσω

$$E\{s^*(\Omega, \tau, v) s(\Omega', \tau', v')\} = P_s(\Omega, \tau, v) \delta(\Omega - \Omega') \delta(\tau - \tau') \delta(v - v') \quad (3.16)$$

$$ADPS(\Omega, \tau) = \int P_s(\Omega, \tau, v) dv \quad (3.17)$$

$$APS(\Omega) = \int ADPS(\Omega, \tau) d\tau \quad (3.18)$$

Παρατηρούμε επίσης ότι μία ολοκλήρωση των ADPS πάνω στο Ω ανακτά τα προφίλ καθυστέρησης ισχύος.

Η αζιμουθιακή διάδοση (azimuthal spread) ορίζεται ως η δεύτερη κεντρική στιγμή των APS εάν όλα τα MPC_s προσπίπτουν στο οριζόντιο επίπεδο . Σε πολλές εργασίες π.χ. ορίζεται, συγκεκριμένα, σε μία μορφή ανάλογη με την Εξίσωση 3.10

$$S_\varphi = \sqrt{\frac{\int APS(\varphi) \varphi^2 d\varphi}{\int APS(\varphi) d\varphi} - \left(\frac{\int APS(\varphi) \varphi d\varphi}{\int APS(\varphi) d\varphi} \right)^2} \quad (3.19)$$

Παρόλα αυτά , ο ορισμός είναι ασαφής εξαιτίας της περιοδικότητας της γωνίας. Σύμφωνα με τον ορισμό , το $APS = \delta(\varphi - \pi/10) + \delta(\varphi - 19\pi/10)$ θα έχει μία πολύ διαφορετική γωνία διάδοσης από το $APS = \delta(\varphi - 3\pi) + \delta(\varphi - \pi/10)$,

παρόλο που τα δύο APSs διαφέρουν μόλις μια σταθερά offset. Η πρώτη τάξης στιγμή του συνόλου διανυσμάτων ορίζεται ως

$$\mu_{\varphi} = \int \exp(j\varphi) APS(\varphi) d\varphi \quad (3.20)$$

Όπου τα APS έχουν ομαλοποιηθεί σε $\int APS(\varphi) d\varphi = 1$. Τότε η γωνιακή διάδοση rms είναι

$$S_{\varphi} = \sqrt{\int |\exp(j\varphi) - \mu_{\varphi}|^2 APS(\varphi) d\varphi} \quad (3.21)$$

Παρατηρούμε ότι η γωνιακή διάδοση είναι μόνο μία μερική περιγραφή της γωνιακής διασποράς. Έχειδειχθεί ότι ο συσχετισμός των σημάτων στα στοιχεία μίας ενιαίας γραμμικής διάταξης εξαρτώνται μόνο από τη γωνιακή διάδοση rms και όχι από το σχήμα των APS. Παρόλα αυτά, αυτό είναι έγκυρο μόνο υπό πολύ συγκεκριμένες υποθέσεις.

3.3. Μέθοδοι Μοντελοποίησης για Κανάλια Πολλαπλών Διαδρομών

Στις προηγούμενες σελίδες, δώσαμε μία μαθηματική περιγραφή του καναλιού με πολλαπλές διαδρομές. Τώρα θα εξηγήσουμε πως μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να επιτύχουμε γενικές δομές προσομοίωσης μοντέλων. Η πραγματική επιλογή παραμέτρων θα αναλυθεί παρακάτω στο 3.4 και 3.5. Πάλι, εμείς μπορούμε να τα ξεχωρίσουμε σε ντετερμινιστικές και στοχαστικές μεθόδους. Οι ντετερμινιστικοί μέθοδοι περιλαμβάνουν υπολογισμένες κρουστικές αποκρίσεις και ιχνηλάτιση ακτινοβολίας (ray tracing) ενώ οι στοχαστικοί μέθοδοι περιλαμβάνουν μοντέλα για την απομαστευμένη γραμμή καθυστέρησης (tapped delay line models), μοντελοποίηση στη περιοχή της συχνότητας και στοχαστική μοντελοποίηση βασισμένη στη γεωμετρία. Τα ντετερμινιστικά μοντέλα εξαρτώνται από τη γεωγραφία και μορφολογία του υπό μελέτη περιβάλλοντος και είναι κυρίως για μοντελοποίηση συγκεκριμένων τοποθεσιών. Αυτός ο τύπος μοντελοποίησης είναι για την ανάπτυξη των δικτύων. Από την άλλη πλευρά, αυτά τα μοντέλα δε περιγράφουν απαραίτητα τη συμπεριφορά σε ένα τυπικό περιβάλλον, καθώς είναι συνδεδεμένα με μία συγκεκριμένη περιοχή.

3.3.1. Υπολογισμένες Κρουστικές Αποκρίσεις Καναλιών

Τα πιο ρεαλιστικά ντετερμινιστικά μοντέλα είναι βασισμένα από αποτελέσματα μετρήσεων σε απευθείας κανάλια. Παρόλα αυτά, όταν χρησιμοποιούμε

αποθηκευμένα δεδομένα μετρήσεων , είναι σημαντικό να ξέρουμε πως μετρήθηκε και τα όρια που υπάρχουν σε αυτό. Συνεπώς, εμείς θα κάνουμε μία σύντομη ανάλυση στις διαθέσιμες συσκευές μετρήσεων για κρουστικές αποκρίσεις ,που επίσης ονομάζονται ηχεία καναλιού (channel sounders).Στη συνέχεια ,θα εξηγήσουμε πως γίνονται οι απευθείας μετρήσεις.

Οι ακόλουθες τεχνικές έχουν προταθεί για να μετρήσουν το $h(t, \tau)$ ή το ισοδύναμο τους

1. Γεννήτρια παλμών : μία απευθείας μέτρηση της κρουστικής απόκρισης με μικρούς, έντονους διεγερτικούς παλμούς είναι η πιο απλή εννοιολογικά, αλλά είναι δύσκολο να εφαρμοστεί καθώς η απαιτούμενη ισχύς peak-to average είναι πολύ υψηλή. Έχει χρησιμοποιηθεί για μετρήσεις ultrawideband.

2. Ηχεία συσχετισμού (correlation sounders): Αυτή είναι η πιο διαδεδομένη ηχητική τεχνική. Το ηχείο εκπέμπει μία ψευδοτυχαία ακολουθία , και ο δέκτης συσχετίζεται με αυτή την ακολουθία. Εναλλακτικά, μπορούν να χρησιμοποιηθούν chirp σήματα(ήχοι από τιτιβίσματα) Εάν η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της ακολουθίας προσεγγίζει ένα παλμό και το κανάλι είναι αργά χρονικά μεταβαλλόμενο, τότε η έξοδος της συσχέτισης προσεγγίζει τη κρουστική απόκριση του καναλιού. Για γρήγορα χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια, απαιτούνται διορθώσεις.

3. Σάρωση χρονικής καθυστέρησης έτερο-συσχέτισης (swept time delay cross-correlator): Αυτή η μέθοδος , δειγματοληπτεί σε ένα μειωμένο ρυθμό. Αυτό μειώνει τις απαιτήσεις του μετατροπέα αναλογικό-σε-ψηφιακό αλλά την ίδια στιγμή μειώνει τη μέγιστη αποδεκτή συχνότητα Doppler του καναλιού για να μείνει αναγνωρίσιμο (δηλαδή (δηλαδή underspread)

4. Αναλυτής Δικτύου(Network Analyzer): Αυτή η συσκευή μετρήσεων πραγματοποιεί ουσιαστικά μία σάρωση των χαμηλών συχνοτήτων ενός διεγερτικού ημιτονοειδούς κύματος , μετρώντας άμεσα τη συνάρτηση μεταφοράς. Οι αναλυτές δικτύου είναι άμεσα διαθέσιμοι στα εργαστήρια και έτσι είναι πολύ δημοφιλείς. Παρόλα αυτά , συχνά απαιτούν μία σύνδεση καλωδίου μεταξύ πομπού και δέκτη και απαιτούν το περιβάλλον μέτρησης να παραμείνει στάσιμο για λίγα δευτερόλεπτα ή λεπτά.

Ένα μη κατευθυντήριο ηχείο καναλιού μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως βάση για ένα κατευθυντήριο ηχείο καναλιού. Ο πιο απλός τρόπος είναι να το συνδυάσεις με μία κατευθυντήρια κεραία. Ένας κινητήρας βημάτων (stepper motor) χρησιμοποιείται για να δείξει στη κεραία διαφορετικές κατευθύνσεις. Για κάθε κατεύθυνση , η κρουστική απόκριση καταγράφεται. Τα μειονεκτήματα αυτής της μεθόδου είναι ο μακρύς χρόνος μέτρησης και το γεγονός ότι η ανάλυση περιορίζεται από το εύρος της ακτίνας της κατευθυντήριας κεραίας. Εναλλακτικά, πληροφορίες για τη κατεύθυνση μπορούν να παραχθούν από μία διάταξη κεραίας. Σε μία φυσική διάταξη , ένα ηχείο δέκτης μονού καναλιού (single-channel channel sounder receiver) είναι συνδεδεμένο

με κάθε στοιχείο κεραίας ώστε οι κρουστικές αποκρίσεις σε κάθε στοιχείο $h_{i,j}$ να μετριοούνται ταυτόχρονα. Σε μία σύνθετη διάταξη, υπάρχουν πολλά στοιχεία κεραίας συνδεδεμένα με ένα μονό ηχείο μέσω ενός διακόπτη γρήγορων ραδιοσυχνοτήτων. Πρώτα, μετριέται η κρουστική απόκριση στο πρώτο στοιχείο $h_{1,2}$, μετά ο διακόπτης συνδέεται με το δεύτερο στοιχείο μετράει το $h_{1,2}$ και ούτε καθεξής. Τέλος, σε μία εικονική διάταξη, υπάρχει μόνο ένα στοιχείο κεραίας, το οποίο κινείται μηχανικά από μία θέση στην άλλη, μετρώντας τις διαφορετικές κρουστικές αποκρίσεις, $h_{i,j}$. Μία βασική υπόθεση για την αξιολόγηση είναι ότι το περιβάλλον δεν αλλάζει κατά τη διάρκεια της διαδικασίας μέτρησης. Οι εικονικές διατάξεις απαιτούν μερικά δευτερόλεπτα με μερικά λεπτά για μία μέτρηση και μπορούν έτσι να χρησιμοποιηθούν μόνο σε στάσιμα περιβάλλοντα, αυτό αποκλείει σενάρια όπου αυτοκίνητα ή κινούμενοι άνθρωποι είναι σημαντικοί σκεδαστές. Από την άλλη μεριά, αποφεύγουμε όλα τα προβλήματα με αμοιβαίες συζεύξεις μεταξύ των στοιχείων της κεραίας. Σε μη στατικά περιβάλλοντα, οι σύνθετες διατάξεις είναι ο καλύτερος συμβιβασμός μεταξύ ταχύτητας μετρήσεως και πολυπλοκότητα λογισμικού.

Οι μετρήσεις των διπλών κατευθύνσεων καναλιών που χρησιμοποιούνται για πολλαπλή-είσοδο-πολλαπλή-έξοδο (MIMO) συστήματα είναι ακόμα πιο πολύπλοκες. Πρέπει να στείλουμε σήματα από τους πομπούς της κεραίας που είναι ορθογώνιοι είτε στο:

1. Χρόνο (δηλαδή πρώτα στέλνουμε μόνο από τη πρώτη κεραία, μετά μόνο από τη δεύτερη,...)
2. Συχνότητα (εκπομπή των offset carriers από διαφορετικές κεραίες)
3. Κώδικα (πχ εκπομπή των διαφορετικών Walsh-Hadamard ακολουθιών από διαφορετικές κεραίες)

Σε κάθε περίπτωση, κάθε δέκτης κεραίας έχει να ξεκαθαρίσει τις εισφορές από κάθε στοιχείο εκπομπής κεραίας.

Τα ηχεία καναλιού συχνά δίνουν τη κρουστική απόκριση σε δείγματα σε τακτά χρονικά διαστήματα στο χρόνο (και πιθανώς και στο χώρο). Εάν το μοντέλο καναλιού, πρέπει να ακολουθήσει το παραμετρικό μοντέλο του 3.2.5., πρέπει να εξάγουμε τις παραμέτρους πολλαπλών διαδρομών (χρόνος άφιξης, γωνία άφιξης, γωνία αναχώρησης κ.α.) από αυτές τις τιμές. Η πιο απλή προσέγγιση είναι μία ανάλυση Fourier, ενώ η επιτεύξιμη ανάλυση είναι συνήθως επαρκής στο πεδίο της καθυστέρησης, είναι πολύ ανεπαρκής στη χωρικό πεδίο. Για αυτό το λόγο, προσεγγίσεις εκτίμησης παραμέτρων υψηλής ανάλυσης χρησιμοποιούνται πολύ συχνά. Οι πιο γνωστές είναι MUSIC, ESPRIT, SAGE και η μέθοδος ελάχιστης μεταβολής. Ωστόσο, αυτοί οι αλγόριθμοι μπορεί μερικές φορές να οδηγήσουν σε αριθμητικά προβλήματα, και μερικά από αυτά περιορίζονται στον αριθμό των MPC_s που μπορούν να εκτιμήσουν. Οι παράμετροι πολλαπλών διαδρομών που μπορούν να εξαχθούν από τις μετρήσεις μπορούν επίσης να συνδυαστούν με την υπόθεση των τυχαίων φάσεων για τα MPC_s , οδηγώντας σε ένα ημι-ντετερμινιστικό μοντέλο καναλιού.

3.3.2. Ντετερμινιστικός Υπολογισμός Καναλιού

Τα τελευταία χρόνια, οι μέθοδοι υπολογισμού ντετερμινιστικών πεδίων έχουν εξελιχθεί σε μία από τους πιο σημαντικές μεθόδους για να εξάγεις κρουστικές αποκρίσεις καναλιών. Η εξέλιξη έχει παρακινηθεί από δύο παράγοντες: διαθεσιμότητα από γρήγορους υπολογιστές που επιτρέπουν υπολογιστικές εργασίες που πριν χρόνια ήταν αδιανόητες και την εξέλιξη πιο αποτελεσματικών αλγορίθμων. Αυτό έχει επιτρέψει τη δημιουργία μίας ανάλυσης διάδοσης σε μία συγκεκριμένη τοποθεσία που, βασισμένη σε μία βάση δεδομένων του περιβάλλοντος, υπολογίζει τα χαρακτηριστικά του καναλιού. Για αυτές τις μεθόδους, δε χρειάζεται να ξεχωρίσουμε μεταξύ κατευθυντικών και μη κατευθυντικών μοντέλων. Οι υπολογιστικοί μέθοδοι που περιγράφονται παρακάτω περιέχουν εγγενώς κατευθυντήριες πληροφορίες, και τα μη κατευθυντήρια μοντέλα δημιουργούνται απλώς από την απόρριψη αυτών των πληροφοριών.

3.3.2.1. Πλήρης Ηλεκτρομαγνητική Περιγραφή

Μία δυναμική προσέγγιση είναι η πλήρης λύση των εξισώσεων Maxwell, μέσω είτε ακέραιων ή διαφορικών αναπτύξεων. Οι ακέραιες εξισώσεις είναι πολύ συχνά μεταβλητές των γνωστών μεθόδων των στιγμών όπου τα άγνωστα ρεύματα που προκαλούνται στους σκεδαστές απεικονίζονται από μία σειρά συναρτήσεων βάσης. Όσο ο αριθμός των συναρτήσεων βάσης αυξάνεται μαζί με το μέγεθος του υπό μελέτη περιβάλλοντος, και ο χρόνος υπολογισμού αυξάνεται τετραγωνικά με τον αριθμό των συναρτήσεων βάσης, αυτό γρήγορα οδηγεί σε απαγορευτική υπολογιστική πολυπλοκότητα. Ειδικοί μέθοδοι που αυξάνουν την αποτελεσματικότητα της μεθόδου περιλαμβάνουν φυσικά σύνολα βάσης, η μέθοδος γρήγορων multipole και η μέθοδος πίνακα αλληλεπίδρασης.

Διαφορικές αναπτύξεις εξισώσεων περιλαμβάνουν τη μέθοδο του πεπερασμένου στοιχείου ή την όλο και περισσότερο γνωστή μέθοδο πεπερασμένης διαφοράς στο πεδίο του χρόνου (FDTD). Σε σπάνια εξωτερικά περιβάλλοντα, όπου ουσιαστικά όλες οι διαδικασίες σκέδασης συμβαίνουν σε μία κατεύθυνση (παραμελώντας τη σκέδαση πίσω), η εξίσωση κύματος μπορεί να προσεγγιστεί από μία παραβολική εξίσωση, η οποία μπορεί να λυθεί αποτελεσματικά.

3.3.2.2. Προσεγγίσεις Υψηλής-Συχνότητας

Οι πιο διαδεδομένοι μέθοδοι υπολογισμού βασίζονται στη προσέγγιση υψηλής συχνότητας της εξίσωσης κύματος. Προσεγγίζει τα κύματα σαν ακτίνες και καθιερώνει τα (γεωμετρικά) μονοπάτια διάδοσης αυτών των ακτινών μεταξύ TX και RX.

Πρώτα, ας καθιερώσουμε τους φυσικούς μηχανισμούς που μπορούν να επηρεάσουν τη διάδοση μίας ακτίνας:

- Κατοπτρική ανάκλαση (Specular reflection) και εκπομπή, είναι εννοιολογικά η πιο απλή μέθοδος που διέπεται από το νόμο του Snell (η γωνία της πρόσπτωσης ισούται με τη γωνία της ανάκλασης). Οι περισσότεροι μέθοδοι εμμέσως θεωρούν ότι τα αντανακλαστικά κάτοπτρα είναι άπειρα εκτεταμένα, περιορίζοντας την ακρίβεια σε πραγματικά περιβάλλοντα. Άλλη πιθανή πηγή λάθους έγκειται στη μοντελοποίηση των πραγματικών συντελεστών ανάκλασης, ειδικά για πολυστρωματικές κατασκευές και για διαφορετικές κατευθύνσεις πόλωσης.
- Η περίθλαση είναι ένας μηχανισμός που επηρεάζει τη λαμβανόμενη ισχύ, ειδικά σε περιοχές που είναι έντονα σκιασμένες, Σε μικροκυψέλες, γύρω από γωνίες δρόμων είναι πολύ σημαντική, και ακόμα και το σχήμα της γωνίας παίζει ένα σημαντικό ρόλο. Ομοίως, η περίθλαση παίζει σημαντικό ρόλο και σε διάδοση μέσα σε εσωτερικούς χώρους. Η περίθλαση είναι από τη φύση ένα κυματικό φαινόμενο, αλλά μπορεί να αντιμετωπιστεί για προσεγγίσεις υψηλής συχνότητας από τη γεωμετρική θεωρία της περίθλασης (GTD) ή τη συνολική θεωρία της περίθλασης (UTD). Ουσιαστικά, μία κόψη περίθλασης εξυπηρετεί ως δευτερεύουσα πηγή για ακτίνες σε όλες τις κατευθύνσεις. Το UTD χρησιμοποιείται ευρέως, αλλά ακόμα δείχνει κάποιες ανακρίβειες όταν κάποιες κόψεις είναι κοντά μεταξύ τους, Άλλη πιθανή πηγή λαθών είναι το γεγονός ότι, κυριολεκτικά, ο συντελεστής περίθλασης είναι εξαρτώμενος από τη συχνότητα και αυτό μπορεί να έχει επιπτώσεις σε πολύ ευρείας ζώνης προσομοιώσεις.
- Η διάχυτη σκέδαση εμφανίζεται επειδή οι επιφάνειες που εμπλέκονται στην ανάκλαση όπως τοίχοι σπιτιών κ.α. δεν είναι λείες. Έτσι η ακτινοβολία μπορεί να ανακλαστεί σε άλλες κατευθύνσεις από αυτές που επιβάλλει ο νόμος του Snell, Υπάρχουν κυρίως 2 κυρίαρχες θεωρίες για τη διάχυτη σκέδαση, η θεωρία του Kirchhoff και η θεωρία της διατάραξης, Συχνά μόνο η τελευταία, η οποία περιέχει πληροφορίες σχετικά με το πόσο γρήγορα το ύψος μίας επιφάνειας μεταβάλλεται, είναι κατάλληλη για ασύρματη διάδοση. Σε οποιαδήποτε περίπτωση, μία ανώμαλη επιφάνεια συμπεριφέρεται σαν δευτερεύουσα πηγή προκαλώντας τις ακτίνες σε διαφορετικές κατευθύνσεις. Το γεγονός ότι οι περισσότερες επιφάνειες σπιτιών δεν είναι τυχαία ανώμαλες, αλλά αντίθετα παρουσιάζουν οριζόντιες και κάθετες λεπτές δομές, μπορεί επίσης να έχει σημαντικές συνέπειες,

Ο τρόπος που γίνεται η ανίχνευση των ακτινών ξεχωρίζει το ray tracing (ιχνηλάτιση ακτινοβολίας) από το ray launching (δρομολόγηση ακτινοβολίας). Το ray tracing χρησιμοποιεί τη μέθοδο απεικόνισης για πρόβλεψη της κρουστικής απόκρισης από σημείο-σε-σημείο. Ο ανιχνευτής ακτινοβολίας (ray tracer) εγκαθιστά όλες τις πηγές απεικόνισης του πομπού που μπορούν να συνεισφέρουν σε μία δεδομένη θέση δέκτη. Αυτό είναι απλό όταν όλες οι εμπλεκόμενες επιφάνειες είναι επίπεδες και μόνο μονές ανακλάσεις λαμβάνονται υπόψη. Ωστόσο, διπλές ανακλάσεις οδηγούν σε μία απεικόνιση μίας απεικόνισης και ούτω καθεξής. Αυτό συνεπάγεται σε μία αύξηση

εκθετική του αριθμού των απεικονίσεων μαζί με τον αριθμό των διαδικασιών ανακλάσεων που λαμβάνονται υπόψη. Επιπλέον, από τη στιγμή που η μέθοδος είναι εγγενώς από σημείο-σε-σημείο, μία καινούρια προσομοίωση πρέπει να εκτελείται για κάθε καινούρια TX ή RX τοποθεσία. Μέθοδοι επιτάχυνσης που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία περιλαμβάνουν ένα διμερή αλγόριθμο και την εγκατάσταση ενός πίνακα απεικόνισης. Αυτός ο πίνακας περιλαμβάνει τις διάφορες ανακλάσεις στο τοίχο, τις εκπομπές, τις περιθλάσεις και τις τοποθεσίες που μπορούν να οδηγήσουν σε υπολογίσιμες εισφορές. Μετά οι πληροφορίες από αυτό το πίνακα χρησιμοποιούνται για να υπολογίσουν τη κρουστική απόκριση σε κάθε κινητό σταθμό της περιοχής.

Ray launching είναι μία εναλλακτική μέθοδος που στέλνει ακτίνες σε όλες τις κατευθύνσεις. Η κατεύθυνση της δρομολόγησης (launching direction) μπορεί να είναι είτε τυχαία ή διαλεγμένη από ένα κανονικό πχ geodesic πρότυπο. Ο αλγόριθμος ακολουθεί τις ακτίνες κατά μήκος του μονοπατιού διάδοσης μέχρι να γίνουν πολύ αδύναμες για να είναι σημαντικές. Αυτή η τεχνική επιτρέπει τον υπολογισμό της ισχύος σε μία μεγάλη περιοχή (για μία δεδομένη TX θέση) και έτσι είναι πιο αποτελεσματική για μία αναλυτική μοντελοποίηση συγκεκριμένων τοποθεσιών. Επίσης ένα σύστημα προ-επεξεργασίας επιτρέπει γρήγορο υπολογισμό για πολλαπλές τοποθεσίες πομπών, το περιβάλλον υποδιαιρείται σε πλακάκια και υπολογίζονται οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ τους. Μετά , για κάθε TX και RX θέση , πρέπει να υπολογιστούν μόνο οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ του TX και στα πλακάκια που μπορούν να συμπεριφερθούν σαν πρώτες ανακλάσεις. Το ray launching είναι επίσης ικανό να αντιμετωπίσει τη περίθλαση με ένα απλό τρόπο. Κάθε κόψη περίθλασης λειτουργεί σαν δευτερεύουσα πηγή των ακτινών. Ομοίως, η διάχυτη περίθλαση (εκπέμποντας ενέργεια από μία διαδικασία ανάκλασης προς όλες τις κατευθύνσεις) μπορεί να συμπεριληφθεί στον αλγόριθμο. Ένα πιθανολογικό σύστημα διαλέγει μία τυχαία κατεύθυνση για την ακτίνα μετά από κάθε περίθλαση με τη συνάρτηση πιθανότητας πυκνότητας (pdf) της κατεύθυνσης να λαμβάνεται από τις μετρήσεις ή από προσαρμογή καμπυλών. Μία δυσκολία στο ray launching είναι η αποφασιστικότητα των ακτινών οι οποίες μπορούν να ληφθούν σε μία δεδομένη τοποθεσία. Συχνά θεωρείται ότι μία ακτίνα πρέπει να "χτυπήσει" την λεγόμενη σφαίρα λήψης προκειμένου να συνεισφέρει στη λαμβανόμενη ενέργεια, αλλά η κατασκευή αυτής της σφαίρας είναι αρκετά δύσκολη. Εναλλακτικά, ο πομπός μπορεί να εκτοξεύσει αγωγούς ακτινών αντί για ακτίνες, αυτοί μετριάζουν το πρόβλημα του προσδιορισμού της λαμβανόμενης ισχύς, αλλά είναι πιο πολύπλοκα να ανιχνευτούν.

Για το ray tracing και το ray launching, μία σημαντική απλοποίηση μπορεί να επιτευχθεί εξετάζοντας μόνο μία γεωμετρία δύο διαστάσεων. ωστόσο αυτό μπορεί να οδηγήσει σε εξαίρεση σημαντικών διαδρομών διάδοσης και συνεπώς σε ανακριβές αποτελέσματα. Μία συμβιβαστική λύση είναι η ιχνηλάτιση ακτινοβολίας 2.5-διαστάσεων(2.5-dimensional ray tracing), η οποία προσθέτει τις εισφορές σε κάθετα και οριζόντια επίπεδα διάδοσης.

Παρατηρούμε επίσης ότι είναι πρακτικά απίθανο να προβλέψουμε τις σωστές φάσεις για τις διαφορετικές ακτίνες (και στο ray tracing και στο ray launching) λόγω των ανακριβειών των βάσεων δεδομένων της γεωμετρίας των ανακλαστήρων και των συντελεστών ανάκλασης των υλικών. Έτσι, μόνο η μέση ισχύς και το προφίλ

καθυστερήσης ισχύος(PDP), μπορούν να προβλεφθούν ντετερμινιστικά ,ενώ η καθυστέρηση μικρής κλίμακας πρέπει να αντιμετωπιστεί στοχαστικά. Ομοίως, όταν συγκρίνουμε μετρήσεις με τα αποτελέσματα του ray tracing, μόνο οι μέσες δυνάμεις μπορεί να συγκριθούν .Είναι αξιοσημείωτο , ότι οι δυνάμεις που υπολογίζονται από την ιχνηλάτιση μπορούν να προβλεφθούν πολύ καλά(τυπικές αποκλίσεις είναι 6dB) αλλά τα PDP_s και οι καθυστερήσεις διαδόσεων συχνά παρεκκλίνουν σημαντικά. Ο λόγος για αυτό είναι ότι για μέσες δυνάμεις, λάθη στο πλάτος των ακτινών τείνουν να ακυρώνονται. ωστόσο για το PDP, είναι απαραίτητο κάθε αναλύσιμη ακτίνα να προβλέπεται σωστά. Η κατάσταση γίνεται ακόμα πιο σαφής όταν λαμβάνεις υπόψη λυμένες κατευθυνόμενες κρουστικές αποκρίσεις.

3.3.3. Απομαστευμένη Γραμμή Καθυστερήσης (Tapped Delay Line)

Οι περισσότερες εφαρμογές στην επεξεργασία σημάτων απαιτούν μία διακριτή αναπαράσταση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Μία τέτοια απεικόνιση μπορεί να παρουσιαστεί από δύο οπτικές γωνίες: μπορεί να προκύψει από τη διαδικασία της φυσικής μοντελοποίησης ή από τη κρίσιμη δειγματοληψία ενός συνεχούς μοντέλου του καναλιού.

Η προηγούμενη προσέγγιση είναι φυσικό επακόλουθο από το μοντέλο του 3.2.5., το οποίο περιγράφει τη κρουστική απόκριση σαν ένα άθροισμα από διακριτές ηχώ:

$$h(t, \tau) = \sum_i a_i \exp(j\varphi_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.22)$$

Σημειώνουμε ότι αυτό το μοντέλο είναι ένα καθαρά ντετερμινιστικό εάν εμείς ερμηνεύσουμε τα λαμβανόμενα σήματα ως εντελώς αναλύσιμες ηχώ από διακριτούς ανακλαστήρες. Ωστόσο, σε πρακτικές περιπτώσεις, η ανάλυση του δέκτη δεν είναι αρκετή για να επιλύσει όλα τα MPC_s. Σε αυτή τη περίπτωση, τα μιγαδικά πλάτη $a_i \exp(j\varphi_i)$ συμβολίζουν το άθροισμα από πολλά MPC_s και έτσι αυτά ξεθωριάζουν. Τυπικά τα πλάτη είναι κατανομές Rayleigh ή Rice με τις φάσεις ομοιόμορφα κατανομημένες. Οι χρόνοι άφιξης των MPC_s είτε υποθέτεται ότι είναι σταθεροί (σε διαστήματα ίσης απόστασης) ή τυχαία κατανομημένα, πχ σύμφωνα με τη κατανομή Poisson. Στη τελευταία περίπτωση, το μοντέλο συχνά ονομάζεται μοντέλο Hashemi-Suzuki-Turin.

Ένα άλλο πρόβλημα προκύπτει από την αναγκαιότητα να πάρουμε μία διακριτή εφαρμογή από τη συνάρτηση συνεχόμενης διάδοσης. Όταν λάβουμε υπόψη ένα περιορισμένου εύρους σύστημα με εύρος ζώνης B, η παρεμβολή

$$\tilde{h}_{bl}(\tau) = \sum_l A_l \text{sinc}(B(\tau - \tau_l)) \quad (3.23)$$

με κανονικές αποστάσεις $\tau_l (\tau_l - \tau_{l-1} = T_s)$ είναι αποδεκτή. Αυτό καθιερώνει μία σχέση μεταξύ της συνεχής συνάρτησης και των βαρών απόληξης A_l (tap weights). Σημειώνουμε ότι αν οι φυσικοί σκεδαστές εκπληρώνουν τη συνθήκη WSSUS αλλά δεν ισαπέχουν, τότε τα βάρη απόληξης A_l δεν είναι απαραίτητα WSSUS. Ωστόσο, είναι συνηθισμένο να υποθέτουμε WSSUS και για αυτή τη περίπτωση.

Η εξίσωση 3.23 είναι η σωστή παρεμβολή σύμφωνα με το θεώρημα της δειγματοληψίας. Για πολλές εφαρμογές, είναι αρκετό να έχουμε μία χρονικά διακριτή αναπαράσταση του $h(\tau)$, είτε επειδή η ολοκληρωμένη προσομοίωση είναι χρονικά διακριτή είτε επειδή ο περιορισμός του εύρους και η παρεμβολή έχουν γίνει σε διαφορετικό σημείο της προσομοίωσης. Σε αυτή τη περίπτωση, μία αναπαράσταση

$$\tilde{h}_{bl}(\tau) = \sum_l A_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.24)$$

είναι αρκετή.

Πολλά από τα τυπικά μοντέλα για ασύρματα κανάλια έχουν αναπτυχθεί με ένα συγκεκριμένο σύστημα και συνεπώς με ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης συστήματος. Υπάρχει συχνά ο πειρασμός να χρησιμοποιήσεις αυτά τα μοντέλα για άλλα συστήματα που παρουσιάζουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης (πχ για να εξετάσεις ασύρματα LAN συστήματα με εύρος ζώνης 20MHz με το μοντέλο εξωτερική-σε-εσωτερική της Διεθνούς Ένωσης Τηλεπικοινωνιών (International Communications Union –ITU). Τονίζουμε ότι αυτό δεν είναι αποδεκτό και μπορεί να προκαλέσει τελείως παραπλανητικά αποτελέσματα προσομοίωσης. Από την άλλη μεριά, είναι απαραίτητο να προσαρμόζεις τις τοποθεσίες απόληξης σε διαφορετικά πλέγματα δειγματοληψίας για μία διακριτή προσομοίωση, με άλλα λόγια μία διακριτή προσομοίωση απαιτεί μία αναπαράσταση καναλιού $h(\tau) = \sum \delta(\tau - kT_s)$, αλλά το τ_l/T_s δεν είναι ακέραιο. Υπάρχουν 3 ευρέως διαδεδομένοι μέθοδοι :

- Στρογγυλοποίηση του πλησιέστερου ακέραιου: αυτή η μέθοδος οδηγεί σε λάθη, αλλά είναι συνήθως ανεκτά, ειδικά αν χρησιμοποιείται η κρίσιμη δειγματοληψία.
- Διάσπαση της ενέργειας απόληξης: Η μέση ενέργεια χωρίζεται μεταξύ των 2 γειτονικών απολήξεων $kT_s < \tau_l < (k+1)T_s$, που ενδεχομένως σταθμίζονται από την απόσταση της αρχικής απόληξης. Παρόλο που αυτή η μέθοδος είναι γνωστή, εμείς τονίζουμε ότι μπορεί να δώσει λανθασμένα αποτελέσματα,

ειδικά για αραιά μοντέλα καναλιού. Η αύξηση του αριθμού των απολήξεων που μεταφέρουν ενέργεια με τη διαδικασία διάσπασης μπορεί π.χ. να αλλοιώσει την επίδοση ενός δέκτη Rake στο κανάλι.

- Επαναδειγματοληψία (Resampling): Αυτό μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας το τύπο της παρεμβολής ή περιγράφοντας το κανάλι στη περιοχή της συχνότητας και μετασχηματίζοντας το πίσω(με ένα διακριτό μετασχηματισμό Fourier) με την επιθυμητή διάταξη απόληξης..

Μία άλλη ενδιαφέρουσα ερώτηση είναι πώς να απεικονίσεις ένα συνεχόμενο προφίλ καθυστέρησης από ένα πεπερασμένο αριθμό απολήξεων με τέτοιο τρόπο ώστε τα σφάλματα στην απεικόνιση (για ένα δεδομένο αριθμό απολήξεων) να ελαχιστοποιούνται. Αυτή η ερώτηση είναι αρκετά παρόμοια με την ερώτηση του πώς να προσεγγίσεις σωστά τα φάσματα Doppler με ένα πεπερασμένο αριθμό sinusoids. Γενικά μπορούμε να διακρίνουμε τα εξής:

- Μέθοδοι που χρησιμοποιούν σταθερές απολήξεις και προσδιορίζουν τα βάρη απολήξεων σύμφωνα με συγκεκριμένα κριτήρια (μέθοδος των ίσων αποστάσεων, ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος). Σημειώνουμε ότι ισαπέχοντες διατάξεις απολήξεων οδηγούν σε μία συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας που είναι περιοδική με τον αντίστροφο του T_s , αυτό μπορεί να είναι όμως μία σοβαρή παγίδα στη προσομοίωση συστημάτων που χρησιμοποιούν διπλή συχνότητα στη περιοχή του χρόνου (frequency domain Duplexing).
- Μέθοδοι που υποθέτουν σταθερά βάρη απολήξεων αλλά προσαρμόζουν τις τοποθεσίες των απολήξεων (μέθοδος των ίσων περιοχών)
- Μέθοδοι Monte Carlo
- Η μέθοδος Lp-norm , που λύνει το μη γραμμικό σύστημα των εξισώσεων για να βελτιστοποιήσει και τις τοποθεσίες των απολήξεων και τα πλάτη.

Όταν θα πρέπει να συμπεριλαμβάνονται οι χρονικές μεταβολές του καναλιού, πρέπει επίσης να οριστεί η χρονική συνάρτηση συσχέτισης (temporal correlation function) ή (ισοδύναμα το φάσμα Doppler). Αυτό πρέπει να γίνει για κάθε απόληξη καθυστέρησης. Ενώ μερικά μοντέλα υποθέτουν μία ξεχωριστή συνάρτηση σκέδασης(δηλαδή το φάσμα Doppler είναι ανεξάρτητο από τη καθυστέρηση), το λεγόμενο clustering effect , απαιτεί ένα πιο λεπτομερές μοντέλο. Το πρόβλημα στη προσομοίωση μίας (μονής) απόληξης καθυστέρησης με μία δεδομένη διάδοση Doppler είναι ισότιμο με αυτό της προσομοίωσης ενός καναλιού με επίπεδες διαλείψεις. Για μεγάλες μετακινήσεις του κινητού σταθμού , και των χρόνων άφιξης, οι χρόνοι εκκίνησης και άφιξης αλλάζουν με το χρόνο. Μία κληρονομική διαδικασία μπορεί να χρησιμοποιηθεί, όπου οι ιδιότητες των μονοπατιών σε χρόνο t_2 είναι οι ιδιότητες σε χρόνο t_1 , συν μία (στοχαστική) μεταβολή.

Μία εναλλακτική στην απομαστευμένη γραμμή καθυστέρησης στη περιοχή του χρόνου είναι η μοντελοποίηση στη περιοχή της συχνότητας. Η απόκριση

συχνότητας μπορεί π.χ. να μοντελοποιηθεί από μία διαδικασία αυτοπαλινδρόμησης, με τους συντελεστές των φίλτρων ως παραμέτρους.

3.3.4. Στοχαστικά Μοντέλα MIMO

Μία γενίκευση του στοχαστικού μοντέλου απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης είναι η ενσωμάτωση των κατευθυντικών πληροφοριών για μονής κατεύθυνσης ή MIMO μοντέλα. Ξανά, αυτά τα μοντέλα είναι βασισμένα στις μαθηματικές περιγραφές που δόθηκαν στο 3.2. Σε όλα αυτά τα μοντέλα, υποτίθεται ότι η εξάρτηση της καθυστέρησης απεικονίζεται από την απομαστευμένη γραμμή καθυστέρησης, έτσι αντιμετωπίζουμε μόνο το πρόβλημα της εύρεσης μίας απεικόνισης για ένα κανάλι με επίπεδες διαλείψεις (για κάθε απόληξη). Το κατευθυντικό μοντέλο μπορεί να είναι διαφορετικό για κάθε απόληξη, ωστόσο συχνά θεωρείται ότι οι κατευθυντικές ιδιότητες και ιδιότητες καθυστέρησης είναι ξεχωριστές.

Ένα ντετερμινιστικό μοντέλο προκύπτει πάλι από τη φυσική ερμηνεία της κρουστικής απόκρισης του καναλιού ως ένα άθροισμα των αναλύσιμων ηχώ από ένα πεπερασμένο αριθμό διαδρομών διάδοσης όπως δόθηκε στο 3.2.5. Όπως και στη περίπτωση της μη κατευθυντικότητας, μερικές φορές υποθέτεται ότι το κύμα από κάθε κατεύθυνση αποτελείται από πολλά μη διαχωρίσιμα κύματα, έτσι ώστε τα πλάτη τους εξασθενούνε. Παρόλα αυτά, οι κατευθυντικές πληροφορίες επιτρέπουν την επίλυση μερικών MPC_s που δεν θα είναι αναλύσιμα μόνο στη περιοχή της καθυστέρησης.

Εναλλακτικά, ο πίνακας κρουστικής απόκρισης (Εξίσωση 3.14) ενός καναλιού MIMO, μπορεί να περιγραφεί από ένα στοχαστικό μοντέλο. Σε αυτή τη περίπτωση, το κανάλι δε χαρακτηρίζεται μόνο από τα στατιστικά των πλατών από κάθε είσοδο στο πίνακα (η οποία είναι συχνά Rayleigh ή Rician), αλλά και τους συσχετίσεις μεταξύ αυτών των εισόδων. Ο πίνακας συσχέτισης (για κάθε απόληξη) ορίζεται από τη πρώτη στοίβαξη όλων των εισόδων του πίνακα καναλιού σε ένα διάνυσμα $\vec{h}_{stack} = [H_{1,1}, H_{1,2}, \dots, H_{1,N_t}, H_{2,1}, \dots, H_{N_r, N_t}]^T$ και μετά υπολογίζεις το πίνακα συσχέτισης ως $\mathbf{R} = E\{\vec{h}_{stack}\vec{h}_{stack}^{T*}\}$ όπου ο εκθέτης T υποδηλώνει αντιμετάθεση Hermitean. Ένα γνωστό απλοποιημένο μοντέλο υποθέτει ότι ο πίνακας μπορεί να γραφεί σε γινόμενο Kronecker των πινάκων συσχέτισης στον πομπό και στο δέκτη, $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{TX} \otimes \mathbf{R}_{RX}$. Αυτό το μοντέλο υπονοεί ότι ο πίνακας συσχέτισης του δέκτη είναι ανεξάρτητος από τη κατεύθυνση του πομπού. Ενώ μερικές εργασίες έχουν βρει το μοντέλο Kronecker να προσεγγίζει τα δεδομένα των μετρήσεων καλά (με σχετικό λάθος μερικών εκατοστών) άλλες εργασίες βρήκαν μεγάλες διαφορές ειδικά σε μεγάλες διατάξεις. Εάν το μοντέλο είναι έγκυρο, τότε ο πίνακας της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού, μπορεί να παραχθεί ως

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{rx}^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_{TX}^{1/2} \quad (3.25)$$

όπου το \mathbf{G} είναι ένας πίνακας με ανεξάρτητες ταυτόσημα κατανομημένες(i.i.d) σύνθετες γκαουσιανές εισόδους .Σε περιπτώσεις οπτικής επαφής (Line Of Sight - LOS), ο πίνακας συσχετισμού πρέπει να εξαχθεί μόνο από το διάχυτο κομμάτι μη οπτικής επαφής non-LOS(NLOS) του καναλιού, και ο συνολικός πίνακας καναλιού πρέπει να παραχθεί σαν ένα άθροισμα από ένα ντετερμινιστικό πίνακα \mathbf{H}_{LOS} και ένα στοχαστικό πίνακα \mathbf{H}_{NLOS} , που έχει παραχθεί σύμφωνα με την Εξίσωση 3.25.

Ένα πιο γενικό μοντέλο έχει προταθεί με μοντελοποίηση του πίνακα του καναλιού ως

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_{TXRX}^{1/2} \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{R}_{TX}^{T/2} \quad (3.26)$$

όπου \mathbf{G} και $\tilde{\mathbf{G}}$ είναι οι πίνακες με i.i.d. γκαουσιανές εισόδους και το \mathbf{R}_{TXRX} περιγράφει τη διάδοση από τους σκεδαστές κοντά στο πομπό στους σκεδαστές κοντά στο δέκτη. Αυτό το μοντέλο είναι ικανό για αναπαραγωγή του λεγόμενου φαινομένου της κλειδαρότρυπας (keyhole effect), όπου ο πίνακας της μεταφοράς του καναλιού έχει χαμηλή κατάταξη, παρόλο που οι πίνακες συσχέτισης στο πομπό και στο δέκτη έχουν υψηλή κατάταξη.

Μία εναλλακτική στο μοντέλο συνάρτησης μεταφοράς του πίνακα είναι η εικονική αναπαράσταση του καναλιού. Αυτό το μοντέλο παρέχει μία απλή γεωμετρική ερμηνεία του καναλιού αλλά επίσης "συλλαμβάνει" την επιρροή του καναλιού στη χωρητικότητα και τη ποικιλομορφία. Το εικονικό κανάλι απεικονίζεται ως

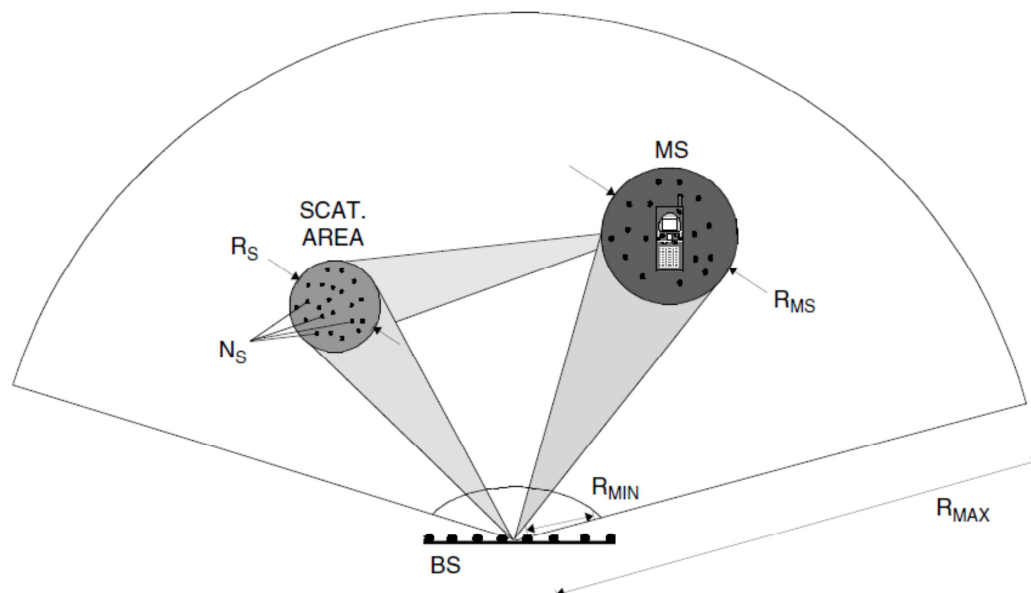
$$\mathbf{H} = \sum_m \sum_k H_V(k, m) \vec{a}_R(\tilde{\Psi}_k) \vec{a}_T^H(\tilde{\Omega}_m) = \tilde{\mathbf{A}}_R \mathbf{H}_V \tilde{\mathbf{A}}_T^H \quad (3.27)$$

όπου τα διανύσματα διεύθυνσης $\vec{a}_R(\tilde{\Psi}_k)$ και $\vec{a}_T(\tilde{\Omega}_m)$ ορίζονται στο 3.2.5 , μαζί με τις εικονικές γωνίες που ορίζονται ως $\tilde{\psi}_k = k/N_R$ και $\tilde{\Omega}_m = m/N_T$, με $-N_R \leq k \leq N_R$ και $-N_T \leq m \leq N_T$.

Φυσικά ερμηνευμένη, αυτή είναι μια απεικόνιση των σκεδαστών σε μια περιοχή ακτίνας, δηλώνοντας ποιά ισχύ έρχεται από ποια κατεύθυνση. Η απεικόνιση έχει το πλεονέκτημα της εύκολης ερμηνείας. Εκτός από αυτό, έχει όλα τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα μίας απεικόνισης συνάρτησης μεταφοράς του πίνακα, καθώς είναι ένας μετασχηματισμός Fourier αυτής της ποσότητας.

3.3.5. Στοχαστικά Μοντέλα Καναλιών βασισμένα στη γεωμετρία

Σε οποιοδήποτε γεωμετρικό μοντέλο, η κρουστική απόκριση σχετίζεται με τη τοποθεσία των σκεδαστών. Σε μία πλήρως ντετερμινιστική γεωμετρική προσέγγιση (για παράδειγμα ιχνηλάτιση ακτινοβολίας), η τοποθεσία των σκεδαστών χορηγείται νομοτελειακά από μία βάση δεδομένων. Από την άλλη πλευρά, σε ένα στοχαστικό μοντέλο καναλιού βασισμένο στη γεωμετρία (geometry-based stochastic channel model-GSCM) , η τοποθεσία διαλέγεται στοχαστικά, ακολουθώντας μία συγκεκριμένη συνάρτηση πιθανότητας πυκνότητας. Η πραγματική κρουστική απόκριση βρίσκεται μετά από μία απλοποιημένη διαδικασία ιχνηλάτισης ακτινοβολίας, υποθέτοντας ότι προκύπτουν μόνο διαδικασίες μονής σκέδασης. Έτσι, ο ανιχνευτής ακτινοβολίας χρειάζεται να ακολουθήσει μόνο το μονοπάτι από το TX στο σκεδαστή και από εκεί στο δέκτη(Εικόνα 3.4)



Εικόνα 3.4. Στοχαστικό μοντέλο καναλιού βασισμένο στη γεωμετρία(GSCM)

Αυτό το μονοπάτι δίνει τη καθυστέρηση διάδοσης , τη γωνία εκκίνησης από το πομπό, και τη γωνία άφιξης στο δέκτη. Επιπλέον μετατοπίσεις φάσης μπορούν να ληφθούν υπόψη αποδίδοντας μία τυχαία μετατόπιση φάσης(επιπροσθέτως με τις μετατοπίσεις φάσεις εξαιτίας της καθυστέρησης διάδοσης) σε κάθε MPC.Κάθε μονοπάτι έχει μία δικιά του εξασθένηση-συνήθως ανάλογη με μία δύναμη (α).

Η παραπάνω προσέγγιση έχει πολλά πλεονεκτήματα. Μιμείται τη φυσική πραγματικότητα και έτσι αναπαράγει εμμέσως πολλά αποτελέσματα. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας δημιουργούνται από την υπέρθεση των κυμάτων από ατομικούς σκεδαστές. Οι καθυστερήσεις και οι γωνίες των κυμάτων (από τις οποίες οι συσχετίσεις μεταξύ των τιμών προκύπτουν) επίσης υπονοούνται στη τοποθεσία

του σκεδαστή και έτσι αυτές αναπαράγονται αυτόματα(συμπεριλαμβανομένων των αλλαγών που προκαλούνται από μετακινήσεις μεγάλης κλίμακας στο κινητό σταθμό).Είναι επίσης σχετικά εύκολο να παραμετροποιήσεις το μοντέλο, καθώς πολλοί παράμετροι μεγάλης κλίμακας μπορούν να προέλθουν από φυσικές εκτιμήσεις. Για παράδειγμα, η καθυστέρηση της γωνίας άφιξης από σήματα σκεδασμένα από πολυώροφα κτήρια (far clusters), προκύπτουν κατευθείαν από τη γεωγραφική θέση του κτηρίου, το σταθμό βάσης (BS) και το κινητό σταθμό (MS). Από την άλλη πλευρά, το μοντέλο(στη πιο απλή μορφή του τουλάχιστον) βασίζεται στην υπόθεση της μονής σκέδασης. Επιπλέον, οι προσομοιώσεις διαρκούν περισσότερο από ότι με τα καθαρά στοχαστικά μοντέλα για την ίδια ακρίβεια.

Αν οι κατευθυντικές πληροφορίες απαιτούνται μόνο στο τέλος μίας ζεύξης, τότε υπάρχει μία μοναδική μαθηματική σχέση μεταξύ της τοποθεσίας του σκεδαστή(χρησιμοποιώντας μία υπόθεση μονής σκέδασης) και της καθυστέρησης και της γωνίας. Αυτό υπονοεί ότι είναι πάντα πιθανό να βρεις ένα σκεδαστή γεωμετρίας που αντιστοιχεί σε ένα φάσμα ισχύος της μετρούμενης γωνιακής καθυστέρησης (measured angular delay power spectrum- ADPS), μολονότι μπορεί να αποκλίνει από τις πραγματικές φυσικές ρυθμίσεις του σκεδαστή. Ωστόσο, δεν είναι πια πιθανή η ισοδυναμία όταν λαμβάνονται υπόψη οι κατευθυντικές πληροφορίες και στα δύο άκρα των ζεύξεων. Σε αυτή τη περίπτωση , πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα μοντέλο διπλής σκέδασης

3.4. Χαρακτηριστικά διάδοσης και Παραμετροποίηση

Μετά από όλες τις μαθηματικές και θεωρητικές περιγραφές του συστήματος στις προηγούμενες σελίδες, τώρα στρεφόμαστε στη πραγματική παραμετροποίηση των ευρυζωνικών μοντέλων, προσδιορίζοντας αν οι αριθμητικές τιμές των παραμέτρων του καναλιού είναι αποδεκτές και σε διαφορετικά περιβάλλοντα. Πρέπει να αναφέρουμε ότι οι αναφερόμενες τυπικές τιμές παραμέτρων είναι μόνο παραδείγματα και ποικίλουν ευρέως.

Οι παράμετροι του καναλιού , όπως απώλειες διαδρομών , καθυστέρηση διάδοσης κ.α. εξαρτώνται από διάφορες βασικές ιδιότητες του περιβάλλοντος , όπως επίσης και του συστήματος που εξετάζουμε:

1. Η τοπολογία και η μορφολογία του περιβάλλοντος έχουν μία καθοριστική επιρροή. Για παράδειγμα, η καθυστέρηση διάδοσης και η γωνιακή διάδοση σε ένα αστικό περιβάλλον είναι αρκετά διαφορετικές από εκείνες σε ένα αγροτικό περιβάλλον. Επίσης, λεπτότερες υποδιαιρέσεις (πχ σε τυπικά αστικά και άσχημα αστικά) χρησιμοποιούνται ευρέως. Κάνοντας λεπτότερες διαφοροποιήσεις είναι μία ανταλλαγή μεταξύ ακρίβειας και πολυπλοκότητας του μοντέλου, όπως επίσης και ένα θέμα για τη στατιστική εφαρμοσιμότητα των υποκείμενων δεδομένων.

2. Όλοι οι παράμετροι ενδέχεται να διαφέρουν με τη φέρουσα συχνότητα. Ωστόσο, κατά μέσο όρο πάνω από πολλές μετρήσεις μόνο η μέση απώλεια διαδρομής δείχνει μία ξεχωριστή εξάρτηση συχνότητας. Η σκίαση και η καθυστέρηση διάδοσης μερικές φορές αναφέρεται να αυξάνονται και μερικές φορές αναφέρεται να μειώνονται με τη

φέρουσα συχνότητας. Σε καμία περίπτωση η εξάρτηση δεν είναι πολύ έντονη. Πολλές από τις τιμές παραμέτρων που αναφέρονται στο 3.4.1. έως το 3.4.6. έχουν μετρηθεί στις κεντρικές συχνότητες των 1,2 ή 5 GHz , και με ένα εύρος ζώνης μέτρησης που ήταν πολύ μικρότερο από τη κεντρική συχνότητα

3. Το ύψος του σταθμού βάσης σε σχέση με τα γύρω κτήρια έχει μία έντονη επιρροή. Ως μία πρώτη συνέπεια, οδηγεί σε μία κατηγοριοποίηση των μακροκυψελών(Σταθμός Βάσης πάνω από τη κυψέλη), μικροκυψέλη (Σταθμός Βάσης κάτω από τη στέγη), και πικοκυψέλες(Σταθμός Βάσης εσωτερικά). Αλλά και σε αυτές τις κατηγορίες, το ύψος του ο Σταθμού Βάσης έχει μία έντονη επιρροή στην απώλεια διαδρομής ,στη καθυστέρηση διάδοσης και σε άλλες παραμέτρους.

4. Το διάγραμμα κεραιάς επηρεάζει τις παραμέτρους, ειδικά τη καθυστέρηση διάδοσης. Κατευθυντικές κεραιές συχνά οδηγούν σε μικρότερη καθυστέρηση διάδοσης, εκτός αν καταστέλλουν το LOS(Line Of Sight).Σε μακροκυψέλες, η χρήση του διαγράμματος downtilt στο Σταθμό Βάσης μειώνει τη καθυστέρηση διάδοσης. Επίσης, έχει παρατηρηθεί ότι η πόλωση της κεραιάς επηρεάζει τη καθυστέρηση διάδοσης, συγκεκριμένα κυκλικά πολωμένες κεραιές μειώνουν τη καθυστέρηση διάδοσης.

3.4.1. Εύρος Στατιστικών

Το πρώτο βήμα σε οποιοδήποτε σχεδιασμό συστήματος είναι ο καθορισμός της μέσης ισχύς στενής ζώνης. Στο πλαίσιο αυτό, μέση σημαίνει κατά μέσο όρο πάνω από διαλείψεις μικρής κλίμακας και σκίαση. Μετά προστίθενται σε αυτό επιδράσεις μικρής κλίμακας και διαλείψεις σκίασης. Για ισχύ στενής ζώνης, έχουν αναπτυχθεί πολλά μοντέλα, τα πιο γνωστά παρουσιάζονται παρακάτω:

- Για μακροκυψέλες, το μοντέλο Okumura-Hata ,είναι ακόμα το πιο γνωστό μοντέλο για αστικά όπως επίσης και αγροτικά περιβάλλοντα. Έχει τροποποιηθεί και επεκταθεί για να καλύπτει μεγαλύτερες συχνότητες και συγκεκριμένα να είναι πιο κατάλληλο για αγροτικά περιβάλλοντα. Η εξάρτηση της απώλειας διαδρομής από την απόσταση (σε dB) προκύπτει από $L_p[dB] = K + n_1 \log(\frac{d}{d_{ref}})$, όπου οι παράμετροι K και n εξαρτώνται από το περιβάλλον, τη φέρουσα συχνότητα και το ύψος των κεραιών, η αναφερομένη απόσταση d_{ref} συχνά διαλέγεται να είναι από 1m έως 1Km. Τυπικές τιμές για n είναι σχεδόν 2.5 για LOS καταστάσεις και 3 έως 4 για NLOS καταστάσεις. Για άλλους τύπους αγροτικών περιβαλλόντων , το μοντέλο Walfisch-Bertoni και οι τροποποιήσεις του χρησιμοποιούνται ευρέως.
- Για μικροκυψέλες, χρησιμοποιούνται ευρέως τα μοντέλα breakpoint, έτσι ώστε

$$L_p[dB] = \begin{cases} K + n_1 \log\left(\frac{d}{d_{ref}}\right) & d < d_{break} \\ K + n_1 \log\left(\frac{d_{break}}{d_{ref}}\right) + n_2 \log\left(\frac{d}{d_{break}}\right) & d > d_{break} \end{cases}$$

Τιμές για το n_1 κυμαίνονται τυπικά από 1.7 (για LOS καταστάσεις) έως 2.5 (για NLOS καταστάσεις), το n_2 κυμαίνεται από 3 έως 5.

- Για πικοκυψέλες (εσωτερικών χώρων) δύο είδη μοντέλων χρησιμοποιούνται. Το ένα είναι ένας απλός νόμος μείωσης της ισχύος, $K + n_1 \log(d/d_{ref})$, όπου οι εκθέτες μεταξύ 1.5 και 7 έχουν μετρηθεί. Το άλλο είναι το μοντέλο Motley-Keenan, που επίσης χρησιμοποιεί ένα νόμο μείωσης $K + n_1 \log(\frac{d}{d_{ref}})$ αλλά προσθέτει και μία επιπλέον απώλεια από L_{excess} για κάθε όροφο ή τοίχο μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Η L_{excess} εξαρτάται από τα υλικά του κτηρίου (τυπικά από 5 έως 10 dB). Η επιπλέον απώλεια είναι λιγότερο σημαντική όταν υπάρχουν εναλλακτικά μονοπάτια διάδοσης. Για παράδειγμα, όταν το TX και το RX είναι σε διαφορετικούς ορόφους, τότε μπορεί να γίνουν τα κυρίαρχα μονοπάτια διάδοσης ακτίνες που πάνε έξω από ένα παράθυρο, ανακλούνται από ένα κοντινό κτήριο, και εισέρχονται μέσω ενός παραθύρου στον επόμενο όροφο.

Υπερτιθέμενη στη μέση απώλεια διαδρομής είναι μία διακύμανση λογαριθμικής κατανομής, που προκαλείται από φαινόμενα σκίασης. Η διακύμανση αυτής της λογαριθμικής κατανομής ποικίλλει τυπικά από 6 έως 12dB, έχει επίσης προταθεί να μοντελοποιούμε τη διακύμανση μόνη της σε μία τυχαία μεταβλητή. Η συνάρτηση αυτοσυσχετισμού της σκίασης μοντελοποιείται συχνά σαν μία εκθετική με ένα μήκος συσχετισμού που κυμαίνεται από 1m σε πικοκυψέλες σε ορισμένες δεκάδες m σε αγροτικές κυψέλες σε πολλές εκατοντάδες μέτρα σε αγροτικές μικροκυψέλες. Τελικά, τα στατιστικά μικρής κλίμακας του εύρους (για κάθε απόληξη ή διάστημα καθυστέρησης) είναι είτε Rayleigh με μία συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf):

$$pdf(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.29)$$

όπου το σ^2 είναι η μέση ισχύ, Rician,

$$pdf(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x A}{\sigma^2}\right) \quad (3.30)$$

όπου το A είναι το πλάτος του κυρίαρχου στοιχείου, $A^2/(2\sigma^2)$ είναι ο παράγοντας Rice, I_0 είναι η μηδενικής τάξης συνάρτηση Bessel του πρώτου είδους ή Nakagami,

$$pdf(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right) \quad (3.31)$$

Όπου $m \geq 1/2$ είναι ο παράγοντας- m Nakagami, $\Gamma(m)$ είναι η συνάρτηση γάμμα και το Ω είναι η μέση τετραγωνική τιμή του πλάτους. Οι κατανομές Nakagami και Rice φαίνονται αρκετά παρόμοιες και μπορούν να (περίπου) μετασχηματιστούν μέσα η μία στην άλλη. Και στις τρεις παραπάνω εξισώσεις, το x είναι το πλάτος και είναι κατανοητό να κυμαίνεται από 0 στο άπειρο.

Σε πολλές περιπτώσεις, τα στατιστικά πλατών μπορούν να περιγραφούν καλά από μια κατανομή Rayleigh. Σε καταστάσεις LOS ο (στενής ζώνης) παράγοντας Rice (δηλαδή η αναλογία της ισχύς της μέσης συνιστώσας προς όλα τα υπόλοιπα MPC_S) κυμαίνεται τυπικά από 0 σε περίπου 20dB, ο παράγοντας Rice σε ένα μονό (δηλαδή το πρώτο) διάστημα καθυστέρησης μπορεί να είναι αισθητώς μεγαλύτερος, ανάλογα με το μήκος του διαστήματος. Διαστήματα σε μεγαλύτερη καθυστέρηση τυπικά υπακούνε σε μία κατανομή Rayleigh, μία εξαίρεση σε αυτό το κανόνα εμφανίζεται σε πολύ ευρείας ζώνης κανάλια (ultrawideband). Όταν εξετάζουμε τα στατιστικά πλατών πάνω από μεγάλες περιοχές (συνδυάζοντας μικρής και μεγάλης κλίμακας σκίαση) χρησιμοποιείται ευρέως η κατανομή Suzuki, δεδομένου ότι είναι κάπως περίπλοκη, προσεγγίζεται μερικές φορές από κατανομή Nakagami.

3.4.2. Χρόνοι Άφιξης

Σε χερσαία ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, οι συνιστώσες πολλαπλών διαδρομών δε φτάνουν σε ένα συνεχές επειδή οι σκεδαστές δεν είναι κατανεμημένα συνεχόμενα στο χώρο (αυτή είναι μία σημαντική διαφορά από τις ιονοσφαιρικές τηλεπικοινωνίες). Έτσι, είναι ενδιαφέρον ο προσδιορισμός των στατιστικών των χρόνων άφιξης των συνιστωσών πολλαπλών διαδρομών.

Η απλούστερη υπόθεση είναι ότι οι σκεδαστές είναι διακριτοί αλλά εντελώς τυχαία κατανεμημένοι. Αυτό δημιούργησε μία διαδικασία Poisson point. Ωστόσο, δε συμφωνεί και πολύ με τις μετρήσεις. Μία βελτίωση είναι το λεγόμενο Δ - K μοντέλο, Αυτό καθορίζει δύο καταστάσεις: τη κατάσταση A όπου ο ρυθμός άφιξης των διαδρομών είναι λ , και τη κατάσταση B, όπου ο ρυθμός είναι $K \lambda$. Το μοντέλο ξεκινά στη κατάσταση A. Αν η διαδρομή φτάνει σε χρόνο t , τότε γίνεται μία μετάβαση στη κατάσταση B για ένα ελάχιστο διάστημα Δ . Αν καμία διαδρομή δε φτάσει κατά τη διάρκεια αυτού του χρόνου, το μοντέλο επανέρχεται στη κατάσταση A, αλλιώς παραμένει στη κατάσταση B. Αυτός ο ρυθμός εξάρτησης από τη κατάσταση, οδηγεί σε μία ομαδοποίηση των MPC_S . Με άλλα λόγια, ένας σημαντικός αριθμός των MPC_S φτάνει μέσα σε μία μικρότερη διάρκεια καθυστέρησης, και λίγο αργότερα, φτάνει μία άλλη ομάδα από MPC_S . Η ομαδοποίηση (clustering) των MPC_S αναπαράγεται επίσης στο μοντέλο Saleh-Valenzuela, το οποίο χρησιμοποιεί την ακόλουθη κρουστική απόκριση διακριτού χρόνου

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.32)$$

όπου $a_{k,l}$ είναι το βάρη απολήξεων του k-th στοιχείου της i-th συστοιχίας(cluster), T_l είναι η καθυστέρηση της i-th συστοιχίας και $\tau_{k,l}$ είναι η καθυστέρηση του k-th MPC σχετικού με το χρόνο άφιξης T_l της i-th ομάδας. Εξ ορισμού, έχουμε $\tau_{0,l} = 0$. Οι κατανομές από τους χρόνους άφιξης των ομάδων και οι χρόνοι άφιξης των ακτινών δίνονται από διαδικασίες Poisson, ώστε οι χρόνοι μεταξύ των αφίξεων να κατανομούνται εκθετικά:

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (3.33)$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0$$

όπου Λ είναι ο ρυθμός άφιξης της συστοιχία που κυμαίνεται από 20 έως 300ns και λ είναι ο ρυθμός άφιξης της ακτίνας που κυμαίνεται από 0.5 έως 10 ns (αν και αναφερόμενες μεγαλύτερες τιμές πιθανόν σχετίζονται με το περιορισμένο αναλύσιμο εύρος ζώνης). Η παρουσία πολλαπλών συστοιχιών (clusters) έχει επίσης παρατηρηθεί σε εξωτερικά περιβάλλοντα. Μία συστοιχία αντιστοιχεί πάντα στη σκίαση γύρω από το Κινητό Σταθμό, ενώ άλλες συστοιχίες αντιστοιχούν στη διάδοση μέσω διακριτών μορφολογικών ή γεωγραφικών χαρακτηριστικών του περιβάλλοντος. Καθυστερούμενες ηχώ έχουν παρατηρηθεί ως συνέπεια των βουνών, ενώ σε αστικά περιβάλλοντα πολυώροφα κτήρια ή κτήρια γύρω από μεγάλες ανοιχτές περιοχές προκαλούν την καθυστερούμενη άφιξη των συστοιχιών. Αυτές οι συστοιχίες φέρουν σημαντική ενέργεια κυρίως όταν ο Κινητός Σταθμός έχει μία ανεμπόδιση θέα σε αυτά. Αυτές έτσι "εμφανίζονται" και "εξαφανίζονται" όπως ο Κινητός Σταθμός μετακινείται πάνω από μεγαλύτερες περιοχές .

Εν τέλει , η συνολική (στενής ζώνης) σκίαση του λαμβανόμενου σήματος δημιουργείται από την επικάλυψη των σκιασμένων συμβολών των διαφορετικών συστοιχιών. Είναι φυσικό να υποθέσουμε ότι η σκίαση για διαφορετικές συστοιχίες είναι ανεξάρτητη (ή δείχνει το πολύ μία μερική συσχέτιση). Έτσι, η συνολική κατανομή σκίασης είναι το άθροισμα των (συσχετισμένων πιθανών) λογαριθμικά κατανεμημένων διακυμάνσεων.

3.4.3. Μέση Χρονική Διασπορά (Average Time Dispersion)

Σε πολλές πρακτικές καταστάσεις, η άφιξη από διακριτά MPC_s δε μπορεί να παρατηρηθεί, λόγω του περιορισμένου εύρους ζώνης παίρνουν "μουντζούρες" σε ένα συνεχές. Στην απλούστερη περίπτωση μίας μονής συστοιχίας , το προφίλ καθυστέρησης ισχύος ακολουθεί αρκετά καλά μία μονόπλευρη εκθετική συνάρτηση:

$$P(\tau) = P_{sc}(\tau) = \begin{cases} \exp(-\tau/S_\tau) & \tau \geq 0 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (3.34)$$

Για σταθερά ασύρματα LANs έχει προταθεί ο συνδυασμός ενός ισχυρού (εν μέρει) LOS μονοπατιού μαζί με ένα προφίλ της μορφής της Εξίσωσης 3.34. Για διάδοση σε δρόμους φαράγγια μία εγκλιτική ανάλυση κυματοδηγού έχει παρουσιάσει καλή συμφωνία με τα πειράματα, προκαλώντας ένα νόμο μείωσης ισχύος(αντί για εκθετική).

Στη περίπτωση πολλαπλών συστοιχιών, το προφίλ καθυστέρησης ισχύος είναι το άθροισμα των εκθετικών συμβολών:

$$P(\tau) = \sum_k \frac{P_k^c}{S_{\tau,k}^c} P_{sc}(\tau - \tau_{0,k}^c) \quad (3.35)$$

όπου P_k^c , $\tau_{0,k}^c$ και $S_{\tau,k}^c$ είναι η ισχύς, η καθυστέρηση και η καθυστέρηση διάδοσης της συστοιχίας k-th, αντίστοιχα. Φυσικά το άθροισμα από τις δυνάμεις των συστοιχιών πρέπει να αθροιστεί στη στενής ζώνης ισχύ που περιγράφεται στο 3.4.1. Για ένα προφίλ καθυστέρησης ισχύος της μορφής (Εξίσωση 3.34), η καθυστέρηση διάδοσης rms χαρακτηρίζει τη καθυστέρηση διασποράς (delay dispersion). Στη περίπτωση πολλαπλών συστοιχιών (Εξίσωση 3.35) η καθυστέρηση διάδοσης rms ορίζεται μαθηματικά, αλλά συχνά έχει μία πολύ περιορισμένη φυσική σημασία. Όμως, η συντριπτική πλειοψηφία της συλλογής μετρήσεων που είναι διαθέσιμες στη βιβλιογραφία χρησιμοποιούν μόνο αυτή τη παράμετρο για το χαρακτηρισμό της καθυστέρησης διασποράς. Τυπικές τιμές παρουσιάζονται παρακάτω:

- **Εσωτερικοί χώροι κατοικιών κτηρίων** : Εδώ οι καθυστερήσεις διάδοσης είναι αρκετά μικρές, με τυπικές τιμές 5 έως 10ns. Ωστόσο έχουν μετρηθεί και 30ns
- **Εσωτερικοί χώροι γραφείου**: Τα περιβάλλοντα γραφείου έχουν κάπως μεγαλύτερες καθυστερήσεις διάδοσης από ότι κατοικημένες περιοχές. Παρότι έχουν μετρηθεί καθυστερήσεις διάδοσης 5ns, και τα δύο περιβάλλοντα corridor-cum-office και “ Dilbertian” παρουσιάζουν τυπικές καθυστερήσεις διάδοσης μεταξύ 10 και 100ns. Σημαντικός παράγοντας για τη καθυστέρηση διάδοσης είναι το μέγεθος του δωματίου.
- **Διάδρομοι εργοστασίων και αεροδρομίων**: Μετρούμενες καθυστερήσεις διάδοσης μεταξύ 50ns και 200ns σε διαφορετικά εργοστάσια (ομοιόμορφα κατανεμημένες).
- **Μικροκυψέλες**: Στις μικροκυψέλες η καθυστέρηση διάδοσης κυμαίνεται περίπου από 5 έως 100ns (για καταστάσεις LOS) μέχρι 100 έως 500ns (για NLOS καταστάσεις). Επίσης, μετρήσεις της καθυστέρησης διάδοσης σε εξωτερικά peer-to-peer δίκτυα υποδεικνύουν παρόμοιες τιμές. Η καθυστέρηση διάδοσης αυξάνεται με το ύψος της κεραίας.

- **Σήραγγες και ορυχεία:** Σιδηρόδρομοι ή σήραγγες αυτοκινήτων είναι ειδικά περιβάλλοντα και είναι ενδιαφέροντα εξαιτίας της σπουδαιότητας της κάλυψης για περιπτώσεις ανάγκης. Άδειες σήραγγες τυπικά παρουσιάζουν μία πολύ μικρή καθυστέρηση διάδοσης (της τάξης των 20ns) ενώ σήραγγες γεμάτες με αυτοκίνητα παρουσιάζουν μεγαλύτερες τιμές (μέχρι και 100ns). Σε ορυχεία έχουν βρεθεί ακόμα μικρότερες τιμές .
- **Τυπικά αστικά και προαστιακά περιβάλλοντα:** Αυτά παρουσιάζουν καθυστερήσεις διάδοσης μεταξύ των 100 και 800ns. Παρόλο που έχουν παρατηρηθεί τιμές μέχρι και 3μs.
- **Bad αστικά και λοφώδη περιβάλλοντα:** Αυτά παρουσιάζουν παραδείγματα πολλαπλών συστοιχιών (multiple clusters) (3.4.2) γεγονός που οδηγεί σε πολύ μεγαλύτερες καθυστερήσεις διάδοσης. Έχουν αναφερθεί μετρούμενες καθυστερήσεις διάδοσης μέχρι και 18μs ενώ καθυστερήσεις συστοιχιών μέχρι και 50μs σε διάφορες Ευρωπαϊκές πόλεις, μετρήσεις σε άλλες Ευρωπαϊκές πόλεις αλλά και πόλεις της Αμερικής έδειξαν κάπως μικρότερες τιμές.

Η καθυστέρηση διάδοσης παρουσιάζει επίσης αρκετά μεγάλες μεταβολές. Αρκετές εργασίες έχουν βρει ότι η καθυστέρηση διάδοσης έχει λογαριθμική κατανομή με τυπικές μεταβολές 2 έως 3dB σε προαστιακά και αστικά περιβάλλοντα. Το μήκος συσχέτισης εικάζεται να είναι ίδιο με το μήκος συσχετισμού της σκίασης (όπως έχουμε παρουσιάσει στο 3.4.1.). Για εσωτερικά περιβάλλοντα , έχουν προταθεί λογαριθμικές και κανονικές κατανομές.

Αξιοσημείωτο είναι ότι η καθυστέρηση διάδοσης παρουσιάζει μία εξάρτηση από την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη (ή ισότιμα με τη μέση απώλεια διαδρομής). Έχει βρεθεί ότι η καθυστέρηση διάδοσης είναι ανάλογη του d^ϵ , όπου $\epsilon=0.5$ σε αστικά και προαστιακά περιβάλλοντα και $\epsilon=1$ σε ορεινές περιοχές. Η εξάρτηση από την απόσταση έχει βρεθεί και σε μικροκυψέλες και περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων.

3.4.4. Μέση Γωνιακή Διασπορά στο Σταθμό Βάσης (Average Angular Dispersion at the BS)

Όμοια με τη καθυστέρηση διασποράς, μπορούμε να περιγράψουμε τη γωνία διασποράς από το γωνιακό φάσμα ισχύος. Σε πολλές περιπτώσεις αυτό είναι απλοποιημένο ώστε να περιγράψει μόνο το αζιμουθίο φάσμα ισχύος (azimuthal power spectrum –APS). Αν προκύπτει μόνο μία συστοιχία , τότε το APS βρίσκεται να είναι Laplacian:

$$APS(\varphi) = \exp \left[-\sqrt{2} \frac{|\varphi|}{s_\varphi} \right] \quad (3.36)$$

ενώ η πυκνότητα των MPC_s διαμορφώνεται σαν γκαουσιανή (Gaussian). Στη περίπτωση των πολλαπλών συστοιχιών, το APS γίνεται

$$APS(\varphi) = \sum_k \frac{P_k^c}{\sqrt{2S_{\varphi,k}^c}} APS_{sc}(\varphi - \varphi_{0,k}^c) \quad (3.37)$$

Όπου πάλι ο εκθέτης c υποδηλώνει ποσότητες "ανά συστοιχία". Το φάσμα ισχύος γωνιακής καθυστέρησης (angular delay power spectrum –ADPS) μπορεί να προσεγγιστεί σαν ένα γινόμενο του προφίλ καθυστέρησης ισχύος (PDP), του APS, και ένα φάσματος ανύψωσης που έχει ένα σχήμα παρόμοιο με αυτό της Εξίσωσης 3.36. Ωστόσο, το συνολικό ADPS δεν μπορεί να γραφεί σε μία τέτοια μορφή, είναι προτιμότερο να είναι το άθροισμα των συστοιχιών ADP_s .

Όσο για τη καθυστέρηση διάδοσης, πολλές εργασίες δίνουν μόνο τη γωνιακή διάδοση rms σαν αποτέλεσμα από συλλογή μετρήσεων, αν και μερικές εργασίες δίνουν τη διάδοση συστοιχιών rms. Ενώ λιγότερες εργασίες ασχολούνται με τη γωνιακή διασπορά από ότι με τη καθυστέρηση διασποράς, το παρακάτω εύρος τιμών μπορεί να θεωρηθεί τυπικό:

- **Εσωτερικοί χώροι γραφείου:** Έχουν παρατηρηθεί συστοιχίες γωνιακής διάδοσης μεταξύ 10 και 20 μοιρών για καταστάσεις NLOS, για καταστάσεις LOS είναι σημαντικά μικρότερες.
- **Βιομηχανικά περιβάλλοντα:** Έχει παρατηρηθεί γωνιακή διάδοση μεταξύ 20 και 30 μοιρών.
- **Μικροκυψέλες:** Γωνιακή διάδοση μεταξύ 5 και 20 μοιρών για NLOS καταστάσεις και 10 έως 40 μοιρών για LOS καταστάσεις έχουν διαπιστωθεί, ενώ έχουν μετρηθεί και 5 με 15 μοίρες, που μειώνονται με την απόσταση.
- **Τυπικά αστικά και προαστιακά περιβάλλοντα:** Μετρημένη γωνιακή διάδοση στη τάξη των 5 έως 15 μοιρών, ενώ έχουν διαπιστωθεί 3 έως 20 μοίρες σε πυκνά αστικά περιβάλλοντα. Έχουν διαπιστωθεί γωνιακές διαδόσεις μέχρι και 40 μοίρες με μία διακριτή μείωση της γωνιακής διάδοσης σε σχέση με την απόσταση. Σε προαστιακά περιβάλλοντα, η γωνιακή διάδοση είναι συχνά μικρότερη από 5 μοίρες εξαιτίας της συχνής εμφάνισης LOS.
- **Bad αστικά και λοφώδη περιβάλλοντα:** Αυτά παρουσιάζουν μία αρκετά μεγαλύτερη συνολική γωνιακή διάδοση εξαιτίας της παρουσίας των πολλαπλών συστοιχιών. Έχουν διαπιστωθεί γύρω στις 20 μοίρες αζιμουθιακή διάδοση και γύρω στις 2 μοίρες αζιμουθιακή διάδοση συστοιχιών.
- **Αγροτικά περιβάλλοντα:** Έχουν παρατηρηθεί γωνιακές διαδόσεις μεταξύ 1 και 5 μοιρών.

Σε εξωτερικά περιβάλλοντα, η κατανομή της γωνιακής διάδοσης πάνω από μεγάλες περιοχές έχει βρεθεί να είναι λογαριθμική και συσχετισμένη με τη καθυστέρηση διάδοσης (συντελεστής συσχέτισης περίπου 0.5). Στη πραγματικότητα, καθυστέρηση

διάδοσης, γωνιακή διάδοση και σκίαση είναι ένα τρίπτυχο από συσχετισμένες λογαριθμικές μεταβλητές με μία συσχέτιση της γωνιακής διάδοσης με τη σκίαση γύρω στο 0.75 και παρόμοια για τη συσχέτιση μεταξύ της καθυστέρησης διάδοσης με τη σκίαση. Επίσης, έχει παρατηρηθεί μία συσχέτιση μεταξύ της καθυστέρησης διάδοσης με τη γωνιακή διάδοση για εσωτερικά peer-to-peer περιβάλλοντα.

Η εξάρτηση της γωνιακής διάδοσης από την απόσταση εξακολουθεί να είναι ένα θέμα συζήτησης. Έχουν παρατηρηθεί παραδείγματα αύξησης, σταθερότητας ακόμα και μείωσης της αζιμουθιακής διάδοσης. Η πιο κοινή υπόθεση σε κατευθυντικά μοντέλα είναι ότι η αζιμουθιακή διάδοση είναι ανεξάρτητη της απόστασης. Επιπλέον, έχει παρατηρηθεί ότι η γωνιακή διάδοση μειώνεται με την αύξηση τους ύψους της κεραίας.

Το φάσμα ανύψωσης συχνά μοντελοποιείται σαν Laplacian. Για μακροκυβελικά περιβάλλοντα, η διάδοση ανύψωσης είναι πολύ μικρή της τάξης από 0.3 έως 3 μοίρες και γύρω στις 5 μοίρες σε μικροκυβέλες. Σε εσωτερικά περιβάλλοντα, η διάδοση ανύψωσης μπορεί να είναι αρκετά μεγαλύτερη και είναι επίσης περισσότερο προβληματικό να γράψεις το γωνιακό φάσμα σε γινόμενο του αζιμουθιακού φάσματος και του φάσματος ανύψωσης.

3.4.5. Μέση Γωνιακή Διασπορά στο Κινητό Σταθμό (Averaged Angular Dispersion at the MS)

Η πιο συνηθισμένη υπόθεση για το κινητό σταθμό είναι ότι η ακτινοβολία είναι προσπίπτων από όλες τις κατευθύνσεις- και μόνο στο οριζόντιο επίπεδο. Παρόλα αυτά, πρόσφατες μελέτες δείχνουν ότι η αζιμουθιακή διάδοση μπορεί να είναι αρκετά μικρότερη, ειδικά σε δρόμους φαράγγια. Έχουν προταθεί συστοιχίες γωνιακής διάδοσης της τάξης των 20 μοιρών, που υπάρχει είτε μία συστοιχία είτε δύο (με 180 μοίρες διαφορά μεταξύ τους). Το αζιμουθιακό φάσμα ισχύος προσεγγίζεται ως Laplacian. Άλλη πρόταση είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας(pdf) von Mises:

$$pdf_{\varphi}(\varphi) = \frac{\exp(k \cos(\varphi - \bar{\varphi}))}{2\pi I_0(k)} \quad (3.38)$$

όπου η παράμετρος k καθορίζει το "peakiness" της κατανομής και $\bar{\varphi}$ είναι η μέση γωνία άφιξης, $I_0(x)$ είναι η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους. Επιπλέον, η γωνιακή κατανομή είναι μία συνάρτηση της καθυστέρησης. Για κινητούς σταθμούς που βρίσκονται σε δρόμους φαράγγια χωρίς οπτική επαφή (LOS), οι μικρές καθυστερήσεις σχετίζονται με διάδοση πάνω-από τη-στέγη, ενώ μετέπειτα συνιστώσες κυματοδηγούνται μέσα από δρόμους και έτσι

περιορίζονται στο γωνιακό εύρος κάτω από το οποίο το φαράγγι φαίνεται από το κινητό σταθμό. Σε εσωτερικά περιβάλλοντα ,με (εν μέρει) LOS, οι πρώτες συνιστώσες έχουν πολύ μικρή γωνιακή διάδοση, ενώ συνιστώσες με μεγαλύτερες καθυστερήσεις έχουν μία σχεδόν ενιαία κατανομή του αζιμουθιακού φάσματος ισχύος. Για τα εξωτερικά φάσματα ανύψωσης, έχει δειχθεί ότι MPC_s που διαδίδονται πάνω από στέγες έχουν μία κατανομή ανύψωσης που είναι ενιαία μεταξύ 0 και γωνίας κάτω από την οποία βλέπονται οι στέγες, μετέπειτα συνιστώσες, που έχουν διαδοθεί μέσω δρόμων φαράγγιων, παρουσιάζουν μία κατανομή ανύψωσης Laplacian. Αξίζει να σημειώσουμε ότι οι γωνιακές κατανομές που μετρούνται με ένα ηχείο καναλιού μπορεί να διαφέρουν πάρα πολύ από αυτές που προκύπτουν από τη παρουσία ενός ανθρώπινου σώματος κοντά στη κεραία.

Το γωνιακό φάσμα στο κινητό σταθμό καθορίζει επίσης το φάσμα Doppler , μόνο αν κινείται ο κινητός σταθμός. Ωστόσο, κινούμενοι σκεδαστές μπορούν να προκαλέσουν προσωρινές μεταβολές στη συνάρτηση μεταφοράς, πεζοί και αυτοκίνητα επηρεάζουν αυτή τη διαδικασία. Για σταθερά ασύρματα δίκτυα, έχουν μετρηθεί προσωρινοί παράγοντες Rice και κυμαίνονται από -5 έως 20dB.

3.4.6. Παράμετροι MIMO (MIMO Parameters)

Ακολουθώντας τη μεθοδολογία του 3.3. μετρήσεις για κανάλια MIMO μπορούν να απεικονιστούν σε κοινές DOA-DOD κατανομές ή σε πίνακες συσχετισμού για το λαμβανόμενο σήμα. Αν υποθέσουμε ότι τα DOA_s είναι ανεξάρτητα από τα DOD_s , τότε το μοντέλο Kronecker είναι έγκυρο και οι (ξεχωριστοί)πίνακες συσχετισμού του πομπού και του δέκτη καθορίζουν το μοντέλο. Ισότητα , το γινόμενο από τις κατανομές DOA και DOD (3.4.4 και 3.4.5) καθορίζουν ολοκληρωτικά το μοντέλο.

3.4.7. Πόλωση (Polarization)

Η πόλωση έχει γίνει μία πολύ σημαντική ποσότητα για ευρυζωνικά ασύρματα δίκτυα, καθώς πολλά πρόσφατα συστήματα αξιοποιούν ποικιλία πολώσεων ή συστήματα πόλωσης MIMO. Σαν μία πρώτη προσέγγιση, παράμετροι όπως καθυστέρηση διάδοσης, γωνιακή διάδοση κ.α. είναι ίδιοι για κάθετες και οριζόντιες πολώσεις σε καταστάσεις NLOS. Οι διαλείψεις των συνιστωσών είναι ανεξάρτητες: η μέση απώλεια ισχύος μεταξύ των δύο πολώσεων δίνεται από τη διάκριση της διασταύρωσης των πολώσεων (cross-polarization discrimination(XPD)). Τιμές για το XPD σε εσωτερικές καταστάσεις LOS είναι πάνω από 10dB και γύρω στα 3dB για εσωτερικές καταστάσεις NLOS, 5dB για αστικά εσωτερικά και 12dB σε προαστιακά εξωτερικά περιβάλλοντα. Πιο γενικά, η XPD είναι μία συνάρτηση της μέγιστης

απώλεια διάδοσης. Μεγάλη απώλεια διάδοσης (που υπονοεί ότι δεν υπάρχει LOS) οδηγεί σε χαμηλό XPD.

3.4.8. Διάδοση Κύματος στο Χιλιοστόμετρο (Millimeter Wave Propagation)

Όπως αναφέρθηκε και στο ξεκίνημα του 3.4, οι περισσότεροι παράμετροι διάδοσης είναι αρκετά αμετάβλητοι στις αλλαγές στη συχνότητα λειτουργίας. Έτσι , η διάδοση κύματος στο χιλιοστόμετρο (αναφερόμαστε κυρίως σε 17.24.30 και 60GHz) δεν διαφέρει πάρα πολύ από τη διάδοση που συζητήθηκε στο 3.4.1. έως 3.4.7. Ωστόσο, υπάρχουν κάποιες μικρές σημαντικές διαφορές:

- Η περίθλαση δεν είναι μία αποτελεσματική διαδικασία για διάδοση ενέργειας
- Η διάχυτη σκέδαση είναι περισσότερο σημαντική, γιατί η σκληρότητα των επιφανειών (σχετική με το μήκος κύματος) είναι μεγαλύτερη
- Στα 60GHz , ατμοσφαιρικά αέρια, ειδικά το οξυγόνο. οδηγούν σε μεγαλύτερη εξασθένηση

Αυτά τα φυσικά γεγονότα έχουν σημαντικές επιπτώσεις στη μοντελοποίηση καναλιού:

- Εξωτερικές επικοινωνίες τείνουν να στηρίζονται στη παρουσία ενός LOS
- Οι καθυστερήσεις διάδοσης είναι τυπικά μικρότερες από τις επικοινωνίες κύματος στο εκατοστόμετρο. Στα 17GHz καθυστερήσεις διάδοσης γύρω στα 20 ns είναι τυπικές για εσωτερικά περιβάλλοντα γραφείου, ενώ είναι λιγότερα από 10ns στα 60GHz, αν και τα πραγματικά περιβάλλοντα δείχνουν να έχουν πολύ μεγαλύτερες επιρροές από ότι η συχνότητα φέρουσας και μεγαλύτερες τιμές έχουν μετρηθεί ειδικά σε διαδρόμους. Για εξωτερικά περιβάλλοντα, οι καθυστερήσεις διάδοσης είναι κάπως μεγαλύτερες (γύρω στα 50ns περίπου), ενώ μικρότερες τιμές έχουν παρατηρηθεί για στενούς δρόμους. Όλες αυτές οι μετρήσεις έχουν γίνει για κεραιές χαμηλά τοποθετημένες . Σε συστήματα κατανομής point-to-multipoint, η καθυστέρηση διάδοσης μπορεί να φτάσει μέχρι και πολλές εκατοντάδες nanoseconds.

3.4.9.Υπερευρείας Ζώνης Κανάλια (Ultrawideband Channels-UWB)

Στα υπερευρείας ζώνης κανάλια, όπου το μετρούμενο εύρος ζώνης μπορεί να φτάσει αρκετά gigahertz, παρουσιάζουν αρκετές ομοιότητες με τα συστήματα που συζητήσαμε παραπάνω. Αποτελέσματα για καθυστέρηση διάδοσης, απώλεια διάδοσης και σκίαση, βασισμένα σε εκτεταμένες συλλογές μετρήσεων, είναι αρκετά παρόμοια με τα αποτελέσματα του 3.4.1 έως 3.4.6. Ωστόσο, υπάρχουν κάποιες καίριες διαφορές:

- Εξαιτίας της καλής χρονικής ανάλυσης των υπερευρείας ζώνης καναλιών, κάθε αναλύσιμο διάστημα καθυστέρησης περιέχει μόνο μερικά πολυδιαδρομικά στοιχεία. Έτσι το κεντρικό οριακό θεώρημα δεν είναι εφαρμόσιμο πια και το εύρος στατιστικών σε κάθε διάστημα καθυστέρησης αλλάζουνε. Έχουν προταθεί οι κατανομές Nakagami και λογαριθμική.
- Εναλλακτικά, η κρουστική απόκριση μπορεί να διαμορφωθεί σαν άθροισμα από αρκετά διακριτά (ντετερμινιστικά) στοιχεία.
- Για ντετερμινιστικές προβλέψεις, πρέπει να λάβουμε υπόψη ότι οι συντελεστές ανάκλασης και περίθλασης εξαρτούνται από τη συχνότητα.

3.5. Πρότυπα Μοντέλα (Standard Models)

Τα πρότυπα μοντέλα για κινητά ράδιο συστήματα είναι σημαντικά εργαλεία για την ανάπτυξη καινούριων ράδιο συστημάτων. Αυτά επιτρέπουν τη πρόβλεψη των πλεονεκτημάτων για πολλαπλές διαφορετικές τεχνικές πρόσβασης, επεξεργασία σήματος και άλλες μετρήσεις για αύξηση της χωρητικότητας και βελτίωση της λειτουργίας χωρίς να πρέπει να φτιάχνεις ένα πρωτότυπο hardware για κάθε σύστημα που μελετάμε και να το εξετάζεις στο πεδίο.

Τα μοντέλα για κινητά ράδιο κανάλια πρέπει να εκπληρώνουν αντικρουόμενες απαιτήσεις. Από τη μία, πρέπει να αρκετά λεπτομερής για να αντικατροπτίζουν όλες τις σχετικές ιδιότητες του καναλιού. Από την άλλη, πρέπει να είναι αρκετά απλοί για να επιτρέπουν γρήγορη εφαρμογή και γρήγορους χρόνους προσομοίωσης. Η ανταλλαγή μεταξύ απλότητας και ακρίβειας στη μοντελοποίηση είναι αρκετά δύσκολη. Επιπλέον, η τυποποίηση των ασύρματων συστημάτων επηρεάζεται τόσο από τις επαγγελματικές πτυχές όσο και από τις επιστημονικές εκτιμήσεις. Έτσι, πρότυπα μοντέλα καναλιών –ειδικά αυτά που χρησιμοποιούνται κατευθείαν για σχεδιασμό διαφημιστικών συστημάτων- μπορεί μερικές φορές να χρησιμοποιούν υπεραπλουστεύσεις και μάλλον μυστήριες υποθέσεις και συλλογισμούς. Αλλά ακόμη

και με όλες αυτές τις προειδοποιήσεις, τα πρότυπα μοντέλα εκπληρώνουν μία σημαντική ανάγκη για σχεδίαση ασύρματων συστημάτων, όχι μόνο για τη βιομηχανία, αλλά επίσης και τη πανεπιστημιακή κοινότητα.

3.5.1. Το μοντέλο COST 207

Με την Ευρωπαϊκή πρωτοβουλία COST 207 για έρευνα, αναπτύχθηκαν στατιστικά μοντέλα ευρείας ζώνης. Αυτά τα μοντέλα ήταν η βάση για ορισμό των μοντέλων καναλιών του GSM. Αυτά είναι πολύ απλά μοντέλα απομαστευμένης γραμμής καθυστέρηση, όπου κάθε απόληξη έχει ανεξάρτητες διαλείψεις. Καθυστερήσεις, μέσες δυνάμεις, κατανομές πλάτους διάλειασης και φάσμα Doppler είναι χρονικά αμετάβλητα. Το μοντέλο καθορίζει τέσσερα διαφορετικά περιβάλλοντα, το καθένα χαρακτηρίζεται από ένα διαφορετικό προφίλ καθυστέρησης ισχύος.

- Αγροτική περιοχή: $P(\tau) = \begin{cases} \exp(-9.2\tau/\mu s) & 0 < \tau < 0.7\mu s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
- Λοφώδεις εκτάσεις: $P(\tau) = \begin{cases} \exp(-3.5\tau/\mu s) & 0 < \tau < 2\mu s \\ 0.1 \exp(15 - \tau/\mu s) & 15 < \tau < 20\mu s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
- Τυπικά αστικά: $P(\tau) = \begin{cases} \exp(-\tau/\mu s) & 0 < \tau < 7\mu s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
- Bad αστικά: $P(\tau) = \begin{cases} \exp(-\tau/\mu s) & 0 < \tau < 5\mu s \\ 0.5 \exp(5 - \tau/\mu s) & 5 < \tau < 10\mu s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$

Η διάλειαση παρουσιάζει μία κατανομή Rayleigh, με ένα φάσμα Doppler που είναι είτε κλασσικό (Jakes) Gaussian ή Ricean. Συγκεκριμένα, οι κατηγορίες Doppler είναι:

- CLASS είναι ένα φάσμα Jakes $P_D(v) = \frac{1}{\sqrt{1 - (\frac{v}{v_{max}})^2}}$ για $-v_{max} \leq v \leq v_{max}$.
Χρησιμοποιείται για καθυστερήσεις μικρότερες των 0.5μs.
- GAUS1 είναι το άθροισμα δύο Gaussian φασμάτων με διαφορετικά μέσα και μεταβλητές: $P_D(v) = \exp\left[-\frac{(v+0.8v_{max})^2}{2(0.05v_{max})^2}\right] + 0.1 \exp\left[-\frac{(v+0.4v_{max})^2}{2(0.1v_{max})^2}\right]$.
Χρησιμοποιείται για καθυστερήσεις μεταξύ 0.5 και 2μs.

- GAUS2 είναι επίσης το άθροισμα από δύο γκαουσιανές, κυρίως, $P_D(v) = \exp\left[-\frac{(v-0.7v_{max})^2}{2(0.1v_{max})^2}\right] + 0.032\exp\left[-\frac{(v+0.4v_{max})^2}{2(0.15v_{max})^2}\right]$ και χρησιμοποιείται για καθυστερήσεις το πολύ μέχρι 2μs.
- Rice είναι το άθροισμα ενός κλασσικού φάσματος Doppler και μίας συνάρτησης Delta (αντιστοιχεί σε ένα μονοπάτι LOS) και χρησιμοποιείται για τη πρώτη συνιστώσα σε αγροτικά περιβάλλοντα: $P_D(v) = \frac{0.41}{2\pi v_{max} \sqrt{1 - \left(\frac{v}{v_{max}}\right)^2}} + 0.91\delta(v - 0.7v_{max})$ για $-v_{max} \leq v \leq v_{max}$.

Όλα τα φάσματα Doppler πρέπει να ομαλοποιηθούν έτσι ώστε $\int P_D(v)dv = 1$. Η μέγιστη συχνότητα Doppler καθορίζεται από τη συχνότητα φέρουσας και τη ταχύτητα του κινητού σταθμού, το οποίο υπονοεί ότι όλοι οι σκεδαστές μπορούν να θεωρηθούν σταθεροί. Ο Πίνακας 3.1 παρουσιάζει βάρη απόληξης και μερικές εφαρμογές απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης, όπως έχουν προταθεί από το COST 207. Τα COST 207 μοντέλα προέρχονται από εκτεταμένες συλλογές μετρήσεων σε όλη την Ευρώπη. Ωστόσο, είναι αξιοσημείωτο, ότι οι περισσότερες μετρήσεις έχουν εκτελεσθεί με μετρούμενο εύρος ζώνης των 200kHz. Έτσι είναι προβληματικό να χρησιμοποιήσουμε αυτά τα μοντέλα για ανάλυση συστημάτων με μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα για τις εφαρμογές απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης που περιγράφονται στο Πίνακα 3.1.

3.5.2. Τα μοντέλα ITU-R

Για την επιλογή της ραδιοεπαφής στα κινητά συστήματα τρίτης γενιάς, η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών ανέπτυξε ένα άλλο σετ από μοντέλα που είναι διαθέσιμα μόνο ως εφαρμογές απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης. Καθορίζει τρία περιβάλλοντα: το εσωτερικό, των πεζών (περιλαμβάνεται εξωτερικά σε εσωτερικά) και των οχημάτων (με ψηλό σταθμό βάσης κεραίας). Για το καθένα από αυτά τα περιβάλλοντα, έχουν καθοριστεί δύο κανάλια: κανάλι A (χαμηλή καθυστέρηση διάδοσης) και κανάλι B (υψηλή καθυστέρηση διάδοσης), επιπλέον υπάρχει το σενάριο της χειρότερης περίπτωσης. Ο βαθμός εμφάνισης αυτών των μοντέλων είναι επίσης καθορισμένος. Όλοι αυτοί οι παράμετροι δίνονται στο Πίνακα 3.2. Τα πλάτη ακολουθούν μία κατανομή Rayleigh, το φάσμα Doppler είναι ενιαίο μεταξύ $-v_{max}$ και v_{max} για τις περιπτώσεις εσωτερικών περιβαλλόντων και είναι ένα κλασσικό φάσμα Jakes για τα περιβάλλοντα με πεζούς και οχήματα

TABLE 2.1 Tapped Delay Line Implementation of COST 207 Channel Models

Tap No.	Delay/ μ s	Power/dB	Doppler Spectrum
RURAL AREA			
1	0	0	RICE
2	0.2	-2	CLASS
3	0.4	-10	CLASS
4	0.6	-20	CLASS
HILLY TERRAIN			
1	0	0	CLASS
2	0.2	-2	CLASS
3	0.4	-4	CLASS
4	0.6	-7	CLASS
5	15	-6	GAUS2
6	17.2	-12	GAUS2
TYPICAL URBAN			
1	0	-3	CLASS
2	0.2	0	CLASS
3	0.6	-2	GAUS1
4	1.6	-6	GAUS1
5	2.4	-8	GAUS2
6	5.0	-10	GAUS2
BAD URBAN			
1	0	-3	CLASS
2	0.4	0	CLASS
3	1	-3	GAUS1
4	1.6	-5	GAUS1
5	5	-2	GAUS2
6	6.6	-4	GAUS2

Πίνακας 3.1.

TABLE 2.2 Tapped Delay Line Implementation of ITU-R Models

Tap No.	Delay/ns	Power/dB	Delay/ns	Power/dB	Doppler Spectrum
INDOOR					
	CHANNEL A (50%)		CHANNEL B (45%)		
1	0	0	0	0	FLAT
2	50	-3.0	100	-3.6	FLAT
3	110	-10.0	200	-7.2	FLAT
4	170	-18.0	300	-10.8	FLAT
5	290	-26.0	500	-18	FLAT
6	310	-32.0	700	-25.2	FLAT
PEDESTRIAN					
	CHANNEL A (40%)		CHANNEL B (55%)		
1	0	0	0	0	CLASS
2	110	-9.7	200	-0.9	CLASS
3	190	-19.2	800	-4.9	CLASS
4	410	-22.8	1200	-8.0	CLASS
5	-	-	2300	-7.8	CLASS
6	-	-	3700	-23.9	CLASS
VEHICULAR					
	CHANNEL A (40%)		CHANNEL B (55%)		
1	0	0	0	-2.5	CLASS
2	310	-1	300	0	CLASS
3	710	-9	8900	-12.8	CLASS
4	1090	-10	12,900	-10	CLASS
5	1730	-15	17,100	-25.2	CLASS
6	2510	-20	20,000	-16	CLASS

Πίνακας 3.2.

Σε αντίθεση με το μοντέλο COST 207, το μοντέλο ITU επίσης καθορίζει την απώλεια διαδρομής (σε dB) που είναι εξαρτώμενη από την απόσταση d :

- Εσωτερικού χώρου:
- Πεζόδρομους: για τη περίπτωση εξωτερικούς χώρους-σε-εσωτερικούς χώρους, η πρόσθετη απώλεια διείσδυσης σε κτήρια διαμορφώνεται σαν μία κανονική μεταβλητή με 12dB μέση τιμή και 8dB τυπική απόκλιση.
- Οχήματα: όπου το είναι η συχνότητα φέρουσας και το είναι το ύψος του σταθμού βάσης μετρούμενο από το επίπεδο της στέγης. Το μοντέλο είναι έγκυρο για .

Και στις τρεις περιπτώσεις, επιβάλλεται η λογαριθμική σκίαση. Η διακύμανση είναι στα 12dB για τη περίπτωση των εσωτερικών χώρων, 10dB για τη περίπτωση με οχήματα, 10dB για χρήστες υπαίθριων πεζόδρομων και 12dB για χρήστες εσωτερικών πεζόδρομων. Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της σκίασης υποθέτεται ότι είναι εκθετική, όπου το μήκος συσχέτισης είναι 20m σε περιβάλλοντα με οχήματα, αλλά δε καθορίζεται σε άλλα περιβάλλοντα.

3.5.3.Μοντέλα IEEE 802.11/HIPERLAN

Τα μοντέλα GSM και ITU έχουν καθιερωθεί για την ανάπτυξη των συστημάτων κινητών επικοινωνιών. Ασύρματα LANs, όπως τα πρότυπα ETSI HIPERLAN και το IEEE 802.11, λειτουργούν σε διαφορετικό περιβάλλον και μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Οι οργανισμοί τυποποίησης ETSI και IEEE 802.11 έτσι πρότειναν ένα διαφορετικό μοντέλο απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης που αναπτύχθηκε από τους Medbo και Schramm. Η δομή είναι πάλι παρόμοια με αυτή του GSM μοντέλου, ορίζοντας πέντε διαφορετικά κανάλια (απομαστευμένες γραμμές καθυστέρησης):

1. Μοντέλο A για ένα τυπικό περιβάλλον γραφείου, καταστάσεις NLOS, καθυστέρηση διάδοσης rms 50-ns
2. Μοντέλο B για ένα τυπικά μεγάλο ανοιχτό χώρο και περιβάλλον γραφείου, NLOS καταστάσεις, καθυστέρηση διάδοσης rms 100-ns
3. Μοντέλο C για ένα μεγάλο ανοιχτό χώρο (υπαίθριων και εσωτερικών χώρων), NLOS καταστάσεις, καθυστέρηση διάδοσης rms 150-ns
4. Μοντέλο D για ένα μεγάλο ανοιχτό χώρο, καταστάσεις LOS, καθυστέρηση διάδοσης rms 140-ns
5. Μοντέλο E για ένα τυπικά μεγάλο ανοιχτό χώρο (υπαίθριο και εσωτερικών χώρων), NLOS καταστάσεις, καθυστέρηση διάδοσης rms 250-ns

Οι ρυθμίσεις tap για όλες τις περιπτώσεις δίνονται στο Πίνακα 3.3.

Tap No.	Model A		Model B		Model C		Model D		Model E	
	Delay/ns	Power/dB	Delay/ns	Power/dB	Delay/ns	Power/dB	Delay/ns	Power/dB	Delay/ns	Power/dB
1	0	0	0	-2.6	0	-3.3	0	0	0	-4.9
2	10	-0.9	10	-3.0	10	-3.6	10	-10.0	10	-5.1
3	20	-1.7	20	-3.5	20	-3.9	20	-10.3	20	-5.2
4	30	-2.6	30	-3.9	30	-4.2	30	-10.6	40	-0.8
5	40	-3.5	50	0	50	0	50	-6.4	70	-1.3
6	50	-4.3	80	-1.3	80	-0.9	80	-7.2	100	-1.9
7	60	-5.2	110	-2.6	110	-1.7	110	-8.1	140	-0.3
8	70	-6.1	140	-3.9	140	-2.6	140	-9.0	190	-1.2
9	80	-6.9	180	-3.4	180	-1.5	180	-7.9	240	-2.1
10	90	-7.8	230	-5.6	230	-3.0	230	-9.4	320	0
11	110	-4.7	280	-7.7	280	-4.4	280	-10.8	430	-1.9
12	140	-7.3	330	-9.9	330	-5.9	330	-12.3	560	-2.8
13	170	-9.9	380	-12.1	400	-5.3	400	-11.7	710	-5.4
14	200	-12.5	430	-14.3	490	-7.9	490	-14.3	880	-7.3
15	240	-13.7	490	-15.4	600	-9.4	600	-15.8	1070	-10.6
16	290	-18.0	560	-18.4	730	-13.2	730	-19.6	1280	-13.4
17	340	-22.4	640	-20.7	880	-16.3	880	-22.7	1510	-17.4
18	390	-26.7	730	-24.6	1050	-21.2	1050	-27.6	1760	-20.9

Πίνακας 3.3. Μοντέλο για ασύρματα LANs εσωτερικών χώρων (HIPERLAN, 802.11). Όλες οι απολήξεις έχουν ένα κλασικό φάσμα Doppler εκτός από τη πρώτη απόληξη του καναλιού D που έχει μία απότομη άνοδο στα 10dB.

3.5.4. Το Υπερευρείας Ζώνης μοντέλο καναλιού 802.15(The 802.15 Ultrawideband Channel Model)

Σε αντίθεση με τα συμβατικά συστήματα επικοινωνίας που λειτουργούν σε ένα στενό κομμάτι του φάσματος, τα υπερευρείας ζώνης κανάλια (UWB) μπορούν να καλύψουν εύρος συχνοτήτων από DC σε δεκάδες GHz. Από τη στιγμή που έχουν μεγάλο εύρος ζώνης, η φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density), και συνεπώς η παρεμβολή σε στενής ζώνης συστήματα, είναι τυπικά πολύ μικρή. Το μεγάλο εύρος ζώνης επίσης σημαίνει ότι τα συμβατικά μοντέλα καναλιών δεν μπορούν να περιγράψουν σωστά κανάλια υπερευρείας ζώνης. Για παράδειγμα, ο αριθμός των MPCs που πέφτουν σε κάθε αναλύσιμο διάστημα καθυστέρησης είναι μικρός ούτως ώστε το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα δεν είναι πια εφαρμόσιμο και τα στατιστικά πλατών δεν είναι πια Rayleigh. Επίσης, η κρουστική απόκριση του καναλιού είναι πραγματική, από τη στιγμή που τα κανάλια δεν έχουν πια συχνότητα φέρουσας. Έτσι απαιτούνται καινούρια μοντέλα καναλιών. Ένα πρώτο βήμα έγινε από τον IEEE 802.15.3, που τυποποίησε ένα μοντέλο καναλιού για εσωτερικές επικοινωνίες υπερευρείας ζώνης. Το μοντέλο πολλαπλών διαδρομών ορίζεται σε όρους ενός (Saleh Valenzuela) μοντέλου, όπως περιγράφηκε στο 3.4.2:

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (3.39)$$

όπου $a_{k,l}^i$ είναι τα βάρη απόληξης, X_i συμβολίζει τη λογαριθμική σκίαση και το I αναφέρεται στην i -th πραγματοποίηση. Η κατανομή των ρυθμών άφιξης δίνεται από την Εξίσωση 3.33. Οι συντελεστές των καναλιών ορίζονται ως

$$a_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (3.40)$$

όπου το ξ_l αντικατοπτρίζει την διάλειαση που σχετίζεται με την συστοιχία i -th, $\beta_{k,l}$ αντιστοιχεί στη διάλειαση που σχετίζεται με την ακτίνα k -th της συστοιχίας i -th και το $p_{k,l}$ είναι ίσων πιθανοτήτων ± 1 για λογαριασμό της αντιστροφή σημάτων εξαιτίας των ανακλάσεων. Η κατανομή των συντελεστών του καναλιού δίνεται από:

$$|\xi_l, \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (3.41)$$

Όπου $n_1 \propto N(0, \sigma_1^2)$ και $n_2 \propto N(0, \sigma_2^2)$ είναι ανεξάρτητες και αντιστοιχούν στη διάλειαση κάθε συστοιχίας και ακτίνας, αντίστοιχα. Περαιτέρω,

$$E [|\xi_l, \beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (3.42)$$

Όπου τ είναι η μέγιστη καθυστέρηση της συστοιχίας 1 και \bar{P} είναι η μέση ενέργεια της πρώτης διαδρομής της πρώτης συστοιχίας. Έτσι, οι τιμές δίνονται από

$$\bar{P} = \frac{P_0}{1 + \tau \cdot \text{bandwidth}} \quad (3.43)$$

Τελικά, από τη στιγμή που η λογαριθμική σκίαση της συνολικής ενέργειας πολλών διαδρομών αιχμαλωτίζεται από τον όρο $\tau \cdot \text{bandwidth}$, η συνολική ενέργεια που περιέχεται στους όρους $\frac{P_0}{1 + \tau \cdot \text{bandwidth}}$ είναι κανονικοποιημένη να ενώνει για κάθε πραγματοποίηση. Ο όρος της σκίασης χαρακτηρίζεται από το τ . Ο Πίνακας 3.4 συνοψίζει τις παραμέτρους του μοντέλου για τέσσερα περιβάλλοντα που έχουν οριστεί από τον IEEE.

Model Parameters	CM 1 ¹	CM 2 ²	CM 3 ³	CM 4 ⁴
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec)	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ	7.1	5.5	14.00	24.00
γ	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 (dB)	3.4	3.4	3.4	3.4
σ_2 (dB)	3.4	3.4	3.4	3.4
σ_x (dB)	3	3	3	3

Πίνακας 3.4: Παράμετροι για μοντέλα καναλιών υπερευρείας ζώνης

Ο 802.15 επίσης πρότεινε μία καινούρια μοντελοποίηση για την απώλεια διαδρομής. Ενώ υπάρχει ακόμα υπέρθεση σκίασης πάνω από το polynomial power decay law, τώρα ο εκθέτης μείωσης και η μεταβλητή της σκίασης γίνονται επίσης τυχαίες μεταβλητές, όπου οι πραγματοποιήσεις τους αλλάζουν από κτήριο σε κτήριο. Ο Πίνακας 3.5 δείχνει την απώλεια διάδοσης για απόσταση 1m, όπως επίσης και η μέση και τυπική παρέκκλιση για NLOS και LOS καταστάσεις. Οι κατανομές από όλες τις μεταβλητές διαμορφώνονται σαν γκαουσιανές:

	LOS		NLOS	
	Mean	Standard Deviation	Mean	Standard Deviation
PL_0 (dB)	47	NA	50.5	NA
n	1.7	0.3	3.5	0.97
σ (dB)	1.6	0.5	2.7	0.98

Πίνακας 3.5. Παράμετροι για μοντέλα απώλειας διάδοσης UWB

3.5.5. Το 3GPP-3GPP2 Μοντέλο (The 3GPP-3GPP2 Model)

Μέχρι τώρα, έχουμε αντιμετωπίσει τυπικά μοντέλα μονής-είσοδος-μονής-εξόδου (SISO). Ωστόσο, καθώς οι πολλαπλές κεραιές έχουν γίνει ένα ζωτικό κομμάτι σε πολλά ασύρματα συστήματα, απαιτούνται τυπικά μοντέλα MIMO. Αυτά τα μοντέλα

δίνουν μία πιο ακριβή απεικόνιση των χαρακτηριστικών καθυστέρησης από ότι τα ITU μοντέλα. Από την άλλη μεριά, αυτά τα μοντέλα είναι πιο πολύπλοκα και οι περιορισμοί χώρου μας περιορίζουν με το να δώσουμε εδώ όλες τις λεπτομέρειες που είναι απαραίτητες για εφαρμογή.

Οι οργανισμοί προτυποποίησης για τρίτης γενιάς συστήματα, 3GPP και 3GPP2, έχουν καθιερώσει ένα μοντέλο καναλιού διπλής κατεύθυνσης για την αξιολόγηση ποικίλων μεταδόσεων και συστημάτων MIMO, ειδικά στο πλαίσιο της λειτουργίας δεδομένων υψηλής ταχύτητας HSDPA. Αυτό το μοντέλο δεν παρέχει μόνο κατευθυντικές πληροφορίες που είναι σημαντικές για συστήματα πολλαπλών κεραιών, αλλά επίσης παρέχει ένα βελτιωμένο μοντέλο για τη καθυστέρηση διασποράς. Ξανά, είναι ένα μοντέλο απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης, όπου οι απολήξεις καθορίζονται από τη γωνιακή περιοχή όπως επίσης και από τη περιοχή καθυστέρησης. Καθορίζονται 3 περιβάλλοντα: προαστιακές μακροκυψέλες, αστικές μακροκυψέλες και αστικές μικροκυψέλες. Υπάρχουν 2 σημαντικές διαφορές με τις προσεγγίσεις που περιγράφηκαν από το 3.5.1 έως το 3.5.3:

1. Κάθε tap(διαδρομή, στη σημειογραφία του 3GPP-3GPP2) χαρακτηρίζεται από τη καθυστέρηση του και από τις μέσες γωνίες. Ωστόσο, κάθε διαδρομή αποτελείται από αρκετές υποδιαδρομές που όλες έχουν την ίδια καθυστέρηση, αλλά διαφορετικές γωνίες άφιξης και αναχώρησης κατανέμονται γύρω από τις μέσες γωνίες.

2. Η μικρής κλίμακας μέση ενεργό καθυστέρηση διάδοσης, γωνιακή διάδοση και σκίαση δεν υποθέτονται να είναι σταθερά πια. Κατά προτίμηση, διαμορφώνονται σαν τυχαίες μεταβλητές συσχέτισης.

Έπειτα, το πρώτο βήμα στη προσομοίωση είναι η επιλογή της μέσης καθυστέρησης διάδοσης μικρής κλίμακας, της γωνιακής διάδοσης και σκίασης από τις κοινές συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας. Αυτές οι διαδόσεις παραμετροποιούν τις ADPS. Μετά διαλέγουμε τυχαίες διαδρομές καθυστέρησης και καθορίζουμε τις (μικρής κλίμακας μέσες) δυνάμεις που συνδέονται με αυτές. Μετά η μέση γωνία άφιξης καθορίζεται για κάθε διαδρομή ως μία πραγματοποίηση μίας τυχαίας μεταβλητής. Κάθε διαδρομή μετά αποτελείται από 20 υποδιαδρομές, που όλες έχουν τις ίδιες καθυστερήσεις, αλλά σταθερά offsets από τη μέση γωνία άφιξης από κάθε διαδρομή, σταθερά πλάτη (όλα ίδια) και τυχαίες φάσεις. Αυτές οι υποδιαδρομές δημιουργούνται και από το πομπό και από το δέκτη. Στο επόμενο βήμα, κάθε υποδιαδρομή TX σχετίζεται με μία τυχαία διαλεγμένη υποδιαδρομή RX. Οι διαλείψεις σκίασης προστίθενται στο συνολικό ADPS.

Αυτή η διαδικασία είναι έγκυρη μόνο για προαστιακές και αστικές μικροκυψέλες. Σε μικροκυψέλες, χρησιμοποιείται μία ασήμαντη διαμόρφωση, καθώς η δημιουργία της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας και η μέσες γωνίες πρόσπτωσης είναι διαφορετικές. Επίσης, πολλές επιλογές έχουν οριστεί που μπορούν να ενεργοποιηθούν για να πετυχαίνουν μία καλύτερη συμφωνία με τη πραγματικότητα:

- Πολωμένες κεραίες: Ακολουθώντας το 3.4.7, οι δύο πολώσεις έχουν ανεξάρτητες διαλείψεις και το XPD διαλέγεται τυχαία από μία γκαουσιανή κατανομή.
- Για συστοιχίες σκεδαστών: Μία μακρινή συστοιχία σκεδαστών έχει προστεθεί για αστικά περιβάλλοντα, για να αντικατοπτρίζει τη σημαντική κακή αστική κατάσταση (3.4.3). Η τοποθέτηση μέσα στη κυψέλη γίνεται τυχαία και βασικά ακολουθούν τις ιδέες του COST 259 (Κεφάλαιο 3.5.6.)
- Line of Sight(οπτική επαφή πομπού και δέκτη): Για αστικές μικροκυψέλες, το LOS αντιμετωπίζεται με ένα πιθανολογικό τρόπο, με τη πιθανότητα να πετύχει LOS που μειώνεται με την απόσταση.
- Αστικά φαράγγια: Για αστικά φαράγγια, έχει διαμορφωθεί το γωνιακό φάσμα στο κινητό σταθμό .

3.5.6. Το μοντέλο COST 259 (The Cost 259 Model)

Η Ευρωπαϊκή πρωτοβουλία COST 259 για έρευνα, δημιούργησε ένα κατευθυντικό μοντέλο καναλιού (directional channel model-DCM) που έχει κερδίσει ευρεία αποδοχή. Είναι πολύ ρεαλιστικό ,ενσωματώνοντας μία πληθώρα επιδράσεων και τις αλληλεπιδράσεις του, όλα για διαφορετικά περιβάλλοντα. Ωστόσο, αυτό το κάνει αρκετά πολύπλοκο και μπορούμε να επισημάνουμε μόνο βασικά χαρακτηριστικά.

Το COST 259 DCM είναι πιο γενικό από το μοντέλο 3GPP-3GPP2, περιλαμβάνοντας μικρής κλίμακας όπως επίσης και μεγάλης κλίμακας συνεχόμενες αλλαγές του καναλιού. Αυτό επιτυγχάνεται αποτελεσματικά με την διάκριση μεταξύ τριών διαφορετικών στρωμάτων:

1. Στη πρώτη στρώση, υπάρχει μία διαφορά μεταξύ διαφορετικών περιβαλλόντων ασύρματης ραδιοεπικοινωνίας (REs), δηλαδή ομάδες περιβαλλόντων με παρόμοια χαρακτηριστικά μετάδοσης(π.χ. τυπικά αστικά). Υπάρχουν 13 REs : 4 μακροκυψέλες REs (ύψος σταθμού βάσης πάνω από τη στέγη), 4 μικροκυψέλες REs (εξωτερικών χώρων , ύψος σταθμού βάσης κάτω από τη στέγη) και 5 μικροκυψέλες REs (εσωτερικών χώρων).

2. Μεγάλης κλίμακας επιδράσεις, που περιγράφονται από τις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας, της οποίας οι παράμετροι διαφέρουν για διαφορετικά REs.

- 3.Μικρής κλίμακας διαλείψεις όπου οι μέσες και οι μεταβλητές καθορίζονται από τις μεγάλης κλίμακας επιδράσεις.

Οι επιδράσεις μεγάλης κλίμακας περιγράφονται με ένα τρόπο ανάμεικτο στοχαστικό-γεωμετρικό, εφαρμόζοντας την ιδέα της συστοιχίας σκεδαστών όπως περιγράφονται στο 3.4.2. Στην αρχή της προσομοίωσης, συστοιχίες σκεδαστών (μία τοπική, γύρω από τον κινητό σταθμό και αρκετές μακρινές συστοιχίες σκεδαστών) κατανέμονται τυχαία (σύμφωνα με τις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας) στη περιοχή κάλυψης, αυτή είναι στοχαστική συνιστώσα. Κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης, οι καθυστερήσεις και οι γωνίες μεταξύ των συστοιχιών επιτυγχάνονται ντετερμινιστικά από τις θέσεις τους και από τις θέσεις του Σταθμού

Βάσης και του κινητού σταθμού, αυτή είναι γεωμετρική συνιστώσα. Κάθε συστοιχία έχει μία μέση μικρής κλίμακας ADPS που είναι εκθετική στη καθυστέρηση και Laplacian στον αζιμούθιο και στην ανύψωση. Μετά η μιγαδική γωνιακή αναλύσιμη κρουστική απόκριση επιτυγχάνεται από τη μέση ADPS είτε κατευθείαν (δηλαδή χρησιμοποιώντας ένα μοντέλο tap, Κεφάλαιο 3.3.3) ή με χαρτογράφηση πάνω σε μια κατανομή σκεδαστών και επιτυγχάνοντας τις κρουστικές αποκρίσεις με ένα γεωμετρικό τρόπο (Κεφάλαιο 3.3.5).

Σε μακροκυψέλες, οι θέσεις των συστοιχιών είναι τυχαίες, ακολουθώντας μία συγκεκριμένη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας. Σε μικρό-και πικοκυψέλες, οι θέσεις είναι πιο ντετερμινιστικές, χρησιμοποιώντας την ιδέα των εικονικών κυψελωδών περιοχών ανάπτυξης (virtual cell deployment areas-VCDAs). Ένα VCDA είναι ουσιαστικά ένας χάρτης της εικονικής πόλης ή γραφεία κηρίων, με καθορισμένη τη διαδρομή προς το κινητό σταθμό. Για κάθε θέση του κινητού σταθμού, οι θέσεις των συστοιχιών σε καθυστέρηση και γωνία είναι γνωστές εντελώς ντετερμινιστικά. Αυτή η προσέγγιση είναι κάπως παρόμοια με μία προσέγγιση ιχνηλάτισης ακτινοβολίας αλλά διαφέρει σε δύο σημαντικές πτυχές: οι χάρτες πόλεων πρέπει να μην αντικατοπτρίζουν μία πραγματική πόλη και έτσι μπορούν να γίνουν πιο τυπικές για πολλές διαφορετικές πόλεις. Επιπλέον, μόνο οι θέσεις των συστοιχιών καθορίζονται από την ιχνηλάτιση ακτινοβολίας, ενώ η συμπεριφορά μέσα σε μία συστοιχία αντιμετωπίζεται ακόμα στοχαστικά.

3.6. Συμπεράσματα

Αυτό το κεφάλαιο έδωσε μία περίληψη των μοντέλων καναλιών για ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες. Η θεμελιώδης δομή μοντέλων σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα έχουν ερευνηθεί για περίπου 40 χρόνια και έχουν φτάσει ένα συγκεκριμένο στάδιο ωριμότητας. Από την άλλη μεριά, δομές μοντέλων για πολλαπλές κεραιές (έξυπνες κεραιές και MIMO) είναι ακόμα μία πολύ ενεργή περιοχή έρευνας. Για όλα τα κανάλια, οι παραμετροποιήσεις μοντέλων (και οι μετρήσεις καναλιών πάνω στις οποίες βασίζονται) είναι ένα έργο σε εξέλιξη. Στο παρελθόν έχουν γίνει σημαντικά επιτεύγματα και τυποποιημένα κανάλια μοντέλων, όπως περιγράψαμε στο 3.5, έχουν παίξει ένα σημαντικό ρόλο στο σχεδιασμό ασύρματων συστημάτων δεύτερης και τρίτης γενιάς. Αν και η ανάγκη για καινούρια λειτουργικά περιβάλλοντα και μεγαλύτερη ακρίβεια θα επιβάλλουν επιπλέον μοντέλα στο μέλλον.

Από την ευρύ ποικιλία μοντέλων, γίνεται κατανοητό ότι δεν υπάρχει καμία ειδική μέθοδος για καλύτερη μοντελοποίηση καναλιού. Κάθε μοντέλο περιλαμβάνει την ανταλλαγή μεταξύ ακρίβειας και πολυπλοκότητας. Όταν επιλέγεις ή σχεδιάζεις ένα μοντέλο, είναι σημαντικό πρώτα να καθορίζεις τις ιδιότητες του καναλιού που μπορούν να επηρεάσουν το σύστημα που ενδιαφερόμαστε. Σχεδιασμός συστήματος, διάδοση κυμάτων και μοντελοποίηση καναλιού δε μπορούν να αντιμετωπιστούν σαν απομονωμένοι κλάδοι, αλλά πρέπει να εργαστούν χέρι- χέρι.

Κεφάλαιο 4

Εκτίμηση και μοντελοποίηση των καναλιών κινητής τηλεφωνίας

4.1. Εισαγωγή

Η διάδοση σημάτων μέσω ασύρματων καναλιών (εσωτερικών χώρων η εξωτερικών χώρων) έχει ως αποτέλεσμα το εκπεμπόμενο σήμα να φτάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών. Αυτές οι διαδρομές προκύπτουν λόγω ανάκλασης, διάθλασης ή περίθλασης στο κανάλι. Αποτέλεσμα της πολυδιαδρομικής διάδοσης είναι ένα λαμβανόμενο σήμα που είναι η υπέρθεση αρκετών καθυστερήσεων και κλιμακωτών αντιγράφων του εκπεμπόμενου σήματος, προκαλώντας διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (ορίζονται ως αλλαγές στο επίπεδο του λαμβανόμενου σήματος στο χρόνο) προκαλούνται από καταστροφική παρεμβολή ανάμεσα στις πολλαπλές διαδρομές διάδοσης. Το περιβάλλον γύρω από το πομπό και τον δέκτη μπορεί να αλλάξει με τη πάροδο του χρόνου, ειδικά σε μία κινητό περιβάλλον, οδηγώντας σε διακυμάνσεις στην απόκριση καναλιού με το χρόνο. Αυτό προκαλεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο. Επίσης, τα κανάλια μπορεί να έχουν μία κυρίαρχη διάδοση (κατευθείαν διάδοση σε κανάλια με οπτική επαφή πομπού και δέκτη) παράλληλα με αρκετές δευτερεύουσες διαδρομές ή μπορεί να χαρακτηρίζονται σαν να έχουν πολλαπλές "τυχαίες" διαδρομές χωρίς καμία κυρίαρχη διαδρομή.

Η πολυδιαδρομική διάδοση οδηγεί σε μία διασυμβολική παρεμβολή(intersymbol interference –ISI) στο δέκτη, η οποία μπορεί να οδηγήσει σε υψηλούς ρυθμούς σφαλμάτων στην ανίχνευση συμβόλων. Ισοσταθμιστές έχουν σχεδιαστεί για να αντισταθμίζουν αυτές τις παραμορφώσεις καναλιών. Κάποιος μπορεί να σχεδιάσει ένα ισοσταθμιστή δεδομένου του λαμβανόμενου σήματος ή μπορεί πρώτα να εκτιμήσει τη κρουστική απόκριση του καναλιού και μετά να σχεδιάσει ένα ισοσταθμιστή βασισμένο στο εκτιμώμενο κανάλι. Μετά από κάποια επεξεργασία (για παράδειγμα προσαρμοσμένα φίλτρα) τα λαμβανόμενα σήματα συνεχόμενα στο χρόνο δειγματοληπτούνται στο σύμβολο ή μεγαλύτεροι (κλασματικοί) ρυθμοί πριν τα επεξεργαστούμε για εκτίμηση ή ισοστάθμιση καναλιού. Είναι επομένως βολικό να εργαστούμε με ένα μοντέλο καναλιού ισοδύναμης βασικής ζώνης διακριτού χρόνου. Αναλόγως τον ρυθμό δειγματοληψίας , έχει είτε μία μονής-εισόδου μονής-εξόδου(SISO)(ρυθμός δειγματοληψίας συμβόλου) ή μία μονής εισόδου πολλαπλής-εξόδου(SIMO) (κλασματική δειγματοληψία) μιγαδικό ισότιμο κανάλι βασικής ζώνης διακριτού χρόνου.

Παραδοσιακά, μία ακολουθία εκπαίδευσης (training sequence) (γνωστή στο δέκτη) μεταδίδεται κατά τη διάρκεια της εκκίνησης. Στο στάδιο λειτουργίας, ο δέκτης

αλλάζει σε τρόπο λειτουργίας βασισμένο στις αποφάσεις όπου τα προηγούμενα ισοσταθμισμένα και ανιχνεύσιμα σύμβολα χρησιμοποιούνται σαν μία (ψευδό) ακολουθία εκπαίδευσης μαζί με τα λαμβανόμενα δεδομένα για να ενημερώσουν το κανάλι ή τους συντελεστές ισοστάθμισης. Τα διάφορα θέματα που εμπλέκονται είναι οι ανταλλαγές μεταξύ διαφόρων αντικρουόμενων προσεγγίσεων (γραμμική, αναδραστικής απόφασης , εκτίμηση ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας, ελάχιστη μέσου τετραγώνου vs αναδρομική ελάχιστων τετραγώνων, ρυθμός συμβόλων vs κλασματικό ρυθμό κ.α.) είναι αρκετά καλά τεκμηριωμένα και κατανοητά. Πρόσφατα, έχει υπάρξει μεγάλο ενδιαφέρον στις τυφλές (blind) (αυτοανακτώμενες (auto-recovering)) εκτιμήσεις καναλιού και στη τυφλή ισοστάθμιση όπου δεν είναι διαθέσιμες ή δε χρησιμοποιούνται καθόλου ακολουθίες εκπαίδευσης και ο δέκτης ξεκινά χωρίς καμία (σαφή) συνεργασία από τον πομπό. Σε δίκτυα point-to-multipoint, όπου μία ζεύξη από ένα server σε ένα υποτελή σταθμό διακόπτεται, είναι ξεκάθαρο ότι δεν είναι εφικτό (ή επιθυμητό) για ένα server να αρχίσει να στέλνει μία ακολουθία εκπαίδευσης για να αποκαταστήσει μία συγκεκριμένη ζεύξη. Έχει επίσης υποστηριχθεί , ότι μία τυφλή εκκίνηση είναι πιο απλή να εφαρμοστεί από ότι μία εκκίνηση που απαιτεί μία ακολουθία εκπαίδευσης, αυτό μετριάζει θέματα διαλειτουργικότητας μεταξύ διαφορετικών κατασκευαστών. Στις ψηφιακές επικοινωνίες πάνω από διαλείψεις /πολυδιαδρομικά κανάλια , απαιτείται μία επανεκκίνηση μετά από μία προσωρινή απώλεια διαδρομής που οφείλεται σε μία σοβαρή εξασθένηση.

Όπως στη περίπτωση της εκπαίδευσης, έχουν αναπτυχθεί διάφορες προσεγγίσεις για τυφλή εκτίμηση καναλιού και ισοστάθμισης. Όταν γίνεται δειγματοληψία στο ρυθμό συμβόλου, το λαμβανόμενο σήμα είναι στάσιμο διακριτού χρόνου και τυπικά μη-ελάχιστης φάσης. Όταν γίνεται δειγματοληψία σε υψηλότερο ρυθμό συμβόλου (τυπικά ένα ακέραιο πολλαπλάσιο του ρυθμού συμβόλου) το σήμα είναι κυκλοστάσιμο διακριτού χρόνου και μπορεί να παρουσιαστεί σαν μία στάσιμη διανυσματική ακολουθία διακριτού χρόνου με ένα βασικό μοντέλο SIMO. Με τη δειγματοληψία του ρυθμού συμβόλου, πρέπει να εκμεταλλευτούμε τα στατιστικά υψηλότερης τάξης (high-order statistics-HOS) του λαμβανόμενου σήματος είτε έμμεσα (όπου λαμβάνουμε υπόψη το κατευθείαν σχεδιασμό των ισοσταθμιστών) είτε ρητά (όπου εστιάζουμε στη πρώτη εκτίμηση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού χρησιμοποιώντας τους σωρούς υψηλής τάξης του λαμβανόμενου σήματος. Τα υψηλής τάξης στατιστικά παρέχουν ένα ανολοκλήρωτο χαρακτηρισμό της βασικής μη-γκαουσιανής διαδικασίας. Χρησιμοποιώντας τη μέγιστη πιθανοφάνεια και σχετικές προσεγγίσεις συνδυασμένες εκτιμήσεις καναλιού και δεδομένων εκμεταλλεύονται μία ολοκληρωμένη (non- Gaussian) πιθανολογική απόδοση του σήματος θορύβου. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα αυτών των αλγορίθμων (ρητά HOS και συνδυασμένες εκτιμήσεις καναλιού και δεδομένων) είναι μεγάλη όταν η διασυμβολική παρεμβολή (ISI) διαρκεί πολλά σύμβολα (όπως στα τηλεφωνικά κανάλια), αλλά είναι σχετικά απλή όταν η διάρκεια της διασυμβολικής παρεμβολής είναι σύντομη (όπως στα κινητά ραδιοκανάλια) . Ωστόσο , μπορεί να έχουν τοπικά προβλήματα σύγκλισης.

Όταν υπάρχει επιπλέον εύρος ζώνης καναλιού, ο ρυθμός δειγματοληψίας συμβόλου είναι κάτω από το ρυθμό Nyquist, οδηγώντας σε aliasing(διαφορετικά σήματα που γίνονται ολόγδια) και , σε ορισμένες περιπτώσεις εξαιτίας του συμβόλου φάσης χρονισμού, προκαλώντας βαθιές εγκοπές φάσματος σε δειγματοληπτούμενες, aliased συναρτήσεις μεταφοράς καναλιού . Αυτό καθιστά τη λειτουργία του ισοσταθμιστή αρκετά ευαίσθητη σε χρονικά σφάλματα συμβόλου . Αρχικά, στη περίπτωση της εκπαίδευσης, ερευνήθηκε η κλασματική δειγματοληψία για να robustify τη λειτουργία του ισοσταθμιστή ενάντια στα χρονικά σφάλματα. Πιο πρόσφατα, στο τυφλό πλαίσιο, ανακαλύφθηκε ότι η υπερδειγματοληψία παρέχει μερικές καινούριες πληροφορίες σχετικά με το κανάλι, οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τυφλή εκτίμηση καναλιού και ισοστάθμιση παρέχοντας μερικές τεχνικές προϋποθέσεις που ικανοποιούνται (το μη-κοινό-υποκανάλι-μηδενικής κατάστασης, που επίσης ονομάζεται ανομοιότητα καναλιού, για το βασικό ισότιμο μοντέλο SIMO). Αν χρησιμοποιούνται πολλαπλοί αισθητήρες με ή χωρίς κλασματική δειγματοληψία αυτό έχει ως αποτέλεσμα ένα παρόμοιο μοντέλο SIMO.

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζουμε μια περίληψη των διάφορων προσεγγίσεων για μοντελοποίηση καναλιού και εκτίμηση των ασύρματων κινητών συστημάτων. Στο 4.2 παρουσιάζουμε τα σχετικά μοντέλα καναλιών κινητής τηλεφωνίας, συμπεριλαμβανομένου και μοντέλα χρονικά μεταβαλλόμενα και χρονικά αμετάβλητα. Στο 4.3 παρουσιάζονται διάφορα μοντέλα εκτίμησης καναλιών κινητής τηλεφωνίας. Ολοκληρώνοντας αυτό το κεφάλαιο στο 4.4 απεικονίζουμε, με παραδείγματα προσομοίωσης, τη προσέγγιση βασισμένη στο hidden plot.

4.2 Μοντέλα Καναλιών

4.2.1. Χρονικά Μεταβαλλόμενα Κανάλια

Θεωρούμε ένα χρονικά μεταβαλλόμενο (πχ ασύρματο κινητό) κανάλι (γραμμικό σύστημα), με μία μιγαδική βάση ζώνης , ένα συνεχή χρόνο, λαμβανόμενο σήμα $x(t)$, και μιγαδικό βάση ζώνης εκπεμπόμενο και ένα σήμα πληροφορίας συνεχόμενου χρόνου $s(t)$ (με διάστημα συμβόλου T_s δεύτερη) που σχετίζονται με την :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) s(t - \tau) d\tau + w(t) \quad (4.1)$$

όπου $h(t; \tau)$ είναι η χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση του καναλιού υποδηλώνοντας την απόκριση του καναλιού σε χρόνο t σε μία ενιαία κρουστική είσοδο $t - \tau$, και το $w(t)$ είναι ο προσθετικός θόρυβος (τυπικά λευκός Gaussian). Μια συνάρτηση διάδοσης καθυστέρησης Doppler $H(f; \tau)$ ορίζεται ως ο μετασχηματισμός Fourier του $h(t; \tau)$:

$$H(f; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) \exp^{-j2\pi ft} dt \quad (4.2)$$

Αν $|H(f; \tau)| \approx 0$ για $|\tau| > \tau_d$, τότε το τ_d ονομάζεται η (πολυδιαδρομική) καθυστέρηση διάδοσης του καναλιού. Αν $|H(f; \tau)| \approx 0$ για $|f| > f_d$, τότε το f_d ονομάζεται διάδοση Doppler του καναλιού. Η Εξίσωση 4.1. είναι ο πιο γενικός τύπος του κινητού καναλιού που αναφέρουμε σε αυτό το κεφάλαιο.

Για να συλλάβουμε τη πολυπλοκότητα των φυσικών αλληλεπιδράσεων που χαρακτηρίζουν τη μετάδοση μέσω ενός πραγματικού καναλιού, το $h(t; \tau)$ διαμορφώνεται σαν μία τυχαία διαδικασία δύο –διαστάσεων μηδενικής μέσης. Αν $h(t; \tau)$ είναι στατικό υπό την ευρεία έννοια στη μεταβλητή t , και το $h(t; \tau_1)$ είναι ασυσχέτιστο με το $h(t; \tau_2)$ για $\tau_1 \neq \tau_2$ και οποιοδήποτε t , τότε αποκτώμαι τη γνωστή ασυσχέτιστη σκέδαση υπό την ευρεία έννοια του καναλιού (WSSUS).

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα περιορίσουμε τη προσοχή μας στη ντετερμινιστική μοντελοποίηση του $h(t; \tau)$, που μπορεί να θεωρηθεί σαν σύλληψη υλοποιήσεων της βασικής τυχαίας διαδικασίας.

4.2.1.1 Μοντέλο Απομαστευμένης Γραμμής Καθυστέρησης

Τώρα θεωρούμε ένα μοντέλο καναλιού διακριτού χρόνου. Αν χρησιμοποιείται ένα γραμμικό σχέδιο διαμόρφωσης, τότε το εκπεμπόμενο σήμα βασική ζώνης μπορεί να παρουσιαστεί ως:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I[k] g_T(t - kT_s) \quad (4.3)$$

όπου $\{I[k]\}$ είναι η ακολουθία πληροφορίας και το $g_T(t)$ είναι το φίλτρο (low-pass) εκπομπής (τυπικά ένα φίλτρο ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου). Άρα, το προσπίπτων σήμα βασικής ζώνης στο δέκτη δίνεται από

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I[k] \int_{-\infty}^{\infty} h(t; a) g_T(t - kT_s - a) da + w(t) \quad (4.4)$$

Αφού φιλτράρουμε με ένα φίλτρο λήψης με κρουστική απόκριση $g_R(t)$, το λαμβανόμενο σήμα βασική ζώνης δίνεται από

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I[k] \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g_R(t - \beta) h(\beta; \alpha) g_T(\beta - kT_s - \alpha) d\alpha d\beta + v(t) \quad (4.5)$$

όπου $v(t) = \int g_R(\tau)w(t - \tau)d\tau$. Αν το σήμα συνεχούς χρόνου $y(t)$ δειγματοληπτείται μία φορά κάθε T_s εμείς αποκτώμαι την ακολουθία διακριτού χρόνου

$$y[n] := y(t)|_{t=nT_s} = \sum_{k=-\infty}^{n\infty} I[k]h[n; n - k] + v[n] = \sum_{k=-\infty}^{n\infty} h[n; k]I[n - k] + v[n] \quad (4.6)$$

όπου $h[n; k]$ είναι η (αποτελεσματική) κρουστική απόκριση σε χρόνο n σε μία ενιαία είσοδο σε χρόνο $n-k$ και

$$h[n; n - k] := \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g_R(nT_s - \beta)h(\beta; \alpha)g_T(\beta - kT_s - a)d\alpha d\beta \quad (4.7)$$

Παρατηρούμε ότι η ακολουθία θορύβου $\{v[n]\}$ στην Εξίσωση 4.6 δεν είναι απαραίτητα πια λευκή, μπορεί να "λευκανθεί" με επιπλέον γραμμικό φιλτράρισμα χρονικά αμετάβλητο. Από εδώ και πέρα, εμείς υποθέτουμε ότι ένα φίλτρο λεύκανσης έχει εφαρμοστεί στο $y[n]$, αλλά με κατάχρηση της σημειογραφίας, εμείς ακόμα χρησιμοποιούμε την Εξίσωση 4.6 εκτός ότι έχουμε αντικαταστήσει το $v[n]$ με ασπρισμένο $w[n]$. Για ένα πρόχειρο σύστημα, $h[n; k] = 0$ για $k < 0 (\forall n)$, και για ένα πεπερασμένο μήκος καναλιού μέγιστου μήκους $T_s L$, $h[n; k] = 0$ για $k > L (\forall n)$. Σε αυτή τη περίπτωση διαμορφώνουμε την Εξίσωση 4.6 ως (ανακαλούμε το φίλτρο λεύκανσης θορύβου)

$$y[n] = \sum_{k=0}^L h[n; k]I[n-k] + w[n] \quad (4.8)$$

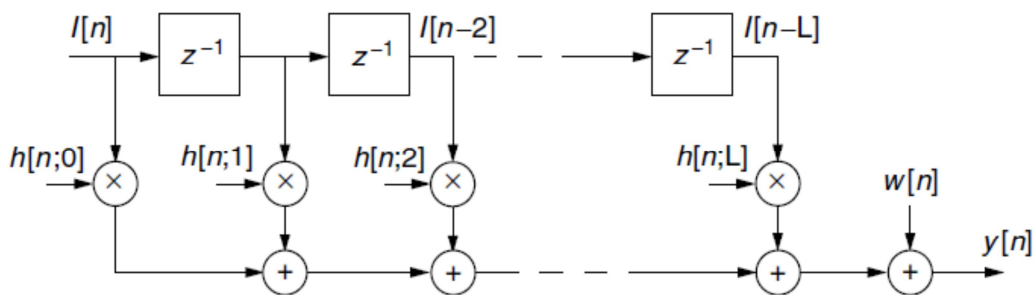
Η Εξίσωση 4.6. παρουσιάζει ένα γραμμικό κανάλι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα και το χρόνο. Μία δομή απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης για αυτό το μοντέλο φαίνεται στην Εικόνα 4.1, Για ένα αργό (σε σύγκριση με το ρυθμό συμβόλων) χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα, συχνά απλοποιούμε την Εξίσωση 4.8. σε ένα σύστημα χρονικά αμετάβλητο ως

$$y[n] = \sum_{k=0}^L h[k]I[n-k] + w[n] \quad (4.9)$$

όπου $h[k] = h[0; k]$ είναι η χρονικά αμετάβλητη απόκριση του καναλιού σε μία ενιαία είσοδο σε χρόνο 0. Η Εξίσωση 4.9 παρουσιάζει ένα γραμμικό κανάλι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα με καθόλου επιλεκτικότητα στο χρόνο. Είναι το πιο ευρέως χρησιμοποιούμενο μοντέλο για σχεδιασμό δέκτη.

Αν υποθέσουμε ότι $\delta[n]$ είναι η Kronecker δέλτα που βρίσκεται στο 0, δηλαδή, τότε εμείς έχουμε ένα κανάλι επιλεκτικό προς το χρόνο αλλά όχι προς τη συχνότητα του οποίου η έξοδος δίνεται από

$$(4.10)$$



Εικόνα 4.1 Μοντέλο απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης για κανάλι επιλεκτικό προς τη συχνότητα και το χρόνο με πεπερασμένη κρουστική απόκριση, το παρουσιάζει μία ενιαία (διάρκεια συμβόλου) καθυστέρηση

Τέλος, ένα κανάλι μη επιλεκτικό στο χρόνο αλλά ούτε και στη συχνότητα διαμορφώνεται ως

$$(4.11)$$

Όπου h είναι μία τυχαία μεταβλητή (ή σταθερά)

4.2.1.2. Μοντέλα Επέκτασης Βάσης(Basis Expansion Models)

Υποθέτουμε ότι συμπεριλαμβάνουμε τις επιδράσεις των φίλτρων του πομπού και δέκτη στη χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση στην Εξίσωση 4.1. Υποθέτουμε ότι αυτό το κανάλι έχει μία καθυστέρηση διάδοσης και μία διάδοση Doppler. Έχει αποδειχθεί ότι αν $\beta < 1$ (κανάλι underspread), το β στην Εξίσωση 4.6 έχει τη (παραπλήσια) έκφραση

όπου

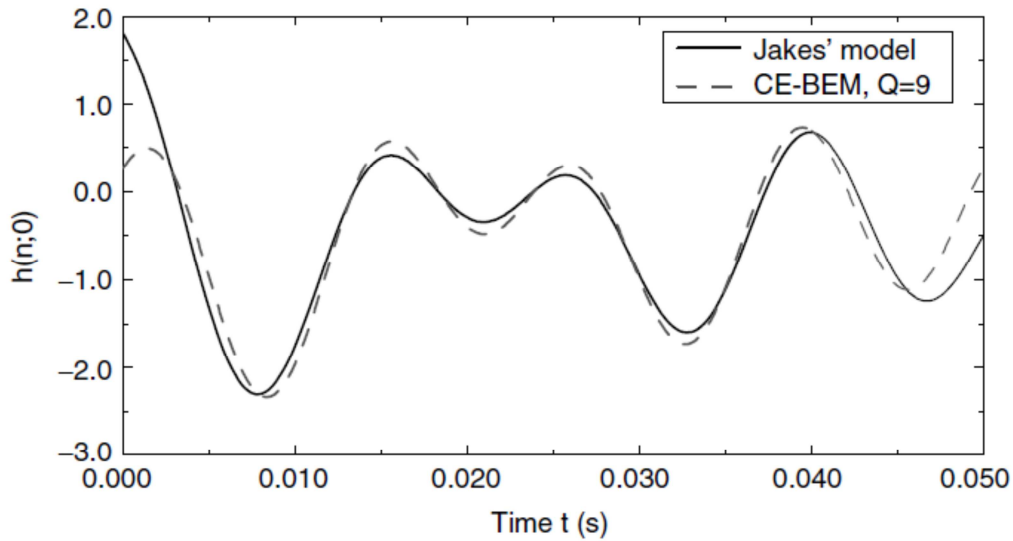
$$w_q = \frac{2\pi}{N} \left(q - \frac{1}{2} - \frac{Q}{2} \right), \quad L := \lfloor \tau_d / T_s \rfloor, \quad Q := 2 \lfloor f_d N T_s \rfloor + 1 \quad (4.13)$$

Η παραπάνω απεικόνιση είναι έγκυρη πάνω από μια διάρκεια δευτερολέπτων NT_s (N ρυθμός δειγμάτων συμβόλων). Αν το τ_d και f_d είναι γνωστά (τυπικά πραγματικό), τότε το $h[n; k]$ είναι άγνωστο μόνο σε ποσότητες χρονικές αμετάβλητες. Πάνω από ασυνάρτητα μακριά τμήματα NT_s -δευτερολέπτου, μπορεί να μεταβληθούν μόνο οι τιμές $h_q(k)$, οι τιμές Q , w_q και L παραμένουν αμετάβλητα. Αυτό είναι η απεικόνιση του μιγαδικού εκθετικού μοντέλου επέκτασης βάσης (complex exponential basis expansion model –CE BEM). Οι Εξισώσεις 4.12 και 4.13 εφαρμόζονται σε συστήματα μονή-είσοδο-μονή-έξοδο , ένας χρήστης και ένας δέκτης με ρυθμό δειγματοληψίας συμβόλου. Διαμορφώνεται εύκολα για να διαχειριστεί πολλαπλούς χρήστες, πολλαπλές κεραιές μετάδοσης και λήψης και είναι υψηλότερο από το ρυθμό δειγματοληψίας συμβόλου- η βασική απεικόνιση παραμένει ουσιαστικά αμετάβλητη.

Αν υποθέσουμε ότι για ένα σταθερό $k = 0$ (σταθερά tap), το $h[n; k]$ ακολουθεί το μοντέλο Jakes και παράγεται από

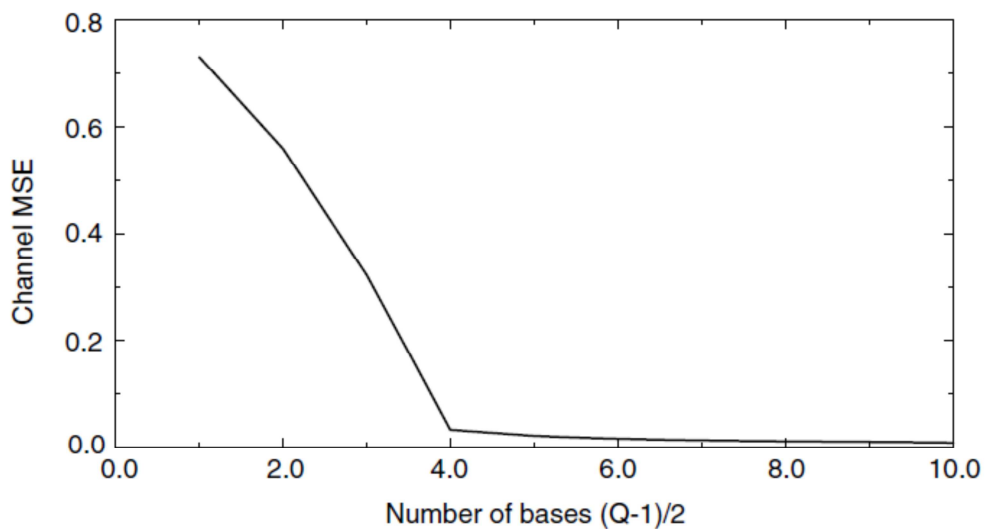
$$h_j[n; k] = c(k) \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} \exp[j(2\pi f_d n T_s \cos(a_{m,k}) + \Phi_{m,k})] \quad (4.14)$$

με $c(k)=1\forall k$ (κάθε συνιστώσα tap έχει την ίδια ισχύ), $f_d =$ διάδοση Doppler, $M = 200$, T_s είναι το διάστημα συμβόλου και οι τυχαίες μεταβλητές $a_{m,k}$ και $\varphi_{m,k}$ κατανέμονται ομοιόμορφα πάνω $[0,2\pi]$ και είναι αμοιβαία ανεξάρτητες πάνω από το m και k . Για ένα σταθερό k , η Εξίσωση 4.14 παράγει μία τυχαία διαδικασία $\{h[n; k]\}_n$ της οποίας το φάσμα ισχύος είναι παραπλήσιο του φάσματος Jakes όσο $M \uparrow \infty$. Θεωρούμε ένα σύστημα με συχνότητα φέρουσας 1.8GHz, ρυθμό δεδομένων 20 kB(kB=kilo-Bauds=kilo-σύμβολα/ δευτερόλεπτο), και μία διάδοση Doppler 80GHz (που αντιστοιχεί σε μία κινητή ταχύτητα των 48km/hr). Διαλέξαμε ένα μήκος block $N=1000$ σύμβολα (διάρκεια χρόνου 50msec). Επιλέγουμε $Q = 2 \lfloor f_d N T_s \rfloor + 1 = 9$ και εκτιμούμε τις παραμέτρους $h_q(k)$ χρησιμοποιώντας μία προσέγγιση ελάχιστων τετραγώνων, δεδομένης της Εξίσωσης 4.12. και δεδομένα που παράγονται μέσω της Εξίσωσης 4.14. Η Εικόνα 4.2(α) δείχνει τη $h[n; k]$ που παράγεται μέσω της Εξίσωσης 4.14 και εφαρμόζεται στην Εξίσωση 4.12.



Εικόνα 4.2 (a)

Στην Εικόνα 4.2 (b) υπολογίζουμε το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (κατά μέσο όρο πάνω από το n και Monte Carlo runs) μεταξύ της Εξίσωσης 4.14 και 4.12 για διάφορες τιμές Q . Παρατηρείται ότι υπάρχει μία μικρή βελτίωση πέρα από το $Q=9$.



Εικόνα 4.2 (b)

Εικόνα 4.2 Επιβεβαίωση του μοντέλου CE-BEM για κανάλια επιλεκτικά προς το χρόνο. Το κανάλι MSE (μέσο τετραγωνικό σφάλμα) βασίζεται σε 100 Monte Carlo runs.

Η απεικόνιση $h(n; l)$ στην Εξίσωση 4.12 είναι μία ξεχωριστή περίπτωση μίας πιο γενικής απεικόνισης:

$$h[n; k] = \sum_{q=1}^Q h_q(k) \varphi_q(n) \quad (4.15)$$

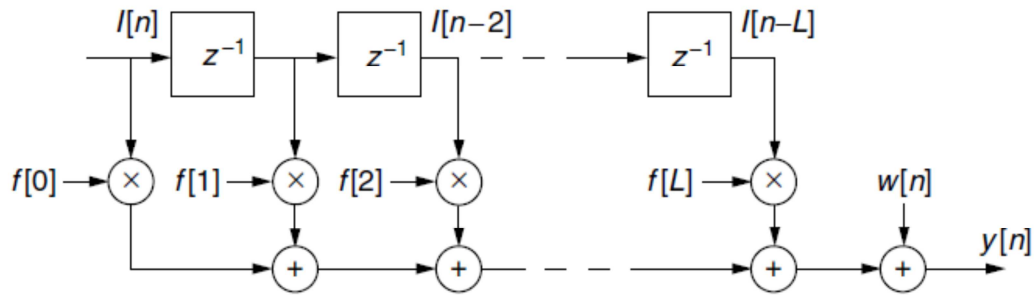
όπου το $\{\varphi_q(n)\}_{q=1}^Q$ είναι ένα σύνολο ορθογώνιων συναρτήσεων βάσης (πάνω από το χρονικό διάστημα που εξετάζουμε). Η απεικόνιση CE-BEM είναι ελκυστική γιατί μπορεί να σχετίζεται με τις φυσικές παραμέτρους του καναλιού (όπως η καθυστέρηση διάδοσης, η διάδοση Doppler και εύρος ζώνης σήματος που είναι αντιστρόφως ανάλογα με το T_s .

4.2.2 Χρονικά Αμετάβλητα Κανάλια (Time-Invariant Channels)

Μετά από κάποια επεξεργασία(για παράδειγμα προσαρμογή φίλτρων), τα λαμβανόμενα σήματα συνεχούς χρόνου δειγματοληπτούνται στο ρυθμό σύμβολο ή υψηλότερο (κλασματικό) ρυθμό πριν τα επεξεργαστούμε για εκτίμηση καναλιού ή ισοστάθμιση. Έτσι είναι βολικό να εργαζόμαστε με ένα ισοδύναμο μοντέλο καναλιού βασικής ζώνης διακριτού χρόνου λευκού θορύβου. Για ένα δειγματοληπτούμενο σύστημα ρυθμού μετάδοσης συμβόλου, το ισοδύναμο μοντέλο καναλιού βασικής ζώνης δίνεται από:

$$y[n] = \sum_{k=0}^L f[k]I[n - k] + w[k] \quad (4.16)$$

όπου $\{w[k]\}$ είναι μία ακολουθία λευκού γκαουσιανού θορύβου με διακύμανση σ^2 , $\{I[k]\}$ είναι η μέση μηδενική ανεξάρτητη και πανομοιότυπα κατανομημένη ακολουθία πληροφορίας(σύμβολο) , πιθανόν μιγαδική , που παίρνει τιμές από ένα πεπερασμένο σύνολο, $\{f[k]\}$ είναι η πεπερασμένη κρουστική απόκριση(FIR) γραμμικού φίλτρου (πιθανόν με πεπερασμένους μιγαδικούς συντελεστές) που απεικονίζει το ισοδύναμο κανάλι , συμπεριλαμβανομένων των επιρροών από φίλτρο λεύκανσης θορύβου και το $\{y[k]\}$ είναι το (πιθανόν μιγαδικό) ισοδύναμο λαμβανόμενο σήμα βασικής ζώνης. Η δομή της απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης για αυτό το κανάλι παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.3



Εικόνα 4.3 Μοντέλο απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης του επιλεκτικού ως προς τη συχνότητα αλλά όχι το χρόνο καναλιού ρυθμού μετάδοσης συμβόλου.

Η Εξίσωση 4.16 έχει ως αποτέλεσμα ένα SISO μιγαδικό ισοδύναμο βασικής ζώνης μοντέλο καναλιού διακριτού χρόνου. Η ακολουθία εξόδου στην Εξίσωση 4.16 είναι στάσιμη διακριτού χρόνου. Όταν υπάρχει επιπλέον εύρος ζώνης στο κανάλι [εύρος ζώνης $>$], η δειγματοληψία του ρυθμού μετάδοσης συμβόλου είναι κάτω από το ρυθμό Nyquist, οδηγώντας σε aliasing(διαφορετικά σήματα που γίνονται ολόιδια) και , σε ορισμένες περιπτώσεις εξαιτίας του συμβόλου φάσης χρονισμού, προκαλώντας βαθιές εγκοπές φάσματος σε δειγματοληπτούμενη, aliased συνάρτηση μεταφοράς καναλιού. Γραμμικοί ισοσταθμιστές σχεδιασμένοι στη βάση της δειγματοληψίας του ρυθμού μετάδοσης συμβόλου στην απόκριση του καναλιού είναι αρκετά ευαίσθητοι σε χρονικά σφάλματα συμβόλου. Αρχικά, στην εκπαιδευμένη περίπτωση, ερευνήθηκε η κλασματική δειγματοληψία για να robustify την λειτουργία του ισοσταθμιστή εναντίον χρονικών σφαλμάτων. Η Εξίσωση 4.16 δεν εφαρμόζεται σε κλασματικά χωρικά δείγματα ,δηλαδή όταν το διάστημα δειγματοληψίας είναι ένα κλάσμα της διάρκειας συμβόλου. Το σήμα ψηφιακών επικοινωνιών κλασματικής δειγματοληψίας είναι ένα κυκλοστάσιμο σήμα, που μπορεί να απεικονιστεί σαν μία διανυσματική στάσιμη ακολουθία χρησιμοποιώντας μία απεικόνιση χρονοσειρών .Θεωρούμε ότι δειγματοληπτούμε σε P φορές το ρυθμό μετάδοσης συμβόλου με χωρικά δείγματα σήματος ξεχωριστά δευτερόλεπτα όπου το είναι η διάρκεια συμβόλου. Τότε το TSR για το σήμα δειγματοληψίας δίνεται από:

όπου τώρα έχουμε P δείγματα για κάθε περίοδο συμβόλου, με δείκτη i . Ωστόσο, παρατηρούμε , ότι η ακολουθία πληροφορίας είναι ακόμα ένα δείγμα ανά σύμβολο. Υποθέτεται ότι η πρόσπτωση σήματος στο δέκτη διέρχεται πρώτα από ένα φίλτρο λήψης του οποίου η συνάρτηση μεταφοράς ισούται με τη τετραγωνική ρίζα ενός παλμού ανυψωμένου συνημιτόνου , και ότι το φίλτρο λήψης είναι προσαρμοσμένο στο φίλτρο εκπομπής. Η ακολουθία θορύβου στη 4.17 είναι το αποτέλεσμα της κλασματικής δειγματοληψίας ρυθμού μίας συνεχούς χρόνου , φιλτραρισμένης διαδικασίας λευκού γκαουσιανού θορύβου. Έτσι , η

δειγματοληπτούμενη ακολουθία θορύβου είναι λευκή στο ρυθμό μετάδοσης συμβόλου, αλλά συσχετισμένη με το κλασματικό ρυθμό. Στοιβάζουμε συνεχόμενα λαμβανόμενα δείγματα P στη διάρκεια συμβόλου n-th για να σχηματίσουμε ένα P διάνυσμα $y[n]$ ικανοποιώντας τη

$$y[n] = \sum_{k=0}^L f[k]I[n - k] + w[n] \quad (4.18)$$

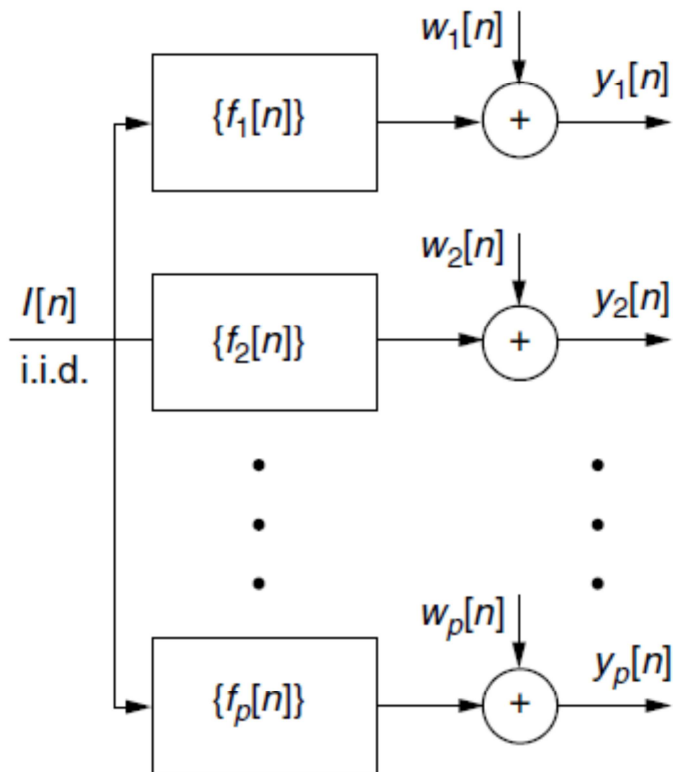
όπου $f[n]$ είναι το διάνυσμα κρουστικής απόκρισης του SIMO- ισοδύναμου μοντέλου καναλιού και δίνεται από:

$$f[n] = [f_1[n] \ f_2[n] \ \dots \ f_p[n]]^T \quad (4.19)$$

$$y[n] = [y_1[n] \ y_2[n] \ \dots \ y_p[n]]^T \quad (4.20)$$

$$w[n] = [w_1[n] \ w_2[n] \ \dots \ w_p[n]]^T \quad (4.21)$$

Όταν $P=2$, ένας τρόπος για να εξετάσεις το μοντέλο TSR είναι να σημειώσεις ότι οι $y_1[n]$ τιμές είναι μονά κλασματικά χωρικά δείγματα, οι τιμές $y_2[n]$ είναι άρτια κλασματικά χωρικά δείγματα και το n δείχνει τα σύμβολα, παρόμοια και το $f_i[n]$. Ένα σχηματικό διάγραμμα της Εξίσωσης 4.17 φαίνεται στην Εικόνα 4.4.



Εικόνα 4.4 Block διάγραμμα των κλασματικών δειγμάτων του επιλεκτικού προς τη συχνότητα αλλά όχι προς το χρόνο καναλιού.

4.3. Εκτίμηση Καναλιού (Channel Estimation)

Πρώτα πρέπει να εξετάσουμε τρεις τύπους εκτιμητών καναλιών μέσα στο πλαίσιο της μεγιστοποίησης της συνάρτησης πιθανοφάνειας (Αν δεν σημειωθεί κάτι άλλο , το βασικό μοντέλο καναλιού δίνεται από την Εξίσωση 4.18). Γενικά, ένας από τους πιο αποτελεσματικούς και γνωστούς αλγόριθμους εκτίμησης παραμέτρων είναι η μέθοδος μέγιστης πιθανοφάνειας (maximum likelihood-ML).. Η τάξη των εκτιμητών μέγιστης πιθανοφάνειας είναι ασυμπτωτικά βέλτιστη.

Πρώτα εξετάζουμε το μοντέλο καναλιού του διανύσματος P που δόθηκε στην Εξίσωση 4.18. Υποθέτουμε ότι έχουμε συλλέξει από τη παρατήρηση

Μετά έχουμε το ακόλουθο γραμμικό μοντέλο:

Όπου I_p είναι ένας $P \times P$ πίνακας ταυτότητας, \mathbf{I} και \mathbf{W} είναι διανύσματα που αποτελούνται από δείγματα της ακολουθίας εισόδου $\{I[n]\}$ και θορύβου $\{\mathbf{w}[n]\}$, αντίστοιχα, \mathbf{F} είναι το διάνυσμα των παραμέτρων του καναλιού και ένας block πίνακας Hankel που έχει ολοίδιες εισόδους block στα block antidiagonals.

Το θ θα είναι το διάνυσμα των άγνωστων παραμέτρων που μπορεί να περιλαμβάνουν τους παραμέτρους \mathbf{F} του καναλιού και πιθανόν ολόκληρο ή κομμάτι του διανύσματος εισόδου \mathbf{I} . Δεδομένης της πιθανότητας χώρου που περιγράφει από κοινού το διάνυσμα θορύβου \mathbf{W} και πιθανόν το διάνυσμα δεδομένων εισόδου \mathbf{I} , εμείς μπορούμε να επιτύχουμε, στη θεωρία, τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της παρατήρησης \mathbf{Y} . Ως συνάρτηση της άγνωστου παραμέτρου θ , η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της παρατήρησης $f(\mathbf{Y}|\theta)$, αναφέρεται σε συνάρτηση πιθανοφάνειας. Ο εκτιμητής μέγιστης πιθανοφάνειας ορίζεται από την ακόλουθη βελτιστοποίηση:

$$\hat{\theta} = \underset{\theta \in \Theta}{\operatorname{argmax}} f(\mathbf{Y}|\theta) \quad (4.23)$$

όπου Θ ορίζεται η περιοχή της βελτιστοποίησης.

Ενώ ο εκτιμητής ML είναι εννοιολογικά εύκολος και συχνά λειτουργεί καλά όταν το μέγεθος του δείγματος είναι αρκετά μεγάλο, μερικές φορές η εφαρμογή του εκτιμητή ML είναι επιτακτική στον υπολογισμό. Επιπλέον, στην Εξίσωση 4.23 η βελτιστοποίηση της συνάρτησης πιθανοφάνειας παρεμποδίζεται συχνά από τη παρουσία της τοπική maxima. Έτσι, είναι επιθυμητό να χρησιμοποιούνται σε συνδυασμό με την εκτίμηση ML αποτελεσματικές τεχνικές αρχικοποίησης.

4.3.1 Εκτίμηση Καναλιού με τη χρήση ακολουθιών εκπαίδευσης (Training-Based Channel Estimation)

Η εκτίμηση καναλιού με τη χρήση ακολουθιών εκπαίδευσης υποθέτει τη διαθεσιμότητα του διανύσματος εισόδου \mathbf{I} και το αντίστοιχο διάνυσμα παρατήρησης \mathbf{Y} . όταν τα δείγματα θορύβου είναι μέσα μηδενικά, λευκά γκαουσιανά δηλαδή το \mathbf{w} είναι ένα μέσο μηδενικό, τυχαίο διάνυσμα Gaussian με συνδιακύμανση $\sigma_w^2 I_{MP}$, ο εκτιμητής ML ορίζεται στην Εξίσωση 4.23, με το $\theta = \mathbf{F}$, να δίνεται από :

$$\hat{\mathbf{F}} = \underset{\mathbf{F}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}(\mathbf{I})\mathbf{F}\|^2 = \mathbf{H}^\dagger(\mathbf{I})\mathbf{Y} \quad (4.24)$$

όπου $\mathbf{H}^\dagger(\mathbf{I})$ είναι ο ψευδό-αντίστροφος Moore Penrose του $\mathbf{H}(\mathbf{I})$ που ορίζεται στην Εξίσωση 4.22. Αυτός είναι επίσης ο κλασσικός γραμμικός εκτιμητής ελαχίστων τετραγώνων, που μπορεί να εφαρμοστεί κατ'επανάληψη, και αποδεικνύεται ότι είναι ο καλύτερος (για να έχουμε ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα) ανάμεσα σε όλους

τους αμερόληπτους εκτιμητές και είναι ο πιο αποτελεσματικός με την έννοια ότι επιτυγχάνει το κατώτερο όριο Cramer-Rao.

4.3.1.1 Χρονικά Μεταβαλλόμενα Κανάλια (Time- Variant Channels)

Στη περίπτωση των γενικά χρονικά μεταβαλλόμενων καναλιών που απεικονίστηκαν στην Εξίσωση 4.8, μία πιο απλή γενίκευση είναι να χρησιμοποιήσουμε μία περιοδική ακολουθία συνάρτηση δέλτα Kronecker σαν εκπαίδευσης:

$$I[n] = \sum_j \delta[n - j\bar{P}] \quad (4.25)$$

Με την 4.25 σαν είσοδο στην Εξίσωση 4.8, πετυχαίνουμε

$$y[n] = \sum_j h[n; n - j\bar{P}] + w[n] \quad (4.26)$$

έτσι ώστε αν $\bar{P} > L$, εμείς έχουμε για $0 \leq i \leq L$,

$$y[k\bar{P} + i] = \sum_j h[k\bar{P} + i; i] + w[k\bar{P} + i] \quad (4.27)$$

Άρα, κάποιος μπορεί να λάβει την εκτίμηση του $\hat{h}[k\bar{P}; i]$ σαν

$$\hat{h}[k\bar{P}; i] = y[k\bar{P} + i] = h[k\bar{P} + i; i] + w[k\bar{P} + i] \quad (4.28)$$

Για δείγματα χρόνου μεταξύ $k\bar{P}$ (το k είναι ένας ακέραιος αριθμός), μπορεί να χρησιμοποιηθεί γραμμική παρεμβολή για να αποκτήσουμε εκτιμήσεις καναλιών.

Αμα χρησιμοποιήσουμε μία απεικόνιση CE-BEM Εξίσωση 4.12, τότε μπορούμε να εκτιμήσουμε κατευθείαν τις χρονικά αμετάβλητες παραμέτρους $h_q(k)$. Από τις Εξισώσεις 4.8 και 4.12 έχουμε

$$y[n] = \sum_{k=0}^L \sum_{q=1}^Q h_q(k) e^{-j\omega_q k} I[n - k] e^{j\omega_q(n-k)} + w[n] \quad (4.29)$$

$$= \sum_{k=0}^L I[n-k] [e^{j\omega_1(n-k)} \dots \dots e^{j\omega_q(n-k)}] \begin{bmatrix} \tilde{h}_1(k) \\ \vdots \\ \tilde{h}_Q(k) \end{bmatrix} + w[n] \quad (4.30)$$

Συλλέγοντας M δείγματα από τις παρατηρήσεις $Y = [y[M-1], \dots, y[0]]^T$, εμείς έχουμε το γραμμικό μοντέλο

$$Y = \begin{pmatrix} I[M-1]E[M-1] & \dots & I[M-L-1]E[M-L-1] \\ \vdots & \text{Block Hankel} & \text{Matrix} \\ I[0]E[0] & \dots & I[-L]E[-L] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H[0] \\ \vdots \\ H[L] \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w[M-1] \\ \vdots \\ w[0] \end{pmatrix} \quad (4.31)$$

Τώρα έχουμε ένα μοντέλο παρόμοιο με αυτό της Εξίσωσης 4.22 με ένα αποτέλεσμα παρόμοιο με αυτό της Εξίσωσης 4.24.

4.3.2 Τυφλή Εκτίμηση Καναλιού (Blind Channel Estimation)

4.3.2.1. Συνδυασμένες Εκτιμήσεις Καναλιού και Συμβόλου (Combined Channel and Symbol Estimation)

Η ταυτόχρονη εκτίμηση του καναλιού και του διανύσματος εισόδου φαίνεται να είναι κακώς ορισμένη, πως είναι δυνατό να ξεχωρίσουμε το κανάλι και την είσοδο του μόνο με τη παρατήρηση; Το κλειδί στη τυφλή εκτίμηση καναλιού είναι η αξιοποίηση των ποιοτικών πληροφοριών σχετικές με το κανάλι και την είσοδο του. Για το σκοπό αυτό, λαμβάνουμε υπόψη δύο διαφορετικούς τύπους τεχνικών μέγιστης πιθανοφάνειας βασισμένους σε διαφορετικά μοντέλα της ακολουθίας εισόδου.

4.3.2.1.1 Στοχαστική Εκτίμηση Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Stochastic Maximum Likelihood Estimation)

Ενώ το διάνυσμα εισόδου I είναι άγνωστο, μπορεί να διαμορφωθεί σαν ένα τυχαίο διάνυσμα με γνωστή κατανομή. Σε αυτή τη περίπτωση, η συνάρτηση πιθανοφάνειας της άγνωστης παραμέτρου $\theta = F$ μπορεί να αποκτηθεί από

$$f(Y|F) = \int f(Y|I, F) f(I) dI \quad (4.32)$$

όπου $f(I)$ είναι η ελάχιστη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του διανύσματος εισόδου και $f(Y|I, F)$ είναι η συνάρτηση πιθανοφάνειας όταν η είσοδος είναι γνωστή.

Υποθέτουμε, για παράδειγμα, ότι το σύμβολο δεδομένων εισόδου $I[k]$ παίρνει, με ίση πιθανότητα, ένα πεπερασμένο αριθμό τιμών. Έπειτα, το διάνυσμα δεδομένων εισόδου \mathbf{I} παίρνει επίσης τιμές από το σύνολο σημάτων $\{\mathbf{I}_1, \dots, \mathbf{I}_K\}$. Μετά, η συνάρτηση πιθανοφάνειας των παραμέτρων του καναλιού δίνεται από

$$f(Y|F) = \sum_{i=1}^K f(Y|\mathbf{I}_i, F) \text{Prob}(\mathbf{I} = \mathbf{I}_i) = C \sum_{i=1}^K \exp \left\{ -\frac{\|Y - H(\mathbf{I}_i)F\|^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (4.33)$$

όπου C είναι μία σταθερά, $\|Y\|^2 := Y^H Y$, Y^H είναι η μιγαδική κλίση αντιμετάθεσης του μιγαδικού διανύσματος Y και ο στοχαστικός εκτιμητής μέγιστης πιθανοφάνειας δίνεται από

$$\hat{F} = \underset{F}{\text{argmin}} \sum_{i=1}^K \exp \left\{ -\frac{\|Y - H(\mathbf{I}_i)F\|^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (4.34)$$

Η μεγιστοποίηση της συνάρτησης πιθανοφάνειας που ορίζεται στην Εξίσωση 4.32 είναι γενικά δύσκολη επειδή η $f(Y|\theta)$ είναι μη κυρτή. Ο αλγόριθμος μεγιστοποίησης-προσδοκίας μπορεί να εφαρμοστεί για να μετατρέψουμε τη πολύπλοκη βελτιστοποίηση σε μία ακολουθία από τετραγωνικές βελτιστοποιήσεις. Οι πρώτοι που εφαρμόσανε τον αλγόριθμο ήταν οι Kaleh και Vaillet στην εξομοίωση των καναλιών επικοινωνίας με μία ακολουθία εισόδου έχοντας μία πεπερασμένη αλφαβητική ιδιότητα. Χρησιμοποιώντας ένα κρυμμένο Markov μοντέλο (hidden Markov model-HMM), ανέπτυξαν μία διαδικασία μίας σειράς δεδομένων (off-line) που περιλαμβάνει τις λεγόμενες προς τα εμπρός και προς τα πίσω επαναλήψεις. Δυστυχώς, η πολυπλοκότητα αυτού του αλγορίθμου αυξάνεται εκθετικά με τη μνήμη του καναλιού.

Για να χαλαρώσουμε τις απαιτήσεις της μνήμης και να διευκολύνουμε τη παρακολούθηση του καναλιού, έχουν προταθεί on-line διαδοχικές προσεγγίσεις για είσοδο με πεπερασμένες αλφαβητικές ιδιότητες σύμφωνα με ένα HMM σχηματισμό. Δεδομένων των κατάλληλων συνθηκών κανονικότητας και μία καλή εικασία αρχικοποίησης, μπορεί να φανεί ότι αυτοί οι αλγόριθμοι συμπίπτουν με τη πραγματική εκτίμηση του καναλιού.

4.3.2.1.2 Ντετερμινιστική Περιγραφή Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Deterministic Maximum Likelihood Estimation)

Η ντετερμινιστική προσέγγιση ML υποθέτει ότι δεν υπάρχει στατιστικό μοντέλο για την ακολουθία εισόδου $\{I[k]\}$. Με άλλα λόγια, το διάνυσμα καναλιού F και το διάνυσμα πηγής εισόδου \mathbf{I} είναι παράμετροι που πρέπει να εκτιμηθούν. Όταν ο

θόρυβος είναι μέσος μηδενικός Gaussian με συνδιακύμανση , οι εκτιμήσεις μέγιστης πιθανοφάνειας μπορούν να παρθούν από τη μη γραμμική βελτιστοποίηση ελάχιστων τετραγώνων

Η κοινή ελαχιστοποίηση της συνάρτησης πιθανοφάνειας όσον αφορά και το κανάλι αλλά και τη παράμετρο πηγής χώρων είναι δύσκολη. Ευτυχώς , το διάνυσμα παρατήρησης Y είναι γραμμικό και στο κανάλι και ξεχωριστά στις παραμέτρους της εισόδου. Συγκεκριμένα, εμείς έχουμε

Όπου

$$(4.37)$$

είναι ο λεγόμενος πίνακας φίλτρων. Εμείς μετά έχουμε ένα ξεχωριστό γραμμικό πρόβλημα ελάχιστων τετραγώνων το οποίο μπορεί να λυθεί διαδοχικά:

$$I \quad F$$

$$F \quad I$$

Αν ενδιαφερόμαστε μόνο να εκτιμήσουμε το κανάλι , η παραπάνω ελαχιστοποίηση μπορεί να ξαναγραφεί ως:

$$(4.40)$$

$$F \underbrace{\hspace{10em}}_{P(F)} F$$

Όπου το $P(F)$ είναι μία μετατροπή πρόβλεψης του Y μέσα στο ορθογώνιο συμπλήρωμα του εύρους χώρου του ή του θορύβου subspace της παρατήρησης και το δείχνει τον ψευδό-αντίστροφο του .

Παρόμοια με το HMM για τη στατιστική προσέγγιση μέγιστης πιθανοφάνειας, οι πεπερασμένες αλφαβητικές ιδιότητες της ακολουθίας εισόδου μπορούν επίσης να ενσωματωθούν μέσα στις ντετερμινιστικές μεθόδους μέγιστης πιθανοφάνειας. Αυτοί οι αλγόριθμοι, που πρώτοι προτάθηκαν από τους Seshadri, Ghosh και Weber, επαναλαμβάνονται μεταξύ των εκτιμήσεων του καναλιού και της εισόδου. Στην επανάληψη k , με μία αρχική εικασία του καναλιού F , ο αλγόριθμος εκτιμάει την ακολουθία εισόδου και το κανάλι για την επόμενη επανάληψη από

$$\mathbf{I}^{(k)} = \underset{\mathbf{I} \in \mathbf{S}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Y} - T(\mathbf{F}^{(k)})\mathbf{I}\|^2 \quad (4.41)$$

$$\mathbf{F}^{(k+1)} = \underset{\mathbf{F}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Y} - H(\mathbf{I}^k)\mathbf{F}\|^2 \quad (4.42)$$

όπου \mathbf{S} είναι η (διακριτή) περιοχή του \mathbf{I} . Η βελτιστοποίηση στην Εξίσωση 4.42 είναι ένα γραμμικό πρόβλημα ελάχιστων τετραγώνων, όπου η βελτιστοποίηση στην Εξίσωση 4.41 μπορεί να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο Viterbi. Ο Seshadri παρουσίασε τυφλές δικτυωτές τεχνικές έρευνας. Γενικά η σύγκλιση τέτοιων προσεγγίσεων δεν είναι εγγυημένη..

4.3.2.2 Μέθοδοι στιγμών (The Method of Moments)

Παρόλο που ο εκτιμητής καναλιού ML που συζητήθηκε στο 4.3.2.1 συχνά παρέχει καλύτερη λειτουργία, έχει δύο σημαντικές δυσκολίες την πολυπλοκότητα στον υπολογισμό και την παρουσία τοπικής οπίμα. Έτσι έχουν ερευνηθεί "ευκολότερες" προσεγγίσεις.

4.3.2.2.1 Εκτίμηση καναλιού SISO (SISO Channel Estimation)

Για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, τα στατιστικά δεύτερης τάξης των δεδομένων δε μεταφέρουν αρκετή πληροφορία για να επιτρέψουν εκτίμηση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού ως ένα τυπικό κανάλι είναι μη ελάχιστης φάσης. Από την άλλη μεριά, μεγαλύτερης τάξης στατιστικά (συγκεκριμένα τέταρτης τάξης cumulants) του ρυθμού μετάδοσης (ή κλασματικό ρυθμό) δεδομένων μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να αποδίδουν οι εκτιμήσεις του καναλιού μέσα σε ένα συντελεστή κλίμακας.

Δεδομένου του μαθηματικού μοντέλου Εξίσωση 4.16, υπάρχουν δύο ευρείες κατηγορίες από απευθείας προσεγγίσεις στην εκτίμηση καναλιού, τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα μεταξύ τους είναι η επιλογή του κριτηρίου βελτιστοποίησης. Όλες οι προσεγγίσεις περιλαμβάνουν (λίγο ή πολύ) ένα σφάλμα μέτρησης ελάχιστων τετραγώνων. Ο ορισμός σφάλματος διαφέρει, ωστόσο, ως ακολούθως:

- Σφάλμα προσαρμογής: Για παράδειγμα, ταιριάζουμε το μοντέλο βασισμένο σε υψηλής τάξης (τυπικά τέταρτης τάξης) στατιστικά στα εκτιμώμενα (βασισμένα στα δεδομένα) στατιστικά σε μία λογική ελάχιστων τετραγώνων για να εκτιμήσουμε τη κρουστική απόκριση του καναλιού. Αυτή η προσέγγιση επιτρέπει τη μελέτη των παρατηρήσεων θορύβου. Γενικά, έχει ως αποτέλεσμα ένα μη γραμμικό πρόβλημα βελτιστοποίησης. Προϋποθέτει διαθεσιμότητα μίας αρχικής εικασίας για να αποτρέψουμε σύγκλιση σε ένα

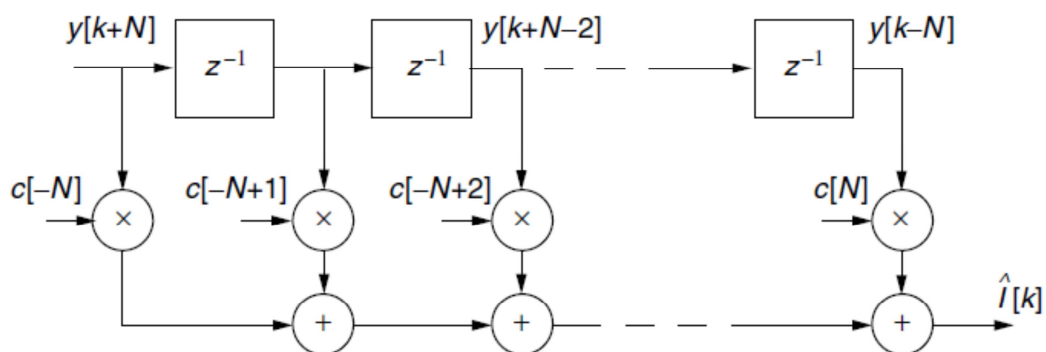
τοπικό ελάχιστο. Αυτό αποδίδει εκτιμήσεις της κρουστικής απόκρισης του καναλιού.

- Σφάλμα εξίσωσης: Αυτό είναι βασισμένο στην ελαχιστοποίηση ενός "σφάλματος εξίσωσης" σε κάποια εξίσωση που ικανοποιείται ιδανικά. Γενικά τέτοιες τάξεις προσεγγίσεων έχουν σαν αποτέλεσμα μίας κλειστής μορφής λύση για τη κρουστική απόκριση του καναλιού έτσι ώστε μία παγκόσμια μέγιστη να είναι πάντα εγγυημένη υπό την προϋπόθεση ότι το μήκος καναλιού (τάξη) είναι γνωστό. Αυτές οι προσεγγίσεις μπορούν επίσης να παρέχουν καλές αρχικές εικασίες για τις μη γραμμικές προσεγγίσεις προσαρμογής σφάλματος. Μερικές από αυτές τις προσεγγίσεις αποτυγχάνουν αν το μήκος του καναλιού δεν είναι γνωστό.

4.3.2.2.1.1 Άμεση εκτίμηση καναλιού (Indirect Channel Estimation)

Εδώ διενεργεί πρώτα μία γραμμική τυφλή ισοστάθμιση ακολουθούμενη από εκτίμηση καναλιού μέσω μία σύνθεσης εισόδου-εξόδου. Εκτιμούμαι ότι ως και μετά, αντιμετωπίζοντας το σαν μία γνωστή ακολουθία εισόδου στην Εξίσωση 4.16, μπορούμε να εκτιμήσουμε το βασικό κανάλι. Θεωρούμε ένα γραμμικό ισοσταθμιστή

όπου $\{c[n]\}$ είναι οι $(2N+1)$ συντελεστές των βαρών απολήξεων του ισοσταθμιστή, (Εικόνα 4.5).



Εικόνα 4.5 Δομή του ρυθμού μετάδοσης συμβόλων ενός γραμμικού εγκάρσιου ισοσταθμιστή.

Στη περίπτωση μετάδοσης γνωστής ακολουθίας εκπαίδευσης, οι απολήξεις του γραμμικού ισοσταθμιστή $c[n]$ διαλέγονται για να ελαχιστοποιούν το κόστος όπου είναι η ακολουθία εκπαίδευσης. Στη τυφλή περίπτωση,

δεν υπάρχει ακολουθία εκπαίδευσης. Το κλειδί στο σχεδιασμό ενός τυφλού ισοσταθμιστή είναι να σχεδιάζεις κανόνες για προσαρμογή των παραμέτρων του ισοσταθμιστή. Χωρίς ακολουθία εκπαίδευσης, ο δέκτης δεν έχει πρόσβαση στη επιθυμητή έξοδο του ισοσταθμιστή $I[k]$ για να υιοθετήσει το παραδοσιακό μέσο τετραγωνικό κριτήριο σφάλματος. Η προσαρμογή του τυφλού ισοσταθμιστή πρέπει να ελαχιστοποιήσει κάποιες ιδιαίτερες, συναρτήσεις κόστους τύπου μη μέσου τετραγωνικού σφάλματος που εμμέσως περιλαμβάνουν υψηλής τάξης στατιστικά του σήματος εξόδου του καναλιού. Ο σχεδιασμός των τυφλών ισοσταθμιστών έτσι μεταφράζεται με τον ορισμό μίας μέσης συνάρτησης κόστους $E\{\Psi(\hat{I}[k])\}$ όπου $\Psi(x)$ είναι μία κλιμακωτή συνάρτηση. Έτσι, ο στοχαστικός αλγόριθμος ελαχιστοποίησης καθόδου κλίσης καθορίζεται εύκολα από τη παράγωγο συνάρτηση $\psi(x) := \Psi'(x) := d\Psi(x)/dx$. Συνεπώς, ένας τυφλός ισοσταθμιστής μπορεί να οριστεί από τη συνάρτηση κόστους $\Psi(x)$ ή, ισοδύναμα, από τη παράγωγη συνάρτηση $\psi(x)$. Ιδανικά, η συνάρτηση $\Psi(\cdot)$ πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε τα τοπικά ελάχιστα του μέσου κόστους να αντιστοιχούν σε μία σημαντική μετακίνηση της διασυμβολικής παρεμβολής στην έξοδο του ισοσταθμιστή $\hat{I}[k]$.

Έστω

$$\mathbf{C} := [[c[-N] \ c[-N + 1] \ \dots \ c[-N]]]^T \quad (4.44)$$

Έστω $\mathbf{C}^{(k)}$ υποδηλώνει την αξία του \mathbf{C} στην επανάληψη k -th. Μετά, ο στοχαστικός αλγόριθμος κλίσης για τη προσαρμογή του \mathbf{C} δίνεται από

$$\mathbf{C}^{(k+1)} = \mathbf{C}^k - a \nabla_{\mathbf{C}^{(k)}} \Psi(\hat{I}[k]) \quad (4.45)$$

όπου $\nabla_{\mathbf{C}} \Psi$ υποδηλώνει τη κλίση του Ψ w.r.t. το διάνυσμα απόληξης \mathbf{C} και $a > 0$ είναι η παράμετρος step-size. Οι συναρτήσεις κόστους των πιο γνωστών αλγορίθμων είναι

$$\Psi_q(x) = \frac{1}{2q} (|x|^q - R_q)^2, \quad \text{όπου } R_q := \frac{E|I[k]|^{2q}}{E|I[k]|^q}, \quad q = 1, 2, \dots \quad (4.46)$$

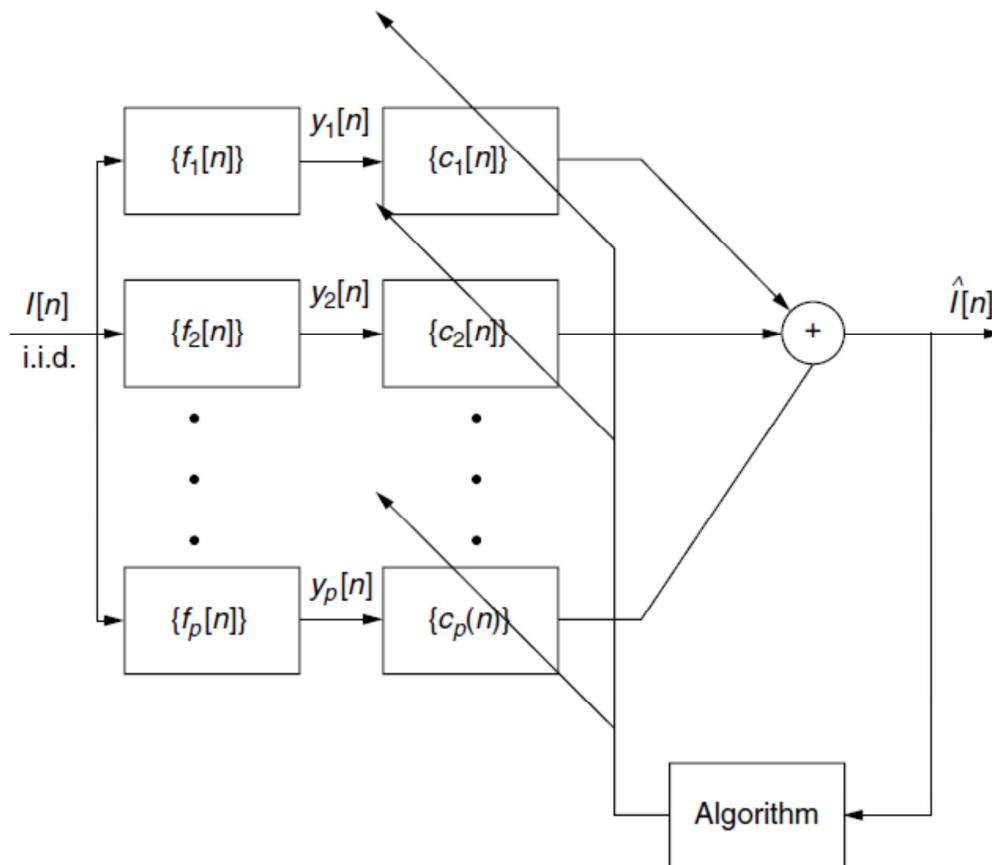
Αυτή η τάξη των αλγορίθμων *Godard* συντάσσεται από το θετικό ακέραιο q . Χρησιμοποιώντας τη στοχαστική προσέγγιση κλίσης καθόδου, οι παράμετροι του ισοσταθμιστή μπορούν να προσαρμοστούν αναλόγως.

Για $q=2$, έχει αναπτυχθεί ξεχωριστά από τον Treichler και Agee ο ειδικός αλγόριθμος *Godard* ως ο αλγόριθμος σταθερής περιβάλλουσας (constant modulus algorithm-CMA) χρησιμοποιώντας τη φιλοσοφία της αποκατάστασης ιδιοτήτων. Για ένα σήμα εισόδου καναλιού που έχει μία σταθερή περιβάλλουσα $||\kappa||^2 = R_2$, ο ισοσταθμιστής CMA "τιμωρεί" τα δείγματα εξόδου \hat{I}_k που δεν έχουν τα επιθυμητά χαρακτηριστικά σταθερής περιβάλλουσας. Το σφάλμα περιβάλλουσας είναι απλό $e[k] = ||\kappa||^2 - R_2$ και ο τετραγωνισμός αυτού του σφάλματος αποδίδει τη συνάρτηση κόστους σταθερής περιβάλλουσας, η οποία είναι ολόδια με τη συνάρτηση κόστους *Godard* με $q=2$.

Ενθαρρυντικά αποτελέσματα προσομοίωσης έχουν αναφερθεί στην εφαρμογή του τυφλού ισοσταθμιστή στο γνωστό ασύρματο κυψελοειδές σύστημα GSM (Global System for Mobile Communications) χρησιμοποιώντας μία υψηλότερης τάξης στατιστική μέθοδο αποσυνέλιξης όπου το εκτιμώμενο κανάλι χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με MLSE(ML εκτιμητής ακολουθίας) για εκτίμηση συμβόλων. Ο Boss et al ανέφερε ότι οι προσεγγίσεις του βασισμένες σε υψηλής τάξης στατιστικά χρησιμοποιώντας μόνο 142 δείγματα ανά πλαίσιο υφίσταντο μία απώλεια λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) μόνο 1.2 έως 1.3 dB, ενώ εξοικονομεί 22% πάνω από το ρυθμό δεδομένων του GSM που προκαλείται από την μετάδοση των ακολουθιών εκπαίδευσης. Δηλαδή, η προσέγγιση βασισμένη σε υψηλής τάξης στατιστικά απαιτεί, κατά μέσο όρο, 1.2 έως 1.3 dB υψηλότερο SNR από το συμβατικό σύστημα GSM για να επιτύχει τον ίδιο ρυθμό σφαλμάτων ανά bit.

4.3.2.2.2. Εκτίμηση καναλιών SIMO (SIMO Channel Estimation)

Εδώ θα συγκεντρωθούμε στις μεθόδους στατιστικών δεύτερης τάξης , αλλά πρώτα θα κάνουμε κάποια σχόλια για την άμεση εκτίμηση καναλιών SIMO. Όπως αναφέρθηκε στο 4.1, σχεδιασμένοι γραμμικοί ισοσταθμιστές στη βάση της δειγματοληψίας του ρυθμού μετάδοσης συμβόλου λαμβανόμενου σήματος είναι αρκετά ευαίσθητοι σε χρονικά σφάλματα συμβόλου. Άρα, κλασματικά διαχωριζόμενοι γραμμικοί ισοσταθμιστές (Fractional Spaced Linear Equalizer) (τυπικά με διπλάσιο ρυθμό δειγματοληψίας συμβόλου: υπερδειγματοληψία κατά ένα συντελεστή δύο) χρησιμοποιούνται ευρέως για να μετριάσουν τα χρονικά σφάλματα συμβόλου.



Εικόνα 4.6 Block διάγραμμα ενός κλασματικά διαχωριζόμενου γραμμικού ισοσταθμιστή

Ένας κλασματικά διαχωριζόμενος ισοσταθμιστής (FSE) στη γραμμική εγκάρσια δομή έχει την έξοδο:

όπου είναι οι συντελεστές των βαρών απολήξεων (N+1) στον υπο-ισοσταθμιστή i-th (Εικόνα 4.6) Παρόμοια με τη περίπτωση SISO, υπάρχουν διάφορα κριτήρια και συναρτήσεις κόστους για σχεδιασμό των γραμμικών ισοσταθμιστών σε ομαδοποιημένες και αναδρομικές (προσαρμοστικές) μορφές.

Οι γραμμικοί ισοσταθμιστές δε λειτουργούν καλά σε βασικά κανάλια που έχουν φασματικά μηδενικά στη ζώνη διέλευσης. Για να αντιμετωπίσουμε τέτοιου είδους κανάλια έχουν αναπτυχθεί πολλοί μη γραμμικοί ισοσταθμιστές. Δύο αποτελεσματικές προσεγγίσεις είναι :

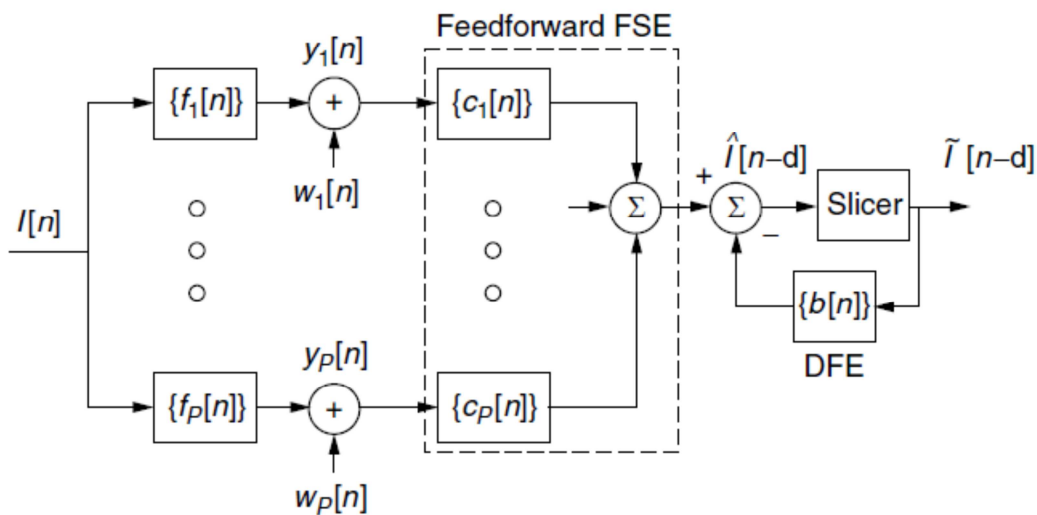
- Ισοσταθμιστής αναδραστικής απόφασης (Decision Feedback Equalizer – DFE): Ένας μη γραμμικός ισοσταθμιστής που χρησιμοποιεί προηγούμενα ανιχνεύσιμα σύμβολα για να εξαλείψει τη διασυμβολική παρεμβολή που

δημιούργησαν τα προηγούμενα ανιχνεύσιμα σύμβολα στο τρέχων σύμβολο που είναι να ανιχνευθεί. Η χρήση των προηγούμενων ανιχνεύσιμων συμβόλων κάνει την έξοδο του ισοσταθμιστή μία μη γραμμική συνάρτηση των δεδομένων. Η Εικόνα 4.7 δείχνει ένα διάγραμμα block ενός DFE

- Ανιχνευτής ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Sequence Detector): Εκτιμά την ακολουθία πληροφορία για να μεγιστοποιήσει τη κοινή πιθανότητα της λαμβανόμενης ακολουθίας προετοιμάζοντας τη ακολουθία πληροφορίας.

Επιστρέφοντας στις μεθόδους στατιστικών δεύτερης τάξης, για κανάλια φορέα μονής-εισόδου πολλαπλής-εξόδου, η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της παρατήρησης είναι επαρκής για την αναγνώριση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού μέχρι μία άγνωστη σταθερά, υπό την προϋπόθεση ότι τα υποκανάλια δεν έχουν κοινά μηδενικά. Αυτή η παρατήρηση οδήγησε σε μία σειρά τεχνικών βάσει των στατιστικών και ντετερμινιστικών υποθέσεων της ακολουθίας εισόδου. Με την αξιοποίηση των πολλαπλών πτυχών του καναλιού, πολλές από αυτές τις τεχνικές οδήγησαν σε μία περιορισμένη τετραγωνική βελτιστοποίηση:

$$\|F\|=1$$



Εικόνα 3.7: Κανάλι αναδραστικής απόφασης και Feedforward ισοστάθμισης καναλιού.

Όπου $Q(Y)$ είναι ένας θετικά ορισμένος πίνακας κατασκευασμένος από τη παρατήρηση. Ασυμπτωτικά (είτε ως το μέγεθος του δείγματος αυξάνει στο άπειρο ή

η μεταβλητή του ήχου προσεγγίζει το μηδέν), αυτές οι εκτιμήσεις συμπίπτουν με τις πραγματικές παραμέτρους του καναλιού.

4.3.2.2.1. Η Προσέγγιση έτερο-συσχέτισης (The Cross-Relation Approach)

Εδώ παρουσιάζουμε μία απλή αλλά κατατοπιστική προσέγγιση που απεικονίζει τη βασική ιδέα. Υποθέτουμε ότι έχουμε δύο κανάλια με πεπερασμένες κρουστικές αποκρίσεις $f_1[n]$ και $f_2[n]$, αντίστοιχα. Αν δεν υπάρχει θόρυβος, τα λαμβανόμενα σήματα από τα κανάλια ικανοποιούν

$$y_1[n] = f_1[n] * I[n], \quad y_2[n] = f_2[n] * I[n] \quad (4.49)$$

όπου * είναι η γραμμική συνέλιξη. Στη συνέχεια, εμείς πρέπει να έχουμε

$$y_1[n] * f_2[n] = y_2[n] * f_1[n] \quad (4.50)$$

Από τη στιγμή που η πράξη της συνέλιξης είναι γραμμική όσο αφορά το κανάλι και $y_1[n]$ ($i=1,2,\dots$) είναι διαθέσιμα, η παραπάνω εξίσωση είναι ισοδύναμη με την επίλυση μίας ομογενούς γραμμικής εξίσωσης:

$$R\tilde{F} = 0 \quad (4.51)$$

όπου το R έχει κατασκευαστεί από τα λαμβανόμενα δείγματα δεδομένων M

$$R = Y_2 - Y_1 \quad (4.52)$$

$$Y_j := \begin{pmatrix} y_j[L] & y_j[L-1] & \cdots & y_j[0] \\ y_j[L-1] & y_j[L] & \cdots & y_j[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_j[M-1] & y_j[M-2] & \cdots & y_j[M-L-1] \end{pmatrix} \quad (4.53)$$

Και

$$\tilde{F} := (f_1[0] \ f_2[0] \ \cdots \ f_1[L] \ f_2[0] \ \cdots \ f_2[L])^T \quad (4.54)$$

Μπορεί να φανεί ότι κάτω από κάποιες συγκεκριμένες καταστάσεις αναγνωρισιμότητας (οι οποίες περιλαμβάνουν γνώση του L και όχι κοινά μηδενικά υποκανάλια) ο μηδενικός χώρος του R έχει διάσταση 1, το οποίο σημαίνει ότι το κανάλι μπορεί να αναγνωριστεί μέχρι μία σταθερά. Όταν υπάρχει θόρυβος, ο εκτιμητής του καναλιού μπορεί να παραχθεί από μία περιορισμένη τετραγωνική βελτιστοποίηση :

$$\hat{F} = \operatorname{argmin} \tilde{F}^H R^H R \tilde{F} \quad (4.55)$$

η οποία υπονοεί ότι το \hat{F} είναι το ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχεί στη μικρότερη ιδιοτιμή του $Q=R^H R$.

Ο Hua έχει δείξει ότι η μέθοδος έτερο-συσχετισης συνδυασμένη με τη προσέγγιση ML προσφέρει παρόμοια επίδοση με το κατώτερο όριο Cramer-Rao. Το βασικό πρόβλημα με αυτή τη μέθοδο είναι ότι το μήκος καναλιού L πρέπει να είναι γνωστό με ακρίβεια (επιπροσθέτως με το μη-κοινό-υποκανάλι-μηδενικής κατάστασης).

4.3.2.2.2 Προσέγγιση υποχώρων θορύβου (Noise Subspace Approach)

Εναλλακτικά, μπορούμε να εκμεταλλευτούμε τη δομή των υποχωρών του πίνακα φιλτραρίσματος. Τώρα λαμβάνουμε υπόψη μία μέθοδο που έχει προταθεί από τον Moulines et al. Ορίζουμε το πίνακα φιλτραρίσματος $M \times [M + L]$,

$$T_{M+L}(f_l) = \begin{pmatrix} f_l[0] & \dots & f_l(L) \\ & \ddots & \\ & & f_l[0] & \dots & f_l(L) \end{pmatrix} \quad (4.56)$$

και ο $[PM] \times [M + L]$ πίνακας φιλτραρίσματος πολλών καναλιών

$$T_{M+L}(F) = \left(T_{M+L}^T(f_1) \quad T_{M+L}^T(f_2) \dots T_{M+L}^T(f_p) \right)^T \quad (4.57)$$

Ορίζουμε ($M \geq L$)

$$Y_n = (Y_{1n}^T \quad Y_{2n}^T \quad \dots \quad Y_{pn}^T)^T \quad (4.58)$$

όπου

$$Y_{in} = (y_i[n] \quad y_i[n-1] \quad \dots \quad y_i[n-M+1])^T \quad (4.59)$$

Μετά ο πίνακας αυτοσυσχετισης $R = E\{Y_n Y_n^H\}$ έχει μία αποσύνθεση ιδιοτιμής (EVD)

$$R = \sum_{k=1}^{PM} \lambda_k \mathbf{q}_k \mathbf{q}_k^H \quad (4.60)$$

όπου οι τιμές λ_k είναι σε φθίνουσα τάξη μεγέθους. Μπορεί ναδειχθεί ότι ο χώρος τιμών του R (υποχώρος σήματος), επίσης ο χώρος τιμών του $T_{M+L}(F)$, καλύπτεται

από τα ιδιοδιανύσματα \mathbf{q}_k για $k = 1, 2, \dots, L + M$, ενώ ο υποχώρος θορύβου (ορθογώνιο συμπλήρωμα του χώρου τιμών) καλύπτεται από τα εναπομείναντες τιμές \mathbf{q}_k για $k = L + M + 1, L + M + 2, \dots, PM$.

Ορίζουμε $\mathbf{g}_k = \mathbf{q}_{L+M+k+1}$ για $k = 0, 1, \dots, PM - L - M - 1$. Μετά ακολουθεί ότι

$$T_{M+L}^H(F)\mathbf{g}_k = 0 \quad k = 0, 1, \dots, PM - L - M - 1 \quad (4.61)$$

Τα διανύσματα \mathbf{g}_k μπορούν να εκτιμηθούν από τα δεδομένα μέσω ενός εκτιμημένου πίνακα συσχέτισης και την αποσύνθεση ιδιοτιμής του. Διαχωρίζω το $P - M$ διάνυσμα \mathbf{g}_k ως

$$\mathbf{g}_k = (\mathbf{g}_{1k}^T \cdots \mathbf{g}_{Pk}^T)^T \quad (4.62)$$

να συμμορφώνεται με $T_{M+L}(F)$, όπου \mathbf{g}_{ik} είναι $M \times 1$. Για ένα δεδομένο k , ορίζουμε το $[L + 1] \times [L + M]$ πίνακα $T_{M+L}(\mathbf{g}_{ik})$ όπως $T_{M+L}(f_I)$ στην Εξίσωση 4.56 εκτός ότι αντικαθιστούμε το f_I με \mathbf{g}_{ik} , και παρομοίως ορίζουμε $T_{M+L}(\mathbf{g}_k)$ μιμούμενοι το $T_{M+L}(F)$ στην Εξίσωση 4.57. Έχει δειχθεί από τον Moulines et al ότι

$$T_{M+L}^H(F)\mathbf{g}_k = 0 = T_{M+L}^H(\mathbf{g}_k)F \quad (4.63)$$

Έχει αποδειχθεί περαιτέρω ότι γνωρίζοντας το L και τα μη κοινά μηδενικά υποκανάλια, το κανάλι F μπορεί να εκτιμηθεί (μέχρι ένα συντελεστή κλίμακας) από το πρόβλημα της βελτιστοποίησης

$$\hat{F} = \arg \min F^H Q F \quad \text{όπου } Q := \sum_{k=0}^{PM-L-M-1} T_{M+L}(\mathbf{g}_k) T_{M+L}^H(\mathbf{g}_k) \quad (4.64)$$

Η επίλυση δίνεται από το ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχεί στη μικρότερη ιδιοτιμή του Q .

Όπως με τη μέθοδο της έτερο-συσχέτισης, έτσι και η μέθοδος υποχωρών θορύβου απαιτεί ότι το μήκος του καναλιού L πρέπει να είναι γνωστό με ακρίβεια εκτός από ότι το κανάλι ικανοποιεί τις μη κοινές-μηδενικές καταστάσεις υποκαναλιών.

4.3.2.2.3 Γραμμική πρόβλεψη Multistep (Multistep Linear Prediction)

Πιο πρόσφατα, το πρόβλημα της τυφλής αναγνώρισης καναλιού έχει διαμορφωθεί ως προβλήματα γραμμικής πρόβλεψης και εξομάλυνσης. Πρώτα θα συζητήσουμε τη προσέγγιση της γραμμικής πρόβλεψης single-step ακολουθούμενη από την επέκταση της σε γραμμική πρόβλεψη multi-step. Βασίζεται στη παρατήρηση ότι για (χωρίς

θόρυβο) κανάλια SIMO FIR, υπάρχει ένα πεπερασμένο αιτιώδες αντίστροφο κάτω από τη μη-κοινή μηδενική κατάσταση υποκαναλιού.

Ορίζουμε το μέρος του σήματος (χωρίς θόρυβο) της Εξίσωσης 4.18 ως

$$s[n] = \sum_{k=0}^L f[k]I[n-k] \quad (4.65)$$

με το $s_i[n]$ να υποδηλώνει το i -th στοιχείο του $s[n]$. Λαμβάνουμε υπόψη την Εξίσωση 4.17. Ορίζουμε τη συνάρτηση μεταφοράς υποκαναλιού

$$F_i(z) := \sum_{n=0}^L f_i[n]z^{-n} \quad (4.66)$$

Αν οι τιμές $F_i(z)$ για $1 \leq i \leq P$ δεν έχουν κοινά μηδενικά (δηλαδή δεν υπάρχει κανένα ρ για το οποίο $f_i(\rho) = 0 \forall i$), τότε υπάρχουν FIR υπό-ισοσταθμιστές $C_i(z) := \sum_{n=0}^M c_i[n]z^{-n}$ με $M \geq L - 1$ τέτοιο ώστε

$$\sum_{i=1}^P C_i(z)F_i(z) = 1 \quad (4.67)$$

Συνεπώς, εκεί υπάρχει ένα πρόχειρο φίλτρο FIR μήκους $M \leq L - 1$ τέτοιο ώστε

$$I[k] = \sum_{n=0}^M \sum_{i=1}^P \tilde{c}_i[n]s_i[k-n] \quad (4.68)$$

Χρησιμοποιώντας την Εξίσωση 4.65 και 4.68, εμείς έχουμε

$$s[k] = \mathbf{e}[k|k-1] + \hat{\mathbf{s}}[k|k-1] \quad (4.69)$$

όπου

$$\mathbf{e}[k|k-1] := \mathbf{f}[0]I[k] \quad (4.70)$$

και

$$\hat{\mathbf{s}}[k|k-1] := \sum_{N=1}^L \mathbf{f}[n]I[k-n] = \sum_{i=1}^{L_e} \mathbf{A}_i \mathbf{s}[k-i] \quad (4.71)$$

έτσι ώστε

$$E\{\mathbf{e}[k|k-1]\mathbf{s}[k-I]^H\} = 0 \quad \forall I \geq 1 \quad (4.72)$$

Δηλαδή, από την αρχή της ορθογωνιότητας, η $\hat{\mathbf{s}}[k|k-1]$ είναι η γραμμική πρόβλεψη one-step-ahead (πεπερασμένου μήκους) του $\mathbf{s}[k]$ και το $\mathbf{e}[k|k-1]$ είναι το αντίστοιχο σφάλμα πρόβλεψης (γραμμικές καινοτομίες). Η παρουσία του $L_e \leq L-1$ στην Εξίσωση 4.71 μπορεί να καθιερωθεί. Οι συντελεστές του προβλεπτή \mathbf{A}_i μπορούν να εκτιμηθούν από τα δεδομένα (μετά την αφαίρεση των επιπτώσεων του θορύβου). Επομένως, μπορούμε να υπολογίσουμε $E\{\mathbf{e}[k|k-1]\mathbf{e}[k|k-1]^H\}$ από τα δεδομένα βασισμένα στις εκτιμήσεις συσχέτισης. Από την Εξίσωση 4.70

$$E\{\mathbf{e}[k|k-1]\mathbf{e}[k|k-1]^H\} = E\{|I[k]|^2\}\mathbf{f}[0]\mathbf{f}[0]^H \quad (4.73)$$

ένα πίνακα κατηγορίας ένα. Η Εξίσωση 4.73 επιτρέπει εκτίμηση του $\mathbf{f}[0]$ μέχρι ένα συντελεστή κλίμακας (η εκτίμηση ισούται με το ιδιοδιάνυσμα του $E\{\mathbf{e}[k|k-1]\mathbf{e}[k|k-1]^H\}$ που αντιστοιχεί στη μεγαλύτερη ιδιοτιμή Μόλις έχουμε μία κλίμακα ιδιοτιμής του $\mathbf{f}[0]$, εμείς μπορούμε να εκτιμήσουμε τους υπόλοιπους συντελεστές του καναλιού χρησιμοποιώντας την Εξίσωση 4.65 με έξοδο το $\{s[k]\}$ και είσοδο το $\|\mathbf{f}[0]\|^{-2} \mathbf{f}[0]^H \mathbf{e}[k|k-1] = (I[k]e^{ja})$ (όπου το a είναι αυθαίρετο).

Η παραπάνω προσέγγιση μπορεί να επεκταθεί χρησιμοποιώντας γραμμική πρόβλεψη multistep. Μπορεί να αποδειχθεί ότι η

$$\mathbf{s}[k] = \mathbf{e}[k|k-2] + \hat{\mathbf{s}}[k|k-2] \quad (4.74)$$

όπου

$$\mathbf{e}[k|k-2] := \mathbf{f}[0]I[k] + \mathbf{f}[1]I[k-1] \quad (4.75)$$

και

$$\hat{\mathbf{s}}[k|k-2] := \sum_{N=2}^L \mathbf{f}[n]I[k-n] = \sum_{i=2}^{L_e+1} \mathbf{A}_{2i} \mathbf{s}[k-i] \quad (4.76)$$

έτσι ώστε

$$E\{\mathbf{e}[k|k-2]\mathbf{s}[k-I]^H\} = 0 \quad \forall I \geq 2 \quad (4.77)$$

Από την αρχή της ορθογωνιότητας, το $\hat{\mathbf{s}}[k|k-2]$, είναι η γραμμική πρόβλεψη two-step ahead (πεπερασμένου μήκους) του $\mathbf{s}[k]$ και $\mathbf{e}[k|k-2]$ είναι το αντίστοιχο σφάλμα πρόβλεψης. Ορίζουμε

$$E_k := ((\mathbf{e}[k+1|k-1] - \mathbf{e}[k+1|k])^T, \mathbf{e}[k|k-1]^T)^T \quad (4.78)$$

έτσι ώστε να έχουμε

$$\mathbf{E}_k = \begin{pmatrix} \mathbf{f}[1] \\ \mathbf{f}[0] \end{pmatrix} I[k] \quad (4.79)$$

Από την Εξίσωση 4.79

$$E\{\mathbf{E}_k \mathbf{E}_k^H\} = E\{|I[k]|^2\} \begin{pmatrix} \mathbf{f}[1] \\ \mathbf{f}[0] \end{pmatrix} (\mathbf{f}[1]^H \quad \mathbf{f}[0]^H) \quad (4.80)$$

ένα πίνακα κατηγορίας ένα. Δηλαδή, μπορούμε να εκτιμήσουμε $\mathbf{f}[0]$ και $\mathbf{f}[1]$ ταυτόχρονα μέχρι τον ίδιο συντελεστή κλίμακας. Με τη προσθήκη μεγαλύτερων βημάτων πρόβλεψης, μπορούμε ταυτόχρονα να εκτιμήσουμε όλη τη κρουστική απόκριση του καναλιού. Ένα πλεονέκτημα σε σχέση με τη προσέγγιση του προβλεπτή one-step είναι ότι τα αποτελέσματα δεν είναι υπερβολικά επηρεασμένα από οποιοδήποτε σφάλμα εκτίμησης για την εκτίμηση του κύριου συντελεστή $\mathbf{f}[0]$. Ο Tugnait επέκτεινε τις προσεγγίσεις και επέτρεψε κοινά μηδενικά υποκαναλιών άπειρης κρουστικής απόκρισης καναλιών και άγνωστο μήκος καναλιού. Έχει αποδειχθεί ότι ελάχιστης φάσης κοινά μηδενικά υποκαναλιών δε δημιουργούν κανένα πρόβλημα για προσεγγίσεις γραμμικής πρόβλεψης multistep, και στη παρουσία της μη-ελάχιστης-φάσης κοινών μηδενικών υποκαναλιών, η προσέγγιση γραμμικής πρόβλεψης multistep αποδίδει μία ισοδύναμη έκδοση ελάχιστης φάσης αυτών των μηδενικών. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι οι προσεγγίσεις γραμμικής πρόβλεψης (single-step και multistep) είναι ισχυρές στο καθορισμό του μήκους του καναλιού, σε αντίθεση με τις προσεγγίσεις της έτερο-συσχέτισης και υποχωρών θορύβου.

4.3.3. Ημί-τυφλές προσεγγίσεις (Semiblind Approaches)

Οι ημί-τυφλές προσεγγίσεις αξιοποιούν ένα συνδυασμό από προσεγγίσεις βασισμένες στην εκπαίδευση και τυφλές προσεγγίσεις. Το αντικείμενο της ημί-τυφλής εκτίμησης καναλιού(και ισοστάθμιση) είναι η εκμετάλλευση της πληροφορίας που χρησιμοποιείται από τις τυφλές μεθόδους όπως επίσης και η πληροφορία που αξιοποιείται από τις βασισμένες στην εκπαίδευση μεθόδους. Η ημί-τυφλη εκτίμηση καναλιού υποθέτει πρόσθετη γνώση της ακολουθίας εισόδου. Συγκεκριμένα, μέρος του διανύσματος εισόδου δεδομένων είναι γνωστό. Τόσο ο στατιστικός και ντετερμινιστικός εκτιμητής μέγιστης πιθανοφάνειας παραμένει ο ίδιος εκτός του ότι η συνάρτηση πιθανοφάνειας πρέπει να τροποποιηθεί για να ενσωματωθεί τη γνώση της εισόδου. Ωστόσο, η ημί-τυφλη εκτίμηση καναλιού μπορεί να προσφέρει σημαντική βελτίωση της απόδοσης πάνω στις τυφλές μεθόδους είτε στις μεθόδους βασισμένες στην εκπαίδευση.

Υπάρχουν πολλές γενικεύσεις για τεχνικές τυφλής εκτίμησης καναλιού για ενσωμάτωση γνωστών συμβόλων. Ο Cirpan και Tsatsanis επέκτειναν τη προσέγγιση

του Kaleh και Vallet περιορίζοντας τη μετάβαση από το κρυμμένο μοντέλο Markov. Η γνώση του γνωστού συμβόλου χρησιμοποιείται για αποφυγή της τοπικής μέγιστης στη μεγιστοποίηση της συνάρτησης πιθανοφάνειας. Μια δημοφιλής προσέγγιση είναι να συνδυάσουμε τη συνάρτηση αντικειμένου που χρησιμοποιήθηκε να παράγουμε το τυφλό εκτιμητή καναλιού με το κόστος ελαχίστων τετραγώνων στην εκτίμηση καναλιού βασισμένη στην εκπαίδευση. Για παράδειγμα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας σταθμισμένος γραμμικός συνδυασμός του κόστους για το τυφλό εκτιμητή καναλιού και τον εκτιμητή βασισμένο στην εκπαίδευση.

4.3.4 Προσεγγίσεις βασισμένες στο Hidden Pilot (Hidden-Plot Approaches)

Στην προσέγγιση βασισμένη στο hidden plot (η επάλληλη εκπαίδευση) παίρνουμε

$$I[n] = c[n] + b[n] \quad (4.81)$$

όπου $\{b[n]\}$ είναι η ακολουθία πληροφορίας και $\{c[n]\}$ είναι μία μη τυχαία περιοδική ακολουθία εκπαίδευσης. Η εκμετάλλευση της περιοδικότητας του $\{c[n]\}$ μας επιτρέπει αναγνώριση του καναλιού χωρίς να κατανομή σαφών χρονοθυρίδων για εκπαίδευση, σε αντίθεση με τις παραδοσιακές μεθόδους εκπαίδευσης. Δεν υπάρχει απώλεια στο ρυθμό πληροφορίας. Από την άλλη μεριά, κάποια χρήσιμη ισχύ χάνεται στην επάλληλη εκπαίδευση, η οποία θα μπορούσε να κατανεμηθεί στην ακολουθία πληροφορίας. Αυτό μειώνει το SNR (λόγος σήματος προς θόρυβο) για την ακολουθία πληροφορίας και επηρεάζει το ρυθμό σφαλμάτων ανά bit (BER) στο δέκτη.

Υποθέτουμε ότι η ακολουθία επάλληλης εκπαίδευσης $c[n] = c[n + m\bar{P}] \forall m; n$ είναι μία μη τυχαία περιοδική ακολουθία με περίοδο \bar{P} . Αναφορές έχουν χρησιμοποιήσει δεύτερης τάξης στατιστικά του λαμβανόμενου σήματος για εκτίμηση του καναλιού, ενώ οι Tugnait-Luo και Zhou et al εκμεταλλεύονται τα στατιστικά πρώτης τάξης. Ο Zhou et al ασχολείται με μοντέλα χρονικά αμετάβλητα ενώ ο Tugnait-Luo είναι εφαρμόσιμος και σε μοντέλα επέκτασης βάσης χρονικά μεταβαλλόμενα.

Θεωρούμε την Εξίσωση 4.18. Ορίζουμε το i -th μήκους \bar{P} subrecord του $\mathbf{y}[n]$ ως

$$\mathbf{y}_i[n] := \mathbf{y}[n + \bar{P}], \quad 0 \leq i \leq R - 1, \quad 0 \leq n \leq \bar{P} - 1 \quad (4.82)$$

Ο αριθμός των subrecords είναι $R = N/\bar{P}$, όπου το N είναι το μήκος καταγραφής δεδομένων σε σύμβολα (υποθέτουμε ότι το R είναι ένας ακέραιος). Επομένως, στη συνέχεια η (συγχρονισμένη) μέση τιμή του $\mathbf{y}_i[n]$ είναι

$$\hat{\mathbf{m}}_y[n] := \frac{1}{R} \sum_{i=0}^{R-1} \mathbf{y}_i[n]$$

$$= \sum_{k=0}^L \mathbf{f}[k]c[n-k] + \frac{1}{R} \sum_{i=0}^{R-1} \mathbf{u}_i[n] \quad (4.83)$$

όπου $\mathbf{u}_i[n] := \mathbf{u}[n + \bar{P}]$ και

$$\mathbf{u}[n] := \sum_{k=0}^L \mathbf{f}[k]b[n-k] + \mathbf{w}[n] \quad (4.84)$$

Αν το σήμα που μεταφέρει τη πληροφορία $b[n]$ και ο προσθετικός θόρυβος είναι μηδενικά μέσα, τότε

$$E\{\hat{\mathbf{m}}_y[n]\} := \sum_{k=0}^L \mathbf{f}[k]c[n-k] \quad (4.85)$$

Στη μέθοδο του Zhou et al η επάλληλη εκπαίδευση έχει διαλεχτεί να είναι $c[n] = \sum_k \alpha \delta[n - k\bar{P}]$, όπου το $\delta[n]$ είναι η συνάρτηση δέλτα Kronecker. Αυτό οδηγεί αμέσως στο $E\{\hat{\mathbf{m}}_y[n]\} = \mathbf{f}[n]$, $0 \leq n \leq L \leq \bar{P} - 1$. Συνεπώς, κάποιος μπορεί να δει το $\hat{\mathbf{m}}_y[n]$ σαν μία εκτίμηση του $\mathbf{f}[n]$:

$$\hat{\mathbf{f}}[n] = \frac{1}{\alpha} \hat{\mathbf{m}}_y[n] = \frac{1}{\alpha R} \sum_{i=0}^{R-1} \mathbf{y}_i[n], \quad 0 \leq n \leq \bar{P} - 1 \quad (4.86)$$

Η επιλογή του Zhou et al, οδηγεί σε ένα φτωχό μέσο ρυθμό ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος, το οποίο είναι ανεπιθύμητο αν ο ενισχυτής ισχύος μετάδοσης έχει κάποια μη γραμμικότητα. Επίσης, πρακτικά, τα γραμμικά συστήματα προκύπτουν λόγω της γραμμικότητας για κάποια σημεία λειτουργίας πχ πόλωση στους ενισχυτές. Αυτό το σύνολο σημείων είναι άγνωστα τυπικά (η τουλάχιστον δεν είναι γνωστά με ακρίβεια), και δεν ανησυχούμε για αυτά από τη στιγμή που άγνωστα μέση εκτιμούνται και απομακρύνεται πριν επεξεργαστούν (εμποδίζονται από πυκνωτή ζεύξης κ.α.) και δε χρειάζονται σε καμία επεξεργασία. Ωστόσο, εάν (χρονικά μεταβαλλόμενα) μέση $E\{\mathbf{y}[n]\}$ είναι αυτά που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε, τότε πρέπει να συμπεριλάβουμε ένα dc offset όρο \mathbf{m} στην Εξίσωση 4.18 και να διαμορφώσουμε ως

$$\mathbf{y}[n] = \sum_{k=0}^L \mathbf{f}[k](b[n-k] + c[n-k]) + \mathbf{w}[n] + \mathbf{m} \quad (4.87)$$

Σε αυτή τη περίπτωση, η μέθοδος Zhou et al δεν εφαρμόζεται. Σύμφωνα με τις παραπάνω παραδοχές, εμείς έχουμε

$$E\{\mathbf{y}[n]\} = \sum_{l=0}^L \mathbf{f}[l]c[n-l] + \mathbf{m} \quad (4.88)$$

Από τη στιγμή που το $\{c[n]\}$ είναι περιοδικό, εμείς έχουμε

$$c[n] = \sum_{m=0}^{\bar{P}-1} c_m e^{ja_m n} \quad \forall n \quad (4.89)$$

όπου

$$\alpha_m := 2\pi m/\bar{P}, \quad c_m := \frac{1}{\bar{P}} \sum_{n=0}^{\bar{P}-1} c[n] e^{-ja_m n} \quad (4.90)$$

Οι συντελεστές c_m είναι γνωστοί στο δέκτη από τη στιγμή που το $\{c[n]\}$ είναι γνωστό. Εμείς έχουμε

$$E\{\mathbf{y}[n]\} = \sum_{m=0}^{\bar{P}-1} \left[\sum_{l=0}^L c_m \mathbf{f}[l] e^{-ja_m l} \right] e^{ja_m n} + \mathbf{m} \quad (4.91)$$

Η ακολουθία $E\{\mathbf{y}[n]\}$ είναι περιοδική με συχνότητες κύκλου α_m , $0 \leq m \leq \bar{P} - 1$. Μία σύμφωνη μέση τετραγωνική εκτίμηση $\hat{\mathbf{d}}_m$ του \mathbf{d}_m για $\alpha_m \neq 0$ ως εξής

$$\hat{\mathbf{d}}_m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}[n] e^{-ja_m n} \quad (4.92)$$

Ως $T \rightarrow \infty$, $\hat{\mathbf{d}}_m \rightarrow \mathbf{d}_m$ m.s αν $\alpha_m \neq 0$ και $\hat{\mathbf{d}}_0 \rightarrow \mathbf{d}_0 + \mathbf{m}$ m.s αν $\alpha_m = 0$.

Τώρα καθιερώνουμε ότι δεδομένο \mathbf{d}_m για $1 \leq m \leq \bar{P} - 1$, εμείς μπορούμε να εκτιμήσουμε (μοναδικά) $\mathbf{h}(l)$ αν $\bar{P} \geq L + 2$, $\alpha_m \neq 0$, και $c_m \neq 0 \forall m \neq 0$. Από τη στιγμή που το \mathbf{m} είναι άγνωστο θα παραλείψουμε τον όρο $m = 0$.

$$\mathbf{V} := \begin{bmatrix} 1 & e^{-ja_1} & \cdots & e^{-ja_1 L} \\ 1 & e^{-ja_2} & \cdots & e^{-ja_2 L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-ja_{\bar{P}-1}} & \cdots & e^{-ja_{\bar{P}-1} L} \end{bmatrix}_{(\bar{P}-1) \times (L+1)} \quad (4.93)$$

$$\mathbf{H} := [\mathbf{f}^H[0] \quad \mathbf{f}^H[1] \quad \cdots \quad \mathbf{f}^H[L]]^H \quad (4.94)$$

$$\mathbf{D} := [\mathbf{d}_1^H \quad \mathbf{d}_2^H \quad \cdots \quad \mathbf{d}_{\bar{P}-1}^H]^H \quad (4.95)$$

$$\mathbf{C} := (\text{diag}\{c_1, c_2, \dots, c_{\bar{P}-1}\} \mathbf{V}) \otimes I_p \quad (4.96)$$

όπου \mathbf{C} είναι $[P(\bar{P}-1)] \times [P(L+1)]$ και το \otimes υποδηλώνει προϊόν Kronecker. Παραλείποντας τον όρο $m=0$ και χρησιμοποιώντας τον ορισμό του \mathbf{d}_m από την Εξίσωση 4.88 συνάγεται ότι

$$\mathbf{C}\mathbf{H} = \mathbf{D} \quad (4.97)$$

Στην Εξίσωση 4.93 το \mathbf{V} είναι ένας πίνακας Vandermonde με μία τάξη του $L+1$ αν $\bar{P}-1 \geq L+1$ και οι τιμές a_i είναι διακριτές. Αφού $c_m \neq 0 \forall m$, τάξη(\mathbf{V})=τάξη(\mathbf{C})= $L+1$. Τελικά, τάξη(\mathbf{C})=τάξη(\mathbf{V}) \times τάξη(I_p)= $P(L+1)$. Συνεπώς, μπορούμε να καθορίσουμε μοναδικά τις τιμές $\mathbf{f}(l)$. Ορίζουμε το \mathbf{D} όπως στην Εξίσωση 4.97 με αντικατάσταση του \mathbf{d}_m με το $\hat{\mathbf{d}}_m$. Μετά έχουμε την εκτίμηση καναλιού

$$\hat{\mathbf{H}} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{D} \quad (4.98)$$

Δεν απαιτείται ακριβής γνώση του μήκους L του καναλιού, επαρκεί ένα ανώτερο όριο του L_u . Μετά εμείς εκτιμούμε το $\mathbf{f}[i]$ για $0 \leq i \leq L$ με $\hat{\mathbf{f}}[i] \rightarrow 0$ m.s για $i \geq L+1$ (πραγματικό μήκος καναλιού) ως μήκος καταγραφής $N \rightarrow \infty$. Επίσης, δε χρειαζόμαστε $c_m \neq 0$ για κάθε m . Θα χρειαστούμε τουλάχιστον $L+2$ μη μηδενικές τιμές c_m . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί διαλέγοντας ένας μεγάλο \bar{P} και ένα κατάλληλο $\{c[n]\}$. Σε αυτή τη προσέγγιση είναι αυτονόητη η ανάγκη στο δέκτη για συγχρονισμό με την ακολουθία επάλληλης εκπαίδευσης στο πομπό.

Χρονικά μεταβλητά κανάλια που χρησιμοποιούν απεικονίσεις CE-BEM εξετάζονται με μη τυχαίες περιοδικές ακολουθίες εκπαίδευσης hidden.

4.3.4.1 Ισοστάθμιση

Με το $\hat{\mathbf{f}}[i]$ να υποδηλώνει το εκτιμώμενο $\mathbf{f}[i]$, ορίζουμε

$$\tilde{\mathbf{y}}[n] := \mathbf{y}[n] - \sum_{i=0}^L \hat{\mathbf{f}}[i] c[n-i] - \hat{\mathbf{m}} \approx \sum_{i=0}^L \mathbf{f}[i] b[n-i] + \mathbf{w}[n] \quad (4.99)$$

Όπου $\hat{\mathbf{m}} := (1/N) \sum_{n=1}^N [\mathbf{y}[n] - \sum_{i=0}^L \hat{\mathbf{f}}[i] c[n-i]]$. Για να επιτευχθεί το $\tilde{\mathbf{y}}[n]$, πρέπει να απομακρυνθεί η (εκτιμώμενη) κατανομή από την επάλληλη κατανομή και το dc offset από τα δεδομένα θορύβου. Η Εξίσωση 4.99 μαζί με το εκτιμώμενο κανάλι χρησιμοποιείται για να ισοσταθμίσει το κανάλι και να ανιχνεύσει την ακολουθία πληροφορίας. Αν χρησιμοποιήσουμε ένα γραμμικό MMSE (ελάχιστο μη τετραγωνικό σφάλμα) ισοσταθμιστή, αυτό απαιτεί γνώση της συνάρτησης συσχέτισης της $\tilde{\mathbf{y}}[n]$. Εμείς εκτιμούμε τη μεταβλητή ήχου σ_v^2 ως $(\text{tr}\{A\})$ υποδηλώνει ίχνη από το πίνακα A)

$$\hat{\sigma}_v^2 := N^{-1} \text{tr} \left\{ \left[(1/N) \sum_{n=1}^N \tilde{\mathbf{y}}[n] \tilde{\mathbf{y}}^H[n] \right] - \sum_{i=0}^L \mathbf{f}[i] \hat{\mathbf{h}}^H[i] \right\} \quad (4.100)$$

Αν η Εξίσωση 4.100 αποδίδει ένα αρνητικό αποτέλεσμα, εμείς το τοποθετούμε στο μηδέν. Μετά η συνάρτηση συσχέτισης του $\tilde{\mathbf{y}}[n]$ μπορεί να εκτιμηθεί χρησιμοποιώντας το εκτιμώμενο κανάλι (αντί για το μέσο όρο του δείγματος που είναι λιγότερο αξιόπιστο), μόνο η συσχέτιση μηδενικής καθυστέρησης απαιτεί σ_v^2 .

4.4. Παραδείγματα προσομοίωσης

Σε αυτό το τμήμα θα παρουσιάσουμε παραδείγματα προσομοίωσης για να απεικονίσουμε κάποιες από τις προσεγγίσεις για εκτίμηση καναλιού.

4.4.1. Παράδειγμα 1

Θεωρούμε ένα κανάλι συνεχούς χρόνου $\tilde{h}(t)$ που δίνεται από $\tilde{h}(t) = \sum_{i=1}^4 \alpha_i p_{4T_s}(t - \tau_i; 0.2)$ όπου T_s είναι το διάστημα συμβόλων, $p_{4T_s}(t; 0.2)$ υποδηλώνει το παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου με ένα συντελεστή roll-off 0.2 και ένα μήκος που μειώνεται στα $4T_s$ (δηλαδή $p_{4T_s}(t; 0.2) = 0$ για $|t| > 2T_s$), τα πλάτη α_i είναι μέσα μηδενικά, μιγαδικά γκαουσιανά και ανεξάρτητα μεταξύ τους με την ίδια μεταβλητή i για όλες τις τιμές και οι καθυστερήσεις τ_i είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους και ομοιόμορφα κατανομημένες πάνω από $[0, 4T_s]$. Το κανάλι συνεχούς χρόνου $\tilde{h}(t)$ δειγματοληπτείται κάθε T_s δευτερόλεπτο για να αποδίδει το κανάλι διακριτού χρόνου $f[n] := \tilde{h}((n-1)T_s)$. Έτσι έχουμε στην Εξίσωση 4.87 $P = 1$ που οδηγεί σε

$$y[n] = \sum_{l=0}^7 f[l][b[n-l] + c[n-l]] + w[n] + m \quad (4.101)$$

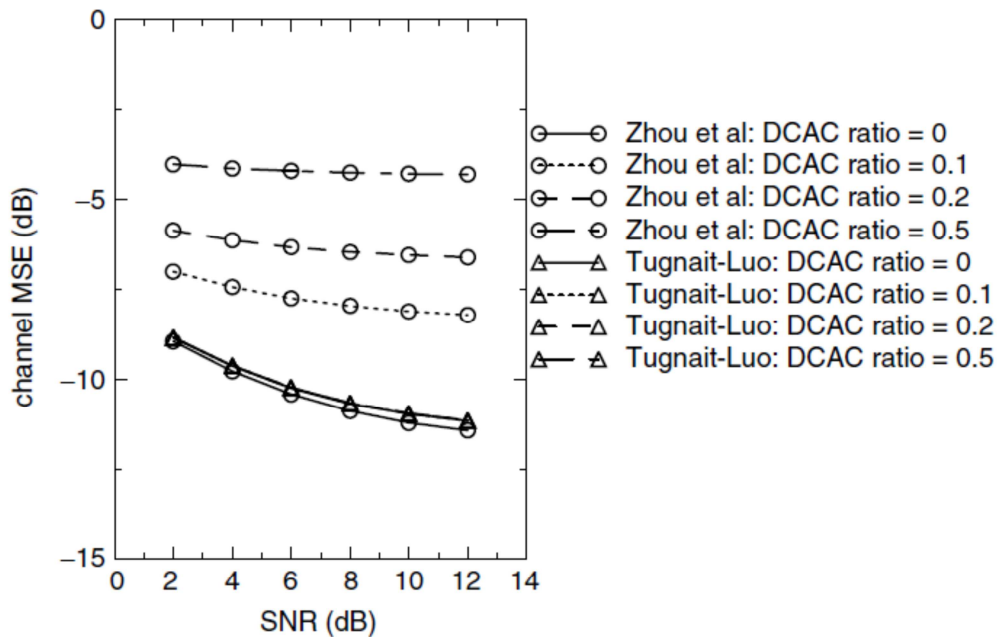
Το L_u είναι το άνω όριο στο μήκος καναλιού $L=7$. Εμείς παίρνουμε $L_u = 10$. Το κανάλι παράγεται τυχαία σε κάθε Monte Carlo. Η ακολουθία πληροφορίας εισόδου $\{b[n]\}$ είναι ανεξάρτητα ταυτόσημα κατανομημένες, ισοπίθανες 4-QAM (τετραγωνισμός διαμόρφωσης πλάτους), παίρνοντας τιμές $(\pm 1 \pm j)/\sqrt{2}$. Η ακολουθία εκπαίδευσης έχει διαλεχτεί να έχει περίοδο $\bar{P} = 15$ με $c[n] = \sum_k \sqrt{\alpha\delta} (n - 15k)$, το α έχει διαλεχτεί να αποδίδει ένα συγκεκριμένο ρυθμό ισχύος ακολουθίας εκπαίδευσης-σε-πληροφορία (TIR)

$$\alpha = \sigma_c^2 / \sigma_b^2 \quad (4.102)$$

όπου σ_b^2 και σ_c^2 υποδηλώνουν τη μέση ισχύ στην ακολουθία πληροφορίας $\{b[n]\}$ και ακολουθία εκπαίδευσης $\{c[n]\}$, αντίστοιχα. Λευκός, μιγαδικός, μέσης τιμής θόρυβος Gaussian έχει προστεθεί στο λαμβανόμενο σήμα και κλιμακωθεί για να επιτύχει ένα λόγο σήματος προς θόρυβο στο δέκτη (σχετικό με τη κατανομή του $\{I[n]\}$). Μία μέση τιμή m έχει προστεθεί στο θορυβώδες λαμβανόμενο σήμα για να επιτύχει ένα συγκεκριμένο dc offset-σε-ac component σήμα (DCAC) ρυθμό ισχύος $\frac{m^2}{E\{|y[n]-w[n]-m|^2\}}$. Το κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα στην εκτίμηση κατά μέσο όρο της κρουστικής απόκρισης του καναλιού πάνω σε 100 Monte Carlo runs λήφθηκε σαν μέτρο απόδοσης για εκτίμηση καναλιού. Ορίζεται ως (πριν τον υπολογισμό για μέσο όρο Monte Carlo)

$$NCMSE := \left[\sum_{l=0}^{L_u} \|f[l] - \hat{f}[l]\|^2 \right] \left[\sum_{l=0}^{L_u} \|f[l]\|^2 \right]^{-1} \quad (4.103)$$

Τα αποτελέσματα των υπολογισμών για μέσο όρο πάνω από 100 Monte Carlo runs φαίνονται στην Εικόνα 4.8 για διάφορα SNRs και DCAC ρυθμούς ισχύος για μία καταγραφή μήκους $T=150$ σύμβολα και ένα TIR -2.33dB ($\alpha = 0.585$). Προσομοιώθηκαν οι μέθοδοι του Tugnait-Luo και του Zhou et al.



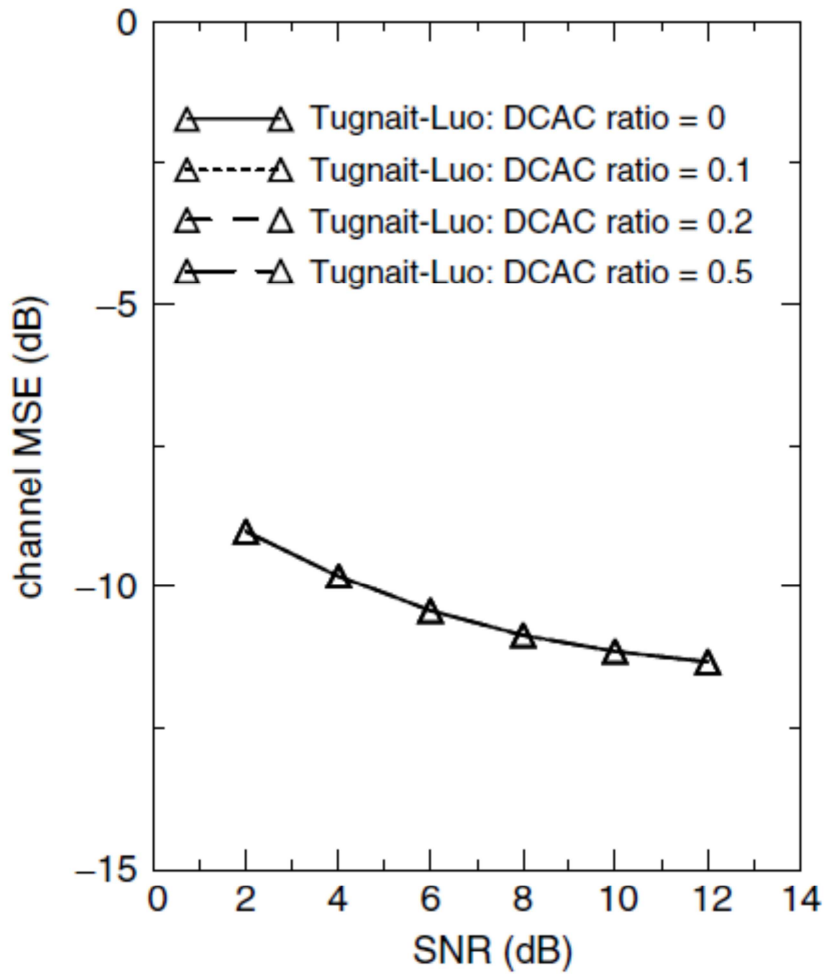
Εικόνα 4.8 Παράδειγμα 1: Κανονικοποιημένο κανάλι MSE (4.103) βασισμένο σε $N=150$ σύμβολα για κάθε δοκιμή, 100 Monte Carlo runs, $TIR \alpha = 0.585$. Ρυθμός DCAC=—.Οι καμπύλες για την προτεινόμενη μέθοδο για διαφορετικούς ρυθμούς DCAC καλύπτονται (πολύ κοντά)

Φαίνεται ότι η μέθοδος του Tugnait-Luo είναι αναισθητή στη παρουσία του άγνωστου μέσου m , ενώ η μέθοδος του Zhou et al είναι πολύ ευαίσθητη. Για $\alpha = 0.585$, η απόδοση της μεθόδου του Tugnait-Luo είναι ελαφρώς κατώτερη από αυτή του Zhou et al. Στη μέθοδο του Zhou et al οι τιμές του α εκτιμούνται κατευθείαν από τα δεδομένα για $\alpha = 0.585$ ενώ στη μέθοδο του Tugnait-Luo εκτιμούμαι πρώτα τις τιμές α για $\alpha = 0.585$ και μετά χρησιμοποιούμε την Εξίσωση 4.98. Επειδή εκτιμούμε περισσότερες μεταβλητές (14 vs 11), αυτό μπορεί να εξηγήσει την ελαφρά κατώτερη απόδοση της μεθόδου μας για $\alpha = 0.585$.

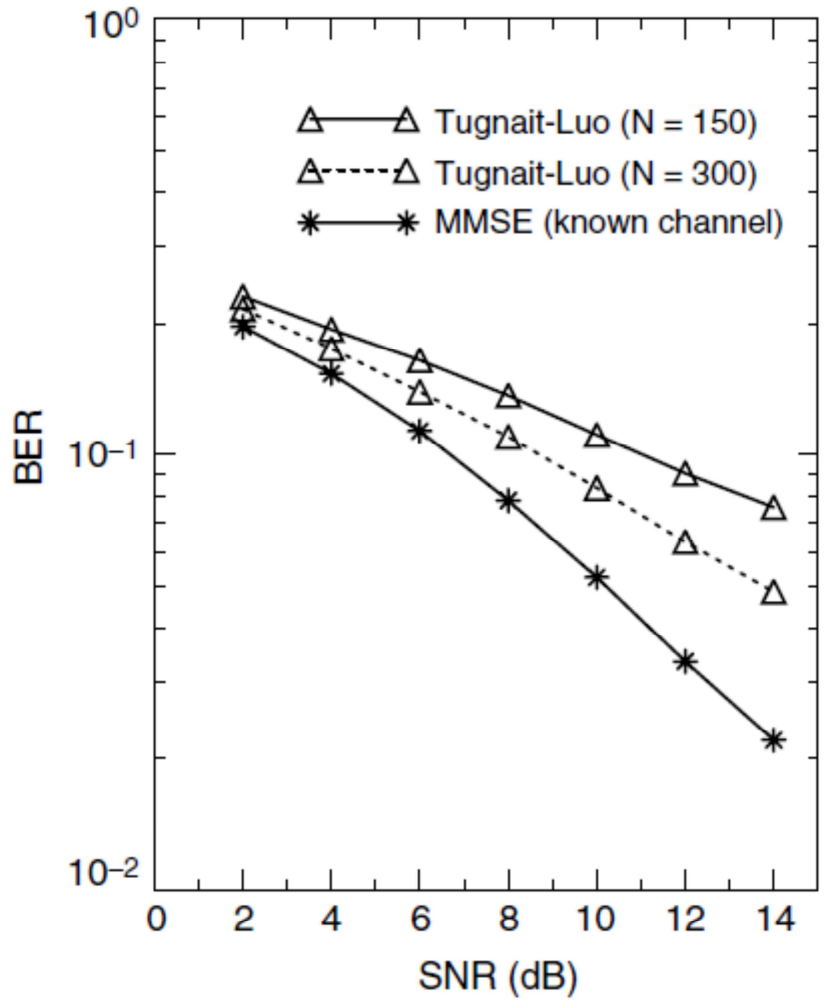
4.4.2. Παράδειγμα 2

Το παράδειγμα αυτό είναι ακριβώς το ίδιο με το Παράδειγμα 1 εκτός από την ακολουθία εκπαίδευσης, η οποία έχει ληφθεί να είναι μία m ακολουθία (μέγιστου μήκους ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία) μήκους 15 και

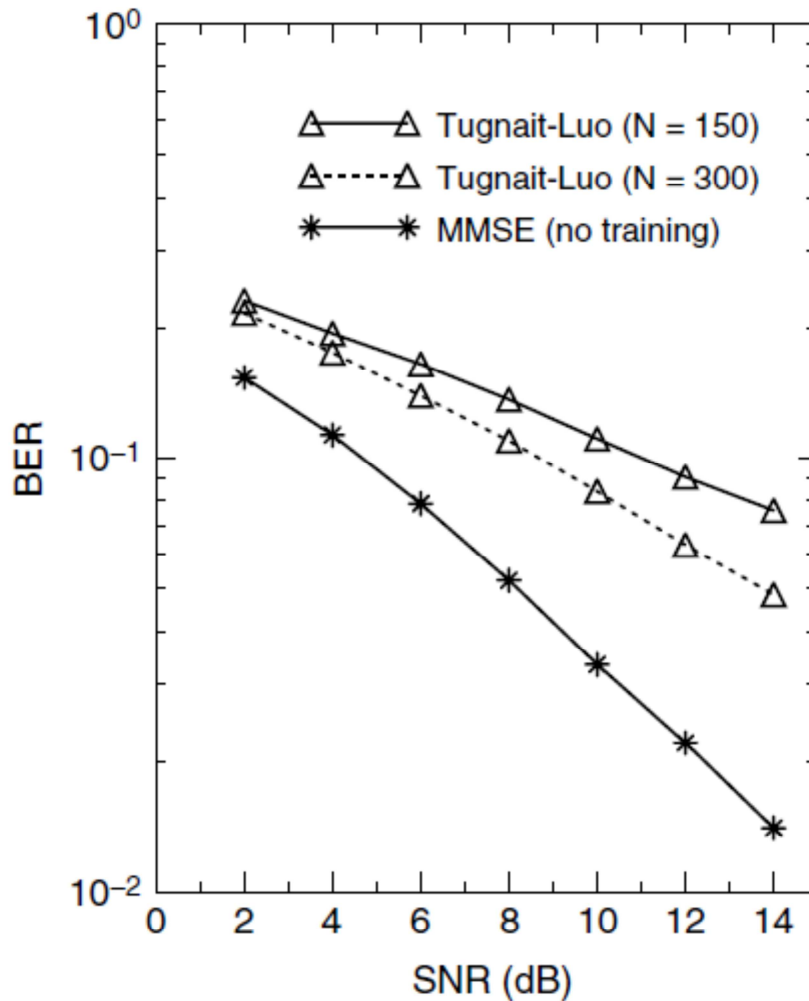
Ο μέσος ρυθμός ισχύος για αυτή την ακολουθία είναι 1 (η καλύτερη δυνατή). Τα αποτελέσματα για υπολογισμό μέσου όρου πάνω από 100 Monte Carlo runs φαίνονται στην Εικόνα 4.8 για διάφορα SNRs και ρυθμούς ισχύος DCAC για μία καταγραφή μήκους $T=150$ σύμβολα και ένα TIR -2.33dB ($\alpha = 0.585$). Μόνο η μέθοδος του Tugnait-Luo έχει προσομοιωθεί μίας και η μέθοδος του Zhou et al δεν εφαρμόζεται σε αυτό το μοντέλο. Όπως φαίνεται και στο Παράδειγμα 1 , η μέθοδος του Tugnait-Luo είναι αναισθητή στη παρουσία του άγνωστου μέσου m . Η απόδοση της ισοστάθμισης ενός γραμμικού MMSE ισοσταθμιστή βασίζεται στο εκτιμώμενο κανάλι (Παράδειγμα 2) που φαίνεται στην Εικόνα 4.10 για δύο διαφορετικές καταγραφές μήκους $T=150$ και 300 σύμβολα. Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα ο γραμμικός ισοσταθμιστής έχει σχεδιαστεί με ένα μήκος ισοσταθμιστή 10 συμβόλων και μία καθυστέρηση των 5 συμβόλων. Φαίνεται επίσης η απόδοση ενός γραμμικού ισοσταθμιστή βασισμένο στη τέλεια γνώση του καναλιού και τη διακύμανση του θορύβου. Τα αποτελέσματα βασίζονται σε 100 Monte Carlo runs. Φαίνεται ότι η απόδοση βελτιώνεται με το μήκος εγγραφής. Για την επιλογή μας $\alpha = 0.585$, το SNR σχετικό με το $\{b[n]\}$ θα είναι 2 dB μικρότερο από αυτό που φαίνεται στην Εικόνα 4.9, το οποίο είναι σχετικό με το $\{I[n]\}$. Για να εκφράσουμε αυτή την απώλεια στο SNR εξαιτίας της ενσωμάτωσης της επάλληλης εκπαίδευσης, επανασχεδιάζουμε την Εικόνα 4.10 για Εικόνα 4.11 με το SNR για τη καμπύλη για το γνωστό γραμμικό ισοσταθμιστή MMSE καναλιού προσαρμοσμένο κατά 2dB, οι άλλες δύο καμπύλες μένουν ίδιες.



Εικόνα 4.9 Παράδειγμα 2: Κανονικοποιημένο κανάλι MSE (4.103) βασισμένο σε $N=150$ σύμβολα ανά δοκιμή, 100 Monte Carlo runs, $\alpha=0.585$. Ρυθμός DCAC=—.Οι καμπύλες για την προτεινόμενη μέθοδο για διαφορετικούς ρυθμούς DCAC καλύπτονται (πολύ κοντά)



Εικόνα 4.10 Παράδειγμα 2: Απόδοση ισοστάθμιση χρησιμοποιώντας γραμμικούς ισοσταθμιστές MMSE βασισμένους σε $N=150$ σύμβολα ή 300 σύμβολα ανά δοκιμή, 100 Monte Carlo runs, Ρυθμός DCAC=0, TIR $\alpha = 0.585$



Εικόνα 4.11 Παράδειγμα 2: Επανασχεδιασμένη η Εικόνα 4.10 με τη καμπύλη για το γνωστό γραμμικό ισοσταθμιστή MMSE καναλιού προσαρμοσμένο κατά 2dB- σε αυτή τη περίπτωση δε σπαταλάμε ισχύ για εκπαίδευση.

4.5 Συμπεράσματα

Παρουσιάστηκε μία ανάλυση για διάφορες προσεγγίσεις για μοντελοποίηση καναλιών και εκτίμηση για ασύρματα κινητά συστήματα. Δόθηκε έμφαση στα γραμμικά ισοδύναμα μοντέλα βασικής ζώνης με μία δομή απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης και αναφέρθηκαν χρονικά αμετάβλητα και μεταβαλλόμενα μοντέλα. Μελετήθηκε η μοντελοποίηση επέκτασης βάσης για χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια όπου οι συναρτήσεις βάσης σχετίζονται με τις φυσικές παραμέτρους του καναλιού (όπως είναι η καθυστέρηση διάδοσης και Doppler). Μετά αναφέρθηκε η μοντελοποίηση καναλιού από διάφορες προσεγγίσεις για εκτίμηση καναλιού, συμπεριλαμβανομένου τις προσεγγίσεις βασισμένες στην εκπαίδευση, τυφλές προσεγγίσεις, ημί-τυφλές προσεγγίσεις και προσεγγίσεις βασισμένες στο hidden plot. Στη προσέγγιση βασισμένη στην εκπαίδευση μία ακολουθία γνωστή στο δέκτη μεταδίδεται στην acquisition mode. Στις τυφλές προσεγγίσεις δεν χρησιμοποιείται ή

είναι διαθέσιμη καμιά ακολουθία και το κανάλι εκτιμείται αποκλειστικά από το θορυβώδες λαμβανόμενο σήμα, εκμεταλλευόμενο τις στατιστικές και άλλες ιδιότητες της ακολουθίας πληροφορίας. Οι ημί-τυφλές προσεγγίσεις αξιοποιούν ένα συνδυασμό των τυφλών προσεγγίσεων και των προσεγγίσεων βασισμένων στην εκπαίδευση. Στις προσεγγίσεις βασισμένες στο hidden plot, μία περιοδική (μη τυχαία) ακολουθία εκπαίδευσης έχει προστεθεί (επ'αλληλα) σε μία χαμηλή ισχύ στην ακολουθία πληροφορίας στο πομπό πριν την διαμόρφωση και την μετάδοση. Εν τέλει, έχουν παρουσιαστεί αποτελέσματα προσομοίωσης για να απεικονίσουμε μερικές από τις προσεγγίσεις.

Κεφάλαιο 5

Το Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (G.S.M)

5.1 Εισαγωγή

Το G.S.M(Global System for Mobile Communications), ως σύστημα για κινητές τηλεπικοινωνίες , ξεκίνησε το 1982 οπότε και διατυπώθηκαν τα χαρακτηριστικά ενός πανευρωπαϊκού ψηφιακού κυψελωτού ραδιοσυστήματος κινητών επικοινωνιών στα 900MHz. Μετά από μία δοκιμαστική εφαρμογή στη Γαλλία και την επιλογή της μεθόδου TDMA στενής ζώνης το 1987, το 1988 13 χώρες συμφώνησαν να συμπληρώσουν τα χαρακτηριστικά και να αρχίσει η εμπορικά παροχή υπηρεσιών GSM την 1^η Ιουλίου 1991.Το 1990 άρχισε η επέκταση των προδιαγραφών στα 1800MHz, αποδίδοντας δύο ζώνες συχνοτήτων εύρους 75MHz η καθεμία. Το 1995 αποδόθηκαν δύο επιπλέον ζώνες συχνοτήτων των 60MHz η καθεμία στα 1900MHz, ενώ αργότερα αποδόθηκαν και άλλες ζώνες συχνοτήτων ώστε να καλυφθούν νέες ανάγκες. Σήμερα, υπάρχουν οκτώ διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων και συνεχώς προκύπτουν νέες.

Σύμφωνα με τις προδιαγραφές του GSM,είναι δυνατή η χρησιμοποίηση είτε μεγάλων κυψελών(μέχρι 35Km απόσταση Σταθμού Βάσης-Κινητού Σταθμού) σε μη αστικές περιοχές, είτε μικρών κυψελών σε αστικές περιοχές, ανάλογα με την επιθυμητή ανάπτυξη του δικτύου. Στη πράξη, το μέγεθος των κυψελών προσαρμόζεται στη πυκνότητα των χρηστών και τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του GSM μπορούν να συνοψισθούν στα εξής:

- Χρησιμοποιεί αποδοτικά τις διαθέσιμες συχνότητες
- Η μέση ποιότητα φωνής είναι υψηλότερη από τα αναλογικά δίκτυα επικοινωνιών
- Η κρυπτογράφηση εγγυάται τις προδιαγραφές ασφάλειας
- Παρέχεται μεγάλη ποικιλία υπηρεσιών(φωνή,fax,data)
- Υποστήριξη περιαγωγής(roaming)

συχνοτήτων δε χρησιμοποιούνται , προκειμένου να αποφευχθούν παρεμβολές με γειτονικές περιοχές συχνοτήτων άλλων υπηρεσιών.

5.2 Υπηρεσίες στο GSM

Στο GSM προσφέρεται μία πληθώρα υπηρεσιών. Τις υπηρεσίες τις χωρίζουμε σε τρεις βασικές κατηγορίες :

- Bearer Services: Εξασφαλίζουν τη μετάδοση των σημάτων μεταξύ σημείων πρόσβασης των δικτύων. Καθορίζουν τις υπηρεσίες που μπορεί να υποστηρίξει ένα δίκτυο.
- Tele Services: Εξασφαλίζουν την επικοινωνία μεταξύ χρηστών με βάση τα πρωτόκολλα που έχουν συμφωνηθεί από τους παρόχους των δικτύων. Στις tele services περιλαμβάνονται όλες οι γνωστές υπηρεσίες όπως "

A)Φωνητικές κλήσεις

B)Κλήσεις Ανάγκης (Emergency Calls), στις οποίες δεν είναι απαραίτητη η ύπαρξη έγκυρης κάρτας SIM.

Γ)Dual Tone Multi Frequency (DTMF), μία μέθοδος σηματοδότησης που επιτρέπει στους συνδρομητές τον έλεγχο απομακρυσμένων συσκευών, που είναι συνδεδεμένες σε μία τηλεφωνική συσκευή (πχ ο τηλεφωνητής)

Δ)Fax, είτε μεταξύ δύο κινητών τερματικών fax είτε μεταξύ σταθερού και κινητού τερματικού.

E)Short Message Service –SMS, μηνύματα κειμένου που λαμβάνονται οποιαδήποτε στιγμή, ακόμα και κατά τη διάρκεια μίας κλήσης, και μεταδίδονται πάντα σε κανάλι σηματοδότησης. Τα μηνύματα μπορούν να περιλαμβάνουν το πολύ μέχρι 160 αλφαριθμητικούς χαρακτήρες και αποθηκεύονται στο δίκτυο, στο SMS Centre. Τα SMS προωθούνται στο Κινητό Σταθμό, μόλις αυτός ενεργοποιηθεί και γίνει γνωστή η θέση του.

Z)SMS-Cell Broadcast , μηνύματα μέχρι 93 αλφαριθμητικούς χαρακτήρες και εκπέμπονται από ένα BTS προς όλα τα κινητά της κυψέλης. Τα μηνύματα αυτά αποθηκεύονται στο BSC.

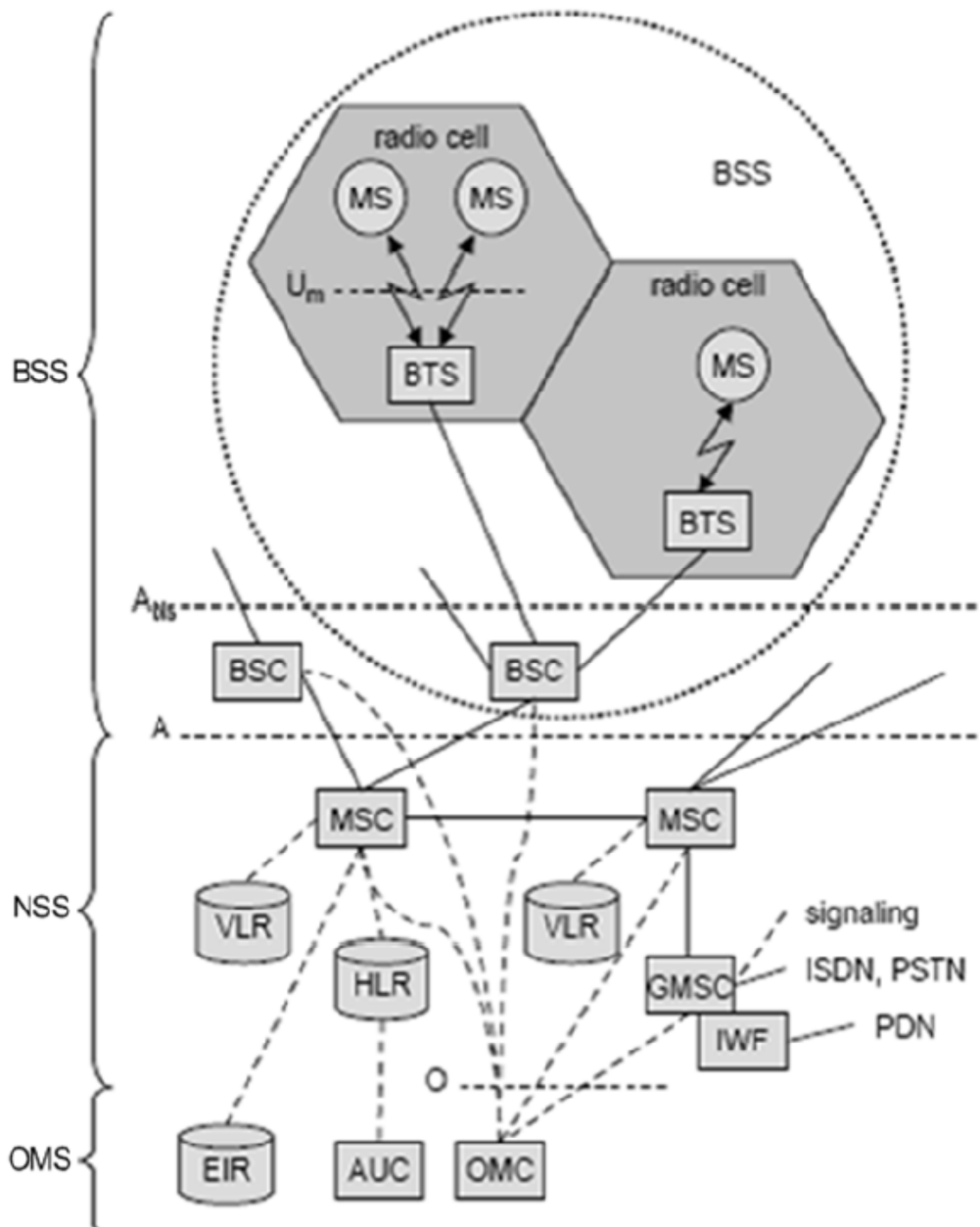
H)Τηλεφωνητής (Voice Mail) και Fax Mail.

5.3 Δομή του Δικτύου GSM

Η δομή του δικτύου GSM φαίνεται στο Σχήμα 5.1

Το δίκτυο αποτελείται από τέσσερα κύρια μέρη:

- Το Κινητό Σταθμό (Mobile Station,MS)
- Το Υποσύστημα Σταθμών Βάσης (Base Station Subsystem,BSS),
- Το Υποσύστημα Δικτύου & Διαμεταγωγής(Network Switching Subsystem,NSS)



Εικόνα 5.1. Δομή Δικτύου GSM

5.3.1 Ο Κινητός Σταθμός (Mobile Station,MS)

Ο Κινητός Σταθμός (MS) είναι ο φυσικός εξοπλισμός που χρησιμοποιούμε για να έχουμε πρόσβαση τις υπηρεσίες τηλεπικοινωνίας, δηλαδή δεν είναι τίποτα παραπάνω από το κινητό τηλέφωνο που χρησιμοποιούμε. Το κινητό έχει μέσα τη κάρτα SIM η οποία είναι αναγκαία για να λειτουργήσει ο Κινητός Σταθμός.

Το κινητό, και συγκεκριμένα η SIM έχει μία ταυτότητα την **International Subscriber Identity(IMSI)**. Αυτή η ταυτότητα μας δίνει πληροφορίες για το συνδρομητή και όχι για το Κινητό Σταθμό . Για λόγους ασφαλείας, ορίζουμε το παροδικό **International Subscriber Identity (IMSI)** το οποίο αλλάζει σε κάθε κλήση.

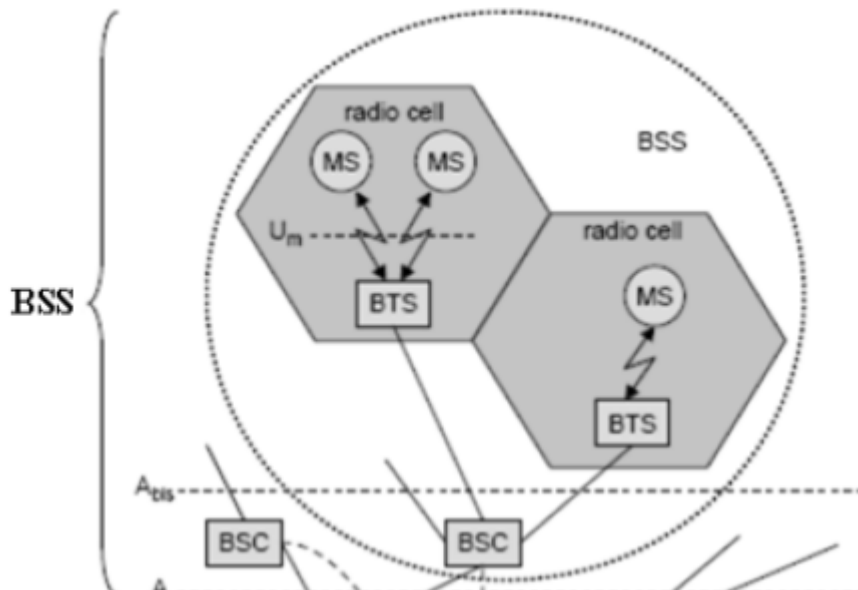
5.3.2 Το Υποσύστημα Σταθμών Βάσης(Base Station System,BSS)

Το Υποσύστημα Σταθμών Βάσης (BSS) χωρίζεται στις παρακάτω δύο οντότητες:

- Τον ελεγκτή σταθμού βάσης(Base Station Controller-BSC)
- Τον πομποδέκτη σταθμού βάσης(Base Transceiver Station-BTS)

5.3.2.1 Ο Ελεγκτής Σταθμού Βάσης (Base Station Controller, BSC)

Ο BSC παρακολουθεί και ελέγχει πολλαπλούς Σταθμούς Βάσης. Κύριος ρόλος του είναι η διαχείριση συχνοτήτων στη ραδιοεπαφή, αποδίδοντας ελεύθερες συχνότητες στα TRX για την επικοινωνία με τα MS, ο έλεγχος των BTS και η διαχείριση των μεταπομπών, μέσω εντολών προς τους Σταθμούς Βάσης και τα κινητά τερματικά. Το BSC επιπλέον είναι υπεύθυνο για την αποσύνδεση μίας ζεύξης, όταν η κλήση τερματιστεί. Επιπρόσθετα μία άλλη λειτουργία που αναλαμβάνει αυτόνομα ο BSC είναι ο έλεγχος της ισχύος τόσο των κινητών μονάδων, όσο και των Σταθμών Βάσης, με σκοπό τη μείωση των παρεμβολών σε άλλους χρήστες του GSM και τη μεγιστοποίηση της διάρκειας ζωής της μπαταρίας των κινητών μονάδων.



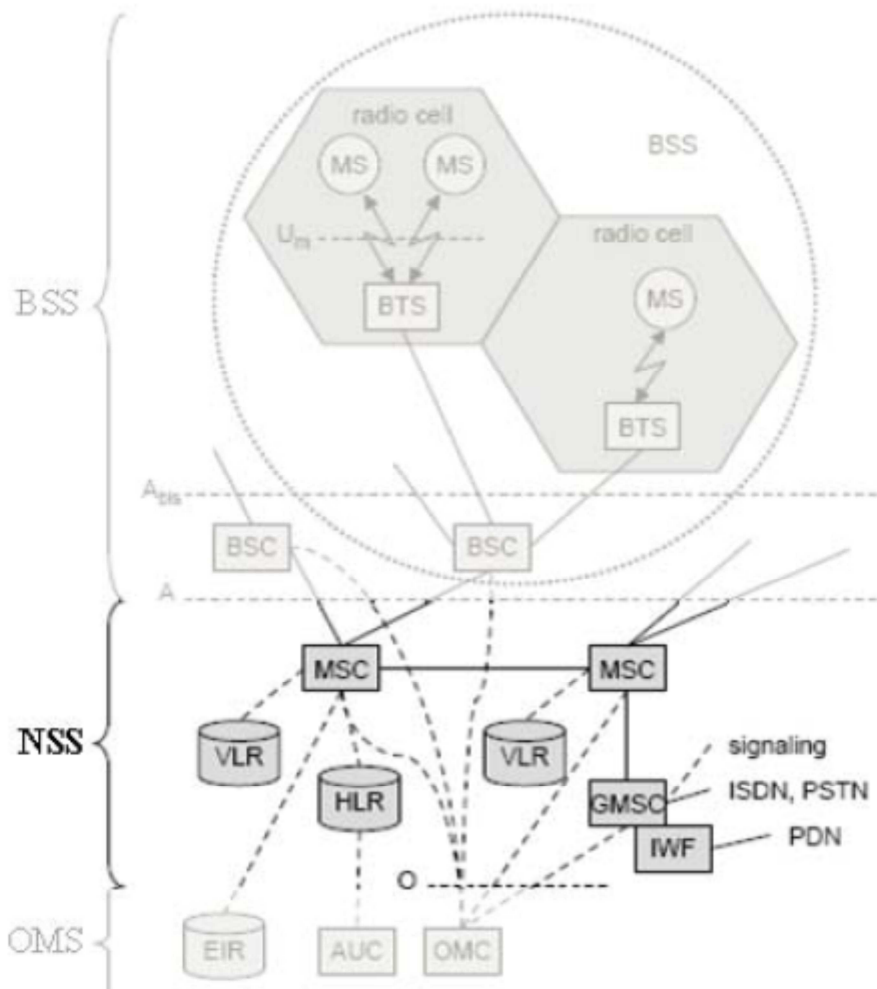
Εικόνα 5.2: Δομικά στοιχεία του BSS

5.3.2.2 Ο Πομποδέκτης Σταθμού Βάσης (Base Transceiver Station, BTS)

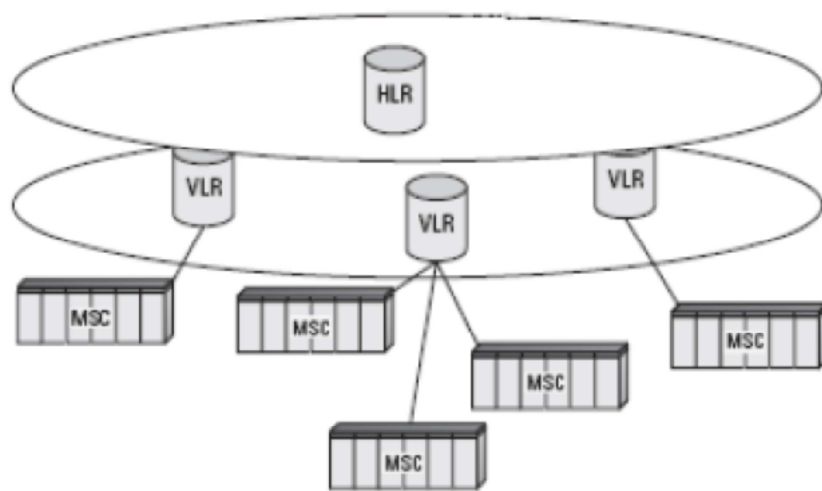
Η βασική υπηρεσία του BTS είναι να παρέχει στο Σταθμό Βάσης τις λειτουργίες της ραδιολήψης και ραδιοεκπομπής, καθώς αποτελείται από διατάξεις εκπομπής και λήψης (Transceivers-TRX), συμπεριλαμβανομένων και των κεραιών. Επιπλέον, περιλαμβάνει όλες τις ειδικές διατάξεις επεξεργασίας σήματος (διαμόρφωση, κωδικοποίηση) στη ραδιοεπαφή. Τέλος, είναι υπεύθυνο για τον έλεγχο της ποιότητας των σημάτων.

5.4 Το Υποσύστημα Δικτύου και Διαμεταγωγής (Network & Switching Subsystem, NSS)

Το Υποσύστημα Δικτύου και Διαμεταγωγής (NSS) είναι υπεύθυνο για την επεξεργασία των κλήσεων και τις σχετικές με το συνδρομητή λειτουργίες. Περιλαμβάνει τις παρακάτω λειτουργικές μονάδες:



Εικόνα 5.3. Δομή του NSS GSM δικτύου



Εικόνα 5.4. Σύνδεση των δομικών στοιχείων του NSS

- Το Κέντρο Μεταγωγής Κινητών Υπηρεσιών (Mobile services Switching Centre, MSC)

Το MSC εκτελεί όλες τις λειτουργίες μεταγωγής κυκλώματος του συστήματος. Από τη μία πλευρά έχει διεπαφή προς το BSS και από την άλλη προς τα εξωτερικά δίκτυα. Το MSC έχει την ευθύνη για την εκτέλεση λειτουργιών ελέγχου, οι οποίες αφορούν την έναρξη, τη δρομολόγηση και την επίβλεψη των κλήσεων από και προς άλλα τηλέφωνα και συστήματα δεδομένων. Επίσης, είναι υπεύθυνο και για τη πιστοποίηση.

- Το Διαβιβαστικό Κέντρο Μεταγωγής Κινητών Υπηρεσιών(Gateway Mobile services Switching Centre, GMSC)

Το GMSC αποτελεί τη διεπαφή μεταξύ του GSM κυψελωτού δικτύου και του δημόσιου δικτύου σταθερής τηλεφωνίας(PSTN/ISDN). Παρέχει τη δυνατότητα δρομολόγησης των κλήσεων από το δίκτυο σταθερής τηλεφωνίας σε ένα μεμονωμένο κινητό σταθμό, μέσω του συστήματος σταθμών βάσης(BSS).Το GMSC παρέχει επίσης στο δίκτυο συγκεκριμένες πληροφορίες σχετικά με τους κινητούς σταθμούς .Εάν η κίνηση εντός του κυψελωτού GSM δικτύου απαιτεί μεγαλύτερη χωρητικότητα από αυτή που μπορούν να εξασφαλίσουν τα GMSCs, μπορούν να συνυπάρξουν και επιπρόσθετα MSCs χωρίς πρόσβαση στο σταθερό δίκτυο. Μεταξύ GMSC και MSC υπάρχει μια σημαντική διαφορά η οποία είναι ότι το MSC δεν σχετίζεται κατ' ανάγκη άμεσα με κάποιο οικείο καταχωρητή θέσης(HLR).

- Ο Οικείος Καταχωρητής Θέσης(Home Location Register, HLR)

Ο καταχωρητής HLR είναι η πρωταρχική βάση δεδομένων που χρησιμοποιείται για αποθήκευση και διαχείριση συνδρομών. Δύο είδη δεδομένων αποθηκεύονται στον HLR: τα μόνιμα δεδομένα των συνδρομητών, που ανήκουν στη σχετική περιοχή και τα προσωρινά δεδομένα, όπως είναι η πληροφορία θέσης και ειδικότερα η διεύθυνση του τρέχοντος VLR.

- Ο Καταχωρητής Θέσης Επισκεπτών(Visitor Location Register, VLR)

Ο καταχωρητής VLR είναι μία βάση δεδομένων που παρέχει πληροφορίες για όλες τις κινητές μονάδες που είναι τοποθετημένες στη MSC περιοχή. Κάθε MSC έχει τη δική του μοναδική VLR.Μόλις το κινητό μεταφερθεί σε μία νέα MSC περιοχή, ο VLR του νέου MSC θα ζητήσει δεδομένα για το κινητό από το HLR.Ο HLR θα αποθηκεύσει τη διεύθυνση του VLR, όπου το κινητό θα έχει καταχωρηθεί. Σε περίπτωση που το κινητό θα θέλει να κάνει μία κλήση, ο VLR έχει όλα τα απαραίτητα δεδομένα για να γίνει η κλήση, χωρίς την ενημέρωση από τον HLR, με αποτέλεσμα να μειώνεται η κίνηση δεδομένων στον HLR.Ο VLR μπορεί να παρέχει ακριβής πληροφόρηση για τη θέση του κινητού μέσα στη MSC περιοχή. Παρόλο που αποθηκεύονται παρόμοια δεδομένα σε δύο διαφορετικές βάσεις(HLR και VLR),οι δύο αυτές βάσεις εξυπηρετεί η καθεμία διαφορετικό σκοπό. Ο HLR παρέχει στο GMSC την απαραίτητη πληροφορία για το συνδρομητή, όταν εισέρχεται μία κλήση από το δημόσιο δίκτυο. Από την άλλη μεριά, ο VLR εξυπηρετεί την αντίστροφη διαδικασία, παρέχοντας στο GMSC την απαραίτητα πληροφορία για το συνδρομητή, όταν εισέρχεται μία κλήση από το κινητό σταθμό.

➤ Το Κέντρο Πιστοποίησης (Authentication Center, AUC)

Το AUC είναι ένα τμήμα του HLR. Είναι μια προστατευόμενη βάση δεδομένων που διατηρεί αντίγραφο ενός αλγορίθμου πιστοποίησης, ο οποίος είναι αποθηκευμένος και στη κάρτα SIM του κάθε συνδρομητή και χρησιμοποιείται για πιστοποίηση και κρυπτογράφηση πάνω στο ραδιοδιάλυο.

➤ Ο Καταχωρητής Ταυτότητας Εξοπλισμού(Equipment Identity Register, EIR)

Ο καταχωρητής EIR είναι επίσης μία βάση δεδομένων. Στη βάση αυτή καταχωρούνται όλοι οι σειριακοί αριθμοί (serial numbers) των κινητών συσκευών, οι οποίες είτε είναι κλεμμένες είτε λόγω ελαττωματικού εξοπλισμού, δε χρησιμοποιούνται στο δίκτυο. Υπάρχει διαφορά μεταξύ της ταυτότητας του φυσικού εξοπλισμού του κινητού (IMEI) και της ταυτότητας του συνδρομητή(IMSI). Ο αριθμός IMEI δεν είναι μόνο ο σειριακός αριθμός ενός συγκεκριμένου Κινητού Σταθμού, αλλά και ο αριθμός που φανερώνει το κατασκευαστή, τη χώρα παραγωγής και τον τύπο της συσκευής. Στόχος είναι να ελέγχεται η ταυτότητα οποιοδήποτε Κινητού Σταθμού σε κάθε πραγματοποίηση κλήσης και στη συνέχεια ανάλογα με την IMEI, να επιτρέπεται ή όχι η πρόσβαση του κινητού σταθμού στο σύστημα. Ο EIR χρησιμοποιείται από το MSC για να ελέγχει την εγκυρότητα του IMEI της συσκευής που χρησιμοποιεί ένας συνδρομητής. Επειδή, η SIM μπορεί να χρησιμοποιηθεί με οποιαδήποτε συσκευή, ο καταχωρητής ταυτότητας δρα σαν μία βάση ελέγχου που είναι ανεξάρτητη από την SIM.Σαν αποτέλεσμα, η EIR προσφέρει λίστες με νόμιμες (white listed) και παράνομες συσκευές(black listed) συσκευές. Υπάρχουν κάποια πρωτόκολλα τα οποία εφαρμόζουν την επικοινωνία στο ασύρματο κανάλι σχηματίζοντας μία ιεραρχική δομή τριών στρωμάτων.

5.5 GSM – Ένα Ψηφιακό Ραδιοσύστημα

Το GSM είναι ένα ψηφιακό σύστημα κινητών επικοινωνιών. Όλη η μεταδιδόμενη πληροφορία είναι ψηφιακή, δηλαδή τα σήματα αναπαρίστανται και μεταδίδονται ,μέσω της ραδιοεπαφής, ως ροές δυαδικών ψηφίων(bit streams). Το GSM επιτρέπει στους χρήστες να μοιράζονται τους διαθέσιμους πόρους του συστήματος, τόσο στο πεδίο του χρόνου, όσο και στο πεδίο της συχνότητας. Είναι κατά βάση ένα FDMA/TDMA/FDD σύστημα, με επιπλέον ρύθμιση στη χρονική μετατόπιση των περιόδων εκπομπής και λήψης.

	GSM 900	GSM 1800	GSM 1900
Uplink	890-915MHz	1710-1785MHz	1850-1910MHz
Downlink	935-960MHz	1805-1880MHz	1930-1990MHz

Πίνακας 5.1 Ζώνες συχνοτήτων για εκδόσεις GSM

5.5.1.Frequency Division Duplex(FDD)

Χρησιμοποιούνται διαφορετικές συχνότητες στις δύο κατευθύνσεις μετάδοσης. Από το Κινητό Σταθμό στο Σταθμό Βάσης (uplink) και από το Σταθμό Βάσης στο Κινητό Σταθμό(downlink).Η διαφορά μεταξύ των δύο αυτών συχνοτήτων (uplink-downlink), ονομάζεται απόσταση αμφιδρόμησης(Duplex Frequency).Στα συστήματα GSM 900 και GSM 850 , η απόσταση αμφιδρόμησης είναι 45MHz, στο GSM 1800 είναι 95MHz, στο GSM 1900 είναι 80MHz και στα GSM 450 και GSM 480 είναι 10MHz.

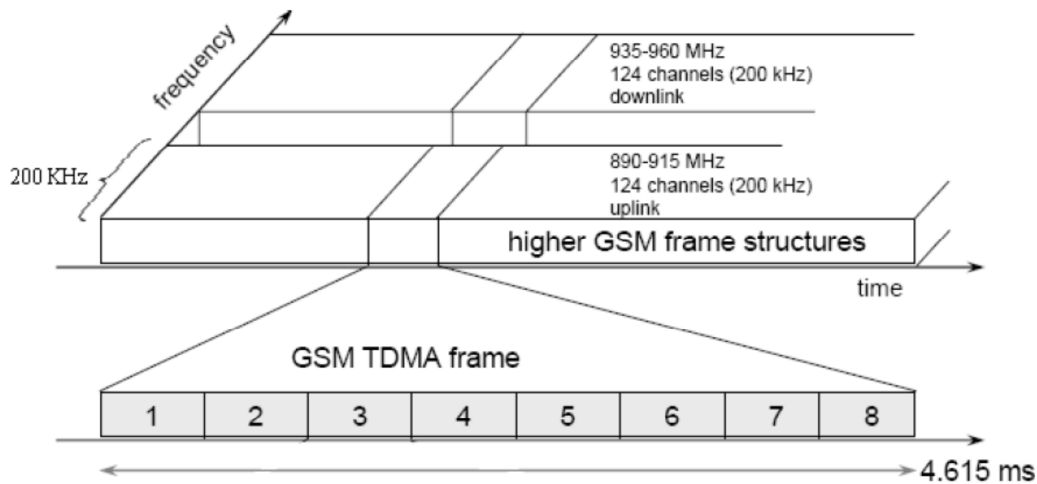
5.5.2Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Συχνότητας (Frequency Division Multiple Access, FDMA)

Το GSM χρησιμοποιεί τη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση συχνότητας, δηλαδή χρησιμοποιεί πολλαπλές φέρουσες συχνότητες στις ζώνες συχνοτήτων που είναι διαθέσιμες για το σύστημα. Στο GSM 900 έχουμε διαθέσιμα 124 ζεύγη φερουσών συχνοτήτων, ενώ στο GSM 1800 έχουμε διαθέσιμα 374 διαθέσιμα φέροντα και στο GSM 1900 299 διαθέσιμα. Κάθε ένα από αυτά έχει ένα μοναδικό αριθμό που καλείται Absolute Radio Frequency Channel Number(ARFCN).

5.5.3. Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χρόνου(Time Division Multiple Access, TDMA)

Το GSM χρησιμοποιεί ως τεχνική προσπέλασης και τη πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (TDMA). Κάθε διαθέσιμη συχνότητα φέροντος χρησιμοποιείται για να μεταφέρει οκτώ διαφορετικά φυσικά GSM κανάλια, των οποίων τα δεδομένα εκπέμπονται και λαμβάνονται με χρονική σειρά. Τα δεδομένα στα φυσικά GSM κανάλια μεταδίδονται σε ριπές(bursts), μέσα σε συγκεκριμένες αποδιδόμενες χρονοσχισμές, με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 271Kbps.Για να επιτευχθεί ο σωστός χρονισμός μεταξύ των διαφόρων κινητών σταθμών, που εκπέμπουν(λαμβάνουν), και του BTS, που λαμβάνει (εκπέμπει), γίνεται το εξής: κάθε Κινητός Σταθμός στέλνει τη πληροφορία του έτσι ώστε , όταν η πληροφορία αυτή φτάσει στον BTS, να συμπέσει με την αντίστοιχη προς τη κινητή μονάδα αποδιδόμενη χρονοσχισμή. Ύστερα, ο Κινητός Σταθμός σιωπά για τις επόμενες επτά χρονοσχισμές και στη συνέχεια ξαναστέλνει πληροφορία, έτσι ώστε και πάλι αυτή να συμπέσει με την αντίστοιχα αποδιδόμενη χρονοσχισμή. Έτσι λέμε ότι το κινητό στέλνει πληροφορία όχι συνεχόμενα ,αλλά ανά τακτά χρονικά διαστήματα, ενώ η πληροφορία ονομάζεται burst(ριπή). Εκτός, από τη χρήσιμη πληροφορία φωνής και σηματοδοσίας, μία ριπή μπορεί να περιέχει και σειρές bit χρήσιμες για άλλες λειτουργίες , όπως η εκπαίδευση του ισοσταθμιστή (equalizer training).Μία ομάδα οκτώ χρονοσχισμών (αριθμημένες από 0 έως 7) αναφέρεται ως πλαίσιο TDMA (TDMA frame) και όλοι οι χρήστες μιας συγκεκριμένης φέρουσας συχνότητας μοιράζονται το ίδιο πλαίσιο. Η χρονική διάρκεια(μήκος) κάθε πλαισίου είναι 4.615ms και αντιστοιχεί στη διάρκεια

1250bits.Κάθε χρονοσχισμή έχει μήκος $0.577ms(8*0.577ms=4.615ms)$ και αντιστοιχεί στη διάρκεια 156.25bits.Κάθε κανάλι καταλαμβάνει μια χρονοσχισμή με συγκεκριμένη θέση στο πλαίσιο(καθορισμένη απόδοση καναλιών) και έτσι, κάθε κανάλι εξυπηρετείται από μία χρονοσχισμή κάθε 4.615ms.Αυτή η δομή εφαρμόζεται τόσο στην ευθεία όσο και στην αντίστροφη ζεύξη.

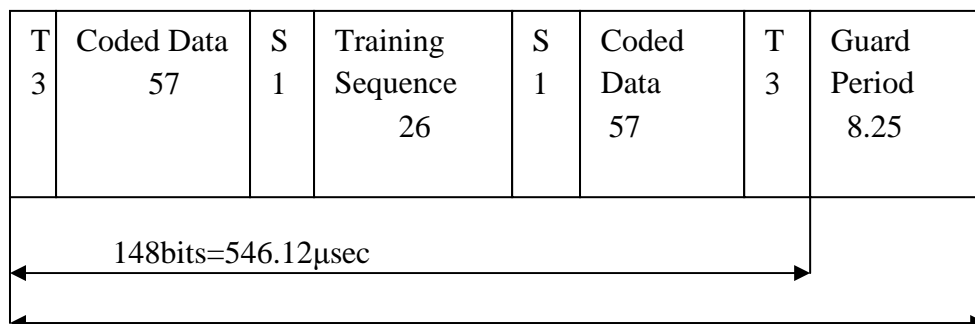


Εικόνα 5.5 Ζώνες συχνοτήτων για τρεις εκδόσεις GSM

5.6 Τύποι Ρίπων

Η ριπή (burst) αποτελεί τη μορφή της πληροφορίας κατά τη διάρκεια της χρονοθυρίδας μέσα στο κανάλι. Κάθε ριπή διαρκεί 0.577msec, ενώ 8 ριπές απαρτίζουν ένα πλαίσιο (frame) διάρκειας 4.615msec. Υπάρχουν πέντε τύποι ρίπων που εξυπηρετούν διαφορετικές ανάγκες.

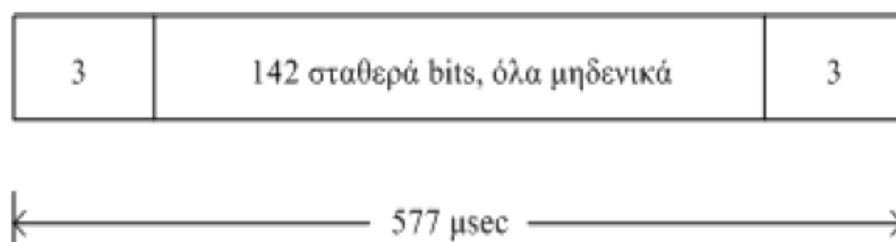
- Κανονική Ριπή(Normal Burst):Αποτελεί τη πιο συνηθισμένη μορφή ριπής του GSM. Αποτελείται συνολικά από 148 bits (156 bits μαζί με τη περίοδο ασφαλείας) και διάρκειας 577μsec.



Normal Burst 156.25 bits=577μsec

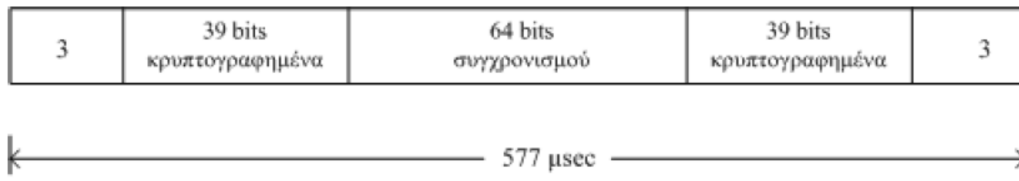
Εικόνα 5.6 Δομή Κανονικής Ροπής

- Tail Bits(T): Μηδενικά, αυτά χρειάζονται για την αποκωδικοποίηση καναλιού.
 - Coded Data: Το κομμάτι αυτό της ριπής αποτελείται από 114 bits (δύο σετ των 57 bits) τα οποία είναι διαθέσιμα για τη μεταφορά των δεδομένων του χρήστη.
 - Stealing Flag (S): Αυτά τα 2 bits δείχνουν στον αποκωδικοποιητή του δέκτη, εάν η εισερχόμενη ριπή φέρνει πληροφορία σηματοδοσίας, η οποία είναι συνήθως μηνύματα που χρησιμοποιούνται για τη διατήρηση της ζεύξης ή πληροφορία του χρήστη.
 - Training Sequence: Η ακολουθία εκπαίδευσης αποτελείται από 26 σταθερά bits , τα οποία είναι γνωστά τόσο στο κινητό σταθμό όσο και στο σταθμό βάσης. Χρησιμοποιούνται για να συγχρονιστούν οι δέκτες με τις ριπές, να εκτιμηθούν τα χαρακτηριστικά διάδοσης και να αξιολογηθούν οι διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης.
 - Guard Period (GP): Αποτελεί τη χρονική περίοδο που αντιστοιχεί στη διάρκεια 8.25 bits. Διασφαλίζει ότι δε θα υπάρχει επικάλυψη ανάμεσα στους 8 χρήστες που μπορούν να υπάρχουν ανά φέρον σήμα.
- Ριπή Διόρθωσης Συχνότητας(Frequency Correction Burst): Χρησιμεύει για το συγχρονισμό ανάμεσα στο Κινητό Σταθμό και στο Σταθμό Βάσης. Η ακολουθία των 142 μηδενικών bits κάνει τον διαμορφωτή να παράγει ένα αδιαμόρφωτο φέρον με συγκεκριμένη απόκλιση από το Σταθμό Βάσης.



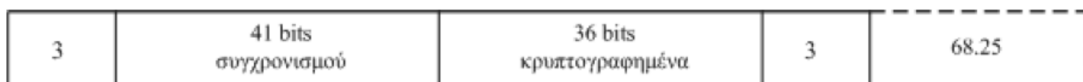
Εικόνα 5.7 Δομή Ριπής Διόρθωσης Συχνότητας

- Ριπή Συγχρονισμού(Synchronization Burst): Περιέχει μεγάλη ακολουθία εκπαίδευσης , εύκολα ανιχνεύσιμη, ενώ επίσης μεταφέρει πληροφορία για τη ταυτότητα του Σταθμού Βάσης, καθώς και την ακολουθία εκπαίδευσης που πρέπει το κινητό να αναζητήσει στις επόμενες κανονικές ριπές.



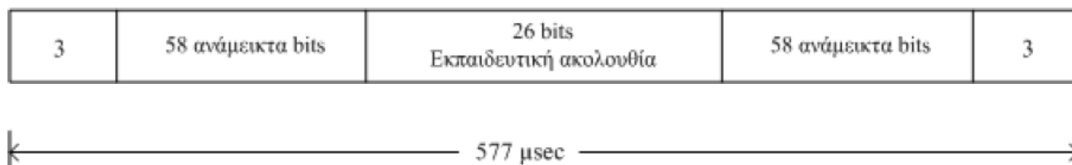
Εικόνα 5.8 Δομή Ριπής Συγχρονισμού

- Ριπή Τυχαίας Προσπέλασης (Random Access Burst): Έχει μεγαλύτερη περίοδο φύλαξης για να αντισταθμίσει το γεγονός ότι όταν εκπέμπεται ο Κινητός Σταθμός δε γνωρίζει τη προπορεία χρόνου που απαιτείται.



Εικόνα 5.9 Δομή Ριπής Τυχαίας Προσπέλασης

- Εικονική Ριπή (Dummy Burst): Στέλνεται από τους Σταθμούς Βάσης όταν δεν υπάρχει η ανάγκη για εκπομπή πληροφορίας αλλά ο Σταθμός Βάσης πρέπει να μείνει ενεργός.. Δεν περιέχει πληροφορία και έχει τη ίδια μορφή με το κανονικό burst.



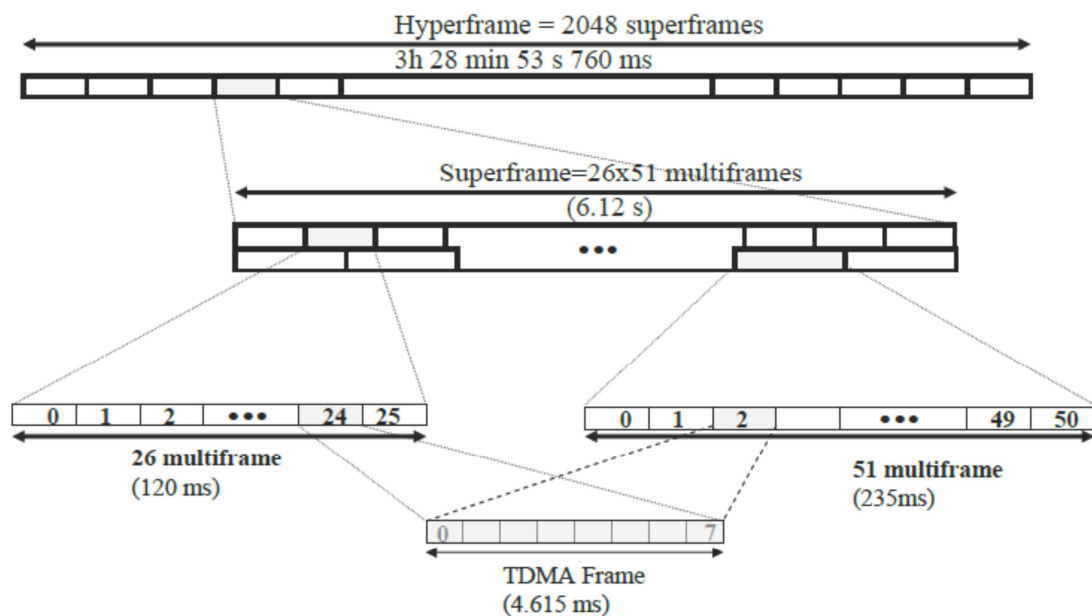
Εικόνα 5.10 .Δομή Εικονικής Ριπής

5.7 Ιεραρχική Δομή TDMA πλαισίων

Η ανώτερα ιεραρχική δομή μετά το TDMA frame είναι το multiframe. Αυτό γίνεται με δύο τρόπους: είτε παίρνουμε 26 TDMA πλαίσια και σχηματίζουμε ένα multiframe διάρκειας 120ms είτε παίρνουμε 51 TDMA πλαίσια και σχηματίζουμε multiframe των 235ms. Η διάρκεια μιας χρονοσχισμής προκύπτει ως εξής:

_____ = 0.577msec/timeslot

Ένα superframe είναι διάρκειας 6.12ms και αποτελείται από 1326 TDMA frames, δηλαδή είτε 51 multiframe των 26 πλαισίων το καθένα (για dedicated channels) είτε 26 multiframe των 51 πλαισίων το καθένα (για common channels). Τέλος, υπάρχει το hyperframe, που αποτελείται από 2048 superframes και έχει διάρκεια 3 ώρες, 28 λεπτά, 53 δευτερολέπτων και 760 χιλιοστά του δευτερολέπτου. Η διάρκεια αυτή είναι η ελάχιστη περίοδος επανάληψης για τους κρυπτογραφικούς μηχανισμούς και τη μεταπήδηση συχνότητας. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η ιεραρχική δομή των TDMA πλαισίων, όπως χρησιμοποιείται στο GSM.



Εικόνα 5.11 Ιεραρχική δομή των TDMA πλαισίων

5.8 Κανάλια στο GSM

Τα φυσικά κανάλια του GSM δικτύου αποτελούνται από κάθε φέρουσα συχνότητα και την αντίστοιχη χρονοθυρίδα της. Σε κάθε GSM 900 υπάρχουν θεωρητικά διαθέσιμα 124 κανάλια με εύρος 200KHz το καθένα. Εξαιτίας της τεχνικής πολύπλεξης στο πεδίο του χρόνου και κάθε κανάλι μπορεί να χρησιμοποιηθεί ταυτόχρονα από 8 κινητούς σταθμούς, έχουμε 992 διαθέσιμα ή φυσικά κανάλια (124 x 8)

5.8.1 Λογικά κανάλια

Υπάρχουν 11 λογικά κανάλια στο σύστημα GSM, από τα οποία δύο είναι κανάλια ομιλίας και τα υπόλοιπα είναι κανάλια ελέγχου της σηματοδοσίας. Τα λογικά κανάλια χωρίζονται σε δύο κατηγορίες:

- Κανάλια κίνησης (Traffic Channels ,TCH)
- Κανάλια ελέγχου (Control Channels ,CCH)

5.8.2 .Κανάλια κίνησης (Traffic Channels TCH)

Τα κανάλια κίνησης μεταφέρουν είτε κωδικοποιημένη φωνή είτε ψηφιακά δεδομένα του χρήστη και είναι είτε uplink (προς τα πάνω ή ανερχόμενη ζεύξη) είτε downlink (προς τα κάτω ή κατερχόμενη ζεύξη) και πάντα σημείο-προς-σημείο. Διακρίνονται οι εξής τύποι καναλιών κίνησης:

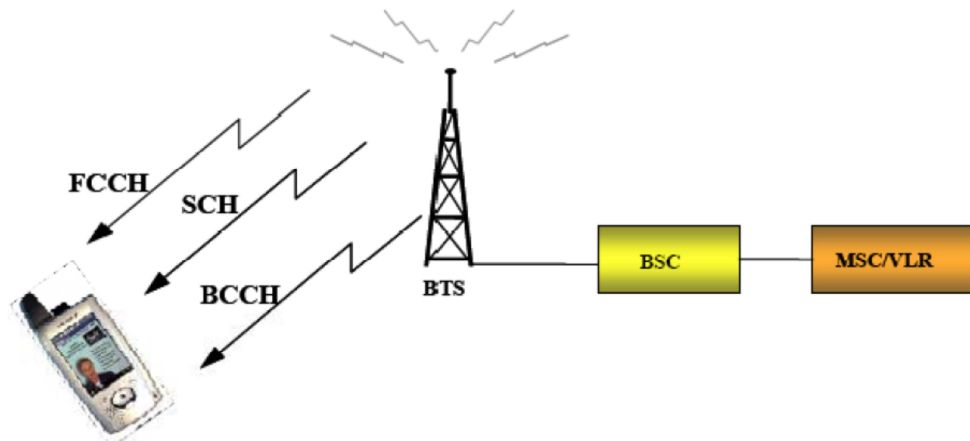
- Το Traffic channel/full rate speech(TCH/FS) είναι το κανάλι που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση της φωνής. Ο ρυθμός μετάδοσης είναι 13kbps.
- Το Traffic channel/half rate speech(TCH/HS) χρησιμοποιείται πάλι για μετάδοση φωνής , αλλά με ρυθμό μετάδοσης 6.5kbps.

5.8.3 Κανάλια ελέγχου (Control Channels, CCH)

Τα κανάλια ελέγχου μεταφέρουν πληροφορία σηματοδοσίας και συγχρονισμού. Υπάρχουν 9 διαφορετικοί τύποι καναλιών ελέγχου και χωρίζονται σε τρεις μεγάλες κατηγορίες:

- Κανάλια Ραδιοφωνικής Μετάδοσης (Broadcast Channels ,BCH)
- Κοινά Κανάλια Ελέγχου (Common Control Channels, CCCH)
- Αφιερωμένα Κανάλια Ελέγχου (Dedicated Control Channels ,DCCH)

5.8.3.1 Κανάλια Ραδιοφωνικής Μετάδοσης (Broadcast Channels ,BCH)



Τα κανάλια ραδιοφωνικής μετάδοσης είναι όλα τύπου σημείου προς πολλαπλά σημεία και downlink κανάλια. Παρέχουν την ταυτότητα του Σταθμού Βάσης και πληροφορούν για τη κατάσταση του καναλιού. Όλα τα κινητά παρακολουθούν την ισχύ του σήματος για να διαπιστώσουν αν έχουν μετακινηθεί σε νέα κυψέλη. Διακρίνουμε τους εξής τύπους:

➤ **Κανάλι Διόρθωσης Συχνότητας (Frequency Correction Channel ,FCCH):**

Το κανάλι αυτό μεταφέρει πληροφορία για διόρθωση συχνότητας στη κινητή μονάδα. Το FCCH είναι ένα αδιαμόρφωτο φέρον με σταθερή απόκλιση από την ονομαστική συχνότητα του φέροντος που χρησιμοποιείται και καθιστά το κινητό σταθμό ικανό να συντονίζεται με την εκπέμπουσα συχνότητα. Το κινητό, μόλις ενεργοποιηθεί σαρώνει όλες τις συχνότητες ψάχνοντας για αυτό το σήμα.

➤ **Κανάλι Συγχρονισμού (Synchronization Channel ,SCH)**

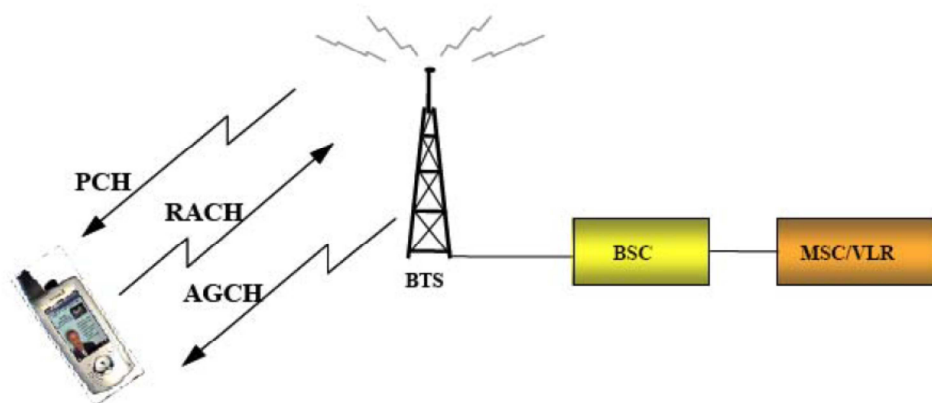
Το κανάλι αυτό μεταφέρει πληροφορία για το συγχρονισμό των πλαισίων καθώς και πληροφορία για τη ταυτότητα του BTS(Base Station Identity Code-BSIC). Ο BSIC είναι απαραίτητος, ώστε να αναγνωρίζει ο κινητός σταθμός, ότι το σήμα μίας συγκεκριμένης συχνότητας, που μετράει ο κινητός σταθμός, προέρχεται από το σωστό σταθμό βάσης.

➤ **Κανάλι Ελέγχου Εκπομπής (Broadcast Control Channel, BCCH)**

Το συγκεκριμένο κανάλι περιέχει λεπτομερή πληροφορία γύρω από παραμέτρους του συστήματος, οι οποίες είναι απαραίτητες στο κινητό σταθμό, ώστε να αναγνωρίζει το δίκτυο ή να εξασφαλίζει πρόσβαση σε αυτό. Τέτοιες παράμετροι είναι ο Location Area Code, οι συχνότητες που χρησιμοποιούνται στη συγκεκριμένη

κυψέλη, η ακολουθία μεταπήδησης συχνότητας, οι συχνότητες γειτονικών κυψελών κ.α.

5.8.3.2 Κοινά Κανάλια Ελέγχου (Common Control Channels ,CCCH)

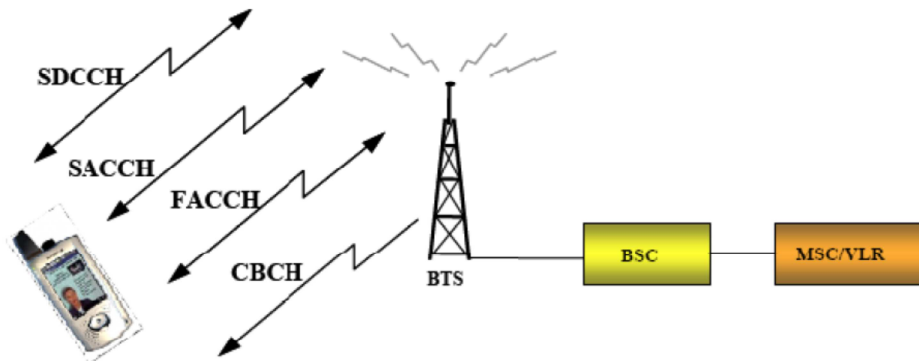


Τα κανάλια αυτά χρησιμοποιούνται για την εγκατάσταση ζεύξεων σημείου-προς-σημείου (point-to-point connection) και μπορεί να είναι είτε uplink είτε downlink. Υπάρχουν τρεις τύποι:

- **Το Κανάλι Τηλεειδοποίησης (Paging Channel ,PCH)**
Χρησιμοποιείται για την αναζήτηση μίας κινητής μονάδας και εκπέμπεται προς όλους τους σταθμούς βάσης. Είναι downlink και point-to-point
- **Το Κανάλι Τυχαίας Προσπέλασης (Random Access Channel , RACH).**
Το κανάλι αυτό επιτρέπει στους χρήστες που ζητούν να τους παραχωρηθεί μια υποδοχή στο αφιερωμένο κανάλι.
- **Το Κανάλι Εκχώρησης Πρόσβασης (Access Grand Channel ,AGCH)**
Το κανάλι αυτό είναι η απάντηση του Σταθμού Βάσης στην αίτηση που έστειλε το κινητό και χρησιμοποιείται για την απόδοση ενός SDCCH(Stand-alone-Dedicated Control Channel)

5.8.3.3. Αφιερωμένα Κανάλια Ελέγχου (Dedicated Control Channels ,DCCH)

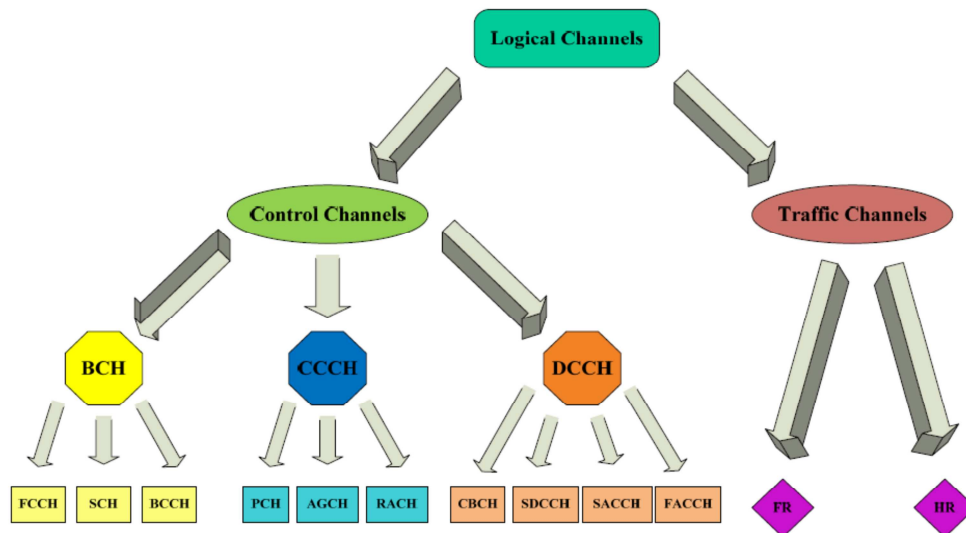
Τα κανάλια αυτά χρησιμοποιούνται για τη μεταφορά μηνυμάτων σηματοδότησης που αφορούν εγκατάσταση κλήσεων, αποστολή αναφορών μετρήσεων και μεταπομπές, Είναι αμφίδρομα, point-to-point και βέβαια αποκλειστικά κανάλια. Διακρίνονται τρεις τύποι:



- **Μοναδικό Αφιερωμένο Κανάλι Ελέγχου (Stand alone Dedicated Channel- SDCCH)**
Χρησιμοποιείται για τη σηματοδότηση κατά τη διάρκεια έναρξης μίας κλήσης , της ταυτοποίησης , της ενημέρωσης θέσης ή της μετάδοσης σύντομων μηνυμάτων.
- **Κανάλι Ελέγχου Βραδείας Σύνδεσης (Slow Associated Control Channel , SACCH)**
Χρησιμοποιείται για να μεταφέρει πληροφορία, όπως αναφορές μετρήσεων από του κινητού σταθμούς στους σταθμούς βάσης για τη λαμβανόμενη ένταση του σήματος από τη παρούσα ή γειτονικές κυψέλες. Επειδή δε χρειάζεται συχνή μετάδοση αυτών των πληροφοριών, το κανάλι λέγεται slow.
- **Κανάλι Ελέγχου Ταχείας Σύνδεσης (Fast Associated Control Channel, FACCH)**
Αυτό το κανάλι χρησιμοποιείται κάθε φορά που κάνει το κινητό Handover .Το αντίστοιχο κανάλι ομιλίας του είναι το TCH.

Πολλές φορές γίνεται ο διαχωρισμός των καναλιών σε α) Common Channels και β) Dedicated Channels.

Τα Traffic Channels είναι πάντα Dedicated Channels. Τα Common Channels είναι κανάλια που αφορούν όλους τους χρήστες της κυψέλης σε αντίθεση με τα Dedicated Channels που αφορούν σε συγκεκριμένους χρήστες και μεταφέρουν είτε μηνύματα σηματοδότησης είτε πληροφορία. Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται οι διάφοροι τύποι λογικών καναλιών.



Εικόνα 5.12: Διάφοροι Τύποι Λογικών Καναλιών

5.9 Κωδικοποίηση Φωνής

Η πιο σημαντική υπηρεσία που προσφέρεται σε ένα χρήστη κυψελωτού δικτύου κινητών επικοινωνιών είναι η μετάδοση της φωνής. Η γενική τεχνική απαίτηση είναι απλή: να μεταδίδονται τα σήματα φωνή σε ένα αποδεκτό επίπεδο ποιότητας, χρησιμοποιώντας όσο το δυνατό μικρότερο ρυθμό μετάδοσης. Η συσκευή που μετατρέπει την ανθρώπινη φωνή σε ψηφιακή ροή δεδομένων, κατάλληλη για μετάδοση μέσω της ραδιοεπαφής και αναπαράγει μία αναλογική ακουστική αναπαράσταση των λαμβανόμενων δεδομένων, ονομάζεται κωδικοποιητής φωνής (speech coder). Ο κωδικοποιητής και ο αποκωδικοποιητής φωνής αποτελεί κομμάτι κάθε κινητού σταθμού που προορίζεται για μετάδοση φωνής. Οι κωδικοποιητές στο GSM είναι: Full Rate Codec, Half Rate Codec και Enhanced Full Rate Codec. Ο full rate speech codec, που τελικά καθιερώθηκε για το GSM είναι ο RPE-LTP (Regular Pulse Excitation and Long-Term Prediction) στα 13kbps. Ο half-rate codec μειώνει στο μισό τη ποσότητα των δεδομένων που χρειαζόμαστε για να αναπαράγουμε επαρκώς την ανθρώπινη φωνή και έτσι, επιτρέπει σε διπλάσιους σταθμούς να μοιράζονται την ίδια χρονοσχισμή στο TDMA πλαίσιο. Δύο half-rate

κινητοί σταθμοί μπορούν να χρησιμοποιούν τους ίδιους πόρους με ένα full-rate κινητό σταθμό , απλά λειτουργώντας εναλλακτικά.

5.10 Σχεδίαση GSM δικτύου

Ο σχεδιασμός μίας κυψέλης περιλαμβάνει καθορισμό της θέσης που θα εγκατασταθεί ο Σταθμός Βάσης (S/B), το είδος του εξοπλισμού καθώς και τις τιμές των σχεδιαστικών παραμέτρων όπως (τύποι κεραιών , κατευθύνσεις και κλίσεις κεραιών κλπ) . Προκειμένου να εξασφαλιστεί πλήρης κάλυψη και να αποφευχθούν παρεμβολές , κάθε κυψελωτό δίκτυο απαιτεί το κατάλληλο σχεδιασμό. Οι βασικές δραστηριότητες που περιλαμβάνει ο σχεδιασμός μίας κυψέλης περιγράφονται παρακάτω:

Βήμα 1 :Ανάλυση κίνησης και κάλυψης (Απαιτήσεις του συστήματος)

Αρχικά , για το σχεδιασμό ενός Κυψελωτού Συστήματος αναλύονται τόσο η κίνηση όσο και η κάλυψη. Η ανάλυση πρέπει να παρέχει πληροφορία σχετική με τη γεωγραφική περιοχή και την αναμενόμενη ανάγκη για χωρητικότητα. Οι τύποι των δεδομένων που συλλέγουμε είναι οι εξής:

- Κόστος
- Χωρητικότητα
- Κάλυψη
- Βαθμός Εξυπηρέτησης (Grade of Service – GoS)
- Διαθέσιμες Συχνότητες
- Δείκτης Ποιότητας Φωνής
- Ικανότητα επέκτασης του Συστήματος

Οι απαιτήσεις της κίνησης (πχ πόσοι συνδρομητές θα συνδεθούν στο δίκτυο και πόση κίνηση θα δημιουργηθεί) παρέχει τη βάση για τη κατασκευή ενός κυψελωτού δικτύου. Η γεωγραφική κατανομή της απαίτησης της κίνησης μπορεί να εκτιμηθεί με τη χρήση δημογραφικών στοιχείων όπως:

- Κατανομή του πληθυσμού
- Κατανομή της χρήσης των αυτοκινήτων
- Κατανομή του εισοδήματος του πληθυσμού
- Δεδομένα της χρήσης του εδάφους
- Στατιστικά της τηλεφωνικής χρήσης
- Άλλοι παράγοντες όπως χρεώσεις των συνδρομητών , χρεώσεις των κλήσεων και κόστος των κινητών σταθμών.

Βήμα 2 : Ονομαστικό Σχεδιάγραμμα Κυψελών (Nominal Cell Plan)

Μετά από την επεξεργασία των δεδομένων που λαμβάνονται από την ανάλυση της κίνησης και της κάλυψης , παράγεται ένα ονομαστικό σχεδιάγραμμα των κυψελών (nominal cell plan). Το ονομαστικό σχεδιάγραμμα των κυψελών δεν είναι τίποτα άλλο από μία γραφική αναπαράσταση του δικτύου και απλώς μοιάζει με ένα χάρτη πάνω στο οποίο απεικονίζονται οι κυψέλες. Ωστόσο, πρέπει να γίνουν πολλοί υπολογισμοί για να προκύψει αυτό το σχεδιάγραμμα. Τα ονομαστικά σχεδιαγράμματα των κυψελών αποτελούν τα πρώτα σχέδια που παράγονται και αποτελούν τη βάση για περαιτέρω σχεδιασμό. Σε αυτό το σημείο ξεκινάει η πρόβλεψη της κάλυψης και των παρεμβολών. Αυτού του είδους ο σχεδιασμός απαιτεί προγράμματα ηλεκτρονικών υπολογιστών κατάλληλα για μελέτη διάδοσης ραδιοκυμάτων.

Βήμα 3 : Κατοπεύσεις (Σ/ Β) (SURVEYS) και μετρήσεις ραδιοκάλυψης

Αφού έχει δημιουργηθεί το ονομαστικό σχεδιάγραμμα κυψελών , ακολουθούν οι μετρήσεις των ραδιοκυμάτων , προκειμένου να επιβεβαιωθούν οι προβλέψεις για την κάλυψη και την παρεμβολή. Επίσης επισκέπτονται τις θέσεις (sites)στις οποίες πρόκειται να εγκατασταθεί ο Σ/Β. Το παραπάνω αποτελεί κρίσιμο βήμα γιατί είναι απαραίτητο να καθοριστεί το πραγματικό περιβάλλον ώστε να αποφασιστεί αν η θέση είναι κατάλληλη ή όχι ώστε να συμπεριληφθεί στο σχεδιασμό του κυψελωτού δικτύου.

Βήμα 4 : (Τελικός σχεδιασμός των κυψελών) Σχεδίαση του συστήματος

Μετά την βελτιστοποίησης του σχεδιασμού και εφόσον μπορούμε να εμπιστευθούμε τις προβλέψεις των ηλεκτρονικών υπολογιστών , γίνεται η διαστασιοποίηση του εξοπλισμού των Σ/Β (BTS) των BSC και των MSC , δηλαδή υπολογίζουμε τον συνολικό αριθμό των Σ/Β με τις σχεδιαστικές παραμέτρους, για κάθε Σ/Β , τον αριθμό των BSC και των MSC του δικτύου. Έτσι παράγεται το τελικό σχέδιο του δικτύου . Στη συνέχεια το σχέδιο χρησιμοποιείται κατά την εγκατάσταση του συστήματος. Επιπλέον, δημιουργείται ένα ειδικό αρχείο που λέγεται Δεδομένα Σχεδίασης της Κυψέλης (CCD- Cell Design Data)το οποίο περιλαμβάνει τις παραμέτρους για κάθε κυψέλη που ολοκληρώνεται.

Βήμα 5 : Υλοποίηση

Κατά την υλοποίηση γίνονται εγκατάσταση του εξοπλισμού (system installation), οι ρυθμίσεις λειτουργίας (commissioning) και τέλος ο έλεγχος σωστής λειτουργίας. Ο Σ/Β πρέπει να περάσει ένα σύνολο από test με επιτυχία πχ μετρήσεις στάσιμων κυμάτων και απώλειες καλωδίων εντός ορίων , διεκπεραίωση κλήσεων με επιτυχία ,υλοποίηση handover (HO), μέτρηση ισχύς εξόδου κλπ.

Βήμα 6 : Ρύθμιση του Συστήματος

Αφού το σύστημα έχει εγκατασταθεί , συνεχώς επανεξετάζεται προκειμένου να αποφασιστεί πόσο καλά ανταποκρίνεται σε διάφορες απαιτήσεις. Η παραπάνω διαδικασία καλείται ρύθμιση του συστήματος (system tuning)και περιλαμβάνει τις εξής διαδικασίες:

- Έλεγχος ότι το κυψελωτό δίκτυο υλοποιήθηκε επιτυχώς
- Εκτίμηση των παραπόνων των πελατών
- Έλεγχος ότι η απόδοση του δικτύου είναι αποδεκτή
- Αλλαγή των παραμέτρων και πραγματοποίηση νέων μετρήσεων (αν είναι απαραίτητο)
- Το σύστημα χρειάζεται συνεχή ρύθμιση γιατί η τηλεπικοινωνιακή κίνηση και ο αριθμός των συνδρομητών αυξάνεται συνεχώς. Τελικά, το σύστημα φτάνει σε τέτοιο βαθμό που θα πρέπει να επεκταθεί (πχ προσθήκη νέων πομποδεκτών –TRX) προκειμένου να εξυπηρετήσει το αυξημένο φορτίο της κίνησης. Σε αυτό το σημείο, γίνεται νέα ανάλυση της κίνησης και της κάλυψης και έτσι ξεκινάει πάλι ο κύκλος σχεδίασης των κυψελών.

5.11 Χωρητικότητα δικτύων GSM

Όταν γίνεται η σχεδίαση ενός δικτύου τυχαίας πρόσβασης , όπως είναι τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας , είναι απαραίτητο να υπάρχει ένα μοντέλο τηλεφωνικής κίνησης.. Το μοντέλο αυτό είναι αποτέλεσμα του συνδυασμού παρατηρήσεων ενός πραγματικού δικτύου και λογικών παραδοχών. Για τη κατασκευή του μοντέλου αυτού, απαιτείται γνώση της "τηλεφωνικής" συμπεριφοράς των συνδρομητών: πόσοι είναι , πόσο συχνά και από ποια γεωγραφική περιοχή κάνουν χρήση του κινητού τους τηλεφώνου, ποιες είναι οι μετακινήσεις τους, ποια είναι η διάρκεια της τηλεφωνικής τους συνδιάλεξης κα. Όλες οι πληροφορίες αυτές είναι στατιστικής φύσεως και χρησιμοποιούνται για τη κατασκευή του μοντέλου. Η τηλεφωνική χρήση είναι χρονικά μεταβαλλόμενη και ο στατιστικός χαρακτηρισμός τέτοιων φαινομένων δεν είναι εύκολος. Η τηλεφωνική κίνηση μεταβάλλεται σε ετήσια βάση (έχει σταθερά αυξητικές τάσεις), σε μηνιαία βάση (εποχιακές μεταβολές), σε ημερήσια βάση (γιορτινές μέρες), ακόμα και σε συγκεκριμένες ώρες της ημέρας (ώρες αιχμής). Τα δίκτυα τηλεπικοινωνιών σχεδιάζονται έτσι ώστε, να μπορούν να ανταποκριθούν στις αυξημένες ανάγκες που παρουσιάζονται στις ώρες αιχμής και με γνώμονα την υψηλή ποιότητα παρεχόμενων υπηρεσιών.

Ως μονάδα της τηλεφωνικής κίνησης ορίζεται το Erlang, προς τιμής του δανού μηχανικού A.K. Erlang , ο οποίος ασχολήθηκε με το θέμα της τηλεφωνικής κίνησης. Ορίζεται ως εξής: Εάν Q κλήσεις, μέσης διάρκειας T_a , πραγματοποιούνται κατά το χρονικό διάστημα t , τότε η τηλεφωνική κίνηση A δίνεται από τη σχέση:

$$A = \text{--- Erlangs} \quad (5.1)$$

Όπου t και T_a μετριοούνται με τις ίδιες μονάδες μέτρησης.

Η κίνηση που μπορεί να μεταφέρει μία κυψέλη εξαρτάται από τον αριθμό των **καναλιών κίνησης (traffic channels)** που είναι διαθέσιμα και από το **ποσοστό συμφόρησης (congestion)** που είναι αποδεκτό (τόσο από το πελάτη όσο και από τον πάροχο), αυτό δηλαδή που αποκαλούμε **Grade of Service (GoS)**. Οι διάφορες υποθέσεις για την συμπεριφορά των συνδρομητών οδηγεί σε διαφορετικές απαντήσεις. Ο παρακάτω πίνακας (πίνακας B του erlang) βασίζεται στις πιο κοινές υποθέσεις.

n	0,007	0,008	0,009	0,01	0,02	0,03	0,05	0,1	0,2	0,4	n
1	0,00705	0,00806	0,00908	0,0101	0,02041	0,03093	0,05263	0,11111	0,25	0,66667	1
2	0,126	0,13532	0,14416	0,15259	0,22347	0,28155	0,38132	0,59543	1	2	2
3	0,39664	0,41757	0,43711	0,45549	0,60221	0,71513	0,8994	1,2708	1,9299	3,4798	3
4	0,77729	0,81029	0,84085	0,86942	1,0923	1,2589	1,5246	2,0454	2,9452	5,021	4
5	1,2362	1,281	1,3223	1,3608	1,6571	1,8752	2,2185	2,8811	4,0104	6,5955	5
6	1,7531	1,8093	1,861	1,909	2,2759	2,5431	2,9603	3,7584	5,1086	8,1907	6
7	2,314	2,382	2,4437	2,5009	2,9354	3,2497	3,7378	4,6662	6,2302	9,7998	7
8	2,9125	2,9902	3,0615	3,1276	3,6271	3,9865	4,543	5,5971	7,3692	11,419	8
9	3,5395	3,6274	3,708	3,7825	4,3447	4,7479	5,3702	6,5464	8,5217	13,045	9
10	4,1911	4,2889	4,3784	4,4612	5,084	5,5294	6,2157	7,5106	9,685	14,677	10
11	4,8637	4,9709	5,0691	5,1599	5,8415	6,328	7,0764	8,4871	10,857	16,314	11
12	5,5543	5,6708	5,7774	5,876	6,6147	7,141	7,9501	9,474	12,036	17,954	12
13	6,2607	6,3863	6,5011	6,6072	7,4015	7,9667	8,8349	10,47	13,222	19,598	13
14	6,9811	7,1154	7,2382	7,3517	8,2003	8,8035	9,7295	11,473	14,413	21,243	14
15	7,7139	7,8568	7,9874	8,108	9,0096	9,65	10,633	12,484	15,608	22,891	15
16	8,4579	8,6092	8,7474	8,875	9,8284	10,505	11,544	13,5	16,807	24,541	16
17	9,2119	9,3714	9,6171	9,6516	10,656	11,368	12,461	14,522	18,01	26,192	17
18	9,9751	10,143	10,296	10,437	11,491	12,238	13,385	15,548	19,216	27,844	18
19	10,747	10,92	11,082	11,23	12,333	13,115	14,315	16,579	20,424	29,498	19
20	11,526	11,709	11,876	12,031	13,182	13,997	15,249	17,613	21,635	31,152	20
21	12,312	12,503	12,677	12,838	14,036	14,885	16,189	18,651	22,848	32,808	21
22	13,105	13,303	13,484	13,651	14,896	15,778	17,132	19,692	24,064	34,464	22
23	13,904	14,11	14,297	14,47	15,761	16,675	18,08	20,737	25,281	36,121	23
24	14,709	14,922	15,116	15,295	16,631	17,577	19,031	21,784	26,499	37,779	24
25	15,519	15,739	15,939	16,125	17,505	18,483	19,985	22,833	27,72	39,437	25
26	16,334	16,561	16,768	16,959	18,383	19,392	20,943	23,885	28,941	41,096	26
27	17,153	17,387	17,601	17,797	19,265	20,305	21,904	24,939	30,164	42,755	27
28	17,977	18,218	18,438	18,64	20,15	21,221	22,867	25,995	31,388	44,414	28
29	18,805	19,053	19,279	19,487	21,039	22,14	23,833	27,053	32,614	46,074	29
30	19,637	19,891	20,123	20,337	21,932	23,062	24,802	28,113	33,84	47,735	30
31	20,473	20,734	20,972	21,191	22,827	23,987	25,773	29,174	35,067	49,395	31
32	21,312	21,58	21,823	22,048	23,725	24,914	26,746	30,237	36,295	51,056	32

Πίνακας 5.2. : Μέρος του πίνακα B του Erlang , παρέχει σε κίνηση (σε Erlangs) σαν συνάρτηση του GoS (στήλες) και του αριθμού των καναλιών κίνησης (γραμμές)

Οι υποθέσεις αυτές είναι :

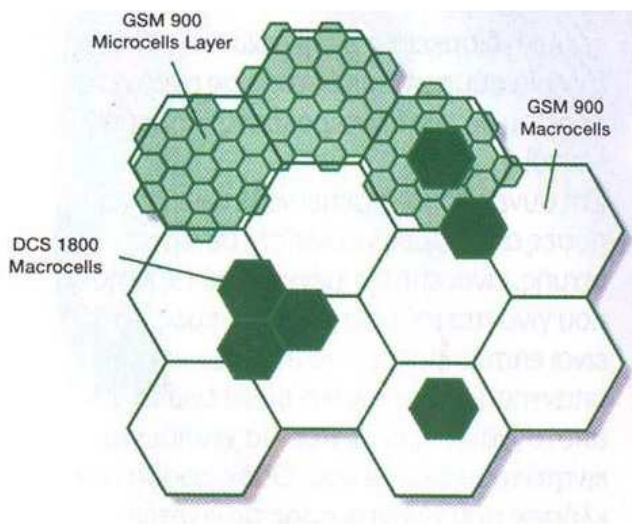
- Δεν υπάρχουν ουρές (όταν όλα τα κανάλια είναι κατειλημμένα και ένας νέος συνδρομητής ζητάει ένα κανάλι δε μπαίνει σε κάποια ουρά αναμονής)
- Ο αριθμός των συνδρομητών είναι πολύ υψηλότερος από τον αριθμό των διαθέσιμων καναλιών κίνησης

- Δεν υπάρχουν αποκλειστικά δεσμευμένα (reserved /dedicated) κανάλια κίνησης
- Η κίνηση έχει κατανομή Poisson (τυχαία)
- Οι μπλοκαρισμένες κλήσεις εγκαταλείπουν αμέσως την προσπάθεια κλήσης

Το παραπάνω αναφέρεται ως σύστημα με απώλειες (lose system).

Στους παραγράφους που ακολουθούν , έχει γίνει η παραδοχή ότι το GSM καλύπτει μία πυκνοκατοικημένη αστική περιοχή. Επίσης , γίνεται λόγος μόνο για ένα δίκτυο κινητής τηλεφωνίας , για παραπάνω τα μεγέθη πολλαπλασιάζονται ανάλογα. Υπάρχουν δύο κύριες κατηγορίες τηλεφωνικής κίνησης : η πρώτη κατηγορία σχετίζεται με την επικοινωνία των συνδρομητών , ενώ η δεύτερη με τις μετακινήσεις τους.

Προκειμένου να μοντελοποιήσουμε την τηλεφωνική κίνηση που σχετίζεται με την επικοινωνία των συνδρομητών, απαιτείται να γνωρίζουμε τον αριθμό των συνδρομητών , την τηλεφωνική κίνηση ανά συνδρομητή , καθώς και τη μέση διάρκεια της τηλεφωνικής κλήσης.



Εικόνα 5.13.: Multi –Layer , Multiband Networks

Η τηλεφωνική κίνηση ανά συνδρομητή ορίζεται ως η μέση πιθανότητα για ένα συγκεκριμένο συνδρομητή να κάνει χρήση του κινητού του τηλεφώνου, κάποια συγκεκριμένη χρονική στιγμή σε ώρα αιχμής. Οι μετρήσεις που έχουν γίνει σε δίκτυα GSM έχουν δείξει ότι 25 mErlang (0.025 Erlang) ανά συνδρομητή είναι υπεραρκετά για να καλύψουν τις ανάγκες της συνδρομητικής βάσης. Αυτό σημαίνει ότι κάθε συνδρομητής μπορεί να κάνει μία κλήση διάρκειας 90 δευτερολέπτων (1.5) λεπτών ανά ώρα. Η μέση τηλεφωνική κίνηση ανά συνδρομητή στην Ελλάδα είναι περίπου 8 mErlang, δηλαδή κάθε συνδρομητής πραγματοποιεί , κατά μέσο όρο , μία κλήση των 28.8 δευτερολέπτων ανά ώρα.

Η άλλη βασική παράμετρος είναι η μέση χρονική διάρκεια της τηλεφωνικής κλήσης, η οποία σύμφωνα με μετρήσεις ανέρχεται περίπου σε 120 δευτερόλεπτα (δηλαδή 2 λεπτά).

Στη συνέχεια, θα πρέπει να υπολογιστεί πόσες απόπειρες για κλήση , σε ώρες αιχμής , είναι πετυχημένες. Από τις κλήσεις που γίνονται προς κινητές συσκευές , το 60% είναι πετυχημένες , στο 35% δεν υπάρχει απάντηση από τον καλούμενο, ενώ το 5 % αποτυγχάνει πριν αρχίσει να χτυπάει το τηλέφωνο του καλούμενου. Τώρα από τις κλήσεις που γίνονται προς τις κινητές συσκευές , θεωρούμε ότι το 60 % είναι πετυχημένες , ενώ το 40% αποτυγχάνει είτε επειδή το κινητό είναι κλειστό είτε επειδή το κινητό βρίσκεται σε περιοχή με κακή ή καθόλου κάλυψη.

Όσον αφορά στη τηλεφωνική κίνηση εξαιτίας των μετακινήσεων των συνδρομητών , θεωρούμε ότι το 70% των συνδρομητών είναι σχεδόν ακίνητοι και ότι η ταχύτητα του υπόλοιπου 30% των συνδρομητών είναι 30km/h. Επίσης, θεωρούμε ότι η διάμετρος της κυψέλης είναι 3km , επομένως ο χρόνος παραμονής σε μία κυψέλη των κινούμενων συνδρομητών είναι 4.5 λεπτά.

Διάφοροι λόγοι μπορούν να προκαλέσουν σε επαναπροσδιορισμό της γεωγραφικής θέσης του συνδρομητή όπως:

- Η μετακίνηση του συνδρομητή από μία κυψέλη σε μία άλλη
- Το κλείσιμο και το άνοιγμα του κινητού
- Περιοδικός επαναπροσδιορισμός της γεωγραφικής θέσης

Αν θεωρήσουμε ότι οι κυψέλες είναι αρκετά μεγάλες και κατάλληλη σχεδιασμένες, ώστε να θεωρείται αμελητέος ο αριθμός των μετακινήσεων από μία κυψέλη σε μία άλλη, καθώς επίσης ότι τα κινητά είναι συνεχώς ανοιχτά, τότε οι δύο πρώτες αιτίες μπορούν να παραλειφθούν. Έτσι λαμβάνεται υπόψη μόνο ο περιοδικός επαναπροσδιορισμός της γεωγραφικής θέσης ο οποίος θεωρούμε ότι γίνεται κάθε μισή ώρα. Εάν θεωρηθεί ότι η μέγιστη επιτρεπτή πιθανότητα "κατελημμένης γραμμής" (blocking probability) είναι 2% , τότε με βάση το μοντέλο τηλεφωνικής κλήσης που παρουσιάστηκε παραπάνω , μία κυψέλη με 30 κανάλια (4TRX) μπορεί να υποστηρίξει τηλεφωνική κίνηση 22 Erlang, δηλαδή 880 συνδρομητές ταυτόχρονα ή περίπου 125 συνδρομητές ανά 2km (για κυψέλη διαμέτρου 3km). Σημαντικό παράγοντα για τη χωρητικότητα ενός συστήματος κινητής τηλεφωνίας αποτελεί η φασματική απόδοση E_s που ορίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$E_s = \frac{A_c}{n_c * WCS} \text{ Erlang/MH/km}^2 \quad (5.2)$$

Όπου

A_c είναι η μεταφερόμενη τηλεφωνική κίνηση ανά κυψέλη

W είναι το χρησιμοποιούμενο φάσμα ανά κυψέλη

N_c είναι ο αριθμός των καναλιών ανά κυψέλη

C είναι το μέγεθος του cluster

S είναι το εμβαδόν της επιφάνειας σε km που καλύπτεται από την κυψέλη

Το μέγεθος του cluster (c) δίνεται από τη σχέση

$$C = i^2 + ij + j^2 \text{ όπου } i, j \geq 0 \quad (5.3)$$

Η μεταφερόμενη τηλεφωνική κίνηση, A_c , δίνεται από τη σχέση :

$$A_c = A_m (1 - B) \quad (5.4)$$

Όπου A_m είναι η μέγιστη τηλεφωνική κίνηση που μπορεί να υποστηριχθεί ανά κυψέλη, η οποία σχετίζεται άμεσα με τη χωρητικότητα του κυψελωτού συστήματος και B είναι η πιθανότητα "κατειλημμένης γραμμής".

Η πιθανότητα "κατειλημμένης γραμμής" (Blocking Probability ή Grade of Service-GoS) B δίνεται από τη σχέση:

$$B = \frac{a}{A_n} = \frac{\frac{A_n^N}{N!}}{1 + A_n + \frac{A_n^2}{2!} + \frac{A_n^3}{3!} + \dots + \frac{A_n^N}{N!}} \quad (5.5)$$

Όπου a είναι η τηλεφωνική κίνηση που χάθηκε εξαιτίας των ανεπιτυχών κλήσεων, A_n είναι η μέση τηλεφωνική κίνηση και N ο αριθμός των καναλιών.

Το απαραίτητο φάσμα ενός κυψελωτού συστήματος, προκειμένου να εξυπηρετηθούν οι απαιτήσεις σε τηλεφωνική κίνηση, δίνεται από τη σχέση:

$$S_w = n_c WC = \frac{A_c}{SE_s} \text{MHZ} \quad (5.6)$$

Κεφάλαιο 6

Το Δίκτυο WCDMA

6.1. Εισαγωγή

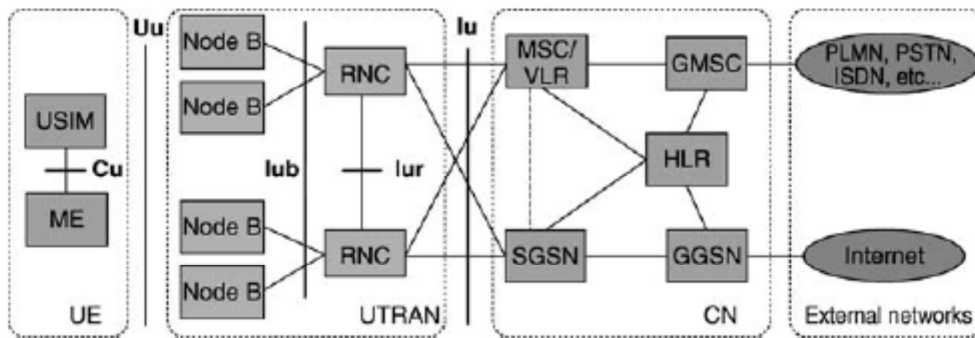
Η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) ξεκίνησε το 1985 ένα πολύ φιλόδοξο έργο, τη δημιουργία μιας ομάδας συστημάτων κινητών επικοινωνιών 3^{ης} γενιάς , που θα παρείχε ασύρματη πρόσβαση στη παγκόσμια τηλεπικοινωνιακή υποδομή. Το 1990 στην Ευρώπη το ETSI ξεκίνησε μία αντίστοιχη προσπάθεια , ονομάζοντας τα δίκτυα τρίτης γενιάς ως **Universal Mobile Telecommunications Systems (UMTS)** . Το 1996 και 1997 η Ένωση των ραδιοβιομηχανιών Association Radio Industries and Business (ARIB) και το ETSI διάλεξαν το WCDMA ως υποψήφια ραδιοεπαφή κίνηση που θεωρήθηκε ένα πολύ αξιόλογο βήμα. Οι σημαντικότερες εταιρίες τηλεπικοινωνιών ένωσαν τις δυνάμεις τους στο 3GPP, ένα οργανισμό ο οποίος αναπτύσσει προδιαγραφές για τα δίκτυα τρίτης γενιάς βασισμένες στη ραδιοεπαφή WCDMA ή UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) και στην εξελιγμένη μορφή του δικτύου κορμού του GSM που υποστηρίζει τεχνολογίες μεταγωγής πακέτων. Το 3GPP είναι πλέον ο οργανισμός που εξελίσσει και τις προδιαγραφές του GSM , αναλαμβάνοντας το ρόλο του ευρωπαϊκού οργανισμού προτυποποίησης ETSI. Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση των βασικών χαρακτηριστικών της ραδιοεπαφής WCDMA. Μερικά χαρακτηριστικά του WCDMA είναι:

- Υποστηρίζει δύο βασικούς τρόπους λειτουργίας: τον Διπλό Διαχωρισμό στη Συχνότητα (FDD) και τον Διπλό Διαχωρισμό στο Χρόνο (TDD)
- Το εύρος ζώνης είναι 5MHz και επιτυγχάνεται με απευθείας διασπορά με ακολουθία ρυθμού 3.84Mcps
- Υποστηρίζει την ασύγχρονη λειτουργία των Σταθμών Βάσης.
- Χρησιμοποιεί σύμφωνο εντοπισμό κατά τη διάρκεια του downlink και uplink
- Υποστηρίζει υψηλούς και μεταβλητούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων του χρήστη.

6.2 .Αρχιτεκτονική του Δικτύου

Ο συνδυασμός του WCDMA με τις εξελίξεις του GSM όσον αφορά το κεντρικό δίκτυο, ονομάζεται Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)

Το WCDMA είναι η τεχνολογία ασύρματης πρόσβασης στα δίκτυα τρίτης γενιάς UMTS. Στη παρακάτω απεικονίζεται η αρχιτεκτονική ενός UMTS δικτύου:



Εικόνα 6.1. Αρχιτεκτονική του δικτύου UMTS

Όπως βλέπουμε το UMTS χωρίζεται στο UE (εξοπλισμό του χρήστη) ο οποίος διακρίνεται σε δύο μέρη :

- Στον **Mobile Equipment (ME)** (Εξοπλισμό του κινητού) που χρησιμοποιείται ως ραδιοτεματικό, στη ραδιοεπικοινωνία Uu interface
- Στον **USIM (UMTS Suscriber Identity Module)** ,που είναι μία έξυπνη κάρτα που κρατάει τη ταυτότητα.

Το **UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network)** που είναι το δίκτυο ασύρματης πρόσβασης (Radio Access Network) και αποτελείται από δύο στοιχεία

- Τον **Node B** που μεταδίδει τη ροή στοιχείων μεταξύ των Iub και Uu interfaces.Επίσης λαμβάνει μέρος στη διαχείριση των ραδιοπόρων.
- Και τον **Radio Network Controller (RNC)** στον οποίο ανήκουν οι ραδιοπηγές και τις ελέγχει.

Και το δίκτυο κορμού (Core Network) του οποίου τα κύρια στοιχεία είναι τα εξής:

- Η **HLR(Home Location Register)** είναι η βασική βάση δεδομένων η οποία αποθηκεύει το προφίλ των υπηρεσιών του χρήστη. Το προφίλ των υπηρεσιών αποτελείται για παράδειγμα από πληροφορίες για επιτρεπόμενες υπηρεσίες, που απαγορεύεται το roaming (σε ποιες περιοχές) και συμπληρωματικές πληροφορίες υπηρεσιών. Στο HLR γίνεται η εγγραφή του χρήστη και παραμένει όσο καιρό είναι ενεργή η εγγραφή του. Η HLR επίσης αποθηκεύει τη του UE (Location Area)
- **MSC/VLR(Mobiles Services Switching Centre/Visitor Location Register)** είναι το κέντρο διαμεταγωγής (MSC) το ποίο έχει προσαρμοσθεί στις ανάγκες του νέου δικτύου και τη γνωστή από το GSM VLR. Το MSC χρησιμοποιείται για τις CS συναλλαγές και το VLR για να κρατάει ένα αντίγραφο για το ποιο είναι το προφίλ του χρήστη ανάλογα με τις υπηρεσίες που χρησιμοποίησε.

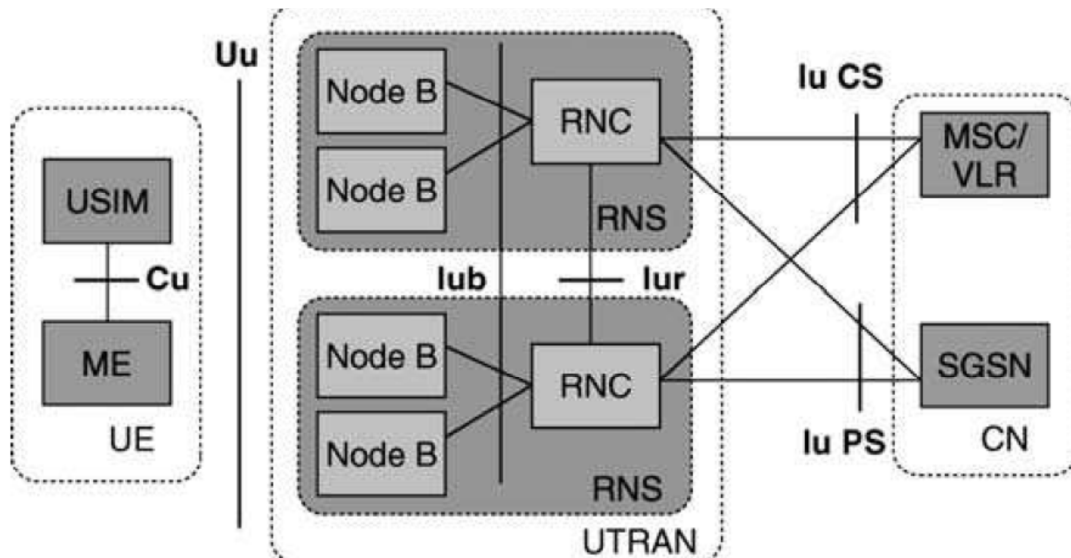
- **GMSC:** Το GMSC είναι υπεύθυνο για όλες τις εισερχόμενες και εξερχόμενες από και προς όλα τα δίκτυα CS(κυκλωματικά-διακοπτόμενες συνδέσεις(πχ τηλεφωνική υπηρεσία).
- **SGSN:** Είναι παρόμοια με το MSC/VLR αλλά για μεταγωγή πακέτων.
- **GGSN:** Είναι υπεύθυνο για τη δημιουργία και τη διατήρηση των συνδέσεων προς τα άλλα δίκτυα του PS όπως το διαδίκτυο (υπηρεσία πακέτων δεδομένων)

Τα πρότυπα UMTS έχουνε μία τέτοια δομή που δεν επιτρέπει διευκρίνιση της εσωτερικής λειτουργίας των στοιχείων δικτύου. Οι διεπαφές έχουν όμως καθοριστεί μεταξύ των λογικών στοιχείων του δικτύου. Παρακάτω παρουσιάζονται οι βασικές διεπαφές:

- **Cu Interface:** Είναι η διηλεκτρική διεπαφή μεταξύ της USIM έξυπνης κάρτας και του ME.
- **Uu Interface:** Είναι το πιο σημαντικό interface στο UMTS λόγω του γεγονότος ότι το UE έχει πρόσβαση στο σταθερό μέρος του συστήματος διαμέσου αυτής της διεπαφής.
- **Iu Interface:** Μέσω αυτή της διεπαφής ενώνεται το UTRAN με το CN και με τις αντίστοιχες διεπαφές στο GSM. Το ανοιχτό Iu Interface, ένα Circuit Switched και ένα Packet Switched προσφέρουν τη δυνατότητα στους διαχειριστές του UMTS να αποκτήσουν το UTRAN και το CN από διαφορετικούς διαχειριστές.
- **Iur Interface:** Επιτρέπει το Soft Handover ανάμεσα στα RNCs από διαφορετικούς κατασκευαστές και συμπληρώνει την ανοιχτή Iu Interface.
- **Iub Interface:** Συνδέει ένα RNC με ένα Node B.

6.3.Δίκτυο Ραδιοπρόσβασης (UTRAN) στο UMTS

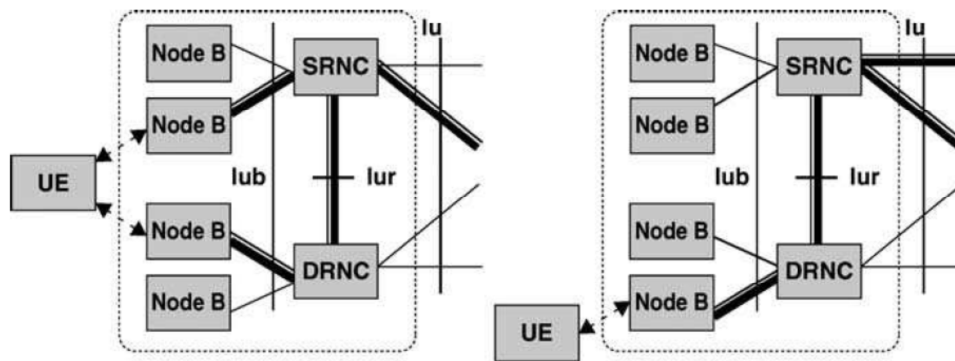
Ο βασικός στόχος του WCDMA Δικτύου Ράδιο Πρόσβασης , είναι να παρέχει μία σύνδεση μεταξύ του κεντρικού δικτύου (Core Network) και του κινητού τηλεφώνου. Τα όρια του είναι από τη πλευρά του UE , η Uu interface , δηλαδή η ραδιοεπαφή , ενώ από τη πλευρά του CN είναι η Iu interface .Το UTRAN είναι παρόμοιο με το BSS του GSM.Αποτελείται από τα στοιχεία του δικτύου που είναι υπεύθυνα για τη διαχείριση των ραδιοπόρων του συστήματος. Το UTRAN αποτελείται από πολλά Radio Networks Subsystems (RNS), τα οποία συνδέονται με το CN με τη διεπαφή Iu όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 6.2. Αρχιτεκτονική UTRAN

Κάθε **RNS** διαχειρίζεται τους ραδιοπόρους των συνδέσεων του. Αποτελείται από ένα **Radio Network Controller** (**RNC**), που είναι παρόμοιο με το **BSC** του **GSM**, και από ένα ή περισσότερα **Node B**, τα οποία είναι παρόμοια με τους Σταθμούς Βάσης (**BS**) του **GSM**. Η σύνδεση του **RNC** με τα **Node B** γίνεται με τα **Iub interface**. Αυτή η διεπαφή πρέπει να είναι ανοικτή, αλλά είναι τοποθετημένη σε τόσο σημαντική θέση που όπως και στο **GSM** με τη διεπαφή **A-bis**, υπάρχουν υλοποιήσεις αποκλειστικές για κάθε κατασκευαστή. Το **RNC** συνδέεται μέσω της διεπαφής **Iu** είτε με ένα **MSC** είτε με ένα **SGSN**. Το **RNC** που ελέγχει ένα **Node B**, πολλές φορές καλείται **Controlling RNC** (**CRNC**) για το **Node B**. Το **CRNC** είναι υπεύθυνο για τον έλεγχο του φορτίου τηλεπικοινωνιακής κίνησης, αλλά και την επίλυση προβλημάτων εκφόρτωσης στις κυψέλες που ελέγχει. Επιπλέον, το **CRNC** είναι υπεύθυνο για την εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου αποδοχής σύνδεσης (**admission control**) και της απόδοσης νέων κωδίκων σε νέες ραδιοζεύξεις στις κυψέλες που ελέγχει. Για κάθε **UE** που είναι συνδεδεμένο με το **CN** υπάρχει ένα **RNS** που το εξυπηρετεί (**Serving RNS-SNRS**). Το **UE** μπορεί να είναι συνδεδεμένο και με άλλα **RNS**, αν απαιτούνται και επιπλέον ραδιοπόροι πχ για ένα **soft handover**. Αυτά τα **RNS** καλούνται **Drift RNS** (**DRNS**). Τόσο τα δεδομένα, όσο και η σηματοδότηση μεταξύ των **RNC** μεταφέρονται από την **Iur interface**. Η επικοινωνία με το **CN** γίνεται πάντα μέσω του **SRNC**. Στη περίπτωση που το **UE** είναι συνδεδεμένο με δύο **RNC**, τότε ο συνδυασμός της πληροφορίας στην άνω ζεύξη γίνεται στο **SRNC**. Τα **Node B** αναλαμβάνουν όλη την επεξεργασία στο φυσικό στρώμα της ραδιοεπαφής. Είναι δηλαδή υπεύθυνα για λειτουργίες, όπως η διασπορά φάσματος, η κωδικοποίηση διαύλου, η διεμπλοκή και η προσαρμογή του ρυθμού μετάδοσης. Επιπλέον, τα **Node B** εκτελούν μερικές πολύ βασικές λειτουργίες διαχείρισης των ραδιοπόρων του

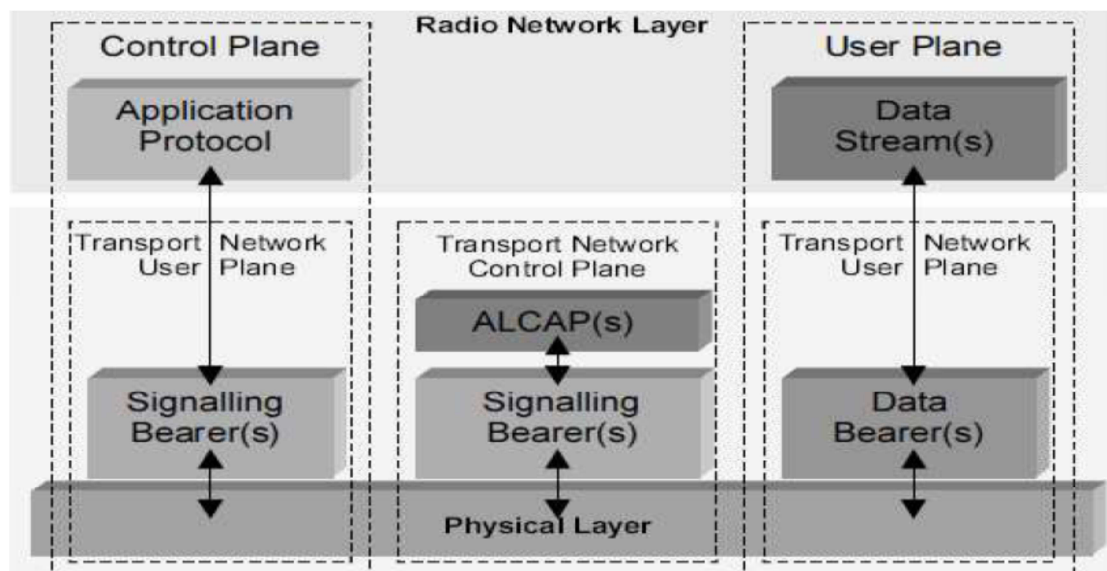
συστήματος, όπως ο έλεγχος ισχύος κλειστού βρόγχου.



Εικόνα 6.3 Ρόλος του RNC στο UTRAN

6.4 Πρωτόκολλα της Ασύρματης Διεπαφής του UTRAN

Έχουμε ένα αριθμό πρωτοκόλλων για την ασύρματη διεπαφή μεταξύ του WCDMA δικτύου Ράδιο Πρόσβασης (UTRAN) και του κινητού τηλεφώνου και τα οποία σχεδιάστηκαν με το ίδιο γενικό μοντέλο πρωτοκόλλου.



Εικόνα 6.4. Γενικό μοντέλο πρωτοκόλλου για τις διεπαφές του UTRAN

6.4.1. Οριζόντια Επίπεδα

Εδώ έχουμε 2 κύρια επίπεδα : το **Radio Network Layer** (Επίπεδο Ράδιο-δικτύου) και το **Transport Network Layer** (Μεταφορικό Επίπεδο Δικτύου). Όλα τα θέματα που αφορούν το UTRAN , φαίνονται από το Radio Network Layer ενώ το Transport Network Layer , ερμηνεύει τη τυποποιημένη τεχνολογία που έχει επιλεγεί για το UTRAN.

6.4.2. Κάθετα Επίπεδα

6.4.2.1. Control Plane (Επίπεδο Ελέγχου)

Το Control Plane περιλαμβάνει το **Application Protocol** (Πρωτόκολλο Εφαρμογών) και τον **Signaling Bearer** (Κομιστή Σηματοδοσίας) που χρησιμοποιείται για αναμετάδοση των μηνυμάτων , τα οποία συνδέονται με το **Application Protocol**.

6.4.2.2. User Plane (Επίπεδο Χρήστη)

Το **User Plane** χρησιμοποιείται για τη μεταφορά μέσω αυτού όλες τις πληροφορίες που λαμβάνονται και στέλνονται στο χρήστη (πχ κωδικοποιημένη φωνή).

6.4.2.3. Transport Network Control Plane (Επίπεδο Ελέγχου Μεταφοράς Δικτύου)

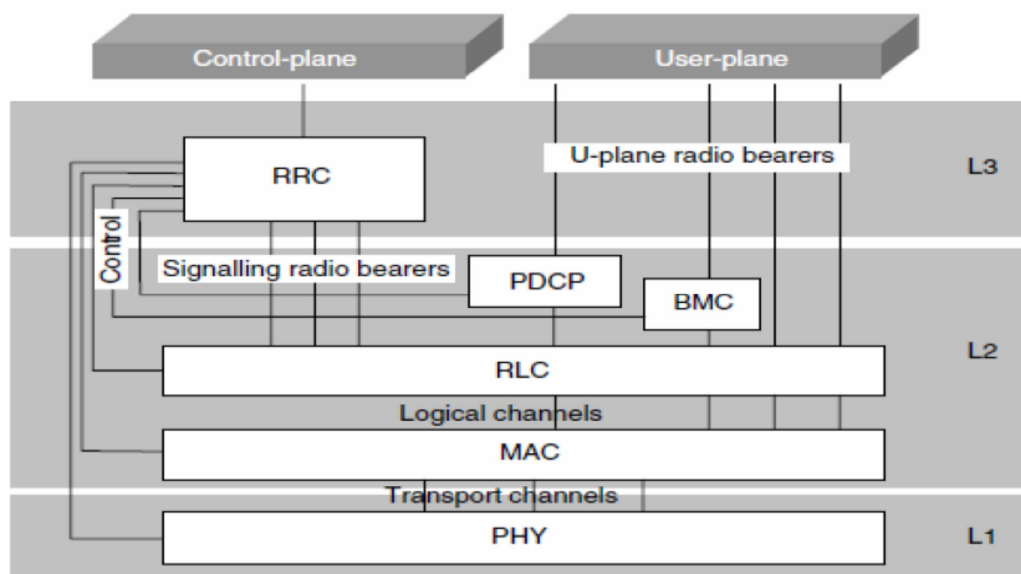
Όλη η σηματοδοσία που γίνεται στο **Transport Layer** (Επίπεδο Μεταφοράς) ελέγχεται από το **Transport Network Control Plane**. Δε συμμετέχει καμία πληροφορία για το **Radio Network Layer** . Το Transport Network Layer είναι ένα επίπεδο που λειτουργεί μεταξύ του **Control Plane** και του **User Plane**.

6.4.2.4. Transport Network User Plane (Επίπεδο Χρήστη Μεταφοράς Δικτύου)

Οι **Data Bearers** που ανήκουν στο User Plane και οι **Signaling Bearers** στο Application Protocol , ανήκουν και στο **Transport Network User Plane**.

6.5 Συνοπτική Περίληψη του Radio Interface

Τα πρωτόκολλα ανάμεσα στο WCDMA δίκτυο και του κινητού τηλεφώνου , έχουνε κάποια επίπεδα .Το κάθε ένα δίνει μία υπηρεσία στο αμέσως επόμενο πρωτόκολλο.



Εικόνα 6.5 Πρωτόκολλα στη ραδιοεπαφή του UTRAN.

Τα παρακάτω είναι τα συγκεκριμένα επίπεδα και ο σκοπός τους :

- **το φυσικό στρώμα (PHY ή L1)** (μετάδοση και λήψη δεδομένων)
- **το Data Link Layer (L2)** (αναμετάδοση των λαμβασμένων πακέτων, αν υπάρχει χρόνος)
- **Network Layer (L3)** (η σηματοδότηση , η οποία είναι απαραίτητη για τον έλεγχο της σύνδεσης του κινητού τηλεφώνου)

Το Physical Layer (Φυσικό Επίπεδο) (Layer 1) παρέχει τα μεταγωγικά κανάλια στο Layer 2 στο MAC. Έχουμε διάφορους τύπους Μεταγωγικών Καναλιών όπως είναι τα κοινά που διανέμονται από πολλές συσκευές τηλεφώνων ταυτόχρονα αλλά επίσης έχουμε και τα αφοσιωμένα τα οποία είναι μόνο για ένα κινητό τηλέφωνο.

Το L2 χωρίζεται σε υποστρώματα:

- Το **Medium Access Control (MAC)** παρέχει τα λογικά κανάλια στο ανώτερο πρωτόκολλο. Τα λογικά κανάλια διαχωρίζονται ανάλογα με τι τύπο πληροφορία μεταφέρουνε.
- Το **Radio Link Control (RLC)** γίνεται σε μία από τις καταστάσεις: στη ανεπιβεβαίωτη και επιβεβαιωμένη λήψη είτε σε μία χρονική στιγμή όπου γίνεται διαχωρισμός λειτουργιών και σε κατάσταση επιβεβαιωμένης λήψης, με τη μέθοδο της αναμετάδοσης, προσφέρει μία παράδοση υπηρεσίας σε ασφαλή κατάσταση.
- Το **Broadcast / Multicast Control (BMC)**
- Το **Packet Data Convergence Control (PDCP)**

Το L3 περιέχει και αυτό υποστρώματα, από τα οποία μόνο το Radio Resource Control (RRC) ανήκει στο Access Stratum και το οποίο φροντίζει για τον έλεγχο στο κινητό τηλέφωνο, ενώ τα υπόλοιπα ανήκουν στο Non Access Stratum, δηλαδή αφορούν το δίκτυο κορμού (CN).

Τα κατακόρυφα επίπεδα είναι : το επίπεδο ελέγχου (Control Plane) και το επίπεδο χρήστη (User Plane). Το MAC και το RLC ανήκουν και στα δύο επίπεδα , ενώ το RRC ανήκει μόνο στο επίπεδο ελέγχου και τα BMC και PDCP μόνο στο επίπεδο του χρήστη.

6.6. Radio Network Functionality

Για να λειτουργεί καλύτερα ένα ασύρματο δίκτυο, υπάρχουν κάποιες λειτουργίες για τα κινητά τηλέφωνα που το χρησιμοποιούνε αλλά και για τον έλεγχο του ραδιοδικτύου.

6.6.1. Έλεγχος Αποδοχής Σύνδεσης Κλήσης (Admission Control)

Ο Έλεγχος Αποδοχής Σύνδεσης Κλήσης (Admission Control) παρέχεται και αυτός από το RNC και είναι ο μηχανισμός που χρησιμοποιείται για την αποδοχή ή

την απόρριψη νέων χρηστών , νέων RAB (Radio Access Bearer) ή ακόμη και νέων ραδιοζεύξεων που προέρχονται από ενέργειες του δικτύου, όπως οι μεταπομπές , Σκοπός του ελέγχου αποδοχής σύνδεσης είναι η αποφυγή υπερφόρτωσης του ραδιοδικτύου. Στη πράξη, το RNC βασίζεται σε μετρήσεις τόσο του ωφέλιμου φορτίου, όσο και των παρεμβολών σε μία κυψέλη και αποφασίζει, αν θα επιτρέψει νέες συνδέσεις ή όχι. Οι αποφάσεις του ελέγχου αποδοχής σύνδεσης μπορεί να επηρεάσουν τόσο τη ποιότητα υπηρεσία (QoS) των υπάρχουσών συνδέσεων στη κυψέλη , όσο και να προκαλέσουν απορρίψεις κλήσεων. Λόγω της WCDMA ραδιοεπαφής , μία νέα σύνδεση ή μία νέα αύξηση στο ρυθμό μετάδοσης προκαλεί αύξηση του επιπέδου των παρεμβολών τόσο στην ίδια κυψέλη , όσο και σε γειτονικές κυψέλες . Επιπλέον, η αύξηση των παρεμβολών σε μία κυψέλη έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση ουσιαστικά της έκτασης της κάλυψης της κυψέλης, γεγονός που σημαίνει ότι σε μία νέα κλήση μπορεί να είναι η αιτία διακοπής υπάρχουσών κλήσεων που βρίσκονται στα όρια της κυψέλης.

6.6.2. Έλεγχος Συμφόρησης (Congestion Control)

Αν προκληθεί υπερφόρτωση σε μία κυψέλη, τότε ο Έλεγχος Συμφόρησης (Congestion Control), φροντίζει ώστε να επανέλθει το σύστημα σε σταθερή κατάσταση. Συνήθεις ενέργειες του είναι ο εξαναγκασμός σε μεταπομπή σε άλλο Node B ή στο GSM ή η μείωση του ρυθμού εκπομπής/λήψης σε κάποιους συνδρομητές ή ακόμα και η αποσύνδεση συνδρομητών. Ο Έλεγχος Συμφόρησης καλείται πολλές φορές και Έλεγχος Φορτίου (Load Control). Η βασική διαφορά με το Admission Control είναι ότι αυτός είναι μία διαδικασία on-off, ενώ το Congestion Control είναι μία συνεχής διαδικασία. Το Admission Control αντιμετωπίζει κάθε αίτηση για πόρους ξεχωριστά, ενώ το Congestion Control αντιμετωπίζει το δίκτυο ως σύνολο. Το Admission Control αποφασίζει για την εγκατάσταση ή όχι κάποιων συνδέσεων , ενώ το Congestion Control παρακολουθεί και διαχειρίζεται στη συνέχεια τις υπάρχουσες συνδέσεις. Θεωρητικά, το Congestion Control δε θα απαιτούνταν , αν το Admission Control μπορούσε να προβλέψει με επιτυχία τις αλλαγές στο φορτίο των κυψελών του δικτύου, αλλά και το επίπεδο των παρεμβολών. Τόσο το Admission Control όσο και Congestion Control χρησιμοποιούν διαφορετικούς αλγόριθμους στην άνω και τη κάτω ζεύξη, Στο Admission Control θα πρέπει οι αλγόριθμοι στην άνω αλλά και στη κάτω ζεύξη , να αποδεχθούν τη νέα αίτηση πριν τελικά αποδοθούν πόροι.

6.6.3. Έλεγχος Ισχύος (Power Control)

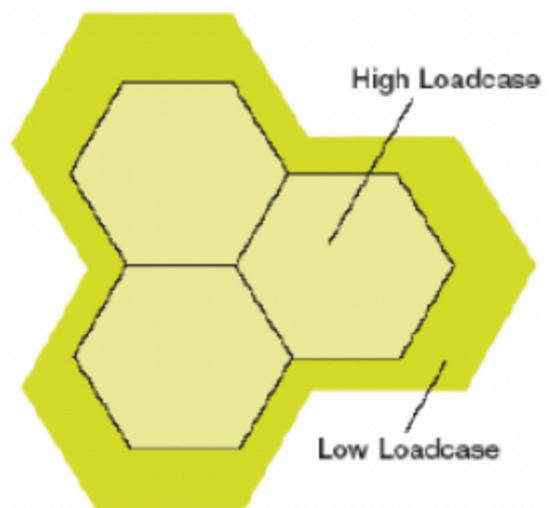
Στο WCDMA όλοι οι χρήστες χρησιμοποιούν τον ίδιο συχνοτικό δίαυλο, αλλά διαχωρίζονται με ορθογωνικούς κώδικες διασποράς. Συνεπώς, κάθε χρήστης φαίνεται ως θόρυβος για τους υπόλοιπους χρήστες. Αν η ισχύς εκπομπής των χρηστών είναι ανεξέλεγκτη, τότε η προκύπτουσα παρεμβολή θα είναι αυξημένη. Ο Έλεγχος Ισχύος

(**Power Control**) αναλαμβάνει τη διαχείριση της ισχύος των UEs, ώστε να αποφεύγονται τα προβλήματα αυξημένων παρεμβολών και φαινομένων. Απαιτείται έλεγχος ισχύος και στη κάτω ζεύξη, προκειμένου να περιοριστούν οι παρεμβολές τόσο σε γειτονικές κυψέλες , όσο και στην ίδια κυψέλη λόγω χρήσης ημι-ορθογωνικών κωδίκων διασποράς. Υπάρχουν τρεις τύποι ελέγχου ισχύος:

- Έλεγχος Ισχύος Ανοικτού Βρόγχου (Open Loop Power Control)
- Έλεγχος Ισχύος Κλειστού Βρόγχου (Closed Loop Power Control)
- Έλεγχος Ισχύος Εξωτερικού Βρόγχου (Outer Loop Power Control)

Στον **έλεγχο ισχύος ανοικτού βρόγχου**, το Node B χρησιμοποιεί συγκεκριμένα κανάλια για να μεταδώσει μία ευρυεκπομπή (broadcast) την πληροφορία για την ισχύ εκπομπής του UE , κατά τη πρώτη προσπάθεια πρόσβασης στο δίκτυο. Στο CDMA , κάθε συνδρομητής αποτελεί πηγή παρεμβολών για τους υπόλοιπους χρήστες , συνεπώς η τυχαία πρόσβαση στο δίκτυο πρέπει να γίνει με τη μικρότερη δυνατή ισχύ εκπομπής. Γενικότερα, με τη τεχνική ανοικτού βρόγχου ο πομπός πρέπει να μετρά τα επίπεδα παρεμβολών και να προσαρμόζει την ισχύ του αντίστοιχα. Αν η τεχνική αμφιδρόμησης είναι η TDD , τότε χρησιμοποιείται η ίδια συχνότητα και προς τις δύο κατευθύνσεις μετάδοσης και συνεπώς οι διαλείψεις είναι συσχετισμένες και η τεχνική αποδίδει πολύ καλά. Αν όμως έχουμε FDD σύστημα , τότε οι διαλείψεις στις δύο κατευθύνσεις είναι ασυσχέτιστες και άρα, η εκτίμηση του διαύλου στη κατεύθυνση λήψης δεν είναι απαραίτητα χαρακτηριστική και για την αντίστροφη ζεύξη. Η τεχνική αποδίδει καλά σε επίπεδο μέσης τιμής της ισχύος. Στον **έλεγχο ισχύος κλειστού βρόγχου**, από τη στιγμή που εγκατασταθεί η σύνδεση , το Node B αναλαμβάνει τον έλεγχο ισχύος. Με βάση το λόγο σήματος προς παρεμβολή (SIR) αλλά και τη λαμβανόμενη ισχύ στο Node B , αυτό ενημερώνει το UE να προσαρμόζει την ισχύ εκπομπής του κάθε 0.667ms (που ταυτίζεται με τη διάρκεια μίας χρονοσχιμής). Συγκριτικά , στο GSM η ισχύς προσαρμόζεται κάθε 480ms. Για το λόγο αυτό η τεχνική αυτή καλείται και **γρήγορος έλεγχος ισχύος κλειστού βρόγχου (fast closed loop power control)**. Στον **έλεγχο ισχύος εξωτερικού βρόγχου** , το RNC προσαρμόζει τη τιμή του επιθυμητού SIR στο Node B. Αυτή η ρύθμιση αφορά κάθε κυψέλη και γίνεται , προκειμένου να διατηρηθεί σταθερή η ποιότητα μετάδοσης . Ο σταθερός έλεγχος του επιθυμητού SIR κάθε κυψέλης είναι πολύ σημαντικός για την απόδοση των CDMA δικτύων. Αν δεν επιτυγχάνεται το επιθυμητό SIR , τότε μειώνεται το μέγεθος της κυψέλης ή αντίστοιχα η χωρητικότητα. Αν το RNC εντοπίσει μία επιδεινούμενη σύνδεση, η επιθυμητή τιμή του SIR στο Node B αυξάνεται κατά ένα σταθερό ποσό. Το UE θα αυξήσει σταδιακά την ισχύ εκπομπής μέχρι να πετύχει τη νέα τιμή του SIR. Αν η διαδικασία ελέγχου ισχύος δεν λειτουργεί ικανοποιητικά , είναι πιθανό να εμφανιστεί το φαινόμενο των κυψελών που "αναπνέουν " ή αναφέρονται αλλιώς ως **breathing cells**. Το φαινόμενο αυτό προκύπτει , αν λόγω αυξημένων παρεμβολών οι μακρινοί χρήστες δεν

εξυπηρετούνται πια και συνεπώς η ενεργή ακτίνα της κυψέλης μειώνεται, Μαζί με τη μείωση όμως της κυψέλης , σταδιακά μειώνονται και οι χρήστες και άρα οι παρεμβολές. Συνεπώς , νέοι χρήστες απομακρυσμένοι από το Node B μπορούν πάλι να συνδεθούν στο σύστημα, γεγονός που συνεπάγεται την αύξηση της ακτίνας κάλυψης της κυψέλης.



Εικόνα 6.6. Κυψέλη με χαμηλή και υψηλή επιβάρυνση.

6.7 Είδη Μεταπομπής στο UMTS

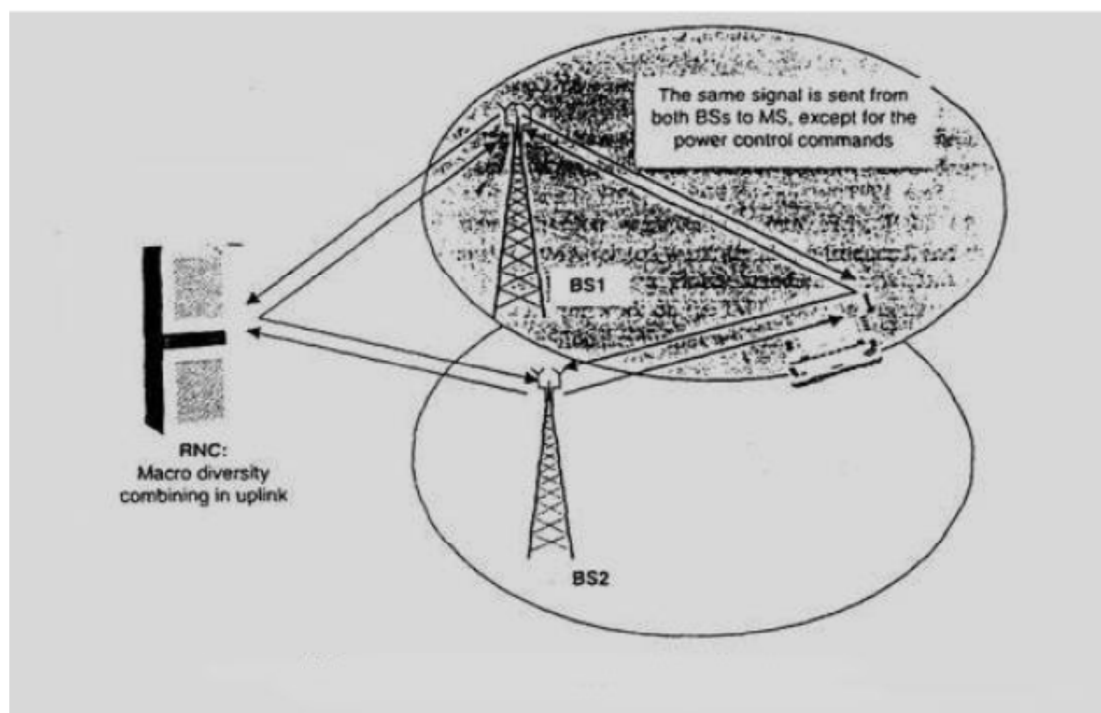
Υπάρχουν δύο βασικοί τύποι μεταπομπής στο UMTS :

- **Soft Handover** (Soft και Softer Handover)
- **Hard Handover** (Inter-Frequency ή Inter-System Handover)

6.7.1 Soft Handover

Στο **soft handover** , το UE συνδέεται ταυτόχρονα σε δύο ή περισσότερες κυψέλες της ίδιας συχνότητας. Στην άνω ζεύξη οι ροές δεδομένων που λαμβάνονται από τα διαφορετικά Node B συνδυάζονται στο RNC. Οι συνδέσεις μπορεί να ανήκουν και σε διαφορετικά RNC. Στη κάτω ζεύξη, το RNC "αντιγράφει" τα δεδομένα και τα προωθεί στο UE μέσω διαφορετικών δρόμων (Node B).Στο δέκτη του UE συνδυάζονται τα σήματα από διαφορετικές κατευθύνσεις, χρησιμοποιώντας τη συνδυαστική μέγιστου λόγου και έτσι , αυξάνεται η ποιότητα της μετάδοσης. Ο συνδυασμός των σημάτων γίνεται στο δέκτη RAKE , όπου τα διαφορετικά σήματα

αντιμετωπίζονται ως διαφορετικές συνιστώσες πολυδιαδρομικής διασποράς. Σε κάθε κλάδο όμως , αναπαράγεται διαφορετικός κώδικας διασποράς, που αντιστοιχεί σε διαφορετικό Node B. Η λειτουργία της επιλογής εναλλακτικών Node B καλείται **Διαφορισμός Σταθμών Βάσης (Macrodiversity)** , όπου το UE ψάχνει για γειτονικές κυψέλες , οι οποίες του κοινοποιούνται από το ενεργό Node B.

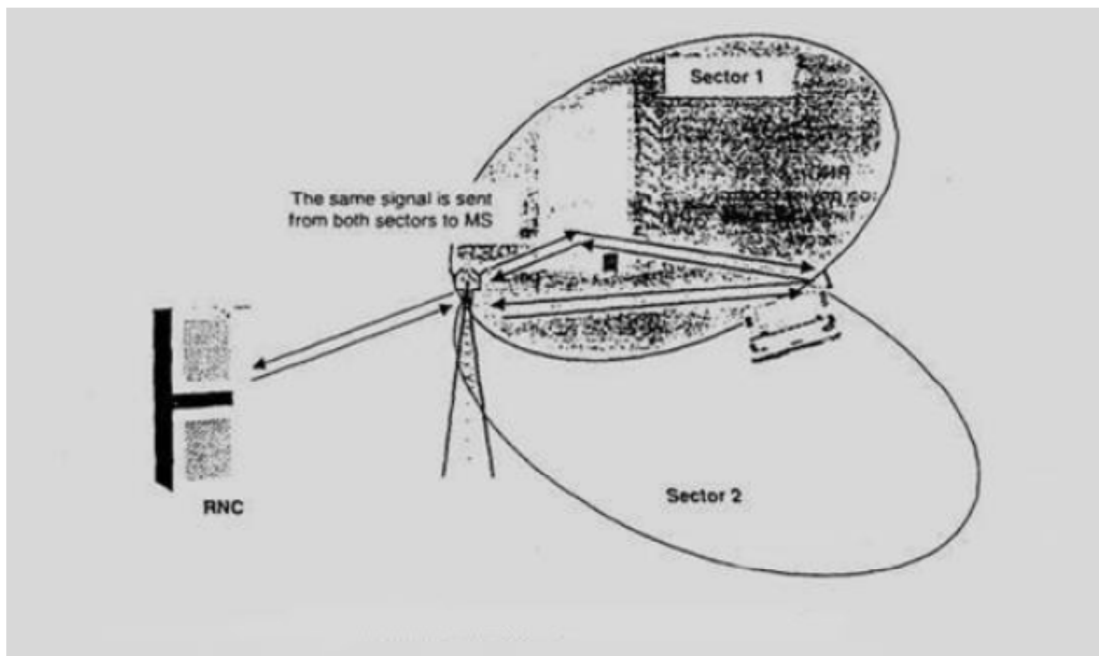


Εικόνα 6.7: Soft Handover (ταυτόχρονη σύνδεση σε δύο ή περισσότερες κυψέλες)

Στη συνέχεια , αποθηκεύει τους κώδικες για κάθε κυψέλη σε μία λίστα. Ενώ το UE είναι συνδεδεμένο, παρακολουθεί το επίπεδο ισχύος του λαμβανόμενου σήματος από τις γειτονικές κυψέλες και ενημερώνει το ενεργό Node B για τα επίπεδα ισχύος του σήματος από αυτές. Με βάση αυτές τις γνώσεις (ποιότητα σύνδεσης με το ενεργό Node B καθώς και τις γειτονικές κυψέλες) το RNC ειδοποιεί το UE να αλλάξει **ενεργή ομάδα (active set)**. Μία ενεργή ομάδα περιλαμβάνει όλες τις κυψέλες με τις οποίες είναι συνδεδεμένο το UE. Το **softer handover** είναι παρόμοιο με το soft handover , μόνο που η διαδικασία αναφέρεται σε διαφορετικούς τομείς και όχι σε κυψέλες. Οι ροές δεδομένων στην άνω ζεύξη θα μπορούσαν να συνδυαστούν στο Node B. Επιπλέον , στο softer handover υπάρχει μόνο ένας ενεργός βρόχος ελέγχου ισχύος, σε αντίθεση με το soft handover , όπου υπάρχουν ταυτόχρονα πολλαπλοί βρόχοι , δεδομένου ότι σε κάθε Node B μπορεί να αποστέλλει εντολή ελέγχου της ισχύος του UE.

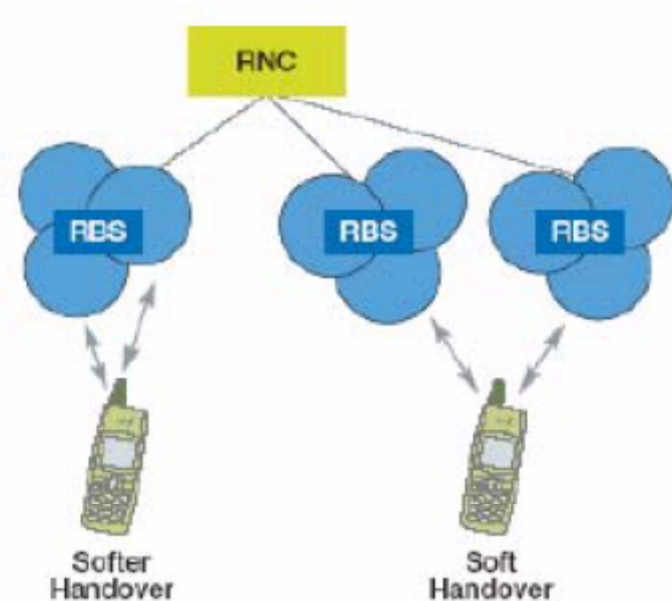
6.7.2 Hard Handover

Το **hard handover** συμβαίνει μεταξύ δύο κυψελών με διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας , αλλά μπορεί να λάβει χώρα και μέσα στο ίδιο Node B, προκειμένου να αλλάξει η συχνότητα επικοινωνίας με το UE. Το UE ψάχνει για νέες συχνότητες χωρίς να διακόπτει την ενεργή σύνδεση. Αυτό επιτυγχάνεται στο FDD χρησιμοποιώντας ένα συμπιεσμένο τύπο μετάδοσης. Ο τύπος αυτός δημιουργεί κενά χρονικά διαστήματα στη μετάδοση χωρίς να χάνονται δεδομένα, Όταν συμβαίνει handover , η παλιά ραδιοζεύξη διακόπτεται, ενώ τη σύνδεση αναλαμβάνει μια νέα κυψέλη (Node B) ,με νέα συχνότητα . Με τη διαδικασία αυτή δεν υπάρχει διακοπή στην σύνδεση.



Εικόνα 6.8. Softer Handover

Οι **ενδοσυχνότητας handover (Intra-frequency)** μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ένα κινητό από τη μία συχνότητα φέροντος στην άλλη στο WCDMA. Το συγκεκριμένο handover λαμβάνει χώρα σε περιοχές υψηλής χωρητικότητας. Τα **handover intra-system (ενδοσυστηματικά)** λαμβάνουν χώρα στα συστήματα WCDMA FDD αλλά και σε συστήματα όπως τα WCDMA TDD ή GSM

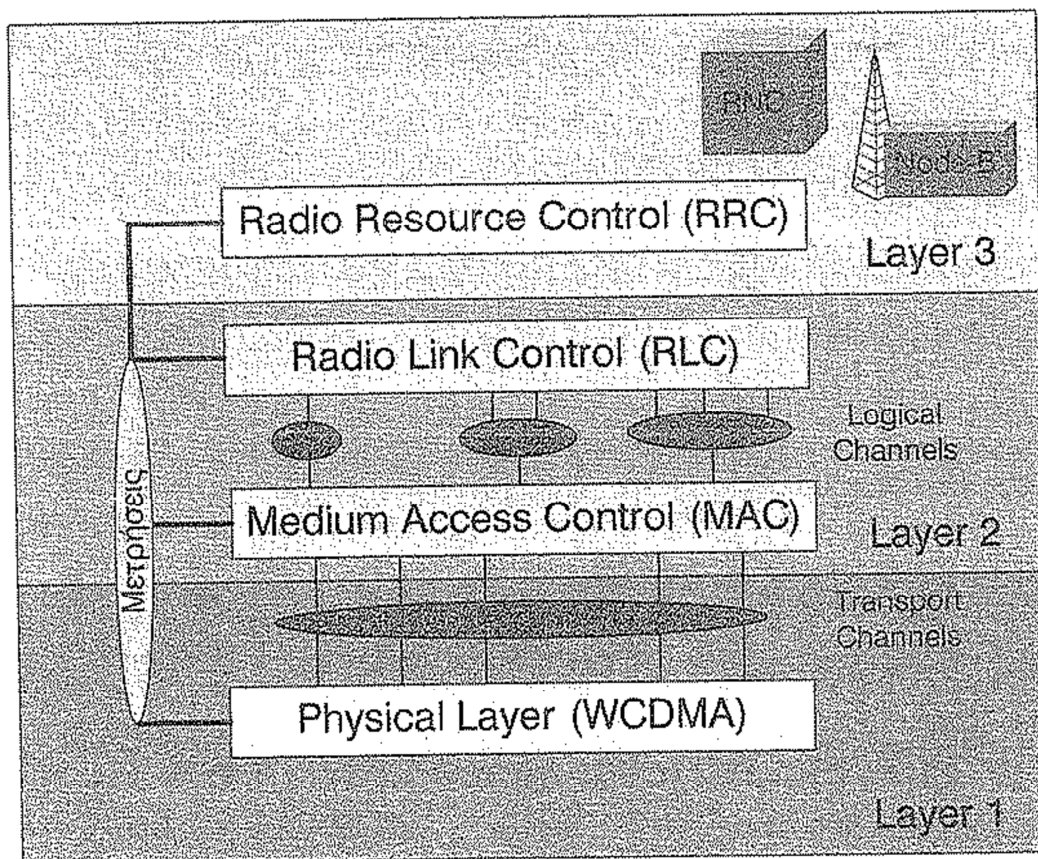


Εικόνα 6.9. Διαφορές soft και softer handover

6.8 Λειτουργίες Στρωμάτων Ραδιοεπαφής

Στο UTRA υπάρχουν , υποστηρίζονται και υλοποιούνται διαφορετικοί τύποι καναλιών. Τα **φυσικά κανάλια (physical channels)** που υπάρχουν στη ραδιοεπαφή και καθορίζονται από τη συχνότητα και το κώδικα στα FDD συστήματα, ενώ στα TDD καθορίζονται επιπλέον και από τη χρονοσχισμή στο πλαίσιο. Τα **κανάλια μεταφοράς (transport channels)** τα οποία υπάρχουν στη διεπαφή φυσικού στρώματος και MAC καθορίζουν τον τρόπο με τον οποίο η πληροφορία μεταδίδεται στη ραδιοεπαφή μέσα από αποκλειστικά και κοινά κανάλια. Ο **μορφότυπος μεταφοράς (transport format)** καθορίζει τα χαρακτηριστικά που χρησιμοποιεί ένα transport channel , καθώς και τη χρησιμοποιούμενη προστασία από σφάλματα. Η επιλογή του transport format γίνεται από το εκπέμπον MAC. Τέλος, υπάρχουν τα **λογικά κανάλια (logical channels)** τα οποία υλοποιούνται ανάμεσα στο MAC και το RLC και τα οποία καθορίζουν τον τύπο της πληροφορίας που πρόκειται να σταλεί (δεδομένα χρήστη ή σηματοδότηση ελέγχου), Τα στρώματα στη ραδιοεπαφή παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα, όπου εμφανίζεται και η θέση σχηματισμού των διάφορων καναλιών

Ραδιοεπαφή



Εικόνα 6.10 Τα στρώματα στη ραδιοεπαφή

Οι υπηρεσίες του Φυσικού Στρώματος περιγράφουν πως και με ποια χαρακτηριστικά μεταφέρονται τα δεδομένα στη ραδιοεπαφή. Το Φυσικό Στρώμα παρέχει στο MAC τα κανάλια μεταφοράς ως υπηρεσίες, ενώ λειτουργεί χρησιμοποιώντας πλαίσια των 10msec. Τα πλαίσια αυτά θα "γεμίσουν" με δεδομένα που αποστέλλονται από το MAC προς το φυσικό στρώμα, για επεξεργασία και μετάδοση. Τα δεδομένα λοιπόν αυτά αποστέλλονται χρησιμοποιώντας τα λεγόμενα **Transport Blocks (TB)**. Κάθε 10msec ένα ή περισσότερα Transport Blocks (TB) μεταφέρονται ταυτόχρονα στα κανάλια μεταφοράς. Τα ταυτόχρονα TB ομαδοποιούνται σε ένα **Transport Block Set (TBS)**, ώστε να επιτευχθούν υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης. Το χρονικό διάστημα μεταξύ διαδοχικών TB καλείται χρονικό διάστημα μετάδοσης. Κάθε κανάλι μεταφοράς πρέπει να έχει δικό του **χρονικό διάστημα μεταφοράς (TTI)**. Η τιμή του TTI δε πρέπει να συνδέεται με το ρυθμό που στέλνονται τα δεδομένα, αλλά με το πόσο συχνά το MAC στέλνει δεδομένα στο φυσικό στρώμα και βέβαια με το πόσο συχνά μπορούμε να μεταβάλλουμε το ρυθμό μετάδοσης. Στο **φυσικό στρώμα** γίνεται η διαμόρφωση και η διασπορά των φυσικών καναλιών. Είναι υπεύθυνα για το συγχρονισμό, το soft handover, το διαφορισμό των Σταθμών Βάσης και τον έλεγχο ισχύος κλειστού βρόγχου. Επίσης, κάνει την αντιστοίχιση των καναλιών μεταφοράς στα φυσικά κανάλια. Το MAC παρέχει τα λογικά κανάλια στο RLC και κάνει και την

αντιστοίχιση στα κανάλια μεταφοράς. Παρέχει μετρήσεις για το RRC , οι οποίες εκτός των άλλων επιτρέπουν στο RNC να αποφασίσει για τα τηλεπικοινωνιακό φορτίο στις κυψέλες, αλλά και για την παρεχόμενη ποιότητα υπηρεσιών. Μπορεί να αποφασίσει να αλλάξει τον τύπο του χρησιμοποιούμενου καναλιού μεταφοράς. Το MAC αναλαμβάνει τη διαχείριση των καναλιών μεταφοράς και τη πολυπλεξία των logical channels σε transport channels. Το RLC παρέχει εγκατάσταση μίας σύνδεσης RLC (μία σύνδεση για κάθε radio bearer). Παρέχει διαφανή μετάδοση των δεδομένων .Οι λειτουργίες του RRC περιλαμβάνουν : την αρχική επιλογή κυψέλης , αλλά και την επανεπιλογή κυψέλης , την ευρυεκτομπή πληροφοριών του συστήματος , τη λήψη μηνυμάτων ειδοποίησης, την εγκατάσταση , διαχείριση και διακοπή μίας RRC σύνδεσης, την εγκατάσταση , αναδιάταξη και διακοπή των radio bearers., την απόδοση πόρων στις RRC συνδέσεις, τις μεταπομπές , τον έλεγχο των μετρήσεων στη ραδιοεπαφή

6.8 1.Λογικά Κανάλια

Τα λογικά κανάλια δεν είναι ακριβώς κανάλια , αλλά θα μπορούσαμε να τα θεωρήσουμε ως ενέργειες που πρέπει να εκτελέσει τόσο το δίκτυο, όσο και ο Κινητός Σταθμός σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Τα λογικά κανάλια διαιρούνται σε κανάλια ελέγχου (control channels) και κανάλια κίνησης (traffic),Αναλυτικά, τα λογικά κανάλια κίνησης είναι :

- Το **Dedicated Traffic Channel (DTCH)** , που είναι αμφίδρομο κανάλι , σημείο-προς-σημείο και μεταφέρει πληροφορία χρήστη.
- Το **Common Traffic Channel (CTCH)** , που υπάρχει μόνο στη κάτω ζεύξη και είναι σημείο-προς-πολλαπλά σημεία, μεταφέροντας πληροφορία κοινή για ομάδα χρηστών.

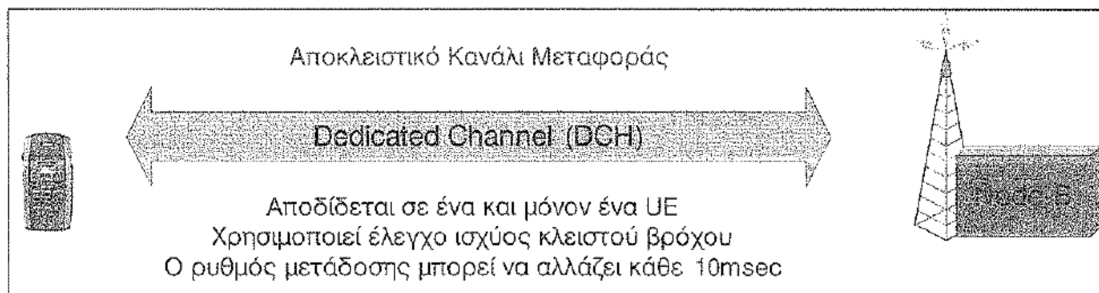
Τα λογικά κανάλια ελέγχου είναι:

- Το **Broadcast Control Channel (BCCH)** , που είναι κανάλι DL, και χρησιμοποιείται για την ευρυεκτομπή πληροφορίας ελέγχου του συστήματος, αλλά και συγκεκριμένων κυψελών.
- Το **Paging Control Channel (PCCH)** , που είναι επίσης DL και μεταφέρει πληροφορίες ειδοποίησης.
- Το **Dedicated Control Channel (DCCH)** , που είναι αμφίδρομο και σημείο-προς-σημείο, μεταφέροντας πληροφορία ελέγχου.

- Το **Common Control Channel (CCCH)**, που είναι αμφίδρομο και σημείο-προς-πολλαπλά σημεία, μεταφέροντας πληροφορίες ελέγχου σε ομάδα χρηστών.
- Τέλος, για TDD συστήματα υπάρχει και το **Shared Channel Control Channel (SHCCH)**, που είναι αμφίδρομο και μεταφέρει πληροφορίες ελέγχου για UL και DL μοιραζόμενα κανάλια (**shared channels**).

6.8.2. Κανάλια Μεταφοράς (Transport Channels)

Τα κανάλια μεταφοράς καθορίζουν τον τρόπο καθώς και τον τύπο των χαρακτηριστικών με τα οποία μεταδίδονται τα δεδομένα στο φυσικό στρώμα. Τα κανάλια μεταφοράς περιλαμβάνουν ένα αποκλειστικό κανάλι, το **Dedicated Channel (DCH)**, που είναι είτε UL είτε DL.



Εικόνα 6.11. Αποκλειστικό κανάλι μεταφοράς

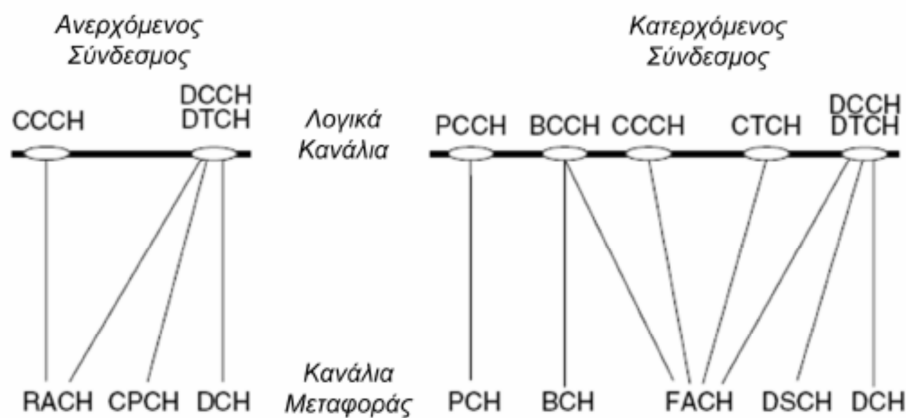
Έτσι, έχουμε τα εξής κανάλια στην άνω ζεύξη:

- Το **Random Access Channel (RACH)**, που χρησιμοποιείται για την αρχική πρόσβαση στο δίκτυο ή για δεδομένα έλεγχου μη πραγματικού χρόνου.
- Το **Common Packet Channel (CPCH)**, που χρησιμοποιείται μόνο σε FDD συστήματα για τη μετάδοση δεδομένων, με καταιγιστική (bursty) μορφή.
- Το **Uplink Shared Channel (USCH)**, που χρησιμοποιείται μόνο σε TDD συστήματα και μεταφέρει πληροφορία ελέγχου, αλλά και δεδομένα χρήστη.

Και τα εξής κανάλια στη κάτω ζεύξη :

- Το **Forward Access Channel (FACH)**, που είναι DL κανάλι και μεταφέρει μικρές ποσότητες από δεδομένα χρήστη.
- Το **Downlink Shared Channel (DSCH)**, που είναι πάντα σχετισμένο με ένα DCH κανάλι και μεταφέρει πληροφορίες ελέγχου, αλλά και δεδομένα χρήστη. Είναι απόφαση του παρόχου, αν θα προσφέρεται το συγκεκριμένο κανάλι.

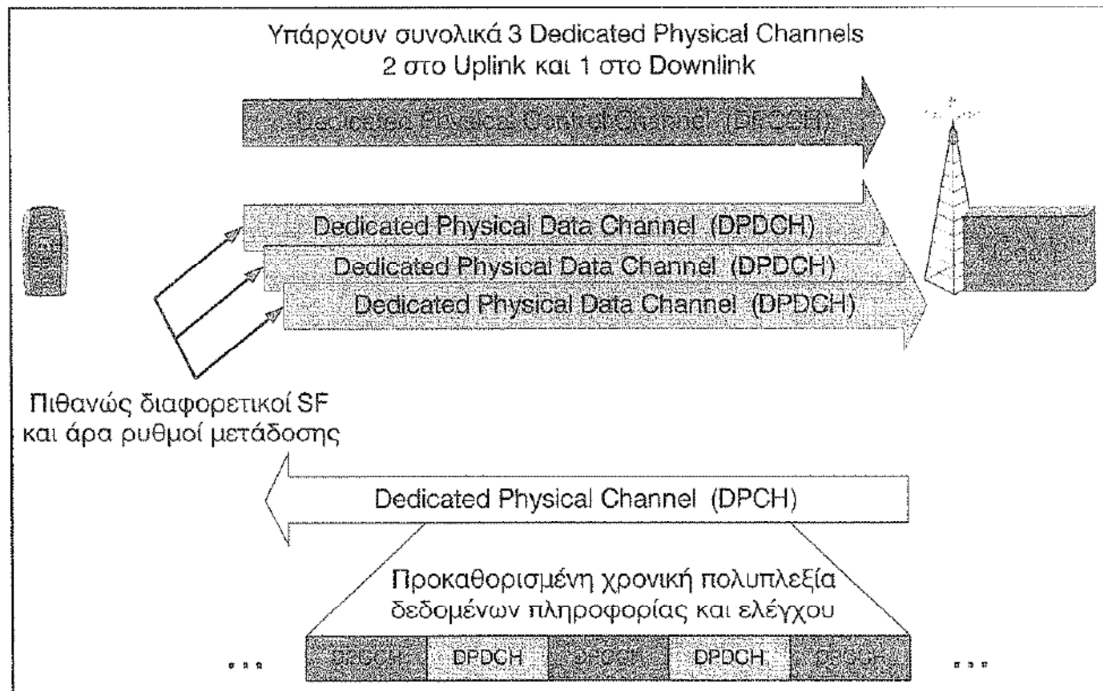
- Το **Broadcast Channel (BCH)**, που χρησιμοποιείται για ευρεία εκπομπή πληροφοριών του συστήματος, αλλά και των κυψελών.
- Το **Paging Channel (PCH)**, που μεταφέρει πληροφορίες αναζήτησης και ειδοποίησης.



Εικόνα 6.12. Αντιστοίχιση μεταξύ καναλιών μεταφοράς και λογικών καναλιών

6.8.3. Φυσικά Κανάλια

Τα φυσικά κανάλια είναι το μέσο μεταφοράς της πληροφορίας . Η ύπαρξη τους περιορίζεται μεταξύ των Node B και των UEs. Στα UMTS δίκτυα που στηρίζονται σε τεχνική αμφιδρόμησης FDD, τα φυσικά κανάλια καθορίζονται από τη συχνότητα και τον κώδικα διασποράς (channelization code). Επιπλέον, στην άνω ζεύξη τα φυσικά κανάλια διαφέρουν και στη σχετική φάση του σήματος. Τα κανάλια μπορεί να είναι είτε **αποκλειστικά (dedicated)** είτε **κοινά (common)**. Τα αποκλειστικά αποδίδονται σε ένα και μόνο UE. Τα κοινά χρειάζονται ένα επιπλέον σύστημα διευθυνσιοδότησης, ώστε να μπορούν να τα χρησιμοποιούν πολλά UEs ταυτόχρονα. Τα αποκλειστικά κανάλια είναι συνολικά 2 στη κατεύθυνση της άνω ζεύξης, το **Dedicated Physical Data Channel (DPDCH)** και το **Dedicated Physical Control Channel (DPCCH)** και 1 στη κάτω ζεύξη , το **Dedicated Physical Channel (DPCH)**, όπου κανάλια πληροφορίας και ελέγχου πολυπλέκονται στο χρόνο, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.

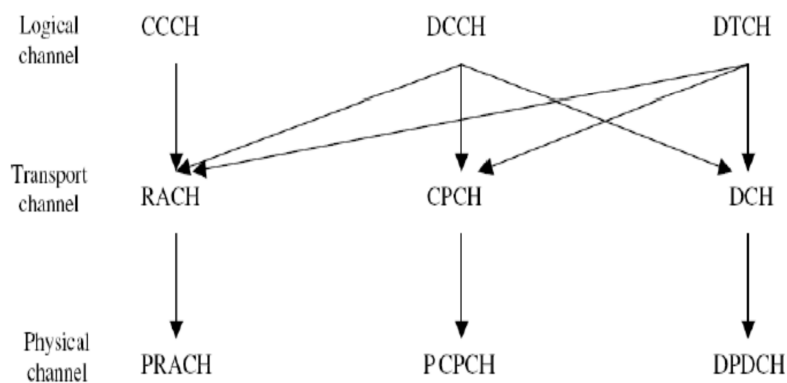


Εικόνα 6.13. Αποκλειστικά φυσικά κανάλια

Το DPDCH μεταφέρει ένα DCH και πληροφορία που δημιουργείται στο στρώμα L2 , αλλά και σε ανώτερα στρώματα.

Στα κοινά φυσικά κανάλια ανήκουν δύο με κατεύθυνση στην άνω ζεύξη και δέκα με κατεύθυνση στη κάτω ζεύξη. Τα δύο πρώτα είναι τα εξής:

- Το **Physical Common Packet Channel (PCPCH)** , που χρησιμοποιείται για την αποστολή πακέτων δεδομένων από τα UEs προς το δίκτυο, όταν η χωρητικότητα του RACH δεν επαρκεί.
- Το **Physical Random Access Channel (PRACH)** , που χρησιμοποιείται για την τυχαία πρόσβαση των UEs στο δίκτυο, αλλά και την αποστολή μικρού πλήθους πακέτων δεδομένων στη κατεύθυνση της άνω ζεύξης.



Εικόνα 6.14 Αντιστοίχιση καναλιών στην uplink ζεύξη

Τα κοινά φυσικά κανάλια είναι τα εξής :

- Το **Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)**, που χρησιμοποιείται όταν είναι ενεργοποιημένο το DSCH από τον πάροχο, προκειμένου να δοθεί η δυνατότητα για επιπλέον μεταφορά δεδομένων χρήστη. Για το λόγο αυτό άλλωστε είναι πάντα σχετισμένο με ένα DPCH.
- Το **Primary Common Control Physical Channel (P-CCPCH)**, που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση πληροφορίας BCH και συνεπώς το "ακούν" όλα τα UEs στη κυψέλη όπου μεταδίδεται. Άρα, το κανάλι αυτό μεταδίδεται ε σταθερό κώδικα διασποράς και υψηλή σχετικά ισχύ εκπομπής.
- Το **Secondary Common Control Physical Channel (S-CCPCH)**, που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση πληροφοριών από δύο κανάλια μεταφοράς: το PCH και το FACH.Επειδή τα δύο αυτά κανάλια μπορεί να χρησιμοποιούν και διαφορετικά κανάλια S-CCPCH, μπορεί να έχουμε περισσότερο του ενός S-CCPCH σε μία κυψέλη.
- Το **Primary Synchronization Channel (P-SCH)**, που μεταφέρει πληροφορίες συγχρονισμού σε επίπεδο χρονοσχισμής.
- Το **Secondary Synchronization Channel (S-SCH)**, που μεταφέρει πληροφορία συγχρονισμού σε επίπεδο πλαισίου.
- Το **Acquisition Indication Channel (AICH)**, που μεταφέρει ενδείκτες για τη τυχαία πρόσβαση των UEs στο δίκτυο.
- Το **Paging Indication Channel (PICH)**, που μεταφέρει ενδείκτες για την ύπαρξη μηνυμάτων αναζήτησης.
- Το **Common Pilot Channel (CPICH)**, που μεταφέρει ως πληροφορία τη φάση αναφοράς για άλλα κανάλια όπως το SCH, το P-CCPCH, το AICH, το PICH και άλλα φυσικά κανάλια με κατεύθυνση στη κάτω ζεύξη.
- Το **CPCH Status Indication Channel (CSICH)**, που μεταφέρει πληροφορία για τη κατάσταση του καναλιού CPCH.
- Το **Collision-Detection/Channel Assignment Indicator Channel (CD/CA-ICH)**, που μεταφέρει ενδείκτες για αναγνώριση σύγκρουσης (CD),μόνον όταν το Channel Assignment (CA) είναι ανενεργό και τους ενδείκτες μαζί (CA και CD), όταν το CA είναι ενεργό.

Αντίστοιχα, σε TDD συστήματα, τα φυσικά κανάλια είναι τα εξής:

- Το **Dedicated Physical Channel (DPCH)**, που μεταφέρει DCH.
- Το **Primary Common Control Physical Channel (P-CCPCH)**, που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση πληροφορίας BCH.

- Το **Secondary Common Control Physical Channel (S-CCPCH)**, που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση πληροφοριών από δύο κανάλια μεταφοράς: το PCH και το FACH.
- Το **Physical Random Access Channel (PRACH)**, που χρησιμοποιείται για τη τυχαία πρόσβαση των UEs στο δίκτυο.
- Το **Physical Uplink Shared Channel (PUSCH)**, που είναι σχετισμένο με ένα FACH ή ένα DCH.
- Το **Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)**, που είναι σχετισμένο με ένα FACH ή ένα DCH.
- Το **Paging Indication Channel (PICH)**, που μεταφέρει ενδείκτες για την ύπαρξη μηνυμάτων αναζήτησης.
- Το **Synchronization Channel (SCH)**, που παρέχει την ομάδα των κωδικών της κυψέλης.

Transport Channels UE	Physical Channel	Transport Channels UTRAN
	Dedicated Physical Control Channel (DPCCH)	
DCH	Dedicated Physical Data Channel (DPDCH)	DCH
	Dedicated Physical Channel (DPCH)	
RACH	Physical Random Access Channel (PRACH)	RACH
CPCH	Physical Common Packet Channel (PCPCH)	CPCH
SCH	Primary Common Control Physical Channel (PCCPCH)	BCH
FACH	Secondary Common Control Physical Channel (SCCPCH)	FACH
PCH		PCH
DSCH	Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)	DSCH

Πίνακας 6.1. Αντιστοίχιση μεταξύ καναλιών μεταφοράς και φυσικών καναλιών

6.9. Διαδικασία Τυχαίας Πρόσβασης

Η τυχαία πρόσβαση ενός UE είναι δυνατή σε κανονικά διαστήματα που καλούνται Access Slots (AS). Κάθε 2 πλαίσια περιέχουν 15 τέτοια AS. Τα AS απέχουν μεταξύ τους 5.120chips. Το υποκανάλι RACH καθορίζει ποια Access Slots μπορεί να χρησιμοποιήσει ένα UE. Υπάρχουν 12 διαφορετικά υποκανάλια RACH. Το UE γνωρίζει τα διαθέσιμα υποκανάλια RACH σε μία κυψέλη καθώς και τους κώδικες περίπλεξης και τις υπογραφές τους ακούγοντας το BCH. Στην αρχή της τυχαίας πρόσβασης το UE θα πρέπει πιθανώς να ανταγωνιστεί με πολλά UEs. Για το λόγο αυτό, το UE μεταδίδει μια επικεφαλίδα, που αποτελείται από 4.096chips. Υπάρχουν συνολικά 16 διαφορετικές διαθέσιμες επικεφαλίδες, που παράγονται από τη διασπορά μίας υπογραφής με $SF=256$. Άρα, κάθε AS παρέχει πρόσβαση χωρίς σύγκρουση σε 16 το πολύ UEs. Σε περίπτωση σύγκρουσης, το UE μεταδίδει δεύτερη επικεφαλίδα με μεγαλύτερη ισχύ. Αν είναι επιτυχές, στη συνέχεια το UE εκπέμπει το μήνυμα με διάρκεια 10 ή 20msec. Πριν την τυχαία πρόσβαση το UE πρέπει να έχει λάβει τις εξής πληροφορίες από το Broadcast Channel (BCH):

- Τον κώδικα περίπλεξης για την επικεφαλίδα
- Το μήκος του μηνύματος :10 ms ή 20 ms
- Τις διαθέσιμες υπογραφές για την παραγωγή της επικεφαλίδας
- Τα διαθέσιμα υποκανάλια RACH
- Την ισχύ εκπομπής για την επικεφαλίδα και το μήνυμα
- Τις παραμέτρους που καθορίζουν την ισχύ εκπομπής, αν δεν υπάρχει απόρριψη ή επιβεβαίωση

Το UE διαλέγει τυχαία ένα υποκανάλι RACH, το οποίο καθορίζει τα διαθέσιμα AS στο τρέχον πλαίσιο. Μετά την τυχαία επιλογή μιας υπογραφής, παράγεται η επικεφαλίδα η οποία και εκπέμπεται στο αποδιδόμενο AS με συγκεκριμένη ισχύ εκπομπής. Στην συνέχεια το UE περιμένει για επιβεβαίωση στο AICH. Αν δεν λάβει επιβεβαίωση, επιλέγεται μία νέα υπογραφή και η επικεφαλίδα εκπέμπεται σε άλλο AS με υψηλότερη ισχύ. Οι προσπάθειες συνεχίζονται με υψηλότερη ισχύ κάθε φορά. Μετά από έναν αριθμό από ανεπιτυχείς προσπάθειες, οι προσπάθειες σταματούν και ενημερώνονται τα ανώτερα στρώματα για την ανεπιτυχή πρόσβαση. Μετά από επιβεβαίωση επιτυχούς μετάδοσης, εκπέμπεται το μήνυμα με καθυστέρηση 3 ή 4 χρονοσχισμών και ενημερώνονται τα ανώτερα στρώματα για την επιτυχή πρόσβαση.

6.9.1 Η διαδικασία της αναζήτησης

Η διαδικασία της αναζήτησης είναι άμεσα συσχετισμένη με το Paging Channel (PCH). Όταν ένα τερματικό εγγραφεί στο δίκτυο, τότε αυτόματα γίνεται μέλος μιας **ομάδας αναζήτησης (paging group)**. Αν υπάρχει μήνυμα αναζήτησης για κάποιο τερματικό της ομάδας, τότε εμφανίζεται ένας **ενδείκτης αναζήτησης (Paging Indicator –PI)**, στο Paging Indicator Channel (PICH). Ουσιαστικά, ο ενδείκτης αποτελεί το έναυσμα για την αποκωδικοποίηση του αμέσους επόμενου PCH πλαισίου που μεταδίδεται στο S-CCPCH, ώστε το τερματικό να αναγνωρίσει αν το μήνυμα αναζήτησης προοριζόταν για αυτό. Όσο πιο συχνά εμφανίζεται ένας PI, τόσο πιο συχνά θα πρέπει το τερματικό να φεύγει από την άεργο κατάσταση και άρα περισσότερο αυξάνει η κατανάλωση ενέργειας και μειώνεται η διάρκεια ζωής.

6.10 Τεχνικές Εντοπισμού των Κινητών Σταθμών

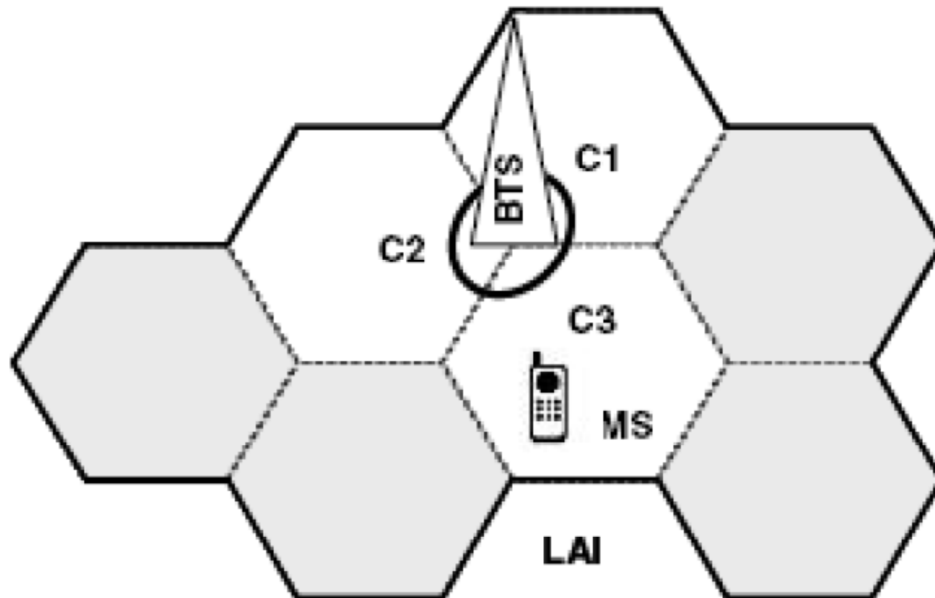
Υπάρχουν πέντε βασικές μέθοδοι που χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση της θέσης του UE :

- Εντοπισμός βασισμένος στη ταυτότητα της κυψέλης (Cell ID based positioning)
- Εντοπισμός βασισμένος στη παρατηρούμενη χρονική διαφορά της άφιξης (Observed Time Difference of Arrival – OTDOA) σε συνδυασμό με την τεχνική Idle Period Down Link (IPDL)
- Εντοπισμός βασισμένος στη συσχέτιση Πιλότων (Pilot Correlation Method)
- Εντοπισμός βασισμένος στη συσχέτιση των προφίλ καθυστέρησης ισχύος (Database Correlation Method using Power Delay Profiles)
- Εντοπισμός υποβοηθούμενος από το Global Positioning System (GPS)

Με τη πρώτη μέθοδο(**Cell ID based positioning**) δεν απαιτείται καμία απολύτως μέτρηση στο ραδιοδίκτυο. Το μόνο που απαιτείται είναι η ταυτότητα της κυψέλης στην οποία έγινε η τελευταία ενημέρωση θέσης του UE. Η θέση είναι πλέον γνωστή είτε ως ταυτότητα κυψέλης είτε ως συντεταγμένες του Node B. Η ακρίβεια της μεθόδου είναι πολύ μικρή και το σφάλμα εκτίμησης περιλαμβάνει όλη τη περιοχή που καλύπτει η κυψέλη (από μερικές εκατοντάδες ως κάποια χιλιόμετρα). Ως μέθοδος είναι χρήσιμη, αφού μπορεί να χρησιμοποιηθεί από αντίστοιχης ακρίβειας υπηρεσίες. Σε περίπτωση soft handover, το UE έχει ταυτόχρονα επικοινωνία με πολλά Node B με αποτέλεσμα να αναφέρει τις ταυτότητες πολλών κυψελών.

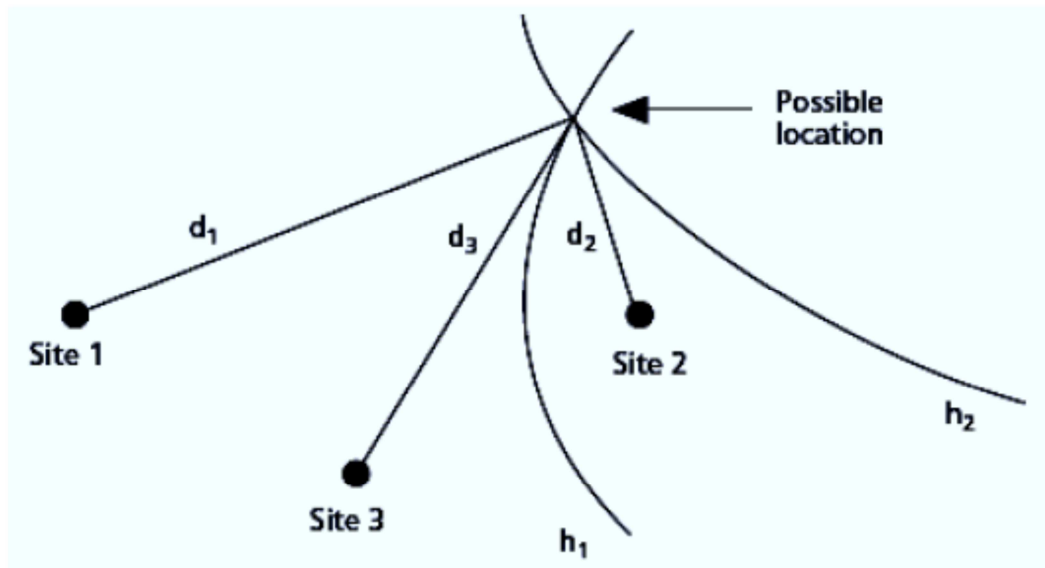
Στη περίπτωση αυτή, απαιτείται πλέον πληροφορία στο Serving RNC ώστε να επιλέξει τη σωστή κυψέλη. Αυτό γίνεται συνήθως επιλέγοντας είτε το Node B με το

πιο ισχυρό σήμα είτε το πρώτο Node B στο οποίο έγινε η εγκατάσταση σύνδεσης. Η επιλογή γίνεται συνήθως με βάση το P-CPICH. Αν ο UE δεν είναι σε κατάσταση που το δίκτυο να γνωρίζει τη κυψέλη στην οποία κινείται , τότε εξαναγκάζεται να μεταβεί σε κατάσταση που θα απαιτήσει τη πληροφορία αυτή.



Εικόνα 6.15 Εντοπισμός βασισμένος στη ταυτότητα της κυψέλης

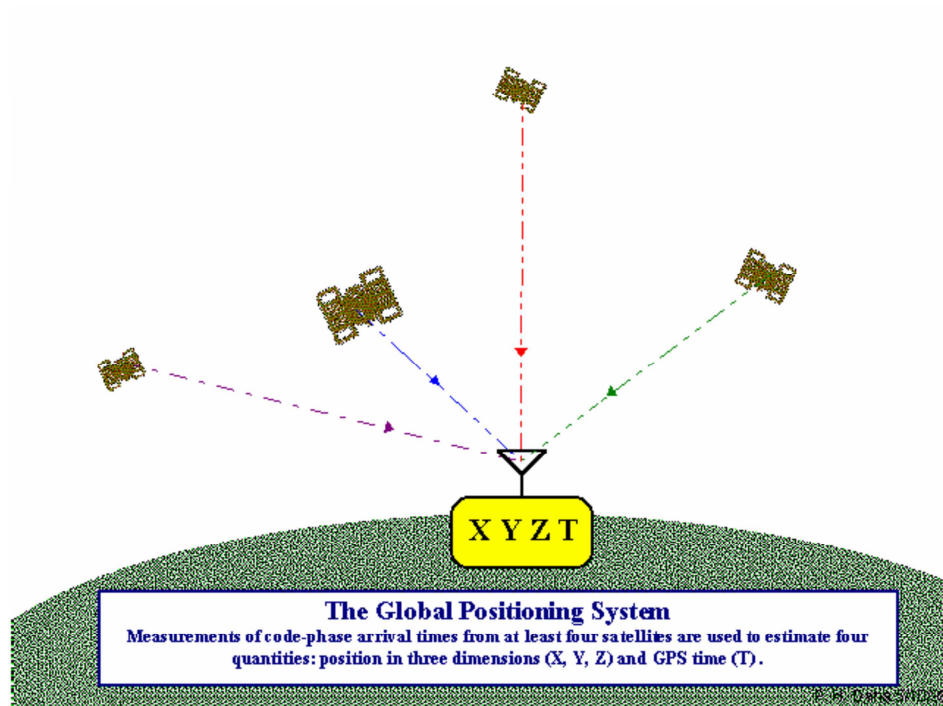
Με τη μέθοδο της **παρατηρούμενης χρονικής διαφοράς της άφιξης (OTDOA)** , το UE αναλαμβάνει να μετρήσει τη χρονική διαφορά άφιξης μεταξύ των σημάτων πιλότων από γειτονικά Node B. Τα σήματα πιλότοι εκπέμπονται από τα κανάλια CPICH τα οποία μεταφέρουν τον πρωτεύοντα κώδικα περίπλεξης που είναι μοναδικός για κάθε κυψέλη. Άρα είναι δυνατή η μέτρηση της ισχύος του αποκωδικοποιημένου σήματος πιλότου. Απαιτούνται τουλάχιστον τρία Node B , με γνωστές συντεταγμένες , ώστε να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα εκτίμησης. Η λογική στη μέθοδο είναι η εξής : το UE μετρά τις χρονικές διαφορές άφιξης από κάθε Node B σε σχέση με το Node B που το εξυπηρετεί. Γνωρίζοντας τις συντεταγμένες των Node B , μπορούμε να καταλήξουμε σε εξισώσεις υπερβολής , οι εστίες των οποίων είναι οι αντίστοιχοι Node B.



Εικόνα 6.16 Εντοπισμός θέσης με τη μέθοδο χρονικής διαφοράς άφιξης (TDOA)

Η μέθοδος αυτή στο WCDMA-FDD παρουσιάζει δύο προβλήματα : πρώτον , οι Node B δεν είναι συγχρονισμένοι και άρα πρέπει να είναι γνωστή η διαφορά στο συγχρονισμό, πριν τον υπολογισμό της σχετικής χρονικής διαφοράς και δεύτερον , πολλές φορές αν το UE είναι πολύ κοντά στο Node B που το εξυπηρετεί δε μπορεί να « ακούσει» την ισχύ των απομακρυσμένων γειτονικών Node B. Για το λόγο αυτό δημιουργούνται περίοδοι χωρίς μεταδόσεις στη κάτω ζεύξη (**Idle Period Down Link –IPDL**) και έτσι είναι εφικτή η μέτρηση της σχετικής χρονικής διασποράς. Στη **μέθοδο συσχέτισης των πιλότων (Pilot Correlation Method)**, η όλη περιοχή χωρίζεται σε περιοχές εντοπισμού και δημιουργείται μια βάση δεδομένων με καταχωρήσεις που περιλαμβάνουν τη περιοχή εντοπισμού , τα κανάλια πιλότους CPICH που είναι ορατά στη περιοχή και την ισχύ του κώδικα για κάθε CPICH. Το μέγεθος της περιοχής εντοπισμού εξαρτάται από την επιθυμητή ακρίβεια του εντοπισμού. Το UE καταγράφει τα κανάλια και μετρά την ισχύ καθενός και μπορεί πλέον να συγκρίνει με τα δεδομένα της βάσης δεδομένων. Η μέθοδος της **συσχέτισης των προφίλ καθυστέρησης (Database Correlation Method using Power Delay Profiles)**, είναι παρόμοια με τη μέθοδο συσχέτισης των πιλότων . Στο δίκτυο δημιουργείται μία βάση δεδομένων που για κάθε σημείο που έχει μετρηθεί, αποθηκεύονται οι συντεταγμένες του σημείου, η ταυτότητα του Node B που εξυπηρετεί τη περιοχή και τέλος το προφίλ καθυστέρησης ισχύος από το Node B στο συγκεκριμένο σημείο. Το UE μετρά το PDP (Power Delay Profile) στη θέση που βρίσκεται και το συσχετίζει με τα δεδομένα της βάσης. Ο εντοπισμός από το **Global Positioning System (GPS)** γίνεται από πολλούς δορυφόρους που καλύπτουν τη γη οποιαδήποτε στιγμή. Οι επίγειοι δέκτες λαμβάνουν σήματα ψηφιακά που εκπέμπονται από τους δορυφόρους και περιέχουν τη πληροφορία για την ακριβή θέση του δορυφόρου εκείνη τη στιγμή. Ο επίγειος δέκτης , αφού ξέρει τη θέση του δορυφόρου, καταλαβαίνει ότι βρίσκεται κάπου στο χώρο που ορίζει η νοητή σφαίρα

με κέντρο τον ίδιο τον δορυφόρο, Το συγκεκριμένο σύστημα εντοπισμού θέσης είναι πολύ ακριβές. Το συγκεκριμένο σύστημα έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε 6 τουλάχιστον δορυφόροι να είναι ορατοί πάνω στη γη οποιαδήποτε στιγμή.



Σχήμα 6.16. Global Positioning System (GPS)

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών , ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ ΚΑΝΑΤΑΣ, ΦΙΛΙΠΠΟΣ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ , ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΠΑΝΤΟΣ

CRC Press - Signal Processing for Mobile Communications Hand .pdf

Αρχές Σχεδιασμού Δικτύων GSM, Κόκκινος Ευάγγελος

<http://users.otenet.gr/~stefchon/article07.htm>

<http://www.gsmworld.com>

<http://www.3gpp.org>

<http://www.3gpp2.org/>

Harri Holma and Antti Toskala, WCDMA for UMTS: Radio Access for 3rd Generation Mobile Communications, John Wiley & Sons Ltd., Second Edition, 2002

<http://www.wikipedia.org>

Juha Korhonen , Introduction to 3G Mobile Communications, Artech House Inc, Norwood, MA, 2001

UMTS report1.pdf

“Ασύρματες Επικοινωνίες :Παρελθόν , Παρόν, Μέλλον ”, Ασύρματα Δίκτυα Επικοινωνιών , Σταύρος Τουμπής

Πανεπιστήμιο Πατρών “Μελέτη των Δικτύων WCDMA 3^{ης} Γενιάς και υπολογισμός της χωρητικότητας μιας WCDMA κυψέλης στη κάτω ζεύξη ” , Δασκαλόπουλος Ιωάννης , Πάτρα 2009

Πανεπιστήμιο Πατρών “Ετερογενή Συστήματα Κινητής Τηλεφωνίας GSM-UMTS” Μητρόπουλος Γεώργιος , Πάτρα 2009