

ΠΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ

Πιστοποιείται ότι η διπλωματική εργασία με θέμα :

**<<Ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση στις VHF και UHF
περιοχές συχνοτήτων>>**

του φοιτητή του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας
Υπολογιστών

Ψαχούλια Γεώργιου του Παναγιώτη
(Α.Μ. 5169)

παρουσιάστηκε δημόσια και εξετάστηκε στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και
Τεχνολογίας Υπολογιστών στις

Ο Επιβλέπων

Ο Διευθυντής του Τομέα

Σ. Κωτσόπουλος, Καθηγητής

Ν. Φακωτάκης, Καθηγητής

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση υπό βροχόπτωση στις VHF και UHF περιοχές συχνοτήτων για την κινητή τηλεφωνία και την τηλεόραση . Θα υπολογιστούν μία σειρά από παραμέτρους και η ισχύς λήψης και από τα αποτελέσματα θα εξαχθούν συμπεράσματα για την ποιότητα της παρεχόμενης υπηρεσίας.

Πιο συγκεκριμένα, στο πρώτο κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε τα γενικά χαρακτηριστικά της ασύρματης μετάδοσης εστιάζοντας στις περιοχές συχνοτήτων που αφορούν την παρούσα εργασία. Στο δεύτερο κεφάλαιο θα μελετηθούν οι μηχανισμοί της ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης και τα ατμοσφαιρικά φαινόμενα που σχετίζονται με τις απώλειες που εμφανίζονται κατά τη διάδοση του σήματος. Στο επόμενο κεφάλαιο εξετάζονται αναλυτικά τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα για τα οποία θα πραγματοποιηθεί η ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση. Το τέταρτο κεφάλαιο περιλαμβάνει τα κύρια μοντέλα ηλεκτρομαγνητική διάδοσης ανοιχτού χώρου και τους βασικούς τύπους fading. Στο πέμπτο κεφάλαιο εφαρμόζεται η ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση στην περίπτωση του GSM 900 για αστική, ημιαστική και ανοιχτή περιοχή. Στα δύο επόμενα κεφάλαια παρουσιάζονται αντιστοίχως εφαρμογές στη δορυφορική κινητή τηλεφωνία και στην τηλεόραση (επίγεια και δορυφορική). Εν συνεχεία παρατίθεται ένα κεφάλαιο που περιλαμβάνει το μοντέλο προσομοίωσης υπό μορφή διαγραμμάτων ροής καθώς και τα συμπεράσματα από την ανάλυση των αποτελεσμάτων των εφαρμογών. Στο τελευταίο κεφάλαιο δίνονται τα γενικά συμπεράσματα. Ακολουθούν έσχατα τρία παραρτήματα -με επιπρόσθετες γραφικές παραστάσεις για το GSM 1800, με τα μοντέλα για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχής και με τον κώδικα που χρησιμοποιήθηκε σε MATLAB- και η βιβλιογραφία.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θερμές ευχαριστίες οφείλω στον Καθηγητή του Πανεπιστημίου Πατρών κ. Σταύρο Κωτσόπουλο που μού έδωσε τη δυνατότητα να εκπονήσω την παρούσα διπλωματική εργασία στο Εργαστήριο Ασύρματης Επικοινωνίας του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Πατρών και που μού παρείχε τη βοήθεια και τις γνώσεις του μέχρι το πέρας της εργασίας.

Επίσης, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον μεταπτυχιακό φοιτητή του τμήματος Θεόφιλο Χρυσικό που παρά τον φόρτο εργασίας προσέφερε εξ αρχής αμέριστη αρωγή διαμέσου των πάντα χρήσιμων υποδείξεων και του βιβλιογραφικού υλικού που μού παρείχε.

Οι τελευταίες ευχαριστίες απευθύνονται στην οικογένεια μου που με στήριξε καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου καθώς και στους φίλους και συμφοιτητές μου χάρις στους οποίους η διαμονή μου στην Πάτρα θα συνδέεται πάντα με ευχάριστες αναμνήσεις.

Δεκέμβρης 2007

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη.....	2
Ευχαριστίες.....	3
Περιεχόμενα.....	4

Κεφάλαιο 1 : Εισαγωγή

1.1 Ιστορική αναδρομή ασύρματων τηλεπικοινωνιών.....	9
1.2 Ασύρματη μετάδοση : Γενικά χαρακτηριστικά.....	9
1.3 Συχνότητες της ασύρματης μετάδοσης.....	12
1.4 Νόμοι του Maxwell και ασύρματη μετάδοση.....	15

Κεφάλαιο 2 : Μηχανισμοί Ηλεκτρομαγνητικής Διάδοσης και Ατμοσφαιρικά Φαινόμενα

2.1 Εισαγωγή.....	17
2.2 Περίθλαση.....	17
2.2.1 Το φαινόμενο της περίθλασης.....	17
2.2.2 Ζώνες Fresnel.....	20
2.3 Ανάκλαση.....	23
2.3.1 Ανακλάσεις εδάφους.....	23
2.3.2 Άλλες πηγές ανακλάσεων.....	27
2.4 Ατμοσφαιρικά φαινόμενα.....	28
2.4.1 Γενικά.....	28
2.4.2 Ατμοσφαιρική ανάκλαση/διάθλαση και σκέδαση.....	29
2.4.3 Ατμοσφαιρική απόσβεση.....	31
2.5 Συμπεράσματα.....	34

Κεφάλαιο 3 : Ασύρματα Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα

3.1 Εισαγωγή.....	36
3.2 Ορισμοί ηλεκτρικών και ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών συστημάτων εκπομπής και λήψης.....	36
3.2.1 Ενεργός ακτινοβολούμενη ισχύς.....	36
3.2.2 Λόγος σήματος προς θόρυβο.....	36
3.2.3 Λόγος απολαβής κεραίας προς ισοδύναμη απόλυτη θερμοκρασία.....	37
3.2.4 Ευαισθησία.....	37
3.2.5 Λόγος φορέα προς ισχύ θορύβου.....	37
3.2.6 Λόγος φορέα προς πυκνότητα ισχύος θορύβου.....	37
3.3 Κινητή τηλεφωνία.....	37
3.3.1 Κυτταρική τηλεφωνία.....	37
3.3.1.1 Συμβατική κινητή τηλεφωνία και σύγκριση της με την κυτταρική.....	37

3.3.1.2 Η εξέλιξη της κυτταρικής κινητής τηλεφωνίας.....	38
3.3.1.3 Κυτταρική τεχνολογία.....	40
3.3.1.4 Παρεμβολές στα κυτταρικά συστήματα κινητής τηλεφωνίας.....	42
3.3.2 Το σύστημα GSM.....	46
3.3.2.1 Το πρότυπο GSM.....	46
3.3.2.2 Προδιαγραφές του συστήματος GSM.....	47
3.3.2.3 Αρχιτεκτονική του συστήματος.....	48
3.3.2.4 Υπηρεσίες που παρέχονται στο χρήστη.....	52
3.3.2.5 Βασικές λειτουργίες του δικτύου GSM.....	54
3.3.2.6 Το GSM ως ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα.....	55
3.3.2.7 Λογικά κανάλια.....	60
3.3.2.8 Frequency hopping.....	65
3.3.2.9 Ασυνεχής μετάδοση και έλεγχος ισχύος.....	65
3.3.3 Το σύστημα GPRS.....	65
3.3.3.1 Γιατί GPRS;.....	65
3.3.3.2 Στόχοι, χαρακτηριστικά και υπηρεσίες του GPRS.....	66
3.3.3.3 Αρχιτεκτονική GPRS.....	69
3.3.3.4 Αρχιτεκτονική πρωτοκόλλων του GPRS.....	71
3.3.3.5 Λογικά κανάλια.....	74
3.3.3.6 Mobility management.....	75
3.3.3.7 Ενημέρωση δρομολόγησης(Routing Update).....	76
3.3.3.8 Έλεγχος ισχύος.....	77
3.3.3.9 Κωδικοποίηση καναλιού.....	77
3.3.3.10 Attachment and detachment.....	77
3.3.4 Το σύστημα EDGE.....	77
3.3.4.1 Γενικά.....	77
3.3.4.2 Χαρακτηριστικά του EDGE.....	78
3.3.4.3 Αρχιτεκτονική EDGE.....	79
3.3.5 Δορυφορική τηλεφωνία.....	79
3.3.5.1 Γενικά.....	79
3.3.5.2 Το σύστημα Iridium.....	80
3.4 Μετάδοση τηλεοπτικών σημάτων.....	82
3.4.1 Τηλεόραση: Τεχνικά χαρακτηριστικά και βασικά στοιχεία της μετάδοσης.....	82
3.4.1.1 Φως, μίξη χρωμάτων και τηλεοπτικά Σήματα.....	82
3.4.1.2 Τεχνικές πλευρές της έγχρωμης τηλεόρασης.....	85
3.4.1.3 Ένα παράδειγμα τηλεοπτικής μετάδοσης.....	87
3.4.1.4 Κεραίες λήψης.....	88
3.4.2 Αναλογικά συστήματα τηλεόρασης.....	88
3.4.2.1 Γενικά.....	88
3.4.2.2 NTSC.....	89
3.4.2.3 PAL.....	91
3.4.2.4 SECAM.....	93
3.4.3 Ψηφιακά συστήματα τηλεόρασης.....	96
3.4.3.1 Γενικά.....	96
3.4.3.2 Πρότυπα ψηφιακής τηλεόρασης.....	97
3.4.3.3 Ψηφιοποίηση βίντεο.....	99
3.4.3.4 Συμπίεση βίντεο: MPEG.....	102
3.4.3.5 Συμπίεση ήχου κατά MPEG.....	106
3.4.3.6 DVB-T.....	109
3.4.3.7 Σύγκριση επίγειων ψηφιακών τηλεοπτικών συστημάτων.....	120

3.5 Συμπεράσματα.....	121
------------------------------	------------

Κεφάλαιο 4 : Μοντέλα Ηλεκτρομαγνητικής Διάδοσης και Fading

4.1 Εισαγωγή.....	122
4.2 Μοντέλα διάδοσης σήματος ανοιχτού χώρου.....	123
4.2.1 Μοντέλο ελευθέρου χώρου.....	123
4.2.2 Μοντέλο επίπεδης γήινης επιφάνειας.....	123
4.2.3 Μοντέλο λογαριθμικής Απόστασης.....	124
4.2.4. Μοντέλο Okumura.....	125
4.2.5 Μοντέλο Hata.....	134
4.2.6 CCIR - Corrected - Hata μοντέλο με συντελεστή δόμησης B.....	136
4.2.7 Μόντελο COST 231- Επέκταση Μοντέλου Hata στα 2 GHz.....	137
4.2.8 Μοντέλα επέκτασης Hata ως προς την απόσταση κάλυψης.....	138
4.2.9 Μοντέλο Walfish-Ikegami.....	140
4.2.9.1 Περιγραφή του μοντέλου Walfish-Ikegami.....	140
4.2.9.2 Προτεινόμενες τιμές για το μοντέλο Walfish-Ikegami.....	142
4.2.9.3 Περιορισμοί του μοντέλου Walfish-Ikegami.....	142
4.2.10 Μοντέλο Bertoni – Walfish.....	142
4.2.11 Μοντέλο Longley-Rice.....	143
4.2.12 Μοντέλο Lee.....	146
4.2.13 Μοντέλο Egli.....	146
4.2.14 Μοντέλο Ray-Tracing.....	147
4.3 Fading.....	149
4.3.1 Φυσική ερμηνεία του fading.....	149
4.3.2 Κατηγοριοποίηση του fading.....	151
4.3.3 Κατανομές για το fading.....	152
4.3.3.1 Κατανομές για fading μεγάλης κλίμακας.....	152
4.3.3.2 Κατανομές για fading μικρής κλίμακας.....	153
4.4 Συμπεράσματα.....	156

Κεφάλαιο 5 : Εφαρμογή στα Επίγεια Δίκτυα Κινητών Επικοινωνιών (GSM 900)

5.1 Εισαγωγή.....	158
5.2 Απώλειες λόγω βροχής.....	158
5.2.1 Γεννήτρια Poisson.....	158
5.2.2 Απώλειες λόγω βροχής και παράμετροι των απωλειών λόγω βροχής.....	159
5.3 Αστική περιοχή.....	161
5.3.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης.....	161
5.3.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις.....	161
5.3.2.1 Απώλειες όδευσης.....	161
5.3.2.2 Ισχύς λήψης, E_b/N_0 , S/N, Blocking Probability.....	163
5.4 Ημιαστική περιοχή.....	166
5.4.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης.....	166

5.4.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις.....	166
5.4.2.1 Απώλειες όδευσης.....	166
5.4.2.2 Ισχύς λήψης, E_b/N_0 , S/N, Blocking Probability.....	168
5.5 Αγροτική περιοχή.....	170
5.5.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης.....	170
5.5.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις.....	170
5.5.2.1 Απώλειες όδευσης.....	171
5.5.2.2 Ισχύς λήψης, E_b/N_0 , S/N, Blocking Probability.....	172
5.6 Συμπεράσματα.....	174

Κεφάλαιο 6 : Εφαρμογή στη Δορυφορική Κινητή Τηλεφωνία

6.1 Εισαγωγή.....	176
6.2 Απώλειες λόγω βροχής.....	176
6.2.1 Γεννήτρια Poisson.....	176
6.2.2 Απώλειες λόγω βροχής και παράμετροι των απωλειών λόγω βροχής.....	178
6.3 Δορυφορική ζεύξη.....	179
6.3.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης.....	179
6.3.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις.....	180
6.3.2.1 Απώλειες όδευσης.....	180
6.3.2.2 Uplink : C/N, E_b/N_0	182
6.3.2.3 Downlink : Ισχύς λήψης, C/N, E_b/N_0 , Blocking Probability.....	183
6.4 Συμπεράσματα.....	185

Κεφάλαιο 7 : Εφαρμογή στη Μετάδοση Τηλεοπτικών Σημάτων

7.1 Εισαγωγή.....	186
7.2 Απώλειες λόγω βροχής.....	186
7.2.1 Γεννήτρια Poisson.....	186
7.3 Μετάδοση σημάτων του επίγειου συστήματος SECAM.....	187
7.3.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης.....	187
7.3.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις.....	188
7.3.2.1 Απώλειες όδευσης.....	188
7.3.2.2 Ισχύς λήψης, S/N.....	189
7.4 Κάτω ζεύξη δορυφορικού συστήματος (HOTBIRD 3).....	191
7.4.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης.....	191
7.4.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις.....	192
7.4.2.1 Απώλειες όδευσης.....	192
7.4.2.2 Ισχύς λήψης, S/N, Blocking Probability.....	193
7.5 Συμπεράσματα.....	195

Κεφάλαιο 8 : Μοντέλο Προσομοίωσης-Αποτελέσματα

8.1 Εισαγωγή.....	196
8.2 Επίγεια κινητή τηλεφωνία.....	196
8.2.1 Προσομοιώσεις.....	196
8.3 Δορυφορική κινητή τηλεφωνία.....	201
8.3.1 Προσομοιώσεις.....	201

8.4 Μετάδοση τηλεοπτικών σημάτων.....	203
8.4.1 Μετάδοση επίγειων τηλεοπτικών σημάτων.....	203
8.4.1.1 Προσομοιώσεις.....	203
8.4.2 Μετάδοση δορυφορικών τηλεοπτικών σημάτων.....	204
8.4.2.1 Προσομοιώσεις.....	204
8.5 Συμπεράσματα-Παρατηρήσεις-Σχόλια.....	204

Γενικά Συμπεράσματα.....	207
---------------------------------	------------

Παράρτημα Α: Μοντέλα για τον Προσδιορισμό των Απωλειών Λόγω Βροχόπτωσης

A.1 Εισαγωγή.....	208
A.2 Μοντέλο της ITU.....	209
A.2.1 Δεδομένη απόσβεση λόγω βροχοπτώσεων.....	209
A.2.2 Μοντέλο της ITU για επίγεια συστήματα.....	210
A.2.3 Μοντέλο της ITU για δορυφορικά συστήματα.....	214
A.3 Μοντέλο του Crane για δορυφορικές ζεύξεις.....	218

Παράρτημα Β: Εφαρμογή στα Επίγεια Δίκτυα Κινητής Τηλεφωνίας (GSM 1800)

B.1 Εισαγωγή.....	221
B.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις.....	221
B.3 Συμπεράσματα.....	224

Παράρτημα Γ: MATLAB Κώδικας

Γ.1 Επίγεια κινητή τηλεφωνία.....	225
Γ.1.1 Κώδικας με παράμετρο την απόσταση.....	225
Γ.1.2 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης.....	229
Γ.1.3 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης.....	234
Γ.2 Δορυφορική κινητή τηλεφωνία.....	238
Γ.2.1 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης.....	238
Γ.2.2 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης.....	245
Γ.3 Μετάδοση τηλεοπτικών σημάτων.....	251
Γ.3.1 Μετάδοση επίγειων τηλεοπτικών σημάτων.....	251
Γ.3.1.1 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης.....	251
Γ.3.1.2 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης.....	254
Γ.3.2 Μετάδοση δορυφορικών τηλεοπτικών σημάτων.....	258
Γ.3.2.1 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης.....	258
Γ.3.2.2 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης.....	262

Βιβλιογραφία.....	268
--------------------------	------------

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Το 1820 ο Oersted έδειξε πειραματικά ότι ένα ηλεκτρικό ρεύμα δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο και έντεκα χρόνια αργότερα ο Michael Faraday ότι ένα ρεύμα παράγεται εξ επαγωγής, εάν κινήσουμε ένα μαγνήτη στην περιοχή ενός αγωγού. Αυτά τα πειράματα κατέδειξαν τη σχέση ανάμεσα σε ηλεκτρισμό και μαγνητισμό και αποτέλεσαν το υπόβαθρο της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας του James C. Maxwell περί ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας (1864). Η επιβεβαίωση των προβλέψεων του Maxwell ήρθε μόλις το 1887, όταν ο Heinrich Hertz παρήγαγε στο εργαστήριο του UHF ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Η πρώτη σημαντική εφαρμογή ασύρματης επικοινωνίας πιστώνεται στον Guglielmo Marconi. Το 1895 παρουσίασε τη μετάδοση σημάτων σε μία απόσταση δύο χιλιομέτρων και το 1897 δημιούργησε ένα σύστημα ασύρματης τηλεγραφίας στην Αγγλία.

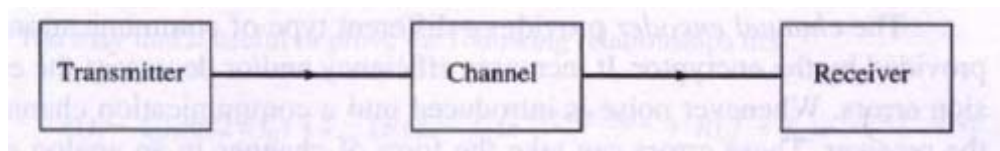
Μία σειρά από εφευρέσεις στις αρχές του εικοστού αιώνα έδωσε ώθηση στην ανάπτυξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Οι σημαντικότερες εφευρέσεις ήταν η δίοδος και η τρίοδος λυχνία. Στις Η.Π.Α., το 1920 εισήχθη η διαμόρφωση πλάτους (AM) στη ραδιοφωνία και από τότε εφαρμόστηκε ευρέως τόσο στις Η.Π.Α. όσο και στον υπόλοιπο κόσμο. Το 1933 αναπτύσσεται το πρώτο τηλεπικοινωνιακό σύστημα διαμόρφωσης συχνότητας (FM). Η εξάπλωση της ασύρματης μετάδοσης με FM θα είναι αργή σε σχέση με την AM και μόλις στα τέλη της δεκαετίας του '40 θα χρησιμοποιηθεί ευρέως για εμπορικούς σκοπούς.

Το τέλος του 2^{ου} Παγκοσμίου Πολέμου σηματοδότησε τη ραγδαία ανάπτυξη των ηλεκτρονικών, η οποία οδήγησε στην γιγάντωση των τηλεπικοινωνιών. Το 1947 επινοήθηκε το τρανζίστορ και το 1958 κατασκευάστηκε το πρώτο ολοκληρωμένο κύκλωμα καθώς και το laser. Αναρίθμητες εφαρμογές κατέκλυσαν τον χώρο των τηλεπικοινωνιών χάρις στα πλεονεκτήματα του μικρού μεγέθους, της χαμηλής ισχύος και της υψηλής ταχύτητας των ηλεκτρονικών. Στο χώρο της ασύρματης επικοινωνίας είχαμε την ανάπτυξη συστημάτων ευρείας εκπομπής στις συχνότητες των μικροκυμάτων και τη δημιουργία δορυφορικών συστημάτων.

Η ωρίμανση των παραπάνω τεχνολογιών και όσων αναπτύχθηκαν στις επόμενες δύο δεκαετίες οδήγησαν στη σημερινή παράλληλη εφαρμογή και στην ιδανική συνύπαρξη της ψηφιακής και της ασύρματης επικοινωνίας, οι οποίες παρέχουν υψηλού επιπέδου προσωπικές υπηρεσίες φωνής, δεδομένων, εικόνας και βίντεο. Τα ταχύτατα δίκτυα οπτικών ινών και οι δορυφόροι συνδράμουν σε αυτή τη νέα πορεία που χαρακτηρίζει τη σύγχρονη τηλεπικοινωνιακή εποχή.

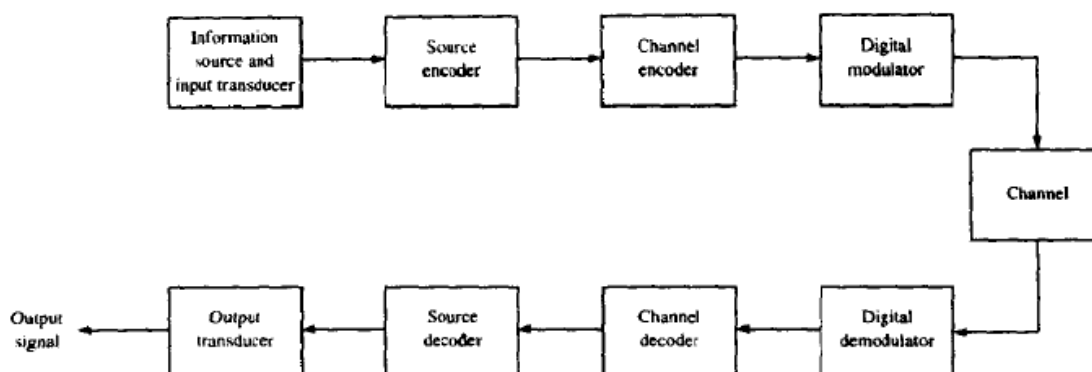
1.2 ΑΣΥΡΜΑΤΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ: ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

Στο σχήμα 1.1 παρουσιάζονται οι απαραίτητες δομικές μονάδες ενός σύγχρονου τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Σε κάθε περίπτωση υπάρχει κάποιο μέσο μετάδοσης, ένας πομπός και ένας δέκτης.



Σχ. 1.1 Βασικές μονάδες τηλεπικοινωνιακού συστήματος

Στα ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα (σχ.1.2) υπάρχει ένας κωδικοποιητής (encoder) που μετασχηματίζει την πληροφορία με τον καλύτερο δυνατό τρόπο, ώστε να βελτιστοποιηθεί η ανίχνευση του σήματος στην έξοδο (output). Ο αποκωδικοποιητής πραγματοποιεί την αντίστροφη διαδικασία για να μπορέσει να βγάλει τη βέλτιστη απόφαση και σύμφωνα με τα σήματα που είναι διαθέσιμα να εξακριβώσει ότι πράγματι ένα μήνυμα στάλθηκε από τον πομπό. Ένας διαμορφωτής παράγει στην έξοδο του ένα σήμα το οποίο προκύπτει από τη μετατροπή μίας εκ των παραμέτρων του σε σχέση με την τάση εισόδου. Δηλαδή μπορεί το πλάτος, η συχνότητα, ή η φάση ενός σήματος να είναι ευθέως ανάλογα προς την τάση εισόδου του διαμορφωτή. Στο δέκτη, αντίστοιχα προς τον αποκωδικοποιητή, υπάρχει αποδιαμορφωτής που πραγματοποιώντας την αντίστροφη διαδικασία δίνει το σήμα στην αρχική του μορφή. Η σημασία του διαμορφωτή και του κωδικοποιητή έγκειται στο να προετοιμάσουν το σήμα για αποτελεσματική μετάδοση σύμφωνα με τις συνθήκες που ορίζονται από το μέσο μετάδοσης. Στην περίπτωση των ασύρματων επικοινωνιών το μέσο μετάδοσης μπορεί να είναι ο ελεύθερος χώρος, η τροπόσφαιρα, ή η στρατόσφαιρα. Γενικά η ασύρματη μέθοδος επικοινωνίας χρησιμοποιεί χαμηλής ισχύος ηλεκτρομαγνητικά κύματα για τη μετάδοση δεδομένων ανάμεσα σε συσκευές χωρίς τη χρήση καλωδίων.

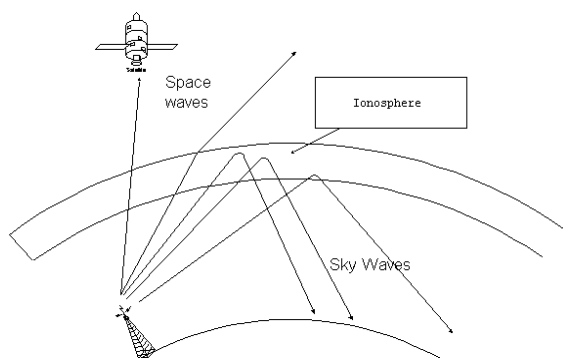


Σχ.1.2 Ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα

Στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα το σήμα παράγεται από τον πομπό. Έπειτα η πληροφορία μεταβιβάζεται με τη βοήθεια καλωδίου στην κεραία, όπου πραγματοποιείται η σύζευξη της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας με το μέσο διάδοσης με την εκπομπή ενός κύματος από την κεραία. Ομοίως για την απόξευση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας από το μέσο διάδοσης χρησιμοποιείται και πάλι κεραία. Κατόπιν το σήμα μεταφέρεται μέσω καλωδίου στον δέκτη. Το φυσικό μέγεθος της κεραίας εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας. Για να εξασφαλιστεί

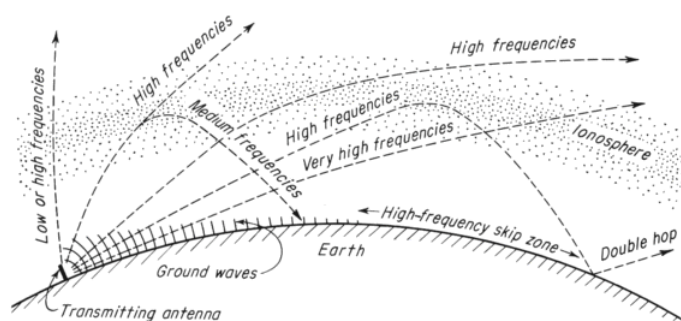
αποτελεσματική ακτινοβολία ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας η κεραία πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το $1/10$ του μήκους κύματος.

Υπάρχουν τρεις κύριοι τρόποι, με τους οποίους τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα μπορούν να διαδοθούν στην ατμόσφαιρα: Η διάδοση με απευθείας οπτική επαφή ανάμεσα στον πομπό και στο δέκτη (line-of-sight (LOS) propagation), η διάδοση με κύμα εδάφους (ground-wave propagation) και η διάδοση με ατμοσφαιρικό κύμα (sky-wave propagation). Για να είναι αποτελεσματική η πρώτη περίπτωση διάδοσης απαιτείται να υπάρχει μία διαδρομή στην οποία οι δύο κεραίες θα είναι ορατές μεταξύ τους και δε θα παρεμβάλλονται εμπόδια. Είναι ο κυρίαρχος τρόπος μετάδοσης στις VHF και UHF περιοχές του φάσματος. Η διάδοση με κύματα εδάφους στηρίζεται στην καμπυλότητα της Γης, χάρις στην οποία η τροχιά του σήματος «ακολουθεί» το έδαφος, ώστε τα κύματα μπορούν να μεταδίδονται πέρα από τον ορίζοντα. Αυτός ο τρόπος διάδοσης χρησιμοποιείται στις MF και HF περιοχές του φάσματος και η ισχύς του σήματος περιορίζεται από την επίδραση του εδάφους. Στην τρίτη κατηγορία, τα εκπεμπόμενα κύματα φθάνουν έως την ιονόσφαιρα σε απόσταση 30 έως 250 μιλίων. Τα κύματα εκεί εξαιτίας τις ισχυρής παρουσίας ιόντων κάμπτονται ή διαθλώνται, και στην πλειοψηφία τους επιστρέφουν στη γη (σχ. 1.3).



Σχ.1.3 Διάθλαση και ανάκλαση στην ιονόσφαιρα

Επίσης η εξασθένιση και η εμβέλεια των ατμοσφαιρικών κυμάτων εξαρτάται από τη συχνότητα τους και την ένταση του ιονισμού (σχ. 1.4).



Σχ.1.4 Συμπεριφορά των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στην ιονόσφαιρα σύμφωνα με τη συχνότητα τους

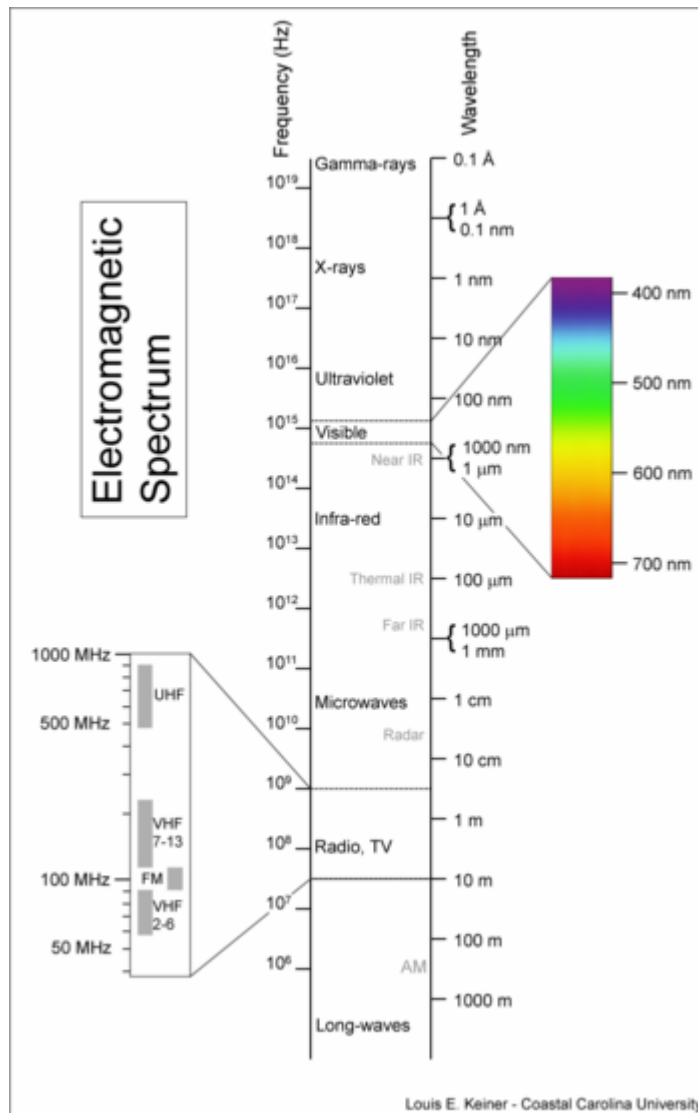
Τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με διάφορα κριτήρια. Όσο αφορά το πλήθος των δεκτών η ασύρματη μετάδοση μπορεί

να είναι διασημειακή (point-to-point) ή πολυσημειακή (multipoint). Στην πρώτη περίπτωση η μετάδοση γίνεται από ένα σημείο σε ένα άλλο. Στη δεύτερη η πληροφορία μεταδίδεται από ένα σημείο σε περισσότερα του ενός σημεία και ένας μεγάλος αριθμός χρηστών μοιράζεται το κόστος της δέσμευσης του εύρους ζώνης. Ανάλογα με την κατεύθυνση της επικοινωνίας τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε συστήματα στα οποία η επικοινωνία είναι δυνατή προς μία μόνο κατεύθυνση (simplex) και σε συστήματα αμφίδρομης επικοινωνίας τα οποία χρησιμοποιούν το ίδιο κανάλι σε διαφορετικά χρονικά διαστήματα τόσο για την εκπομπή όσο και για τη λήψη (half duplex). Όταν η αμφίδρομη επικοινωνία ανάμεσα στα δύο άκρα γίνεται ταυτόχρονα (full duplex) χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα αλλά διαφορετικά κανάλια συχνοτήτων για καθένα από αυτά (τεχνική frequency division duplex, FDD) ή παρέχονται χρονοθυρίδες (τεχνική time division duplex, TDD) που είναι στοιχειώδη χρονικά διαστήματα κατά τα οποία μόνο ένα από τα δύο άκρα επιτρέπεται να εκπέμψει. Η τεχνική FDD εκμεταλλεύεται τη δυνατότητα του καταμερισμού συχνοτήτων ενός συγκεκριμένου φάσματος συχνοτήτων, ώστε τα δύο άκρα της επικοινωνίας να λειτουργούν ως πομποί και δέκτες την ίδια χρονική στιγμή. Αντίστοιχα με την τεχνική TDD μπορούμε, χρησιμοποιώντας μόνο ένα κανάλι συχνοτήτων, να καταμερίσουμε σε χρονοθυρίδες τα χρονικά διαστήματα στα οποία αποκλειστικά το ένα άκρο θα λειτουργεί ως ο πομπός και το άλλο ως δέκτης. Η TDD είναι συμβατή μόνο με τυποποιήσεις και διαμορφώσεις των ψηφιακών επικοινωνιών, που εξασφαλίζουν τον ακριβή χρονισμό. Αντίθετα η FDD είναι μία παραδοσιακή τεχνική της αναλογικής τεχνολογίας. Παραπάνω θεωρήσαμε ότι η μετάδοση είναι διασημειακή. Σε μία πιο σύνθετη περίπτωση πολυσημειακής μετάδοσης, όπου οι δέκτες είναι περισσότεροι του ενός, χρησιμοποιούνται οι τεχνικές TDMA (time division multiple access) και FDMA (frequency division multiple access). Οι τεχνικές αυτές αποτελούν γενίκευση των TDD και FDD στην πολυπλοκότερη περίπτωση της πολυσημειακής μετάδοσης. Επίσης η FDMA μπορεί να συνδυαστεί με την TDMA, ώστε κάθε κανάλι ενός φάσματος συχνοτήτων να αποτελείται από έναν αριθμό χρονοθυρίδων.

1.3 ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ ΤΗΣ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα περιλαμβάνει ηλεκτρομαγνητικά κύματα από συχνότητες 10^5 Hz έως 10^{19} Hz (σχ. 1.5). Παρόλα αυτά η μετάδοση της πληροφορίας γίνεται σε ένα πολύ μικρότερο φάσμα συχνοτήτων. Οι συχνότητες μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σύμφωνα με το μέσο μετάδοσης που χρησιμοποιείται:

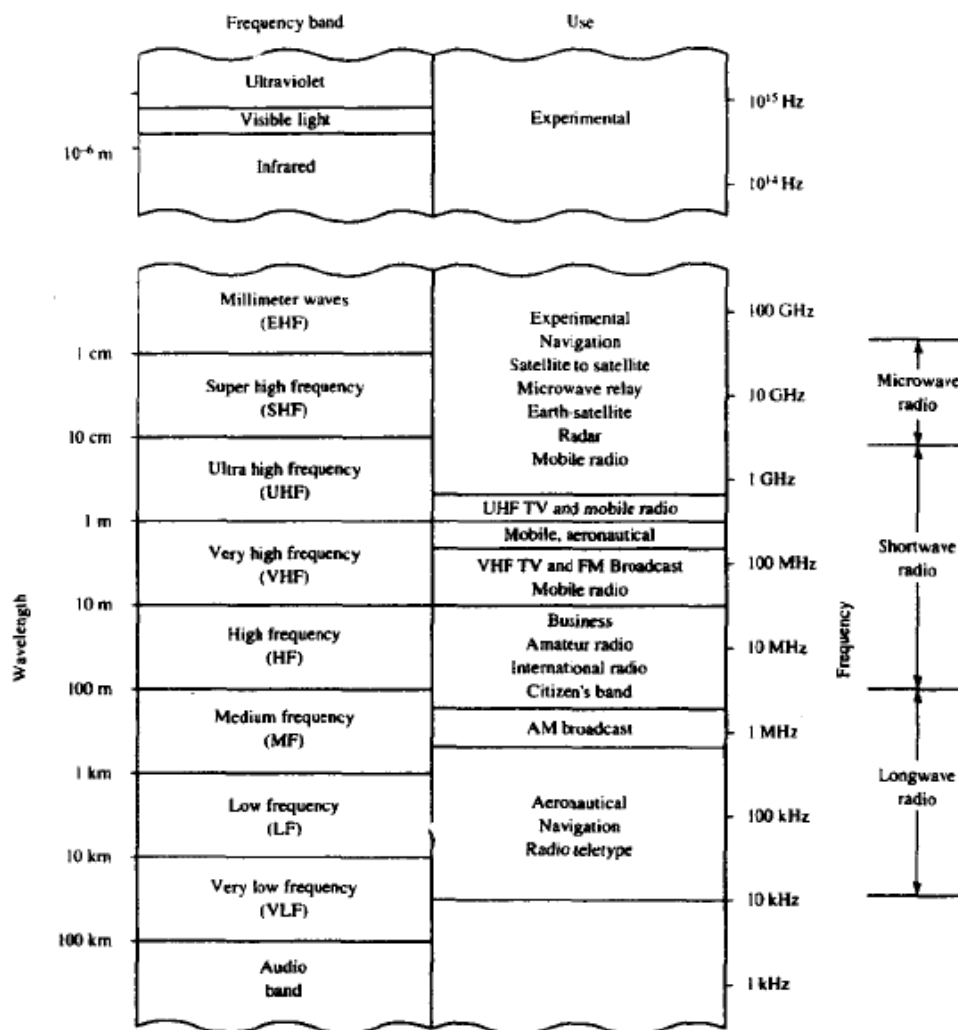
- 1 GHz – 300 GHz (κυματοδηγοί, ραδιοζεύξεις)
- 500 KHz – 1GHz (ομοαξονικά καλώδια, ραδιοζεύξεις)
- 0.3KHz – 500KHz (γραμμές μεταφοράς)



Σχ.1.5 Ηλεκτρομαγνητικό φάσμα

Η συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος συνδέεται με το μήκος κύματος μέσω της σχέσης $c = \lambda f$, όπου c η ταχύτητα του φωτός

Οι συχνότητες για τα ασύρματα ηλεκτρομαγνητικά κανάλια υπόκεινται στο περιορισμό του μήκους της κεραίας που πρέπει να είναι τουλάχιστον μεγαλύτερη από το 1/10 του μήκους κύματος λειτουργίας για αποτελεσματική μετάδοση. Έτσι το φάσμα συχνοτήτων των ασύρματων επικοινωνιών περιλαμβάνει συχνότητες από 10 KHz έως 100 GHz. Στο σχήμα 1.6 φαίνονται τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα της ασύρματης μετάδοσης και τα εύρη συχνοτήτων λειτουργίας τους.



Σχ.1.6 Εύρη συχνοτήτων για ασύρματα ηλεκτρομαγνητικά κανάλια

Στη παρούσα διπλωματική εργασία πραγματευόμαστε προβλήματα ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που λειτουργούν στις VHF και UHF. Παρακάτω θα εστιάσουμε την προσοχή μας στα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των περιοχών αυτών.

Οι UHF (ultra high frequency) αρχίζουν από τα 300 MHz και καταλήγουν στα 3000 MHz (Μήκος κύματος: 1m έως 100mm). Οι VHF (very high frequency) περιορίζονται ανάμεσα στα 30 MHz και στα 300MHz (Μήκος κύματος: 1m έως 10m)

Οι συχνότητες που ανήκουν στις VHF και UHF περιοχές του φάσματος, όταν διαδίδονται διαμέσου της ιονόσφαιρας, εμφανίζουν σχετικά μικρή απώλεια ισχύος. Καθώς η ιονόσφαιρα δεν ανακλά τα VHF και UHF ραδιοκύματα, η μετάδοση περιορίζεται τοπικά και αποτρέπεται η παρεμβολή σε σήματα άλλων απομακρυσμένων μεταδόσεων. Για αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται ευρέως στις δορυφορικές επικοινωνίες. Ο κυρίαρχος τρόπος ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης είναι διάδοση με απευθείας οπτική επαφή ανάμεσα στον πομπό και στο δέκτη (line-of-sight propagation). Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό αυτών των περιοχών του φάσματος είναι η πολύ μεγάλη ακτίνα διάδοσης εξαιτίας του φαινομένου της τροποσφαιρικής αγωγής (tropospheric ducting). Αυτό το φαινόμενο συμβαίνει, όταν στην τροπόσφαιρα ένα στρώμα κρύου αέρα παγιδεύει ένα στρώμα θερμού αέρα για

μία μεγάλη περιοχή. Η θερμοκρασία αυξάνεται και οδηγεί σε αύξηση του δείκτη διάθλασης, με αποτέλεσμα το σήμα να διαθλαστεί. Τέτοιες οριακές μεταβολές του δείκτη διάθλασης ανάμεσα σε αέριες μάζες διαφορετικής θερμοκρασίας και υγρασίας επιτρέπουν στο σήμα να διαδίδεται σε αποστάσεις πολλών εκατοντάδων χιλιομέτρων. Η διάδοση των UHF με τροποσφαιρική αγωγή γίνεται με πολύ αποδοτικό τρόπο. Καθώς μειώνεται η τιμή της συχνότητας, η διάδοση δυσχεραίνεται έως τις χαμηλές VHF. Από εκεί και πέρα η αποδοτικότητα της διάδοσης παύει να είναι ικανοποιητική.

Οι UHF ανακλώνται λιγότερο σε σχέση με τις VHF από την ιονόσφαιρα. Όσο αφορά στις VHF, στο E-στρώμα της ιονόσφαιρας μπορούν υπό συνθήκες να σχηματιστούν περιοχές φορτισμένων σωματίων τόσο πυκνές, ώστε να ανακλάσουν ατμοσφαιρικά κύματα. Αυτή η μέθοδος διάδοσης (sky-wave propagation) δεν είναι ιδιαίτερα δημοφιλής στη VHF περιοχή συχνοτήτων. Επίσης τα UHF σήματα παραμορφώνονται περισσότερο από την υγρασία. Το κύριο πλεονέκτημα της UHF μετάδοσης σε σχέση με τη VHF είναι η μικρότερη συχνότητα και κατ' επέκταση το μικρότερο μήκος κύματος. Όπως είναι γνωστό, καθότι οι διαστάσεις των κεραιών εκπομπής και λήψης είναι ανάλογες το μήκους κύματος, οι κεραιές στη UHF περιοχή είναι σημαντικά μικρότερες.

Ο κοσμικός θόρυβος που απορροφάται από τις κεραιές λήψης και ο θερμικός θόρυβος που παράγεται στο δέκτη μειώνουν την αποδοτικότητα των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων σε αυτές τις συχνότητες. Αντίθετα, ο ατμοσφαιρικός θόρυβος και η παρεμβολή από ηλεκτρικές συσκευές επιδρά λιγότερο στις VHF και UHF περιοχές σε σχέση με περιοχές χαμηλότερων συχνοτήτων (π.χ. HF).

1.4 ΝΟΜΟΙ ΤΟΥ MAXWELL ΚΑΙ ΑΣΥΡΜΑΤΗ ΔΙΑΔΟΣΗ

Τα ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία που μεταβάλλονται χρονικά ορίζονται από φυσικούς νόμους, οι οποίοι περιγράφονται από ένα σύνολο εξισώσεων που ονομάζονται εξισώσεις του Maxwell. Οι εξισώσεις αυτές, που προέρχονται από τον Maxwell και τελειοποιήθηκαν από το Heaviside, αναπαριστούν σε μαθηματική μορφή τις παρατηρήσεις των Gauss, Faraday και Ampere.

Το ηλεκτρικό πεδίο E και το μαγνητικό πεδίο B είναι διανυσματικά πεδία και αποτελούν συναρτήσεις του χρόνου t και των συντεταγμένων του χώρου x, y, z . Το ηλεκτρικό πεδίο μετριέται σε volts ανά μέτρο και το μαγνητικό σε webers ανά μέτρο. Παράλληλα με τα πεδία E, B χρησιμοποιούνται και τα βοηθητικά πεδία, η ηλεκτρική μετατόπιση D και η μαγνητική ένταση H . Για την περίπτωση του κενού τα παραπάνω πεδία συνδέονται με τις ακόλουθες σχέσεις:

$$B = \mu H, \mu: \text{μαγνητική διαπερατότητα (Henry/m)}$$

$$D = \epsilon E, \epsilon: \text{διηλεκτρική σταθερά (Farad/m)}$$

Στο σχήμα 1.7 παρουσιάζονται οι εξισώσεις του Maxwell τόσο στη διαφορική όσο και στην ολοκληρωτική μορφή. Το J συμβολίζει την πυκνότητα του ρεύματος και υπολογίζεται σε Ampere ανά τετραγωνικό μέτρο. Το ρ ονομάζεται πυκνότητα του

ηλεκτρικού φορτίου και έχει για μονάδα μέτρησης το Coulomb ανά κυβικό μέτρο. Εξετάζοντας τις εξισώσεις του νόμου του Faraday και του νόμου του Ampere μπορούμε να ερμηνεύσουμε ποιοτικά την κυματική διάδοση ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος στο κενό, σε κυματοδηγούς, σε καλώδια, σε κεραίες και σε διηλεκτρικά μέσα.

Επειδή η παρούσα εργασία αφορά την ασύρματη μετάδοση, θα εξετάσουμε τη διάδοση στο κενό ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος που παράγεται από μία κεραία (έναν συρμάτινο αγωγό). Η κεραία τροφοδοτείται με εναλλασσόμενο ηλεκτρικό ρεύμα. Σύμφωνα με το νόμο του Ampere, το ρεύμα αγωγής προκαλεί το στροβιλισμό του μαγνητικού πεδίου γύρω από την κεραία. Έπειτα το μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο, ακολουθώντας το νόμο του Faraday, δημιουργεί ένα ηλεκτρικό πεδίο που στροβιλίζεται. Οι δυναμικές γραμμές του μαγνητικού πεδίου διέρχονται μέσα από το βρόχο του ηλεκτρικού πεδίου. Η διαδικασία συνεχίζεται με το ηλεκτρικό πεδίο να δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο και ούτω καθεξής. Το κύμα, ακολουθώντας τον παραπάνω μηχανισμό, διαδίδεται προς όλες τις κατευθύνσεις με την ταχύτητα του φωτός.

Με τις τέσσερις εξισώσεις του Maxwell μπορεί να εξηγηθεί κάθε ηλεκτρομαγνητικό φαινόμενο σε μακροσκοπική κλίμακα. Για παράδειγμα, εφόσον τα πεδία είναι χρονικά αμετάβλητα, ο νόμος του Gauss για τον ηλεκτρισμό σε συνδυασμό με το νόμο του Faraday, ορίζουν την ηλεκτροστατική. Αντίστοιχα τα φαινόμενα τις μαγνητοστατικής ερμηνεύονται με το νόμο του Gauss για το μαγνητισμό και με το νόμο του Ampere. Σε κάθε περίπτωση η επίλυση των εξισώσεων του Maxwell αποτελεί βασικό πρόβλημα στο σχεδιασμό των περισσότερων εφαρμογών του ηλεκτρολόγου μηχανικού, όπως οι ηλεκτρικές μηχανές και οι κυματοδηγοί. Έτσι, όπου η τεχνολογία συναντάει τον ηλεκτρισμό και το μαγνητισμό (ή τον ηλεκτρομαγνητισμό), οφείλει να ξεπεράσει τα εμπόδια που προβάλλουν οι τέσσερις αυτές εξισώσεις.

Differential form	Integral form
$\nabla \times \mathcal{E} = -\mathcal{M}_i - \frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t}$	$\oint_C \mathcal{E} \cdot d\mathbf{l} = -\iint_S \mathcal{M}_i \cdot d\mathbf{s} - \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \mathcal{B} \cdot d\mathbf{s}$
$\nabla \times \mathcal{H} = \mathcal{J}_i + \mathcal{J}_c + \frac{\partial \mathcal{D}}{\partial t}$	$\oint_C \mathcal{H} \cdot d\mathbf{l} = \iint_S \mathcal{J}_i \cdot d\mathbf{s} + \iint_S \mathcal{J}_c \cdot d\mathbf{s} + \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \mathcal{D} \cdot d\mathbf{s}$
$\nabla \cdot \mathcal{D} = q_{ev}$	$\oiint_S \mathcal{D} \cdot d\mathbf{s} = \mathcal{Q}_e$
$\nabla \cdot \mathcal{B} = q_{mv}$	$\oiint_S \mathcal{B} \cdot d\mathbf{s} = \mathcal{Q}_m$
$\nabla \cdot \mathcal{J}_{ic} = -\frac{\partial q_{ev}}{\partial t}$	$\oiint_S \mathcal{J}_{ic} \cdot d\mathbf{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \iiint_V q_{ev} dv = -\frac{\partial \mathcal{Q}_e}{\partial t}$

Σχ.1.7 Οι εξισώσεις του Maxwell και η εξίσωση της συνέχειας σε διαφορική και σε ολοκληρωτική μορφή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΑ ΦΑΙΝΟΜΕΝΑ

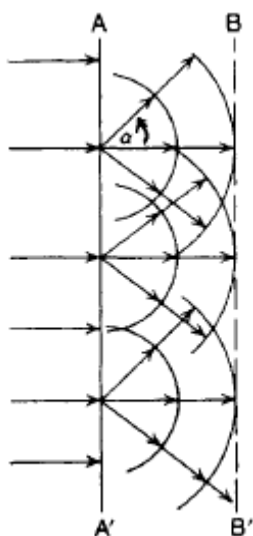
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι μηχανισμοί ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης, που είναι η περίθλαση, η ανάκλαση, η διάθλαση και η σκέδαση, προκύπτουν κατά τη διάδοση του μεταδιδόμενου σήματος από την αλληλεπίδραση του τελευταίου με αντικείμενα, με την επιφάνεια του εδάφους και με την ατμόσφαιρα. Σε αυτό το κεφάλαιο θα εξεταστούν αναλυτικά οι παραπάνω μηχανισμοί καθώς και τα ατμοσφαιρικά φαινόμενα που σχετίζονται με αυτά. Στην τελευταία ενότητα θα αναφερθούμε στις απώλειες που σχετίζονται με τη διάδοση του σήματος διαμέσου της ατμόσφαιρας.

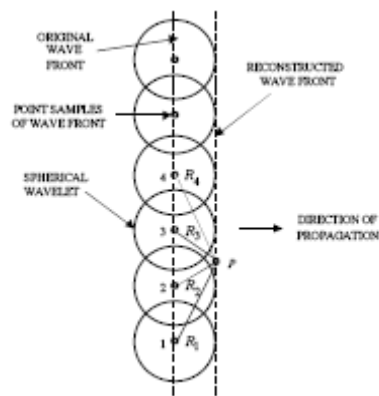
2.2 ΠΕΡΙΘΛΑΣΗ

2.2.1 Το φαινόμενο της περίθλασης

Σύμφωνα με την αρχή του Huygens (σχ.2.1) κάθε σημείο σε ένα πρωτεύον μέτωπο κύματος μπορεί να θεωρηθεί ως μία νέα πηγή ενός δευτερεύοντος σφαιρικού κύματος και ένα δευτερεύον σφαιρικό μέτωπο κύματος μπορεί να δημιουργηθεί ως περιβάλλουσα αυτών των δευτερευόντων σφαιρικών κυμάτων. Πρόκειται για μία βασική αρχή της φυσικής οπτικής που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εξήγηση του λυγίσματος των ραδιοκυμάτων γύρω από εμπόδια, δηλαδή την περίθλαση των κυμάτων. Μία ακτίνα που περιθλάται ακολουθεί μία διαδρομή που δε μπορεί να ερμηνευθεί μέσω της ανάκλασης ή της διάθλασης.



Σχ. 2.1α



Σχ. 2.1β

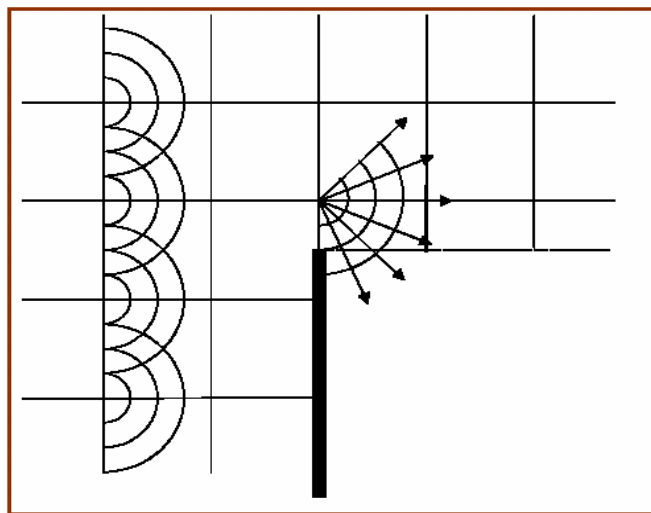
Σχ. 2.1α Η αρχή του Huygens εφαρμοσμένη στη διάδοση επίπεδων κυμάτων. Τα σημεία του μετώπου AA' του επίπεδου κύματος λειτουργούν ως πηγές που παράγουν σφαιρικά κύματα, τα οποία σχηματίζουν ένα νέο μέτωπο κύματος BB'. Η τιμή του πλάτους των σφαιρικών κυμάτων είναι ανάλογη του $(1+\cos\alpha)$. Στην κατεύθυνση από AA' προς το BB' το πλάτος του κύματος $(1+\cos 0)$ είναι μέγιστο και έτσι το κύμα διαδίδεται κατ' αυτήν την κατεύθυνση.

Σχ. 2.1β Το ηλεκτρικό πεδίο E σε ένα σημείο P που βρίσκεται σε αποστάσεις $R_1, R_2, \dots, R_n$ από τα σημεία-πηγές δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση

$$E(P) \sim \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-jkR_n}}{R_n}$$

Προφανώς όσο πιο κοντά βρίσκεται η πηγή στο σημείο P τόσο μεγαλύτερη είναι η συνεισφορά της στο άθροισμα της εντάσεως.

Στο Σχ.2.2 ένα επίπεδο κύμα προσπίπτει σε ένα αιχμηρό εμπόδιο. Στην κορυφή του εμποδίου παρουσιάζεται το φαινόμενο της περίθλασης. Τα σφαιρικά κύματα που παράγονται από τα σημεία που βρίσκονται κοντά στην κορυφή του εμποδίου <<ξεπερνούν>> το εμπόδιο παρουσιάζοντας ως αντιστάθμισμα απώλειες λόγω περίθλασης. Απαραίτητη προϋπόθεση για να παρατηρηθούν απώλειες λόγω περίθλασης είναι το μήκος κύματος να είναι μικρό συγκριτικά με τις φυσικές διαστάσεις του εμποδίου. Ως εκ τούτου οι απώλειες λόγω περίθλασης αυξάνονται με τη συχνότητα. Για αυτό, άλλωστε, η κυματική διάδοση στη VHF περιοχή και γενικά σε περιοχές χαμηλών συχνοτήτων είναι κατάλληλη σε περιβάλλοντα με δυσμενείς συνθήκες (π.χ. ορεινοί όγκοι).



Σχ. 2.2 Περίθλαση σε αιχμηρό εμπόδιο

Σημαντικό ρόλο σχετικά με το μέγεθος των απωλειών λόγω περίθλασης παίζει η θέση του εμποδίου ως προς την ευθεία οπτικής επαφής. Η έντονη παρεμβολή του εμποδίου είναι δυνατόν να προκαλέσει κατάπτωση της ισχύος στο δέκτη λόγω ραδιοσκίασης. Τα εμπόδια που προκαλούν απώλειες λόγω περίθλασης μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη γεωμετρία τους:

- Η λεία σφαιρική γη που μπορεί να θεωρηθεί ως ένας μεγάλος σφαιρικός σκεδαστής: Η περίθλαση από τη σφαιρική γη αποτελεί τη πλέον δυσμενή

περίπτωση από την άποψη των απωλειών. Στην περίπτωση των χαμηλών συχνοτήτων, δεν είναι πάντα δυνατή η αποφυγή του φαινομένου, και δεδομένων των σημαντικών απωλειών που μπορεί να επιφέρει πρέπει να συνυπολογιστεί.

- Μεμονωμένα εμπόδια: Συνηθέστερη προσέγγιση είναι αυτή του μεμονωμένου αιχμηρού διαφράγματος (knife edge), το οποίο μπορεί να αναπαραστήσει στενές γέφυρες, κτίρια κλπ. Οι απώλειες δίνονται από εμπειρικούς τύπους:

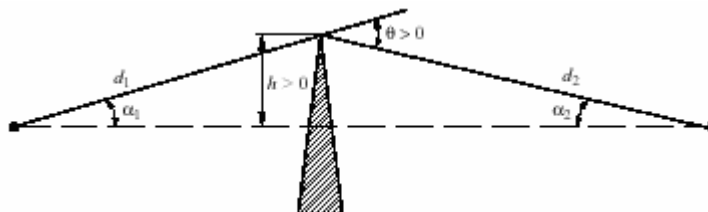
$$J(v) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v - 0.1)^2 + 1} + v - 0.1 \right) \text{ dB} \quad (2.1)$$

όπου η παράμετρος v ορίζεται ως εξής:

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (2.2)$$

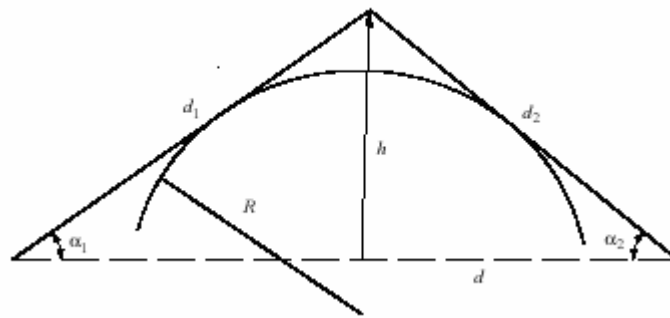
όπου

h είναι η απόσταση της κορυφής του εμποδίου από την ευθεία που ενώνει το πομπό με το δέκτη. Εάν η κορυφή του εμποδίου βρίσκεται κάτω από την ευθεία τότε το ύψος h παίρνει αρνητικές τιμές. d_1 και d_2 είναι οι αποστάσεις του πομπού και δέκτη, αντίστοιχα, από την κορυφή του εμποδίου.



Σχ. 2.3 Μεμονωμένο αιχμηρό διάφραγμα.

Μία άλλη κατηγορία εμποδίου που μπορεί να προκαλέσει περίθλαση είναι αυτή του μεμονωμένου σφαιρικού εμποδίου. Και πάλι οι απώλειες δίνονται από εμπειρικούς τύπους.

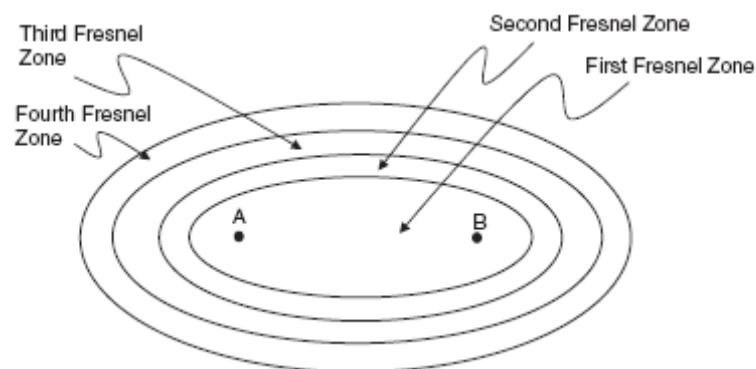


Σχ. 2.4 Μεμονωμένο σφαιρικό εμπόδιο

- Τραχιές επιφάνειες που σχηματίζονται από ένα σύνολο εμποδίων:
Σε αυτή την κατηγορία μπορούν να συμπεριληφθούν τα δάση και η πυκνή βλάστηση. Η εξασθένηση αυξάνεται ανάλογα με τη συχνότητα και την απόσταση εντός του δάσους, την οποία διανύει το ραδιοκύμα.

2.2.2 Ζώνες Fresnel

Στην προηγούμενη ενότητα εξηγήθηκε ο μηχανισμός της περίθλασης και επισημάνθηκε, ότι είναι η αιτία για απώλειες που προκαλούνται από εμπόδια διάφορων τύπων. Προκειμένου λοιπόν να περιοριστούν οι απώλειες λόγω περίθλασης οφείλουμε να γνωρίζουμε σε ποια απόσταση του εμποδίου από την οδό διάδοσης το φαινόμενο θεωρείται αμελητέο.



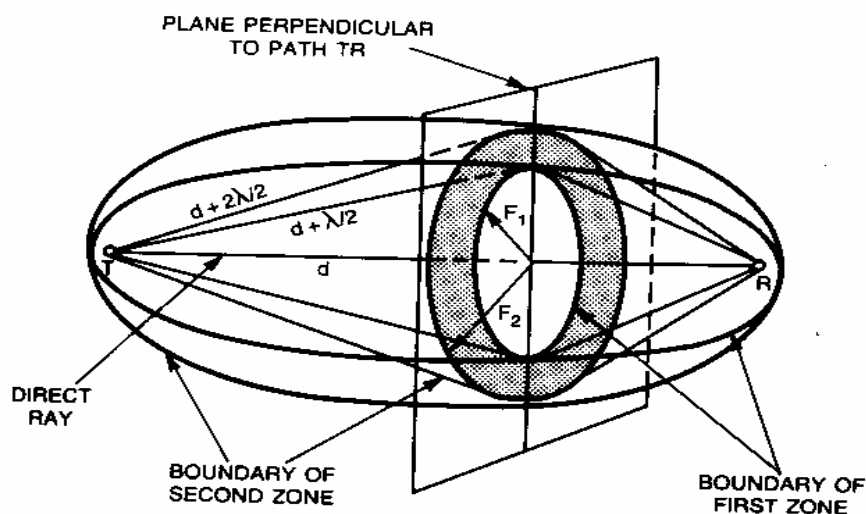
Σχ. 2.5 Ζώνες Fresnel

Οι ζώνες Fresnel (σχ.2.5 και σχ.2.6), ένας γεωμετρικός τόπος ομόκεντρων ελλειψοειδών που παρεμβάλλεται ανάμεσα στον πομπό και στο δέκτη, προσδιορίζουν

τη ζητούμενη απόσταση. Κάθε ελλειψοειδές Fresnel έχει εστιακά σημεία T και R, ενώ κάθε σημείο M στην επιφάνεια του ικανοποιεί τη σχέση:

$$TM + MR = TR + n \frac{\lambda}{2} \quad (2.3)$$

Η κάθε διαφορετική τιμή του n (=1,2,3...) ορίζει ένα μοναδικό ελλειψοειδές π.χ. για n=1 το 1^ο ελλειψοειδές Fresnel, για n=2 το 2^ο ελλειψοειδές Fresnel κ.ο.κ



Σχ. 2.6 Ελλειψοειδές Fresnel

Έτσι στην περιφέρεια του ν-οστού ελλειψοειδούς του σχήματος ισχύει η σχέση

$$d_3 + d_4 = (d_1 + d_2) + n \frac{\lambda}{2} \quad (2.4)$$

Η ακτίνα της δίνεται από τον τύπο

$$R_{F_n} = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \sqrt{n} R_{F_1} \quad (2.5)$$

Για n=1, προκύπτει η ακτίνα της 1^η ζώνης Fresnel

$$R_{F_1} = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}} \quad (2.6)$$

όπου

R_{F_n} = Η ακτίνα της n-οστής ζώνης Fresnel

R_{F_1} = Η ακτίνα της 1ης ζώνης Fresnel

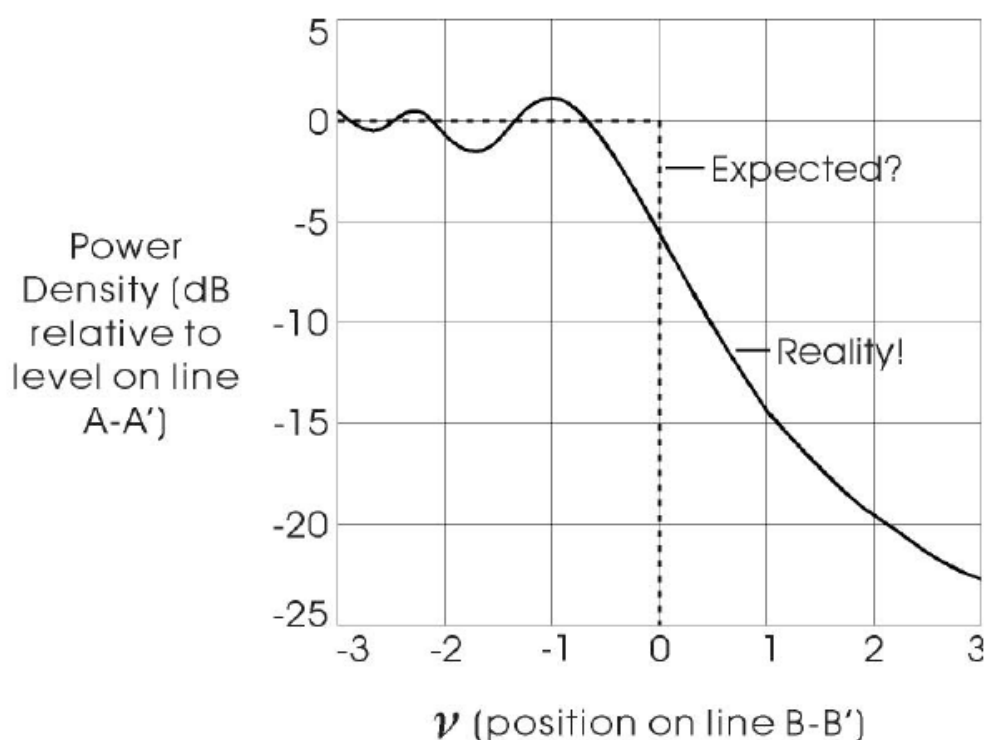
d_1 = Η απόσταση από το αριστερό εστιακό σημείο (κεραία-πομπός) έως το σημείο υπολογισμού (km)

d_2 = Η απόσταση από το δεξιό εστιακό σημείο (κεραία-δέκτης) έως το σημείο υπολογισμού (km)

$d = d_1 + d_2 = H$ εστιακή απόσταση ή ισοδύναμα η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη (km)

f = Η συχνότητα μετάδοσης (GHz).

Στη σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών ραδιοζεύξεων χρησιμοποιείται ο παρακάτω πρακτικός κανόνας: Οι απώλειες λόγω περίθλασης γίνονται αμελητέες, όταν δεν συναντιούνται εμπόδια στο χώρο που ορίζει η 1^η ζώνη Fresnel ή τουλάχιστον στο 0.6 της 1^{ης} ζώνης.



Σχ. 2.7 Απώλειες λόγω περίθλασης ανάλογα με την ύπαρξη εμποδίων γύρω από την ευθεία οπτικής επαφής.

Στο σχήμα 2.6 σχεδιάζονται οι απώλειες λόγω περίθλασης για διαφορετικές διαδρομές του σήματος με παράμετρο την καμπυλότητα του εμποδίου. Το $R=0$ αντιστοιχεί σε ένα αιχμηρό εμπόδιο και το $R=1$ σε ένα καμπύλο εμπόδιο. Παρατηρούμε ότι οι απώλειες σχεδόν μηδενίζονται στην πρώτη ζώνη Fresnel. Ως καθαρότητα (clearance) της πρώτης ζώνης Fresnel ορίζεται το κλάσμα της απόστασης του εμποδίου από την ευθεία οπτικής επαφής προς τη ακτίνα της πρώτης ζώνης Fresnel.

Σύμφωνα με τα παραπάνω μπορούμε να καταλήξουμε στα ακόλουθα συμπεράσματα:

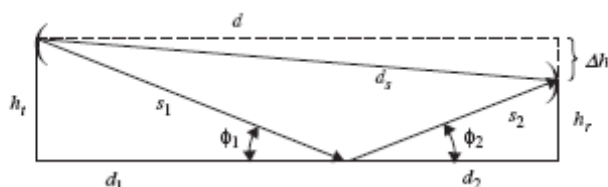
- Οι απώλειες αυξάνουν όσο αυξάνει η καμπυλότητα του εμποδίου.
- Οι απώλειες αυξάνουν μονότονα καθώς η απόσταση του εμποδίου από την ευθεία οπτικής επαφής γίνεται μικρότερη από 0.6 της ακτίνας του ελλειψοειδούς.
- Όσο μειώνεται η συχνότητα, τόσο μεγαλώνει η ακτίνα της 1^{ης} ζώνης Fresnel , και επομένως τόσο πιο μακριά πρέπει να βρίσκονται τα διάφορα εμπόδια από την ευθεία οπτικής επαφής.

2.3 ΑΝΑΚΛΑΣΗ

2.3.1 Ανακλάσεις εδάφους

Τα περισσότερα τηλεπικοινωνιακά συστήματα δε λειτουργούν σε συνθήκες ελεύθερου χώρου και πρέπει να λαμβάνουν υπόψη τους την επίδραση της γήινης επιφάνειας στην οδό διάδοσης. Όταν η οδός διάδοσης είναι κοντά στη γήινη επιφάνεια και παράλληλα σε αυτή, πλήθος διαλείψεων μπορούν να συμβούν αν το έδαφος είναι επαρκώς ανακλαστικό. Το κύμα λοιπόν εξασθενεί από τις πολλαπλές ανακλάσεις που συμβαίνουν στο έδαφος. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται πολύοδη διάλειαση (multipath fading) και η αντιμετώπιση του είναι πρώτιστης σημασίας για το μηχανικό που σχεδιάζει μια ραδιοζεύξη.

Για παράδειγμα μπορούμε να θεωρήσουμε μία διασημειακή τηλεπικοινωνιακή ραδιοζεύξη σε κοντινή απόσταση από την επιφάνεια της γης όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8 καθώς και μία επίπεδη, λεία και ανακλαστική επιφάνεια εδάφους.



Σχ. 2.8 Κατευθείαν και από ανάκλαση λήψη. Το σημείο ανάκλασης πλησιάζει προς μία κεραία, εάν το ύψος της μειωθεί, και προφανώς απομακρύνεται, εάν το ύψος της αυξηθεί.

Γενικά, τα χαρακτηριστικά των ανακλώμενων κυμάτων εξαρτώνται από τη συχνότητα, τη γωνία πρόσπτωσης, την πόλωση του κύματος, καθώς και από τη μορφολογία και τα διηλεκτρικά χαρακτηριστικά της ανακλαστικής επιφάνειας.

Οι ανακλάσεις εδάφους επηρεάζουν τη διάδοση του κύματος στις αγροτικές περιοχές κατά κύριο λόγο· στις αστικές περιοχές οι ανακλάσεις εδάφους περιορίζονται συχνά από συγκροτήματα κτιρίων, δέντρα κλπ. Αν όμως τα κύματα οδεύουν πάνω από σχετικά λείες επιφάνειες ή στρώματα νερού, οι ανακλάσεις εδάφους μπορούν να προκαλέσουν μεγάλες απώλειες.

Σε μία οδό όδευσης που αποτελείται από μία απευθείας διαδρομή και από μία διαδρομή μέσω ανάκλασης (σχ. 2.8), οι απώλειες εξαρτώνται από τη σχετικό πλάτος και τη σχέση φάσης των σημάτων που διαδόθηκαν μέσω των δύο διαδρομών.

Το απλούστερο μοντέλο ανάκλασης από το έδαφος είναι αυτό της επίπεδης και τέλεια αγωγιμής γης. Σε αυτή την περίπτωση, η ενέργεια του κύματος δεν απορροφάται και δεν διαδίδεται στο έδαφος, και επομένως το ανακλώμενο κύμα μπορεί να διατηρήσει υψηλά επίπεδα ισχύος στο δέκτη.

Στην ανάλυση που πραγματοποιήσαμε δε λάβαμε υπόψη τα διηλεκτρικά χαρακτηριστικά του εδάφους, τα οποία επηρεάζουν τα ανακλώμενα κύματα στις πρακτικές περιπτώσεις. Αν θεωρήσουμε λοιπόν μία επίπεδη επιφάνεια με διηλεκτρική σταθερά ϵ_r και αγωγιμότητα σ παίρνουμε

$$\rho_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}} \quad (2.7) \quad \text{για οριζόντια πόλωση και}$$

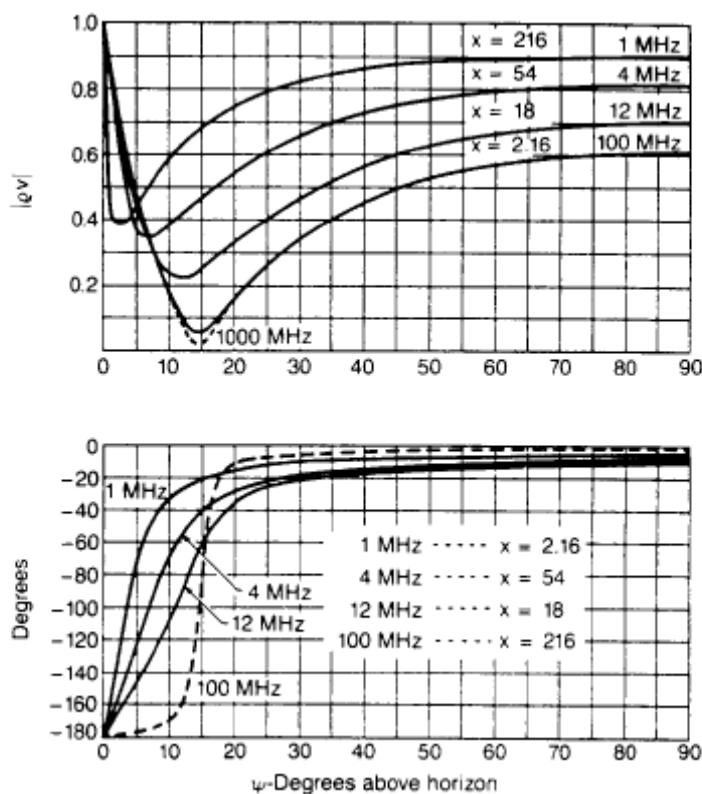
$$\rho_v = \frac{(\epsilon_r - jx) \sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{(\epsilon_r - jx) \sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}} \quad (2.8) \quad \text{για κάθετη πόλωση όπου}$$

$$x = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} = \frac{18 \times 10^9 \sigma}{f} \quad (2.9)$$

Και ψ η γωνία πρόσπτωσης ως προς τον οριζόντιο άξονα.

Εφόσον έχουμε θεωρήσει, ότι τα έδαφος χαρακτηρίζεται τόσο από διηλεκτρικές ιδιότητες όσο και από αγωγιμότητα, παρουσιάζεται στις εξισώσεις των συντελεστών ανάκλασης μιγαδική διηλεκτρική επιτρεπτότητα. Επομένως ο συντελεστής ανάκλασης είναι μιγαδική ποσότητα και για αυτό το λόγο το ανακλώμενο κύμα που

προκύπτει μετά την πρόσπτωση υφίσταται τόσο αλλαγή στο πλάτος όσο και στη φάση σε σχέση με το προσπίπτον. Για την οριζόντια πόλωση η σχετική φάση του προσπίπτοντος και του ανακλώμενου κύματος είναι κοντά 180 μοίρες για όλες τις γωνίες πρόσπτωσης. Εξαιρέσεις παρατηρούνται, όταν η συχνότητα αυξάνει πολύ και η αγωγιμότητα του εδάφους είναι αμελητέα. Όσο αφορά στην κάθετη πόλωση ισχύει ότι και για την οριζόντια για πολύ μικρές γωνίες πρόσπτωσης. Καθώς όμως το ψ αυξάνει στις 15 μοίρες (εδώ εστιάζεται το ενδιαφέρον στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες λόγω της ελαχιστοποίησης του πλάτους του συντελεστή ανάκλασης) η διαφορά φάσης γίνεται -90 μοίρες. Περαιτέρω αύξηση της γωνίας πρόσπτωσης οδηγεί σε μηδενισμό της διαφοράς φάσης (λεπτομέρειες στο σχήμα 2.9).



Σχ. 2.9 Πλάτος και φάση του συντελεστή ανάκλασης συναρτήσει της γωνίας πρόσπτωσης για κάθετη πόλωση

Αν και η μοντελοποίηση της γης ως επίπεδη επιφάνεια αποτελεί μία ευρέως εφαρμόσιμη προσέγγιση, υπάρχουν δύο ειδικές περιπτώσεις που απαιτούν επιπρόσθετη ανάλυση:

-Φυσική καμπυλότητα της γης

Για αποστάσεις ανάμεσα σε πομπό και δέκτη μεγαλύτερες από $80/f^{1/3}$ (f σε MHz, d σε Km) η προσέγγιση της επίπεδης γης δε δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Αυτό

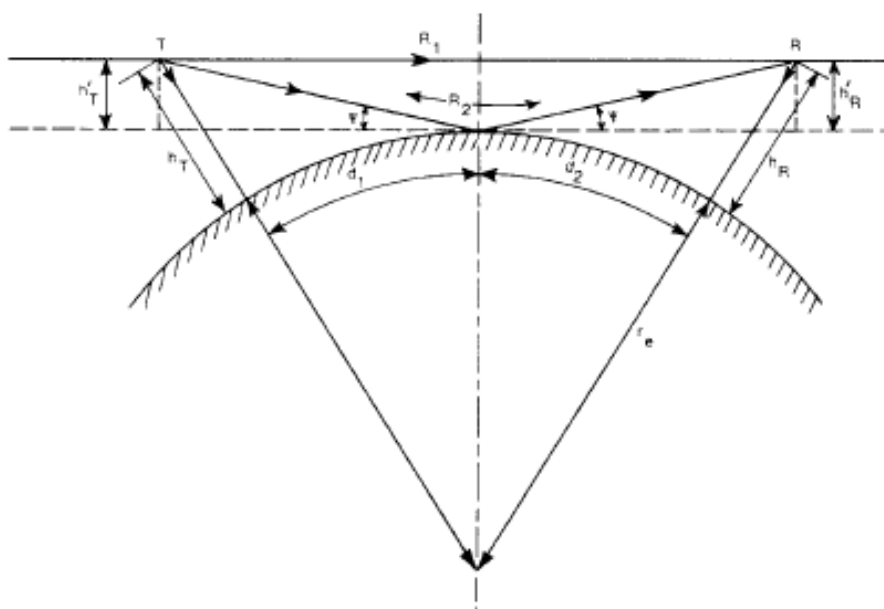
οφείλεται στο ότι δε λαμβάνεται υπόψη η καμπυλότητα της γης που σε μεγάλες αποστάσεις είναι η αιτία για το άπλωμα της δέσμης του ανακλώμενου κύματος. Ως εκ τούτου ανάμεσα στις ανακλώμενες ακτίνες παρατηρείται μία απόκλιση των διευθύνσεων τους και στο δέκτη το λαμβανόμενο σήμα παρουσιάζει χαμηλότερη στάθμη ισχύος. Ο συντελεστής ανάκλασης της σφαιρικής γης ρ_σ που σύμφωνα με τα παραπάνω θα είναι μικρότερος από αυτόν της επίπεδης γης ρ δίνεται από τη σχέση

$$\rho_\sigma = D\rho \quad (2.10)$$

όπου D ο συντελεστής απόκλισης των ανακλώμενων ακτινών που προκύπτει από τον

$$\text{τύπο } D \cong \left[1 + \frac{2h'_t h'_r}{r_e (d_1 + d_2) \sin^2 \psi \tan \psi} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

σύμφωνα με το σχήμα 2.10.



Σχ. 2.10 Ανάκλαση από σφαιρική γή

-Τραχύτητα εδάφους

Η παραπάνω προσέγγιση της επίπεδης ανακλαστικής επιφάνειας βασίζεται στην υπόθεση της κατοπτρικής ανάκλασης που λαμβάνει χώρα στο σημείο πρόσπτωσης του μεταδιδόμενου κύματος στη γήινη επιφάνεια. Όταν η επιφάνεια είναι τραχιά η υπόθεση της κατοπτρικής ανάκλασης παύει να είναι ρεαλιστική. Αυτό που συμβαίνει στην προκειμένη περίπτωση είναι η διάχυση του ανακλώμενου κύματος. Πλέον δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μία μοναδική συνιστώσα ανάκλασης, αφού η τυχαία φύση της επιφάνειας έχει ως αποτέλεσμα απρόβλεπτα ανακλώμενα κύματα.

Επομένως είναι απαραίτητο να προσδιορίσουμε ποια επιφάνεια θεωρείται τραχιά. Το πιο σύνηθες κριτήριο που χρησιμοποιείται σε αυτές τις περιπτώσεις είναι αυτό του Rayleigh:

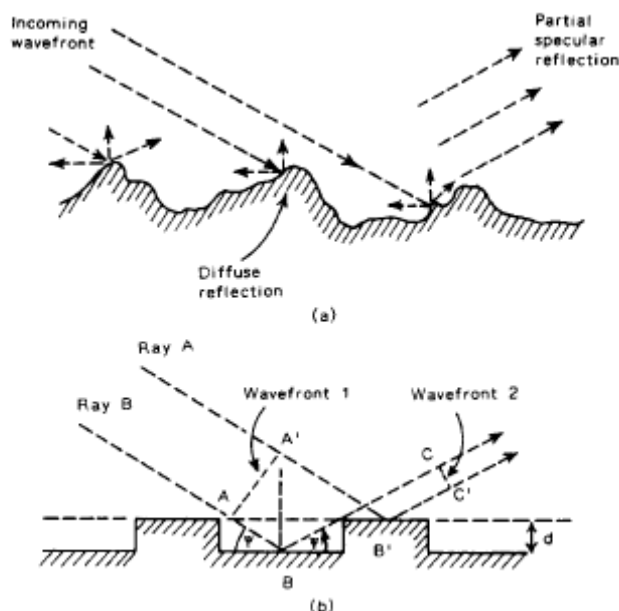
$$C = \frac{4\pi\sigma_h \sin \psi}{\lambda} \quad (2.12)$$

Όπου

λ το μήκος κύματος,

ψ είναι η γωνία πρόσπτωσης ως προς τον ορίζοντα

σ η τυπική απόκλιση των επιφανειακών ανωμαλιών από το μέσο ύψος της γήινης επιφάνειας στην πρακτική περίπτωση (σχ. 2.11 α)



Σχ. 2.11 Ανακλάσεις σε ανώμαλη επιφάνεια: (α) πρακτική περίπτωση, (β) ιδανική περίπτωση

Αν το $C < 0.1$ υπάρχει κατοπτρική ανάκλαση και η επιφάνεια θεωρείται λεία. Για $C > 10$ υπάρχει υψηλή διάχυση του ανακλώμενου κύματος και το ανακλώμενο κύμα είναι αρκετά μικρό ώστε να αμεληθεί.

2.3.2 Άλλες πηγές ανακλάσεων

Τα περισσότερα από όσα έχουν ειπωθεί για τις ανακλάσεις της γης εφαρμόζονται και στα υπόλοιπα αντικείμενα. Αν και οι <<ανακλάσεις γης>> σε μία συγκεκριμένη οδό

όδευσης μπορούν να προέρχονται από την οροφή ενός κτιρίου παρά από το έδαφος καθαυτό, το αποτέλεσμα είναι λίγο πολύ το ίδιο. Σε μεγάλες ζεύξεις, οι ανακλάσεις από αντικείμενα κοντά στην ευθεία άμεσης διαδρομής του σήματος θα προκαλούν σχεδόν πάντα αυξημένες απώλειες. Αυτό είναι ένα συχνό φαινόμενο σε αστικές περιοχές, όπου οι πλευρές των κτιρίων μπορούν να προκαλέσουν ισχυρές ανακλάσεις. Επίσης η οριζόντια και η κάθετη πόλωση συμπεριφέρονται πολύ διαφορετικά, γιατί οι γωνίες πρόσπτωσης μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερες του 0. Τα κάθετα πολωμένα σήματα τείνουν να παράγουν χαμηλότερου πλάτους ανακλάσεις από τα οριζόντια πολωμένα σήματα, όταν η γωνία πρόσπτωσης ξεπερνάει τις 15 μοίρες. Όταν η ανακλαστική επιφάνεια είναι κάθετη, όπως η πλευρά ενός κτιρίου, ένα σήμα το οποίο μεταδίδεται με οριζόντια πόλωση έχει κάθετη πόλωση ως προς την ανακλαστική επιφάνεια του κτιρίου. Ως εκ τούτου η οριζόντια πόλωση θα έχει ως αποτέλεσμα ασθενέστερες ανακλάσεις και λιγότερες περιπτώσεις πολυόδευσης από την κάθετη πόλωση υπό αυτές τις συνθήκες.

2.4 ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΑ ΦΑΙΝΟΜΕΝΑ

2.4.1 Γενικά

Η ατμόσφαιρα μπορεί να διαχωριστεί σε τρεις περιοχές:

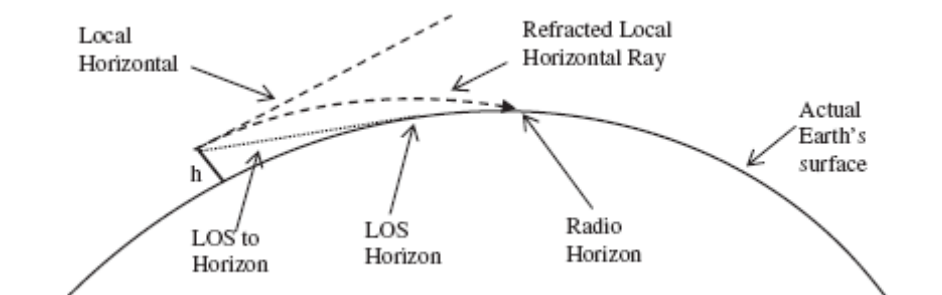
- *Την τροπόσφαιρα*, η οποία είναι η χαμηλότερη περιοχή της ατμόσφαιρας και της οποίας η θερμοκρασία τείνει να μειώνεται με το ύψος. Εδώ συμβαίνουν επίσης τα καιρικά φαινόμενα.
- *Την στρατόσφαιρα*, η οποία είναι η αμέσως υψηλότερη περιοχή. Η θερμοκρασία του αέρα παραμένει σταθερή με το ύψος.
- *Την ιονόσφαιρα*, την υψηλότερη περιοχή, στην οποία υπάρχουν ιόντα και ηλεκτρόνια σε επαρκείς ποσότητες, ώστε να ανακλώνται και να διαθλώνται τα ραδιοκύματα.

Τα ατμοσφαιρικά φαινόμενα που σχετίζονται με την ΗΜ διάδοση είναι η ανάκλαση/διάθλαση, η σκέδαση και η απορρόφηση. Εξαιρώντας τη διάθλαση, τα φαινόμενα αυτά ελαχιστοποιούνται για συχνότητες κάτω των 30 MHz. Ανάμεσα στα 30 MHz και στο 1 GHz η διάθλαση/ανάκλαση είναι πρωταρχικής σημασίας. Πάνω από το 1GHz η απόσβεση αρχίζει να επικρατεί και η ανάκλαση/διάθλαση επιδρά λιγότερο εκτός από σχεδόν οριζόντιες διαδρομές. Ατμοσφαιρική πολυόδευση αρχίζει

να παρατηρείται πάνω από 1GHz και μπορεί να προκαλέσει ακραίες διαλείψεις σε επίγειες μικροκυματικές ζεύξεις.

2.4.2 Ατμοσφαιρική ανάκλαση/διάθλαση και σκέδαση

Οι βαθμιαίες μεταβολές του δείκτη διάθλασης συναρτήσει του ύψους προκαλούν το λύγισμα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στην ατμόσφαιρα. Σε αυτές τις περιπτώσεις παρατηρούνται μόνο φαινόμενα διάθλασης και όχι φαινόμενα ανάκλασης ή σκέδασης. Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων γίνεται με απλό τρόπο σε σύγκριση με άλλες περιπτώσεις και το φαινόμενο λέγεται *ομαλή ατμοσφαιρική διάθλαση*. Εάν η ατμόσφαιρα ήταν ομογενής, τα κύματα θα διαδίδονταν σε ευθεία γραμμή και δε θα υπήρχε η δυνατότητα διάδοσης πέρα του ορίζοντα. Σύμφωνα με τα παραπάνω ο βαθμός της μεταβολής του δείκτη διάθλασης συναρτήσει του ύψους μπορεί να προσεγγιστεί ως μία σταθερά, όμως μόνο για το πρώτο χιλιόμετρο πάνω από τη θάλασσα. Αυτό αυξάνει την απόσταση διάδοσης πέρα από τον ορίζοντα με το λύγισμα τις οριζόντιες ακτίνες προς τα κάτω (σχήμα 2.12). Σε μεγαλύτερα ύψη, η μεταβολή του δείκτη διάθλασης παρουσιάζει εξάρτηση εκθετικού τύπου.



Σχ. 2.12 Η επίδραση της ατμοσφαιρικής διάθλασης στη διάδοση πέρα του ορίζοντα

Ο δείκτης διάθλασης n δίνεται από τον ακόλουθο τύπο

$$n = 1 + N \times 10^{-6} \quad (2.13)$$

όπου N είναι η διαθλαστικότητα. Σύμφωνα με την ITU η διαθλαστικότητα εκφράζεται συναρτήσει της ατμοσφαιρικής πίεσης P (mb), της απόλυτης θερμοκρασίας T σε $^{\circ}\text{K}$ ($=273+^{\circ}\text{C}$) και της υγρασίας e (μβ)

$$N = \frac{77.6}{T} \left(P + 4810 \frac{e}{T} \right) \quad (2.14)$$

Υπό ορισμένες συνθήκες, αντί των συνεχών μικρών μεταβολών του δείκτη διάθλασης, παρατηρούνται απότομες αλλαγές, που έχουν ως αποτέλεσμα την ανάκλαση των κυμάτων ή και την παγίδευση τους, σε μια ιδιόμορφη περίπτωση ατμοσφαιρικής κυματοδήγησης. Τα ακραίο αυτό φαινόμενο καλείται *ανώμαλη ατμοσφαιρική ανάκλαση και διάθλαση*.

Στις επιδράσεις της διάθλασης και της σκέδασης της ατμόσφαιρας περιλαμβάνονται:

- Η *διάθλαση* σε οριζόντιες οδούς όδευσης έχει ως αποτέλεσμα την αλλαγή του ορίζοντα διάδοσης εξαιτίας της καμπύλωσης των ακτινών.
- Οι *τροποσκεδαστές (troposcatter)* από τις τοπικές διακυμάνσεις του ατμοσφαιρικού δείκτη διάθλασης μπορούν να προκαλέσει τη σκέδαση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Συγκεκριμένα στην περιοχή της τροπόσφαιρας παρουσιάζονται στρώματα, πάχους κάποιων δεκάδων μέτρων και μήκους κάποιων χιλιομέτρων, των οποίων ο δείκτης διάθλασης διαφέρει σημαντικά από τον υπόλοιπο χώρο. Η απότομη μεταβολή του δείκτη διάθλασης, στα όρια αυτών των στρωμάτων, τους προσδίδει σημαντικές ανακλαστικές ιδιότητες. Υπό αυτή την έννοια, αυτού του τύπου η ανομοιογένεια του δείκτη διάθλασης, δημιουργεί κέντρα σκέδασης της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας στην ατμόσφαιρα. Εφόσον, αυτοί οι τρισδιάστατοι σκεδαστές, βρεθούν εντός του κοινού όγκου που ορίζουν οι δέσμες εκπομπής και λήψης δύο κεραιών, είναι δυνατή η πέραν του ορίζοντα μεταξύ τους ζεύξη, μέσω του μηχανισμού της σκέδασης (scattering). Το φαινόμενο καλείται *τροποσφαιρική σκέδαση (tropospheric scattering)* και μπορεί να υποστηρίξει ζεύξεις σε αποστάσεις έως και 500-600 km.
- Η *αντιστροφή θερμοκρασίας* που αφορά απότομες αλλαγές στο δείκτη διάθλασης με το ύψος προκαλώντας ανάκλαση. Σε αυτές τις περιπτώσεις αντί της διαθλαστικότητας χρησιμοποιείται η τροποποιημένη διαθλαστικότητα $M(h)$ που δίνεται από τον τύπο $M(h)=N(h)+157h$. Υπό συνθήκες στις οποίες οι τιμές της τροποποιημένης διαθλαστικότητας εμφανίζουν σημαντικές διαφορές, ο δέκτης μπορεί να λάβει σήμα μέσω πολλών οδών διάδοσης. Κατά αυτόν τον τρόπο δημιουργούνται διαδρομές με διαφορετικά μήκη όδευσης και τα επιμέρους σήματα μπορούν να φτάνουν με τέτοια διαφορά φάσης, ώστε να αναιρούνται μεταξύ τους (multipath fading, Πολύοδη Διάλειψη).
- Η *κυματοδήγηση (ducting)*, όπου ο δείκτης διάθλασης είναι τέτοιος, ώστε τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα τείνουν να ακολουθούν την καμπυλότητα της γης. Η αγωγή πραγματοποιείται, όταν η καμπύλωση της διάθλασης είναι σχεδόν ίδια με αυτή της γης. Υπάρχουν δύο πρωταρχικά είδη κυματοδήγησης: η κυματοδήγηση που συμβαίνει στην επιφάνεια, όπου το κύμα είναι

παγιδευμένο ανάμεσα στη γη και σε ένα ανώτερο στρώμα, και η κυματοδότηση σε μεγαλύτερα ύψη μέχρι περίπου 1500 μέτρα πάνω από την επιφάνεια (τροποσφαιρική αγωγή), όπου τα στρώματα της ατμόσφαιρας παγιδεύουν το κύμα τόσο από κάτω όσο και από πάνω. (αναφορά και στην εισαγωγή). Η συνηθέστερη αιτία για τη δημιουργία περιοχών κυματοδότησης είναι ο συνδυασμός πυκνότερων και αραιότερων στρωμάτων που μπορεί να παγιδεύσουν το κύμα.

2.4.3 Ατμοσφαιρική απόσβεση

Η ατμόσφαιρα αποτελείται από αέρια, τα οποία απορροφούν ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία σε διάφορες συχνότητες. Η ατμοσφαιρική απόσβεση λόγω της απορρόφησης από αέρια δεν πρέπει να συγχέονται με την πολυόδευση ή τις απώλειες λόγω βροχής· είναι ένας διαφορετικός μηχανισμός. Τα αέρια που επηρεάζουν κύρια τις μικροκυματικές και τις μιλιμετρικές ζεύξεις είναι το οξυγόνο και οι υδρατμοί. Όπως και η ανάκλαση, οι ατμοσφαιρικές απώλειες εξαρτώνται από την πίεση, τη θερμοκρασία και την ποσότητα των υδρατμών. Για αυτό το λόγο, τα φαινόμενα μπορούν να ποικίλουν σημαντικά με την τοποθεσία, το ύψος και τη γωνία της οδού όδευσης. Η ατμόσφαιρα μπορεί να θεωρηθεί, ότι αποτελείται από οριζόντια στρώματα σε διάφορα ύψη, καθένα από τα οποία έχει διαφορετικές πυκνότητες οξυγόνου και υδρατμών. Ως εκ τούτου οι επίγειες και οι δορυφορικές ζεύξεις υφίστανται διαφορετικά ατμοσφαιρικά φαινόμενα και πρέπει να μοντελοποιηθούν διαφορετικά.

Προκειμένου να μοντελοποιήσουμε την απορρόφηση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας από ατμοσφαιρικά αέρια θα χρησιμοποιήσουμε τις μελέτες στα πλαίσια της ITU.

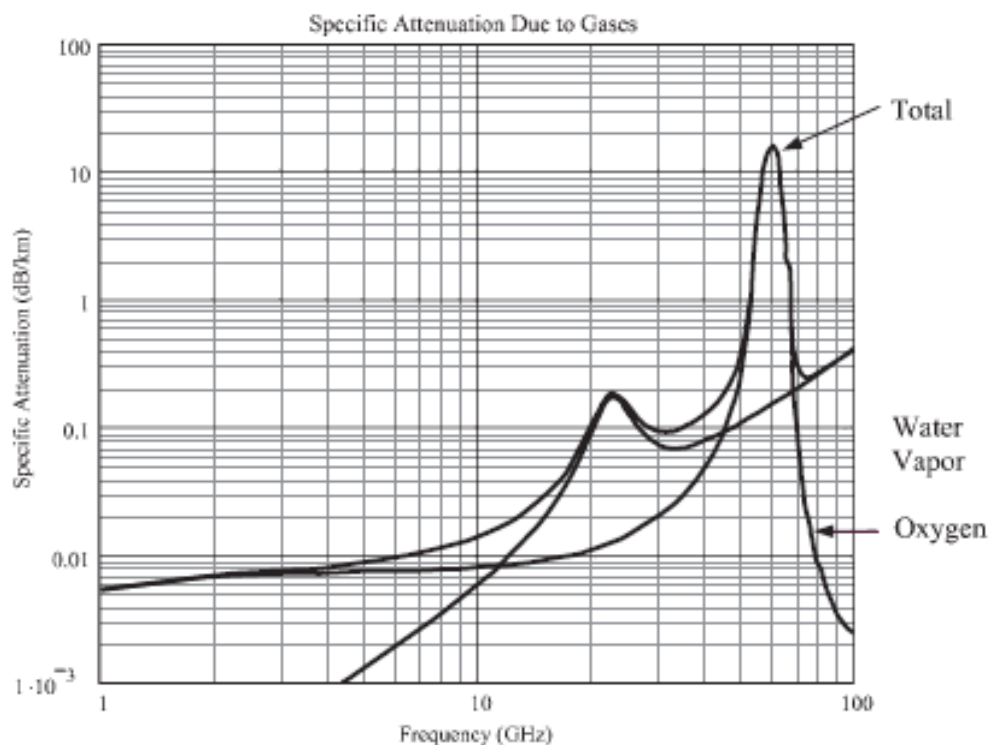
Για τις επίγειες ζεύξεις, όπου και οι δύο τερματικές συσκευές βρίσκονται στο ίδιο ή σε κοντινό ύψος, η ατμόσφαιρα μπορεί να θεωρείται σταθερή κατά μήκος της διαδρομής. Σε αυτές τις περιπτώσεις έχει νόημα να χαρακτηρίζεται η απορρόφηση από μία δεδομένη τιμή απόσβεσης σε dB/km, η οποία μπορεί να εφαρμόζεται στην απόσταση της διαδρομής για να προσδιορίζεται η συνολική απόσβεση. Η έκφραση για τη συνολική απώλεια εξαιτίας της ατμοσφαιρικής απορρόφησης σε μία επίγεια οδό όδευσης είναι

$$A = \gamma_a d \quad \text{dB} \quad (2.15)$$

Όπου d είναι η απόσταση της οπτικής επαφής ανάμεσα στις τερματικές συσκευές σε χιλιόμετρα και όπου γ_a είναι η δεδομένη απόσβεση της ατμόσφαιρας σε dB/km. Η δεδομένη απόσβεση της ατμόσφαιρας δίνεται από το άθροισμα των δεδομένων απωλειών λόγω των υδρατμών και λόγω του οξυγόνου:

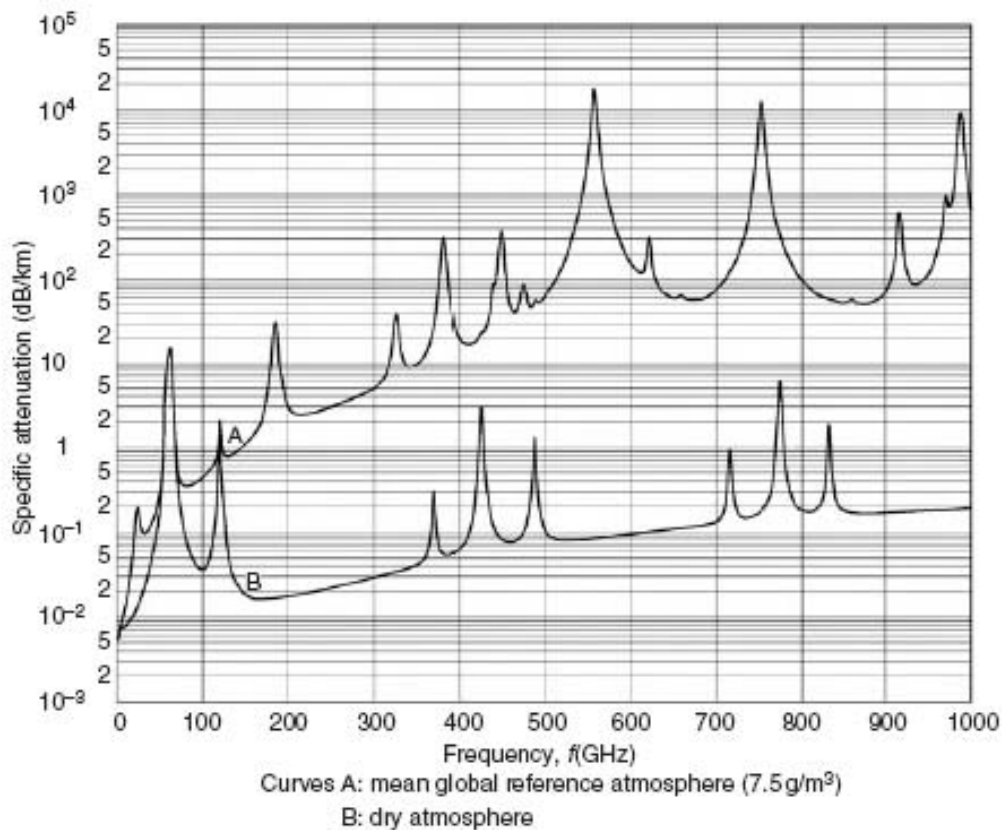
$$\gamma_a = \gamma_o + \gamma_w \quad (2.16)$$

Ενώ η ITU δίνει εκφράσεις για τον υπολογισμό αυτών των παραμέτρων, αυτές οι εκφράσεις είναι πολύ μακρές και δύσχρηστες. Αντί για τον υπολογισμό της δεδομένης απόσβεσης, είναι κοινή πρακτική να χρησιμοποιούνται τιμές που εξάγονται από γραφικές παραστάσεις όπως αυτή του σχήματος 2.13 για μία οριζόντια διαδρομή σε μία δεδομένη ατμόσφαιρα στο επίπεδο της θάλασσας.



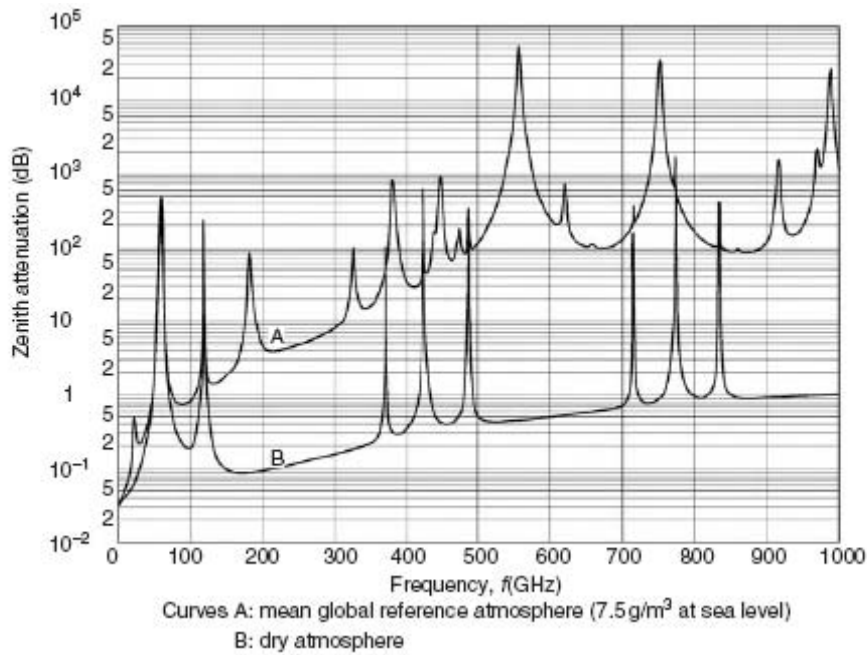
Σχ. 2.13 Δεδομένη απόσβεση λόγω ατμοσφαιρικών αερίων για μία δεδομένη ατμόσφαιρα

Το σχήμα 2.14 είναι η ίδια γραφική παράσταση για ένα πολύ μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων τόσο για δεδομένη ατμόσφαιρα αναφοράς όσο και για ξηρό αέρα, ενώ το σχήμα 2.15 παρέχει τη συνολική απόσβεση μέσω της συνολικής ατμόσφαιρας σε μία κάθετη οδό όδευσης.



Σχ. 2.14 Δεδομένη απόσβεση για μία ατμόσφαιρα αναφοράς και για ξηρό αέρα συναρτήσει της συχνότητας για μία οριζόντια διαδρομή

Από τις γραφικές παραστάσεις του γ , μπορεί να διαφανεί ότι οι υδρατμοί έχουν μία γραμμή απορροφητικότητας στα 22GHz. Επίσης μπορεί να διαπιστωθεί ότι ο ξηρός αέρας έχει μία γραμμή απορρόφησης του οξυγόνου στα 60 GHz. Οι περιοχές ανάμεσα στις γραμμές απορρόφησης αποκαλούνται παράθυρα. Παρατηρείστε, ότι στο 1 GHz το γ είναι περίπου 0.05 dB/km. Επομένως σε μία διαδρομή 10km οι απώλειες φθάνουν τα 0.5 dB. Η συνολική απώλεια εξαιτίας ατμοσφαιρικής απορρόφησης για επίγειες διαδρομές υπολογίζεται πολλαπλασιάζοντας το μήκος της διαδρομής με τη δεδομένη απόσβεση.



Σχ. 2.15 Συνολικές ατμοσφαιρικές απώλειες στη μέγιστη τιμή τους ως προς τη συχνότητα για μία δεδομένη ατμόσφαιρα αναφοράς και για ξηρό αέρα.

Σε περίπτωση οδών όδευσης υπό κλίση, οι υπολογισμοί πρέπει να επιτρέπουν την μεταβολή της απορρόφησης με το ύψος. Αυτό γίνεται θεωρώντας την ατμόσφαιρα ως μία σειρά από οριζόντια επίπεδα, καθένα από τα οποία έχει διαφορετική πίεση και θερμοκρασία. Ενώ η πραγματική απορρόφηση θα είναι μία συνεχής συνάρτηση του ύψους, εμείς χρησιμοποιούμε διακριτά επίπεδα ατμόσφαιρας και ως εκ τούτου απλοποιούμε τους υπολογισμούς και παρέχεται μία καλή εκτίμηση της υπολογισθείσας απώλειας. Η ITU παρέχει λεπτομερείς πληροφορίες για το πώς πραγματοποιούνται οι υπολογισμοί.

Για τηλεπικοινωνίες μικρών αποστάσεων, είναι δυνατή η λειτουργία σε μία ή κοντά σε μία από αυτές τις γραμμές απορρόφησης για να βελτιωθεί η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων, αφού σε αυτές τις περιπτώσεις μειώνεται η απόσταση που διανύει ένα σήμα μειώνεται και ως εκ τούτου προκαλείται παρεμβολή.

2.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η κατανόηση των μηχανισμών διάδοσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος προσφέρει μία ποιοτική και ουσιαστική ερμηνεία της διάδοσης του σήματος. Ο σχεδιασμός μίας ασύρματης ζεύξης απλοποιείται κατά πολύ, εάν ο μηχανικός μπορεί εποπτικά να κατανοεί τα φαινόμενα που σχετίζονται με τη διάδοση του σήματος σε ένα συγκεκριμένο περιβάλλον. Έτσι, βήματα του σχεδιασμού μπορούν να υπερπηδηθούν,

εφόσον ο μηχανικός μπορεί να προβλέψει τις επιπτώσεις των μηχανισμών της περίθλασης, της ανάκλασης, της διάθλασης και της σκέδασης στη μέση τιμή των απωλειών και στη διακύμανση γύρω από αυτή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, για τα οποία θα παρουσιαστούν εφαρμογές στην παρούσα διπλωματική εργασία, είναι η κινητή τηλεφωνία και η τηλεόραση. Ως εκ τούτου θα οριστούν τα βασικά ηλεκτρομαγνητικά και ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των συστημάτων εκπομπής και λήψης. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν αναλυτικές περιλήψεις της κυτταρικής τηλεφωνίας, συμπεριλαμβανομένων του GSM, του GPRS και του EDGE και θα γίνει εκτενής αναφορά στο σύστημα δορυφορικής κινητής τηλεφωνίας Iridium. Θα ακολουθήσουν περιλήψεις της αναλογικής και της ψηφιακής τηλεόρασης και θα δοθεί έμφαση στα συστήματα NTSC, PAL, NTSC και DVB.

3.2 ΟΡΙΣΜΟΙ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

3.2.1 Ενεργός ακτινοβολούμενη ισχύς

Θεωρούμε ένα απλό ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα που αποτελείται από πηγές εκπομπής και λήψης και μία ραδιοζεύξη. Το συγκεκριμένο σύστημα θα χρησιμοποιηθεί για τον προσδιορισμό μίας σειράς σημαντικών παραμέτρων για τις ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Στη θέση του πομπού η ισχύς του σήματος στην είσοδο της κεραίας είναι P_t και η αντίστοιχη απολαβή είναι G_t .

Η απολαβή G_t ορίζεται ως το πηλίκο της πυκνότητας ισχύος σε μία απόσταση d στην διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας προς $P_t/4\pi d$.

Τότε ως Ενεργός Ακτινοβολούμενη Ισχύς ορίζεται το γινόμενο:

$$EIRP = P_t G_t \quad (3.1)$$

3.2.2 Λόγος σήματος προς θόρυβο

Εφόσον η κεραία λήψης του προηγούμενου τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι προσαρμοσμένη στο δέκτη, το σήμα που φθάνει στην είσοδο του δέκτη είναι P_r . Η ισχύς του θορύβου δίνεται από τον τύπο kTB (k : σταθερά του Boltzmann, T : απόλυτη θερμοκρασία, B : εύρος ζώνης θορύβου) και το ο λόγος σήματος προς θόρυβο ορίζεται ως :

$$SNR = P_r / kTB \quad (3.2)$$

3.2.3 Λόγος απολαβής κεραίας προς ισοδύναμη απόλυτη θερμοκρασία

Ο λόγος απολαβής κεραίας προς ισοδύναμη απόλυτη θερμοκρασία στο σύστημα λήψης (G/T) είναι μία πολύ σημαντική παράμετρος, γιατί προσδιορίζει την ποιότητα του εν χρήσει τηλεπικοινωνιακού εξοπλισμού.

3.2.4 Ευαισθησία

Ως ευαισθησία ορίζεται η ελάχιστη ισχύς που ανιχνεύει ο δέκτης προκειμένου να εξασφαλίζεται αποδεκτή επικοινωνία. Συνηθίζεται να εκφράζεται σε dBm.

3.2.5 Λόγος φορέα προς ισχύ θορύβου

Ο λόγος C/N είναι ο λόγος της στάθμης του σήματος του φορέα προς την στάθμη του θορύβου, όπου N είναι η ισχύς του θορύβου και C είναι η στάθμη του λαμβανόμενου σήματος.

3.2.6 Λόγος φορέα προς πυκνότητα ισχύος θορύβου

Ο λόγος E_b/N_0 είναι ο λόγος της ενέργειας ενός bit προς N_0 , όπου N_0 είναι η πυκνότητα ισχύος του θορύβου σε εύρος ζώνης 1 Hz.

3.3 ΚΙΝΗΤΗ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑ

3.3.1 Κυτταρική τηλεφωνία

3.3.1.1 Συμβατική κινητή τηλεφωνία και σύγκριση της με την κυτταρική

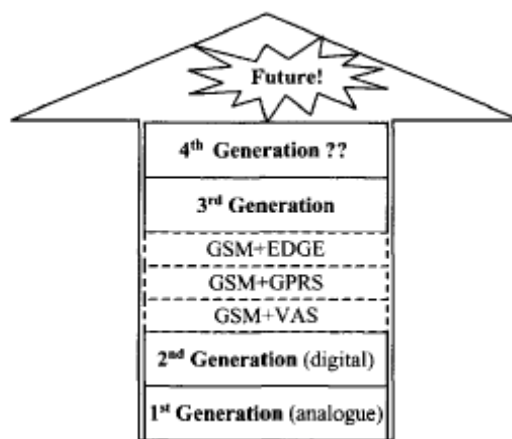
Στις δεκαετίες του '60 και του '70, τα πρώτα συμβατικά συστήματα κινητής τηλεφωνίας χαρακτηρίζονταν από μία σειρά μειονεκτημάτων. Σύντομα νέες προοπτικές αναζητήθηκαν στην κυτταρική τεχνολογία. Τα κυριότερα μειονεκτήματα της συμβατικής κινητής τηλεφωνίας είναι:

- Η μικρή ραδιοκάλυψη: Ένα συμβατικό σύστημα κινητής τηλεφωνίας σχεδιάζεται συνήθως επιλέγοντας ένα ή περισσότερα κανάλια από μια συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων για χρήση σε μία αυτόνομη γεωγραφική περιοχή. Συνηθίζεται το μέγεθος της περιοχής να είναι όσο μεγαλύτερο γίνεται και για αυτό παρέχεται η μεγαλύτερη ισχύς που επιτρέπουν οι προδιαγραφές. Εάν ο συνδρομητής μετακινηθεί σε μία άλλη αυτόνομη περιοχή, καθώς δεν επιτρέπεται η μετάβαση σε άλλη συχνότητα, η σύνδεση διακόπτεται και ο συνδρομητής πρέπει να ξανακαλέσει. Σε ένα συμβατικό σύστημα, λοιπόν, κανείς δεν εγγυάται στο συνδρομητή, ότι η κλήση του δε θα διακοπεί. Σε αυτό το πρόβλημα η κυτταρική τηλεφωνία δίνει τη λύση με τη μεταγωγή.

- Η αναποτελεσματική εκμετάλλευση του ραδιοφάσματος: Στη συμβατική τηλεφωνία κάθε κανάλι εξυπηρετεί για κάποιο διάστημα ένα συνδρομητή σε όλη την περιοχή του δικτύου. Αντίθετα η κυτταρική τεχνολογία, όπως θα δούμε και παρακάτω, επιτρέπει την επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων αυξάνοντας γεωμετρικά τον αριθμό των συνδρομητών.
- Η χαμηλή απόδοση υπηρεσιών και η υψηλή πιθανότητα απώλειας κλήσεων: Στη συμβατική τηλεφωνία, καθώς μία συχνότητα δίνεται σε έναν συνδρομητή, η περιορισμένη εκμετάλλευση του ραδιοφάσματος, σε συνδυασμό με έναν υψηλό αριθμό χρηστών, αυξάνει την πιθανότητα απώλειας κλήσεων. Μπορεί να φανταστεί κανείς ότι στην περίπτωση, στην οποία ο αριθμός των χρηστών υπερβαίνει κατά πολύ τα διαθέσιμα κανάλια, οι κλήσεις που τοποθετούνται στην αναμονή γίνονται πάρα πολλές. Άλλωστε, είναι χαρακτηριστικό ότι το 1976 καθένα από τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας της Νέας Υόρκης μπορούσε να εξυπηρετήσει περίπου 300 συνδρομητές θέτοντας τους υπόλοιπους στην αναμονή.
- Η υψηλή κατανάλωση ισχύος: Τα σήματα στη συμβατική τηλεφωνία εκπέμπονται με τη μέγιστη δυνατή ισχύ. Στην κυτταρική τηλεφωνία οι έκταση που πρέπει να καλυφθεί από κάθε κύτταρο είναι κατά πολύ μικρότερη και αυτό οδηγεί σε μείωση της κατανάλωσης ισχύος.

3.3.1.2 Η εξέλιξη της κυτταρικής κινητής τηλεφωνίας

Η κυτταρική κινητή τηλεφωνία συνηθίζεται να κατηγοριοποιείται σύμφωνα με τις φάσεις της εξέλιξης της (σχήμα 3.1) ως εξής:



Σχ. 3.1 Η εξέλιξη της κυτταρικής τηλεφωνίας

- *1^η γενιά(1G):* Οι πρώτες προσπάθειες για τη δημιουργία δικτύων κινητής τηλεφωνίας αρχίζει τη δεκαετία του 1980. Τα πρώτα δίκτυα βασίζονταν σε αναλογικές τεχνικές μετάδοσης και στην κυτταρική ιδέα, την οποία θα αναλύσουμε στη συνέχεια. Το 1985 η Μεγάλη Βρετανία ανέπτυξε το σύστημα TACS (Total Access Communication System) στους 900 MHz

που διέθετε 1000 κανάλια με εύρος 25 KHz. Νωρίτερα, από το 1981 οι Σκανδιναβικές χώρες δημιούργησαν το σύστημα NMT (Nordic Mobile Telephones) στους 450 MHz με 180 κανάλια εύρους 25 KHz. Χρησιμοποιήθηκαν κυψέλες μεγάλων διαστάσεων προκειμένου να καλυφθούν μεγάλες ορεινές εκτάσεις. Την ίδια χρονιά, στις ΗΠΑ αναπτύχθηκε το σύστημα AMPS χωρητικότητας 660 καναλιών και εύρους ανάμεσα στα κανάλια 30 KHz. Τα δίκτυα αυτά δε διέθεταν τη δυνατότητα της περιαγωγής και αποδείχθηκαν αναποτελεσματικά στην εκμετάλλευση του φάσματος συχνοτήτων.

- 2^η γενιά(2G) και 2,5^η γενιά(2,5G): Η λύση στα προβλήματα της αναλογικής μετάδοσης αναζητήθηκε στην ψηφιακή τεχνολογία. Στην Ευρώπη αναπτύχθηκε το ψηφιακό δίκτυο GSM (Global System For Mobile Communication) δεύτερης γενιάς, το οποίο έκανε εφικτή την υψηλής ποιότητας συνομιλία μεταξύ απομακρυσμένων κινητών μονάδων. Αργότερα προστέθηκαν υπηρεσίες σύντομων μηνυμάτων και μηνυμάτων φωνής(Value added services ή VAL), ενώ το δίκτυο αναβαθμίστηκε ποιοτικά σε 2,5G, χάρις στα συστήματα GPRS (General Radio Packet Switching) και EDGE(Enhanced Data Rates in GSM Environment), τα οποία αυξάνοντας το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων στο ραδιοκάνάλι, επέτρεψαν την παροχή νέων και πολυπλοκότερων υπηρεσιών.

Name	Analog or digital	Countries of use	Date of introduction	Frequency band	Key features
NMT	Analog	Scandinavia	Early 1980s	450 MHz and 900 MHz	Allowed roaming between countries
AMPS	Analog	United States and South America	Mid 1980s	800 MHz	
TACS	Analog	West and South Europe	Mid 1980s	900 MHz	Derived from the AMPS system
GSM900	Digital	Worldwide	1992	900 MHz	See Section 11.3
GSM1800	Digital	Worldwide	1994	1800 MHz	Same as GSM but at a higher frequency
GSM1900	Digital	United States	1996	1900 MHz	Same as GSM but at a higher frequency

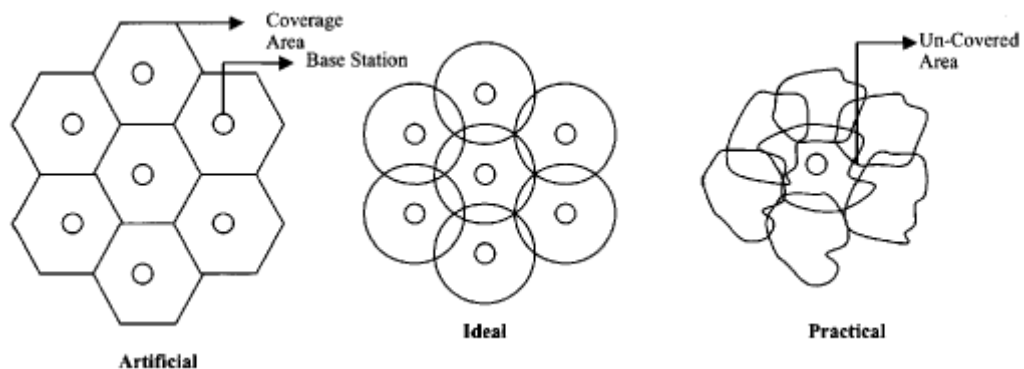
Σχ. 3.2 Συστήματα κυτταρικής τηλεφωνίας

- 3^η γενιά(3G): Εξαιτίας των διαφορετικών προδιαγραφών ανάμεσα στα δίκτυα δεύτερης γενιάς προέκυψε η ανάγκη για παροχή υπηρεσιών ανεξάρτητα από την τεχνολογική πλατφόρμα. Ως εκ τούτου προέκυψαν τα δίκτυα 3G. Στην Ευρώπη αναπτύχθηκε το UMTS (Universal Terrestrial Mobile System) και στις ΗΠΑ το cdma2000. Πλέον παρέχονται νέες υπηρεσίες, όπως η τηλεδιάσκεψη και πολλές υπηρεσίες που παλιότερα ήταν εφικτές μόνο μέσω Internet.
- 4^η γενιά(4G): Αποτελεί τον απώτερο μέλλον των ασύρματων τηλεπικοινωνιών. Στόχος είναι η ενοποίηση σε μία κοινή πλατφόρμα όλων των τεχνολογιών και των υπηρεσιών που έχουν αναπτυχθεί έως τώρα. Η αρμονική συνύπαρξη όλων των υπηρεσιών, η αύξηση της ροής δεδομένων και η μείωση του κόστους μετάδοσης είναι οι βασικές προϋποθέσεις που έχουν τεθεί.

3.3.1.3 Κυτταρική τεχνολογία

Τα σύγχρονα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας καλούνται κυτταρικά, επειδή αποτελούνται από τμήματα μίας ευρύτερης γεωγραφικής περιοχής, τα κύτταρα, καθένα από τα οποία έχει ακτίνα μερικών χιλιομέτρων. Κάθε κύτταρο εξυπηρετείται από ένα σταθμό βάσης που αποτελείται από πομποδέκτες και μία μονάδα ελέγχου. Έτσι, ο μοναδικός εκπομπός υψηλής ισχύος της συμβατικής κινητής τηλεφωνίας αντικαθίσταται από πολλούς εκπομπούς χαμηλής ισχύος. Τα ουσιώδη χαρακτηριστικά της κυτταρικής τηλεφωνίας περιγράφονται παρακάτω:

1. Τα κύτταρα θεωρούνται κανονικά εξάγωνα κατά το σχεδιασμό του δικτύου. Πρόκειται για ένα τεχνητό σχήμα, το οποίο έχει επιλεγεί, γιατί δεν εμφανίζει κενά ή επικαλυπτόμενες περιοχές και προσεγγίζει καλύτερα την επιφάνεια του κύκλου, ο οποίος είναι το σχήμα που αντιστοιχεί στην ιδεατή ηλεκτρομαγνητική κάλυψη μιας περιοχής από την πανκατευθυντική κεραία ενός σταθμού βάσης. Το τελικό αποτέλεσμα διαφέρει αρκετά τόσο από την πρακτική σχεδίαση όσο και από την ιδεατή κατάσταση (σχήμα 3.3).



Σχ. 3.3 Σχήματα κυττάρων

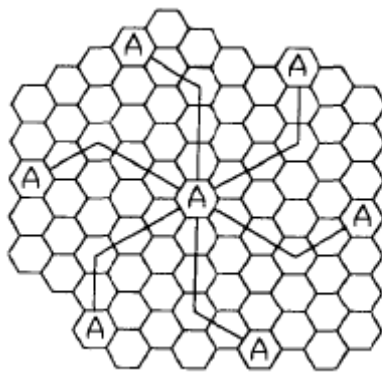
2. Κάθε σταθμός βάσης αναλαμβάνει ένα μέρος από το συνολικό αριθμό των διαθέσιμων καναλιών του συστήματος, ενώ στους γειτονικούς σταθμούς διατίθενται διαφορετικές ομάδες καναλιών, έτσι ώστε το σύνολο των καναλιών να δίνεται σε ένα σχετικά μικρό αριθμό γειτονικών σταθμών. Δύο γειτονικά κύτταρα απαγορεύεται να χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες, γιατί αυτό μπορεί να οδηγήσει σε ομοκαναλική παρεμβολή μεταξύ παρακείμενων καναλιών.
3. Η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων επιτρέπεται σε μία απόσταση D ανάμεσα σε δύο κύτταρα. Για το κανονικό εξάγωνο η θέση του κοντινότερου συγκαναλικού κυττάρου μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με τον παρακάτω αλγόριθμο:

Ο αριθμός των κυττάρων ενός κυτταρικού συγκροτήματος – το κυτταρικό συγκρότημα είναι μία συμπαγής ομάδα κυττάρων που περιλαμβάνει το σύνολο των συχνοτήτων. Ανάμεσα στα κύτταρα ενός συγκροτήματος δεν επιτρέπεται η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων (σχήμα 3.4) - δίνεται από τη σχέση $N = i*i + i*j + j*j$, όπου i και j είναι μη αρνητικοί ακέραιοι.

(1) Μετακινούμαστε i κύτταρα κατά μήκος μίας σειράς εξαγωγών

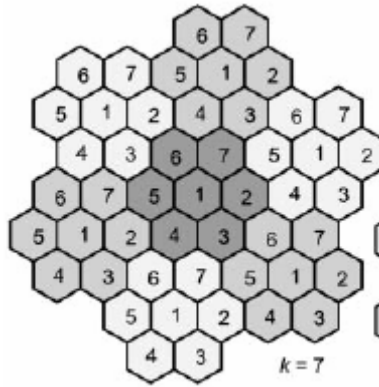
(2) Στρεφόμαστε ωρολογιακά κατά 60 μοίρες και μετακινούμαστε κατά j κύτταρα.

Στο σχήμα υλοποιείται ο αλγόριθμος για $i=3$ και $j=2$ για ένα συγκρότημα 19 κυττάρων.



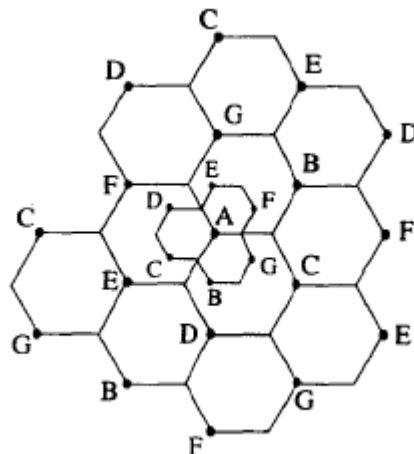
Σχ. 3.4 Συγκαναλικά κύτταρα για $N=19$

4. Όταν μία κινητή μονάδα κινείται από ένα κύτταρο σε ένα άλλο κατά τη διάρκεια μίας συνομιλίας, μία αυτόματη αλλαγή συχνότητας πραγματοποιείται, η οποία διατηρεί ενεργή τη σύνδεση πέρα από τα όρια του κυττάρου. Η διαδικασία αυτή καλείται μεταγωγή.



Σχ. 3.5 Κυτταρικά συγκροτήματα 7 κυττάρων

5. Τα δίκτυο μπορεί να αυξάνει την χωρητικότητα του διασπώντας τα κύτταρα σε μικρότερα κύτταρα (σχήμα 3.6), καθένα με το δικό του σταθμό βάσης και τη δική του κεραία χαμηλότερης εκπεμπόμενης ισχύος. Δημιουργώντας νέα κύτταρα, τα οποία έχουν μικρότερη ακτίνα από τα αρχικά, η χωρητικότητα αυξάνει εξαιτίας των πρόσθετων καναλιών ανά περιοχή. Ως εκ τούτου το σύστημα είναι δυναμικό, αφού μπορεί διαρκώς να διευρύνεται αντικαθιστώντας τα μεγαλύτερα κύτταρα με μικρότερα (αποκαλούνται μικροκύτταρα). Ολοκληρώνοντας τη σύντομη περιγραφή της κυτταρικής ιδέας πρέπει να τονιστεί ότι η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων και η κυτταρική διάσπαση είναι οι βασικότερες τεχνικές για την προσαρμογή του συστήματος στην αύξηση των συνδρομητών.



Σχ. 3.6 Κυτταρική διάσπαση

3.3.1.4 Παρεμβολές στα κυτταρικά συστήματα κινητής τηλεφωνίας

Παράλληλα με τις ανάγκες για υψηλή χωρητικότητα και υψηλή ποιότητα υπηρεσιών, πρέπει να ληφθούν υπόψη, κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος κυτταρικής τηλεφωνίας, οι περιορισμοί που εισάγονται από τις κάθε είδους παρεμβολές. Οι κυριότερες από αυτές είναι η συγκαταληκή παρεμβολή, η παρεμβολή

ενδοδιαμόρφωσης, γειτονικού καναλιού και ο θόρυβος εξαιτίας της ανθρώπινης δραστηριότητας (Man-Made-Noise). Αναλυτικά:

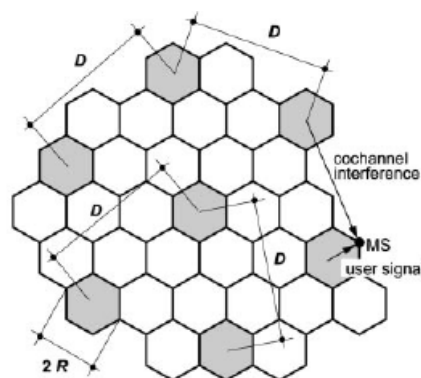
- Συγκαναλική παρεμβολή

Η παρεμβολή που προκαλείται από γειτονικά κανάλια δίνεται από τη σχέση του σήματος προς το θόρυβο:

$$W = \frac{\text{useful signal}}{\text{disturbing signal}} = \frac{\text{useful signal}}{\text{neighbor cell interference} + \text{noise}} \quad (3.3)$$

Η ένταση της συγκαναλικής παρεμβολής εξαρτάται από την απόσταση ανάμεσα στα συγκαναλικά κύτταρα. Για μία κινητή μονάδα, που βρίσκεται σε ένα κύτταρο, η συγκαναλική παρεμβολή προκαλείται από τους σταθμούς βάσης των συγκαναλικών κυττάρων. Θεωρώντας το σενάριο της χειρότερης περίπτωσης(σχήμα) , υποθέτουμε ότι η κινητή μονάδα βρίσκεται στο ακρότατο σημείο του κυττάρου. Τότε για κύτταρα ακτίνας R και για απόσταση ανάμεσα σε συγκαναλικά κανάλια D η συγκαναλική παρεμβολή για κυτταρικά συγκροτήματα των έξι κυττάρων είναι (θεωρούμε ότι οι σταθμοί βάσης λειτουργούν στο ίδιο επίπεδο εκπεμπόμενης ισχύος):

$$W = \frac{P_0 R^{-\gamma}}{\sum_{i=1}^6 P_i + N} \approx \frac{P_0 R^{-\gamma}}{\sum_{i=1}^6 P_0 D^{-\gamma} + N} = \frac{P_0 R^{-\gamma}}{6P_0 D^{-\gamma} + N} \quad (3.4)$$



Σχ. 3.7 Συγκαναλική παρεμβολή

Προσεγγίζοντας την παραπάνω σχέση μπορούμε να μη λάβουμε υπόψη το θόρυβο. Τότε ο τύπος είναι γνωστός ως Carrier-to-Interference Ratio(CIR):

$$W \approx \frac{C}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{6D^{-\gamma}} = \frac{1}{6} \left(\frac{R}{D} \right)^{-\gamma} \quad (3.5)$$

Όπως φαίνεται η συγκαταληκτική παρεμβολή εξαρτάται από τη σχέση ανάμεσα στα R και D και για αυτό πρέπει να επιλέξουμε μια αναλογία που να ταιριάζει στις απαιτήσεις του συστήματος μας.

- *Παρεμβολή ενδοδιαμόρφωσης*

Οι παρεμβολές λόγω ενδοδιαμόρφωσης παράγονται είτε στο δέκτη, όπου στο στάδιο της μίξης και της RF ενίσχυσης αθροίζονται διαφορετικά λαμβανόμενα σήματα, είτε στο πομπό μέσω σύζευξης σημάτων άλλων πομπών στην κεραία εκπομπής. Σε κάθε περίπτωση η ενδοδιαμόρφωση προκύπτει, όταν δύο ή περισσότερα σήματα διέρχονται μη γραμμικών κυκλωμάτων (ηλεκτρονικά κυκλώματα, μεταλλικές επαφές κ.τ.λ.), παράγοντας στην έξοδο τους νέα σήματα που είναι γνωστά ως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.

Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης είναι σήματα σε νέες συχνότητες πολλαπλάσιες των αρχικών ή αθροίσματα και διαφορές τους. Ανάλογα με το πλήθος των συχνοτήτων, που ο συνδυασμός τους αποτελεί τη συχνότητα του νέου σήματος, καθορίζεται και η τάξη του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης. Η συχνότητα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης δίνεται από τον τύπο:

$$f_c = n f_a + m f_b \text{ ή } n f_a - m f_b \quad (3.6)$$

,όπου f_a και f_b οι αρχικές συχνότητες και n και m θετικοί ακέραιοι, από των οποίων το άθροισμα προκύπτει η τάξη των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.

Τα κυτταρικά συστήματα υποφέρουν κατά κύριο λόγο από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης περιττής τάξης (κυρίως τρίτης και πέμπτης), τα οποία μειώνουν το λόγο σήματος προς θόρυβο και υποβαθμίζουν την ποιότητα του σήματος. Για αυτό έχουν αναπτυχθεί τεχνικές για τον αποκλεισμό της εκπομπής και λήψης σημάτων σε αυτές τις συχνότητες.

- *Ανθρωπογενής θόρυβος (Man-Made-Noise)*

Κατά τη διάρκεια των δύο τριών τελευταίων δεκαετιών η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή που οφείλεται στον άνθρωπο (ή αλλιώς ο ανθρωπογενής θόρυβος) έχει εξελιχθεί σε πρόβλημα μείζονος ενδιαφέροντος στους κόλπους της τηλεπικοινωνιακής κοινότητας.

Σε αστικές περιοχές, στις οποίες το πρόβλημα του ανθρωπογενούς θορύβου είναι εντονότερο, το φάσμα του ανθρωπογενούς θορύβου εκτείνεται από τα 30 Hz έως τα 7 GHz και πάνω από τα 100 MHz χαρακτηρίζεται από μεγαλύτερους παλμούς.

Ο ανθρωπογενής θόρυβος μπορεί να χωριστεί σε δύο κατηγορίες: τον εξωτερικό και τον εσωτερικό.

Ο εξωτερικός θόρυβος προκαλείται από κάθε είδους ηλεκτρικές συσκευές, όπως ηλεκτρικές γραμμές ισχύος, μηχανές, διακόπτες, συσκευές που παράγουν σπίθα (π.χ. συστήματα εκκίνησης μηχανών), λάμπες φθορίου, μεταγωγείς σε ηλεκτρικά μοτέρ. Κάθε ηλεκτρική εκφόρτιση παράγει RF κύματα σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Οι κύριες κατηγορίες εξωτερικού θορύβου είναι οι εξής:

- ο Παλμικός θόρυβος:

Προκύπτει από απότομες μεταβολές στις τιμές της τάσης και του ρεύματος. Σε τέτοιες περιπτώσεις δημιουργούνται προϊόντα σε νέες συχνότητες, τα οποία εκπέμπονται από τα κυκλώματα. Εφόσον οι συχνότητες του θορύβου είναι κοντά σε αυτές του ραδιοσήματος, ο θόρυβος προστίθεται στο επιθυμητό σήμα. Ο παλμικός θόρυβος παρουσιάζεται στα συστήματα εκκίνησης μηχανών, στις γραμμές μεταφοράς και στους διακόπτες, είναι της τάξης μερικών mV και το φάσμα του δεν ξεπερνάει τα 500 MHz.

- ο Ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή από ηλεκτρικές γραμμές ισχύος:

Η μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας πραγματοποιείται με ρεύμα στην περιοχή των 50Hz. Λόγω επαγωγής του μεταφερόμενων AC ρεύματος με γειτονικά καλώδια εκπέμπονται ανεπιθύμητα σήματα στα 50Hz, τα οποία μπορούν να απομακρυνθούν εύκολα με φίλτρα που αποκόπτουν το παρεμβαλλόμενο σήμα.

- ο Κορεσμός ραδιοσυχνότητας

Προκύπτει όταν ένας δέκτης, ο οποίος είναι σχεδιασμένος για σήματα πολύ χαμηλής ισχύος, ενισχύσει ανεπιθύμητα ισχυρά σήματα άλλων συχνοτήτων που στέλνονται από πομπούς διαφορετικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Λόγω του κορεσμού από τα ανεπιθύμητα ισχυρά σήματα ο δέκτης παύει να ενισχύει γραμμικά και παραμορφώνει τα επιθυμητά σήματα παράγοντας λανθασμένες εξόδους.

Ο εσωτερικός θόρυβος παράγεται από τα ηλεκτρονικά στοιχεία που αποτελούν ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Στα κυτταρικά συστήματα ξεχωρίζει ο θερμικός θόρυβος:

Προκαλείται από την κίνηση των ηλεκτρονίων σε έναν αντιστάτη. Επειδή ο αντιστάτης έχει θερμοκρασία πάνω από το απόλυτο μηδέν (-459 F), τα ηλεκτρόνια κινούνται τυχαία στο υλικό. Αυτή η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων παράγει μία τάση θορύβου πάνω στον αντιστάτη. Ο θερμικός θόρυβος είναι γνωστός και ως λευκός θόρυβος, γιατί το μέτρο του είναι ανεξάρτητο από τη συχνότητα. Με άλλα λόγια ο θερμικός θόρυβος περιέχει σήματα θορύβου όλων των συχνοτήτων

και όλα αυτά τα σήματα έχουν την ίδια μέση τιμή. Η τάση του θορύβου που εμφανίζεται σε ένα αντιστάτη υπό θερμοκρασία T είναι:

$$V_{\text{NOISE}} = \sqrt{4kTB R} \quad (3.7)$$

k = Boltzmann's constant ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

T = absolute temperature (degrees K)

B = bandwidth (Hz)

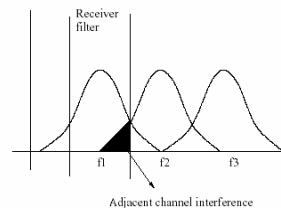
R = resistance (ohms)

Ο θερμικός θόρυβος παράγεται στις εσωτερικές αντιστάσεις των ηλεκτρονικών ημιαγωγικών στοιχείων (δίοδοι, τρανζίστορ κ.λ.π.)

- Παρεμβολή γειτονικού καναλιού

Πρόκειται για την παρεμβολή που οφείλεται σε ισχύ από ένα σήμα γειτονικού καναλιού. Μέρος της ισχύος του παρεμβαλλόμενου σήματος διοχετεύεται στο επιθυμητό σήμα. Η παρεμβολή γειτονικού καναλιού ελέγχεται με φίλτρα εκπομπής και λήψης, τα οποία αποκόπτουν τις ουρές των σημάτων.

Adjacent channel interference: energy from other channels spills over into the carrier's channel.



Σχ. 3.8 Παρεμβολή γειτονικού καναλιού

3.3.2 Το σύστημα GSM

3.3.2.1 Το πρότυπο GSM

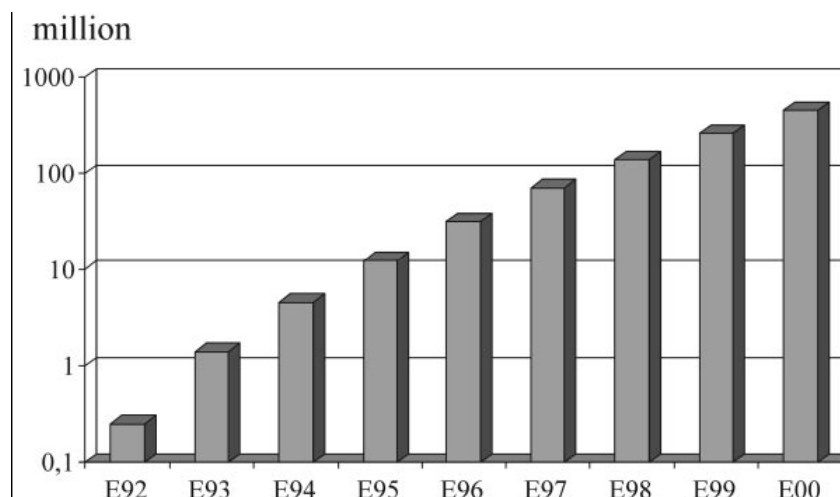
Η ιδέα για το GSM προήλθε το 1982 από την πρωτοβουλία του CEPT (Conference Of European Post And Telecommunication) , το οποίο αποφάσισε να αναπτύξει πρότυπα για ένα μελλοντικό πανευρωπαϊκό κυψελοειδές δίκτυο.

Οι απαιτήσεις που προϋπέθετε ο σχεδιασμός ενός νέου συστήματος ήταν:

- υψηλού επιπέδου ποιότητα φωνής
- χαμηλό κόστος λειτουργίας και εξοπλισμού
- αυστηρές προδιαγραφές ασφαλείας
- δυνατότητα διεθνών κλήσεων

- εύχρηστες τερματικές φορητές μονάδες χαμηλής ισχύος
- συμβατότητα με το σταθερό δίκτυο
- νέες υπηρεσίες

Έπειτα ακολούθησε η συνεργασία των Ευρωπαϊκών χωρών για να αναπτυχθεί το πρότυπο του GSM, να ορισθούν και να περιγραφούν η αρχιτεκτονική του δικτύου, οι διεπιφάνειες και τα πρωτόκολλα και να προσδιοριστούν τα χαρακτηριστικά της μετάδοσης και του απαιτούμενου εξοπλισμού. Προς το τέλος της δεκαετίας του '80 φαινόταν ότι ήταν η δημιουργία του GSM. Το 1990 το European Telecommunications Standards Institute (ETSI) ανέλαβε την περαιτέρω ανάπτυξη του συστήματος και η φάση 1, που αφορούσε τον προσδιορισμό των λειτουργιών του GSM δικτύου, ολοκληρώθηκε. Ακολούθησε η φάση 2, κατά την οποία υλοποιήθηκαν όλες οι σχεδιασμένες συμπληρωματικές υπηρεσίες που πλαισίωσαν τις ήδη υπάρχουσες υπηρεσίες. Το 1996 άρχισε η φάση 2+ με στόχο την εισαγωγή 3G χαρακτηριστικών (GPRS, EDGE, CODEC κτλ) στο GSM επεκτείνοντας δραματικά τα λειτουργικά όρια του συστήματος. Σήμερα η επιτυχία του GSM είναι τόσο μεγάλη, ώστε στις αρχές του 2004 οι συνδρομητές του συστήματος υπολογίζονταν σε ένα δισεκατομμύριο (σχήμα 3.9).



Σχ. 3.9 Αριθμός των συνδρομητών του GSM

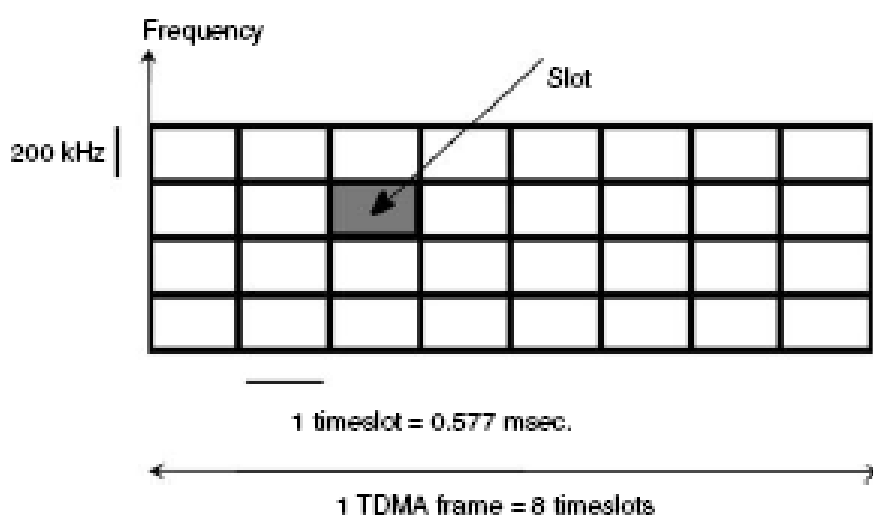
3.3.2.2 Προδιαγραφές του συστήματος GSM

Υπάρχουν δύο διαφορετικά συστήματα GSM, τα οποία διακρίνονται από τις συχνότητες λειτουργίας και από το εύρος ζώνης που απαιτείται:

GSM συστήματα	GSM 900	GSM 1800
Συχνότητες άνω ζεύξεις (από ΚΜ προς BTS)	890-915 MHz	1710-1785 MHz
Συχνότητες κάτω ζεύξεις (από BTS προς ΚΜ)	935-960 MHz	1805-1880 MHz

Για το GSM 900 παραθέτουμε τα παρακάτω επιπρόσθετα χαρακτηριστικά.

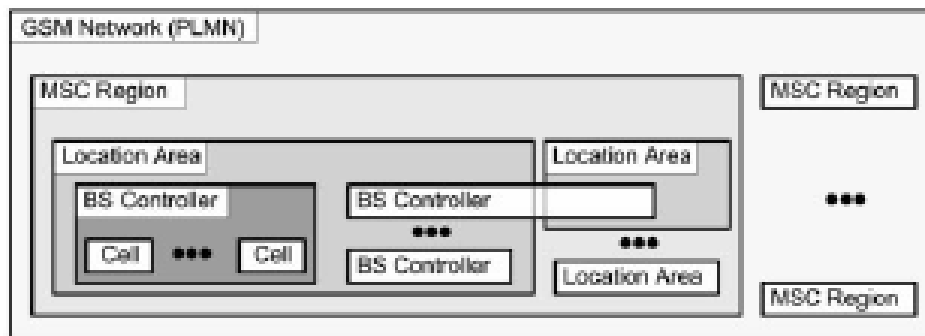
- Απόσταση duplex: Η απόσταση ανάμεσα στις συχνότητες άνω ζεύξης και στις συχνότητες κάτω ζεύξης είναι 45 MHz.
- Απόσταση καναλιών: Δύο παρακείμενα κανάλια απέχουν κατά 200 KHz. Ως εκ τούτου, έχουμε 125 κανάλια στο GSM 900.
- Διαμόρφωση: Η μέθοδος κατά την οποία αλλάζουμε τα χαρακτηριστικά της συχνότητας ενός φορέα προκειμένου να αποστείλουμε ένα σήμα. Για αυτό το σκοπό χρησιμοποιείται η Gaussian minimum shift keying (GMSK)
- Ρυθμός μετάδοσης: Τα ψηφιακά δεδομένα του GSM μεταδίδονται με 270,833Kbps.
- Μέθοδος πρόσβασης: Ο τρόπος με τον οποίο μοιράζονται τα διαθέσιμα κανάλια είναι ένας συνδυασμός TDMA/FDMA. Το GSM χρησιμοποιεί FDMA και FDD (Frequency division duplexing: Λήψη και μετάδοση την ίδια χρονική στιγμή σε διαφορετικές συχνότητες), αλλά αντί για ένα κανάλι ανά φορέα έχει οκτώ. Τα οκτώ κανάλια καλύπτονται από ένα TDMA frame. Αυτό το frame έχει οκτώ χρονοθυρίδες ίσης διάρκειας και κάθε χρονοθυρίδα φέρει ένα κανάλι(σχήμα 3.10)



Σχ. 3.10 Η πολλαπλή πρόσβαση TDMA/FDMA του GSM

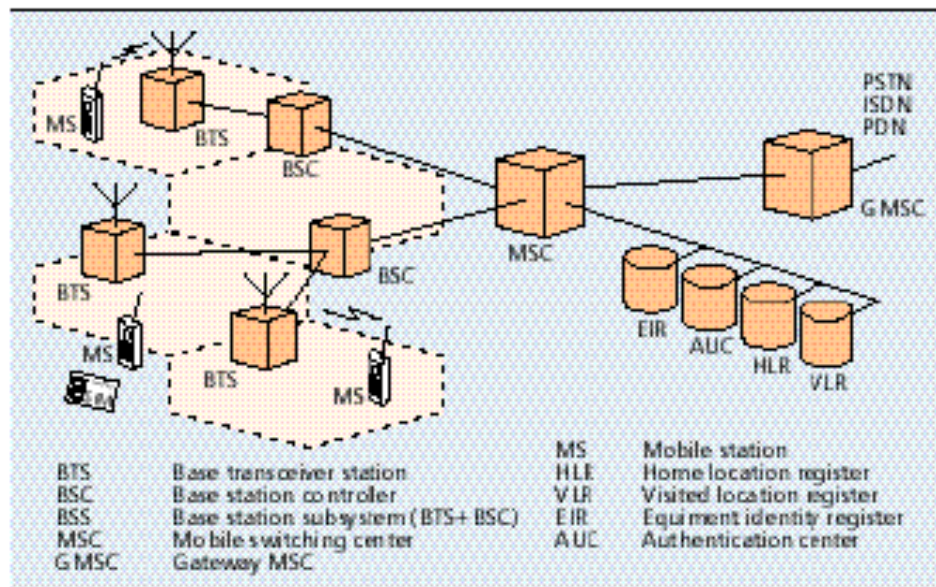
3.3.2.3 Αρχιτεκτονική του συστήματος

Προκειμένου να εξασφαλιστεί η παροχή υπηρεσιών στους συνδρομητές της κινητής τηλεφωνίας απαιτείται η εισαγωγή ενός ανεξάρτητου δικτύου, το οποίο να μπορεί να συνδέεται με το σταθερό δίκτυο τηλεφωνίας. Παράλληλα το πρότυπο του GSM προβλέπει την δυνατότητα περιαγωγής της κλήσης. Δηλαδή, ο συνδρομητής μπορεί να πάρει το τηλέφωνο του στο εξωτερικό και να το χρησιμοποιεί στο GSM σύστημα ξένων χωρών. Η πολυπλοκότητα, που οφείλεται στα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του συστήματος GSM, επιβάλλει την ιεράρχηση του συστήματος. (σχήμα 3.11).



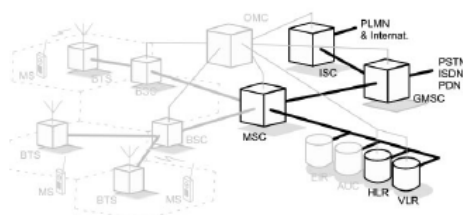
Σχ. 3.11 Ιεράρχηση του GSM δικτύου

Το GSM δίκτυο (σχήμα 3.12) διαχωρίζεται σε τρία κύρια συστήματα: Το σύστημα μεταγωγής, το σύστημα του σταθμού βάσης και το σύστημα λειτουργίας και υποστήριξης.



Σχ. 3.12 Αρχιτεκτονική του GSM δικτύου

Σύστημα Μεταγωγής



Σχ. 3.13 Σύστημα Μεταγωγής

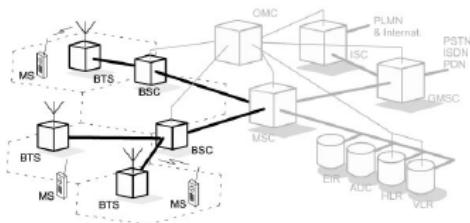
Εδώ γίνεται η επεξεργασία των κλήσεων και των υπόλοιπων υπηρεσιών που

παρέχονται στο χρήστη. Οι λειτουργικές μονάδες του συστήματος μεταγωγής είναι το Home Location Register(HLR), το Gateway Mobile Switching Center(GMSC), το Visitors Locations Register(VLR), το Authentication Center(AUC) και το Equipment Identity Register(EIR).

- *GMSC*: Είναι η διεπαφή του δικτύου κινητής τηλεφωνίας με το δίκτυο σταθερής τηλεφωνίας PSTN. Διαθέτει καταχωρητές με το οποίους μπορεί να δρομολογεί κλήσεις από το σταθερό δίκτυο στις κινητές μονάδες, να παρέχει δεδομένα σχετικά με τις κινητές μονάδες. Εάν η κίνηση στο κυψελοειδές δίκτυο απαιτεί περισσότερη χωρητικότητα από αυτή που το ένα ή περισσότερα GMSC του δικτύου μπορούν να παρέχουν, χρησιμοποιείται ένας αριθμός από mobile switching centers(MSC) τα οποία, σε αντίθεση με τα GMSCs, δεν έχουν πρόσβαση στο σταθερό δίκτυο. Άλλες λειτουργίες τους πέρα από τη δρομολόγηση των κλήσεων είναι η σηματοδότηση καναλιού και το toll ticketing.
- *HLR*: Πρόκειται για μία βάση δεδομένων που περιέχει τα μόνιμα δεδομένα των συνδρομητών, όπως το IMSI στο οποίο αναφερθήκαμε προηγουμένως, τον αριθμό του τηλεφώνου του χρήστη και το κλειδί αυθεντικότητας (authentication key) που χρησιμοποιείται για την επαλήθευση της γνησιότητας της κάρτας SIM του συνδρομητή. Άλλα δεδομένα που αποθηκεύονται στο HLR είναι οι επιτρεπόμενες συμπληρωματικές υπηρεσίες του χρήστη και κάποια προσωρινά δεδομένα (π.χ. η διεύθυνση του VLR).
- *VLR*: Περιέχει τα δεδομένα όλων των κινητών μονάδων που βρίσκονται μία δεδομένη χρονική στιγμή σε μία περιοχή και που ενδεχομένως να χρειαστεί να υποστηρίξει το MSC κατά τη διάρκεια της πραγματοποίησης κάποιας κλήσης ή της διαδικασίας ταυτοποίησης. Ενώ τα μόνιμα δεδομένα είναι ίδια με αυτά του HLR, τα προσωρινά τους διαφέρουν. Ο κύριος σκοπός της ύπαρξης δύο βάσεων δεδομένων με σχεδόν ταυτόσημα δεδομένα είναι η μείωση της κίνησης των δεδομένων προς το HLR. Έτσι, όταν εντοπιστεί ένας χρήστης στην περιοχή ενός VLR, τα στοιχεία του στέλνονται μία μόνο φορά από το HLR στο VLR, αποθηκεύονται στο τελευταίο και χρησιμοποιούνται, όποτε απαιτηθεί και για όσο διάστημα βρίσκεται ο συνδρομητής στη δικαιοδοσία του τοπικού MSC.
- *AUC*: Εξασφαλίζει την προστασία από εισβολείς στο σύστημα παρέχοντας στο HLR παραμέτρους σχετικές με την κρυπτογράφηση και την αυθεντικότητα, ώστε να επαληθευτεί η ταυτότητα της κινητής μονάδας. Για αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται κλειδιά επαλήθευσης και αλγόριθμοι διασφάλισης της αυθεντικότητας. Συγκεκριμένα, για κάθε συνδρομητή αντιστοιχεί ένας αλγόριθμος τον οποίο για λόγους ασφαλείας γνωρίζει αποκλειστικά το AUC προκειμένου να υπολογίσει τιμές εισόδου και να παράγει τα αποτελέσματα. Τα αποτελέσματα παρέχονται είτε στο HLR είτε στο VLR για να διακριβώσουν τη γνησιότητα της κινητής μονάδας.
- *EIR*: Πρόκειται για μία βάση δεδομένων που περιλαμβάνει τις international equipment identities (IMEI) όλων των κλεμμένων, μη εγκεκριμένων ή ελαττωματικών κινητών μονάδων. Η IMEI είναι μία ταυτότητα που περιλαμβάνει τον σειριακό αριθμό μίας κινητής μονάδας, τον κατασκευαστή και τη χώρα παραγωγής και το είδος της έγκρισης. Στόχος είναι να ελεγχθεί η

IMEI της κινητής μονάδας σε κάθε κλήση και να επιτραπεί ή να απαγορευθεί η πρόσβαση της μονάδας στο σύστημα. Το EIR και AUC μπορούν να υλοποιηθούν είτε ως ξεχωριστές είτε ως συνδυασμένες μονάδες (AUC/EIR).

Σύστημα Σταθμού Βάσης



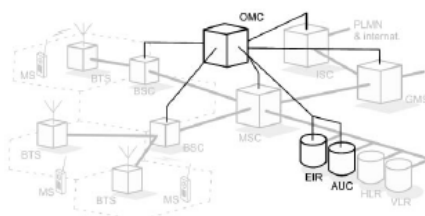
Σχ. 3.14 Σύστημα Σταθμού Βάσης

Οι λειτουργίες του αφορούν την εκπομπή και τη λήψη της πληροφορίας. Αποτελείται από Base Station Controllers (BSCs), από Base Transceiver Stations (BTSs) και από την κινητή μονάδα.

- *BTS:* Είναι η διεπαφή ανάμεσα στην κινητή μονάδα και στο δίκτυο. Συνήθως τοποθετείται στο κέντρο της κυψέλης και η ισχύς που εκπέμπει καθορίζει και το μέγεθος του κελιού. Εδώ τα RF σήματα κωδικοποιούνται, κρυπτογραφούνται, πολυπλέκονται διαμορφώνονται και τροφοδοτούν την κεραία. Αποτελούνται από μία έως δεκάξι μονάδες πομποδεκτών, καθένας από τους οποίους αντιστοιχεί σε ένα ξεχωριστό RF κανάλι.
- *BSC:* Ελέγχει αρκετούς σταθμούς βάσεις που μπορούν να είναι από μερικές δεκάδες έως αρκετές εκατοντάδες παρέχοντας σύνδεση φυσικού επιπέδου ανάμεσα στο MSC και στο BTS. Βασικές λειτουργίες του BSC είναι η διαχείριση των συχνοτήτων και των χρονοθυρίδων για όλες τις κινητές μονάδες της περιοχής, ο έλεγχος ενός BTS -περιλαμβάνει τη ρύθμιση της ισχύος, τη διαχείριση του φάσματος για το BTS, το χειρισμό του call setup-, η μεταγωγή μίας κινητής μονάδας, η επικοινωνία ανάμεσα στο MSC και στα BTSs.
- *Κινητή μονάδα:* Η κινητή μονάδα αποτελείται από μία προσωπική τερματική συσκευή μικρού μεγέθους που εκπέμπει σήματα ισχύος μερικών mW και από την κάρτα Subscriber Identity Module (SIM). Η έξυπνη κάρτα SIM παρέχει μία μοναδική ταυτότητα - λέγεται International Mobile Subscriber Identity (IMSI) - στην κινητή μονάδα, αφού χωρίς αυτή είναι αδύνατη η λειτουργία του κινητής μονάδας εκτός από κλήσεις εκτάκτου ανάγκης. Η IMSI είναι ένας δεκαπενταψήφιος κωδικός που περιέχει πληροφορίες για τη χώρα προέλευσης του συνδρομητή, το κινητό δίκτυο και την ταυτότητα του χρήστη και χρησιμοποιείται αποκλειστικά από το δίκτυο για εσωτερικούς σκοπούς. Η SIM διαθέτει ένα μικροεπεξεργαστή και ένα chip μνήμης και πρέπει να εισαχθεί στην κινητή μονάδα. Χάρη στη μοναδικότητα της κάρτας SIM είναι δυνατό να ταξιδέψει κάποιος στο εξωτερικό, να πάρει την κάρτα SIM και να την τοποθετήσει σε ένα νοικιασμένο κινητό τηλέφωνο διατηρώντας τα προσωπικά του στοιχεία και τον αριθμό του. Τέλος η κάρτα SIM επιτρέπει

κατά το άνοιγμα του κινητού τηλέφωνο την εισαγωγή ενός τετραψήφιου αριθμού ασφαλείας (personal identification number, PIN), ο οποίος εάν εισαχθεί τρεις διαδοχικές φορές λάθος, μπλοκάρει αυτόματα την λειτουργία της κάρτας. Τότε θα πρέπει να εισαχθεί ένα οκταψήφιο κλειδί ξεμπλοκαρίσματος (personal unblocking key, PUK).

Σύστημα Λειτουργίας και Υποστήριξης



Σχ. 3.15 Σύστημα λειτουργίας και υποστήριξης

Είναι η υλοποίηση του operation and maintenance center (OMC). Το OMC επικοινωνεί με το GMSC και το BSC: διαχειρίζεται τα μηνύματα ελέγχου από το δίκτυο και ελέγχει την κίνηση του φορτίου του BSC και του BTS. Ουσιαστικά, είναι αρμόδιο για τον κεντρικό συντονισμό και την επίβλεψη του δικτύου, ώστε να εξασφαλιστεί η υψηλή απόδοση των υπηρεσιών και η ελαχιστοποίηση του κόστους για τους συνδρομητές.

3.3.2.4 Υπηρεσίες που παρέχονται στο χρήστη

Οι υπηρεσίες που προσφέρει το GSM στο χρήστη μπορούν να διακριθούν σε υπηρεσίες τηλεφωνίας (αφορά υπηρεσίες φωνής), δεδομένων (εξασφαλίζεται η μετάδοση δεδομένων ανάμεσα σε δύο σημεία πρόσβασης) και σε συμπληρωματικές υπηρεσίες (καλύπτουν τυχόν ανάγκες που προκύπτουν κατά τη διάρκεια μίας συνομιλίας). Αναλυτικά :

- *υπηρεσίες τηλεφωνίας:*
 - κινητή τηλεφωνία με ρυθμό μετάδοσης 6,5 kbps
 - δωρεάν τηλεφωνικές κλήσεις σε περιπτώσεις έκτακτης ανάγκης
- *υπηρεσίες δεδομένων:*
 - Short-message services (SMS): Μηνύματα έως και 160 αλφαριθμητικών χαρακτήρων μεταδίδονται από μία κινητή μονάδα σε μία άλλη.
 - Unified messages services (UMS):
 - Asynchronous and synchronous data: Πρόκειται για δεδομένα που αφορούν

τον έλεγχο του δικτύου και την επικοινωνία με άλλα δίκτυα (π.χ. ISDN). Οι ρυθμοί μετάδοσης κυμαίνονται από 300 έως 9600 kbps ανάλογα με την εφαρμογή.

-voice mail: Ένας τηλεφωνητής που βρίσκεται στο δίκτυο λειτουργεί σαν ταχυδρόμος τηλεφωνικών μηνυμάτων, παραλαμβάνοντας τις κλήσεις ενός συνδρομητή και παραδίδοντας τες σε αυτόν με ασφάλεια

-fax mail: Δίνοντας έναν προσωπικό κωδικό ασφαλείας, ο συνδρομητής μπορεί να λαμβάνει τα αποθηκευμένα στο δίκτυο fax μηνύματα του από οποιαδήποτε μηχανή fax.

-electronic mail: Πρόκειται για το γνωστό σε όλους ηλεκτρονικό ταχυδρομείο του διαδικτύου, στο οποίο μπορεί κανείς να προσβαίνει μέσω του κινητού τηλεφώνου.

-group 3 facsimile: Επιτρέπει την επικοινωνία ανάμεσα στα GSM fax και στα αναλογικά fax του δικτύου.

-cell broadcast: Ένα μήνυμα γενικού ενδιαφέροντος μπορεί να μεταδοθεί σε όλους τους χρήστες που βρίσκονται σε μία γεωγραφική περιοχή

- *συμπληρωματικές υπηρεσίες:*

-call waiting: Κατά τη διάρκεια μίας τηλεφωνικής συνομιλίας ο χρήστης ενημερώνεται για μία εισερχόμενη κλήση, στην οποία μπορεί αν επιθυμεί να απαντήσει.

-call hold: Ο χρήστης μπορεί να βάλει μία ενεργή κλήση σε αναμονή προκειμένου να απαντήσει σε μία άλλη και εν συνεχεία να επανέλθει στην αρχική συνομιλία.

-call barring: Δίνεται στο χρήστη η δυνατότητα της φραγής κλήσεων διάφορων κατηγοριών (π.χ. εισερχόμενων, προς εξωτερικό κτλ.) ή κλήσεων από συγκεκριμένους αριθμούς(;).

-call forwarding: Οι εισερχόμενες κλήσεις μπορούν να προωθηθούν σε άλλους αριθμούς, τους οποίους έχει επιλέξει ο χρήστης.

-closed user groups (CUGs): Η δυνατότητα επικοινωνίας περιορίζεται σε μία ομάδα συνδρομητών οι οποίοι επιτρέπεται να συνομιλούν μόνο μεταξύ τους.

-multiparty communication: Σε μία συνομιλία είναι δυνατόν να συμμετέχουν ταυτόχρονα από τρεις έως έξι συνδρομητές.

-calling line identity presentation/restriction: Ανάλογα με την επιθυμία του καλούντος, επιτρέπεται ή όχι η εμφάνιση του αριθμού του στην οθόνη της τερματικής μονάδας του καλούμενου.

-advice of charge (AoC): Με αυτή την υπηρεσία ο χρήστης μπορεί είτε να

ενημερωθεί για το υπόλοιπο των τηλεφωνικών μονάδων του είτε να αυξήσει άμεσα το υπόλοιπο του.

3.3.2.5 Βασικές λειτουργίες του δικτύου GSM

Σε αυτή την ενότητα θα περιγράψουμε τις κύριες λειτουργίες που εκτελούνται ανάμεσα στις μονάδες του δικτύου GSM προκειμένου ένας συνδρομητής να μπορέσει να εγγραφεί στο δίκτυο και να πραγματοποιήσει ή να δεχθεί κλήσεις. Θα αναφερθούμε και σε κάποια θέματα ασφαλείας.

Όταν μία κινητή μονάδα ενεργοποιείται, χρησιμοποιεί έναν αλγόριθμο για την αναζήτηση ενός δικτύου στη GSM περιοχή συχνοτήτων. Αφού η κινητή μονάδα εξασφαλίσει επικοινωνία με κάποιο δίκτυο, ακολουθεί μία διαδικασία εγγραφής σε αυτό. Μετά από απαίτηση της κινητής μονάδας προς το σταθμό βάσης (BTS), το BSC δίνει την εντολή να ενεργοποιηθεί ένα κανάλι. Πριν την ενεργοποίηση του καναλιού και την παραχώρηση του από το BTS στην κινητή μονάδα, αποστέλλεται ένα σήμα αναγνώρισης της εντολής από το BTS στο BSC. Έπειτα η κινητή μονάδα ζητά από το σύστημα να ανανεώσει τη θέση της (location update). Εξαιτίας των υψηλών προδιαγραφών ασφαλείας το αίτημα διαβιβάζεται στο (G)MSC προκειμένου να ακολουθηθεί μία διαδικασία διακρίβωσης της αυθεντικότητας της SIM κάρτας χάρις στον αλγόριθμο αυθεντικότητας A3. Εάν η κινητή μονάδα διαθέτει τις σωστές παραμέτρους γίνεται αποδεκτή μέσω σημάτων που διαβιβάζονται από το (G)MSC στο BSC και στο BTS και από κει στην κινητή μονάδα. Μετά παραχωρείται στην κινητή μονάδα μια προσωρινή ταυτότητα (TMSI), η οποία αφού επαληθευθεί από την κινητή μονάδα, αποθηκεύεται μέσω του (G)MSC στο VLR και στο HLR. Τελικά η διαδικασία ολοκληρώνεται και το κανάλι απελευθερώνεται από το BSC μέσω του BTS.

Μετά την εγγραφή της κινητής μονάδας στο δίκτυο ο συνδρομητής μπορεί να καλέσει άλλους συνδρομητές. Όπως και στην περίπτωση εγγραφής στο δίκτυο, μετά από αίτηση της κινητής μονάδας, της παρέχεται ένα κανάλι από τα BTS και BSC. Ύστερα η κινητή μονάδα πληροφορεί το σύστημα, ότι θέλει να πραγματοποιήσει μία κλήση. Αφού επαληθευθεί η ταυτότητα της κινητής μονάδας, ακολουθείται για την προστασία του απορρήτου της συνομιλίας μια μέθοδος, που λέγεται *chipping*. Τα μηνύματα μετατρέπονται με τέτοιο τρόπο, ώστε να γίνονται κατανοητά μόνο από την κινητή μονάδα και το BTS. Το επόμενο βήμα είναι να αποσταλεί ο αριθμός στο BTS, τον οποίο η κινητή μονάδα επιθυμεί να καλέσει και έπειτα η κλήση να δρομολογηθεί από το δίκτυο. Ταυτόχρονα ένα κανάλι για τη μετάδοση δεδομένων, καθώς και άλλα κανάλια που εξυπηρετούν τη διαχείριση δεδομένων, δίνονται στην κινητή μονάδα από το BSC μέσω του BTS -αφού έχει προηγηθεί σχετικό αίτημα της ΚΜ. Εφόσον η κινητή μονάδα του καλούμενου δεν είναι απασχολημένη, η εισερχόμενη κλήση προωθείται και αν ο συνδρομητής την αποδεχθεί, πραγματοποιείται η επικοινωνία με ανταλλαγή δεδομένων φωνής.

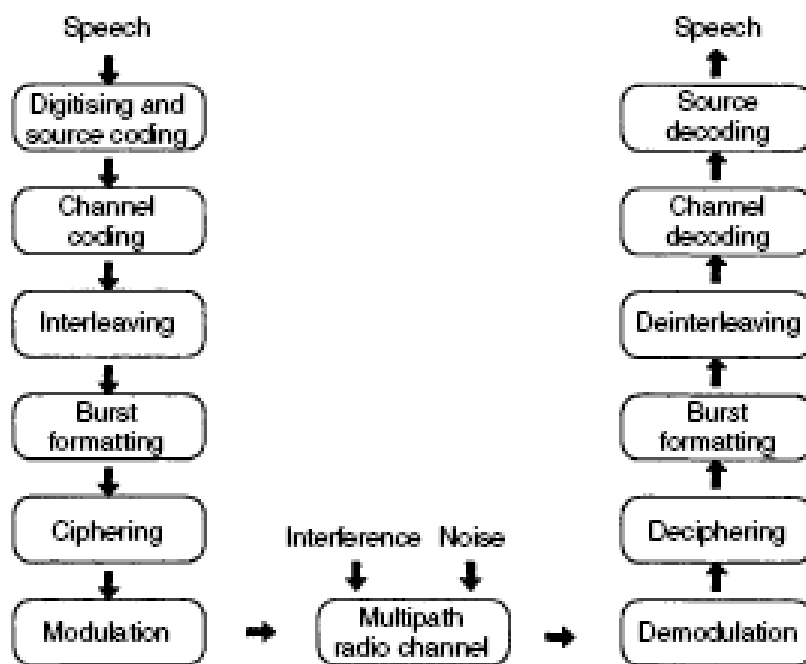
Σε προηγούμενη ενότητα αναφέραμε, ότι η μεταγωγή επιτρέπει τη συνέχεια της συνομιλίας, ακόμα και όταν μία κινητή μονάδα μετακινηθεί σε γειτονική κυψέλη. Στο GSM η διαδικασία, με την οποία προσδιορίζεται η κυψέλη και ο σταθμός βάσης, είναι πολύπλοκη. Η μεταγωγή βασίζεται στο ότι η κινητή μονάδα γνωρίζει διαρκώς

το επίπεδο ισχύος των γειτονικών κυψελών. Αυτές οι τιμές παρέχονται από το σταθμό βάσης της κυψέλης στην οποία βρίσκεται η κινητή μονάδα. Ο σταθμός βάσης πραγματοποιεί διαρκώς μετρήσεις της δικής του ισχύος και της ισχύος των παρακείμενων κυψελών. Αυτές οι μετρήσεις ομαδοποιούνται και στέλνονται σε τακτά χρονικά διαστήματα στην κινητή μονάδα. Η μεταγωγή μπορεί να πραγματοποιηθεί από BSC, εφόσον αυτή πραγματοποιείται στα όρια του. Αν όμως η κινητή μονάδα περνάει τα όρια του BSC ή αν μετακινείται στην περιοχή ενός άλλου MSC, τότε το MSC αναλαμβάνει να πραγματοποιήσει τη μεταγωγή.

Η ασφάλεια εξασφαλίζεται με την αυθεντικότητα (authentication) και το chippering, στα οποία έχουμε ήδη αναφερθεί. Η αυθεντικότητα χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο A3, που έχει ως εισόδους το κλειδί αυθεντικότητας Ki (είναι αποθηκευμένο στη SIM και στο δίκτυο) και ένα τυχαίο αριθμό που δίδεται από το δίκτυο στη κινητή μονάδα. Το αποτέλεσμα συγκρίνεται με αυτά που έχει υπολογίσει το AUC και ελέγχεται η εγκυρότητα της κάρτας SIM. Αν τα αποτελέσματα είναι ίσα, επιτρέπεται η πρόσβαση στο δίκτυο. Το chippering προστατεύει τη σηματοδότηση συνδυάζοντας τον κρυφό αλγόριθμο A5 (τον διαθέτει τόσο η κάρτα SIM όσο και το δίκτυο) και το chippering key Kc, ώστε τα δεδομένα να κρυπτογραφηθούν και να αποκρυπτογραφηθούν. Το Kc υπολογίζεται μέσω ενός τυχαίου αριθμού που δίνεται από το δίκτυο, του κλειδιού αυθεντικότητας Ki και του αλγορίθμου A8 που είναι αποθηκευμένος στην κάρτα SIM. Είναι σημαντικό να ειπωθεί, ότι οι αλγόριθμοι και τα κλειδιά που χρησιμοποιούνται δεν μεταδίδονται και είναι αποθηκευμένα σε πολύ ασφαλείς περιοχές του δικτύου. Οι παράμετροι ασφαλείας συμπληρώνονται με τον τετραψήφιο κωδικό PIN (βλ. Αρχιτεκτονική του συστήματος) και τη temporary mobile subscriber identity (TMSI), που είναι μία ταυτότητα που παρέχεται από το VLR στο συνδρομητή για όσο διάστημα χρησιμοποιεί τη διεπαφή του συστήματος.

3.3.2.6 Το GSM ως ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα

Το GSM είναι ένα ψηφιακό σύστημα και ως εκ τούτου δύναται ο ευέλικτος χειρισμός των δεδομένων. Στον πομπό τα δεδομένα κωδικοποιούνται, κρυπτογραφούνται και διαμορφώνονται και έτσι καθώς περνούν από τη μία μονάδα στην επόμενη, ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται. Αφού τα δεδομένα μεταδοθούν μέσω του αέρα στο δέκτη, ακολουθεί η αντίστροφη διαδικασία. Θα εξεταστεί η μετάδοση φωνής, η οποία είναι η σημαντικότερη και η απλούστερη υπηρεσία που προσφέρεται στο χρήστη (σχήμα 3.16). Τα συμπεράσματα μπορούν να γενικευθούν και στα υπόλοιπα είδη δεδομένων ως το σημείο, στο οποίο η αυξημένη πολυπλοκότητα των δεδομένων δεν ενσκήπτει στη μελέτη τους.



Σχ. 3.16 Block διάγραμμα της ομιλίας

Κωδικοποίηση φωνής

Η ανθρώπινη φωνή μετατρέπεται σε ψηφιακή ροή δεδομένων με μία συσκευή που ονομάζεται speech codec, που βρίσκεται σε κάθε κινητή μονάδα και περιλαμβάνει τον κωδικοποιητή και τον αποκωδικοποιητή φωνής. Στο GSM χρησιμοποιείται το RPE-LTP. Αναλυτικά ακολουθείται η παρακάτω διαδικασία στον πομπό:

- Η φωνή μέσω του μικροφώνου οδηγείται σε ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο (300Hz-3.4KHz)
- Ένας αναλογικός-ψηφιακός μετατροπέας δειγματοληπτεί τα δεδομένα κάθε 125 μ s και κβαντίζει τα δείγματα σε 13-bit λέξεις. Στην έξοδο του ADC ο ρυθμός μετάδοσης είναι $8000 \cdot 13 = 104\text{kbps}$.
- Αυτός ο ρυθμός μετάδοσης είναι τόσο υψηλός που θεωρείται αντισυμβατικός. Έτσι κρίνεται απαραίτητο να μειωθούν τα δεδομένα, εστιάζοντας σε αυτά που έχουν τη μεγαλύτερη ομοιότητα, και για αυτό χρησιμοποιείται ο speech codec. Από 160 δείγματα (αντιστοιχούν σε 20ms) τη φορά σχηματίζονται αρχικά 4 blocks των 40 δειγμάτων, και ύστερα τα δεδομένα καθενός από τα 4 blocks διαπλέκονται σε 4 sequences. Επιλέγεται το sequence με την μεγαλύτερη ενέργεια. Έπειτα συγκρίνεται αυτό το sequence με αυτά που μόλις έχουν γίνει αποδεκτά, ώστε να βρεθεί το πιο συγγενικό του. Τελικά μεταδίδεται η διαφορά των δύο συγγενικών sequence. Ο ρυθμός μετάδοσης έχει μειωθεί κατά πολύ, είναι πλέον 13kbps.

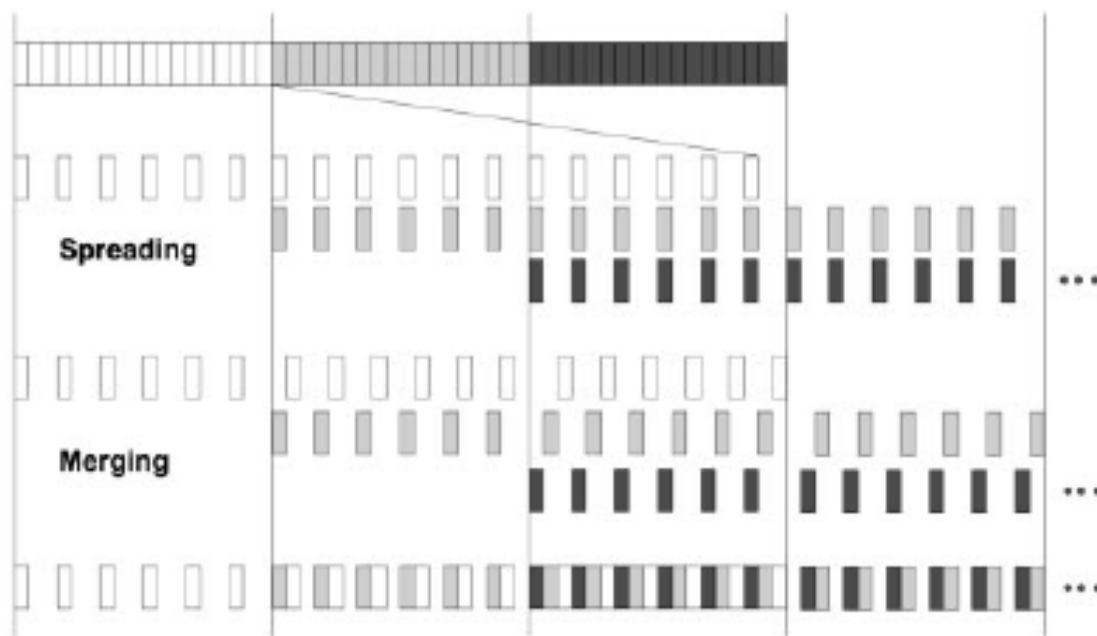
Κωδικοποίηση καναλιού

Η προστασία των μεταδιδόμενων δεδομένων είναι ιδιαίτερα σημαντική για την

αξιοπιστία του GSM και επιτυγχάνεται με την κωδικοποίηση καναλιού*. Χρησιμοποιείται κυκλικός κώδικας για ανίχνευση λαθών και συνελκτικός κώδικας για ανίχνευση και διόρθωση λαθών. Προστίθενται bits ισοτιμίας και πλεονασμού και ο ρυθμός μετάδοσης σχεδόν διπλασιάζεται στα 22.8kbps.

Reordering, Restructuring, Interleaving

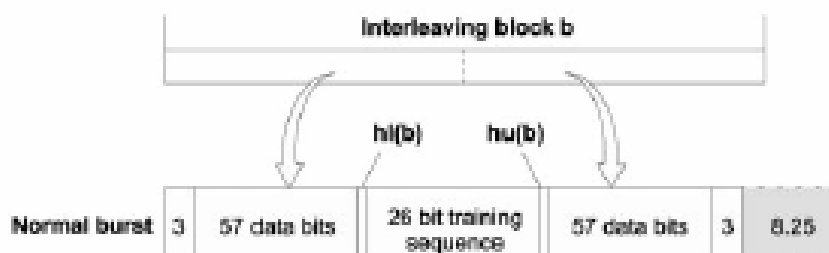
Στην έξοδο του κωδικοποιητή καναλιού δημιουργούνται blocks των 456 bits, τα οποία αντιστοιχούν στον αριθμό των bits 4 χρονοθυρίδων. Πριν το σχηματισμό των χρονοθυρίδων, τα bits αναδιατάσσονται (reordering and restructuring) προκειμένου να διασπαρθεί η πληροφορία. Καθώς η ευπάθεια του σήματος σε παρεμβολές και αλλοιώσεις κατά τη μετάδοση του στο ραδιοδιάλυλο μπορεί να προκαλέσει ακόμα και την απώλεια ολόκληρων χρονοθυρίδων, η αναδιάταξη των bits με τέτοιο τρόπο, ώστε το αρχικό block να μπορεί να ανασυσταθεί στο δέκτη, προστατεύει τη συνέχεια της πληροφορίας. Ως εκ τούτου, τα 456 bits μοιράζονται κυκλικά σε 8 subblocks των 57 bits (Το 0,8,...,448 bit δίνεται στο πρώτο subblock, το 1,9,...,449 bit δίνεται στο δεύτερο subblock κοκ.). Μία χρονοθυρίδα αποτελείται από δύο subblocks. Τα τέσσερα πρώτα subblocks τοποθετούνται στις άρτιες θέσεις των bits τεσσάρων διαδοχικών χρονοθυρίδων και τα υπόλοιπα τέσσερα subblocks στις περιττές θέσεις των επόμενων τεσσάρων διαδοχικών χρονοθυρίδων. Οι υπόλοιπες θέσεις των χρονοθυρίδων συμπληρώνονται με παρόμοιο τρόπο από το επόμενο block. Τελικά από 2 blocks συντίθενται 8 χρονοθυρίδες. Η διαδικασία αντιστοίχισης των bits των subblocks σε οκτώ χρονοθυρίδες λέγεται diagonal interleaving (σχήμα 3.17).



Σχ. 3.17 Diagonal interleaving

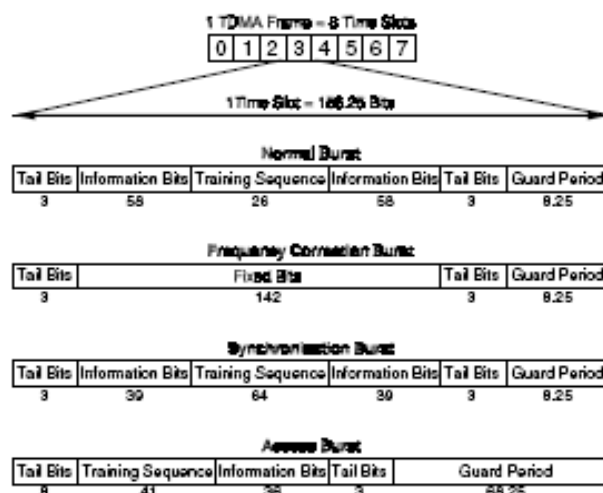
Burst Formatting

Μετά το πέρας της διαδικασίας του diagonal interleaving τα δεδομένα εμφανίζονται στη μορφή subblocks των 114 bit που αντιστοιχούν ακριβώς στη ποσότητα πληροφορίας που μεταφέρει ένα normal burst. Κάθε subblock αντιστοιχίζεται απευθείας σε ένα burst (σχήμα 3.18). Αφού προσδιοριστεί με χρήση σημαίας το λογικό κανάλι στο οποίο θα μεταδοθεί το burst, προωθείται στο επόμενο στάδιο.



Σχ. 3.18 Burst formatting

Πέρα από το normal burst υπάρχουν και άλλοι τύποι: Το access burst, το frequency correction burst, το synchronization burst. Όλα αποτελούνται από 114 bits, αλλά η μορφή και η πληροφορία των ξεχωριστών bursts εξαρτάται από τον τύπο του καναλιού στον οποίο ανήκει. Το μέγεθος ενός burst είναι τέτοιο, ώστε να αντιστοιχεί σε μία χρονοθυρίδα και αποτελεί την μικρότερη δομική μονάδα της πληροφορίας του συστήματος. Από οκτώ bursts σχηματίζεται ένα frame. Στην έξοδο ο ρυθμός μετάδοσης είναι 33.2kbps.



Σχ. 3.19 Τύποι bursts

Ciphering

Σε αυτό το επίπεδο κρυπτογραφείται η πληροφορία, προκειμένου να διασφαλιστεί το

απόρρητο των συνομιλιών. Πρόκειται για μία πολύ αποτελεσματική μέθοδο που παρέχει προστασία από τους ωτακουστές. Ο αλγόριθμός A5 παίρνει το 64-bit κλειδί Kc και την 22-bit αναπαράσταση του TDMA frame αριθμού Η διαδικασία της κρυπτογράφησης περιλαμβάνει modulo-2 πρόσθεση μιας 114-bit λέξης και των 114 bits δεδομένων ενός burst. Η λέξη που χρησιμοποιείται για την κρυπτογράφηση παράγεται από πράξεις που γίνονται, σύμφωνα με τον αλγόριθμο A5 (ο οποίος βρίσκεται σε πολύ ασφαλείς θέσεις, όπως έχουμε ήδη αναφέρει), ανάμεσα στο κλειδί Kc και στον αριθμό του TDMA frame. Εφόσον ο δέκτης γνωρίζει τη λέξη της κρυπτογράφησης μπορεί να αποκρυπτογραφήσει τα δεδομένα. Στην έξοδο ο ρυθμός μετάδοσης παραμένει 33kbps. (περισσότερα στο GSM ,CDMA, 3G Systems)

Διαμόρφωση GMSK

Η Gaussian minimum shift keying διαμόρφωση βασίζεται σε ένα άλλο είδος διαμόρφωσης, την minimum shift keying (MSK). Στη MSK το μέτρο του φορέα παραμένει σταθερό και η πληροφορία μεταφέρεται ως μεταβολή της φάσης: ένα λογικό ένα αυξάνει τη φάση του φορέα κατά 90 μοίρες για την περίοδο 1 bit και ένα λογικό 0 μειώνει τη φάση του φορέα κατά την ίδια ποσότητα. Αυτή η αλλαγή της φάσης επιτυγχάνεται με την άμεση αλλαγή της συχνότητας του φορέα, από μία συχνότητα f1 σε μία f2 και αντίστροφα. Οι τιμές των συχνοτήτων είναι:

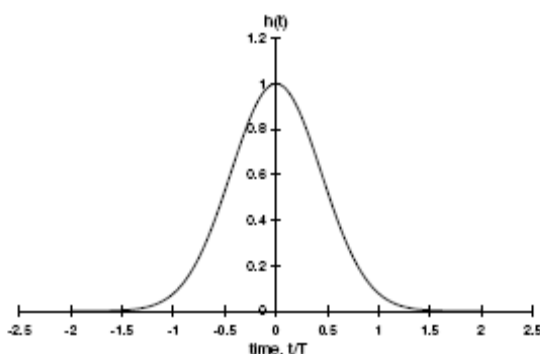
$$f1 = f_c + R_b/4 \quad (3.8)$$

$$f2 = f_c - R_b/4 \quad (3.9)$$

Rb: ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων στον ελεύθερο χώρο αμέσως μετά από την διαμόρφωση, ισούται με 271 kbps.

fc: η συχνότητα του φορέα.

Εάν το σήμα οδηγηθεί σε ένα φίλτρο με γκαουσιανή κρουστική απόκριση(σχήμα 3.20), το σήμα προκύπτει διαμορφωμένο κατά GMSK.



Σχ. 3.20 Κρουστική απόκριση γκαουσιανού φίλτρου

Με αυτό το φίλτρο το φάσμα του MSK διαμορφωμένου σήματος συμπίεζεται και έτσι ο πομπός μεταδίδει με λιγότερη ισχύ. Όμως, καθώς κάθε bit της GMSK διαρκεί τριπλάσιο χρόνο από το αντίστοιχο bit της MSK, παρουσιάζεται αύξηση της διασυμβολικής παρεμβολής, δηλαδή του φαινόμενο της αλληλοκάλυψης διαδοχικών παλμών, και αυτό είναι το κόστος που πληρώνουμε για τη μείωση της ισχύος.

Σε αυτήν την ενότητα περιγράψαμε τη λειτουργία του πομπού. Στο δέκτη ακολουθείται σε κάθε βαθμίδα η αντίστροφη διαδικασία.

3.3.2.7 Λογικά κανάλια

Παραπάνω ασχοληθήκαμε με τη μετάδοση timeslots σε κάποια συχνότητα δίνοντας μία φυσική ερμηνεία της διαδικασίας που ακολουθείται. Εστιάζοντας στον τύπο της πληροφορίας συναντάμε τα λογικά κανάλια τα οποία περιλαμβάνουν την πληροφορία που μεταφέρεται από το φυσικό κανάλι. Ένα λογικό κανάλι μεταφέρει δεδομένα σηματοδότησης ή δεδομένα του χρήστη. Τα δεδομένα αυτά, ανεξάρτητα από το είδος, αντιστοιχίζονται σε timeslots του φυσικού καναλιού. Ως εκ τούτου, ένα φυσικό κανάλι μεταφέρει τα περιεχόμενα διαφορετικών λογικών καναλιών.

Τα λογικά κανάλια διαχωρίζονται σε κανάλια κυκλοφορίας (traffic channels) (σχήμα 3.21) που χρησιμοποιούνται για δεδομένα του χρήστη και σε κανάλια ελέγχου(σχήμα) που αφορούν στη διαχείριση του δικτύου μέσω μηνυμάτων και σε διαδικασίες ελέγχου. Τα τελευταία διακρίνονται σε κανάλια ευρείας εκπομπής (broadcast channels), σε κανάλια κοινού ελέγχου (common control channels) και σε αφιερωμένα κανάλια (dedicated channels). Ακολουθεί νέα διάκριση για καθένα από τα προαναφερθέντα κανάλια Αναλυτικά:

- *Traffic channels*

-full-rate speech (TCH/FS):

Το κανάλι αυτό χρησιμοποιείται για μετάδοση φωνής με ρυθμό μετάδοσης 13kbps.

-half-rate speech (TCH/HS):

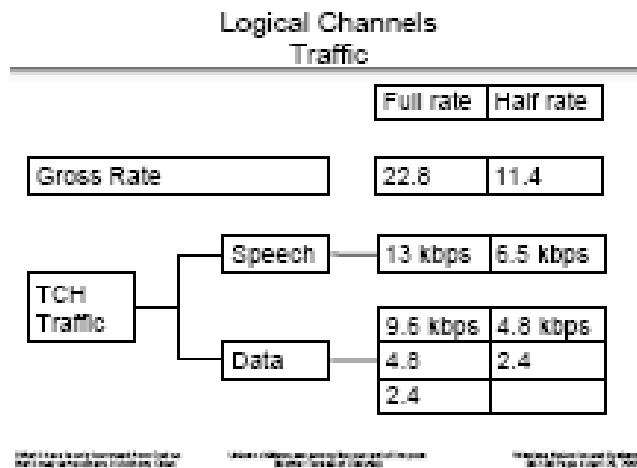
Σε αυτό το κανάλι ο ρυθμός μετάδοσης πέφτει στο μισό (6.5kbps) μέσω τεχνικών συμπίεσης της πληροφορίας.

-full-rate data (TCH/F9.6/4.8/2.4)

Μεταδίδονται δεδομένα σε έναν από τους τρεις ρυθμούς 9.6/4.8/2.4kbps

-half-rate data (TCH/H4.8/2.4)

Η μετάδοση δεδομένων γίνεται με μισό ρυθμό 4.8 ή 2.4 kbps.



Σχ. 3.21 Traffic channels

- *Control Channels*

1. broadcast channels (BCH): Μεταδίδονται αποκλειστικά από το σταθμό βάσης στην κινητή μονάδα.

-broadcast control channel (BCCH):

Δίνει πληροφορίες για την κυψέλη, τις γειτονικές κυψέλες και παρέχει παραμέτρους όπως τον κωδικό της περιοχής (location area code).

-frequency correction channel (FCCH):

Με κατάλληλες πληροφορίες βοηθάει την κινητή μονάδα να συντονιστεί στη σωστή συχνότητα

-synchronization channel (SCH):

Βοηθάει την κινητή μονάδα να παραμένει συγχρονισμένη με το σταθμό βάσης παρέχοντας το κλειδί για την αποκωδικοποίηση των δεδομένων που προέρχονται από το σταθμό βάσης.

-cell broadcast channel (CBCH):

Αποστέλλει στους συνδρομητές SMS μηνύματα ευρείας εκπομπής, τα οποία εμφανίζονται στην οθόνη της συσκευής τους (π.χ. μήνυμα υποδοχής στο δίκτυο).

2. common control channels (CCCH): Η επικοινωνία είναι μονόδρομη και αναπτύσσεται ανάμεσα στην κινητή μονάδα και στο σταθμό βάσης. Τα

κανάλια αυτά παρέχουν τις εργαλεία για να πραγματοποιηθούν τα call setup. Η κατεύθυνση της μετάδοσης εξαρτάται από το εκάστοτε κανάλι.

-random access channel (RACH):

Χρησιμοποιείται αποκλειστικά από την κινητή μονάδα για να ζητήσει ένα κανάλι από το δίκτυο.

-paging channel (PCH)

Σε αυτό το κανάλι ο σταθμός βάσης καλεί κινητές μονάδες που βρίσκονται στην κυψέλη του.

-access grant channel (AGCH)

Εδώ, ο σταθμός βάσης παρέχει πληροφορίες στην κινητή μονάδα σχετικά με το κανάλι που θα χρησιμοποιηθεί άμεσα για την επικοινωνία τους.

-notification channel (NCH)

Ο σταθμός βάσης κοινοποιεί στο χρήστη εισερχόμενες ομαδικές κλήσεις.

3. dedicated control channels (DCCH): Τα κανάλια αυτής της κατηγορίας είναι αμφικατευθυντικά. Μηνύματα μεταδίδονται ανάμεσα στο δίκτυο και στο σταθμό βάσης, τα οποία δεν είναι δεδομένα του χρήστη, όπως στην περίπτωση των traffic channels, αλλά αφορούν στον έλεγχο της επικοινωνίας ανάμεσα στο δίκτυο και στην κινητή μονάδα.

-standalone dedicated channel (SDCCH):

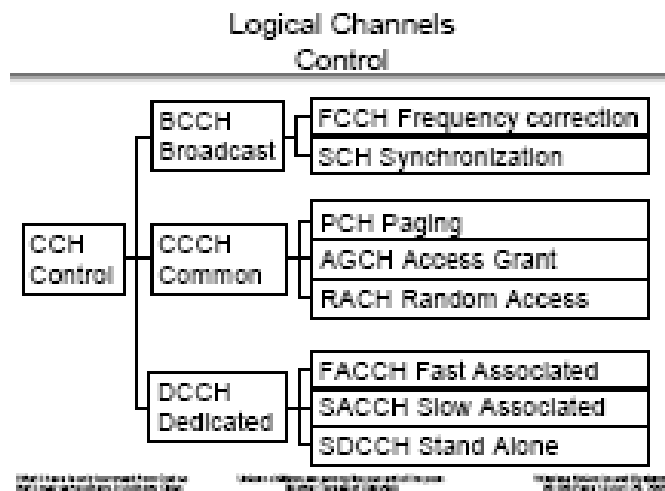
Το κανάλι χρησιμοποιείται για την αμφίδρομη και διασημειακή μετάδοση σημάτων.

-slow associated control channel (SACCH):

Χρησιμοποιείται πάντα μαζί με ένα traffic channel ή ένα control channel προκειμένου να ελέγξει την απόδοση του καναλιού.

-fast associated control channel (FACCH):

Αν και μπορεί να μεταφέρει την ίδια πληροφορία με το SACCH, συνδυάζεται μόνο με κάποιο traffic channel και λόγω της ταχύτητας, με την οποία ανταλλάσει τα μηνύματα, χρησιμοποιείται κατά την μεταγωγή.

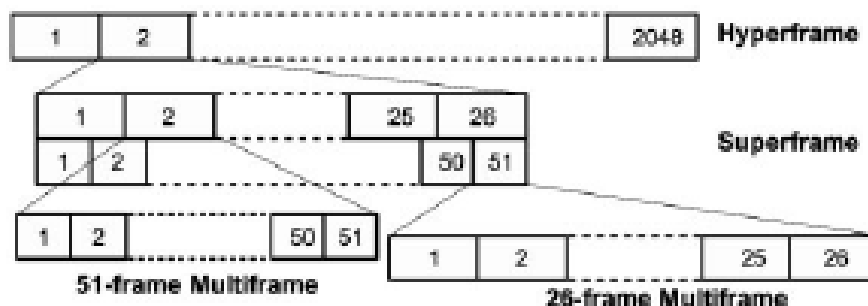


Σχ. 3.22 Control channels

Όπως προαναφέρθηκε, τα λογικά κανάλια αντιστοιχίζονται στο φυσικό κανάλι. Αυτό γίνεται στην περιοχή της συχνότητας και στην περιοχή του χρόνου. Αφού οι συχνότητες κατανεμηθούν με βέλτιστο τρόπο (frequency hopping) στους σταθμούς βάσης και στις κινητές μονάδες, ακολουθεί η κατανομή των λογικών καναλιών στο πεδίο του χρόνου.

Τα λογικά κανάλια οργανώνονται σε σύνθετες δομές που αποτελούνται από TDMA frames. Έτσι σχηματίζονται multiframes, superframes, hyperframes (σχήμα 3.23).

Η αντιστοίχιση των λογικών καναλιών σε φυσικά κανάλια ή σε ένα μέρος ενός φυσικού καναλιού γίνεται με τη βοήθεια των multiframes. Υπάρχουν δύο ειδών multiframes: Ένα multiframe που αποτελείται από 26 TDMA frames (για φωνή και δεδομένα) και ένα multiframe των 51 TDMA frames (βοηθητικά δεδομένα και δεδομένα ελέγχου)



Σχ. 3.23 Multiframes

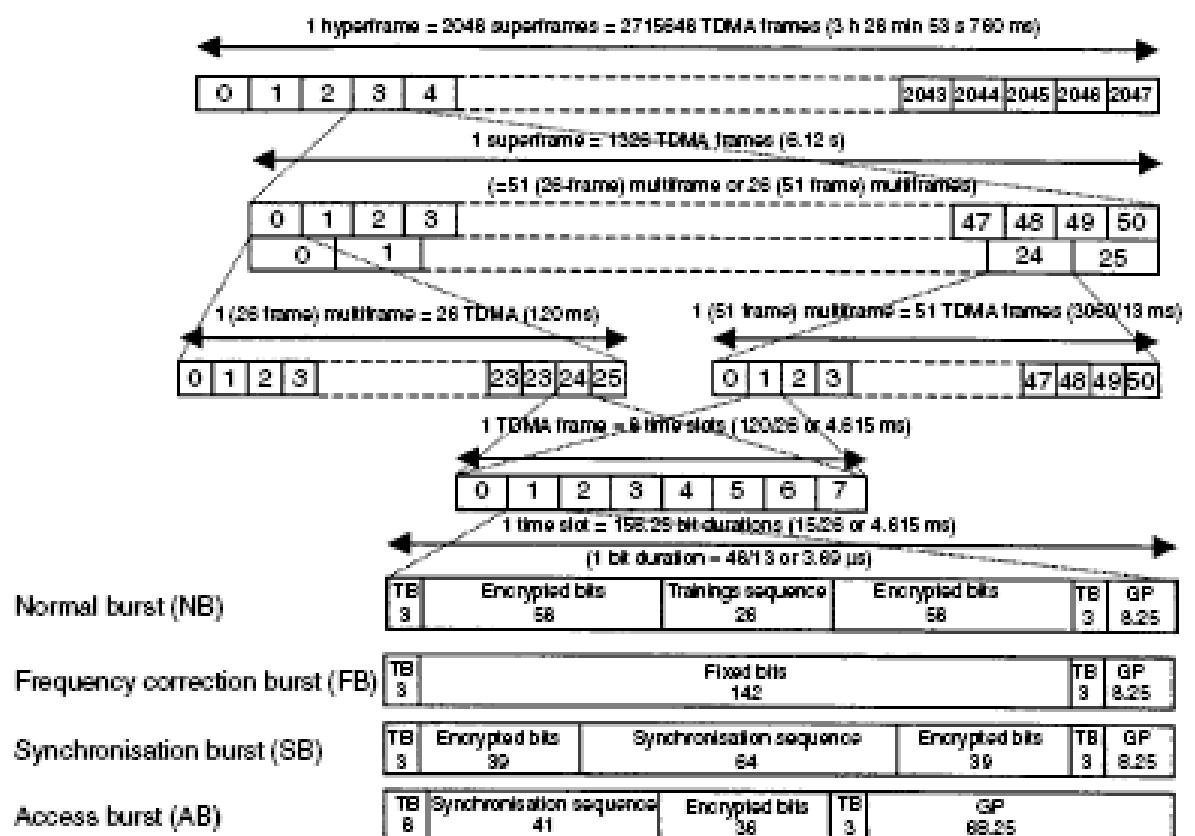
Το 26-TDMA multiframe σχηματίζεται από διαδοχικά frames το οποίο πολυπλέκει δύο διαφορετικά κανάλια TCH και SACCH, όπως στο σχήμα. Το τελευταίο frame παραμένει κενό για να χρησιμοποιηθεί σε τυχόν ειδικότερες περιπτώσεις. Για το 51-TDMA multiframe, το οποίο εξυπηρετεί κανάλια ελέγχου, έχουμε και διαφορετικές

δομές ανάλογα με τις ιδιαιτερότητες της περίπτωσης. Ο σκοπός, όμως, της αντιστοίχισης ποικίλων λογικών καναλιών σε ένα φυσικό παραμένει.



Σχ. 3.24 26-TDMA multiframe

Συνοψίζοντας τα όσα έχουν αναφερθεί έως τώρα σχετικά με τη δομή της πληροφορίας, βλέπουμε ότι οκτώ bursts σχηματίζουν ένα TDMA frame, από το οποίο προκύπτουν τα δύο ειδών multiframes. Το επόμενο βήμα είναι η σύνθεση του superframe (αποτελείται από 51 multiframes για τα λογικά κανάλια TCH με συνολική διάρκεια 6.12s) και τέλος του hyperframe (αποτελείται 2048 superframes με συνολική διάρκεια 3.5h). Οι λεπτομέρειες φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχ. 3.25 Burst, frames, superframes, hyperframes

3.3.2.8 Frequency hopping

Το frequency hopping είναι μία μέθοδος δυναμικής διαχείρισης των συχνοτήτων της κινητής μονάδας, στην οποία η συχνότητα του σήματος αλλάζει σε κάθε burst που μεταδίδεται, με τέτοιο τρόπο, ώστε να αντιμετωπιστεί τόσο το φαινόμενο της πολυδένδευσης όσο και η ομοκαναλική παρεμβολή. Στο GSM χρησιμοποιείται slow frequency hopping. Πλεονέκτημα της μεθόδου είναι, ότι εφόσον κάθε burst έχει διαφορετική συχνότητα, τα bursts θα φθίνουν με διαφορετικό τρόπο και θα παραμένουν ασυσχέτιστα. Επίσης, εξαιτίας της συνεχόμενης μεταβολής συχνοτήτων η ομοκαναλική παρεμβολή δεν επηρεάζει συγκεκριμένες κινητές μονάδες, όπως σε μία περίπτωση σταθερής συχνότητας ανά κινητή μονάδα, αλλά διαχέεται και η επιρροή της εξασθενίζει.

3.3.2.9 Ασυνεχής μετάδοση και έλεγχος ισχύος

Πρόκειται για δύο χαρακτηριστικά του συστήματος GSM που αυξάνουν την ποιότητα του μεταδιδόμενου ραδιοσήματος. Η ασυνεχής μετάδοση (Discontinuous transmission, DTX) χρησιμοποιείται στην άνω ζεύξη προκειμένου να μειωθεί η ομοκαναλική παρεμβολή. Η μέθοδος βασίζεται στο γεγονός, ότι ο χρήστης μιλάει λιγότερο από το 40% μίας κανονικής συζήτησης. Ένας ανιχνευτής φωνής στην κινητή μονάδα ανιχνεύει, εάν ο χρήστης μιλάει ή όχι (ξεχωρίζει την ομιλία από το θόρυβο) και ενημερώνει το πομπό της κινητής μονάδας. Όταν ο χρήστης δε μιλάει η μετάδοση διακόπτεται. Το αποτέλεσμα είναι να μειωθεί η παρεμβολή. Ο ανιχνευτής φωνής αναγνωρίζει τότε ξαναρχίζει να μιλάει ο χρήστης και ταυτόχρονα πραγματοποιείται κανονική μετάδοση.

Στόχος του ελέγχου ισχύος (power control) είναι να ελαχιστοποιηθεί η κατανάλωση ισχύος του σταθμού βάσης και της κινητή μονάδας προκειμένου να είναι εφικτή η σύνδεση τους. Οι κινητές μονάδες αντιστοιχίζονται σε πέντε κλάσεις, σύμφωνα με τη μέγιστη μεταδιδόμενη ισχύ τους: 20, 8, 5, 2 και 0.8 Watts. Για να μειωθεί η ομοκαναλική παρεμβολή και να αποφευχθεί η σπατάλη ισχύος, τόσο οι κινητές μονάδες όσο και οι σταθμοί βάσεις, λειτουργούν στο χαμηλότερο επίπεδο ισχύος που επιτρέπει να διατηρηθεί αποδεκτή ποιότητα σήματος. Η κινητή μονάδα μετράει την ισχύ του σήματος και την ποιότητα του σε BER και στέλνει την πληροφορία στο Base Station Controller, ο οποίος άμεσα αποφασίζει εάν και πότε το επίπεδο ισχύος πρέπει να αλλάξει. Ο έλεγχος ισχύος γίνεται με πολύ μεγάλη προσοχή, καθώς ενδεχόμενες αυξήσεις ισχύος σε γειτονικά ομοκαναλικά κελιά μπορούν να οδηγήσουν σε αύξηση την παρεμβολής και αστάθεια στη σύνδεση.

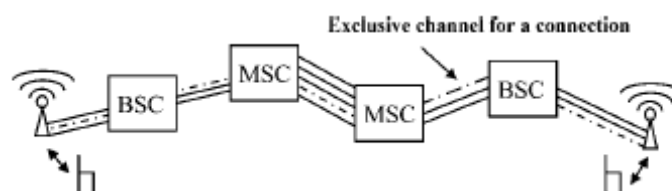
3.3.3 Το σύστημα GPRS

3.3.3.1 Γιατί GPRS;

Σύντομα μετά την έναρξη της λειτουργίας του GSM διαφάνηκε η αναγκαιότητα για αναβάθμιση του συστήματος. Αν και η σύνδεση με κύκλωμα (σχ.1) (circuit-switched)

παρουσιάζει πλεονεκτήματα όσο αφορά την τηλεφωνική συνομιλία (π.χ. δεν αποστέλλονται δεδομένα σηματοδοσίας και δεν υπάρχει κίνδυνος συμφόρησης καναλιού, αφού δεσμεύεται συγκεκριμένο εύρος ζώνης), εισήγαγε και περιορισμούς στην εκμετάλλευση και στον έλεγχο των υπηρεσιών δεδομένων. Ο χρήστης όφειλε να εγκαταστήσει μία σύνδεση, να την χρησιμοποιήσει και ύστερα να την απολύσει. Έτσι απαιτείτο σύνδεση μεγάλης διάρκειας με το δίκτυο και η χρέωση κλήσεως γινόταν σύμφωνα με τη διάρκεια της σύνδεσης. Αντίθετα εάν χρησιμοποιείτο ένα σύστημα, που θα μετέφερε τα δεδομένα υπό μορφή πακέτων (packet mode), οι πηγές του δικτύου θα μοιράζονταν ανάμεσα σε διάφορους χρήστες. Οι GPRS χρήστες θα μοιράζονταν το ίδιο εύρος ζώνης, θα εξυπηρετούνταν από το ίδιο κύτταρο και η χρέωση θα βασιζόταν στην ποσότητα των μεταδιδόμενων δεδομένων. Αυτός τρόπος χρέωσης είναι πιο φιλικός προς το χρήστη, ο οποίος παρόλο που είναι δικτυωμένος για μεγάλο χρονικό διάστημα δε χρεώνεται σύμφωνα με τη διάρκεια της σύνδεσης.

Μετά από τρία χρόνια μελετών και διαβουλεύσεων, το 1996, η διεθνής τηλεπικοινωνιακή κοινότητα έθεσε σε λειτουργία ένα σύστημα το οποίο πληρούσε αυτές τις προδιαγραφές και ήταν προσαρμοσμένο στο υπάρχον GSM, το GPRS (General Packet Radio Service).



Σχ.3.26 Σύνδεση με κύκλωμα στο GSM

Το GPRS, βασισμένο στη μετάδοση πακέτων, είναι ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα, το οποίο σχεδιάστηκε για να αντικαταστήσει το υπάρχον σύστημα μεταγωγής κυκλωμάτων του GSM όσο αφορά στη μετάδοση δεδομένων. Τα GSM και TDMA δίκτυα σχεδιάστηκαν για τηλεφωνική συνομιλία διαχωρίζοντας το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε πολλαπλά κανάλια, καθένα από τα οποία παρέχεται προσωρινά σε μία προσωπική κλήση. Αυτά τα κανάλια μπορούν να χρησιμοποιηθούν για μετάδοση δεδομένων, αλλά η απόδοσή τους δεν κρίνεται ικανοποιητική.

3.3.3.2 Στόχοι, χαρακτηριστικά και υπηρεσίες του GPRS

Σύμφωνα με τον ευρωπαϊκό οργανισμό ETSI οι στόχοι που τέθηκαν για το GPRS ήταν οι εξής:

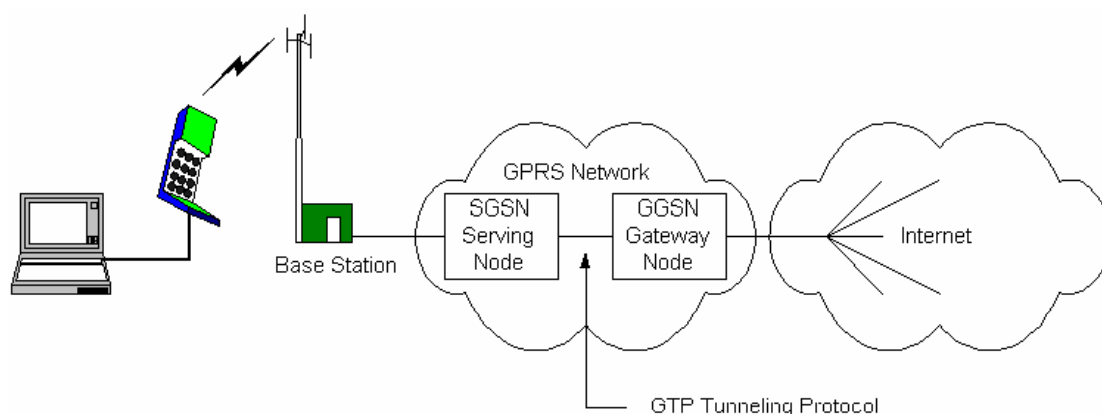
- Ανοιχτή αρχιτεκτονική
- IP υπηρεσίες, που επιτρέπουν την πρόσβαση στο διαδίκτυο
- Ολοκληρωμένη υποδομή για την τηλεφωνία και το διαδίκτυο

- Παροχή υπηρεσιών ανεξάρτητα από την υποδομή
- Ίδια υποδομή για διαφορετικές διεπαφές ραδιοεπικοινωνίας

Σχετικά με τα χαρακτηριστικά του, το GPRS παρέχει πρόσβαση στους χρήστες του GSM μεταφέροντας πακέτα σύμφωνα με τη μέθοδο πρόσβασης TDMA. Είναι σημαντικό ότι εξαιτίας της τεράστιας επιτυχίας του διαδικτύου το GPRS χρησιμοποιεί το πρωτόκολλο IP (Internet Protocol) για τη μεταγωγή πακέτων. Με άλλα λόγια η μεταφορά δεδομένων στο GPRS ισοδυναμεί με μεταφορά IP πακέτων. Άλλωστε τα κυτταρικά δίκτυα με δυνατότητες GPRS είναι ασύρματες επεκτάσεις του Διαδικτύου. Έτσι το GPRS δίκτυο μπορεί να νοηθεί ως υποδίκτυο του Διαδικτύου και τα κινητά τηλέφωνα ως τερματικές συσκευές (σχ.2). Αυτό σημαίνει ότι κάθε GPRS τερματική συσκευή δύναται να έχει τη δική του IP διεύθυνση. Κάθε υπηρεσία που χρησιμοποιείται από το Διαδίκτυο σήμερα - File Transfer Protocol (FTP), telnet - είναι διαθέσιμη στο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας χάρις στο GPRS.

Η μέθοδος μεταγωγής πακέτων αυξάνει την αποδοτικότητα της εκμετάλλευσης του φάσματος. Μεταγωγή πακέτων σημαίνει ότι οι πηγές του δικτύου GPRS χρησιμοποιούνται μόνο, όταν οι χρήστες στέλνουν ή λαμβάνουν δεδομένα. Ο πραγματικός αριθμός των χρηστών εξαρτάται από την εφαρμογή που χρησιμοποιείται και από την ποσότητα των μεταδιδόμενων δεδομένων. Εξαιτίας της αποτελεσματικής εκμετάλλευσης του GPRS φάσματος, δε θεωρήθηκε αναγκαίο να δημιουργηθεί μία μέγιστη χωρητικότητα για τις ώρες αιχμής. Αντίθετα, οι χειριστές του δικτύου μεγιστοποιούν την αποτελεσματικότητα της εκμετάλλευσης των πηγών του δικτύου με ένα δυναμικό και ευέλικτο τρόπο, σύμφωνα με την πρόσβαση των χρηστών.

Στο GPRS ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων αυξάνει θεαματικά από τα 9.6 kbps/s του GSM στα 40-50 kbps/s, ενώ οι θεωρητικές τιμές του ρυθμού μετάδοσης προσεγγίζουν τα 170 kbps/s.



Σχ.3.27 Διαδίκτυο και GPRS

Οι υπηρεσίες του GPRS προσφέρουν τόσο διασημειακές υπηρεσίες ανάμεσα σε δύο χρήστες (Point-To-Point) όσο και πολυσημειακές υπηρεσίες για μεταφορά πακέτων

από ένα χρήστη σε συγκεκριμένες ομάδες χρηστών ή σε μία γεωγραφική περιοχή (Point-To-Multipoint). Λόγω των παραπάνω χαρακτηριστικών -της υψηλής ταχύτητας, της συμβατότητας με το διαδίκτυο, της μεταγωγής πακέτων, της υψηλής χωρητικότητας – το GPRS υποστηρίζει υπηρεσίες δεδομένων (non-voice services), όπως το ηλεκτρονικό ταχυδρομείο, τις υπηρεσίες ευρείας εκπομπής, το web browsing.

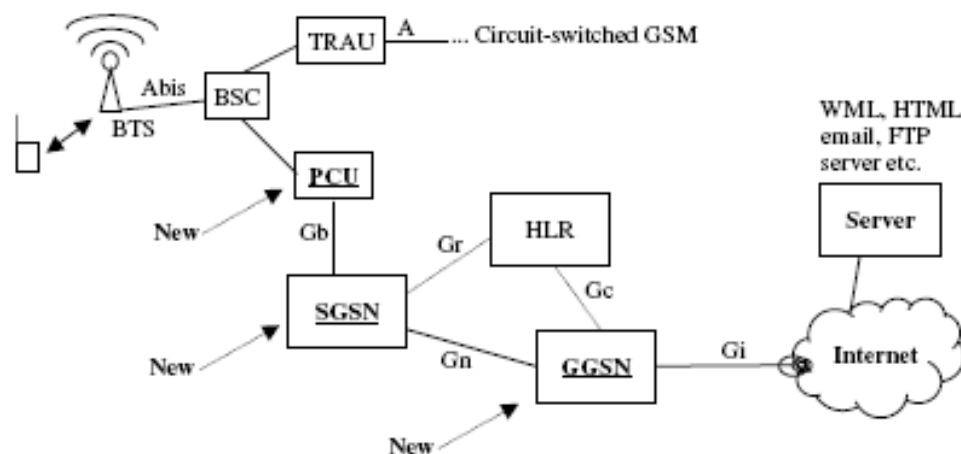
Συνοπτικά οι υπηρεσίες που παρέχονται στους χρήστες από το GPRS είναι:

- Chat: Επειδή το GPRS είναι μία επέκταση του διαδικτύου, προσφέρει τη δυνατότητα στους χρήστες της κινητής τηλεφωνίας να χρησιμοποιούν τα υπάρχοντα chat γκρουπ του διαδικτύου. Έτσι οι χρήστες δεν είναι αναγκασμένοι να δημιουργήσουν νέες ομάδες συνομιλίας για το GPRS.
- Υπηρεσίες πληροφοριών: Μέσω του GPRS παρέχονται πληροφορίες, όπως μετεωρολογικά δελτία, πληροφορίες πτήσεων, αθλητικά αποτελέσματα, πολιτικά νέα, χάρτες και δελτία κυκλοφοριακής κίνησης.
- Ακίνητες εικόνες: Πρόκειται για φωτογραφίες και κάρτες κάθε είδους.
- Κινούμενες εικόνες: Περιλαμβάνονται μηνύματα video, ταινίες, εικόνες ασφαλείας από κάμερα και τηλεδιάσκεψη.
- Web browsing: Το GPRS προσφέρει την πρόσβαση του κινητού χρήστη στο διαδίκτυο.
- Ραδιοφωνικά ή τηλεοπτικά δελτία: Το GPRS μεταδίδει υψηλής ποιότητας σύντομα μηνύματα φωνής για τηλεόραση και ραδιόφωνο. Επειδή καταλαμβάνουν φακέλους μεγάλου μεγέθους, απαιτούνται υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, τους οποίους προσφέρει το GPRS.
- Internet email: Ο χρήστης μπορεί να ενημερώνεται με μηχανισμούς ειδοποίησης του GPRS για τα να μηνύματα ηλεκτρονικού ταχυδρομείου που λαμβάνει στον λογαριασμό του, ενώ εκείνος βρίσκεται εκτός σύνδεσης ή μακριά από τον ηλεκτρονικό υπολογιστή του.
- Corporate email: Το GPRS προβλέπει την πρόσβαση των υπαλλήλων μέσω των κινητών μονάδων τους στο εσωτερικό σύστημα του ηλεκτρονικού ταχυδρομείου του τοπικού δικτύου που βρίσκεται στο γραφείο τους.
- Μεταφορά φακέλων: Δύναται η μεταφορά δεδομένων διαμέσου του κινητού δικτύου που αφορούν κυρίως έγγραφα και εφαρμογές λογισμικού.
- Εφαρμογές LAN δικτύων: Οι χρήστες μπορούν να προσβαίνουν κάθε εφαρμογή που είναι διαθέσιμη στο προσωπικό υπολογιστή του γραφείου τους.

- Προσδιορισμός θέσης οχημάτων: Δορυφορικά συστήματα, όπως το GPS, παρέχουν στους χρήστες του GPRS πληροφορίες σχετικά με τη θέση των οχημάτων τους.
- Διεκπεραίωση εργασιών: Ο επαγγελματίας μπορεί να πληροφορείται από τους προϊστάμενους του για τις λεπτομέρειες της επόμενης εργασίας και να τους ενημερώνει για τα αποτελέσματα.
- Unified Messaging: Η συγκεκριμένη υπηρεσία παρέχει ένα κοινό <<ταχυδρομικό κουτί>> (mailbox) για όλα τα μηνύματα, συμπεριλαμβανομένων των φωνητικών mail, fax, e-mail, SMS.

3.3.3.3 Αρχιτεκτονική GPRS

Το δίκτυο GSM αναβαθμίστηκε προκειμένου να είναι δυνατή η πρόσβαση των χρηστών στις υπηρεσίες του GPRS. Δημιουργήθηκαν νέες τερματικές συσκευές, οι οποίες ήταν συμβατές τόσο με το GSM για τηλεφωνική συνομιλία όσο και με το GPRS για υπηρεσίες μετάδοσης δεδομένων. Αναβαθμίστηκε το λογισμικό του BTS και του BSC. Στο BSC εισάχθηκε μία καινούρια μονάδα για τον έλεγχο και τη διεύθυνση της κίνησης των πακέτων, η packet control unit (PCU). Στο δίκτυο προστέθηκαν δύο νέοι κόμβοι, ο serving GPRS support node (SGSN) και ο gateway GPRS support node (GGSN). Τέλος, όλες οι βάσεις δεδομένων του συστήματος (π.χ. HLR, VLR) αναβαθμίστηκαν ώστε να είναι δυνατή η διαχείριση των νέων λειτουργιών που επέφερε η εισαγωγή του GPRS.



Σχ.3.28 GPRS δίκτυο

Αναλυτικά οι νέες λειτουργικές μονάδες του δικτύου κινητής τηλεφωνίας:

- *PCU*: Το BSC σχεδιάστηκε για να παρέχει με τη μέθοδο μεταγωγής κυκλωμάτων τα διαθέσιμα κανάλια για την επικοινωνία ανάμεσα στο MSC και στους συνδρομητές. Εφόσον η μέθοδος μεταγωγής κυκλωμάτων δε

χρησιμοποιείται στο GPRS, το BSC δε δύναται να διαχειρίζεται την κίνηση των πακέτων του GPRS. Ως εκ τούτου αυτή η λειτουργία ανατίθεται στη PCU. Η PCU περιλαμβάνεται στο BSC και εκπληρώνει τις παρακάτω διαδικασίες:

1. Ανάθεση χρονοθυρίδων στους συνδρομητές τόσο για την άνω ζεύξη όσο και για την κάτω.
2. Έλεγχος ροής δεδομένων και διαχείριση των προτεραιοτήτων της κίνησης.
3. Έλεγχος λαθών και αναμετάδοση λανθασμένων ή χαμένων πλαισίων.
4. Τηλεειδοποίηση συνδρομητών.
5. Επιτήρηση των οντοτήτων για τη βέλτιστη διαχείριση των διαθέσιμων πόρων κατά τη μετάδοση δεδομένων.

Η διεπαφή ανάμεσα στο PCU και στο BSC δεν έχει προδιαγραφεί. Π.χ. Στο σχήμα η PCU έχει τοποθετηθεί πίσω από το BSC. Μία πιο δυναμική PCU θα μπορούσε να ανεξαρτητοποιηθεί πλήρως από το BSC και να ελέγχει περισσότερα του ενός BSC. Επομένως βασική προϋπόθεση είναι και τα δύο να παρέχονται από τον ίδιο προμηθευτή.

- *SGSN*: Το SGSN πραγματοποιεί τη δρομολόγηση των πακέτων και μπορεί να αντιστοιχηθεί με το MSC του GSM συστήματος. Όλα τα πλαίσια που φθάνουν για έναν συνδρομητή στο SGSN προωθούνται στο PCU, το οποίο είναι υπεύθυνο για το παρόν κελί του συνδρομητή. Στην αντίθετη κατεύθυνση το PCU παραδίδει πλαίσια ενός συνδρομητή στο SGSN, το οποίο τα προωθεί στον επόμενο κόμβο δικτύου, στο GGSN.

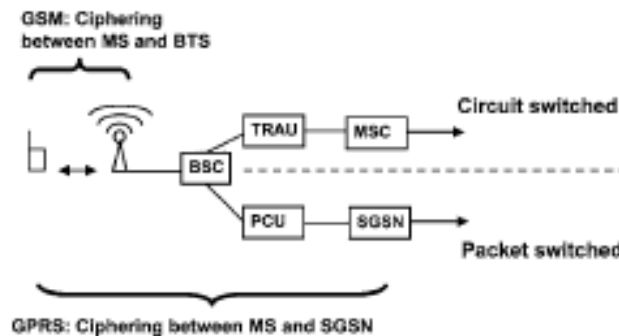
Το IP πρωτόκολλο του διαδικτύου χρησιμοποιείται ως πρωτόκολλο μεταφοράς στον πυρήνα του GPRS δικτύου ανάμεσα στο SGSN και το GGSN. Αυτή η επιλογή έχει ως βασικό πλεονέκτημα, ότι στα χαμηλότερα επίπεδα ένας μεγάλος αριθμός διαφορετικών τεχνολογιών μπορεί να χρησιμοποιηθεί, όπως το Ethernet (100 Mbps) και για μεγάλες αποστάσεις το ATM (155 Mbps).



Σχ. 3.29 Διεπαφές ανάμεσα στις μονάδες του δικτύου GPRS.

Μία σημαντική διαφορά του GPRS με το συμβατικό δίκτυο GSM είναι, ότι το ciphering δεν πραγματοποιείται στο BTS αλλά στο SGSN. Στο GPRS η κινητή μονάδα και όχι το δίκτυο ελέγχει την αλλαγή κυττάρων. Αν το ciphering πραγματοποιούνταν σε κάθε BTS χωριστά, θα έπρεπε το δίκτυο πρώτα να παρέχει την πληροφορία κρυπτογράφησης στο νέο BTS και ύστερα να μεταδοθούν τα δεδομένα. Καθώς το ciphering σταματάει στο SGSN και

δεν επαναλαμβάνεται σε κάθε BTS, η διαδικασία επιταχύνεται και αυξάνεται η ασφάλεια έναντι μη εξουσιοδοτημένης πρόσβασης στην πληροφορία κατά τη μετάδοσή τους.



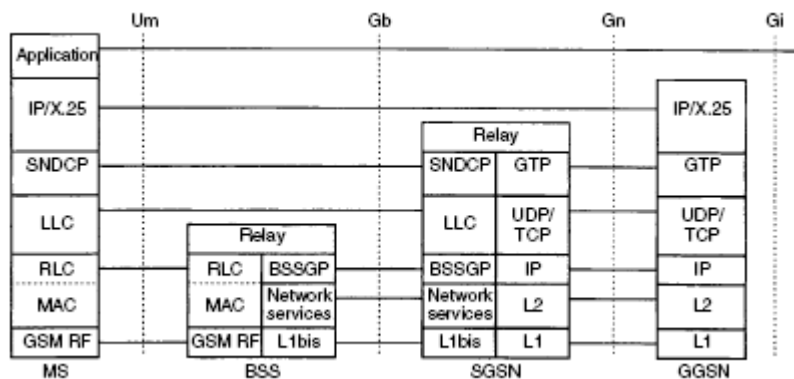
Σχ. 3.30 Ciphering στο GSM και στο GPRS

- *GGSN*: Ενώ το SGSN δρομολογεί τα πακέτα του χρήστη ανάμεσα στην ράδιο διεπαφή και τον πυρήνα του δικτύου, το GGSN συνδέει το GPRS δίκτυο με το εξωτερικό δίκτυο δεδομένων. Το εξωτερικό δίκτυο δεδομένων είναι στις περισσότερες περιπτώσεις το Διαδίκτυο. Το GGSN είναι υπεύθυνο για την ανάθεση της IP διεύθυνσης στο χρήστη.
- *Κατηγορίες κινητών μονάδων*: Εξαιτίας της αναβάθμισης του δικτύου προέκυψε η ανάγκη για νέες τερματικές συσκευές, οι οποίες διαχωρίζονται στις κατηγορίες A, B και C.

Οι συσκευές της κατηγορίας A έχουν τη δυνατότητα για ταυτόχρονη υποστήριξη των GSM(SMS και τηλεφωνική συνομιλία) και GPRS υπηρεσιών. Εδώ περιλαμβάνεται η πρόσβαση, η ενεργοποίηση, η παρακολούθηση και η κίνηση φορτίου των υπηρεσιών των δύο συστημάτων κατά το ίδιο διάστημα. Οι συσκευές της κατηγορίας B επιτρέπουν την ταυτόχρονη πρόσβαση, ενεργοποίηση και παρακολούθηση των GSM και GPRS καναλιών, αλλά όχι την ταυτόχρονη υποστήριξη τους. Η τελευταία κατηγορία παρέχει μόνο σειριακή πρόσβαση. Σε αυτή την περίπτωση ο χρήστης πρέπει να επιλέξει σε ποια υπηρεσία θα συνδεθεί, ενώ η πρόσβαση στην επόμενη επιτρέπεται μετά το πέρας της εξυπηρέτησης της πρώτης.

3.3.3.4 Αρχιτεκτονική πρωτοκόλλων του GPRS

Το GPRS σύστημα εισάγει καινούρια πρωτόκολλα για τη φάση 2+ του GSM δικτύου. Η διασύνδεση ανάμεσα στα νέα στοιχεία του δικτύου γίνεται με τα καινούρια πρωτόκολλα που έχουν καθοριστεί για το GPRS. Παρόλα αυτά υπάρχει ένας αριθμός από πρωτόκολλα που συνεχίζουν να χρησιμοποιούνται σε χαμηλότερα επίπεδα της στοιβάς πρωτοκόλλων, δηλαδή το TCP/User diagram protocol(UDP) IP. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται η μετάδοση της πληροφορίας ανάμεσα στις δομικές μονάδες του συστήματος στα διάφορα επίπεδα του δικτύου. Παρακάτω θα παρουσιάσουμε αναλυτικά τη διαστρωμάτωση του δικτύου.

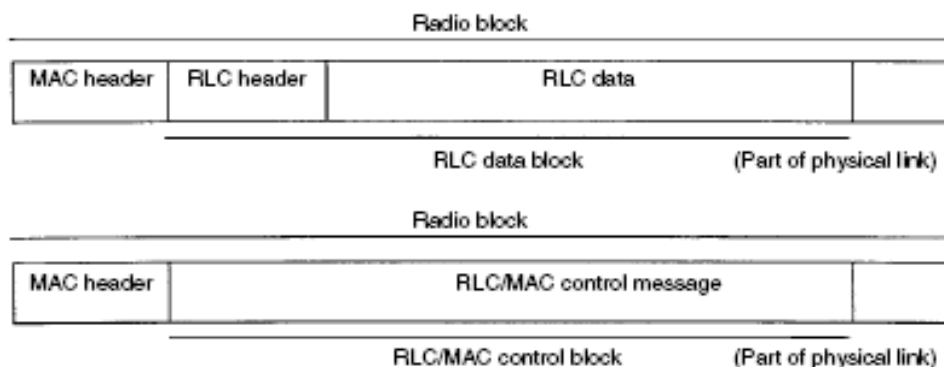


Σχ.3.31 Διαστρωμάτωση του δικτύου GPRS

Φυσικό επίπεδο: Χωρίζεται σε δύο ξεχωριστά επίπεδα, το φυσικό RF επίπεδο και το φυσικό επίπεδο ζεύξης δεδομένων. Το φυσικό RF επίπεδο πραγματοποιεί τη διαμόρφωση των κυματομορφών (GMSK) στον πομπό και την αποδιαμόρφωση τους στο δέκτη. Το συγκεκριμένο επίπεδο είναι κοινό για το GSM και το GPRS. Το φυσικό επίπεδο ζεύξης δεδομένων λειτουργεί πάνω από το RF επίπεδο παρέχοντας ένα φυσικό κανάλι για μεταφορά πληροφοριών ανάμεσα στην κινητή μονάδα και στο δίκτυο. Αυτές οι λειτουργίες περιλαμβάνουν την πλαισίωση δεδομένων, την κωδικοποίηση δεδομένων, το interleaving και την ανίχνευση και διόρθωση που συμβαίνουν κατά τη μετάδοση στο φυσικό μέσο. Επίσης υποστηρίζει και λειτουργίες, όπως η επιλογή κυττάρου και ο έλεγχος ισχύος.

RLC/MAC επίπεδο: Παρέχει υπηρεσίες για τη μεταφορά πληροφοριών πάνω από το φυσικό επίπεδο. Αυτές οι λειτουργίες περιλαμβάνουν διαδικασίες διόρθωσης λαθών με επιλεκτική αναμετάδοση των εσφαλμένων blocks. Το RLC προσφέρει μία αξιόπιστη σύνδεση με τα υψηλότερα στρώματα. Το MAC χειρίζεται τη διανομή των καναλιών και τη χρήση των λειτουργιών του φυσικού επιπέδου. Το RLC/MAC επίπεδο σχηματίζει το δεύτερο στρώμα του μοντέλου διαστρωμάτωσης για το GPRS.

Από την σκοπιά των δεδομένων στο φυσικό επίπεδο σχηματίζονται τα radio blocks, τα οποία τελικά προωθούνται στο φυσικό κανάλι. Κάθε radio block αποτελείται από την επικεφαλίδα του ανώτερου στρώματος MAC και από RLC block δεδομένων ή RLC/MAC block ελέγχου. Οι επικεφαλίδες MAC και RLC αποτελούνται από πεδία ελέγχου, τα οποία είναι διαφορετικά για την πάνω και την κάτω ζεύξη. Το RLC/MAC πεδίο ελέγχου περιέχει ένα RLC/MAC μήνυμα ελέγχου.



Σχ. 3.32 Radio blocks

LLC επίπεδο: Το επίπεδο ελέγχου λογικού δικτύου προσφέρει μία ασφαλή και αξιόπιστη λογική σύνδεση ανάμεσα στην κινητή μονάδα και στο SGSN για τα υψηλότερα στρώματα και είναι ανεξάρτητο από τα χαμηλότερα στρώματα. Το LLC στρώμα μεταβιβάζει σήματα, SMS και πακέτα με επιβεβαίωση παραλαβής ή και χωρίς. Εδώ συναντάμε και το BSSGP. Οι κύριες λειτουργίες του base station sub-system GPRS protocol (BSSGP) περιλαμβάνουν τη δρομολόγηση και τη διασφάλιση της ποιότητας της πληροφορίας (Quality Of Service ή QoS) από η προς το σταθμό βάσης.

Επίπεδο δικτύου: Χαρακτηρίζεται από το πρωτόκολλο SNDCP. Το sub-network dependent convergence protocol πραγματοποιεί λειτουργίες αντιστοίχησης, συμπίεσης, συναρμολόγησης δεδομένων μεταξύ του επιπέδου δικτύου και των χαμηλότερων επιπέδων. Σε αυτό το επίπεδο δρουν και το IP/X.25.

Επίπεδο μεταφοράς: Εδώ δρα το GPRS tunneling protocol (GTP), το οποίο χρησιμοποιείται για τη μεταφορά δεδομένων και σημάτων διαμέσου σήραγγας ανάμεσα στα GSNs. Προσθέτει πληροφορίες δρομολόγησης στο σκελετό του IP και λειτουργεί πάνω από τα UDP/TCP του ίδιου στρώματος.

Ολοκληρώνοντας αυτήν την παράγραφο θα αναφέρουμε τις βασικές αρχές τις μετάδοσης δεδομένων για μία κινητή μονάδα, καθώς τα δεδομένα περνούν από στρώμα σε στρώμα. Τα IP πακέτα συμπίεζονται και χωρίζονται από το πρωτόκολλο SNDCP σε μονάδες δεδομένων, τα sub-network protocol data units (SN-PDU). Τα SN-PDUs εισάγονται σε ένα ή περισσότερα LLC frames. Το μέγεθος του κομματιού των LLC frames που περιλαμβάνει δεδομένα κυμαίνεται από 140 έως 1520 bytes. Τα LLC frames χωρίζονται σε μικρότερα τμήματα, τα RLC data blocks. Όταν ένα ολοκληρωμένο LLC frame μεταφερθεί επιτυχώς διαμέσου του RLC επιπέδου, προωθείται στο φυσικό στρώμα, στο οποίο τα δεδομένα επεξεργάζονται και πραγματοποιούνται οι λειτουργίες τις κωδικοποίησης, του interleaving και του burst formatting. Τελικά μεταδίδεται στο φυσικό μέσο παίρνοντας την τελική μορφή των bursts, τα οποία συναντήσαμε και στο GSM.

3.3.3.5 Λογικά κανάλια

Στο σύστημα GPRS ακολουθείται ο διαχωρισμός των λογικών καναλιών σε κατηγορίες που συναντήσαμε στο GSM: traffic channels και control channels. Τα control channels μπορούν να διαχωριστούν περαιτέρω στις κατηγορίες Packet Broadcast Control, Packet Common Control και Packet Dedicated Control.

Το Packet Data Traffic Channel (PDTCH) χρησιμοποιείται για τη μεταφορά δεδομένων. Παραχωρείται σε μία κινητή μονάδα. Μία κινητή μονάδα μπορεί να χρησιμοποιεί διάφορα κανάλια PDTCH και όχι μόνο ένα.

Το Packet Broadcast Control Channel (PBCCH) είναι ένα point-to-multipoint κανάλι ελέγχου με κατεύθυνση από το BSS στις κινητές μονάδες. Χρησιμοποιείται από το BSS για να μεταδώσει πληροφορίες σχετικά με την οργάνωση του GPRS ραδιοδικτύου σε όλους τους συνδρομητές ενός κελιού. Πέρα από τις πληροφορίες του συστήματος για το GPRS, το PBCCH μεταδίδει πληροφορίες που αφορούν σε υπηρεσίες που παρέχονται από το συμβατικό GSM αναλαμβάνοντας έτσι λειτουργίες του Broadcast Control Channel (BCCH).

Το Packet Common Control Channel (PCCCH) μεταφέρει πληροφορίες σηματοδότησης που σχετίζονται με τη διαχείριση της πρόσβασης στο δίκτυο. Διαχωρίζεται σε τέσσερα λογικά κανάλια που εξυπηρετούν αντίστοιχα τις λειτουργίες της τηλεειδοποίησης (Packet Paging Channel ή PPCH), της διανομής των καναλιών του ραδιοφάσματος (Packet Access Grant Channel ή PAGCH), του ελέγχου της πρόσβασης (Packet Random Access Channel ή PRACH) και της γνωστοποίησης της αποστολής point-to-multipoint μηνυμάτων (Packet Notification Channel ή PNCH).

Group		Channel	Function	Direction
Traffic channels	Packet data traffic channel	PDTCH	Packet data traffic	MS ↔ BSS
Signaling channels	Packet broadcast control channel	PBCCH	Packet broadcast control	MS ← BSS
	Packet common control channel (PCCCH)	PRACH	Packet random access	MS → BSS
		PAGCH	Packet access grant	MS ← BSS
		PPCH	Packet paging	MS ← BSS
		PNCH	Packet notification	MS ← BSS
	Packet dedicated control channels	PACCH	Packet associated control	MS ↔ BSS
		PTCCH	Packet timing advance control	MS ↔ BSS

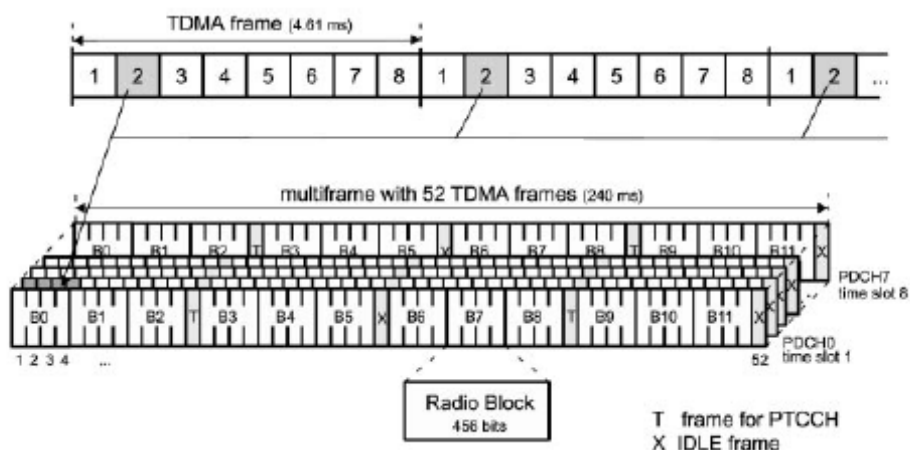
Σχ. 3.33 Λογικά κανάλια στο GPRS

Το Packet Dedicated Control Channel είναι ένα αμφίδρομο point-to-point κανάλι ελέγχου. Περιλαμβάνει τα κανάλια PACCH και PTCCH:

- To Packet Associated Control Channel (PACCH) διανέμεται πάντα σε συνδυασμό με ένα ή περισσότερα PDTCH. Μεταφέρει πληροφορίες σηματοδότησης που σχετίζονται με μία συγκεκριμένη κινητή μονάδα(π.χ. πληροφορίες για τον έλεγχο ισχύος).
- To Packet Timing Advance Control Channel (PTCCH) χρησιμοποιείται για τον συγχρονισμό των πλαισίων που στέλνονται στα διάφορα λογικά κανάλια.

Αξίζει να αναφέρουμε ότι τα λογικά κανάλια του GPRS μπορούν να υποκαθιστούν αυτά του GSM και το αντίστροφο. Π.χ. Το CCCH είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί αν το PCCCH δεν είναι διαθέσιμο σε ένα κύτταρο.

Η αντιστοίχιση των λογικών καναλιών σε φυσικά κανάλια γίνεται σε δύο επίπεδα: αντιστοίχιση στη συχνότητα και αντιστοίχιση στο χρόνο. Η αντιστοίχιση στη συχνότητα βασίζεται στον αριθμό των TDMA frame, ενώ η συχνότητες διανέμονται στο BTS και στην κινητή μονάδα. Η αντιστοίχιση στη συχνότητα βασίζεται στη δομή του multiframe, την οποία έχουμε ήδη εξετάσει. Κάθε multiframe αποτελείται από 52 TDMA frames των 8 χρονοθυρίδων το καθένα. Στο GPRS χρησιμοποιείται ακόμα και μία δομή multiframe των 51 TDMA frames για ορισμένους συνδυασμούς λογικών καναλιών. Το multiframe διαχωρίζεται σε blocks B0-B11, καθένα από τα οποία παραχωρείται σε κάποιο λογικό κανάλι. Ένα block ισοδυναμεί με 4 διαδοχικά TDMA frames και το μέγεθος κάθε block είναι 456 bits (σχήμα 3.34). Το ποια blocks θα αποτελέσουν το multiframe εξαρτάται από παραμέτρους που μεταδίδονται στο PBCCH..



Σχ.3.34 Multiframe και blocks στο GPRS

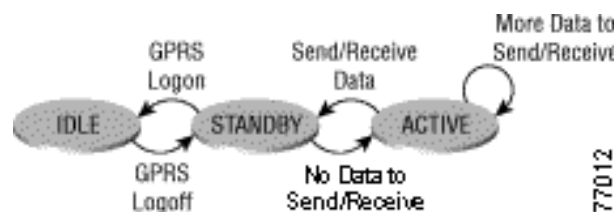
3.3.3.6 Mobility management

Η λειτουργία του GPRS είναι ανεξάρτητη από το GSM δίκτυο. Παρόλα αυτά, κάποιες διαδικασίες μοιράζονται τα στοιχεία του δικτύου με τις λειτουργίες του GSM προκειμένου να αυξηθεί η αποτελεσματικότητα και να βελτιστοποιηθεί η χρήση των ελεύθερων πηγών του GSM.

Η μεταγωγή πακέτων του GPRS μπορεί να σχηματιστεί με το μοντέλο τριών καταστάσεων. Ένας κινητός σταθμός έχει τρεις καταστάσεις στο GPRS σύστημα:

- Ενεργός(Active): Μόνο όταν ο κινητός σταθμός είναι ενεργός, μεταδίδονται δεδομένα ανάμεσα στον κινητό σταθμό και στο δίκτυο GPRS. Σε αυτή την κατάσταση ο SGSN γνωρίζει τη θέση του κινητού σταθμού στο κελί.
- Σε αναμονή(Standby): Σε αυτήν την κατάσταση μόνο η ευρύτερη περιοχή – περιλαμβάνει ένα ή περισσότερα κελιά-, όπου βρίσκεται η κινητή μονάδα είναι γνωστή στο SGSN. Από αυτήν την κατάσταση μεταπηδά η κινητή μονάδα στις άλλες δύο καταστάσεις, είτε για να αποσυρθεί από το δίκτυο είτε για να μεταδώσει δεδομένα.
- Αδρανής(Idle): Στην κατάσταση αδράνειας, η θέση της κινητής μονάδας είναι άγνωστη. Η κινητή μονάδα δεν μπορεί να λαμβάνει μηνύματα ή να επικοινωνεί με άλλους συνδρομητές του δικτύου ή να λαμβάνει δεδομένα από εξωτερικά δίκτυα. Η μόνη δυνατότητα είναι να λαμβάνει εκείνα τα μηνύματα, τα οποία λαμβάνονται από οποιαδήποτε GPRS κινητή μονάδα.

Το μοντέλο τριών καταστάσεων αφορά μόνο το GPRS. Το GSM χρησιμοποιεί μοντέλο δύο καταστάσεων (idle ή active).



Σχ. 3.35 Μοντέλο τριών καταστάσεων για το GPRS

3.3.3.7 Ενημέρωση δρομολόγησης(Routing Update)

Όταν μία κινητή μονάδα μετακινείται από μία περιοχή δρομολόγησης σε μία άλλη εντός της περιοχής εξυπηρέτησης ενός SGSN, είναι αναγκαίο να πραγματοποιηθεί η ενημέρωση δρομολόγησης. Οι πληροφορίες στο SGSN σχετικά με την περιοχή δρομολόγησης ενημερώνονται και η επιτυχία της διαδικασίας επαληθεύεται με μήνυμα.

Πέρα από την παραπάνω διαδικασία δρομολόγησης η κινητή μονάδα ενημερώνεται, όταν μία ενεργός κινητή μονάδα εισέρχεται σε ένα νέο κύτταρο. Η κινητή μονάδα αποστέλλει μέσω των καναλιών του GPRS στο SGSN ένα SMS, το οποίο περιλαμβάνει την ταυτότητα της κινητής μονάδας και τη νέα της τοποθεσία.

Τέλος, η πιο πολύπλοκη ενημέρωση δρομολόγησης είναι αυτή που πραγματοποιείται μεταξύ SGSN. Η κινητή μονάδα αλλάζει από μία SGSN περιοχή σε άλλη και πρέπει να επιτυγχάνεται νέα σύνδεση σε νέο SGSN. Αυτό σημαίνει ότι δημιουργείται νέος λογικός σύνδεσμος ανάμεσα στην κινητή μονάδα και στο νέο SGSN, ενώ το GGSN πληροφορείται για τη νέα θέση της κινητής μονάδας.

3.3.3.8 Έλεγχος ισχύος

Στο GSM είδαμε ότι ο έλεγχος ισχύος χρησιμοποιείται για να βελτιώσει την εκμετάλλευση του φάσματος και να μειώσει την κατανάλωση ισχύος στην κινητή μονάδα. Για την άνω ζεύξη η κινητή μονάδα ακολουθεί έναν ευέλικτο αλγόριθμο ελέγχου ισχύος, ο οποίος βελτιστοποιείται από το δίκτυο μέσω της επεξεργασίας ενός συνόλου παραμέτρων. Για την κάτω ζεύξη ο έλεγχος ισχύος πραγματοποιείται στο BTS και για αυτό το λόγο παρέχονται πληροφορίες από την κινητή μονάδα οι οποίες συνδυάζονται με κατάλληλο αλγόριθμο.

3.3.3.9 Κωδικοποίηση καναλιού

Η τεχνική κωδικοποίησης στο GPRS είναι παρόμοια με αυτή που συναντάμε στο συμβατικό GSM. Χρησιμοποιούνται και εδώ συνελκτικός κώδικας και η τεχνική του interleaving. Υπάρχουν τέσσερα διαφορετικά σχήματα κωδικοποίησης. Η επιλογή του σχήματος κωδικοποίησης εξαρτάται από την ποιότητα του καναλιού. Κάτω από πολύ κακές συνθήκες καναλιού μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το code-scheme-1 επιτυγχάνοντας ρυθμό μετάδοσης 9.05kbps για κάθε GSM χρονοθυρίδα. Για καλές συνθήκες μετάδοσης μεταδίδουμε χωρίς συνελκτικό κώδικα και φθάνουμε τα 171.2 kbps για ένα frame, δηλαδή 21.4 kbps για μία χρονοθυρίδα. Στην πράξη πολλοί χρήστες μοιράζονται τις χρονοθυρίδες και έτσι ένας πολύ χαμηλότερος ρυθμός μετάδοσης είναι διαθέσιμος για κάθε χρήση.

3.3.3.10 Attachment and detachment

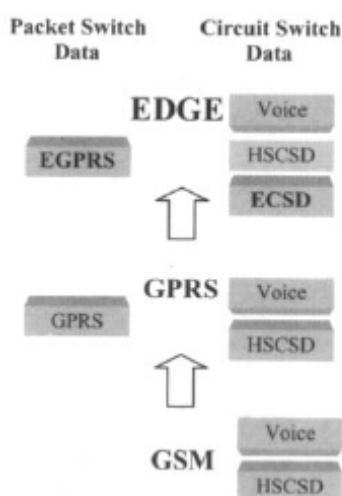
Προτού μία κινητή μονάδα μπορέσει να χρησιμοποιήσει τις GPRS υπηρεσίες, πρέπει να καταχωρηθεί μέσω ενός SGSN του GPRS δικτύου. Το δίκτυο ελέγχει, εάν ο χρήστης είναι εξουσιοδοτημένος, αντιγράφει τα στοιχεία του χρήστη από το HLR στο SGSN και δίνει μία προσωρινή ταυτότητα στο συνδρομητή (packet temporary mobile subscriber identity ή P-TMSI). Αυτή η διαδικασία καλείται GPRS attach. Για κινητές μονάδες, που χρησιμοποιούν υπηρεσίες μεταγωγής κυκλωμάτων όσο και υπηρεσίες μεταγωγής πακέτων, είναι δυνατόν να πραγματοποιηθούν συνδυασμένες GPRS/GSM διαδικασίες. Η αποσύνδεση από το GPRS δίκτυο καλείται GPRS detach και μπορεί ξεκινήσει είτε από την κινητή μονάδα είτε από το δίκτυο.

3.3.4 Το σύστημα EDGE

3.3.4.1 Γενικά

Τα GPRS δίκτυα διαχειρίζονταν υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων από τα GSM δίκτυα, αλλά οι ρυθμοί μετάδοσης απείχαν πολύ από τις προδιαγραφές που είχαν τεθεί για τα μελλοντικά δίκτυα τρίτης γενιάς. Ως εκ τούτου η ανάγκη για υψηλότερες ταχύτητες μετάδοσης οδήγησε στην παρεμβολή ενός μεταβατικού σταδίου –του EDGE- ανάμεσα στο αναβαθμισμένο GSM/GPRS σύστημα και στα επερχόμενα συστήματα τρίτης γενιάς. Το EDGE ή Enhanced Data Rates for GSM Evolution σύστημα προήλθε από την αναβάθμιση του GPRS και τέθηκε σε λειτουργία για πρώτη φορά το 1999. Το σημαντικότερο τμήμα του, το οποίο χρησιμοποιεί τη μέθοδο της μεταγωγής πακέτων, λέγεται Enhanced GPRS (σχήμα 3.37). Η μέγιστη διεκπεραίωση φθάνει τα 473 kbps. Το άλλο τμήμα, του οποίου η λειτουργία

βασίζεται στη μέθοδο μεταγωγής κυκλωμάτων, πρόκειται για βελτίωση του HSCSD, εξυπηρετεί υπηρεσίες φωνής και καλείται Enhanced CSD.

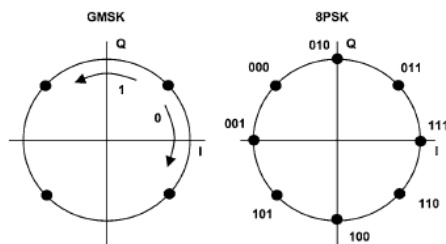


Σχ. 3.36 Εξέλιξη του EDGE

3.3.4.2 Χαρακτηριστικά του EDGE

Η σπουδαιότερη καινοτομία που εισάγει το EDGE είναι η νέα διαμόρφωση 8-PSK (octagonal phase shift keying). Χάρης σε αυτή τη διαμόρφωση είναι δυνατή η μετάδοση με πολύ υψηλούς ρυθμούς. Ένα 8-PSK σήμα μπορεί να μεταφέρει 3 bits για κάθε διαμορφωμένο σύμβολο, ενώ ένα GMSK σήμα του GSM και του GPRS μεταφέρει μόνο 1 bit ανά σύμβολο (σχήμα 3.38). Στο σχήμα φαίνονται οι διαφορές ανάμεσα στη GMSK και στην 8-PSK διαμόρφωση: Ενώ με το GMSK οι δύο περιπτώσεις του 0 και του 1 κωδικοποιούνται σαν δύο θέσεις στο δυσδιάστατο χώρο, η 8-PSK κωδικοποιεί τα τρία bits σε οκτώ διαφορετικές θέσεις. Το αντίτιμο για τον πολύ υψηλό ρυθμό είναι η μειωμένη ευαισθησία του 8-PSK σήματος. Με άλλα λόγια οι πολύ ψηλοί ρυθμοί του EDGE παρέχονται μόνο για περιορισμένη έκταση και αυτό επηρεάζει το σχεδιασμό του δικτύου.

Εφόσον στην 8-PSK ο ρυθμός μετάδοσης του φορέα διατηρείται στα 270.833 ksymbolsps, τότε ο ρυθμός μετάδοσης για κάθε χρονοθυρίδα τριπλασιάζεται από τα 22.8 kbps του GMSK στα 69.2kbps. Η μορφή του normal burst για το EDGE είναι ίδιος με αυτόν του GSM εκτός από το ότι σε κάθε σύμβολο αντιστοιχούν 3 bits και όχι 1 bit• για αυτό άλλωστε το burst έχει τριπλάσιο μέγεθος στην περίπτωση του EDGE.



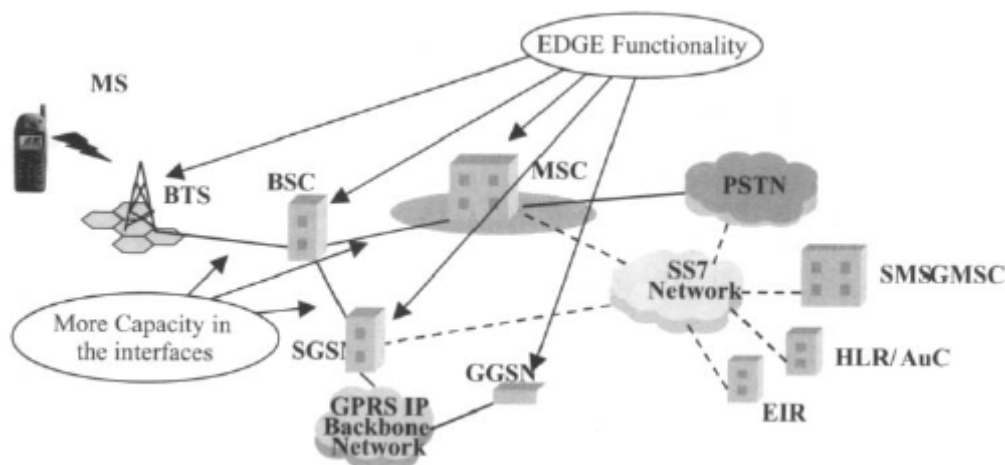
Σχ. 3.37 Οι διαμορφώσεις GMSK και 8-PSK

	8-PSK	GMSK
Symbol rate	270.833 kbps	270.833 kbps
Number of bits/symbol	3 bits/symbol	1 bit/symbol
Payload/burst	342 bits	114 bits
Gross rate/timeslot	68.4 kbps	22.8 kbps

Σχ. 3.38 Τα χαρακτηριστικά των διαμορφώσεων

3.3.4.3 Αρχιτεκτονική EDGE

Το EDGE σύστημα υποστηρίζει την αρχιτεκτονική του GPRS (σχήμα 3.39). Φυσικά το δίκτυο προσαρμόστηκε στους υψηλούς ρυθμούς του EDGE με την αύξηση της χωρητικότητας των διεπαφών του, ενώ διαμορφώθηκαν κατάλληλα τόσο το software όσο hardware για να ανταπεξέλθουν στο νέο είδος διαμόρφωσης. Π.χ. Ενώ τα σήματα της GMSK έχουν σταθερές τιμές πλάτους, τα σήματα της 8-PSK παρουσιάζουν ποικίλες τιμές πλάτους. Αυτές οι διαφοροποιήσεις αλλάζουν τα χαρακτηριστικά του μεταδιδόμενου σήματος και επομένως οι αλλαγές στο hardware του σταθμού βάσης κρίνονται επιβεβλημένες. Παρόλα αυτά η μορφή του δικτύου δεν επηρεάζεται δραστικά και μπορούμε να πούμε ότι προσομοιάζει σε αυτή του GPRS.



Σχ. 3.39 EDGE δίκτυο

3.3.5 Δορυφορική τηλεφωνία

3.3.5.1 Γενικά

Το δορυφορικό τηλέφωνο είναι ένα κινητό τηλέφωνο που επικοινωνεί απευθείας με τηλεπικοινωνιακούς δορυφόρους σε τροχιά. Ανάλογα με την αρχιτεκτονική ενός

συγκεκριμένου συστήματος, η κάλυψη μπορεί να περιλαμβάνει ολόκληρη τη γη ή μόνο ορισμένες περιοχές

Η κινητή συσκευή, γνωστή και ως τερματική συσκευή ή σταθμός γης, ποικίλει ευρέως. Ένα δορυφορικό τηλέφωνο έχει ένα μέγεθος και βάρος συγκρίσιμο με αυτό ενός κινητού τηλεφώνου στα τέλη της δεκαετίας του '80 ή στις αρχές της δεκαετίας του '90, άλλα συνήθως με μία μεγάλη κεραία. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε περιοχές όπου οι επίγειες κυτταρικές υπηρεσίες δεν είναι διαθέσιμες.

Αρκετά δορυφορικά τηλέφωνα χρησιμοποιούν δορυφόρους σε γεωστατικές τροχιές. Αυτά τα συστήματα μπορούν να παρέχουν σχεδόν συνεχή παγκόσμια κάλυψη με μόνο τρεις ή τέσσερις δορυφόρους, μειώνοντας έτσι το κόστος. Παρόλα αυτά οι δορυφόροι που χρησιμοποιούνται για αυτά τα συστήματα είναι συνήθως πολύ βαριά συστήματα και για αυτό πολύ ακριβά τόσο στην κατασκευή τους όσο και στην εκτόξευσή τους. Τα κύρια δορυφορικά συστήματα για πολιτική χρήση είναι το Inmarsat και το Thuraya. Οι δορυφόροι τοποθετούνται σε ένα ύψος 22.000 μιλίων και για αυτό μία αξιοσημείωτη καθυστέρηση εμφανίζεται, όταν πραγματοποιείται μία κλήση ή χρησιμοποιούνται υπηρεσίες δεδομένων.

Το κύριο μειονέκτημα των γεωστατικών δορυφορικών συστημάτων είναι ότι ακόμα και σε πολλές περιοχές όπου υπάρχει ανοικτός ουρανός η οπτική επαφή ανάμεσα στο τηλέφωνο και στο δορυφόρο διακόπτεται από εμπόδια όπως λόφοι και δάση, έτσι ώστε ο χρήστης να χρειάζεται να βρει υψηλότερο έδαφος προτού να είναι έτοιμος να χρησιμοποιήσει το τηλέφωνο. Αυτό δε συμβαίνει στις LEO υπηρεσίες – ακόμα και αν η πορεία του σήματος διακόπτεται από ένα εμπόδιο, είναι δυνατόν να περιμένει κάποιος μερικά λεπτά, μέχρι να περάσει ένας άλλος δορυφόρος.

Τα τηλέφωνα LEO χρησιμοποιούν LEO δορυφορική τεχνολογία. Τα πλεονεκτήματα περιλαμβάνουν την παροχή παγκόσμιας κάλυψης χωρίς κενά. Τα νεότερα δορυφορικά τηλέφωνα συνηθίζεται να είναι LEOs. Δορυφόροι LEO κινούνται σε τροχιά γύρω από τη γη σε υψηλές ταχύτητες, χαμηλό ύψος (από 640 έως 1120 χιλιόμετρα) και παρέχουν κυτταρική κάλυψη. Αφού οι δορυφόροι δεν είναι γεωστατικοί, πρέπει να ίπτανται σε πλήρεις τροχιές και επιπλέον να εξασφαλίζουν την πλήρη κάλυψη πάνω από κάθε περιοχή με τουλάχιστον ένα δορυφόρο σε κάθε στιγμή.

Τα δύο υπάρχοντα LEO δορυφορικά συστήματα είναι το Iridium και το Globalstar.

3.3.5.2 Το σύστημα Iridium

Το τηλεπικοινωνιακό σύστημα Iridium τέθηκε σε χρήση την πρώτη του Νοεμβρίου του 1999. Βασικός χρηματοδότης του ήταν η εταιρία Motorola, ενώ υποστηρίχθηκε από τον πρώην αντιπρόεδρο των Η.Π.Α. Al Gore. Σύντομα οδηγήθηκε σε αδιέξοδο εξαιτίας των τεράστιων οικονομικών δυσχερειών. Η ανεπαρκής ζήτηση των υπηρεσιών του Iridium, η κυριαρχία της επίγειας κινητής τηλεφωνίας χάρις στη συμφωνία των παρόχων υπηρεσιών κυτταρικής τηλεφωνίας όσο αφορά την περιαγωγή και το υψηλό κόστος της κινητής δορυφορικής τηλεφωνίας σε σχέση με την επίγεια κινητή τηλεφωνία είχε ως αποτέλεσμα την αποτυχία του προγράμματος.

Παρά την αρχική εμπορική αποτυχία του Iridium το 2001 οι υπηρεσίες του τέθηκαν ξανά προς πώληση από μία νέα ομάδα επενδυτών που αγόρασε σε πολύ χαμηλή τιμή την χρεοκοπημένη επιχείρηση.

Σήμερα το Iridium Satellite LLC ισχυρίζεται ότι παρέχει τις υπηρεσίες του σε 203.000 συνδρομητές. Σε αυτούς περιλαμβάνονται κρατικοί οργανισμοί, επιχειρήσεις, πετρελαϊκές εταιρίες, επιστήμονες και ταξιδιώτες. Πλέον ένα συνολικό εύρος των 28 kbps παρέχεται κάνοντας τελικά δυνατές τις συνομιλίες με e-mail σε πραγματικό χρόνο.

Το Iridium και τα υπόλοιπα δορυφορικά τηλέφωνα πάσχουν από μία καθυστέρηση στη μετάδοση που οφείλεται στον απαραίτητο ηλεκτρονικό εξοπλισμό και στις μεγάλες αποστάσεις που το σήμα διανύει. Καθώς το Iridium λειτουργεί στα 2200 έως 3800 baud, απαιτείται σημαντική συμπίεση φωνής και πολύπλοκοι αλγόριθμοι αποσυμπίεσης που αυξάνουν την πολυπλοκότητα του ηλεκτρονικού εξοπλισμού.

Οι κλήσεις σε τηλέφωνα Iridium είναι ιδιαίτερα ακριβές και κυμαίνονται από 3 έως 14 δολάρια το λεπτό. Επειδή το Iridium δε διαθέτει στην αγορά προπληρωμένες κάρτες ή ακόμα την κλήση συνδρομής άμεσα είναι δύσκολο να προσδιοριστεί η ακριβής τιμή της πραγματοποίησης μίας κλήσης. Παρόλα αυτά μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τις τιμές:

- Κλήσεις σε χρήστες άλλων ειδών τηλεφωνικών συστημάτων: $1.00 \times \text{basic rate}$
- Κλήσεις σε άλλα τηλέφωνα Iridium or voice mail: $0.50 \times \text{basic rate}$
- Αποστολή SMS μηνυμάτων: $0.33 \times \text{basic rate}$
- Κλήσεις σε άλλα δορυφορικά τηλέφωνα: $5-13.50 \times \text{basic rate}$
- Data calls: $1.00 \times \text{basic rate}$

Το σύστημα Iridium διαθέτει 66 ενεργούς δορυφόρους σε τροχιά προκειμένου να είναι πλήρως λειτουργικό. Επίσης διαθέτει και άλλους δορυφόρους σε κατάσταση αναμονής που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε περίπτωση αποτυχίας. Οι δορυφόροι βρίσκονται σε χαμηλή τροχιά γύρω από τη Γη σε ύψος 780 χιλιομέτρων. Κάθε δορυφόρος μπορεί να έχει τέσσερις διαδορυφορικές συνδέσεις. Οι δορυφόροι κινούνται διανύουν την απόσταση ανάμεσα στους πόλους σε σχεδόν εκατό λεπτά. Αυτή η σχεδίαση έχει ως αποτέλεσμα τέλεια ορατότητα και κάλυψη υπηρεσιών στην περιοχή των πόλων, όπου οι συνδρομητές είναι ελάχιστοι.

Η κυτταρική κεραία έχει 48 σημειακούς λοβούς (spot beams) που είναι οργανωμένοι ως 16 λοβοί σε τρεις τομείς. Οι τέσσερις διαδορυφορικές συνδέσεις σε κάθε δορυφόρο λειτουργούν στα 10 Mbps. Αρχικά είχε προγραμματιστεί αυτές οι συνδέσεις να είναι οπτικές και στο μέλλον ενδέχεται αυτές οι συνδέσεις να μετατραπούν σε οπτικές. Η χρήση των διαδορυφορικών συνδέσεων του Iridium συνεπάγεται φθηνότερες κλήσεις ανάμεσα στα δορυφορικά τηλέφωνα καθώς όσες και εάν είναι αυτές οι κλήσεις ποτέ δεν διαβιβάζονται διαμέσου ενός αναμεταδότη στο έδαφος.

Η υπάρχουσα δομή των 66 δορυφόρων αναμένεται να παραμείνει λειτουργική τουλάχιστον έως το 2014, με πολλούς δορυφόρους να παραμένουν σε λειτουργία έως το 2020. Το Iridium σχεδιάζει μία νέα γενιά δορυφόρων με βελτιωμένο εύρος ζώνης

που προγραμματίζεται να τεθεί σε λειτουργία το 2016. Αυτό το σύστημα θα είναι συμβατό με το υπάρχον σύστημα.

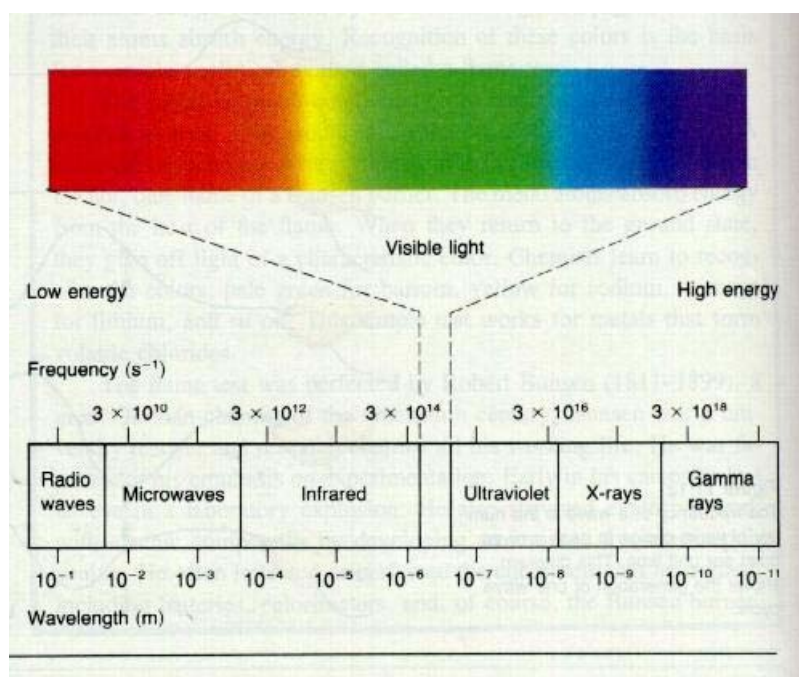
3.4 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΤΗΛΕΟΠΤΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ

3.4.1 Τηλεόραση: Τεχνικά χαρακτηριστικά και βασικά στοιχεία της μετάδοσης

3.4.1.1 Φως, μίξη χρωμάτων και τηλεοπτικά σήματα

Το πρώτα τηλεοπτικά συστήματα χρησιμοποιώντας φως αναπαρήγαγαν με τη μορφή ασπρόμαυρων κινούμενων εικόνων ο, τι έβλεπε το ανθρώπινο μάτι. Σύντομα διαφάνηκε η αναγκαιότητα να προβληθεί έγχρωμη τηλεοπτική εικόνα. Προκειμένου να μην αχρηστευτούν οι πομποί και οι δέκτες της ασπρόμαυρης τηλεόρασης δημιουργήθηκαν συστήματα που υποστήριζαν τόσο την ασπρόμαυρη πληροφορία εικόνας όσο και την έγχρωμη. Για αυτό τον σκοπό θεσμοθετήθηκαν πανευρωπαϊκοί κανόνες που εξασφάλισαν την αμοιβαία συμβατότητα των δύο διαφορετικών συστημάτων. Σήμερα ένα αξιόπιστο και αποτελεσματικό έγχρωμο τηλεοπτικό σύστημα προϋποθέτει την παραγωγή εικόνας με λαμπρότητα, με τα φυσικά της χρώματα. Επίσης πρέπει να λαμβάνεται υπόψη ο συνδυασμός των χρωμάτων και η φυσιολογία του ανθρώπινου ματιού.

Το φως ανήκει στο ηλεκτρομαγνητικό φάσμα και καλύπτει ένα μικρό μέρος του από 10^5Hz έως 10^{19}Hz . Το ανθρώπινο μάτι διεγείρεται από την περιοχή συχνοτήτων που καλείται οπτικό φάσμα, το οποίο βρίσκεται γύρω από τους $5 \cdot 10^9\text{MHz}$ (σχήμα 3.40). Το ορατό φως συνορεύει από αριστερά με τις υπέρυθρες και από δεξιά με τις υπεριώδεις.



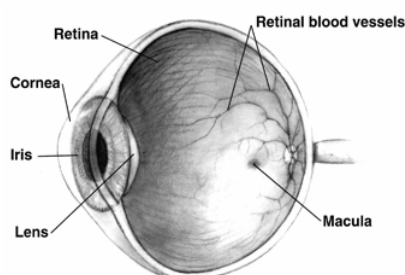
Σχ. 3.40 Φάσμα του ορατού φωτός

Το σύνολο των συχνοτήτων του ορατού φωτός σχηματίζει το λευκό φως. Ο Newton υπήρξε ο πρώτος που ανέλυσε το λευκό φως με τη βοήθεια ενός πρίσματος στα χρώματα του ορατού φωτός. Εφόσον κάθε χρώμα χαρακτηρίζεται από μία συγκεκριμένη συχνότητα, αν μία στενή ακτίνα λευκού φωτός προσπέσει σε ένα πρίσμα, θα αλλάξει κλίση τόσο κατά την είσοδο, όσο και κατά την έξοδο της από το πρίσμα. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται διάθλαση του φωτός και έχει ως αποτέλεσμα την ανάλυση του φωτός σε χρωματικές ακτινοβολίες (κόκκινο, πορτοκαλί, κίτρινο, πράσινο, κυανό, μπλε και μωβ). Κάθε χρωματική ακτινοβολία χαρακτηρίζεται από μία συγκεκριμένη συχνότητα ή ισοδύναμα από το μήκος κύματος της(σχήμα 3.41)

Σχ. 3.41 Μήκη κύματος χρωμάτων

μωβ	380–450 nm
μπλε	450–495 nm
πράσινο	495–570 nm
κίτρινο	570–590 nm
πορτοκαλί	590–620 nm
κόκκινο	620–750 nm

Ο ανθρώπινος οφθαλμός είναι αυτός που σχηματίζει την αίσθηση της όρασης. Αφού τα φως προσπέσει στον αμφιβληστροειδή χιτώνα του ματιού, μετατρέπεται σε νευρικό ερέθισμα και οδηγείται μέσω του οπτικού νεύρου στον εγκέφαλο. Εκεί μεταβάλλεται σε οπτική πληροφορία.



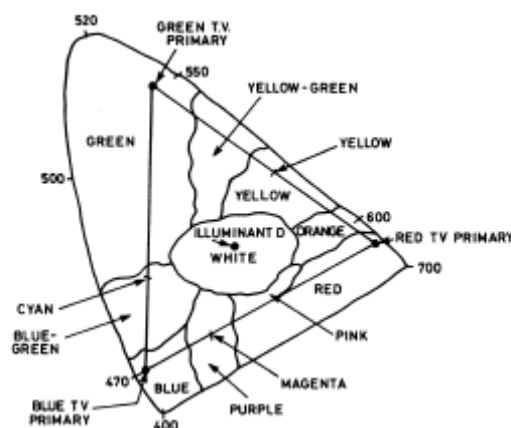
Σχ. 3.42 Το ανθρώπινο μάτι

Όλα τα χρώματα μπορούν να παραχθούν με τη βοήθεια τριών χρωμάτων που καλούνται βασικά: το κόκκινο, το πράσινο, το μπλε. Το ανθρώπινο μάτι, λοιπόν, αντιλαμβάνεται κάθε χρώμα ως συνδυασμό των τριών βασικών. Ακολουθώντας τη λειτουργία του ανθρώπινου ματιού η έγχρωμη τηλεόραση προσπαθεί να παράγει χρώματα ως προσθετική μείξη των τριών βασικών χρωμάτων. Τα χρώματα αυτά λέγονται συμπληρωματικά: το κίτρινο σχηματίζεται από τη μείξη κόκκινου και πράσινου, το κυανό από τη μείξη μπλε και πράσινου, το πορφυρό από κόκκινο και μπλε και το λευκό μειγνύοντας τα τρία βασικά. Αξίζει να αναφερθεί ότι τα συμπληρωματικά χρώματα δημιουργούνται και με αφαιρετική μείξη, η οποία συμβαίνει αφαιρώντας με μείξη κάποιο βασικό χρώμα από το λευκό.

Για να προσδιορίσουμε την αίσθηση που προκαλεί ένα χρώμα θα ορίσουμε τρεις έννοιες:

- Λαμπρότητα: Είναι η ένταση του φωτός που προσπίπτει σε μία επιφάνεια.(μονάδα μέτρησης: Lm)
- Χρωματικός κορεσμός: Εκφράζει πόσο καθαρό, πόσο κοντά στον κορεσμό του είναι ένα χρώμα.
- Απόχρωση: Εκφράζει τη χρωματικότητα ως συνδυασμό των τριών βασικών χρωμάτων.

Στην έγχρωμη τηλεόραση, όπως και στην ασπρόμαυρη, η λαμπρότητα μεταφέρεται συγχρόνως με το σήμα βίντεο. Η απόχρωση και ο κορεσμός είναι δύο στοιχεία που απουσιάζουν από την πληροφορία της ασπρόμαυρης τηλεόρασης και υπάρχουν μόνο στην έγχρωμη ως πρόσθετη πληροφορία. Σύμφωνα με το πρότυπο που εισήγαγε η C.I.E. (Commission Internacinale de l'Éclairage), κάθε χρώμα στην έγχρωμη τηλεόραση προσδιορίζεται από το συνδυασμό τριών συντεταγμένων ενός χρωματικού τριγώνου(σχήμα 3.43), του οποίου η επιφάνεια περιλαμβάνει όλα τα χρώματα - διαφέρουν μόνο ως προς τη λαμπρότητα - και οι κορυφές του αντιστοιχούν στα χρώματα κόκκινο-πράσινο-μπλε. Το άθροισμα των συντεταγμένων ισούται πάντα με τη μονάδα και μετριέται σε Lm.



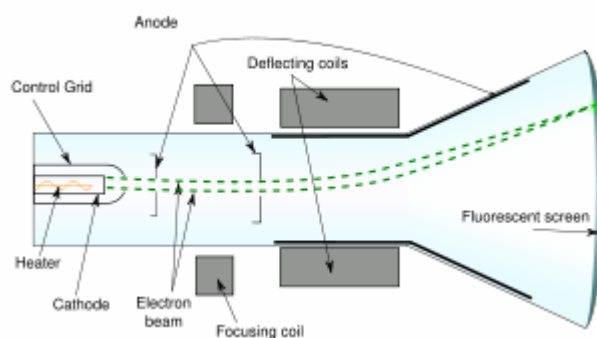
Σχ. 3.43 Το χρωματικό τρίγωνο C.I.E.

3.4.1.2 Τεχνικές πλευρές της έγχρωμης τηλεόρασης

Το φως που παράγεται από το ηλεκτρονικό πυροβόλο μίας καθοδική λυχνίας (σχήμα 3.44) είναι μια συγκεντρωμένη ακτίνα, η οποία μπορεί να εστιάζει σε κάποιο σημείο. Πρόκειται για ηλεκτρόνια υψηλής ταχύτητας που μεταδίδονται από μία θερμαινόμενη κάθοδο. Τα μεταδιδόμενα ηλεκτρόνια σχηματίζουν μία ακτίνα μέσα στην κάθοδο εξαιτίας της διαφοράς τάσης που υπάρχει μεταξύ των δύο ηλεκτροδίων – η οθόνη αποτελεί την άνοδο. Έπειτα η ακτίνα αποκλίνει λόγω της παρουσίας ενός μαγνητικού πεδίου, ώστε να σαρώσει την εσωτερική επιφάνεια της οθόνης. Προκειμένου να αναπαραχθεί η τηλεοπτική εικόνα η δέσμη ηλεκτρονίων σαρώνει οριζόντια την οθόνη μετακινούμενη από αριστερά προς τα δεξιά, όπως βλέπει κανείς την οθόνη. Η οθόνη - εξαιτίας της επικάλυψης της με φωσφορούχα υλικά- εκπέμπει ορατό φως, όταν διεγερθεί από ηλεκτρόνια. Η εικόνα σχηματίζεται από τη ρύθμιση της πυκνότητας της ηλεκτρονικής δέσμης ανάλογα με την τιμή του βίντεο σήματος.

Κατά τη σάρωση η εικόνα σχηματίζεται σε σειρές οριζόντιων γραμμών, για παράδειγμα, 525 ή 625 στη συμβατική τηλεόραση. Κάθε επιτυχημένη ομάδα γραμμών καλείται πεδίο. Το πεδίο έχει ονομαστική συχνότητα 60 Hz στο πρότυπο των 525 γραμμών και 50 Hz σε αυτό των 625. Τα παραπάνω αποτελούν τα δύο πρότυπα σάρωσης για την τηλεόραση: το 525/60 και το 625/50. Σε κάθε χώρα οι τιμές των συχνοτήτων επιλέχθηκαν να είναι ίσες με τη συχνότητα της γραμμής ισχύος.

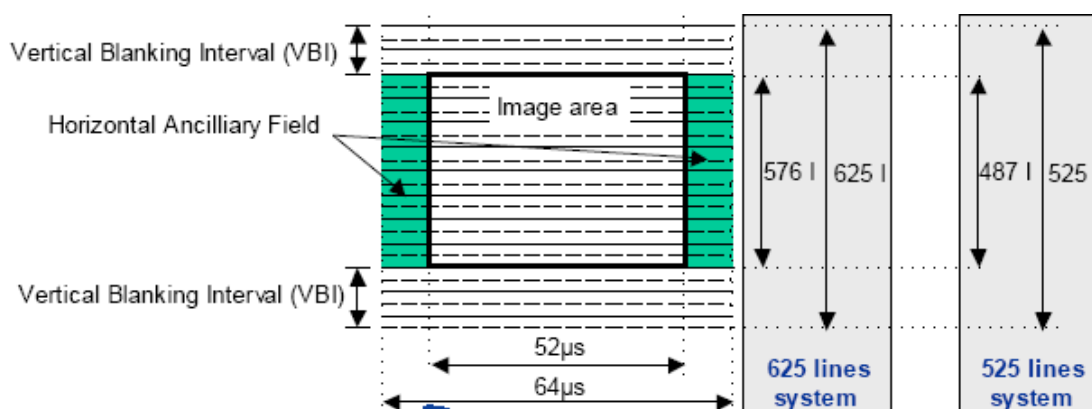
Αξίζει να αναφερθεί ότι η ηλεκτρονική ακτίνα του καθοδικού σωλήνα είναι, ιδανικά, ανάλογη με την αρχική. Στην πραγματικότητα η χαρακτηριστική ρεύματος ηλεκτρονίων καθοδικού σωλήνα-τάσης καθόδου ανόδου είναι μη γραμμική. Προκειμένου να αντιμετωπιστεί αυτή η μη γραμμικότητα εισάγεται μία αντίθετη τάση, ώστε τα μεγέθη ρεύματος και τάσης να γίνουν ανάλογα. Η διαδικασία αυτή καλείται διόρθωση γ. Το αποτέλεσμα είναι η φωτεινότητα της αυθεντικής εικόνας να είναι γραμμική σε σχέση με τη φωτεινότητα της εικόνας που αναπαράγεται στον καθοδικό σωλήνα.



Σχ. 3.44 Καθοδική λυχνία

Λέγοντας ανάλυση εικόνας εννοούμε τον αριθμό των γραμμών ανά ύψος εικόνας (lines per height ή LPH), ο οποίος επιτρέπει την τέλεια έκθεση της εικόνας. Τα σημερινά συστήματα τηλεόρασης είναι σχεδιασμένα, ώστε να επιτυγχάνουν ίση οριζόντια και κάθετη ανάλυση. Η κάθετη ανάλυση εκφράζεται ως ο αριθμός διακριτών οριζόντιων γραμμών –μαύρων ή άσπρων-, οι οποίες μπορούν να αναλυθούν ικανοποιητικά σε μια οθόνη τηλεόρασης. Η ταχύτητα με την οποία σαρώνεται μία

οριζόντια γραμμή είναι σταθερή και ονομάζεται κάθετη συχνότητα σάρωσης. Πρόκειται για την προαναφερθείσα συχνότητα πεδίου, δηλ. 60 ή 50 Hz ανάλογα με το πρότυπο (η κάθετη συχνότητα σάρωσης επιλέγεται έτσι, ώστε να είναι ίση με τη συχνότητα του συστήματος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας της εκάστοτε χώρας). Η οριζόντια ανάλυση αντιστοιχεί στον αριθμό διακριτών κατακόρυφων γραμμών – μαύρων ή άσπρων-, οι οποίες μπορούν να αναλυθούν ικανοποιητικά στα τρία τέταρτα του πλάτους της οθόνης της τηλεόρασης. Οι κατακόρυφες γραμμές σαρώνονται με μία σταθερή συχνότητα που λέγεται συχνότητα οριζόντιας σάρωσης. Στα σημεία διασταύρωσης των κατακόρυφων και οριζόντιων γραμμών σχηματίζονται σημεία (pixels), των οποίων ο αριθμός προσδιορίζει την ανάλυση της εικόνας.



Σχ. 3.45 Ανάλυση της τηλεοπτικής εικόνας

Μία εικόνα απαιτεί ένα μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Παρόλα αυτά το φάσμα δεν είναι συνεχές, αλλά διακριτό. Τα στοιχεία του φάσματος διαχωρίζονται από κενά. Η διανομή συχνοτήτων και η ύπαρξη περιορισμένου φάσματος έχει οδηγήσει διάφορες χώρες να ορίσουν ένα μειωμένο τηλεοπτικό εύρος καναλιού για τη μετάδοση. Έτσι, για το πρότυπο 525/60 το εύρος καναλιού είναι 6 MHz, ενώ για το 625/50 είναι 7 ή 8 MHz.

Το τηλεοπτικό σήμα είναι ένα σύνθετο σήμα, το οποίο αποτελείται από τηλεοπτικές πληροφορίες (φωτεινότητα, χρωματικότητα κλπ.) και πληροφορίες συγχρονισμού, οι οποίες αφορούν την αποκωδικοποίηση των τηλεοπτικών πληροφοριών και τη σάρωση της εικόνας στο δέκτη. Εμείς θα ασχοληθούμε μόνο με τις τηλεοπτικές πληροφορίες.

Σύμφωνα με την προηγούμενη ενότητα η πληροφορία έγχρωμης εικόνας αποτελείται από δύο σήματα. Το ένα σήμα προσδιορίζει τη λαμπρότητα της εικόνας και το άλλο σήμα ισοδυναμεί με τη χρωματικότητα της. Η φωτεινότητα δημιουργεί το ασπρόμαυρο σήμα κατά τη διάρκεια της διαδικασίας σαρώματος πάνω στην οθόνη του καθοδικού σωλήνα. Το δεύτερο σήμα διατηρεί τα δεδομένα του κορεσμού και της απόχρωσης, τα οποία είναι αναγκαία για την πλήρη αποτύπωση της πληροφορίας έγχρωμης εικόνας. Το τηλεοπτικό σήμα είναι ένα σύνθετο σήμα, το οποίο περιλαμβάνει τηλεοπτικές πληροφορίες (φωτεινότητα, χρωματικότητα κλπ.) και πληροφορίες συγχρονισμού, οι οποίες αφορούν την αποκωδικοποίηση των τηλεοπτικών πληροφοριών και τη σάρωση της εικόνας στο δέκτη.

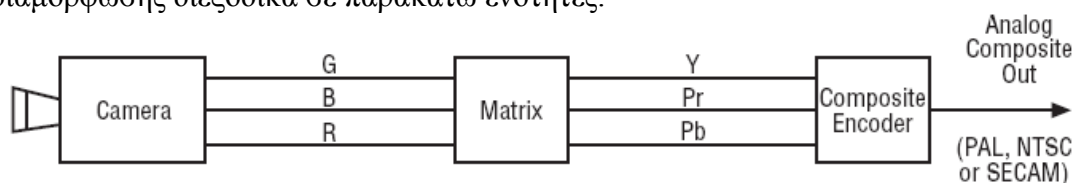
Στον πομπό η εικόνα κινηματογραφείται και ύστερα αναλύεται διαμέσου φίλτρων στο κόκκινο, μπλε και πράσινο χρώμα. Η λαμπρότητα της σκηνής αναπαρίσταται με μία τάση που δίνεται από τη σχέση:

$$Y=0.3R+0.59G+0.11B \quad (3.10)$$

(Η σχέση αυτή προκύπτει από την εξίσωση της φωτεινότητας για το λευκό φως:
 1 Lm λευκού φωτός=0.30 Lm κόκκινου + 0.59 Lm πράσινου + 0.11 Lm μπλε)

όπου R η τάση του κόκκινου χρώματος
 G η τάση του πράσινου χρώματος
 και B η τάση του μπλε χρώματος

Στην έξοδο του πομπού παράγονται οι τάσεις των χρωματικών διαφορών R-Y και B-Y, οι οποίες εκπέμπονται μαζί με την τάση Y . Το πράσινο δεν εκπέμπεται γιατί μπορεί να προκύψει με πράξεις από τις υπόλοιπες τάσεις. Προτού εκπεμφθούν τα σήματα, διαμορφώνουν τον υποφορέα του χρώματος και τελικά σχηματίζουν το χρωματικό σήμα. Η μέθοδος διαμόρφωσης διαφέρει ανάλογα με το σύστημα έγχρωμης τηλεόρασης (NTSC, PAL, SECAM). Θα ασχοληθούμε με κάθε είδος διαμόρφωσης διεξοδικά σε παρακάτω ενότητες.



Σχ. 3.46 Παραγωγή αναλογικού τηλεοπτικού σήματος

3.4.1.3 Ένα παράδειγμα τηλεοπτικής μετάδοσης

Σε αυτή την περίπτωση θα ασχοληθούμε με τη σύνδεση ανάμεσα στο στούντιο, όπου παράγεται το τηλεοπτικό σήμα, και στον τοπικό τηλεοπτικό σταθμό ή την τερματική συσκευή της τηλεόρασης. Τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα που χρησιμοποιούνται για αυτό το σκοπό περιλαμβάνουν μικροκυματική μετάδοση, δορυφορική σύνδεση, καλωδίωση με οπτικές ίνες και ομοαξονικά καλώδια.

Θα θεωρήσουμε ένα παράδειγμα διασημειακής μετάδοσης. Το στούντιο παραδίδει ξεχωριστά εξόδους βίντεο, ήχου και δεδομένων σε ένα video exciter, με τον οποίο είναι συνδεδεμένος ένας επίγειος τηλεοπτικός σταθμός άνω ζεύξης. Στην έξοδο του exciter η συνιστώσα βίντεο του τηλεοπτικού σήματος είναι σχεδόν τέλεια από τεχνικής άποψης. Το τηλεοπτικό σήμα πλέον είναι διαμορφωμένο σε μία IF συχνότητα (συνήθως γύρω από τα 70 MHz), η οποία περιλαμβάνει τρεις συνιστώσες. Έπειτα το σήμα διανέμεται σε κάποιο RF κανάλι.

Η πιο διαδεδομένη αναλογική τεχνική για το συνδυασμό του βίντεο καναλιού με τα κανάλια ήχου είναι η FDM . Το βίντεο μεταφέρεται σε ένα εύρος συχνοτήτων και σταματάει στη συχνότητα f_m . Κάθε κανάλι ήχου διαμορφώνεται κατά συχνότητα σε ένα υποφορέα σε μια υψηλότερη συχνότητα. Για παράδειγμα μπορούμε να έχουμε δύο ξεχωριστές συχνότητες f_{c1} και f_{c2} για στερεοφωνικό ήχο στην κύρια γλώσσα. Έως και δέκα υποφορείς έχουν χρησιμοποιηθεί στην πράξη για υποστήριξη

πολλαπλών γλωσσών.Ο υποφορέας f_{cz} χρησιμοποιείται για μετάδοση δεδομένων καναλιού, τα οποία λαμβάνονται από κινητούς σταθμούς. Τα δεδομένα μπορούν να αφορούν πληροφορίες ελέγχου του δικτύου, ενημερωτικές πληροφορίες σχετικά με το πρόγραμμα που απευθύνονται στους απομακρυσμένους σταθμούς, υπηρεσίες δεδομένων για το κοινό, όπως το teletext.

Η αντίστροφη διαδικασία αυτής που περιγράψαμε πραγματοποιείται στο δέκτη.

3.4.1.4 Κεραίες λήψης

Ο πιο διαδεδομένος τύπος κεραίας λήψης για τη τηλεόραση είναι η συστοιχία κεραίων Yagi. Η πρώτη κεραία Yagi σχεδιάστηκε το 1920 και ξεχώρισε για τις υψηλές τιμές κέρδους και κατευθυντικότητας που παρείχε. Τα βασικά συστατικά μέρη της είναι ένας δίπολο μισού μήκους κύματος, ένας ή περισσότεροι ανακλαστήρες και ένας μεγάλος αριθμός κατευθυντήρων όπως φαίνεται στο σχήμα. Όταν η συστοιχία χρησιμοποιείται για λήψη, η ενέργεια του σήματος εστιάζεται από τους κατευθυντήρες και τον ανακλαστήρα στο δίπολο. Το αποτέλεσμα είναι μία κεραία υψηλού κέρδους. Στο παρακάτω σχήμα, όπου παρουσιάζεται μία κεραία Yagi, χρησιμοποιούνται δύο δίπολα.

Εάν ένα στοιχείο θα δράσει σαν ανακλαστήρας ή σαν κατευθυντήρας, εξαρτάται από το μήκος του σε σχέση με το δίπολο. Όταν είναι μακρύτερο συμπεριφέρεται σαν ανακλαστήρας και όταν είναι κοντύτερο σαν κατευθυντήρας. Αυξάνοντας τον αριθμό των κατευθυντήρων αυξάνεται η κατευθυντικότητα, ενώ οι αποστάσεις και το μέγεθος των κατευθυντήρων επηρεάζει το κέρδος. Η χρήση των Yagi συστοιχιών είναι πολύ διαδεδομένη, γιατί η συστοιχία Yagi είναι ελαφριά, εύκολη να κατασκευαστεί και εξαιτίας των ξεχωριστών χαρακτηριστικών της προσφέρεται για πολλές εφαρμογές.

Για δορυφορικές λήψεις χρησιμοποιούνται παραβολικές κεραίες υψηλού κέρδους και κατευθυντικότητας. Αποτελούνται από ένα δίπολο που παράγει ένα σφαιρικό κύμα και από ένα παραβολικό κάτοπτρο, στο οποίο προσπίπτει το σφαιρικό κύμα, ώστε να μετατραπεί σε επίπεδο αυξάνοντας έτσι την κατευθυντικότητα της κεραίας.

3.4.2 Αναλογικά συστήματα τηλεόρασης

3.4.2.1 Γενικά

Στις δεκαετίες του '50 και του '60 υιοθετήθηκαν αναλογικά έγχρωμα συστήματα τηλεόρασης: National Television System Committee (NTSC) στις Η.Π.Α. και στην υπόλοιπη Αμερική, Phase Alternation Line (PAL) και Sequentiel Couleur Avec Memoire (SECAM) στην Ευρώπη. Αυτά τα συστήματα χρησιμοποιούνται παγκόσμια και σε πολλές περιπτώσεις ο ίδιος δέκτης μπορεί να υποστηρίξει περισσότερα του ενός. Κατά τις επόμενες δεκαετίες, η πρόοδος της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πρόσφερε την αναβάθμιση των συστημάτων έγχρωμης τηλεόρασης και νέους, φθηνούς δέκτες. Πλέον η ποιότητα της εικόνας θεωρείται αποδεκτή για την άνετη παρακολούθηση της ψυχαγωγικής τηλεόρασης.

3.4.2.2 NTSC

Το πρότυπο NTSC εισάχθηκε για πρώτη φορά στις Η.Π.Α το 1941. Χρησιμοποιήθηκε κυρίως στις Η.Π.Α., στον Καναδά και στην Ιαπωνία, αλλά και σε άλλα μέρη του κόσμου. Το 1953 το σύστημα διαμορφώθηκε για να περιλαμβάνει τα πρότυπα για χρώμα. Νέες ρυθμίσεις σχετικά με τον ήχο πραγματοποιήθηκαν το 1986 και το 1996 εφαρμόστηκε το ψηφιακό πρότυπο. Σήμερα το πιο ευρέως χρησιμοποιούμενο NTSC σύστημα είναι το NTSC-M.

ΣΥΣΤΗΜΑ NTSC	ΧΩΡΑ
NTSC-M	Η.Π.Α, Καναδάς
NTSC-J	Ιαπωνία
PAL-M (συνδυασμός PAL και NTSC)	Βραζιλία

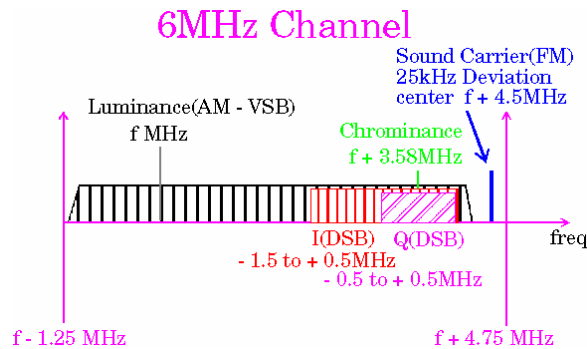
Σχ. 3.47 Συστήματα NTSC ανά χώρα

Το NTSC μεταδίδει 60 πεδία το δευτερόλεπτο (ή για την ακρίβεια 59,94 πεδία ανά δευτερόλεπτο). Κάθε πεδίο, το οποίο μπορεί να περιλαμβάνει έως και 16 εκατομμύρια χρώματα, αποτελείται από 525 γραμμές ανάλυσης (ακολουθεί, δηλαδή το πρότυπο 525/60). Οι πρώτες 480 γραμμές για κάθε πεδίο αποτελούν την εικόνα, ενώ οι τελευταίες 45 προσφέρουν στο ηλεκτρονικό πυροβόλο το χρόνο να επανατοποθετηθεί από το τέλος του τελευταίου πεδίου στην αρχή του επόμενου.

Το σήμα NTSC μεταφέρεται σε ένα κανάλι. Οι πληροφορίες φωτεινότητας, χρωματικότητας και συγχρονισμού συνδυάζονται για να μεταδοθούν σε ένα 6-MHz RF κανάλι (το σύστημα NTSC ακολουθεί το πρότυπο 525/60), το οποίο αρχικά είχε προσδιοριστεί για μετάδοση ασπρόμαυρης εικόνας. Η μετάδοση του χρώματος εξασφαλίζεται χάρις στη διακριτή μορφή του φάσματος της ασπρόμαυρης πληροφορίας. Συγκεκριμένα, η πληροφορία χρώματος μεταδίδεται σε κενά του φάσματος της ασπρόμαυρης πληροφορίας. Το σήμα, λοιπόν, αποτελείται από ένα σήμα ευρείας ζώνης που αντιστοιχεί στη φωτεινότητα (4.2 MHz) και από τα δύο σήματα χρωματικών διαφορών στενής ζώνης –το I και το Q-, τα οποία καταλαμβάνουν το ίδιο εύρος ζώνης (ανάλογα με τις ανάγκες 600 kHz ή 1.3 MHz έκαστο) και τοποθετούνται στις αχρησιμοποίητες συχνότητες του φάσματος φωτεινότητας. Το βίντεο σήμα (δηλαδή φωτεινότητα), που διαμορφώνεται κατά τάση, μεταδίδεται ανάμεσα στα 500 kHz και 5,45 MHz πάνω από το χαμηλότερο όριο του καναλιού. Αναλυτικότερα, ο φορέας βίντεο είναι 1,25 MHz πάνω από το χαμηλότερο όριο του καναλιού. Ο υποφορέας χρώματος βρίσκεται 3,579545 MHz πάνω από το φορέα βίντεο και ακολουθεί την QAM διαμόρφωση. Η συχνότητα του υποφορέα χρώματος είναι περιττό πολλαπλάσιο του μισού της οριζόντιας συχνότητας σάρωσης και προκύπτει από την παρακάτω σχέση:

$$f_{sc} = 455 \cdot (f_H/2) = 3,579,545 \text{ Hz}$$

όπου f_{sc} η συχνότητα του υποφορέα
και f_H η συχνότητα οριζόντιας σάρωσης



Σχ. 3.48 Φάσμα NTSC σήματος

Τα υψηλότερα 25 kHz κάθε καναλιού περιέχουν το σήμα ήχου, το οποίο είναι διαμορφωμένο κατά συχνότητα, ώστε να είναι συμβατό με τα σήματα ήχου που μεταδίδονται από τους ραδιοφωνικούς σταθμούς FM στα 88-108 MHz. Ο κύριος φορέας ήχου είναι 4,5 MHz πάνω από το φορέα βίντεο. Τα χαμηλότερα 250 kHz του καναλιού χρησιμοποιούνται ως περιθώριο ασφαλείας προκειμένου να αποφευχθεί η παρεμβολή ανάμεσα στο βίντεο σήμα ενός καναλιού και τα κανάλια ήχου του προηγούμενου καναλιού.

N T S C N ational T elevision S ystem C ommittee	
Lines/Field	525/60
Horizontal Frequency	15.734 kHz
Vertical Frequency	60 Hz
Color Subcarrier Frequency	3.579545 MHz
Video Bandwidth	4.2 MHz
Sound Carrier	4.5 MHz

Σχ. 3.49 Τεχνικά χαρακτηριστικά του NTSC

Τόσο το NTSC όσο και το PAL χρησιμοποιούν την αναλογική διαμόρφωση QAM. Οι χρωματικές διαφορές τάσης και η υποφέρουσα χρώματος αναλύονται σε δύο ημιτονοειδή κύματα. Το μεταδιδόμενο σήμα περιγράφεται από τη σχέση:

$$M = Y + Q \cdot \sin(\omega t + 33^\circ) + I \cdot \cos(\omega t + 33^\circ), \text{ με } \omega t = 3,579 \text{ MHz} \quad (3.10)$$

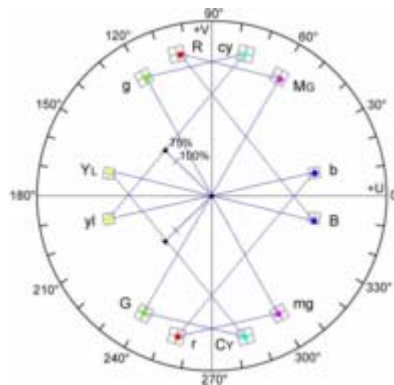
Όπως φαίνεται από τη σχέση τα δύο σήματα έχουν διαφορά 90 μοιρών μεταξύ τους. Τα σήματα I και Q είναι γραμμικοί συνδυασμοί των τάσεων R-Y και B-Y, αφού

$$I = -0,27.(B-Y) + 0,74.(R-Y) \text{ και } Q = 0,41.(B-Y) + 0,48.(R-Y) \quad (3.11)$$

Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η ορθογωνιότητα (εξήγηση στο <http://en.wikipedia.org/wiki/Orthogonal>). Χάρης σε αυτή τα δύο σήματα μπορούν να ανιχνευθούν στο δέκτη ξεχωριστά. Δηλαδή, ενώ κατά τη μετάδοση αποτελούν ένα ημιτονοειδές σήμα (το άθροισμα δύο ημιτονοειδών σημάτων ίδιας συχνότητας δίνει ημιτονοειδές σήμα), ο δέκτης μπορεί να τα διαχωρίσει με τέλειο τρόπο δημιουργώντας δύο ξεχωριστά, ανεξάρτητα σήματα.

Αξίζει να σημειωθεί, ότι ενώ τα συστήματα NTSC και PAL είναι όμοια όσο αναφορά τη χρήση της διαμόρφωσης QAM του χρωματικού σήματος, το PAL χρησιμοποιεί τα σήματα χρωματικής διαφοράς R-Y και B-Y ίσου πλάτους και ίσης συχνότητας υποφέρουσας και το NTSC τα πολυπλοκότερα σήματα I και Q. Το πλάτος του σήματος I είναι τρεις φορές μεγαλύτερο από αυτό του Q.

Στο σχήμα φαίνονται οι φάσεις της υποφέρουσας για διάφορα χρώματα. Ως φάση αναφοράς (γύρω από το μηδέν) λαμβάνεται η χρωματική διαφορά φάσης B-Y. Είναι εύκολο να διακρίνουμε την διαφορά φάσης των 90 μοιρών ανάμεσα στην τάση του μπλε (B-Y) και του κόκκινου (R-Y).



Σχ. 3.50 Διάγραμμα διανυσμάτων φάσης χρωματικού σήματος για PAL σύστημα

Ένα από τα κύρια ελαττώματα του NTSC έγχρωμου τηλεοπτικού συστήματος είναι η ευαισθησία του σε μη γραμμικές παραμορφώσεις που έχουν ως αποτέλεσμα τη διαφοροποίηση της φάσης των σημάτων χρωματικής διαφοράς και επομένως αλλαγές στην απόχρωση των χρωμάτων.

3.4.2.3 PAL

Το PAL αναπτύχθηκε από την Telefunken στη Γερμανία. Το πρότυπο ήταν διαθέσιμο το 1963 και οι πρώτες εκπομπές πραγματοποιήθηκαν το 1967. Το PAL είναι το πιο διαδεδομένο σύστημα έγχρωμης τηλεόρασης στον κόσμο. Το πρότυπο PAL έχει εφαρμοστεί στις περισσότερες χώρες της Ευρώπης, στην Ασία, στην Αφρική και στην Ωκεανία και από κάποιες χώρες τις Λατινικής Αμερικής. Χρησιμοποιείται και στην Ελλάδα.

ΣΥΣΤΗΜΑ PAL	ΧΩΡΑ
PAL	Ευρωπαϊκές, αφρικανικές, ασιατικές χώρες και χώρες της Ωκεανίας
PAL-N	Παραγουάη, Αργεντινή, Ουρουγουάη
PAL-M	Βραζιλία

Σχ. 3.51 Συστήματα PAL ανά χώρα

Το Pal έγχρωμο τηλεοπτικό σύστημα αναπτύχθηκε προκειμένου να είναι συμβατό με το 625/50 μονοχρωματικό τηλεοπτικό σύστημα που χρησιμοποιούταν στην Ευρώπη και μετέδιδε σήματα σε RF κανάλια των 7 ή 8 MHz με εύρος ζώνης για βίντεο 5, 5.5 ή 6 MHz. Τα ευρωπαϊκά συστήματα (B-PAL, D-PAL, G-PAL, H-PAL, I-PAL), τα οποία συνήθως αποκαλούνται απλώς PAL, είναι διαφορετικές εκδόσεις του PAL και διαφέρουν ως προς τις πλευρικές συχνότητες των σημάτων φωτεινότητας και χρωματικότητας. Επίσης υπάρχουν άλλες δύο εκδόσεις του PAL, των οποίων τα χαρακτηριστικά είναι προσαρμοσμένα για να χωράνε σε ένα 6-MHz κανάλι μετάδοσης. Συγκεκριμένα η πρακτική σε αυτές τις χώρες είναι το σήμα που παράγεται στο στούντιο να είναι είτε NTSC (Βραζιλία, PAL-M) είτε ευρωπαϊκό PAL (Αργεντινή, PAL-N). Στη συνέχεια μετατρέπεται στο τοπικό PAL, ώστε να μεταδοθεί.

Τα συστήματα NTSC είναι σε γενικές γραμμές ίδια. Χρησιμοποιούν διαφορετικά πρότυπα Line/Field (625/50 για το PAL και 525/60 για το NTSC), αλλά η λειτουργία είναι παρόμοια. Όπως και στο NTSC, έτσι και στο PAL υπάρχει ένα μονοχρωματικό σήμα (φωτεινότητα) ευρείας ζώνης και δύο χρωματικής διαφοράς σήματα στενής ζώνης. Η διαμόρφωση της χρωματικής πληροφορίας γίνεται και στις δύο περιπτώσεις με QAM (βλ. ενότητα PAL). Όπως και στο NTSC η χρωματική πληροφορία εισάγεται μέσα στα κενά του φάσματος της βίντεο πληροφορίας φωτεινότητας προκειμένου να σχηματιστεί ένα σύνθετο βίντεο σήμα. Η συχνότητα του υποφορέα είναι περίπου 4.43MHz για το PAL (3.58 για το NTSC). Η κύρια διαφορά ανάμεσα στα δύο συστήματα είναι ότι στο PAL η φάση του R-Y υποφορέα αντιστρέφεται από γραμμή σε γραμμή κάθε πεδίου. Το αποτέλεσμα είναι η ακύρωση των λαθών φάσης και η διόρθωση τους στη μετάδοση του σήματος. Άλλωστε από αυτό το χαρακτηριστικό έχει λάβει το συγκεκριμένο όνομα το σύστημα (Το Phase Alternating Line μεταφράζεται ως Γραμμή Αλλαγής Φάσης στα ελληνικά). Οι περισσότεροι σύγχρονοι PAL δέκτες χρησιμοποιούν για αυτό το σκοπό μία γραμμή καθυστέρησης, η οποία αποθηκεύει το λαμβανόμενο σήμα χρωματικότητας σε κάθε γραμμή. Έπειτα χρησιμοποιείται μία μέση τιμή της χρωματικής πληροφορίας της προηγούμενης και της τωρινής γραμμής. Το αποτέλεσμα είναι η ανάλυση που προσφέρει το PAL να υπερέχει αυτής του NTSC.

P A L P hase A lternating L ine			
SYSTEM	PAL	PAL N	PAL M
Line/Field	625/50	625/50	525/60
Horizontal Freq.	15.625 kHz	15.625 kHz	15.750 kHz
Vertical Freq.	50 Hz	50 Hz	60 Hz
Color Sub Carrier	4.433618 MHz	3.582056 MHz	3.575611 MHz
Video Bandwidth	5.0 MHz	4.2 MHz	4.2 MHz
Sound Carrier	5.5 MHz	4.5 MHz	4.5 MHz

Σχ. 3.52 Τεχνικά χαρακτηριστικά του PAL

3.4.2.4 SECAM

Το σύστημα SECAM αναπτύχθηκε στη Γαλλία στα τέλη της δεκατίας του '50. Η ανάγκη για προσαρμογή του SECAM στο πρότυπο 625/60, το οποίο ήδη χρησιμοποιούταν σε χώρες της Ευρώπης, καθυστέρησαν την έναρξη της εμπορικής χρήσης του. Τελικά στις αρχές του 1960 έγινε η πρώτη τηλεοπτική εκπομπή με το σύστημα SECAM. Χώρες της ανατολικής Ευρώπης και της Μέσης Ανατολής υιοθέτησαν το σύστημα SECAM, ενώ μετά την πτώση του κομμουνισμού πολλές χώρες της ανατολικής Ευρώπης αποφάσισαν να αλλάξουν σε PAL. Η Ελλάδα είναι μία από τις χώρες που χρησιμοποιεί SECAM (επίσης και PAL). Το σύστημα SECAM ακολουθεί το πρότυπο 625/50.

ΣΥΣΤΗΜΑ SECAM	ΧΩΡΑ
SECAM-L	Γαλλία και τέως αποικίες της
SECAM-B/G	Μέση Ανατολή και Ελλάδα
SECAM D/K	Ανατολική Ευρώπη

Σχ. 3.53 Συστήματα SECAM ανά χώρα

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, τα πρότυπα έγχρωμης τηλεόρασης προσθέτουν ένα δεύτερο σήμα χρώματος στο βασικό μονοχρωματικό σήμα. Οι παλιοί δέκτες τηλεόρασης διαθέτουν μόνο φωτεινότητα, ενώ οι νεότεροι δέκτες μπορούν να επεξεργαστούν και τα δύο σήματα.

Προκειμένου να εξασφαλιστεί η συμβατότητα μεταξύ της έγχρωμης τηλεόρασης και της ασπρόμαυρης, απαιτείται να μη χρησιμοποιηθεί περισσότερο εύρος ζώνης από αυτό που είναι διαθέσιμο για το μονοχρωματικό σήμα. Το έγχρωμο σήμα πρέπει να εισαχθεί στο μονοχρωματικό χωρίς να το επηρεάζει. Όπως και στα άλλα αναλογικά συστήματα, καθώς το μονοχρωματικό τηλεοπτικό σήμα δεν είναι συνεχές, το χρωματικό σήμα εισάγεται στα κενά που υπάρχουν στο μονοχρωματικό. Γενικά, τα αναλογικά έγχρωμα συστήματα διαφέρουν από τον τρόπο, με τον οποίο εκμεταλλεύονται το κενό φάσμα. Σε κάθε περίπτωση, το έγχρωμο σήμα εισάγεται στο τέλος του φάσματος του μονοχρωματικού σήματος. Το σήμα φωτεινότητας καλύπτει ένα φάσμα μεγαλύτερο των 5 MHz και τα δύο σήματα χρωματικής διαφοράς στενής

ζώνης (1.5 MHz έκαστο), τα οποία διαμορφώνονται κατά συχνότητα, καταλαμβάνουν ένα εύρος ζώνης ίδιου μεγέθους στην περιοχή από 3 έως 6 MHz.

Προκειμένου να είναι δυνατός ο διαχωρισμός του έγχρωμου σήματος από το μονοχρωματικό στο δέκτη, ένας καθορισμένος υποφορέας πρέπει να χρησιμοποιηθεί. Ο υποφορέας διαμορφώνεται από το έγχρωμο σήμα, το οποίο αποτελείται από τις γνωστές, τρεις συνιστώσες: την κόκκινη (R), τη μπλε (B) πληροφορία και το συνδυασμό τους με τη φωτεινότητα (R-Y και B-Y). Τα υπό διαμόρφωση σήματα ορίζονται από τις σχέσεις

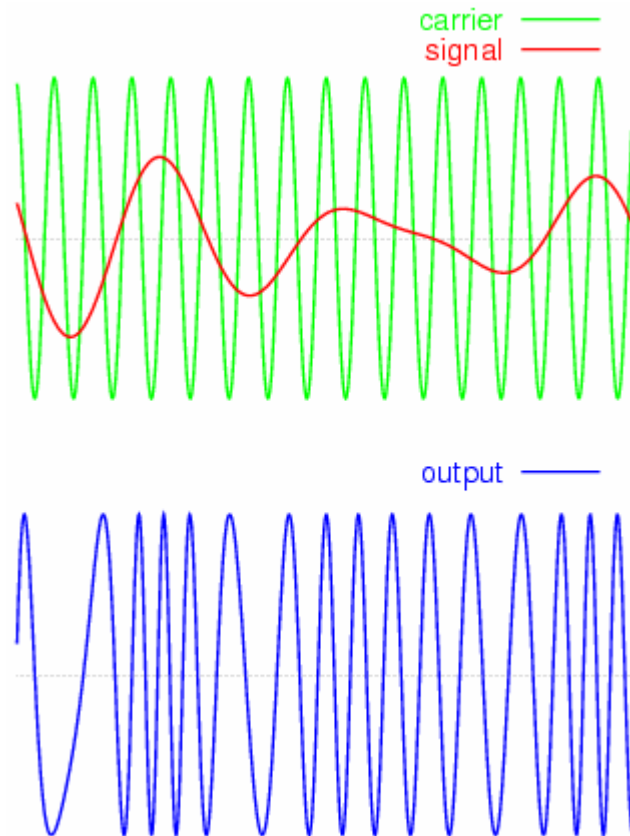
$$R = -1,9(R-Y) \quad (3.12)$$

$$B = 1,5(B-Y) \quad (3.13)$$

Το SECAM διαφέρει από τα άλλα αναλογικά συστήματα έγχρωμης τηλεόρασης σε δύο κύρια ζητήματα. Αντί για QAM των NTSC και PAL εφαρμόζει διαμόρφωση συχνότητας για να κωδικοποιήσει την πληροφορία χρωματικότητας στον υποφορέα. Στην FM διαμόρφωση η πληροφορία αναπαρίσταται ως διακύμανση στη στιγμιαία συχνότητα του κύματος ενός φορέα. Ένα σήμα χαμηλής συχνότητας (signal) διαμορφώνει κατά συχνότητα ένα σήμα υψηλότερης συχνότητας (carrier). Ενώ το πλάτος της τάσης παραμένει σταθερό, η φέρουσα συχνότητα μεταβάλλεται στο χρόνο, εμφανίζοντας αραιώσεις και πυκνώσεις. Καθώς το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος γίνεται αρνητικό η συχνότητα μειώνεται και εμφανίζονται αραιώσεις. Όταν το πλάτος του σήματος αυξηθεί, η συχνότητα αυξάνεται. Αυτές οι μεταβολές συμβαίνουν γύρω από την κεντρική φέρουσα συχνότητα. Στην περίπτωση του SECAM τα σήματα χρωματικής διαφοράς διαμορφώνουν δύο υποφορείς: το σήμα R διαμορφώνει έναν υποφορέα συχνότητας 4.4 MHz και το σήμα B έναν υποφορέα συχνότητας 4.25 MHz, σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$M = Y + G*(\cos(\omega_{tR} + R)), \text{ με } \omega_{tR} = 4,406 \text{ MHz} \quad (3.14)$$

$$M = Y + G*(\cos(\omega_{tB} + B)), \text{ με } \omega_{tB} = 4,250 \text{ MHz} \quad (3.15)$$



Σχ. 3.54 FM διαμόρφωση

Το δεύτερο βασικό χαρακτηριστικό και διαφορά του συστήματος SECAM σε σχέση με τα NTSC και PAL είναι ότι αποστέλλει τις χρωματικές πληροφορίες σειριακά. Ενώ τα NTSC και PAL μεταδίδουν τις πληροφορίες χρωματικότητας και φωτεινότητας ταυτόχρονα -με πολύπλεξη στη συχνότητα (FDM)-, το SECAM μεταδίδει την πληροφορία φωτεινότητας συνεχώς και τα δύο σήματα χρωματικής διαφοράς έπειτα, το ένα μετά το άλλο. Δηλαδή, αντί να μεταδοθούν οι κόκκινες και μπλε πληροφορίες, το SECAM αποστέλλει αρχικά μία από αυτές και την πληροφορία για το άλλο χρώμα αργότερα. Αυτό επιτυγχάνεται με μία γραμμή καθυστέρησης, μία αναλογική συσκευή μνήμης, για την αποθήκευση μίας γραμμής χρωματικής πληροφορίας. Δηλαδή, πρώτα αποστέλλεται το R-Y και ύστερα το B-Y. Μία γραμμή καθυστέρησης στο δέκτη παρέχει τον απαραίτητο χρόνο καθυστέρησης για να παρουσιαστούν τα R-Y και B-Y την ίδια χρονική στιγμή.

Επειδή το SECAM μεταδίδει μόνο ένα χρώμα στο χρόνο, είναι ανεξάρτητο από χρωματικές ανωμαλίες που παρουσιάζονται στο NTSC και στο PAL και από αποτελέσματα που επιφέρει η συνδυασμένη μετάδοση και των δύο σημάτων. Ένα κύριο πλεονέκτημα του SECAM είναι, ότι επειδή η διαμόρφωση συχνότητας του χρωματικού υποφορέα του SECAM δεν επηρεάζεται από λάθη φάσης (ή τάσης), τα λάθη φάσης, σε αντίθεση με το PAL, δεν επιφέρουν απώλεια στη χρωματικότητα στο σύστημα SECAM.

SECAM S equential C ouleur A vec M emoire or Sequential Color with Memory		
SYSTEM	SECAM B,G,H	SECAM D,K,K1,L
Line/Field	625/50	625/50
Horizontal Frequency	15.625 kHz	15.625 kHz
Vertical Frequency	50 Hz	50 Hz
Video Bandwidth	5.0 MHz	6.0 MHz
Sound Carrier	5.5 MHz	6.5 MHz

Σχ. 3.55 Τεχνικά χαρακτηριστικά SECAM

3.4.3 Ψηφιακά συστήματα τηλεόρασης

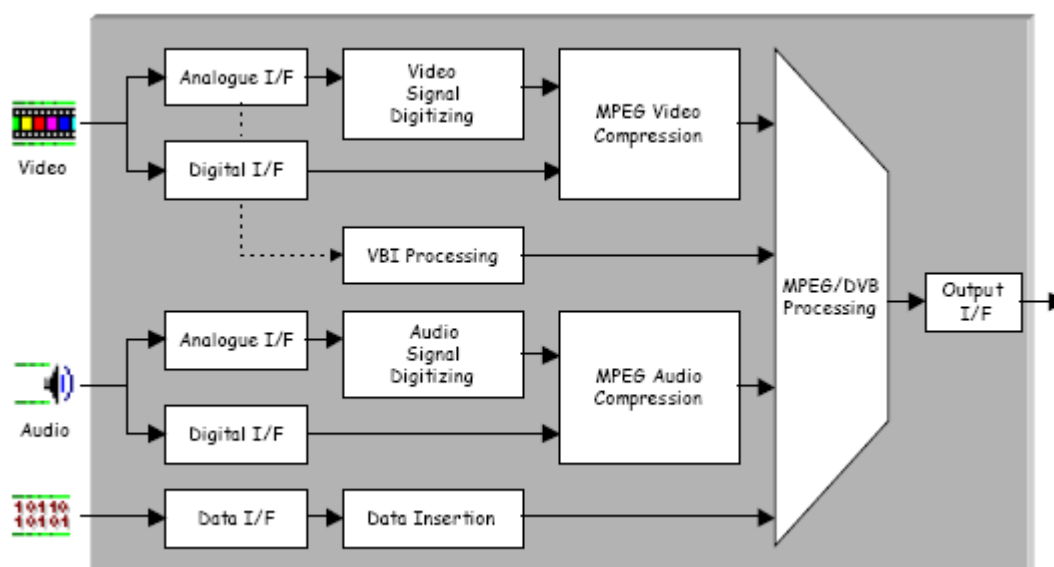
3.4.3.1 Γενικά

Η ψηφιακή τηλεόραση είναι ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση και λήψη κινούμενων εικόνων και ήχων με τη μορφή ψηφιακών σημάτων, τα οποία υπερέρχουν από τα αναλογικά σήματα της παραδοσιακής αναλογικής τηλεόρασης. Τα ψηφιακά σήματα, σε αντίθεση με τα αναλογικά, είναι ανθεκτικά στο θόρυβο και σε γραμμικές και μη γραμμικές παραμορφώσεις, ενώ μπορούν να συμπιεστούν και να αποτελέσουν αντικείμενο επεξεργασίας. Η ψηφιακή τηλεόραση είναι κατάλληλη για τη μετάδοση σημάτων υψηλής ευκρίνειας HD. Σήμερα χρησιμοποιούνται δύο πρότυπα για την τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV) : 1280×720 pixels με προοδευτική σάρωση (οι γραμμές κάθε πλαισίου (frame) σαρώνονται σειριακά από πάνω έως κάτω) και 1920×1080 pixels με συμπλεκόμενη σάρωση (αρχικά σαρώνονται οι περιττές γραμμές κάθε πλαισίου και έπειτα οι άρτιες γραμμές προκειμένου να υποδιπλασιαστεί το απαιτούμενο εύρος ζώνης). Το δεύτερο πρότυπο δεν είναι διαδεδομένο, γιατί ελάχιστες χώρες διαθέτουν το απαραίτητο τεχνολογικό υπόβαθρο. Καθένα από αυτά τα πρότυπα υποστηρίζει εικόνα διαστάσεων 16:9.

Η ψηφιακή τηλεόραση παρέχει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με την αναλογική τηλεόραση. Τα σημαντικότερα είναι:

- Κάθε κανάλι απαιτεί μικρότερο εύρος ζώνης. Έτσι, το φάσμα περιλαμβάνει περισσότερα τηλεοπτικά κανάλια.
- Παρέχονται τηλεοπτικές υπηρεσίες υψηλής ευκρίνειας, υπηρεσίες πολυμέσων, διαδραστικές υπηρεσίες, υπηρεσίες πολυεκπομπής προγραμμάτων (περισσότερα του ενός προγράμματα σε ένα κανάλι), ηλεκτρονικός οδηγός τηλεόρασης.
- Προσφέρεται βελτιωμένη ποιότητα εικόνας και ήχου και καλύτερη λήψη από την αναλογική τηλεόραση.

Στις επόμενες ενότητες θα αναφερθούμε στα πρότυπα της ψηφιακής τηλεόρασης, τα οποία έχουν επικρατήσει ανά τον κόσμο. Ακόμα θα δούμε, ότι πριν την διαδικασία της εκπομπής του σήματος οι συνιστώσες του σήματος (βίντεο, ήχος, δεδομένα) παράγονται στο στούντιο, ψηφιοποιούνται, συμπιέζονται κατά MPEG και πολυπλέκονται για να σχηματίσουν πακέτα MPEG (σχ. 3.56). Τα πακέτα αυτά προωθούνται στον πομπό, ώστε να υποβληθούν σε κατάλληλη επεξεργασία και στη συνέχεια να μεταδοθούν σε αναλογική μορφή. Επίσης θα περιγράψουμε αναλυτικά τον πομπό του ευρωπαϊκού προτύπου επίγειας τηλεόρασης, του DVB-T.



Σχ. 3.56 Ψηφιοποίηση και συμπίεση σήματος

3.4.3.2 Πρότυπα ψηφιακής τηλεόρασης

-DVB

Το πρόγραμμα DVB ξεκίνησε το Σεπτέμβριο του 1993, όταν οι μεγάλες ευρωπαϊκές επιχειρήσεις τηλεπικοινωνιών στα πλαίσια της EBU (European Broadcasting Union) συγκεντρώθηκαν για να αναπτύξουν πρότυπα για τη μετάδοση ψηφιακού βίντεο μέσω καλωδίου, δορυφόρου ή επίγειων μέσων χρησιμοποιώντας συμπίεση MPEG-2. Πέρα από τις Ευρωπαϊκές χώρες, οι οποίες σχημάτισαν την αρχική ομάδα, πολλές χώρες από την Άπω Ανατολή και την Ωκεανία αποφάσισαν να συμμετάσχουν στο πρόγραμμα, το οποίο σήμερα βρίσκεται στη φάση της υλοποίησης και της εμπορικής χρήσης.

Οι συμμετέχοντες σε αυτό το πρόγραμμα μοιράστηκαν τις σκέψεις και τις ανησυχίες τους με τις χώρες της Βόρειας Αμερικής, οι οποίες είχαν αναπτύξει το αντίστοιχο πρότυπο ATSC για τη ψηφιακή τηλεόραση, έτσι ώστε τα μελλοντικά ψηφιακά τηλεοπτικά συστήματα να είναι συμβατά. Ως εκ τούτου παρατηρούνται αρκετές ομοιότητες ανάμεσα στα πρότυπα ATSC και DVB.

Μετά από μία μακρά περίοδο συζητήσεων και διαβουλεύσεων στους κόλπους της ευρωπαϊκής τηλεπικοινωνιακής κοινότητας προέκυψαν συγκεκριμένες προϋποθέσεις για τα ευρωπαϊκά συστήματα της ψηφιακής τηλεόρασης, ούτως ώστε να εξυπηρετηθεί η μαζική παραγωγή, η οικονομικότητα στο σχεδιασμό, στην ανάπτυξη

και στη λειτουργία και να εξασφαλιστεί η λειτουργικότητα της ψηφιακής τηλεόρασης και η αποδοχή της από τους χρήστες. Έτσι προέκυψαν τα παρακάτω DVB πρότυπα:

- *DVB-S*: Πρόκειται για ένα δορυφορικό σύστημα μετάδοσης, που λειτουργεί στο φάσμα από 11 έως 12 GHz. Το DVB-S σύστημα χρησιμοποιεί Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) διαμόρφωση και παρουσιάζει βέλτιστη απόδοση ισχύος για έναν φορέα ανά δορυφορικό αναμεταδότη. Τα δορυφορικά κανάλια έχουν μέγεθος 36 MHz.
- *DVB-C*: Είναι ένα καλωδιακό σύστημα που χρησιμοποιείται για την παράδοση δεδομένων σε καλωδιακά κανάλια των 7 έως 8 MHz. Εδώ εφαρμόζεται η διαμόρφωση QAM.
- *DVB-T*: Το ψηφιακό επίγειο τηλεοπτικό σύστημα, με το οποίο θα ασχοληθούμε διεξοδικά στη συνέχεια, χρησιμοποιεί κανάλια των 7 έως 8 MHz.
- *DVB-H*: Παρέχει τις υπηρεσίες του DVB-T σε κατόχους φορητών συσκευών σε κανάλια των 5 MHz.
- *DVB-CS*: Ένα τοπικό καλωδιακό σύστημα για ξεχωριστές κτιριακές εγκαταστάσεις με κανάλια των 8 MHz.
- *DVB-MC και DVB-MS*: Είναι παρόμοια με τα DVB-C και DVB-S αντίστοιχα, αλλά διαφέρουν στο ότι παρέχουν πολυκαναλικές πολυσημειακές υπηρεσίες ευρείας εκπομπής (Multichannel Multipoint Distribution Service, MMDS). Αυτές η τεχνολογία, η οποία λειτουργεί στη περιοχή από 2 έως 3 GHz με βεληνεκές του σήματος που φθάνει τα 30 μίλια, αφορά την παροχή βίντεο κατ' απαίτηση και την πρόσβαση στο διαδίκτυο. Χρησιμοποιείται κυρίως από επιχειρήσεις που βρίσκονται σε απομακρυσμένες περιοχές, στις οποίες οι τεχνικές δυσκολίες καθιστούν δυσχερή την παροχή υπηρεσιών ευρείας εκπομπής.

-ATSC

Η αμερικάνικη Advanced Television Systems Committee συστήθηκε το 1982 με σκοπό να αναπτύξει ψηφιακά πρότυπα που θα αντικαθιστούσαν την αναλογική τηλεόραση NTSC. Σήμερα τα ATSC πρότυπα χρησιμοποιούνται από τις Η.Π.Α., από τον Καναδά, την Νότια Κορέα, την Ονδούρα και άλλες χώρες. Τα πρότυπα υψηλής ευκρίνειας που προσδιορίστηκαν από το ATSC παράγουν εικόνες 16:9 εικόνες με μέγεθος μέχρι 1920×1080 pixels (εξαπλάσια ανάλυση σε σχέση με το προηγούμενο πρότυπο). Επίσης για τη συμπίεση εικόνας χρησιμοποιείται το πρότυπο MPEG και για τον ήχο το AC-3. Τα ATSC πρότυπα διακρίνονται ως εξής:

- *ATSC για επίγειες μεταδόσεις*: Η μετάδοση δεδομένων γίνεται σε κανάλια των 6 MHz με διαμόρφωση 8-VSB.
- *ATSC για μεταδόσεις μέσω δορυφόρου*: Χρησιμοποιείται μόνο από τηλεοπτικά δίκτυα στις Η.Π.Α.. Για απευθείας δορυφορική μετάδοση έχει επικρατήσει ένα άλλο σύστημα παρόμοιο του DVB-S.
- *ATSC για καλωδιακές μεταδόσεις*: Το καλωδιακό ATSC μεταδίδει δεδομένα σε κανάλια των 6 MHz εφαρμόζοντας διαμόρφωση 16-VSB και 256-QAM.

Ήδη από τη δεκαετία του 1980 η Ιαπωνία άρχισε τις συζητήσεις για τη δημιουργία ψηφιακής τηλεόρασης. Οι προσπάθειες τελεσφόρησαν αρκετά χρόνια αργότερα με την ανάπτυξη μίας οικογένειας προτύπων, των ISDB. Τα Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB) είναι τα πρότυπα ψηφιακής τηλεόρασης που δημιουργήθηκαν από τον τηλεπικοινωνιακό οργανισμό της Ιαπωνίας Association of Radio Industries and Businesses (ARIB) προκειμένου να μπορέσουν οι τηλεοπτικοί σταθμοί της χώρας να χρησιμοποιήσουν την ψηφιακή τεχνολογία. Όπως τα DVB πρότυπα έτσι και τα ISDB βασίζονται στη συμπίεση MPEG-2 και διαθέτουν τη δυνατότητα μετάδοσης τηλεοπτικών σημάτων υψηλής ευκρίνειας. Τα κύρια ISDB πρότυπα είναι τα εξής:

- *ISDB-S*: Το δορυφορικό τηλεοπτικό σύστημα μεταδίδει στο φάσμα συχνοτήτων από 11.7 έως 12.75 GHz. Κάθε κανάλι έχει μέγεθος 34.5 MHz
- *ISDB-T*: Είναι ένα πρότυπο για επίγεια τηλεοπτικά συστήματα, τα οποία επιτρέπουν μετάδοση σε κανάλια των 5.6MHz στις VHF, UHF και SHF.
- *ISDB-C*: Αποτελεί το πρότυπο για την καλωδιακή τηλεόραση.
- *2.6 GHz band mobile broadcasting (MobaHo!)*: Πρόκειται για ένα πρότυπο που επιτρέπει την τηλεοπτική λήψη σε κινητές συσκευές. Η μετάδοση γίνεται δορυφορικά στη περιοχή συχνοτήτων των 2.6 GHz.

3.4.3.3 Ψηφιοποίηση βίντεο

Η ψηφιακή τηλεόραση εφαρμόζει ψηφιακές μεθόδους για τη διαμόρφωση, συμπίεση και κωδικοποίηση των δεδομένων, ώστε το σήμα να μεταδοθεί σε ψηφιακή μορφή. Η διαδικασία της ψηφιοποίησης, της επεξεργασίας και της συμπίεσης πραγματοποιείται στα τηλεοπτικά στούντιο. Αρχικά το εύρος ζώνης του αναλογικού σήματος της εισόδου –το οποίο έχει ληφθεί κατά τον τρόπο που περιγράφηκε στην ενότητα για την αναλογική τηλεόραση- περιορίζεται από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο. Έπειτα το σήμα τροφοδοτεί ένα A/D μετατροπέα (analog-to-digital converter), ώστε να γίνει η μετατροπή του σε ψηφιακό σήμα. Η ψηφιοποίηση του σήματος περιλαμβάνει τρία βήματα:

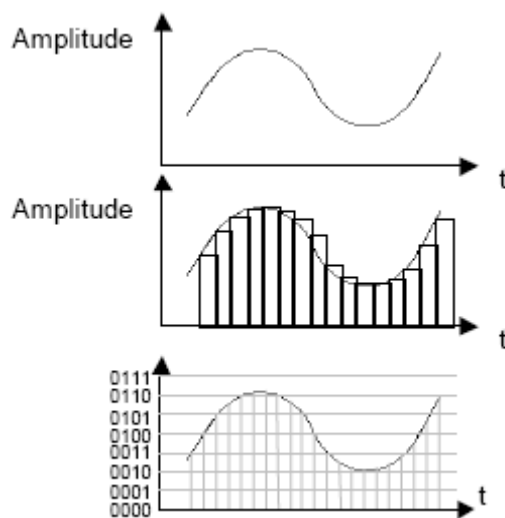
- Δειγματοληψία του σύνθετου αναλογικού σήματος: Υπάρχουν δύο προσεγγίσεις για την ψηφιοποίηση σημάτων βίντεο. Είτε να ψηφιοποιηθεί, δειγματοληπτώντας και μετατρέποντας το συνολικό αναλογικό σήμα -PAL, NTSC ή SECAM- σε ψηφιακό, είτε να ψηφιοποιηθεί καθένα από τα σήματα φωτεινότητας και χρωματικότητας. Η δεύτερη μέθοδος πλεονεκτεί, γιατί είναι συμβατή με το υπάρχον σύστημα, στο οποίο κάθε συνιστώσα, Y, V και U κρατείται αποτελεσματικά χωριστά κατά τη διάρκεια της μετάδοσης και της λήψης. Στο δέκτη οι συνιστώσες τροφοδοτούνται ξεχωριστά στην RGB μήτρα και στα κανάλια του έγχρωμου δέκτη ή κωδικοποιούνται στο πρότυπο που χρησιμοποιεί η εκάστοτε χώρα. Επομένως, σύμφωνα με την προτυποποίηση που εισήγαγε η CCIR (CCIR Recommendation 601, Encoding Parameters of Digital Television for Studios), η ψηφιακή κωδικοποίηση βασίζεται στην δειγματοληψία της φωτεινότητας και των δύο σημάτων χρωματικής διαφοράς. Από τη συχνότητα αναφοράς των 3.375 MHz προέκυψαν οι παρακάτω συνδυασμοί ρυθμών δειγματοληψίας με τιμές πολλαπλάσιες της συχνότητας αναφοράς:

Σήμα	4:2:2 Δειγματοληψία (σε MHz)	4:4:4 Δειγματοληψία (σε MHz)	4:1:1 Δειγματοληψία (σε MHz)
Φωτεινότητα Y	13.5	13.5	13.5
Χρωματική διαφορά R-Y	6.75	13.5	3.375
Χρωματική διαφορά B-Y	6.75	13.5	3.375

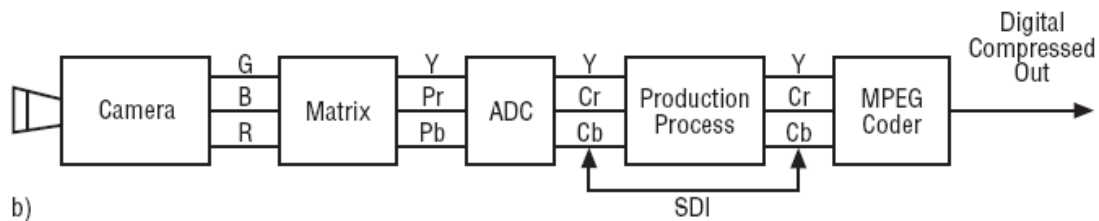
Σχ. 3.57 Συνδυασμοί δειγματοληψίας

Ο συνδυασμός 4:2:2 είναι πολύ διαδεδομένος , ενώ ο 4:1:1 χρησιμοποιείται σε στούντιο με εγκαταστάσεις χαμηλών δυνατοτήτων.

- Κβαντοποίηση των τιμών των δειγμάτων. Όλες οι τιμές τάσης του συνεχούς αναλογικού σήματος μετατρέπονται σε έναν περιορισμένο αριθμό από διακριτά επίπεδα Q, σύμφωνα με τη σχέση $Q=2^n$, όπου n είναι ο αριθμός των bits ανά δείγμα. Το ψηφιακό σήμα που προκύπτει είναι μία προσέγγιση του αρχικού σήματος. Τα περισσότερα συστήματα χρησιμοποιούν 8 bits για κάθε δείγμα φωτεινότητας ή ισοδύναμα διαθέτουν 256 επίπεδα κβαντισμού.
- Κωδικοποίηση του σήματος. Εδώ γίνεται η αντιστοίχιση των κβαντισμένων τιμών τάσης σε λέξεις κάποιου δυαδικού κώδικα.



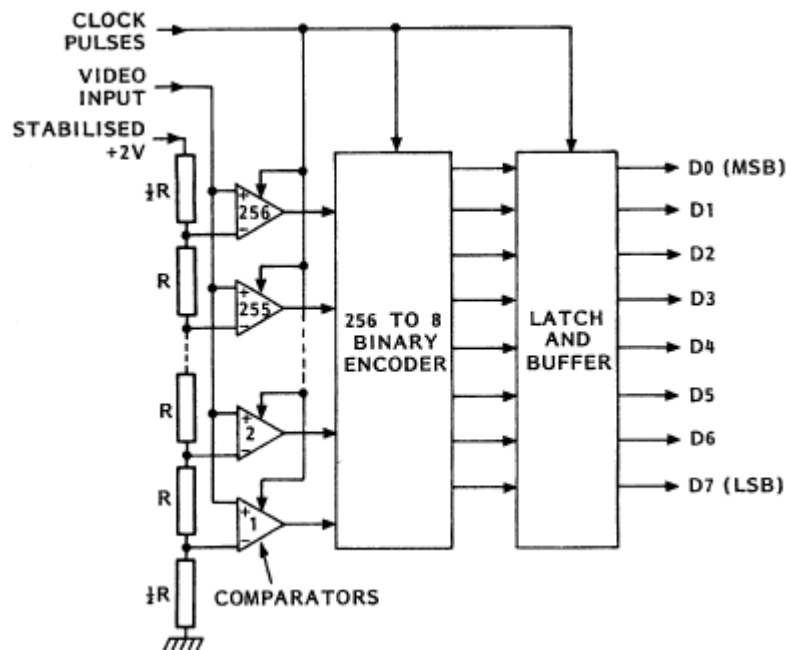
Σχ. 3.58 Τα βήματα της ψηφιοποίησης



Σχ.3.59 Ψηφιοποίηση και συμπίεση του σήματος

Η παραπάνω διαδικασία υλοποιείται από έναν A/D μετατροπέα (σχ. 3.60). Ο μετατροπέας παράγει μία 8-bit έξοδο, χρησιμοποιώντας 256 ξεχωριστούς συγκριτές. Καθένας από αυτούς έχει δύο εισόδους· η μία είσοδος είναι συνδεδεμένη σε μία αλυσίδα από αντιστάτες με ίσες τιμές, ενώ η άλλη είσοδος είναι συνδεδεμένη με τις υπόλοιπες εισόδους, που δεν είναι συνδεδεμένες με αντιστάτες, καθώς και με το τηλεοπτικό σήμα εισόδου. Μία σταθερή τάση αναφοράς στα 2 V διατηρείται κατά μήκος της αλυσίδας των αντιστατών, ώστε κάθε αντιστάτης παρουσιάζει πτώση τάσης στο ένα 256το της συνολικής τάσης. Το τηλεοπτικό σήμα εισόδου, καθώς παίρνει τιμές από μαύρο διαμέσου του γκρι σε άσπρο, θέτει προοδευτικά σε λειτουργία του συγκριτές σε 256 βήματα των 7.8 mV.

Όταν φθάνει ένα παλμός ρολογιού, οι έξοδοι των 256 συγκριτών φορτώνονται σε ένα 256/8 δυαδικό κωδικοποιητή, ο οποίος μετατρέπει τα κβαντισμένα δείγματα σε οκτάμπιτα bytes και προωθείται σε ένα μανταλωτή-απομονωτή (latched-buffer). Σε κάθε παλμό ρολογιού ένα νέο δείγμα λαμβάνεται και ένα νέο byte παράγεται. Σε ένα σύστημα κωδικοποίησης σύνθετων σημάτων το σήμα φωτεινότητας (Y) υφίσταται την παραπάνω διαδικασία, ενώ οι U και V συνιστώσες τροφοδοτούν τους δικούς τους A/D μετατροπείς, που ακολουθούν την αρχή λειτουργίας που περιγράφηκε παραπάνω. Επειδή το φάσμα των σημάτων χρωματικής διαφοράς είναι πολύ μικρότερο από αυτό του φάσματος φωτεινότητας, η συχνότητα δειγματοληψίας θα είναι πολύ μικρότερη. Σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας του Shannon, η δειγματοληψία πρέπει να πραγματοποιείται με συχνότητα διπλάσια του εύρους ζώνης, ώστε να δύναται να ανασυσταθεί το αναλογικό από το ψηφιακό σήμα. Εδώ το εύρος ζώνης για τη φωτεινότητα είναι 6 MHz και για την χρωματικότητα 2.75 MHz(βλ.αναλογική τηλεόραση) και ως εκ τούτου οι ελάχιστες δυνατές συχνότητες δειγματοληψίας είναι 12 MHz για τη φωτεινότητα και 5.5 MHz για τα σήματα χρωματικότητας. Τα διεθνή πρότυπα προτείνουν ως συχνότητα δειγματοληψίας τα 13.5 MHz και τα 6.75 MHz αντίστοιχα (που βρίσκονται πιο πάνω από το όριο του Shannon). Εδώ έχουμε υποθέσει, ότι το σήμα ψηφιοποιείται σε ένα studio μειωμένων δυνατοτήτων και για αυτό η συχνότητα δειγματοληψίας για τα σήματα χρωματικής διαφοράς είναι 3.375MHz.



Σχ. 3.60 A/D μετατροπέας των 256 επιπέδων

Επομένως για σύστημα με συνδυασμό ρυθμών δειγματοληψίας 4:1:1 για κάθε οκτώ bit φωτεινότητας υπάρχουν δύο bits U δεδομένων και δύο bits V δεδομένων. Έτσι δημιουργούνται ροές δεδομένων των 12 bits, οι οποίες εισάγονται σε καταχωρητή των 12 bits.

D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9	D10	D11	BITS	
Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	U0	U1	V0	V1	WORD 1	13.5MHz
Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	U2	U3	V2	V3	WORD 2	3.375MHz
Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	U4	U5	V4	V5	WORD 3	
Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	U6	U7	V6	V7	WORD 4	

Σχ. 3.61 Σχηματισμός 12-bit λέξεων

Εάν υπολογίσουμε το ρυθμούς μετάδοσης θα καταλάβουμε, γιατί η συμπίεση δεδομένων είναι απαραίτητη:

$$R = 12 \text{ bits} * (13.5 \text{ MHz} + 3.375 \text{ MHz} + 3.375 \text{ MHz}) = 243 \text{ Mbps} \quad (3.16)$$

Η σημερινή τεχνολογία δεν μπορεί να ανταποκριθεί σε τόσο υψηλούς ρυθμούς, οι οποίοι εμφανίζουν ως επιπρόσθετο πρόβλημα την επιβάρυνση του κόστους μετάδοσης.

3.4.3.4 Συμπίεση βίντεο: MPEG

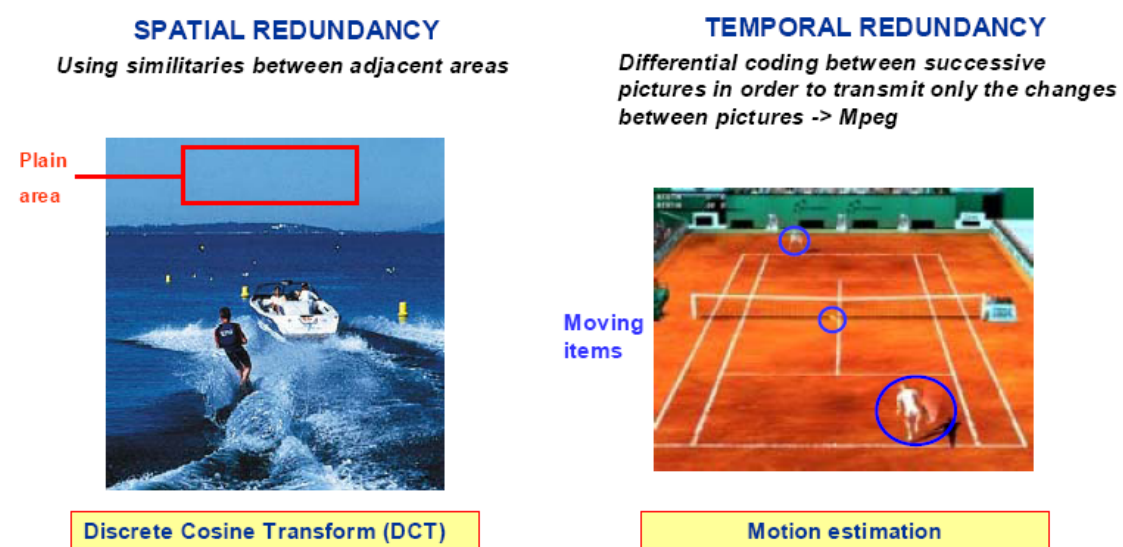
Η συμπίεση είναι ένας τρόπος να παρουσιάζεις το ψηφιακό ήχο και βίντεο χρησιμοποιώντας λιγότερα δεδομένα. Η συμπίεση έχει τα κάτωθι πλεονεκτήματα:

- Απαιτείται μικρότερος αποθηκευτικός χώρος για μία δεδομένη ποσότητα πληροφορίας (π.χ. στα DVD).
- Κατά τη λειτουργία σε πραγματικό χρόνο η συμπίεση μειώνει το απαιτούμενο εύρος ζώνης.
- Η συμπίεση επιτρέπει ταχύτερη μεταφορά δεδομένων σε σχέση με τη μεταφορά πραγματικού χρόνου ανάμεσα σε μέσα, π.χ. ανάμεσα σε κασέτα και δίσκο.

Το MPEG (Moving Picture Experts Group) είναι μία ομάδα εργασίας που δημιουργήθηκε το 1988 από το Διεθνή Οργανισμό Προτύπων, την ISO, και από τη Διεθνή Ηλεκτροτεχνική Επιτροπή, την IEC, με σκοπό να αναπτύξει πρότυπα κωδικοποίησης για βίντεο και ήχο. Η δραστηριοποίηση του MPEG οδήγησε στην παραγωγή μίας σειράς από πρότυπα συμπίεσης (MPEG-1, MPEG-2, MPEG-3, MPEG-4 κλπ.) που επέτρεψαν την υλοποίηση της μετάδοσης ψηφιακής πληροφορίας για συστήματα ευρείας εκπομπής. Π.χ. όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα τα πρότυπα ψηφιακού βίντεο προϋποθέτουν μεταδόσεις με ρυθμούς υψηλότερους των 200Mbps, οι οποίοι απαιτούν πολύ μεγάλο εύρος ζώνης μετάδοσης και υπερμεγέθεις αποθηκευτικούς χώρους. Η μετάδοση ψηφιακού βίντεο επιτυγχάνεται χάρις στη συμπίεση.

Τα σήματα Y , P_b , P_r ψηφιοποιούνται – κάτι που είδαμε στην προηγούμενη ενότητα – και μεταφέρονται ως Y , C_b , C_r σήματα σε σειριακή ψηφιακή διεπαφή (Serial Digital Interface) διαμέσου της διαδικασίας παραγωγής προκειμένου να κωδικοποιηθούν κατά MPEG και εν συνεχεία να μεταδοθούν.

Το intra-coding είναι μία τεχνική που αποβάλλει τον χωρικό πλεονασμό μεταξύ των εικόνων και το inter-coding είναι μία τεχνική που αποβάλλει τον χρονικό πλεονασμό. Οι δυο τεχνικές συνδυάζονται, ώστε να εφαρμοστούν στην MPEG συμπίεση (σχ. 3.62).



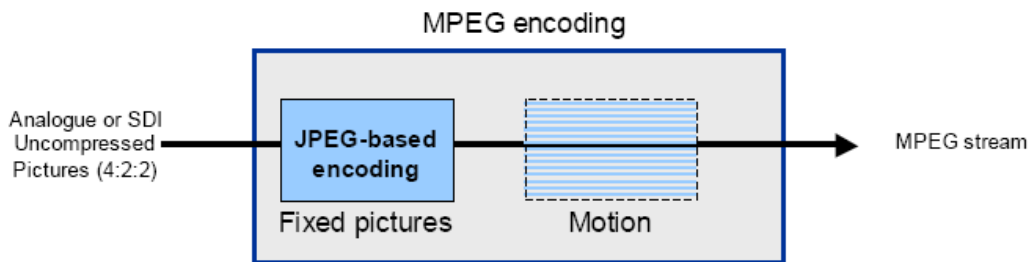
Σχ. 3.62 Αρχές τις συμπίεσης κατά MPEG

Το intra-coding βασίζεται σε δύο χαρακτηριστικά των συνηθισμένων εικόνων. Πρώτον, δεν είναι όλες οι χωρικές συχνότητες (spatial frequencies) παρούσες ταυτόχρονα, και δεύτερον, όσο υψηλότερη είναι η χωρική συχνότητα, τόσο πιο πιθανό είναι να έχει χαμηλότερη τιμή το μέτρο. Το intra-coding απαιτεί την ανάλυση των χωρικών συχνοτήτων μίας εικόνας. Για αυτό το σκοπό χρησιμοποιούνται μετασχηματισμοί, όπως ο μετασχηματισμός συνημίτονου (DCT). Οι μετασχηματισμοί παράγουν συντελεστές που περιγράφουν το μέγεθος κάθε χωρικής συχνότητας. Πρακτικά, πολλοί συντελεστές θα είναι μηδενικοί, ή σχεδόν μηδενικοί και για αυτό μπορούν να εξαλειφθούν, με αποτέλεσμα τη μείωση του ρυθμού μετάδοσης των bit.

Το inter-coding βασίζεται στην εύρεση ομοιοτήτων ανάμεσα σε εικόνες. Εάν μία δοθείσα εικόνα είναι διαθέσιμη στον αποκωδικοποιητή, η επόμενη εικόνα μπορεί να δημιουργηθεί αποστέλλοντας μόνο τις διαφορές ανάμεσα στις εικόνες. Οι διαφορές ανάμεσα στις εικόνες θα αυξηθούν, όταν τα αντικείμενα κινούνται, αλλά αυτή η ενίσχυση μπορεί να αντισταθμιστεί μέσω μίας πρόβλεψης της κίνησης (motion compensation), εφόσον εν γένει ένα αντικείμενο δεν αλλάζει την εμφάνιση του από μία εικόνα στην επόμενη. Εάν η κίνηση είναι μετρήσιμη, μία εγγύτερη προσέγγιση στην υπάρχουσα εικόνα μπορεί να δημιουργηθεί μετατοπίζοντας μέρος της προηγούμενης εικόνας σε νέα θέση. Η διαδικασία μετατόπισης ελέγχεται από ένα ζευγάρι οριζόντιων και κάθετων τιμών μετατόπισης (γνωστών ως και διάνυσμα κίνησης (motion vector)). Το διάνυσμα κίνησης έχει το πλεονέκτημα, ότι απαιτεί λιγότερα δεδομένα από μία ενδεχόμενη αποστολή των δεδομένων διαφοράς ανάμεσα σε δύο διαδοχικές εικόνες.

Επομένως ο αλγόριθμος MPEG μπορεί να περιγραφεί με δύο στάδια:

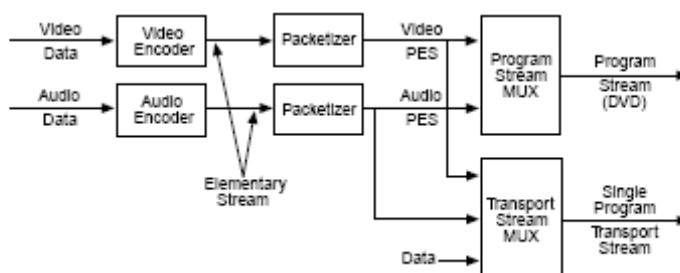
1. Στην είσοδο του κωδικοποιητή λαμβάνονται διαδοχικές εικόνες υπο μορφή ψηφιακού σήματος 4:2:2. Μία εικόνα συμπίεζεται αφαιρώντας τα δεδομένα, τα οποία αποτελούν περίσσεια εντός αυτής και χωρίς τα οποία η μείωση της ποιότητας της εικόνας δεν γίνεται αντιληπτή από το ανθρώπινο μάτι. Χρησιμοποιούνται μετασχηματισμοί κατά τον τρόπο, με τον οποίο εφαρμόζονται στην συμπίεση ακίνητων εικόνων κατά JPEG.
2. Στο επόμενο βήμα η συμπίεση γίνεται στο επίπεδο της κίνησης, η οποία εκφράζεται ως διαδοχή εικόνων. Με άλλα λόγια συμπίεζεται η περίσσεια μεταξύ διαδοχικών εικόνων, αφού τα χαρακτηριστικά μεταξύ διαδοχικών εικόνων δεν αλλάζουν ραγδαία σε ένα μικρό χρονικό διάστημα. Η τεχνική που χρησιμοποιείται είναι η motion compensation, που όπως αναφέραμε παραπάνω συσχετίζει και συγκρίνει διαδοχικές εικόνες προκειμένου να πραγματοποιηθεί η συμπίεση.



Σχ. 3.63 Αλγόριθμος MPEG

Τα δεδομένα του βίντεο είναι μία ακολουθία από ακίνητες εικόνες, οι οποίες αποτελούν τα πλαίσια του βίντεο(frames) και παράγονται από τη συσκευή αναπαραγωγής με ένα ρυθμό 24-30 frames ανά δευτερόλεπτο (βλ. αναλογική τηλεόραση). Προκειμένου να είναι εύκολη και φιλική η επεξεργασία και η διαχείριση των ροών δεδομένων βίντεο έχει επιλεγεί μία ιεραρχική δομή. Οι ροές δεδομένων MPEG-Video αποτελούνται από σειρές από Σύνολα Εικόνων(Group of Pictures, GOPs), τα οποία σχηματίζονται από διαδοχικά πλαίσια, καθένα από τα οποία σχηματίζεται από φέτες(slices). Προκειμένου να κωδικοποιηθούν οι φέτες, αυτές διαιρούνται σε μικρότερες δομικές μονάδες, τα macroblocks και τα blocks. Κάθε block είναι ένας πίνακας 8×8 με δεδομένα φωτεινότητας ή δεδομένα χρωματικότητας. Αυτή η δομή χρησιμοποιείται για τη συμπίεση με βάση το DCT. Τα blocks σχηματίζουν τα macroblocks (16×16 μήτρες δεδομένων), τα οποία συμπιέζονται κατά motion-compensation.

Τα πρότυπα ψηφιακής τηλεόρασης της Ευρώπης (DVB), της Ιαπωνίας (ISDB) και των ΗΠΑ (ATSC) καθώς και τα σύγχρονα αποθηκευτικά μέσα (DVD) βασίζονται στη συμπίεση MPEG-2. Το πρότυπο MPEG-2 περιλαμβάνει ένα τμήμα, το οποίο ορίζει δύο ξεχωριστές, αλλά συσχετιζόμενες δομές. Η μία δομή είναι ροή μεταφοράς (Transport Stream), η οποία είναι σχεδιασμένη για να μεταφέρει ψηφιακό βίντεο, ήχο και δεδομένα. Σε αυτή την περίπτωση τα δεδομένα κωδικοποιούνται, πακετίζονται και πολυπλέκονται ώστε να δημιουργηθούν οι ροές(σχήμα 3.64). Κάθε ροή μεταφοράς MPEG-2, η οποία αποτελείται από 188 bytes, αποστέλλεται εν συνεχεία στο πομπό. Η άλλη δομή, η ροή προγράμματος (program stream) –φαίνεται και αυτή στο σχήμα- έχει σχεδιαστεί για αξιόπιστα μέσα αποθήκευσης όπως οι δίσκοι (π.χ. DVD).

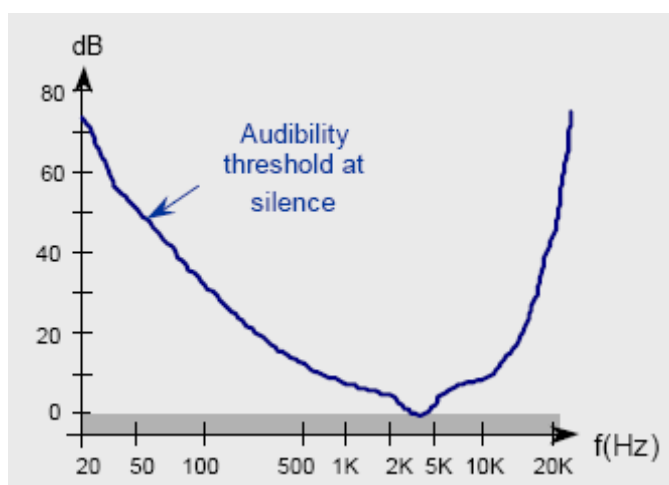


Σχ. 3.64 Transport και program streams

Το δεύτερο τμήμα του προτύπου MPEG-2 αφορά το βίντεο και είναι σχεδόν ίδιο με το MPEG-1. Τα βασικά του χαρακτηριστικά αναφέρθηκαν παραπάνω. Το τρίτο τμήμα του προτύπου MPEG-2 περιγράφει τη συμπίεση του ήχου. Διαφέρει από το MPEG-1 στο ότι επιτρέπει την κωδικοποίηση προγραμμάτων ήχου με περισσότερα από δύο κανάλια.

3.4.3.5 Συμπίεση ήχου κατά MPEG

Το ανθρώπινο αυτί είναι ευαίσθητο σε ήχους που βρίσκονται στο φάσμα συχνοτήτων από 20Hz έως 20KHz και παρουσιάζει αυξημένη ευαισθησία στην περιοχή ανάμεσα στα 2 και στα 4KHz, η οποία –όχι τυχαία– περιλαμβάνει την περιοχή συχνοτήτων ομιλίας. Η κανονική φωνή έχει εύρος από 500Hz έως 2KHz, ενώ η δυναμική περιοχή, δηλαδή η απόσταση ανάμεσα στη συχνότητα με τη μικρότερη ένταση και σε αυτή με τη μεγαλύτερη, είναι 96 dB.

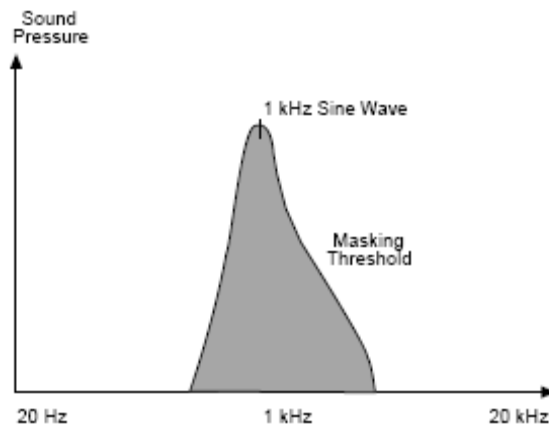


Σχ. 3.65 Στάθμη ήχου για το ανθρώπινο αυτί

Από τα χαρακτηριστικά του ανθρώπινου αυτιού και από τα συμπεράσματα της επιστήμης της ψυχοακουστικής μπορούμε να αναπτύξουμε τεχνικές για τη συμπίεση της πληροφορίας. Κοντολογίς, εκμεταλλευόμαστε δύο βασικές αρχές:

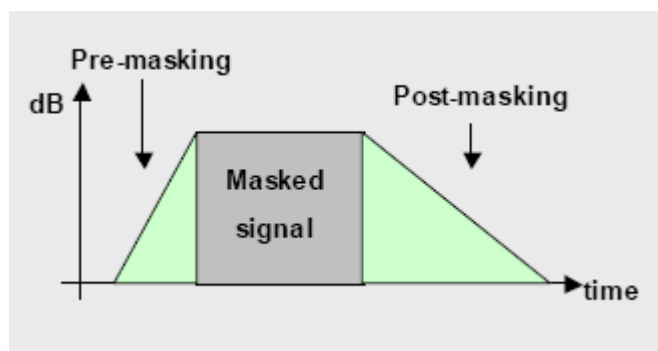
- Η παρουσία ενός σήματος μίας συχνότητας (A) μπορεί να αυξήσει τη στάθμη σημάτων με συχνότητες κοντά στην συχνότητα επικάλυψης (B). Με την παρουσία μίας συχνότητας ήχου η στάθμη μεταβάλλεται, όπως στο σχήμα: η στάθμη αυξάνεται για τόνους σε υψηλότερες συχνότητες και για ορισμένους τόνους εκτείνεται σε χαμηλότερες συχνότητες. Στην περίπτωση ενός σύνθετου φάσματος π.χ. φάσμα μουσικής η στάθμη αυξάνεται σχεδόν σε όλες τις

συχνότητες. Όμως, πολλές από αυτές τις συχνότητες δεν τις αντιλαμβάνεται το ανθρώπινο αυτί και ως εκ τούτου μεταφέρουν πλεονάζουσα πληροφορία, η οποία μπορεί να αφαιρεθεί.



Σχ. 3.66 Μεταβολή της στάθμης ήχου παρουσία μίας συχνότητας ήχου

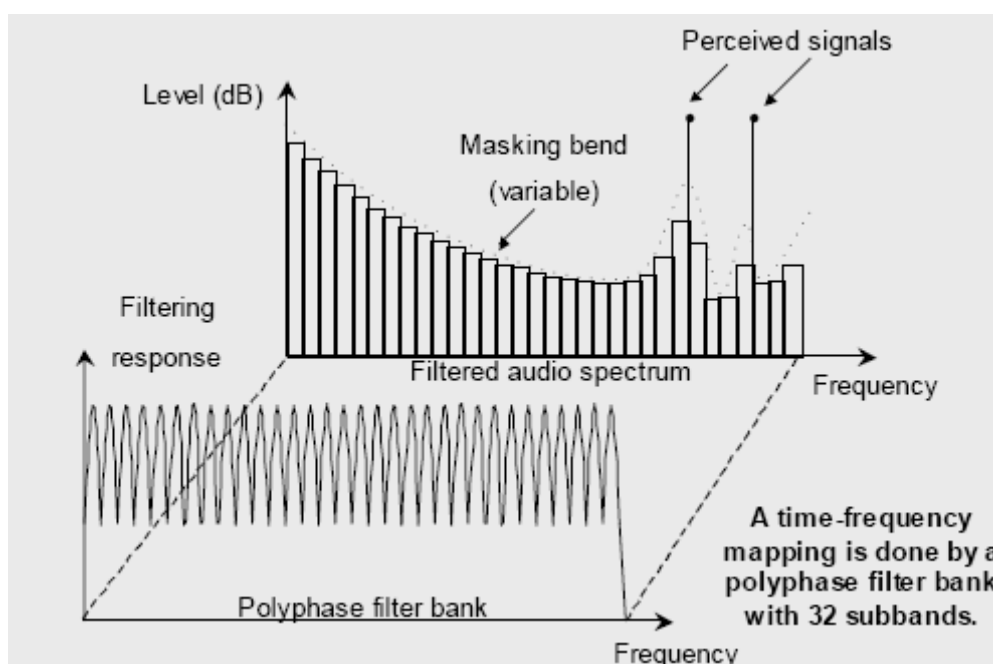
- Όταν ένας δυνατός ήχος σταματήσει, το ανθρώπινο αυτί χρειάζεται λίγο χρόνο, εωσότου ένας σιγανός ήχος γίνει αισθητός. Ένας ήχος πρέπει να διαρκέσει τουλάχιστον 1ms προτού συλληφθεί από το ανθρώπινο αυτί. Εξαιτίας αυτής της αργής απόκρισης του ανθρώπινου αυτιού δύο ηχητικά σήματα γίνεται να επικαλύπτονται ακόμα και εάν δεν παρουσιάζονται ταυτόχρονα. Η επικάλυψη συμβαίνει, όταν ο επικαλύπτων ήχος συνεχίζει να επικαλύπτει ήχους σε χαμηλότερα επίπεδα πριν και μετά από την πραγματική διάρκεια του ήχου επικάλυψης(σχ. 3.67).



Σχ. 3.67 Προσωρινή επικάλυψη ήχων

Τα παραπάνω φαινόμενα συσχετίζονται με αποτέλεσμα να δημιουργηθεί μία απρόσιτη στο ανθρώπινο αυτί περιοχή συχνοτήτων, η οποία δεν είναι ωφέλιμο να κωδικοποιηθεί· ως εκ τούτου τα δεδομένα συμπιέζονται. Για αυτό το σκοπό χρησιμοποιείται ένα ψυχοακουστικό μοντέλο, το οποίο προσδιορίζει την κλίση της επικάλυψης που μπορούμε να έχουμε σε κάθε περιοχή συχνοτήτων. Παράλληλα το σήμα κβαντοποιείται. Η διαδικασία επιτυγχάνεται με μία σειρά από 32 γραμμικά φίλτρα στενής ζώνης ίσου μεγέθους που κβαντοποιούν το σήμα. Έτσι το φάσμα του σήματος διαχωρίζεται σε 32 ισομεγέθεις περιοχές συχνοτήτων και η έξοδος κάθε

φίλτρου αποτελείται από δείγματα που αναπαριστούν μία κυματομορφή. Σε κάθε περιοχή συχνοτήτων ο ήχος εισόδου ενισχύεται έως το μέγιστο επίπεδο έτσι ώστε να μεταδοθεί (σχήμα 3.68). Στη συνέχεια, κάθε επίπεδο επιστρέφει στη σωστή τιμή. Ο θόρυβος που συλλαμβάνεται κατά την μετάδοση μειώνεται σε κάθε συχνότητα. Εάν η στάθμη του θορύβου συγκριθεί με τη στάθμη του ήχου, μπορεί να διαπιστωθεί ότι ο μεγάλος θόρυβος είναι ανεκτός σε κάποιες περιοχές λόγω επικάλυψης. Κατά συνέπεια, σε κάθε περιοχή συχνοτήτων από τις 32, είναι δυνατόν να μειωθεί το μήκος των λέξεων που προκύπτουν από τα δείγματα. Αυτή η τεχνική επιτυγχάνει συμπίεση, επειδή ο θόρυβος κβαντοποίησης, που οφείλεται στην απόσταση μεταξύ της πραγματικής και της προσεγγιστικής τιμής, επικαλύπτεται.



Σχ. 3.68 Mapping από πολυφασικό φίλτρο στο πεδίο του χρόνου

Υπάρχουν τρία επίπεδα MPEG για συμπίεση ήχου, τα οποία προσδιορίζουν την πολυπλοκότητα του αλγορίθμου συμπίεσης. Τα χαρακτηριστικά τους φαίνονται στο σχήμα 3.69:

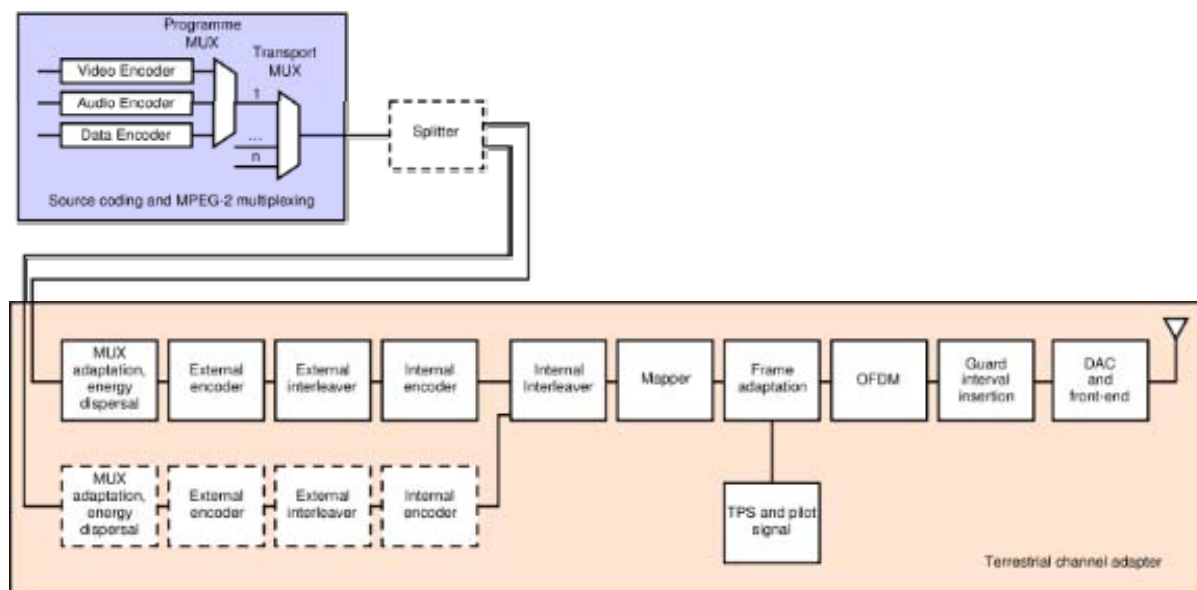
MPEG defines **3 layers** of audio **profiles**, to specify the complexity of the compression algorithm :

- **Layer I** MPEG 1 – layer I :
 - From 32 to 448 kbps in **CBR**
 - Hi-Fi' quality from 192 kbps per channel, (384 kbps in stereo)
 - DCC from Philips
- **Layer II** MPEG 1 – layer II :
 - **Musicam** Algorithm, used in **DVB** and **DAB**
 - From 32 to 384 kbps, CBR, uses the same psycho-acoustic model as layer I
 - 'Hi-Fi' quality from 128 kbps per channel, (256 kbps in stereo)
- **Layer III** MPEG 1 – layer III (***.mp3**) :
 - psycho-acoustic model 2
 - from 32 to 320 kbps in **CBR** or **VBR**
 - 'Hi-Fi' quality from 64 kbps per channel, (128 kbps in stereo)
 - **Mp3 files** on the Internet

Σχ. 3.69 Τα MPEG επίπεδα για ήχο

3.4.3.6 DVB-T

Όπως είδαμε το ETSI υιοθέτησε ένα σύνολο από πρότυπα για ψηφιακή μετάδοση τηλεόρασης, ήχου και υπηρεσιών δεδομένων. Τα πρότυπα αφορούν δορυφορικές, καλωδιακές και επίγειες μεταδόσεις σημάτων. Το πρότυπο για επίγειες μεταδόσεις, ETS 300 744, καλείται Digital Video Broadcast-Terrestrial (DVB-T) και υιοθετήθηκε από τις χώρες της Ευρωπαϊκής Ένωσης. Είναι παρόμοιο με το πρότυπο Digital Television (DTV) των Η.Π.Α.. Παρόλα αυτά υπάρχουν μεταξύ τους αρκετές και σημαντικές διαφορές, τόσο στην κωδικοποίηση καναλιού όσο και στη διαμόρφωση.



Σχ. 3.70 Block διάγραμμα DVB-T πομπού

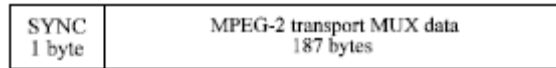
Προτού προχωρήσουμε στην ανάλυση ενός πομπού DVB-T οφείλουμε να διευκρινίσουμε κάποια ζητήματα. Καταρχάς, στο DVB-T σύστημα υπάρχουν δύο τρόποι (modes) λειτουργίας, ο <<2K τρόπος>> και ο <<8K τρόπος>>. Ο πρώτος είναι κατάλληλος για λειτουργία με ένα πομπό και για μικρά SFN δίκτυα, των οποίων οι πομποί βρίσκονται σε μικρή απόσταση. Ο δεύτερος τρόπος χρησιμοποιείται τόσο για λειτουργία με ένα πομπό, όσο και για μικρά και μεγάλα SFN (single frequency networks) δίκτυα. Όσο αφορά το SFN, είναι ένα δίκτυο που αποτελείται από αναμεταδότες ικανούς να μεταδίδουν:

- Στην ίδια συχνότητα
- Την ίδια χρονική στιγμή
- Τα ίδια περιεχόμενα

Κοντολογίς, κάθε πομπός πρέπει να συγχρονιστεί τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας με πολύ ακριβή τρόπο, ώστε να μεταδοθεί το ίδιο σήμα.

Σύμφωνα με το ETS 300 744, το σύστημα DVB-T ορίζεται ως το λειτουργικό διάγραμμα του εξοπλισμού που πραγματοποιεί την προσαρμογή των σημάτων τηλεόρασης από την έξοδο του MPEG-2 πολυπλέκτη στα χαρακτηριστικά του επίγειου καναλιού (terrestrial channel). Το σήμα φθάνει στην έξοδο του MPEG-2 πολυπλέκτη αφότου τα συμπιεσμένα δεδομένα βίντεο, τα συμπιεσμένα δεδομένα ήχου και οι ροές δεδομένων έχουν πολυπλεχθεί σε ροές προγραμμάτων, οι οποίες με τη σειρά τους έχουν πολυπλεχθεί σε ροές μεταφοράς. Επίσης πριν την είσοδο του συστήματος ένας διαχωριστής (splitter) επιτρέπει την ταυτόχρονη μετάδοση δύο ροών μεταφοράς χάρις σε μία τεχνική που καλείται Hierarchical Transmission. Έπειτα ακολουθούν τα ενδιάμεσα βήματα ανάμεσα στην είσοδο και την έξοδο του DVB-T συστήματος:

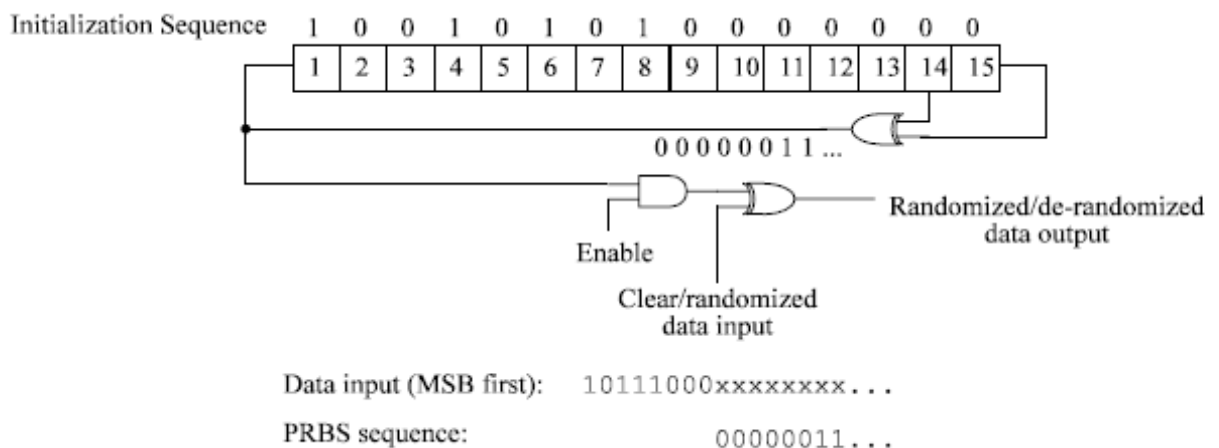
- MUX adaptation and energy dispersal:



Σχ. 3.71 MPEG-2 πακέτο

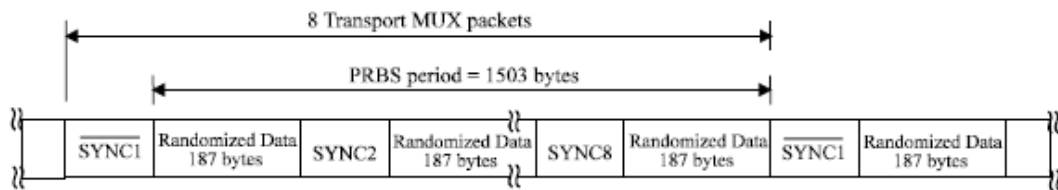
Στόχος της ενεργειακής διασποράς είναι να σπάσουν οι μακρές σειρές από <<0>> και <<1>>, οι οποίες παράγουν κύματα σταθερού φορέα ικανά να προκαλέσουν ισχυρές αναταράξεις σε άλλα κανάλια.

Η ροή δεδομένων της εισόδου του συστήματος αποτελείται από πακέτα δεδομένου μεγέθους. Το συνολικό μέγεθος του MPEG-2 πακέτου είναι 188 bytes και περιλαμβάνει ένα byte συγχρονισμού, από της οποίας το σημαντικότερο bit (MSB) αρχίζει και η διαδικασία μετάδοσης στην πλευρά του πομπού. Σύμφωνα με το σχήμα τα δεδομένα μετατρέπονται από τον πολυωνυμικό γεννήτορα της ψευδοτυχαίας δυαδικής σειράς (Pseudo Random Binary Sequence ή PBRS), ο οποίος είναι: $1+X^{14}+X^{15}$. Η σειρά 100101010000000 φορτώνεται στους PRBS στην αρχή κάθε οκτώ πακέτων. Προκειμένου να παραχθεί (descrambler signal) το MPEG-2 byte συγχρονισμού του πρώτου πακέτου σε μία ομάδα οκτώ πακέτων, αντιστρέφεται από $47_{\text{HEX}}(\text{SYNC})$ σε $B8_{\text{HEX}}((\text{SYNC})')$. Η διαδικασία καλείται transport multiplex adaptation.



Σχ. 3.72 transport multiplex adaptation

Το πρώτο bit στην έξοδο του PRBS γεννήτορα εφαρμόζεται στο πρώτο bit (MSB) του πρώτου byte που ακολουθεί το ανεστραμμένο MPEG-2 byte συγχρονισμού. Όπως φαίνεται στο σχήμα, η παραγωγή από τον PBRS γεννήτορα συνεχίζεται για οκτώ συνολικά πακέτα, προτού επαναληφθεί η διαδικασία. Η περίοδος του PRBS είναι 1503 bytes και αποτελείται από οκτώ πακέτα και επτά bytes συγχρονισμού, τα οποία σε αντίθεση με το πρώτο byte συγχρονισμού δεν αλλάζουν τις θέσεις των bytes τους.



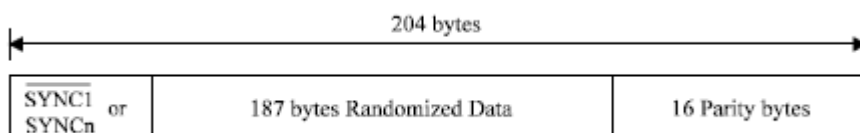
Σχ. 3.73 Τα δεδομένα μετά το MUX adaptation and energy dispersal

- Outer coding (Reed-Solomon κώδικας)

Η διόρθωση λαθών είναι απαραίτητη, γιατί οι συνθήκες για τη μετάδοση σημάτων σε μεγάλες αποστάσεις δεν ελέγχονται. Στην περίπτωση της τηλεοπτικής μετάδοσης η ανίχνευση λαθών και η επαναμετάδοση είναι ανεφάρμοστη, καθότι τα τηλεοπτικά σήματα είναι σήματα πραγματικού χρόνου.

Στο DVB χρησιμοποιούνται Reed-Solomon κώδικες. Οι Reed-Solomon κώδικες προσθέτουν πλεονασμό στα δεδομένα για να σχηματίσουν μία κωδική λέξη. Ο πλεονασμός προέρχεται από τη υπερδειγματοληψία ενός πολυωνύμου που αποτελείται από τα δεδομένα. Επειδή δειγματοληπτούμε το πολυώνυμο πιο συχνά από ότι είναι απαραίτητο, μπορούμε στο δέκτη να επανακτήσουμε το αρχικό πολυώνυμο ακόμα και αν έχουν συμβεί λίγα λάθη κατά τη μετάδοση. Η κύρια ιδέα πίσω από έναν RS κώδικα είναι ότι τα δεδομένα πρώτα εμφανίζονται με τη μορφή πολυωνύμου. Πιο συγκεκριμένα, ο κώδικας βασίζεται στο θεώρημα της γραμμικής άλγεβρας, σύμφωνα με το οποίο οποιαδήποτε k διακριτά σημεία προσδιορίζουν μοναδικά ένα πολυώνυμο με μέγιστο βαθμό $k-1$. Αφού λοιπόν παραχθεί το πολυώνυμο, κωδικοποιείται από τις τιμές σε διάφορα σημεία του· οι κωδικοποιημένες τιμές αποστέλλονται. Κατά τη διάρκεια της μετάδοσης κάποιες από αυτές τις τιμές αλλάζουν. Όμως, επειδή έχουν αποσταλεί περισσότερα από k σημεία, τα λάθη αυτά μπορούν να διορθωθούν, να υπολογισθεί το αρχικό πολυώνυμο και να προσδιορισθούν τα αυθεντικά δεδομένα.

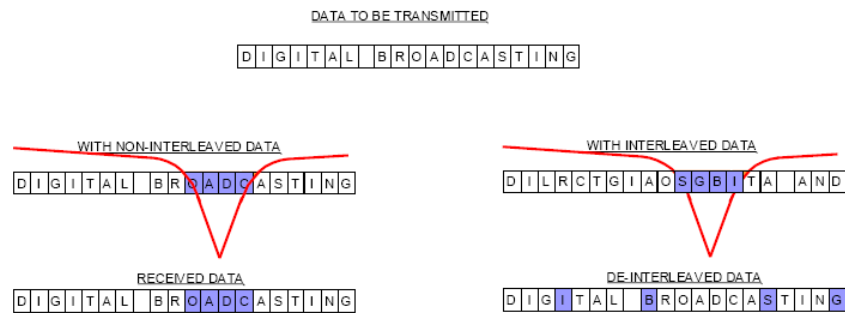
Στις ροές δεδομένων, στα MPEG-2 πακέτα που αποτελούνται από $k=188$ bytes, προστίθενται bytes πλεονασμού, ώστε κάθε πακέτο να αποτελείται από $n=204$ bytes. Μία κωδική λέξη μήκους n , η οποία περιλαμβάνει k bytes δεδομένων και $n-k$ bytes πλεονασμού, μπορεί να διορθώσει έως και $(n-k)/2$ λανθασμένα bytes, τα οποία στην περίπτωση του RS (204,188) μπορούν να είναι μέχρι 8.



Σχ. 3.74 Πακέτο κωδικοποιημένο κατά Reed-Solomon RS(204,188,8)

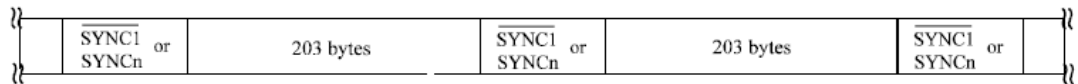
- Interleaving

Το interleaving είναι μία διαδικασία για την αποσυσχέτιση λαθών burst (διαδοχικών λαθών σε μία λέξη) μέσω της επανατοποθέτησης των δεδομένων με μη συνεχή τρόπο, ώστε να διασκορπιστούν τα burst λάθη που πραγματοποιούνται στη μετάδοση και ο RS κώδικας να διορθώσει μία ποσότητα λαθών, τα οποία θα απαιτούσαν έναν πολύ μεγαλύτερο κώδικα χωρίς το interleaving(σχήμα 3.75).



Σχ. 3.75 Αρχή του interleaving

Στα πακέτα του προηγούμενου σταδίου εφαρμόζεται συνελκτικό interleaving και τα δεδομένα εμφανίζονται με τη μορφή του σχ. (περισσότερες λεπτομέρειες στο άρθρο ETSI EN 300 744 V1.5.1).

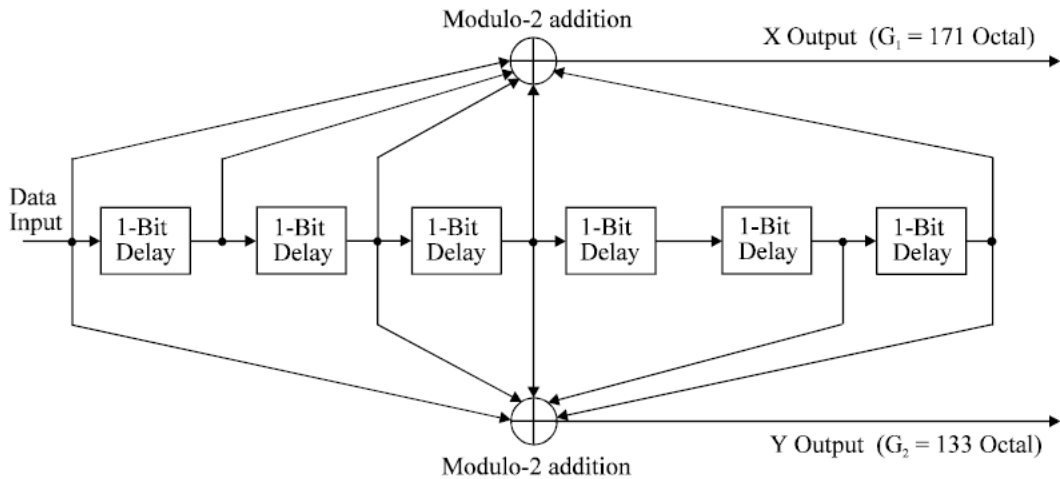


Σχ. 3.76 Δομή δεδομένων μετά το outer interleaving

- Inner coding

Το inner coding βασίζεται στη συνελκτική κωδικοποίηση. Η συνελκτική κωδικοποίηση είναι μία τεχνική που αποσκοπεί στη συστηματική αύξηση του πλεονασμού στα δεδομένα, έτσι ώστε να αντιμετωπιστεί ικανοποιητικά το πρόβλημα του θορύβου στο κανάλι μετάδοσης.

Γενικά ο συνελκτικός κώδικας είναι ένα είδος κώδικα διόρθωσης λαθών, στον οποίο κάθε m-bit σύμβολο πληροφορίας, προκειμένου να κωδικοποιηθεί, μετατρέπεται σε ένα n-bit σύμβολο, όπου $n \geq m$ και m/n είναι ο ρυθμός κώδικα.



Σχ. 3.77 Ο μητρικός συνελκτικός κώδικας ρυθμού 1/2

Στην προκειμένη περίπτωση, όπως φαίνεται και στο σχήμα, τα δεδομένα μετασχηματίζονται από δύο συναρτήσεις (ή αλλιώς πολυώνυμα γεννήτορες), της G_1 και της G_2 , οι οποίες για κάθε bit δεδομένων παράγουν δύο εξόδους, που συσχετίζονται μεταξύ τους (Η G_1 παράγει την X και η G_2 παράγει την Y). Η κωδικοποίηση ολοκληρώνεται με τη σειριακή μετάδοση των μετασχηματισμένων δεδομένων (π.χ. τα πρώτα κωδικοποιημένα bit X_1 και Y_1 μεταδίδονται το ένα μετά το άλλο ως ακολουθία X_1Y_1 , τα επόμενα κωδικοποιημένα bits μεταδίδονται ως X_2Y_2 κοκ). Η παραπάνω διαδικασία αφορά το μητρικό συνελκτικό κώδικα με ρυθμό κωδικοποίησης $1/2$. Ο συγκεκριμένος ρυθμός προκύπτει, επειδή από 1 bit δεδομένων παράγονται 2 κωδικοποιημένα bits X και Y . Με σχετικά απλές μετατροπές είναι δυνατόν από το μητρικό συνελκτικό κώδικα να προκύψουν συνελκτικοί κώδικες με ρυθμούς $2/3$ $3/4$ $5/6$ $7/8$, καθένας από τους οποίους μπορεί να επιλέγεται ανάλογα με τις απαιτήσεις της μετάδοσης στο κανάλι, ούτως ώστε να εξασφαλίζεται το κατάλληλο επίπεδο διόρθωσης λαθών. Κοντολογίς, χρησιμοποιείται το puncturing, το οποίο είναι μία τεχνική για τη δημιουργία ενός κώδικα με m/n ρυθμό μετάδοσης από το μητρικό ρυθμό $1/2$. Επιτυγχάνεται μέσω της διαγραφής κάποιων bits στην έξοδο του κωδικοποιητή σύμφωνα με την puncturing μήτρα, η οποία προσδιορίζει τη μεταδιδόμενη σειρά των bits (π.χ. για κώδικα με ρυθμό $2/3$ διαγράφεται μόνο κάθε δεύτερο bit της X εξόδου).

Code Rates r	Puncturing pattern	Transmitted sequence (after parallel-to-serial conversion)
1/2	X: 1 Y: 1	X_1Y_1
2/3	X: 1 0 Y: 1 1	$X_1Y_1Y_2$
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	$X_1Y_1Y_2X_3$
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$
7/8	X: 1 0 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 1 0 1 0	$X_1Y_1Y_2Y_3Y_4X_5Y_6X_7$

Σχ. 3.78 Συνελκτική κωδικοποίηση με διάφορους ρυθμούς

- Inner interleaving:

Η σειρά των δεδομένων επαναπροσδιορίζεται προκειμένου να μειωθεί η επιρροή των burst λαθών. Αυτή τη φορά έχουμε δύο ξεχωριστές διαδικασίες interleaving, μία που πραγματοποιείται σε επίπεδο bits και μία που πραγματοποιείται σε επίπεδο ομάδων από bits. Η διαδικασία αρχίζει με την απόπλεξη της σειράς των bits εισόδου τα οποία διαχωρίζονται προκειμένου να τροφοδοτήσουν τους bit interleaver σύμφωνα με μία σχέση(βλ. ETSI EN 300 744 V1.5.1) και έναν κανόνα αντιστοίχισης των bits στους interleavers (σχ.). Έτσι στις εξόδους του απολέκτη (demux) σχηματίζονται n υποροές δεδομένων, οι οποίες αποτελούν τις εισόδους των n bit-interleaver. Κάθε bit-interleaving τμήμα έχει ως είσοδο ένα διάνυσμα των 126 bits. Ο επαναπροσδιορισμός των θέσεων των bits πραγματοποιείται μέσω μιας συνάρτησης μετάταξης των bits, η οποία είναι διαφορετική για κάθε interleaver. Πρέπει να σημειώσουμε, ότι το bit-interleaving εφαρμόζεται μόνο σε χρήσιμα δεδομένα. Οι έξοδοι των n bit-interleavers ομαδοποιούνται για να σχηματίσουν ψηφιακές λέξεις, έτσι ώστε κάθε λέξη από n bits να αποτελείται αποκλειστικά από ένα bit από κάθε interleaver. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται 12 φορές για τον 2K τρόπο και 48 για τον 8K τρόπο.

64-QAM non-hierarchical transmission:

x_0 maps to $b_{0,0}$

x_1 maps to $b_{2,0}$

x_2 maps to $b_{4,0}$

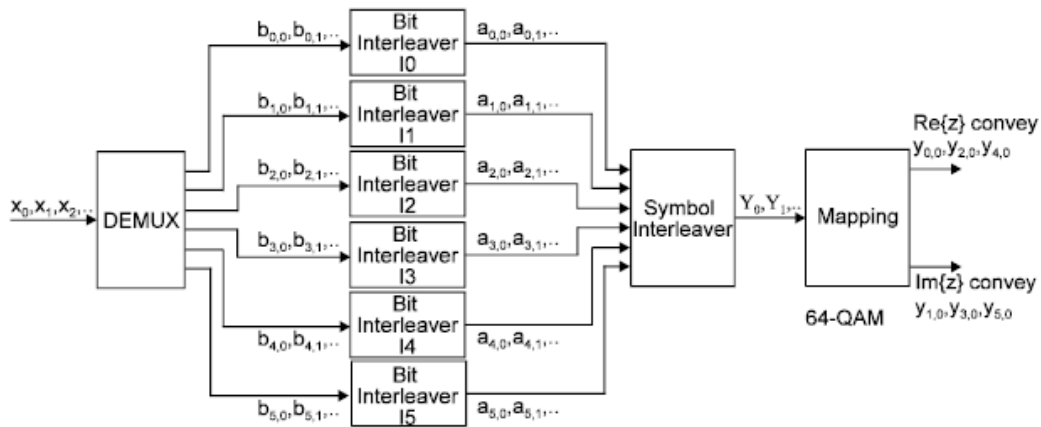
x_3 maps to $b_{1,0}$

x_4 maps to $b_{3,0}$

x_5 maps to $b_{5,0}$

Σχ. 3.79 Αντιστοίχιση των bits μετά την απόπλεξη για 64-QAM διαμόρφωση

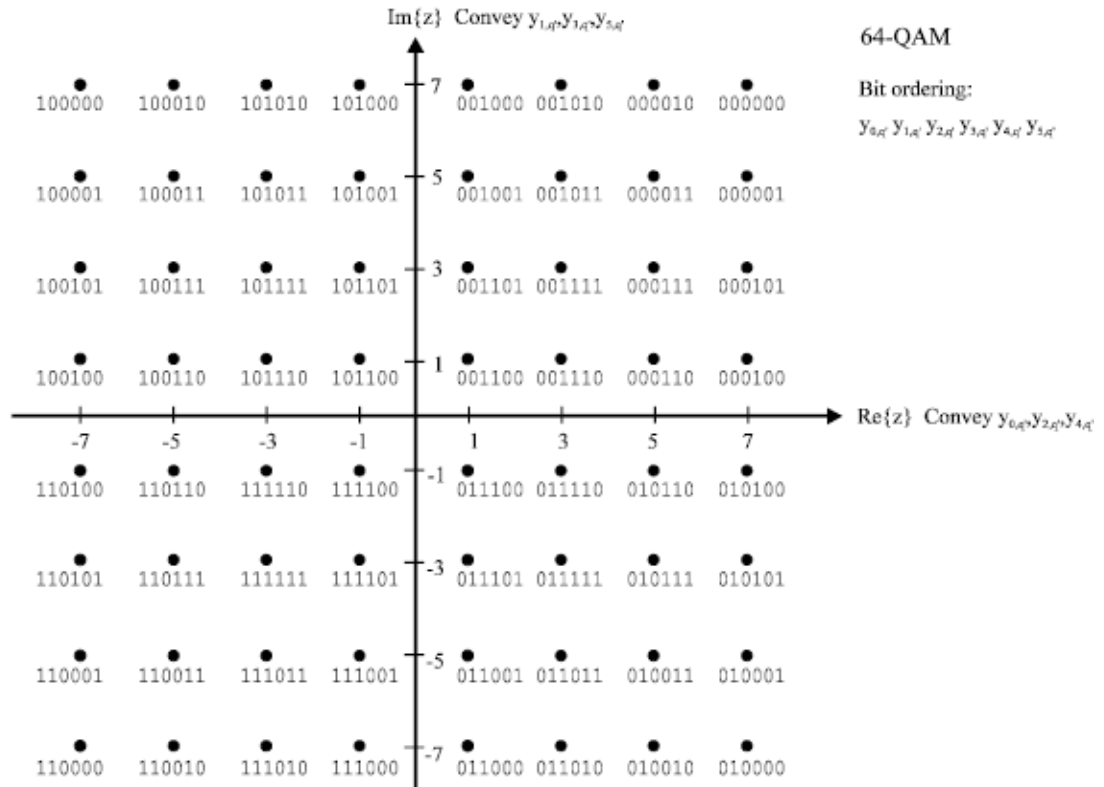
Ο σκοπός του interleaver συμβόλων είναι να αντιστοιχίσει n bit λέξεις σε 1512 φορείς (2K τρόπος) ή 6048 φορείς (8K τρόπος) για κάθε OFDM σύμβολο. Για αυτό το λόγο οι 12 ομάδες των 126 λέξεων για 2K (ή οι 48 ομάδες των 126 λέξεων) που προέκυψαν από το bit-interleaving αντιστοιχίζονται σε 1512 ή 6048 φορείς μέσω του interleaver συμβόλων. Η OFDM διαμόρφωση θα επεξηγηθεί αργότερα. Προς το παρόν αρκεί να γνωρίζουμε, ότι επιτρέπει τη μετάδοση πολλών ορθογώνιων φορέων σε γειτονικές συχνότητες. Όπως και πριν, με τη βοήθεια μίας συνάρτησης μετάταξης ο symbol interleaver αλλάζει το μέγεθος του συμβόλου και τη θέση των bits.



Σχ. 3.80 Inner Interleaving και mapping για φορείς διαμορφωμένους κατά 64-QAM

- Mapping and Modulation, Frame adaptation And Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Όπως αναφέραμε και παραπάνω, το σύστημα χρησιμοποιεί ορθογώνια πολύπλεξη συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplex, OFDM) για τη μετάδοση. Όλοι οι φορείς δεδομένων σε ένα OFDM πλαίσιο διαμορφώνονται χρησιμοποιώντας είτε QPSK είτε τύπους της QAM (π.χ. 16-QAM). Μετά την έξοδο των δεδομένων από τον interleaver συμβόλων γίνεται η αντιστοίχιση των bits σε τιμές ενός μιγαδικού επιπέδου, που καλείται αστερισμός. Ανάλογα με τον τύπο της διαμόρφωσης και μία παράμετρο α καθορίζονται οι αστερισμοί. Η παράμετρος α προσδιορίζει την ελάχιστη απόσταση ανάμεσα σε δύο σημεία ενός αστερισμού, τα οποία μεταφέρουν διαφορετικές HP-bit τιμές διαιρεμένες με την ελάχιστη απόσταση ανάμεσα σε δύο οποιαδήποτε σημεία του αστερισμού. Οι υποροές δεδομένων στην έξοδο του interleaver συμβόλων αποτελούνται από v bit λέξεις. Αυτές αντιστοιχίζονται σε ένα μιγαδικό αριθμό $z=a+jb$, όπως φαίνεται στο σχήμα για την περίπτωση της 64-QAM διαμόρφωσης:



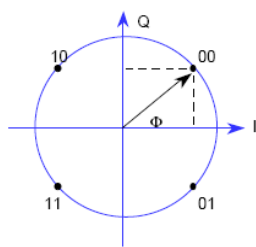
Σχ. 3.81 Mapping για 64-QAM διαμόρφωση

Η DVB-T OFDM διαμόρφωση χρησιμοποιεί μία μετάδοση πολλαπλών φορέων, δηλαδή κάθε OFDM σύνθετο σύμβολο αποτελείται από πολλούς φορείς. Το μεταδιδόμενο σήμα οργανώνεται σε πλαίσια (frames), καθένα από τα οποία αποτελείται από 68 OFDM σύνθετα σύμβολα. Τα σύμβολα σε ένα OFDM frame αριθμούνται από 0 έως 67. Όλα τα σύμβολα περιέχουν δεδομένα και πληροφορίες αναφοράς. Στο επόμενο επίπεδο ένα superframe σχηματίζεται από τέσσερα frames.

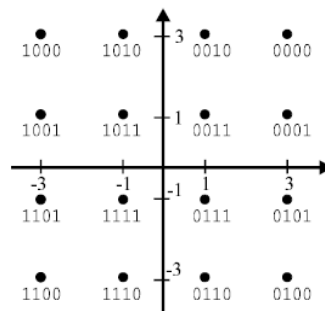
Για το σχηματισμό κάθε OFDM συμβόλου οι δύο εναλλακτικοί τρόποι, 2K και 8K, χρησιμοποιούν 1705 και 6817 φορείς αντίστοιχα, με καθένα από αυτούς διαμορφωμένο ξεχωριστά για μετάδοση σε ένα 8 MHz τηλεοπτικό κανάλι. Η συνήθης διαμόρφωση για φορείς είναι η QPSK, η 16-QAM ή η 64-QAM. Η QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) είναι μία μέθοδος διαμόρφωσης φάσης. Η διαμόρφωση φάσης είναι μία εκδοχή τη διαμόρφωσης συχνότητας, όπου η φάση του φορέα διαμορφώνεται προκειμένου να κωδικοποιηθούν bits ψηφιακής πληροφορίας σε κάθε αλλαγή φάσης. Η QPSK είναι μία τεχνική διαμόρφωσης που επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός διακριτού αριθμού καταστάσεων. Λόγω του Q (Quad) η QPSK αναφέρεται σε τέσσερις φάσεις (σχ.).

Στη μέθοδο διαμόρφωσης QAM, στην αναλογική της μορφή, έχουμε ήδη αναφερθεί στην ενότητα για την αναλογική τηλεόραση. Η ψηφιακή QAM είναι ένας συνδυασμός διαμόρφωσης πλάτους και φάσης. Ένα παράδειγμα είναι η QPSK, η οποία αποκαλείται και 4-QAM. Στην DVB-T

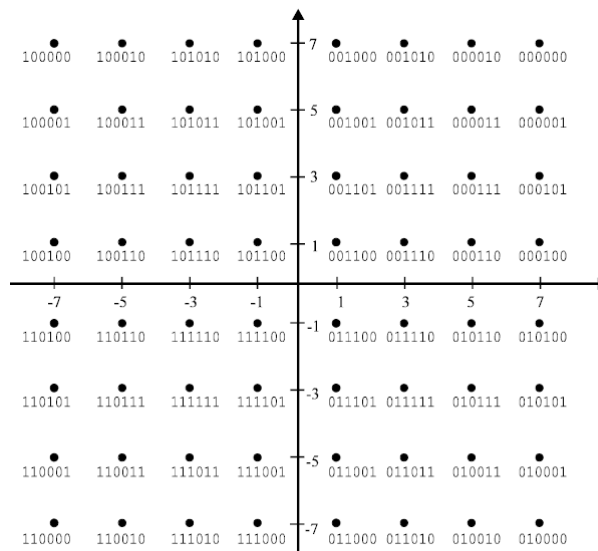
χρησιμοποιούνται τόσο η 16-QAM, όσο και η 64 QAM. Γενικά σε κάθε QAM το σήμα διαχωρίζεται σε δύο συνιστώσες την I και την Q, οι οποίες βρίσκονται σε διαφορά φάσης 90 μοιρών. Η διαμόρφωση κατά QAM παρουσιάζεται στα διαγράμματα, όπου δύο άξονες αναπαριστούν τις δύο συνιστώσες. Στην περίπτωση της 16-QAM διαμόρφωσης ο αριθμός των καταστάσεων είναι 16 και επομένως ένα σύμβολο αναπαρίσταται με 4 bits. Για την 64-QAM η αναπαράσταση γίνεται με 6 bits.



Σχ. 3.82 αστερισμός QPSK διαμόρφωσης διαμόρφωσης



Σχ. 3.83 αστερισμός 16-QAM

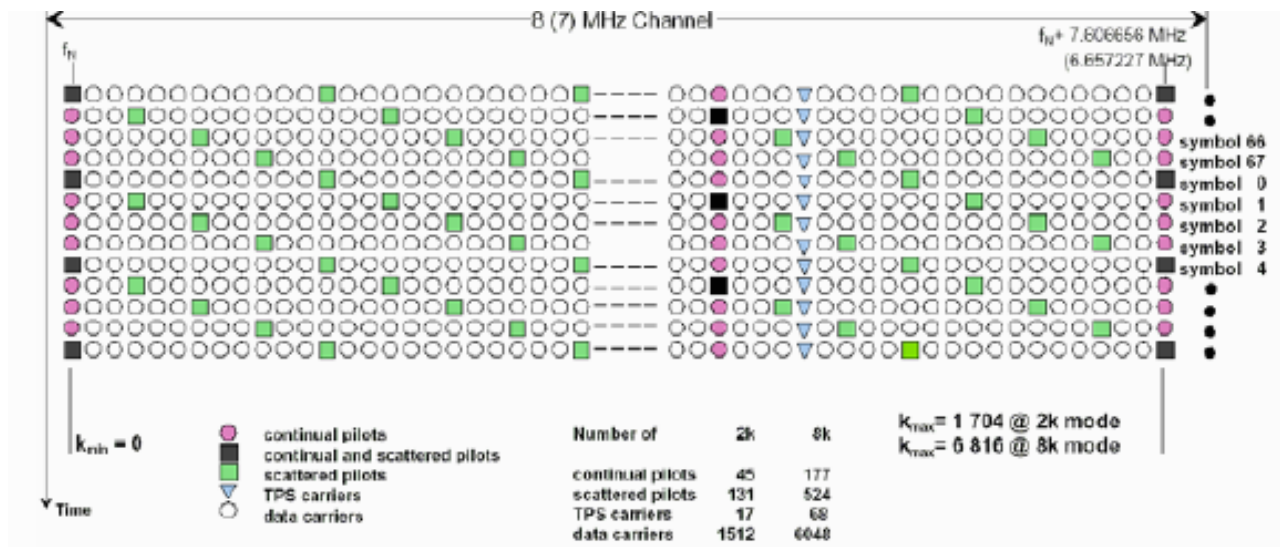


Σχ. 3.84 Αστερισμός της 64-QAM

Οι φορείς που περιλαμβάνουν τα δεδομένα οργανώνονται σε μπλοκ σταθερού μήκους των 1512 σύμβολα για 2K ή των 6048 σύμβολα για 8K. Οι υπόλοιποι φορείς του μπλοκ περιλαμβάνουν βοηθητικές πληροφορίες, προκειμένου να απλοποιηθεί η λήψη του μεταδιδόμενου σήματος στο επίγειο ραδιοκανάλι. Έτσι υπάρχουν φορείς πιλότοι που χρησιμοποιούνται κατά τη διάρκεια του

συγχρονισμού και της ισοστάθμισης, ενώ υπάρχουν και TPS (Transmission Parameters Signalling) φορείς που στέλνουν τις παραμέτρους του μεταδιδόμενου σήματος. Ο δέκτης οφείλει να συγχρονίζει, να ισοσταθμίζει και να αποκωδικοποιεί το σήμα, ώστε να δύναται να προσβαίνει στην πληροφορία που ενυπάρχει στα σήματα πιλότους. Ως εκ τούτου, ο δέκτης γνωρίζει εκ των προτέρων την πληροφορία και τα TPS σήματα χρησιμοποιούνται σε ειδικές περιπτώσεις.

Η δομή από φορείς μπορεί να παρουσιαστεί ως συνάρτηση του χρόνου (σχήμα 3.85). Ο οριζόντιος άξονας είναι η συχνότητα ενώ ο κάθετος άξονας ο χρόνος. Το κανάλι των 8 MHz αποτελείται από πολλούς φορείς, ο καθένας εκ των οποίων απέχει 4462 (για 2K) ή 1116 Hz (για 8K) από τον παρακείμενο του.



Σχ. 3.85 Δομή OFDM φορέων

- Guard Interval, DAC and Front End

Το Guard Interval είναι ένα χρονικό διάστημα ανάμεσα σε κάθε σύμβολο, έτσι ώστε η μετάδοση να μην είναι συνεχής. Το χρονικό αυτό διάστημα προκύπτει από την επέκταση του OFDM μπλοκ κατά $1/32$, $1/16$, $1/8$ ή $1/4$ του αρχικού μήκους του μπλοκ. Αυτός ο χρόνος κάνει δυνατή την τέλεια λήψη εξουδετερώνοντας τα λάθη που οφείλονται στην πολυόδευση.

Έπειτα ένας ψηφιακός-αναλογικός μετατροπέας (DAC) μετατρέπει το ψηφιακό σήμα σε αναλογικό, το οποίο εν συνεχεία διαμορφώνεται από κάποια ραδιοσυχνότητα (VHF ή UHF) για να μεταδοθεί. Το εύρος ζώνης σχεδιάζεται για κάθε σήμα DVB-T να καλύπτει εύρος ζώνης των 7 έως 8 MHz. Η ονομαστική κεντρική συχνότητα f_c για ένα RF σήμα της UHF περιοχής, το οποίο μεταδίδεται σε ένα κανάλι των 8 MHz δίνεται από τη σχέση:

$$470 \text{ MHz} + 4 \text{ MHz} + i_1 \times 8 \text{ MHz}, i_1 = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Ο ρυθμός μετάδοσης βρίσκεται μεταξύ 4,97 και 31,66 Mbps ανάλογα με τη διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM ή 64 QAM), τον κώδικα διόρθωσης λαθών και το επιλεγθέν Guard Interval.

Modulation	Code rate	Guard interval			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,93	16,59	17,56	18,10
	2/3	19,91	22,12	23,42	24,13
	3/4	22,39	24,88	26,35	27,14
	5/6	24,88	27,65	29,27	30,16
	7/8	26,13	29,03	30,74	31,67

NOTE: Figures in italics are approximate values for 8 MHz channels. Values for 6 MHz and 7 MHz channels are given in annex E. Values for 5 MHz channels are given in annex G.
For the hierarchical schemes the useful bit rates can be obtained from table 17 as follows:
- HP stream: figures from QPSK columns;
- LP stream, 16-QAM: figures from QPSK columns;
- LP stream, 64-QAM: figures from 16-QAM columns.

Σχ. 3.86 Διαθέσιμοι ρυθμοί μετάδοσης για διάφορους συνδυασμούς διαμόρφωσης, guard interval και ρυθμού κώδικα

3.4.3.7 Σύγκριση επίγειων ψηφιακών τηλεοπτικών συστημάτων

Στον παρακάτω πίνακα δίνονται τα χαρακτηριστικά των τριών επίγειων συστημάτων που έχουν κυριαρχήσει παγκοσμίως

Systems	ATSC 8-VSB	DVB COFDM	ISDB BST-COFDM
	Source coding		
Video	Main profile syntax of ISO/IEC 13818-2 (MPEG-2 - video)		
Audio	ATSC Standard A/52 (Dolby AC-3)	ISO/IEC 13818-2 (MPEG-2 – layer II audio) and Dolby AC-3	ISO/IEC 13818-7 (MPEG-2 – AAC audio)
	Transmission system		
Channel coding			
Outer coding	R-S (207, 187, t = 10)	R-S (204, 188, t = 8)	
Outer interleaver	52 R-S block interleaver	12 R-S block interleaver	
Inner coding	Rate 2/3 trellis code	Punctured convolution code: Rate 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 Constraint length = 7, Polynomials (octal) = 171, 133	
Inner interleaver	12 to 1 trellis code	Bit-wise interleaving and frequency interleaving	Bit-wise interleaving, frequency interleaving

	interleaver		and selectable time interleaving
Data randomization	16-bit PRBS	16-bit PRBS	16-bit PRBS
Modulation	8-VSB and 16-VSB	COFDM QPSK, 16QAM and 64QAM Hierarchical modulation: multi-resolution constellation (16QAM and 64 QAM) Guard interval: 1/32, 1/16, 1/8 & 1/4 of OFDM symbol 2 modes: 2k and 8k FFT	BST-COFDM with 13 frequency segments DQPSK, QPSK, 16QAM and 64QAM Hierarchical modulation: choice of three different modulations on each segment Guard interval: 1/32, 1/16, 1/8 & 1/4 of OFDM symbol 3 modes: 2k, 4k and 8k FFT

Σχ. 3.87 Επίγεια ψηφιακά τηλεοπτικά συστήματα για HDTV σήματα

3.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Τα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα προσφέρουν μία πληθώρα προσωπικών υπηρεσιών. Οι διαρκώς αυξανόμενες απαιτήσεις του καταναλωτικού κοινού αναμένεται να οδηγήσουν στην ενοποίηση των συστημάτων, ώστε να μειωθεί το κόστος και να διευκολυνθεί η χρήση των υπηρεσιών από το συνδρομητή.

Η ψηφιακή τεχνολογία, χάρις στα πλεονεκτήματα που παρέχει, αντικαθιστά σταδιακά την αναλογική και αναμφίβολα θα αποτελέσει το μόνιμο συνοδοιπόρο της ασύρματης τεχνολογίας στο μέλλον. Η κινητή τηλεφωνία είναι αποκλειστικά ψηφιακή, ενώ μέσα στην επόμενη δεκαετία η ψηφιακή τηλεόραση θα αντικαταστήσει την αναλογική παρέχοντας ποιοτικότερη εικόνα και ήχο καθώς και τη δυνατότητα για διαδραστική επικοινωνία ανάμεσα στο συνδρομητή και στον πάροχο των υπηρεσιών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΜΟΝΤΕΛΑ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ FADING

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Προκειμένου να προσεγγισθούν οι απώλειες διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στον ανοιχτό χώρο, έχει αναπτυχθεί ένα πλήθος από μοντέλα διάδοσης που λαμβάνουν υπόψη τις παραμέτρους που μπορούν να επιφέρουν μείωση της στάθμης του μεταδιδόμενου σήματος: μηχανισμοί διάδοσης, μορφολογία εδάφους, είδος περιοχής (αστική, ημιαστική ή ανοιχή), εμπόδια, συχνότητα, θόρυβος, ύψη κεραιών εκπομπής και λήψης, μετεωρολογικά φαινόμενα κ.α.

Τα μοντέλα αυτά διακρίνονται σε δύο κατηγορίες: τα ντετερμινιστικά και τα εμπειρικά/στατιστικά μοντέλα. Τα ντετερμινιστικά μοντέλα οδηγούν στον υπολογισμό της λαμβανόμενης ισχύος μέσω ενός μαθηματικού τύπου που προκύπτει ύστερα από θεωρητική μελέτη. Οι πειραματικές μετρήσεις που ακολουθούν την εύρεση του τύπου επιβεβαιώνουν την ορθότητά του και το βαθμό αξιοπιστίας του μοντέλου. Τα εμπειρικά/στατιστικά μοντέλα έχουν ως αφετηρία δεδομένα που συλλέχθηκαν από πειραματικές μετρήσεις, και μέσω των οποίων επιτυγχάνεται η εξαγωγή ενός μαθηματικού τύπου, όχι ως αποτέλεσμα θεωρητικής διεργασίας, αλλά ως εμπειρικό παράγωγο μίας γραφικής συνάρτησης, ενός σετ καμπυλών ή πινάκων αριθμητικών δεδομένων.

Τα μοντέλα ανοιχτού χώρου πρέπει να συνδυαστούν με τις κατανομές που περιγράφουν τις γρήγορες και τις αργές αποσβέσεις (fast and slow fading). Το δεύτερο συναντάται στη διεθνή βιβλιογραφία με την ονομασία shadowing. Η κατανόηση της φυσικής προέλευσης (πολύοδη διάδοση, ραδιοσκίαση, φαινόμενο Doppler) και η μαθηματική περιγραφή των διαλείψεων είναι ιδιαίτερα σημαντική, γιατί αποτελούν την κύρια αιτία για τη ραγδαία πτώση της στάθμης του σήματος σε μία ραδιοζεύξη και την υποβάθμιση της ποιότητας και της αξιοπιστίας των παρεχόμενων υπηρεσιών

Στο πρώτο μέρος του κεφαλαίου εξετάζονται αναλυτικά τα 15 σημαντικότερα μοντέλα outdoor propagation. Ξεχωριστή μνεία πρέπει να γίνει στο μοντέλο του Okumura, που αποτελεί το κατεξοχήν εμπειρικό μοντέλο και που σε αυτό στηρίχθηκε ένα μεγάλο κομμάτι της μετέπειτα έρευνας σε ό,τι αφορά στα μοντέλα outdoor propagation, και στο μοντέλο ray tracing, που βρίσκει εφαρμογή τόσο σε outdoor όσο και σε indoor περιβάλλον και που διαθέτει μία βαθμιαία αυξανόμενη κλίμακα ακριβείας, ανάλογα με το πλήθος των ακτινών που λαμβάνονται υπόψη στη μελέτη.

Στη συνέχεια γίνεται αναφορά στο fading, εξετάζονται οι φυσικές διαδικασίες που το προκαλούν και αναπτύσσονται τα κύρια μαθηματικά μοντέλα που υπάρχουν στη διεθνή βιβλιογραφία για την περιγραφή του.

4.2 ΜΟΝΤΕΛΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΡΑΔΙΟΣΗΜΑΤΟΣ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΧΩΡΟΥ

4.2.1. Μοντέλο ελεύθερου χώρου

Το μοντέλο ελεύθερου χώρου αποτελεί τα βασικό θεωρητικό μοντέλο για τον υπολογισμό της απώλειας οδεύσεως. Θεωρούμε ιδανική περιοχή χωρίς γεωγραφικούς περιορισμούς και χωρίς παρεμβολή εμποδίων. Θεωρούμε επίσης ότι η απόσταση ΣΒ – κινούμενου συνδρομητή είναι τέτοια ώστε να εμπίπτει στο μακρινό πεδίο ή «περιοχή Fraunhofer» της κεραίας. Υπό αυτές τις συνθήκες η μέση εξασθένηση σήματος δίνεται (σε dB) από την σχέση:

$$L \text{ (dB)} = 32.45 + 20 \log d + 20 \log f \quad (4.1)$$

Το μοντέλο αυτό αποτελεί ουσιαστικά το αρχέτυπο μοντέλο διάδοσης ραδιοσήματος και είναι εξαιρετικά χρήσιμο καθότι η τιμή της μέσης εξασθένησης σήματος που προκύπτει από τον παραπάνω τύπο αποτελεί τιμή αναφοράς για τη σύγκριση με τις αντίστοιχες τιμές που δίνουν τα μοντέλα που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.

Για την περιοχή των 900 MHz ο παραπάνω τύπος διαμορφώνεται ως εξής:

$$L \text{ (dB)} = 87 + 20 \log d \quad (4.2)$$

4.2.2. Μοντέλο επίπεδης γήινης επιφάνειας

Το μοντέλο αυτό λαμβάνει ως δεδομένη την ιδεατή περίπτωση μίας γήινης επίπεδης επιφάνειας χωρίς να θεωρεί εμπόδια και γεωγραφικές ιδιαιτερότητες. Η αγωγιμότητα εκτιμάται ως πεπερασμένη.

Όπως και το μοντέλο ελεύθερου χώρου, το μοντέλο επίπεδης γήινης επιφάνειας (Plane Earth) αποτελεί βάση σύγκρισης για άλλα, πιο εξειδικευμένα μοντέλα διάδοσης ραδιοσήματος.

Για λειτουργία του ΚΣΚΤ στην περιοχή των 900 MHz, η μέση απώλεια οδεύσεως (σε dB) δίνεται από τη σχέση:

$$L \text{ (dB)} = 111.6 - 20 \log h + 40 \log D \text{ (dB)} \quad (4.3)$$

Όπου θεωρήσαμε το ύψος της κεραίας κινητού συνδρομητή ίσο με 1.5 m από το έδαφος.

Παρατηρούμε ότι για $D=h/17$, έχουμε ισοδυναμία με το μοντέλο ελεύθερου χώρου.

4.2.3. Μοντέλο Λογαριθμικής Απόστασης

Το μοντέλο απώλειας οδεύσεως λογαριθμικής απόστασης δίνει την απώλεια οδεύσεως σε dB με βάση τον παρακάτω τύπο:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.4)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η μέση ισχύς μειώνεται αναλογικά με το λογάριθμο της απόστασης. Ο τύπος προέκυψε ως μετεξέλιξη των μοντέλων ελεύθερου χώρου και επίπεδης επιφάνειας, με κριτήριο μετρήσεις που ελήφθησαν πειραματικά.

Στον παραπάνω τύπο υπάρχει μία μεταβλητή n , η οποία εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης του ραδιοσήματος. Πιο συγκεκριμένα έχουμε:

Environment	n
Free Space	2
Urban area cellular radio	2.7 - 3.5
Shadowed urban cellular radio	3 to 5
In-building LOS	1.6 to 1.8
Obstructed in building	4 to 6
Obstructed in factories	2 to 3

Πίνακας 4.1 Τιμές μεταβλητής n στον τύπο του μοντέλου

Ανάλογα λοιπόν με την περίπτωση που εξετάζουμε και αναφορικά με το υφιστάμενο περιβάλλον διάδοσης ραδιοσήματος (propagation environment), το n λαμβάνει την κατάλληλη τιμή (σύμφωνα με τα στοιχεία του πίνακα) και ο τύπος που δίνει την απώλεια οδεύσεως της μέσης ισχύος διαμορφώνεται αντίστοιχα.

Το πρόβλημα με το παρόν μοντέλο εστιάζεται, στην παρατηρηθείσα απόκλιση της μετρούμενης μέσης ισχύς από αυτήν που υπολογίζουμε με χρήση του παραπάνω τύπου.

Ο παραπάνω τύπος μπορεί να διορθωθεί ως εξής:

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (4.5)$$

Η X_σ είναι μία Gaussian μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής (σε dB) με κανονική απόκλιση σ (σε dB) και χρησιμοποιείται για να εκφράσει στατιστικά τα φαινόμενα τυχαίας σκίασης (random shadowing), δίνοντας κατ'αυτόν τον τρόπο μία αυξημένη ακρίβεια στο μοντέλο.

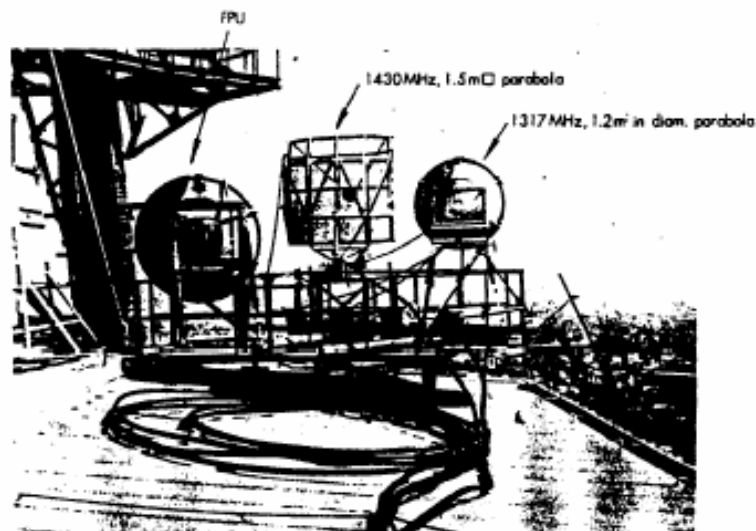
4.2.4. Μοντέλο Okumura

Το μοντέλο του Okumura είναι από τα πλέον συχνώς χρησιμοποιούμενα στη μελέτη της διάδοσης σήματος σε ανοικτό χώρο (outdoor propagation). Πρόκειται για ένα εμπειρικό μοντέλο που δομήθηκε στη βάση των αποτελεσμάτων δύο κρίσιμων πειραμάτων που διεξήγαγε ο Okumura με τους συνεργάτες του στην περιοχή Kanto της Ιαπωνίας, η οποία περικλείει και την πόλη του Τόκιο, τη δεκαετία του '60. Οι μετρήσεις και τα συμπεράσματα που βγήκαν από αυτές δημοσιεύτηκαν τελικά στην εργασία: "Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service", *Review of the Electrical Communication Laboratory*, Vol 16, Numbers 9-10, Sep.-Oct, 1968, by Yoshihisa Okumura, et. Al.

Για τη διεξαγωγή των δύο αυτών πειραμάτων, επιλέχτηκαν τέσσερις συχνότητες στην UHF περιοχή των 450 MHz-2000 MHz.

Πρώτο πείραμα. Νοέμβριος 1962- Ιανουάριος 1963

Η επιλεγμένη περιοχή για αυτήν την περίπτωση είναι απλή, από τοπογραφική άποψη, με μια "quasi-smooth" («ημι-λεία») επιφάνεια (ο όρος αυτός θα διευκρινιστεί στις επόμενες γραμμές). Αρκετές κτισμένες πόλεις βρίσκονται στο μονοπάτι (path) που είχε επιλεγεί, όλες μέσα σε ακτίνα 100 χιλιομέτρων. Χρησιμοποιήθηκαν διάφορες κεραίες μετάδοσης, όλες το πολύ μέχρι 1000 μέτρα περίπου. Οι τέσσερις επιλεγμένες συχνότητες για αυτό το πείραμα ήταν: 453 MHz, 922 MHz, 1310 MHz, 1920 MHz.



Σχ. 4.1 Η τοποθεσία του πειράματος, Τόκιο, 1962.

Δεύτερο πείραμα. Μάρτιος 1965- Ιούνιος 1965

Αυτές οι μετρήσεις έγιναν για να γίνουν πιο σαφή τα αποτελέσματα του πρώτου πειράματος. Συν τοις άλλοις, το πείραμα αυτό εξηγεί περαιτέρω τα χαρακτηριστικά των χαμηλότερων κεραιών σταθμού βάσης καθώς και ιδιομορφίες με λόφους, βουνά και λοιπές μη-κανονικές επιφάνειες (χρησιμοποιείται ο όρος “irregular terrain”). Για το δεύτερο πείραμα χρησιμοποιήθηκε το ίδιο σετ των 4 συχνοτήτων όπως και στο πρώτο πείραμα.

Και για τα δύο πειράματα, ένα όχημα είχε κεραιές λήψης και στις δύο πλευρές του, κινούμενο με 30 χλμ/ώρα, και ένας καταγραφέας με 4 ακίδες (“4-pen recorder”) χρησιμοποιήθηκε για την καταγραφή των δεδομένων, με το χαρτί να κινείται με 5 χιλιοστά το δευτερόλεπτο. Η καταγραφή των δεδομένων ήταν συνεχής κατά την κίνηση του οχήματος.

Τα αποτελέσματα των μετρήσεων του Okumura

Ο Okumura ανέπτυξε μία σειρά από καμπύλες που δείχνουν ότι η μέση εξασθένιση σήματος (Amu) μεταβάλλεται ανάλογα με τον ελεύθερο χώρο ως συνάρτηση της συχνότητας και της απόστασης, σε μία «ημι-λεία» επιφάνεια. Οι καμπύλες προέκυψαν από μετρήσεις με χρήση κάθετων παν-κατευθυντικών κεραιών τόσο στη μετάδοση όσο και στη λήψη. Τα συλλεχθέντα δεδομένα εκφράστηκαν με στατιστικό τρόπο και οι παράμετροι επιφάνειας συμπεριλήφθησαν. Προέκυψε μία καμπύλη κατανομής και η μέση τιμή υπολογίστηκε, με δεδομένο ότι οι μετρήσεις

ελήφθησαν σε πυκνοκατοικημένες περιοχές. Τα αποτελέσματα του πειράματος έδειξαν επίσης ότι η μέγιστη απόκλιση σημειώθηκε στις προαστιακές περιοχές, ιδιαίτερα όταν η κεραία λήψης είχε χαμηλό ύψος.

Από αυτές τις μετρήσεις και το σεντ καμπυλών (για μέση εξασθένηση), μπορούμε να προσδιορίσουμε την απώλεια οδεύσεως (path loss) χρησιμοποιώντας το μοντέλο του Okumura ανάμεσα σε δύο σημεία (ή τομείς) που μας ενδιαφέρουν. Το μοντέλο μπορεί να εκφραστεί με την ακόλουθη εξίσωση:

$$L_{50}(dB) = L_F + A_{MM}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \quad (4.6)$$

Όπου:

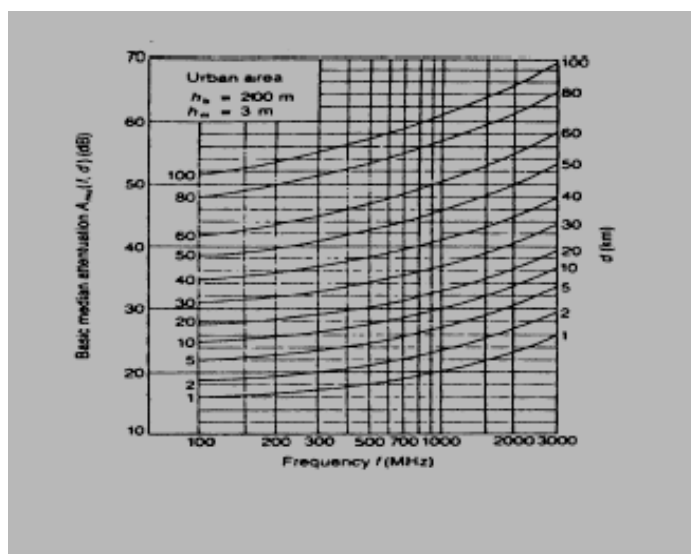
L_{50} : μέση απώλεια οδεύσεως

L_F : απώλεια οδεύσεως ελεύθερου χώρου (free space path loss)

$G(H_{te})$: κέρδος κεραίας μετάδοσης

$G(H_{re})$: κέρδος κεραίας λήψης

G_{area} : κέρδος που οφείλεται στον τύπο του περιβάλλοντος.



Σχ. 4.2 Το σεντ καμπυλών του Okumura

Παράγοντες και υπολογισμοί εδάφους στο μοντέλο του Okumura

Οι δύο παράγοντες εδάφους που αφορούν στο μοντέλο του Okumura είναι οι εξής:

- Quasi-smooth terrain (Ημι-λεία επιφάνεια)

Αυτός ο τύπος εδάφους ορίζεται ως «επίπεδη επιφάνεια όπου, κρίνοντας από το προφίλ εδάφους του μονοπατιού διάδοσης σήματος (σχεδιασμένο σε χάρτη με κλίμακα 1:50,000), το ύψος της διακύμανσης είναι περίπου 20 μέτρα με ελαφρές μεταβολές». Η πεδιάδα Kanto στην Ιαπωνία αντιστοιχεί σε αυτήν την περιγραφή.

- Irregular terrain (Μη-κανονική επιφάνεια)

Αυτός ο τύπος εδάφους περιλαμβάνει «ολισθηρή επιφάνεια λόφου», «απομονωμένο βουνό», «γενικά υψίπεδη επιφάνεια» και «μονοπάτι οδεύσεως ξήρας-θάλασσας».

Οι πέντε παραμετρικοί υπολογισμοί εδάφους που λαμβάνονται υπόψη στο μοντέλο του Okumura είναι οι εξής:

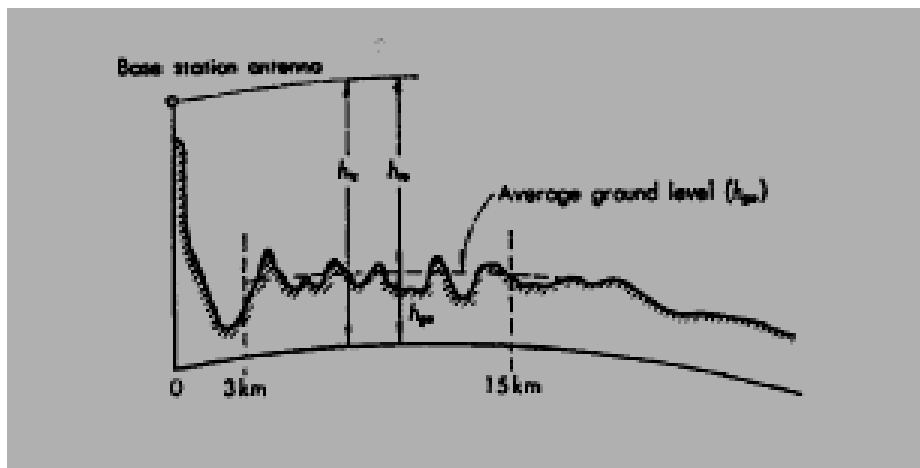
- Ενεργό ύψος κεραίας σταθμού βάσης (base station effective antenna height)

$$H_{te}=H_{ts}-H_{go} \quad (4.7)$$

H_{ts} : ύψος κεραίας σταθμού βάσης

H_{go} : το μέσο επίπεδο εδάφους σε μία ζώνη 3-15 χλμ. γύρω από τον πομπό του σταθμού βάσης.

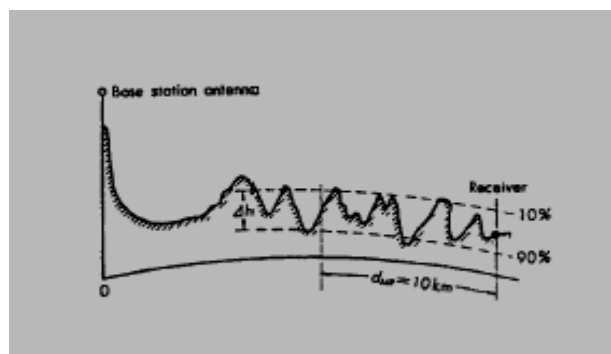
Από το ενεργό ύψος κεραίας σταθμού βάσης μπορεί να υπολογιστεί το κέρδος του ύψους της κεραίας.



Σχ. 4.3 Υπολογίζοντας το H_{te}

- Διαφορά διακύμανσης εδάφους (παράμετρος για περίπτωση «ολισθαίνουσας επιφάνειας λόφου», Δh)

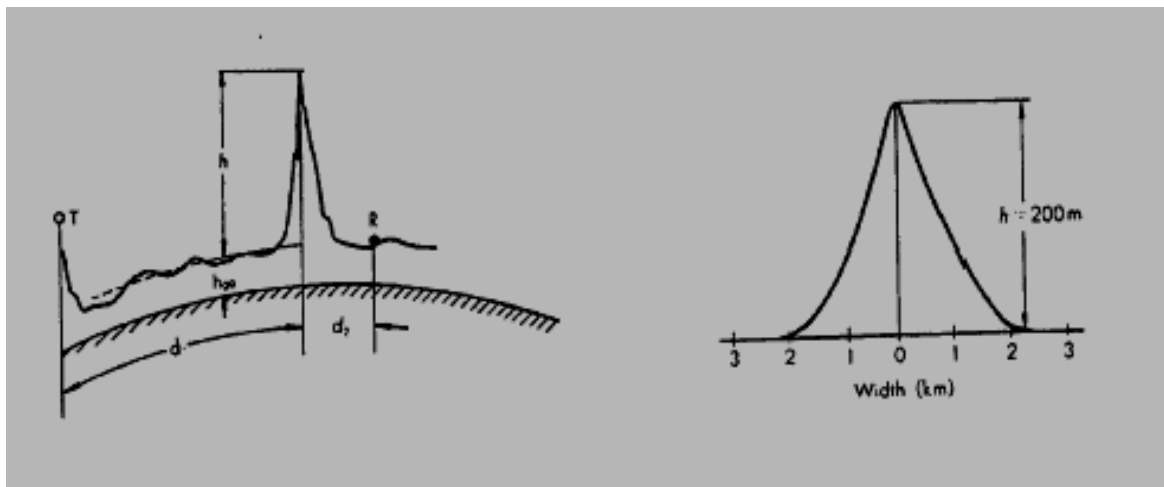
Όπως δείχνει η παρακάτω εικόνα, η εν λόγω παράμετρος προκύπτει ως διαφορά ανάμεσα στο 10% και το 90% της διακύμανσης του εδάφους, σε απόσταση 10 χλμ. από τον δέκτη προς την κατεύθυνση του πομπού. Η παράμετρος αυτή δεν υπολογίζεται για την απλή περίπτωση κατηφορικού-ανηφορικού εδάφους, καθότι εκεί υφίσταται μονοδιάστατη διακύμανση (η κλίση του εδάφους).



Σχ. 4.4 Υπολογίζοντας το Δh

- Παράμετρος οδεύσεως στην περίπτωση «απομονωμένου βουνού»

Η παράμετρος αυτή αφορά την περίπτωση ενός βουνού, το οποίο μοντελοποιείται ως knife-edge.



Σχ. 4.5α και 4.5β Μοντελοποιώντας το απομονωμένο βουνό

- Μέση γωνία κλίσης εδάφους για κεκλιμένη επιφάνεια (Θ_m)

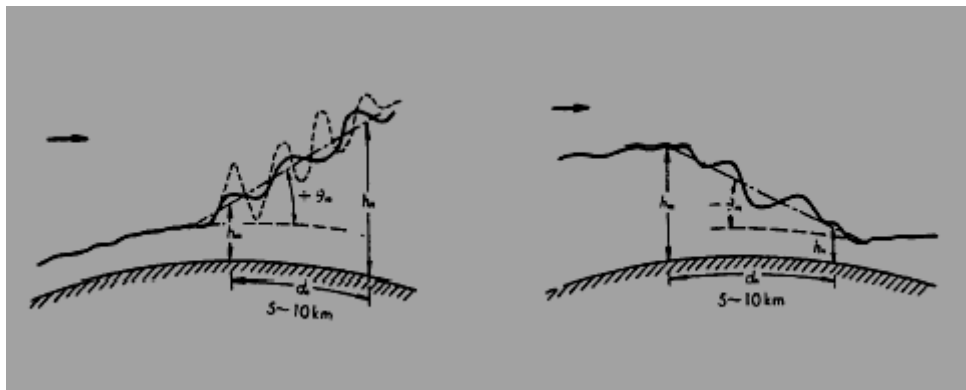
Για κεκλιμένη επιφάνεια τουλάχιστον 5-10 χιλιομέτρων.

$$m = \frac{(h_n - h_m)}{d_n}$$

(4.8)

$h_n > h_m$: $\Theta_m > 0$, ανηφορική επιφάνεια

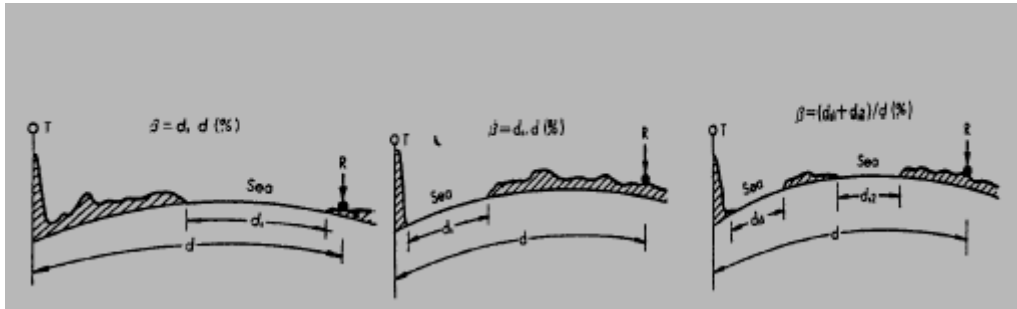
$h_n < h_m$: $\Theta_m < 0$, κατηφορική επιφάνεια



Σχ. 4.6 Θετική και αρνητική κλίση εδάφους αντίστοιχα

- Παράμετρος απόστασης για υβριδικό μοντέλο ξηράς-θάλασσας

Διακρίνουμε τρεις περιπτώσεις ύπαρξης λίμνης/θάλασσας στο μονοπάτι διάδοσης σήματος: νερό κοντά σε κινούμενο όχημα, νερό κοντά στο σταθμό βάσης ή νερό ανάμεσα σε κινούμενο όχημα και το σταθμό βάσης.



Σχ. 4.7 Υβριδικό μοντέλο ξηράς - θάλασσας

Ρυθμός μεταβολής του κέρδους για τις κεραίες εκπομπής και λήψης για μικρό ύψος κεραιών

Ο Okumura ανακάλυψε επίσης ότι το κέρδος της κεραίας εκπομπής μεταβάλλεται με ρυθμό των 20dBs/δεκάδα και το κέρδος της κεραίας λήψης με ρυθμό των 10 dBs/δεκάδα για ύψη κεραιών κάτω των 3 μέτρων, όπως φαίνεται στις κάτωθι εξισώσεις.

$$G(h_{re}) = 20 \log\left(\frac{h_{re}}{200}\right), 1000 \text{ m} > h_{re} > 30 \text{ m}$$

(4.9)

(4.10)

$$G(h_{re}) = 20 \log\left(\frac{h_{re}}{3}\right), 10 \text{ m} > h_{re} > 3 \text{ m}$$

$$G(h_{re}) = 10 \log\left(\frac{h_{re}}{3}\right), h_{re} \leq 3 \text{ m}$$

(4.11)

Κατηγοριοποίηση εμποδίων

Τα εμπόδια στο έδαφος που παρεμβάλλονται στο μονοπάτι εκπομπής-λήψης ραδιοσήματος μπορούν να κατηγοριοποιηθούν στις τρεις εξής περιπτώσεις.

1. «Ανοικτές» περιοχές (ύπαιθρος)

Μία ανοικτή περιοχή δεν έχει εμπόδια, καθότι υπάρχουν τουλάχιστον 300 με 400 χιλιόμετρα ανοικτού χώρου ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη. Οι παράμετροι εδάφους δεν μας απασχολούν σε αυτήν την περίπτωση.

2. Ημιαστική περιοχή

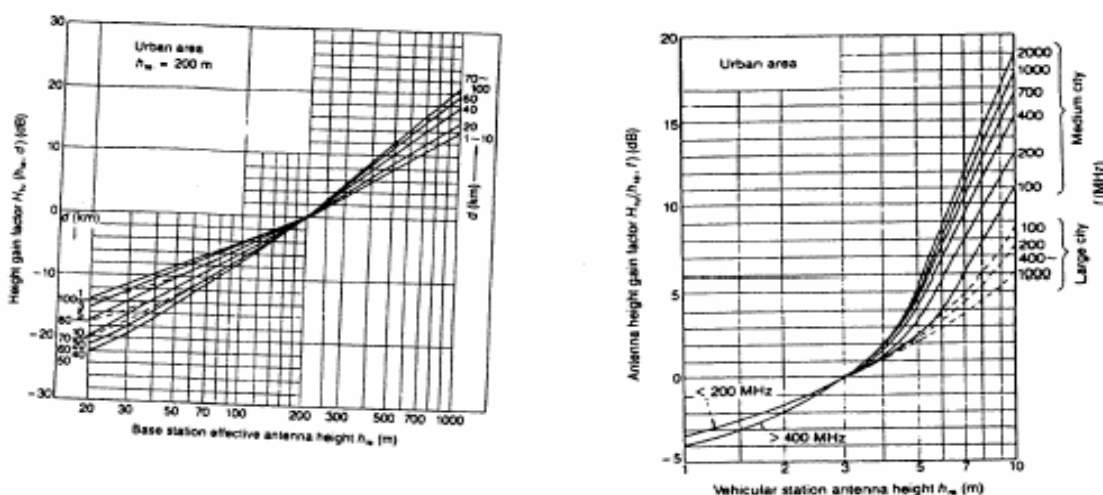
Ελαφρώς κατοικημένη, με χωριά ή μεγάλους αυτοκινητόδρομους, με αραιή βλάστηση και δόμηση. Οι παράμετροι εδάφους γίνονται πιο σημαντικές σε αυτόν τον τύπο περιβάλλοντος.

3. Αστική περιοχή

Αφορά μεγάλες πόλεις και αστικά κέντρα. Λόγω της πυκνής δόμησης, οι παράμετροι εδάφους είναι πολύ σημαντικές.

Συμπερασματικά

Το μοντέλο του Okumura είναι από τα απλούστερα και ακριβέστερα για τον υπολογισμό της απώλειας οδεύσεως σε αστικό περιβάλλον. Στην Ιαπωνία όπου υπάρχουν μεγάλες και πυκνοκατοικημένες πόλεις, το μοντέλο αυτό έχει γίνει το σχεδιαστικό πρότυπο για κινητά συστήματα ραδιο-επικοινωνιών. Το μοντέλο αυτό αφορά καταρχάς σε αστικές περιοχές. Εν τούτοις, ο Okumura πραγματοποίησε μετρήσεις και σε επιλεγμένες ημιαστικές και ανοικτές περιοχές. Έτσι, το μοντέλο μπορεί να αποκτήσει πιο ευρεία χρήση, παρότι καθίσταται προβληματικό για ανοικτές, υπαίθριες περιοχές. Πρόκειται βέβαια για ένα εμπειρικό μοντέλο που βασίζεται σε σει μετρήσεων της δεκαετίας του '60. Παρόλο που και στις μέρες μας γίνεται ευρεία αναφορά και χρήση του μοντέλου αυτού, δεν πρέπει να αγνοούνται οι πιθανές εδαφικές μεταβολές, σε ότι αφορά τις επιφάνειες ξηράς αλλά και τη δόμηση των πόλεων στις δεκαετίες που μεσολάβησαν από τότε, που πιθανώς να επηρεάζουν τα αποτελέσματα των μετρήσεων του '60



Σχ. 4.8 Κέρδη κεραιών πομπού (α) και δέκτη (β) σε συνάρτηση με το ενεργό ύψος κεραίας για αστική περιοχή

4.2.5 Μοντέλο Hata

Το αρχικό μοντέλο Hata δημοσιεύτηκε το 1980 από τον Masaharu Hata στην επιστημονική εργασία *Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-29, no.3, August 1980. Βασιζόμενος στις καμπύλες που προέκυψαν από τα δύο πειράματα που διεξήγαγε στην πόλη του Τόκυο ο Okumura στη δεκαετία του '60 όπως περιγράφηκε

στο προηγούμενο μοντέλο, ο Hata κατέληξε σε μία εμπειρική φόρμουλα από την οποία γίνεται δυνατός ο υπολογισμός της απώλειας οδεύσεως.

Το μοντέλο αυτό εφαρμόζεται σε αστικό περιβάλλον όπου χρησιμοποιείται η βασική εξίσωση που παρατίθεται πιο κάτω. Παρέχονται επίσης διορθωτικές εξισώσεις που καθιστούν δυνατή την εφαρμογή του μοντέλου για διάφορα μεγέθη αστικού περιβάλλοντος, καθώς και για ημιαστικές και ανοικτές, υπαίθριες περιοχές.

Οι δύο βασικοί περιορισμοί του μοντέλου Hata αφορούν στην έκταση της οδεύσεως (path length) και στο οριοθετημένο εύρος συχνοτήτων. Πιο συγκεκριμένα, το μοντέλο εφαρμόζεται για συχνότητες από 150-1500 MHz και για απόσταση πομπού δέκτη (δηλαδή το προαναφερθέν μήκος οδεύσεως) 1-20 χλμ. Παρατηρούμε δηλαδή ότι δεν καλύπτεται η ζώνη των 1,5-2 GHz που αφορά στις επικοινωνίες DCS, PCS (1800 MHz), καθώς και ότι η απόσταση ΣΒ και κινούμενου συνδρομητή δεν μπορεί να υπερβεί τα 20 χιλιόμετρα. Παρακάτω θα διαπιστωθεί επίσης ότι η απόσταση αυτή δεν μπορεί να είναι μικρότερη από 1 χιλιόμετρο. Για να αντιμετωπιστεί αυτό το πλέγμα περιορισμών αναπτύχθηκαν διάφορες παραλλαγές μοντέλων πάνω στο αρχικό μοντέλο του Hata, οι οποίες θα παρουσιαστούν εν συνεχεία.

Η βασική εξίσωση για υπολογισμό των απωλειών οδεύσεως σε αστικές περιοχές είναι η παρακάτω:

$$L_{50}(\text{urban}) (\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d \quad (2.12)$$

f_c : η συχνότητα σε MHz (150-1500)

h_{te} : το ενεργό ύψος πομπού (ΣΒ) σε μέτρα (από 30 έως 200 μ.)

h_{re} : το ενεργό ύψος κινούμενου συνδρομητή (δέκτη) (από 1 έως 10 μ.)

d : το μήκος οδεύσεως (απόσταση ΣΒ-κινούμενου συνδρομητή) (1-20 χλμ.)

$a(h_{re})$: συντελεστής διόρθωσης για το ενεργό ύψος της κεραίας του κινούμενου συνδρομητή (δέκτη) ως συνάρτηση του μεγέθους της υπό κάλυψη περιοχής.

- Για μικρή ως μεσαίου μεγέθους πόλη, ο συντελεστής διόρθωσης δίνεται από τη σχέση:

$$a(h_{re}) = (1.1 \log f_c - 0.7) h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) \text{ dB} \quad (4.13)$$

- Για μία μεγάλη πόλη έχουμε τις εξής δύο σχέσεις

$$\alpha(h_{re}) = 8.29 (\log 1.54 h_{re})^2 - 1.1 \text{ dB} \quad \text{for } f_c \leq 300 \text{ MHz} \quad (4.14)$$

$$a(h_{re}) = 3.2 (\log 11.75 h_{re})^2 - 4.97 \text{ dB} \quad \text{for } f_c \geq 300 \text{ MHz} \quad (4.15)$$

Τα παραπάνω αφορούν, όπως προαναφέρθηκε, στην περίπτωση αστικού περιβάλλοντος και με παρεμβολή συντελεστή διόρθωσης ανάλογα με το μέγεθος της υπό κάλυψη περιοχής. Προκειμένου να επεκτείνουμε το μοντέλο Hata για ημιαστικές και ανοικτές, υπαίθριες περιοχές, χρησιμοποιούμε το αποτέλεσμα της βασικής εξίσωσης που γράφτηκε προηγουμένως ως δεδομένο εισόδου για τις παρακάτω εξισώσεις, ανάλογα με τον τύπο του περιβάλλοντος για την εκάστοτε περίπτωση.

1. Για ημιαστικές περιοχές έχουμε

$$L_{50} \text{ (dB)} = L_{50} \text{ (urban)} - 2 [\log (f_c/28)]^2 - 5.4 \quad (4.16)$$

2. Για ανοικτές, υπαίθριες περιοχές έχουμε

$$L_{50} \text{ (dB)} = L_{50} \text{ (urban)} - 4.78 (\log f_c)^2 - 18.33 \log f_c + 40.94 \quad (4.17)$$

Παρόλο που το μοντέλο Hata δεν προβλέπει τους υπολογισμούς και τους διορθωτικούς παράγοντες που αντιστοιχούν ανά περίπτωση εδάφους όπως το μοντέλο Okumura, οι παραπάνω μαθηματικές εκφράσεις έχουν μεγάλη πρακτική αξία. Τα αποτελέσματα του μοντέλου Hata προσεγγίζουν αρκετά το αρχικό μοντέλο Okumura, εφόσον η απόσταση d είναι μεγαλύτερη από 1 χλμ. Το μοντέλο Hata προσφέρεται κύρια για κινητά συστήματα επικοινωνιών μεγάλων κυτταρικών δομών, αλλά όπως προαναφέρθηκε, όχι για τα συστήματα PCS/DCS λόγω του περιορισμού στο εύρος συχνοτήτων.

4.2.6 CCIR - Corrected - Hata μοντέλο με συντελεστή δόμησης B

Επί της ουσίας πρόκειται για αυτούσιο το κλασικό μοντέλο του Hata, με τη διαφορά ότι έχουμε προσθήκη ενός συντελεστή B στη βασική εξίσωση του αστικού περιβάλλοντος. Έχουμε δηλαδή τη βασική εξίσωση υπολογισμού απώλειας οδεύσεως σε αστικό περιβάλλον να διαμορφώνεται ως εξής:

$$L_{50} \text{ (urban)} \text{ (dB)} = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d + B \quad (4.18)$$

f_c : η συχνότητα σε MHz (150-1500)

h_{te} : το ενεργό ύψος πομπού (ΣΒ) σε μέτρα (από 30 έως 200 μ.)

h_{re} : το ενεργό ύψος κινούμενου συνδρομητή (δέκτη) (από 1 έως 10 μ.)

d : το μήκος οδεύσεως (απόσταση ΣΒ-κινούμενου συνδρομητή) (1-20 χλμ.)

$a(h_{re})$: συντελεστής διόρθωσης για το ενεργό ύψος της κεραίας του κινούμενου συνδρομητή (δέκτη) ως συνάρτηση του μεγέθους της υπό κάλυψη περιοχής.

- Για μικρή ως μεσαίου μεγέθους πόλη, ο συντελεστής διόρθωσης δίνεται από τη σχέση:

$$a(h_{re}) = (1.1 \log f_c - 0.7) h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) \text{ dB} \quad (4.19)$$

- Για μία μεγάλη πόλη έχουμε τις εξής δύο σχέσεις

$$a(h_{re}) = 8.29 (\log 1.54 h_{re})^2 - 1.1 \text{ dB} \quad \text{for } f_c \leq 300 \text{ MHz} \quad (4.20)$$

$$a(h_{re}) = 3.2 (\log 11.75 h_{re})^2 - 4.97 \text{ dB} \quad \text{for } f_c \geq 300 \text{ MHz} \quad (4.21)$$

και :

$$B = 30 - 25 \log_{10} X \quad (4.22)$$

X: το % ποσοστό της περιοχής που καλύπτεται από κτίρια

Παρατηρούμε ότι για ποσοστό 15% της περιοχής που καλύπτεται από κτίρια ο συντελεστής B μηδενίζεται. Σε αυτήν την περίπτωση επανερχόμαστε στο κλασικό μοντέλο Hata. Για ποσοστό 20% κάλυψης της περιοχής από κτίρια, $B = -2.5 \text{ dB}$.

4.2.7 Μόντελο COST 231- Επέκταση Μοντέλου Hata στα 2 GHz

Η Ευρωπαϊκή Συνεργασία για επιστημονική και τεχνολογική έρευνα (EURO COST) δημιούργησε την επιτροπή εργασίας COST-231 προκειμένου να αναπτύξει μία προέκταση του μοντέλου Hata. Η επιτροπή COST-231 κατέληξε στην ακόλουθη πρόταση σχετικά με την προέκταση του μοντέλου Hata στην περιοχή συχνοτήτων των 2 GHz (ζώνη PCS):

$$L_{50}(\text{urban}) = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d + C_M \quad (4.23)$$

όπου:

$$C_M = \begin{cases} 0 \text{ dB} & \text{for medium sized city and suburban areas} \\ 3 \text{ dB} & \text{for metropolitan centers} \end{cases}$$

Όπου ο $a(h_{re})$ δίνεται κατά τα γνωστά από τις σχέσεις (4.19), (4.20) και (4.21).

Για την επέκταση του μοντέλου Hata στα 2 GHz, οι παράμετροι που εμπλέκονται στον τύπο υπολογισμού της απώλειας οδεύσεως, λαμβάνουν τις εξής περιοχές τιμών:

f: 1500 MHz ως 2000 MHz

h_{te}: 30 m ως 200 m

h_{re}: 1 m ως 10 m

d: 1 km ως 20 km

4.2.8 Μοντέλα επέκτασης Hata ως προς την απόσταση Κάλυψης

Η αρχική προσπάθεια για επέκταση του μοντέλου Hata, όσον αφορά στην απόσταση κάλυψης, έγινε σε σχετική αναφορά της CCIR, όπου μία ασάφεια στη διατύπωση της παρακάτω εξίσωσης οδήγησε σε πολλαπλές ερμηνείες:

$$E = 69.82 - 6.16 \log f + 13.82 \log h_b + a(h_m) - (44.9 - 6.55 \log h_b) * \log d^b \quad (4.24)$$

Η ασάφεια αφορά προφανώς στον εκθέτη b, και στο αν περικλείει μόνο την απόσταση d ή όλη τη λογαριθμική παράσταση.

Κάποια μεταγενέστερα μοντέλα ισχυρίστηκαν το πρώτο και κάποια το δεύτερο. Γενικά, η παραπάνω σχέση αποτέλεσε οδηγό για τα μοντέλα που επεδίωκαν αύξηση της απόστασης κάλυψης σε σχέση με το αρχικό μοντέλο Hata.

Για διευκόλυνση των συγκρίσεων με τις αρχικές καμπύλες του Okumura, όλα τα μοντέλα έχουν θεωρηθεί ότι υπολογίζουν την ένταση πεδίου ενός πομπού 1 kW ERP.

Τα τρία προς σύγκριση μοντέλα είναι τα ITU-R P.529-2 , ITU-R P.529-3 και το μοντέλο ERC Report 68.

ITU-R P.529-2

$$E = 65.55 - 6.16 \log(f) + 13.82 \log(h_b) + a(h_m) - (44.9 - 6.55 \log(h_b)) * \log(d^b) \quad (4.25)$$

Όπου:

$$a(h_m) = (1.1 \log(f) - 0.7) * h_m - (1.56 \log(f) - 0.8) \quad (4.26)$$

$$b = 1 \text{ for } d \leq 20 \text{ km} \quad (4.27) \text{ και } (4.28)$$

$$b = 1 + (0.14 + 1.87 * 10^{-4} * f + 1.07 * 10^{-3} * h_b) * (\log(d/20))^{0.8} \text{ if } d > 20 \text{ km}$$

Εφόσον το μοντέλο νοείται ως προέκταση του αρχικού μοντέλου Hata, θα έπρεπε, για απόσταση μικρότερη των 20 χλμ, που είναι εντός του εύρους της αρχικής εξίσωσης

στο μοντέλο Hata, να υπάρχει ταύτιση της παραπάνω σχέσης με την εξίσωση του αρχικού μοντέλου. Όμως κάτι τέτοιο δεν συμβαίνει. Ο πρώτος όρος 65.55 θα έπρεπε να είναι 69.82.

Το μοντέλο αναπτύχθηκε για τα εξής όρια τιμών:

Ευρός συχνοτήτων: 150 – 1500 MHz

Ύψος κεραίας ΣΒ: 30 – 200 m

Ύψος κεραίας κινητού συνδρομητή: 1 – 10 m

Απόσταση: 1 – 100 km

ITU-R P.529-3

$$E = 69.82 - 6.16 \log(f) + 13.82 \log(h_b) + a(h_m) - (44.9 - 6.55 \log(h_b)) * (\log(d))^b \quad (4.29)$$

Όπου τα $a(h_m)$ και b υπολογίζονται απο τις σχέσεις (4.26), (4.27) και (4.28).

Με:

$$h'_b = h_b / (1 + 7 * 10^{-6} * h_b^2)^{1/4} \quad (4.30)$$

Το μοντέλο αναπτύχθηκε για τα εξής όρια τιμών:

Ευρός συχνοτήτων: 150 – 1500 MHz

Ύψος κεραίας ΣΒ: 30 – 200 m

Ύψος κεραίας κινητού συνδρομητή: 1 – 10 m

Απόσταση: 1 – 100 km

ERC REPORT 68

$$E = 69.75 - 6.16 \log(f) + 13.82 \log(h_b) + \alpha * (44.9 - 6.55 \log(h_b)) * (\log(d)) + a(h_m) + b(h_b) \quad (4.31)$$

Ο πρώτος όρος είναι 69.75 αντί για 69.82, οπότε προσεγγιστικά το μοντέλο αυτό ισούται με το αρχικό μοντέλο Hata για αποστάσεις μικρότερες των 20 χλμ.

Έχουμε:

$$\alpha = 1 \text{ if } d \leq 20 \text{ km} \quad (4.32)$$

$$\alpha = 1 + (0.14 + 1.87 * 10^{-4} * f + 1.07 * 10^{-3} * h_m) * (\log(d / 20))^{0.8} \text{ if } d > 20 \text{ km} \quad (4.33)$$

$$a(h_m) = (1.1 \log(f) - 0.7) * \text{minimum}(10, h_m) - (1.56 \log(f) - 0.8) + \text{maximum}(0, 20 \log(h_m / 20)) \quad (4.34) \text{ και } (4.35)$$

$$b(h_b) = \text{minimum}(0, 20 \log(h_b / 30))$$

Το μοντέλο αναπτύχθηκε για τα εξής όρια τιμών:

Ευρός συχνοτήτων: 150 – 1500 MHz

Ύψος κεραίας ΣΒ: 1 – 200 m

Ύψος κεραίας κινητού συνδρομητή: 1 – 20 m

Απόσταση: 1 – 100 km

Σύγκριση των μοντέλων παραλλαγής Hata

Το πρώτο μοντέλο που εξετάσαμε είναι σαφώς λανθασμένο και δε χρήζει περαιτέρω ανάλυσης.

Συγκρίνοντας τα μοντέλα ITU-R P.529-3 και ERC68 με τις καμπύλες του Okumura, παρατηρούμε ότι τα δύο αυτά μοντέλα δίνουν παρόμοια αποτελέσματα για χαμηλές συχνότητες, αλλά για υψηλές συχνότητες το μοντέλο ECR 68 αποκλίνει από τις καμπύλες.

Συνολικά, το μοντέλο ITU-R P.529-3 είναι πιο κοντά στις καμπύλες του Okumura και συνίσταται ως το κατάλληλο μοντέλο για επέκταση του αρχικού μοντέλου Hata ως προς την απόσταση κάλυψης.

4.2.9 Μοντέλο Walfish-Ikegami

4.2.9.1 Περιγραφή του μοντέλου Walfish-Ikegami

Το μοντέλο Walfish-Ikegami ισχύει τόσο για τα 900 όσο και για τα 1800 MHz. Περιλαμβάνει παραμέτρους για την περιγραφή του χαρακτήρα ενός επίπεδου αστικού περιβάλλοντος.

Αν σε μία όδευση «φαραγγιού» (κεραίες ΣΒ κάτω από το επίπεδο των κορυφών των κτιρίων) υπάρχει οπτική ζεύξη (LOS), τότε η απώλεια οδεύσεως δίνεται από τη σχέση:

$$L = 42.6 + 26 \log d + 20 \log f \text{ for } d \geq 0.020 \text{ km} \quad (4.36)$$

Σε διαφορετική περίπτωση, η απώλεια οδεύσεως αποτελείται από άθροισμα τριών όρων, σύμφωνα με τα εξής:

$$L = L_0 + L_{\text{rts}} + L_{\text{msd}} \quad (4.37)$$

Όπου:

$$L_0 = 32.4 + 20 \log d + 20 \log f \quad (4.38)$$

Lrts: διάθλαση κορυφών κτιρίων – δρόμου και απώλειες διασποράς.

Lmsd: απώλεια διάθλασης πολλαπλής επιφάνειας

Έχουμε λοιπόν:

• Lrts:

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log w + 10 \log f + 20 \log(h_r - h_m) + L_{ori} \quad \text{for } h_r > h_m \quad (4.39)$$

L_{ori}	range for ϕ
$-10 + 0.354 \phi$	$0 \leq \phi < 35^\circ$
$2.5 + 0.075 (\phi - 35)$	$35 \leq \phi < 55^\circ$
$4.0 - 0.114 (\phi - 55)$	$55 \leq \phi \leq 90^\circ$

Πίν. 4.2 Τύπος του L_{ori} για διάφορες τιμές της γωνίας ϕ

• Lmsd:

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log d + k_f \log f - 9 \log b \quad (4.40)$$

$L_{\text{bsh}} = -18 \log(1 + h_b - h_r)$	$h_b > h_r$
$L_{\text{bsh}} = 0$	$h_b \leq h_r$
$k_a = 54$	$h_b > h_r$
$k_a = 54 - 0.8(h_b - h_r)$	$d \geq 0.5$ and $h_b \leq h_r$
$k_a = 54 - 0.8(h_b - h_r)(d / 0.5)$	$d < 0.5$ and $h_b \leq h_r$
$k_d = 18$	$h_b > h_r$
$k_d = 18 - 15(h_b - h_r) / h_r$	$h_b \leq h_r$
$k_f = -4 + 0.7(f / 925 - 1)$	for medium sized cities and suburban centres with moderate tree density
$k_f = -4 + 1.5(f / 925 - 1)$	for metropolitan centers

Πίν. 4.3 Τιμές των παραμέτρων για τον τύπο σε σχέση με τις τιμές των υψών κεραιών μετάδοσης και λήψης και της απόστασης των κεραιών

4.2.9.2 Προτεινόμενες τιμές για το μοντέλο Walfish-Ikegami

Αν δεν γνωρίζουμε την δομή των κτιρίων και των δρόμων, συνιστώνται οι παρακάτω τιμές

- $b=20 \dots 50$ m
- $w=b/2$
- $h_r=3 \{\text{αριθμός ορόφων}\} + \text{άνω οροφή (0 ή 3)}$
- $\phi=90$ μοίρες

4.2.9.3 Περιορισμοί του μοντέλου Walfish-Ikegami

$f= 800$ MHz ... 2 GHz

$h_b= 4 \dots 50$ m

$h_m= 1 \dots 3$ m

$d= 0.02 \dots 5$ km

4.2.10 Μοντέλο Bertoni – Walfish

Πρόκειται για ένα ντετερμινιστικό μοντέλο, που αναφέρεται στην επίδραση που ασκούν τα κτίρια στη διάδοση του ραδιοσήματος.

Εφαρμόζεται σε αστικές και ημιαστικές περιοχές με κτίρια σχεδόν ίδιου ύψους, με μικρή απόσταση μεταξύ τους και ομοιόμορφη διάταξη στο χώρο.

Η μέση ισχύς απώλειας οδεύσεως (σε dB) προκύπτει από τον παρακάτω τύπο:

$$L = 147.2 + A - 18 \log (h - h_b) + 38 \log D \text{ (dB)} \quad (4.41)$$

Οπου

$$A = 5 \log [(d/2)^2 + (h_b - h_m)^2] - 9 \log d + 20 \log \{ \tan^{-1} [2 (h_b - 2 h_m)/d] \} \quad (4.42)$$

Με

h_m : το ύψος της κεραίας του ΚΣ

h_b : το μέσο ύψος των κτιρίων

d : η μέση απόσταση μεταξύ των οικοδομικών τετραγώνων

Το μοντέλο αυτό δεν αντιμετωπίζει περιπτώσεις ανωμαλιών του εδάφους.

4.2.11 Μοντέλο Longley-Rice

Το μοντέλο Longley-Rice βασίζεται στην δημοσίευση των A. G. Longley και P. L. Rice, "Prediction of Tropospheric radio transmission over irregular terrain, A Computer method-1968." ESSA Tech. Rep. ERL 79-ITS 67, U.S. Government Printing Office, Washington, DC, July 1968.

Το μοντέλο υπολογίζει την μέση μακροπρόθεσμη απώλεια οδεύσεως για ανώμαλη επιφάνεια σε σχέση με την απώλεια οδεύσεως του ελεύθερου χώρου. Σχεδιάστηκε για συχνότητες ανάμεσα σε 20 MHz και 40 GHz και αποστάσεις οδεύσεως από 1 ως 2000 χλμ. Μεταγενέστερες μελέτες θέτουν το ανώτερο όριο συχνότητας στα 20 GHz.

Θεωρούμε παν-κατευθυντήρια κεραία μετάδοσης, εκτός και αν προσδιοριστεί κατευθυντική κεραία.

Η φύση του μοντέλου Longley-Rice απαιτεί ορισμένες επιπλέον παραμέτρους.

Πόλωση: Πρέπει να προσδιοριστεί το είδος της πόλωσης – οριζόντια ή κάθετη. Το μοντέλο θεωρεί ότι και οι δύο κεραίες (μετάδοσης και λήψης) έχουν την ίδια πόλωση, όποια και αν είναι αυτή.

Διαθλασιμότητα (Refractivity): Η διαθλασιμότητα της ατμόσφαιρας προσδιορίζει το βαθμό κύρτωσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Στο μοντέλο Longley-Rice υπάρχουν τρεις τρόποι να προσδιοριστεί η διαθλασιμότητα:

1. Είναι δυνατόν να εισάγουμε απευθείας την τιμή της παραμέτρου «Διαθλασιμότητα Επιφάνειας», τυπικά για εύρος των 250 με 400 N-μονάδων (που αντιστοιχούν σε τιμές καμπυλότητας εδάφους από 1.232 ως 1.767). Μία ενεργός καμπυλότητα εδάφους των $4/3=1.333$ αντιστοιχεί σε τιμή διαθλασιμότητας επιφάνειας των 301 N-μονάδων προσεγγιστικά. Οι Longley και Rice συνιστούν $N_s=301$ N-μονάδες ως μέση ατμοσφαιρική κατάσταση.

2. Μπορούμε να εισάγουμε την τιμή της ενεργούς καμπυλότητας εδάφους K (όπως πχ 1.333 για περίπτωση εδάφους $4/3$) και η διαθλασιμότητα επιφάνειας (N_s) υπολογίζεται από τον τύπο:

$$N_s = 179.3 \cdot L_n \left[\frac{1}{0.046665 \left(1 - \frac{1}{K} \right)} \right] \quad (4.43)$$

3. Μπορούμε να εισάγουμε την διαθλασιμότητα αναφοράς (επίπεδο θάλασσας) ως N_0 και η διαθλασιμότητα εδάφους N_s θα υπολογιστεί βάσει της ανύψωσης του εδάφους. Οι τιμές του N_0 μπορούν να ανακτηθούν από χάρτες, όπως η Εικ.1 στη σελίδα 5 της δημοσίευσης του μοντέλου Longley-Rice (1968).

Επιτρεψιμότητα: Η σχετική επιτρεψιμότητα ή διηλεκτρική σταθερά του εδάφους. Παρακάτω ακολουθούν ορισμένες τυπικές τιμές.

Αγωγιμότητα: Η αγωγιμότητα του εδάφους (σε Siemens/μέτρα).

	Σχετική επιτρεψιμότητα	Αγωγιμότητα (Siemens/m)
Μέσο έδαφος	15	0.005
Φτωχό έδαφος	4	0.001
Καλό έδαφος	25	0.020
Φρέσκο νερό	81	0.010
Θαλασσινό νερό	81	5.000

Πίν. 4.4 Τυπικές τιμές σχετικής επιτρεψιμότητας και αγωγιμότητας του εδάφους

1	Equatorial (Congo)
2	Continental Subtropical (Sudan)
3	Maritime Subtropical (West coast of Africa)
4	Desert (Sahara)
5	Continental Temperate
6	Maritime Temperate, over land (United Kingdom and continental west coasts)
7	Maritime Temperate, over sea

Πίν. 4.5 Τύποι εδάφους όπως τους κατατάσσει το μοντέλο Longley-Rice

Διαστάσεις μεταβλητότητας μοντέλου Longley-Rice

Στο μοντέλο Longley-Rice διακρίνουμε τρεις περιπτώσεις μεταβλητότητας: μεταβλητότητα χρόνου, τοποθεσίας και κατάστασης. Αυτές οι τρεις «διαστάσεις μεταβλητότητας» αναπτύχθηκαν προκειμένου να υπολογίσουν και να κατηγοριοποιήσουν τις αποκλίσεις στις μετρούμενες μέσες τιμές ισχύος σήματος.

Η μεταβλητότητα χρόνου αφορά στις αποκλίσεις των ωριαίων μέσων τιμών εξασθένισης λόγω, πχ, αργών μεταβολών στην ατμοσφαιρική διαθλασιμότητα. Η υπολογισμένη ένταση πεδίου είναι σε μέση ωριαία τιμή. Η πραγματική τιμή έντασης πεδίου στην τοποθεσία του δέκτη αναμένεται να είναι πάνω από αυτή τη μέση τιμή για μισή ώρα και κάτω από τη μέση τιμή για την υπόλοιπη μισή ώρα. Εκφράζεται σε εκατοστιαίο ποσοστό και δίνει το ποσοστό του χρόνου για το οποίο η πραγματική τιμή της ληφθείσας έντασης πεδίου είναι ίση ή μεγαλύτερη από την μέση ωριαία τιμή που υπολογίζεται από το πρόγραμμα.

Η μεταβλητότητα τοποθεσίας αφορά σε αποκλίσεις σε μακροπρόθεσμες στατιστικές αναλύσεις που προκύπτουν από όδευση σε όδευση, λόγω, πχ, διαφοροποιήσεων στο προφίλ εδάφους ή στο περιβάλλον. Εκφράζεται σε εκατοστιαίο ποσοστό και δίνει το ποσοστό των τοποθεσιών όπου η πραγματική τιμή της ληφθείσας έντασης πεδίου αναμένεται να είναι ίση ή μεγαλύτερη από την μέση τιμή που υπολογίζεται από το πρόγραμμα.

Η μεταβλητότητα κατάσταση αφορά σε αποκλίσεις ανάμεσα σε «παρόμοια» συστήματα με ίδιες παραμέτρους συστήματος και ίδιες περιβαλλοντικές συνθήκες, συμπεριλαμβανομένων διαφορών στην ικανότητα των ατόμων να λαμβάνουν ακριβείς μετρήσεις τιμών εντάσεως πεδίου. Εκφράζεται σε εκατοστιαίο ποσοστό και εκφράζει το ποσοστό των «παρόμοιων» οδεύσεων όπου η πραγματική τιμή της

ληφθείσας τιμής έντασης πεδίου αναμένεται να είναι ίση ή μεγαλύτερη από την μέση τιμή που υπολογίζεται από το πρόγραμμα.

4.2.12 Μοντέλο Lee

Το μοντέλο Lee αποτελεί χαρακτηριστική περίπτωση ντετερμινιστικού μοντέλου, με την ίδια έννοια που το μοντέλο Okumura αποτελεί κατ'εξοχήν παράδειγμα εμπειρικού μοντέλου. Αναπτύχθηκε από τον W.Lee στη δεκαετία του '80 και δημοσιεύτηκε στην εργασία του με τίτλο "*Estimate of Local Average Power of a Mobile Radio Signal*", IEEE Trans. On Veh. Tech., vol VT-34, No.1, pp.22-27, Feb. 1985.

Το μοντέλο Lee επιχειρεί να περιγράψει τη δισημειακή επικοινωνία λαμβάνοντας υπόψη την εκτίμηση για την απώλεια οδεύσεως από περιοχή σε περιοχή, για το υπό εξέταση σύστημα κινητών επικοινωνιών, και την εκτίμηση για την τιμή της εξασθένησης για δισημειακή επικοινωνία για οποιαδήποτε απόσταση.

Η μέση εξασθένηση σήματος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$L \text{ (dB)} = 137.7 + 38 \log d - 20 \log h_1 - 10 \log h_2 - G_t - G_m \quad (4.44)$$

Όπου:

h_1 : ύψος κεραίας ΣΒ

h_2 : ύψος κεραίας κινητού συνδρομητή

G_t : κέρδος κεραίας ΣΒ

G_m : κέρδος κεραίας κινητού συνδρομητή

d : απόσταση ΣΒ – κινητού συνδρομητή

4.2.13 Μοντέλο Egli

Το μοντέλο Egli περιγράφεται στη δημοσίευση "Radio Propagation Above 40MC Over Irregular Terrain" (*Proceedings of the IRE*, Vol. 45, Oct. 1957, pp.1383-1391).

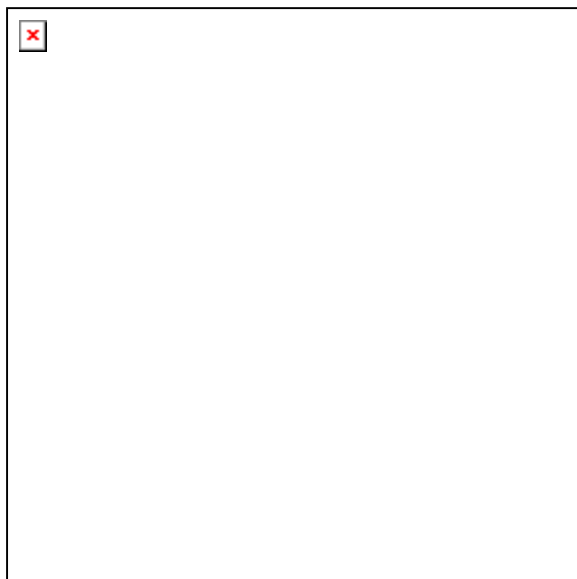
Πρόκειται για ένα απλουστευμένο μοντέλο που θεωρεί «ομαλή επιφάνεια με μέσο ύψος λόφων περίπου 50 ποδιών» (*Land Mobile Radio Systems*, Edward N. Singer, PTR Prentice Hall, 1994, p. 196).

Λόγω της προηγούμενης υπόθεσης, δεν απαιτούνται πληροφορίες σχετικές με την ανύψωση του εδάφους ανάμεσα στους εξοπλισμούς μετάδοσης και λήψης.

Αντιθέτως, η απώλεια οδεύσεως ελεύθερου χώρου προσαρμόζεται στα ύψη των κεραιών μετάδοσης και λήψης πάνω από το έδαφος.

Το μοντέλο Egli περιλαμβάνει έναν μαθηματικό τύπο ο οποίος προέκυψε ύστερα από πειραματικές μετρήσεις σε οδεύσεις ραδιοσήματος.

$$A \text{ (dB)} = 117 + 40 \log d + 20 \log f - 20 \log (ht \text{ } hr) \quad (4.45)$$



Όπου:

A είναι η εξασθένηση σε dB (ανάμεσα στα δίπολα)

d είναι η απόσταση που διανύει το σήμα σε μίλια

f είναι η συχνότητα σε MHz

ht το ύψος κεραίας μετάδοσης πάνω από το έδαφος σε πόδια

hr το ύψος της κεραίας λήψης πάνω από το έδαφος σε πόδια.

Η ευκολία στη χρήση του, καθιστά το μοντέλο ως ένα από τα γρηγορότερα για τον υπολογισμό τιμών εντάσεως πεδίου.

Παρ' όλα αυτά, το μοντέλο Egli δεν πρέπει να χρησιμοποιείται σε περιπτώσεις ανώμαλου εδάφους ή σε περιπτώσεις όπου παρεμβάλλονται σημαντικά εμπόδια στην όδευση του ραδιοσήματος.

Όπως χαρακτηριστικά αναφέρεται στη δημοσίευσή του, το μοντέλο Egli είναι «περιορισμένο σε εκείνες τις γεωγραφικές περιοχές που μοιάζουν με επίπεδη επιφάνεια,[...] όπως πολύ επίπεδα τμήματα ξηράς χωρίς βλάστηση».

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι οι αποστάσεις πομπού – δέκτη κατά τη διάρκεια των μετρήσεων στις οποίες βασίστηκε η ανάπτυξη του μαθηματικού τύπου για το μοντέλο Eglī, δεν ξεπερνούσαν τα 40 μίλια.

4.2.14 Μοντέλο Ray-Tracing

Το μοντέλο ray-tracing αποτελεί χρήσιμη τεχνική τόσο για outdoor όσο και για indoor propagation. Στηρίζεται σε πολλές επιβατικές ακτίνες (επιλογή ακτίνων στην προσομοίωση: single-ray model, two-ray model). Όσο μεγαλύτερο αριθμό ακτίνων συνυπολογίζουμε στη μελέτη, τόσο πιο αξιόπιστο είναι το μοντέλο που χρησιμοποιούμε.

Έχουμε:

$$L_p = P_r / P_t = (\lambda / 4 \pi r_1)^2 [G_{\text{direct}} + \sum_{i=2} G R_i R_i (r_1 / r_i) \exp [- j k (r_i - r_1)]] \quad (4.46)$$

L_p : απώλεια οδεύσεως (dB)

P_r : λαμβανόμενη ισχύς

P_t : εκπεμπόμενη ισχύς

λ : μήκος κύματος

r_1 : μήκος διαδρομής απευθείας ζεύξης (κύρια επιβατική ακτίνα)

r_i : μήκος διαδρομής i ακτίνας

R_i : συντελεστής ανάκλασης Fresnel

G_{direct} : γινόμενο κατευθυντικότητας πομπού – δέκτη για την απευθείας ζεύξη

$G R_i$: γινόμενο κατευθυντικότητας πομπού – δέκτη για την i ακτίνα

$$K = 2\pi/\lambda \text{ (κυματικός αριθμός – wave factor)} \quad (4.47)$$

Ο συντελεστής Fresnel υπολογίζεται ως εξής:

-Για παράλληλη πόλωση

$$R(\theta_i) = \{ \sin(\theta_i) - [E_c - \cos^2(\theta_i)]^{1/2} \} / \{ \sin(\theta_i) + [E_c - \cos^2(\theta_i)]^{1/2} \} \quad (4.48)$$

-Για κάθετη πόλωση

$$R(\theta_i) = \{E_c \sin(\theta_i) - [E_c - \cos^2(\theta_i)]^{1/2}\} / \{E_c \sin(\theta_i) + [E_c - \cos^2(\theta_i)]^{1/2}\} \quad (4.49)$$

Όπου:

$$E_c = E_r - j 60 \text{ σλ} \quad (4.50)$$

Με:

E_c : σχετική διηλεκτρική σταθερά

θ_i : γωνία πρόσπτωσης i ακτίνας (ίση με γωνία ανάκλασης)

E_r : επιτρεπτότητα υλικών

σ : αγωγιμότητα υλικών

Συνήθως εξετάζουμε 8 επιβατικές ακτίνες.

Έχουμε τις εξής διαδρομές των αντίστοιχων επιβατικών ακτίνων μέσω των οποίων η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία φτάνει στην κεραία του κινητού:

-απευθείας διαδρομή

-απλή ανάκλαση από το έδαφος

-διπλή ανάκλαση σε τοίχο (δισ)

-απλή ανάκλαση σε τοίχο (δισ)

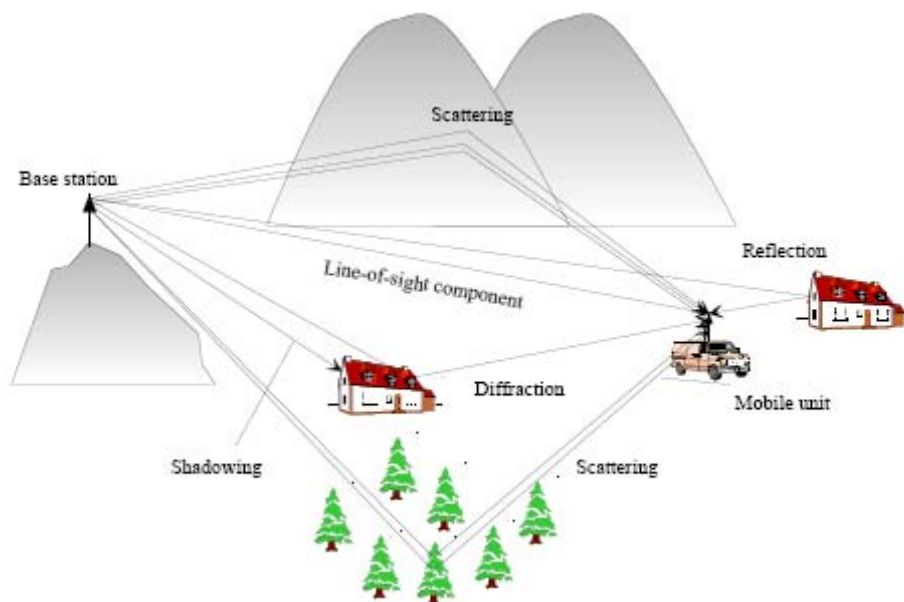
-συνδυασμένη ανάκλαση σε τοίχο και έδαφος (δισ).

4.3 FADING

4.3.1 Φυσική ερμηνεία του fading

Στις κινητές ραδιοεπικοινωνίες, τα εκπεμπόμενα ηλεκτρομαγνητικά κύματα συχνά δεν φθάνουν στην κεραία λήψης απευθείας εξαιτίας εμποδίων που παρεμβάλλονται στη διαδρομή της οπτικής επαφής. Στην πραγματικότητα, τα λαμβανόμενα κύματα είναι υπέρθεση των κυμάτων που προέρχονται από όλες τις κατευθύνσεις λόγω της ανάκλασης, της περίθλασης και του διασκορπισμού που οφείλεται σε κτίρια, δέντρα και άλλα αντικείμενα. Το φαινόμενο είναι γνωστό ως διάδοση με πολυόδευση. Ένα σύνθηρες σενάριο για το επίγειο κινητό ραδιοκανάλι φαίνεται στο σχήμα. Εξαιτίας της διάδοσης με πολυόδευση το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από ένα άπειρο άθροισμα από εξασθενημένα, καθυστερημένα, αλληλοεπηρεαζόμενα και με μεταβλημένη φάση αντίγραφα του μεταδιδόμενου σήματος. Εξαρτώμενης της φάσης κάθε κύματος, η υπέρθεση μπορεί να είναι εποικοδομητική ή καταστροφική. Πέρα από αυτό, όταν μεταδίδονται ψηφιακά κύματα, η μορφή του μεταδιδόμενου παλμού

μπορεί να παραλλαχθεί κατά τη μετάδοση και συχνά διάφοροι ξεχωριστοί και διακριτοί παλμοί να προκύπτουν στο δέκτη εξαιτίας της διάδοσης με πολυόδευση. Αυτό το φαινόμενο καλείται διασπορά παλμού. Η τιμή της διασποράς παλμού εξαρτάται από τις διαφορές στη καθυστέρηση της διάδοσης και στη σχέση των πλατών των κυμάτων.



Σχ. 4.9 Τυπικό κανάλι στις κινητές επικοινωνίες

Εκτός από την πολυόδη διάδοση (multipath propagation) το φαινόμενο Doppler ασκεί μία αρνητική επίδραση στα χαρακτηριστικά της μετάδοσης του κινητού ραδιοκαναλιού. Εξαιτίας της κίνησης της κινητής μονάδας, το φαινόμενο Doppler προκαλεί μία μετακίνηση της συχνότητας σε καθένα από τα κύματα. Η γωνία άφιξης α_n , η οποία ορίζεται από τη διεύθυνση άφιξης του n -οστού προσπίπτοντος κύματος και από την κατεύθυνση της κίνησης της κινητής μονάδας, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.10, προσδιορίζει τη συχνότητα Doppler του n -οστού προσπίπτοντος κύματος σύμφωνα με τη σχέση:

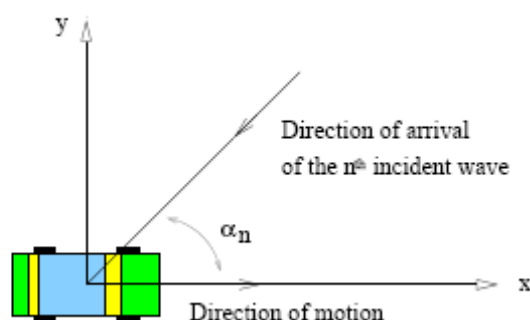
$$f_n := f_{\max} \cos \alpha_n \quad (4.51)$$

Σε αυτήν την περίπτωση, η $f_{\max}$ είναι η μέγιστη συχνότητα Doppler που σχετίζεται με την ταχύτητα της κινητής μονάδας v , την ταχύτητα του φωτός c_0 , και τη συχνότητα του φορέα f_0 από την εξίσωση

$$f_{\max} = \frac{v}{c_0} f_0 \quad (4.52)$$

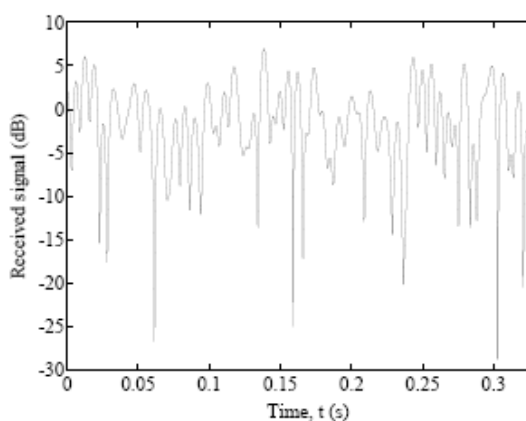
Εξαιτίας του φαινομένου Doppler, το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος υφίσταται μία εξάπλωση της συχνότητας κατά τη διάρκεια της μετάδοσης. Το φαινόμενο αυτό καλείται διασπορά συχνότητας. Η τιμή της διασποράς συχνότητας εξαρτάται κυρίως από τη μέγιστη συχνότητα Doppler και τα πλάτη των λαμβανόμενων κυμάτων. Στο πεδίο του χρόνου, το φαινόμενο Doppler ευθύνεται για το ότι η κρουστική απόκριση

του καναλιού γίνεται χρονικά μεταβαλλόμενη και για το ότι τα κανάλια των κινητών ραδιοεπικοινωνιών είναι γραμμικώς χρονικά μεταβαλλόμενα.



Σχ. 4.10 Γωνία άφιξης προσπίπτοντος κύματος σε κινούμενο αντικείμενο

Η πολύοδη διάδοση σε συνδυασμό με την κίνηση του δέκτη και/ή του πομπού οδηγεί στο φαινόμενο του fading (της απόσβεσης), δηλαδή σε έντονες και τυχαίες μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος. Διαλείψεις από 30 έως 40 dB και πιο κάτω από τη μέση τιμή του λαμβανόμενου σήματος μπορούν να προκύψουν πολλές φορές ανά δευτερόλεπτο, ανάλογα με την ταχύτητα της κινητής μονάδας και τη συχνότητα του φορέα.



Σχ. 4.11 Τυπική συμπεριφορά του λαμβανόμενου σήματος στις κινητές επικοινωνίες

4.3.2 Κατηγοριοποίηση του fading

Οι αποσβέσεις κατηγοριοποιούνται ανάλογα με την ταχύτητα με την οποία συμβαίνουν. Οι αποσβέσεις μικρής κλίμακας (small-scale fading) χαρακτηρίζονται από διακυμάνσεις μικρής περιόδου και παρατηρούνται σε αποστάσεις μισού μήκους κύματος περίπου. Από την άλλη, μεγάλης κλίμακας μεταβολές στη μέση τιμή του σήματος καλούνται αποσβέσεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading). Το τελευταίο φαινόμενο είναι αποτέλεσμα της κίνησης σε αποστάσεις τόσο μεγάλες, ώστε να είναι ικανές να προκαλέσουν μεταβολές στη συνολική διαδρομή μεταξύ πομπού και δέκτη. Οι μεγάλης κλίμακας αποσβέσεις είναι γνωστές με τον όρο ραδιοσκίαση (shadowing), επειδή οι μεταβολές στη μέση τιμή του σήματος οφείλονται στην

κίνηση της κινητής μονάδας υπό τη σκιά των αντικειμένων του περιβάλλοντος χώρου, όπως κτιρίων και λόφων. Εξαιτίας του φαινομένου της πολυόδευσης ένας κινούμενος δέκτης μπορεί να υφίσταται ισχυρές αποσβέσεις σε πολύ μικρή διάρκεια, ή σε μία πιο σοβαρή περίπτωση, όταν το όχημα πρέπει να σταματήσει σε μία τοποθεσία όπου το σήμα υφίσταται έντονη απόσβεση. Σε τέτοιες περιπτώσεις, η διατήρηση της καλής επικοινωνίας είναι ένα ζήτημα μεγάλης σπουδαιότητας.

Οι αποσβέσεις μικρής κλίμακας μπορούν να κατηγοριοποιηθούν περαιτέρω σε flat ή frequency selective και σε αργές ή γρήγορες. Ένα λαμβανόμενο σήμα υφίσταται flat fading, εάν το ραδιοκανάλι έχει ένα σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος. Υπό αυτές τις συνθήκες, το λαμβανόμενο σήμα παρουσιάζει διακυμάνσεις στην τιμή του πλάτους λόγω των μεταβολών του κέρδους του καναλιού στο χρόνο εξαιτίας του φαινομένου της πολυόδευσης. Παρόλα αυτά, τα φασματικά χαρακτηριστικά του μεταδιδόμενου σήματος παραμένουν άθικτα στο δέκτη. Από την άλλη μεριά, αν η ραδιοζεύξη έχει ένα σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μικρότερο από αυτό του μεταδιδόμενου σήματος, το μεταδιδόμενο σήμα θεωρείται ότι υφίσταται frequency selective fading. Σε αυτήν την περίπτωση, τα λαμβανόμενα σήματα διασπείρεται, επειδή αποτελείται από πολλαπλές εκδόσεις του μεταδιδόμενου σήματος, εξασθενημένες και καθυστερημένες στο χρόνο. Αυτό οδηγεί σε διασπορά στο χρόνο των μεταδιδόμενων συμβόλων εντός του καναλιού με αποτέλεσμα διαφορετικές καθυστερήσεις και τελικά την πρόκληση διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference, ISI).

Όταν υπάρχει σχετική κίνηση ανάμεσα στο δέκτη και στον πομπό, εισάγεται διεύρυνση Doppler στο φάσμα του σήματος προκαλώντας διασπορά στη συχνότητα. Εάν η διεύρυνση Doppler είναι σημαντική συγκριτικά με το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, το λαμβανόμενο σήμα υφίσταται γρήγορο fading. Αυτή η μορφή αποσβέσεων συμβαίνει συνήθως σε πολύ χαμηλούς ρυθμούς δεδομένων. Από την άλλη μεριά, εάν η διεύρυνση Doppler του καναλιού είναι αρκετά λιγότερη από το εύρος ζώνης του σήματος, το σήμα υφίσταται αργό fading.

4.3.3 Κατανομές για το fading

Στην προηγούμενη ενότητα αναφερθήκαν τα είδη του fading και οι αιτίες που τα προκαλούν. Στη συνέχεια θα περιγραφούν από κατάλληλα στατιστικά μοντέλα υπό τη μορφή συναρτήσεων πυκνότητας πιθανότητας (σ.π.π). Όταν η σ.π.π της στιγμιαίας λαμβανόμενης ισχύος είναι γνωστή, μπορούμε να υπολογίσουμε την πιθανότητα του ενδεχομένου η λαμβανόμενη ισχύς να βρίσκεται κάτω από ένα κατώφλι. Αυτή η μέτρηση χρησιμοποιείται συχνά ως κριτήριο σχεδίασης για τα ράδιο τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

4.3.3.1 Κατανομές για fading μεγάλης κλίμακας

Η ραδιοσκίαση οφείλεται σε αντικείμενα που βρίσκονται ανάμεσα στις κεραίες εκπομπής και λήψης. Όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα διασταυρώνεται με ένα αντικείμενο, εξασθενεί κατά $\exp(-\alpha_i \Delta r_i)$ όπου α_i είναι η σταθερά εξασθένησης για το υλικό αριθμησης i και Δr_i είναι το πάχος. Συνήθως το ηλεκτρομαγνητικό κύμα

μεταδίδεται διαμέσου πολλών διαφορετικών αντικειμένων διαφορετικού μεγέθους κατά την πορεία του προς την κεραία λήψης. Αυτό σημαίνει, ότι η ισχύς λήψης P_r είναι ίση με την εκπεμπόμενη ισχύ P_t πολλαπλασιασμένη με ένα παράγοντα από έναν αριθμό από αρνητικά εκθετικά, καθένα από τα οποία έχει ένα μοναδικό εκθετικό, το οποίο μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως

$$P_r = P_t \prod_{i=1}^v \exp(-\alpha_i \Delta r_i) \quad (4.53)$$

Όπου v είναι ένας αριθμός από αντικείμενα. Είναι κοινή πρακτική να θεωρούνται τα εκθετικά $-\alpha_i \Delta r_i$ τυχαίες μεταβλητές. Η ισχύς λήψης σε κλίμακα decibel δίνεται από τον τύπο.

$$P_r^{[dB]} = P_t^{[dB]} - 10 \log e \sum_{i=1}^v \alpha_i \Delta r_i \quad (4.54)$$

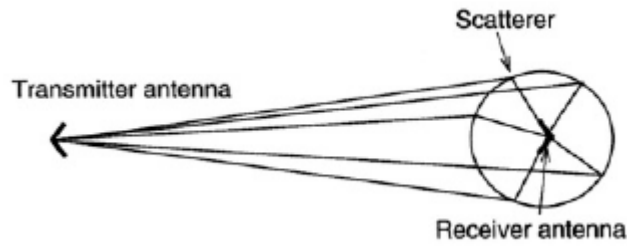
Αν ο αριθμός των αντικείμενων v είναι αρκετά μεγάλος, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το κεντρικό οριακό θεώρημα για να καταλήξουμε στο ότι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του $\sum \alpha_i \Delta r_i$ συγκλίνει στην κανονική κατανομή. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σε dB κατανέμεται κανονικά ως

$$p(P_r^{[dB]}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{P_r^{[dB]} - \bar{P}_r^{[dB]}}{\sigma_{dB}} \right)^2 \right] \quad (4.55)$$

Όπου $\bar{P}_r^{[dB]}$ είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς σε dB όπως δίνεται από τα μοντέλα απωλειών οδού και σ_{dB} είναι η τυπική απόκλιση της λαμβανόμενης ισχύος σε dB. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (σε watts) αναφέρεται ως λογαριθμική κατανομή και ως εκ τούτου αυτό το fading αναφέρεται ως λογαριθμικό fading.

4.3.3.2 Κατανομές για fading μικρής κλίμακας

Στην περίπτωση των πολύδων διαλείψεων, στην οποία δεν υπάρχει οπτική επαφή ανάμεσα στην κεραία εκπομπής και λήψης, όλη η λαμβανόμενη ισχύς προέρχεται από ανακλάσεις σε τοπικούς σκεδαστές στην περιοχή του δέκτη, όπως φαίνεται άλλωστε σχήμα 4.12. Το λαμβανόμενο σήμα είναι ένα άθροισμα πολλών επίπεδων κυμάτων. Καθένα από αυτά τα επίπεδα κύματα θα έχει μία διαφορετική τιμή πλάτους λόγω των ανακλάσεων από το σκεδαστή και μία διαφορετική φάση και καθυστέρηση φορέα εξαιτίας της απόστασης που το κύμα έχει διανύσει. Συνήθως μπορεί να υποθέσει κανείς, ότι η φάση του φορέα κάθε σκεδαστή κατανέμεται ομοιόμορφα ανάμεσα σε 0 και 2π , αφού μία μικρή διαφορά στην απόσταση ανταποκρίνεται σε μία μεγάλη διαφορά φάσης σε υψηλή συχνότητα φορέα. Επιπλέον, τα πλάτη και οι φάσεις του φορέα θεωρούνται στατιστικά ανεξάρτητα μεταξύ τους. Τελικά αφού οι σκεδαστές τοποθετούνται κοντά στο δέκτη, οι σχετικές καθυστερήσεις ανάμεσα στα διάφορα κύματα είναι μικρές συγκριτικά με την περίοδο των συμβόλων της μεθόδου διαμόρφωσης και ως εκ τούτου δεν εισάγεται σημαντική διασυμβολική παρεμβολή. Πρόκειται, λοιπόν, για ένα κανάλι flat fading, αφού το φάσμα του καναλιού είναι σταθερό εντός του εύρους ζώνης του σήματος.



Σχ. 4.12 Παράδειγμα τοπικής σκέδασης γύρω από την κεραία του δέκτη

Τώρα θα ασχοληθούμε με ό,τι συμβαίνει, όταν ένας μοναδικός φορέας μεταδίδεται από έναν πομπό. Το λαμβανόμενο σήμα στο χρόνο t θα είναι ένα άθροισμα από φορείς και θα δίνεται από την

$$s_r(t) = \sum_{j=1}^v a_j \cos(2\pi f_c t + \varphi_j) \quad (4.56)$$

Όπου f_c είναι η συχνότητα του μεταδιδόμενου φορέα, a_j είναι το πλάτος του j -οστού σκεδαζόμενου σήματος, φ_j η φάση του ίδιου σήματος και v είναι ο αριθμός των σκεδαστών. Οι συνιστώσες του λαμβανόμενου σήματος σε χρόνο t είναι

$$I_r = \sum_{j=1}^v a_j \cos(\varphi_j)$$

$$Q_r = \sum_{j=1}^v a_j \sin(\varphi_j) \quad (4.57) \text{ και } (4.58)$$

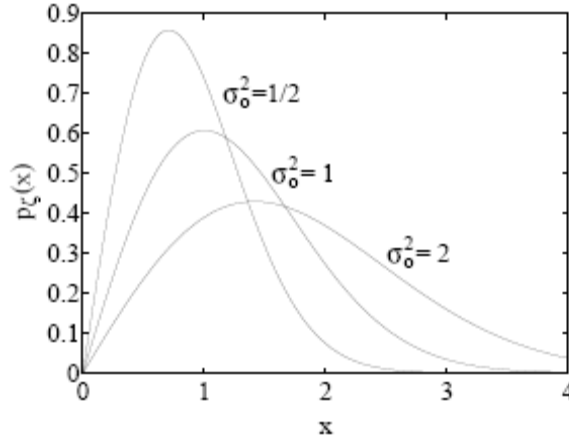
Με τις δοθείσες υποθέσεις, οι συνιστώσες αυτές είναι ως εκ τούτου ένα άθροισμα από πολλές τυχαίες συνεισφορές και από το κεντρικό οριακό θεώρημα μπορούμε να καταλήξουμε ότι το I_r και το Q_r θα είναι ομοιόμορφα κατανομημένα. Έχουν μηδενική μέση τιμή, ταυτόσημη τυπική απόκλιση και είναι ασυσχέτιστα. Το πλάτος

$$r = \sqrt{I_r^2 + Q_r^2} \quad (4.59)$$

του λαμβανόμενου σήματος σε χρόνο t μπορεί να δειχθεί ότι είναι κατανομημένο κατά Rayleigh με μία σ.π.π που δίνεται από τον τύπο.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right), & r \geq 0; \\ 0, & r < 0, \end{cases} \quad (4.60)$$

Όπου $2\sigma_r^2 = \overline{P_r}$ είναι η μέση ισχύς του λαμβανόμενου σήματος, το οποίο λέγεται τότε ότι υφίσταται Rayleigh fading.



Σχ. 4.13 Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της Rayleigh κατανομής.

Σε αυτό το σημείο αξίζει να επισημανθεί, ότι εάν ο δέκτης μετακινείται η τιμή του λαμβανόμενου σήματος επηρεάζεται από το φαινόμενο Doppler, σύμφωνα με το οποίο η συχνότητα του σήματος στο δέκτη διαφοροποιείται κατά

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (4.61)$$

Όπου v η ταχύτητα του δέκτη και θ η γωνία πρόσπτωσης του κύματος στο δέκτη. Η διαφοροποιημένη συχνότητα εξαιτίας του φαινομένου Doppler πρέπει τότε να συμπεριληφθεί στην εξίσωση του λαμβανόμενου σήματος, η οποία γίνεται

$$s_r(t) = \sum_{j=1}^N a_j \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_{cj} t + \phi_j) \quad (4.62)$$

Μία πολύ σημαντική κατανομή που περιγράφει την επίδραση του φαινομένου της πολυόδευσης, όταν συνυπάρχει μία άμεση διαδρομή οπτικής επαφής με διαδρομές χωρίς οπτική επαφή, είναι η κατανομή Rice

Σε αυτήν την περίπτωση το σήμα δίνεται από τη σχέση

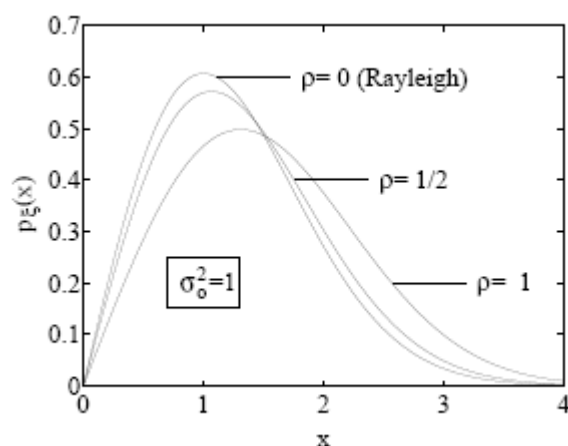
$$s_r(t) = \sum_{j=1}^{N-1} a_j \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_{cj} t + \phi_j) + k_d \cos(2\pi f_c t + \omega_d t) \quad (4.63)$$

και η σ.π.π είναι

$$P(P_r) = \begin{cases} \frac{K+1}{\bar{P}_r} \exp \left[-K - \frac{P_r(K+1)}{\bar{P}_r} \right] I_0 \left(2\sqrt{\frac{P_r K(K+1)}{\bar{P}_r}} \right), & P_r \geq 0; \\ 0, & P_r < 0 \end{cases} \quad (4.64)$$

Ο παράγων K λέγεται και παράγοντας Rice, γιατί εκφράζει το λόγο μεταξύ της ισχύος της συνιστώσα οπτικής επαφής και των συνιστωσών που έχουν διαδοθεί μέσω πολύοδων διαδρομών. Οι οριακές περιπτώσεις, στις οποίες $K=0$ ή

$K \rightarrow \infty$ αναφέρονται στις διαλείψεις κατά Rayleigh και στην απουσία fading αντιστοίχως.

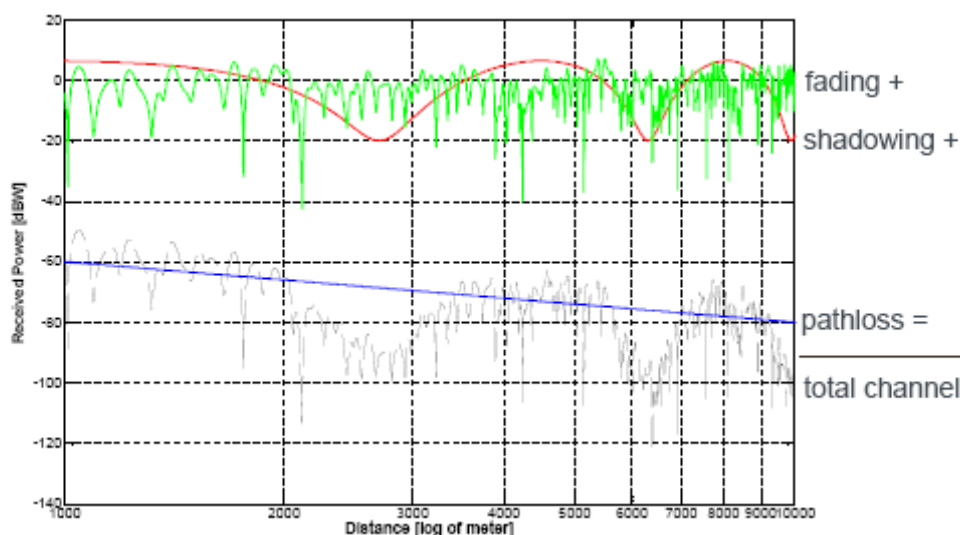


Σχ. 4.14 Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της Rice κατανομής

Άλλες κατανομές που χρησιμοποιούνται συχνά για να περιγράψουν φαινόμενα διαλείψεων είναι η Nakagami, η Suzuki κ.λ.π, για τις οποίες σημειωτέον υπάρχει σχετική βιβλιογραφία στο τέλος του βιβλίου.

4.4 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η επιλογή του μοντέλου ανοικτού χώρου και ο προσδιορισμός των κατανομών για τον υπολογισμό των αποσβέσεων μικρής και μεγάλης κλίμακας είναι οι βασικοί στόχοι που θέτει ένας μηχανικός προκειμένου να επιτύχει την ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση στις VHF και UHF περιοχές συχνοτήτων.



Σχ. 4.15 Συνολικές απώλειες καναλιού ως άθροισμα των επιμέρους απωλειών

Παρόλο που η μαθηματοποίηση προσφέρει ιδιαίτερη βοήθεια στο σχεδιασμό, απαιτείται η συλλογή πειραματικών δεδομένων που αφορούν στις συγκεκριμένες συνθήκες του προβλήματος. Για αυτό η ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση μίας

ραδιοζεύξης προϋποθέτει την πειραματική διερεύνηση της, ώστε τα πειραματικά δεδομένα να διαμορφώσουν τη μαθηματική μορφή του προτεινόμενου μοντέλου.

$$E_{total}(t) \approx \left[E_0 \cdot \frac{1m}{r_{i,k}(t)} \right] \left[\prod_l R_l(t) \right] \left[\sum_n A_n \cdot e^{j\varphi_n} \right]$$

- large-scale fading (pathloss)
- medium-scale fading (shadowing)
- small-scale fading (fading, fast fading)

Σχ. 4.16 Μαθηματικός τύπος που δίνει τις αποσβέσεις

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΤΑ ΕΠΙΓΕΙΑ ΔΙΚΤΥΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ (GSM 900)

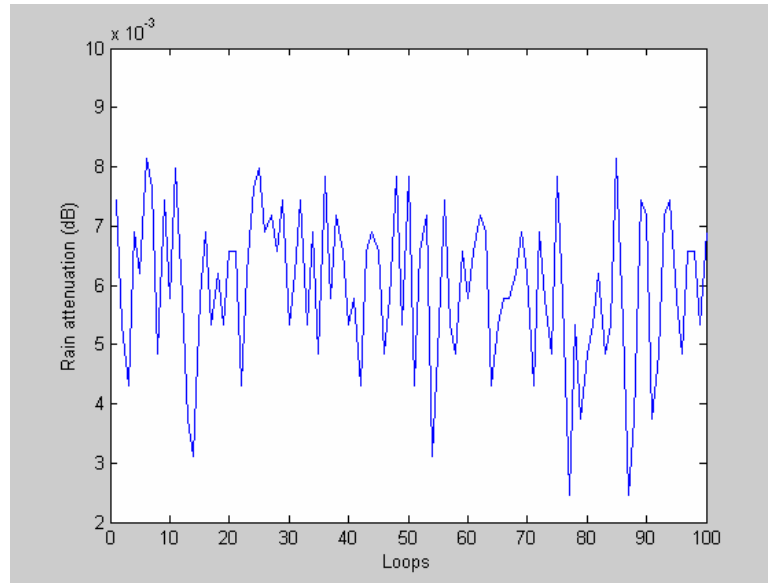
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στόχος του παρόντος κεφαλαίου είναι η μελέτη της ζεύξης των ασύρματων καναλιών στα επίγεια δίκτυα κινητών επικοινωνιών (GSM 900). Ως εκ τούτου θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, που παρήχθησαν με χρήση του προγράμματος MATLAB. Ο σχετικός κώδικας παρατίθεται στο παράρτημα Γ. Η διερεύνηση θα γίνει για όλες τις κατηγορίες των περιοχών (αστικές, ημιαστικές, αγροτικές) υπό συνθήκες βροχόπτωσης μεταβάλλοντας τις παραμέτρους που προσδιορίζουν τις απώλειες λόγω βροχής (ρυθμός βροχόπτωσης, γωνία ανύψωσης, απόσταση της ζεύξης). Στην προκειμένη περίπτωση θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο της ITU για τον υπολογισμό λόγω βροχής (Παράρτημα Α). Η επιλογή των απωλειών λόγω βροχής θα πραγματοποιηθεί από μία γεννήτρια ψευδοτυχαίων αριθμών κατά Poisson που θα παράγει έναν αριθμό ο οποίος θα αντιστοιχεί σε ένα δείκτη του πίνακα απωλειών λόγω βροχής. Για τον υπολογισμό της μέσης απώλειας όδευσης (Path losses) θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο του Hata, ενώ θα εισαχθούν και απώλειες λόγω fading που θα ακολουθούν την κατανομή Rayleigh. Αφού υπολογισθεί η ισχύς λήψης, θα συγκριθεί με την ευαισθησία του δέκτη για να διαπιστωθεί η πιθανότητα μπλοκαρίσματος της παρεχόμενης τηλεπικοινωνιακής υπηρεσίας. Επιπλέον θα υπολογισθούν οι παράμετροι C/N και E_b/N_0 που είναι ιδιαίτερα σημαντικές για την εξασφάλιση της υψηλής ποιότητας της υπηρεσίας.

5.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΛΟΓΩ ΒΡΟΧΗΣ

5.2.1 Γεννήτρια Poisson

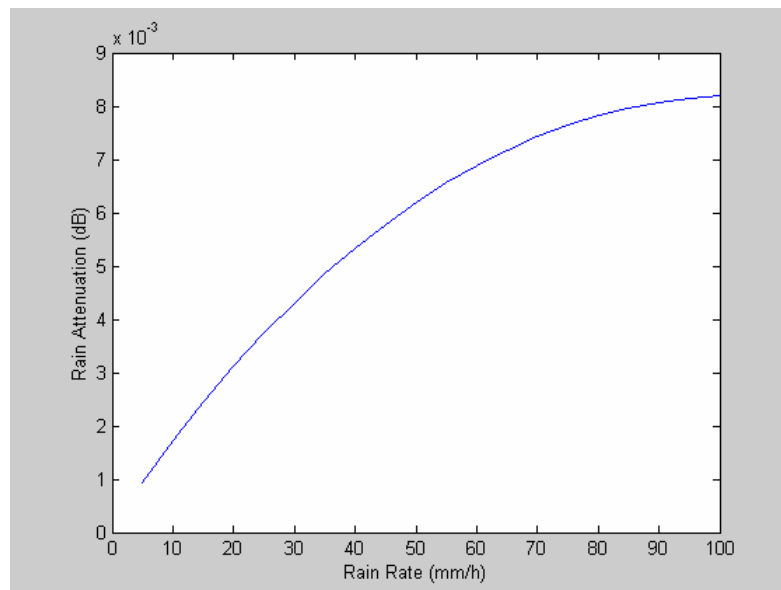
Δημιουργήσαμε μία γεννήτρια Poisson ψευδοτυχαίων αριθμών προκειμένου να επιλέξουμε ένα στοιχείο του πίνακα των απωλειών λόγω βροχής. Συγκεκριμένα η γεννήτρια παράγει ψευδοτυχαία έναν αριθμό που αντιστοιχίζεται σε ένα από τους δείκτες του πίνακα των απωλειών λόγω βροχής. Έτσι εισάγουμε το στοιχείο της τυχαιότητας όσο αφορά στην χρησιμοποίηση των απωλειών λόγω βροχής της παρούσας εφαρμογής. Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται η γραφική παράσταση των απωλειών λόγω βροχής που επιλέγονται σύμφωνα με την παραπάνω διαδικασία συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων.



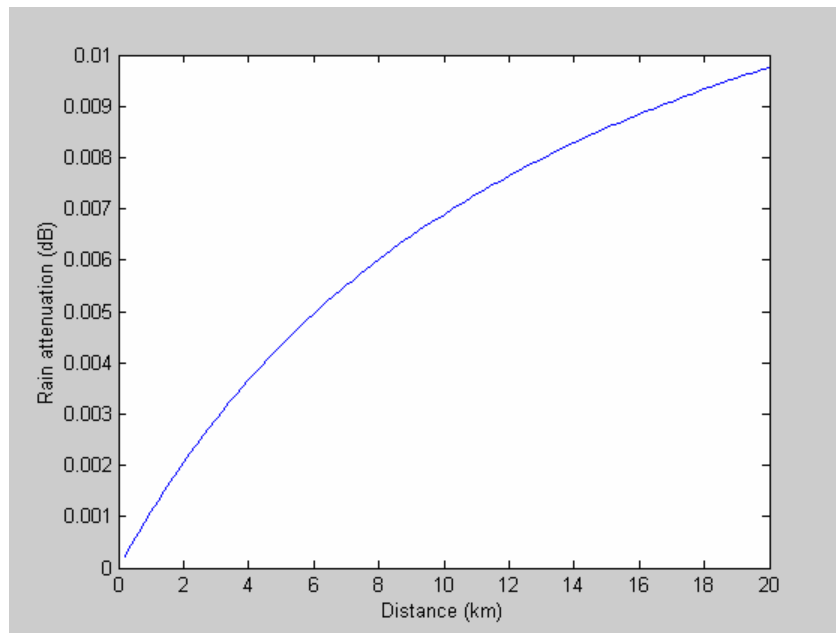
Σχ. 5.1 Απώλειες λόγω βροχής συναρτήσει των επαναλήψεων στις οποίες παράγονται ψευδοτυχαίοι αριθμοί (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)

5.2.2 Απώλειες λόγω βροχής και παράμετροι των απωλειών λόγω βροχής

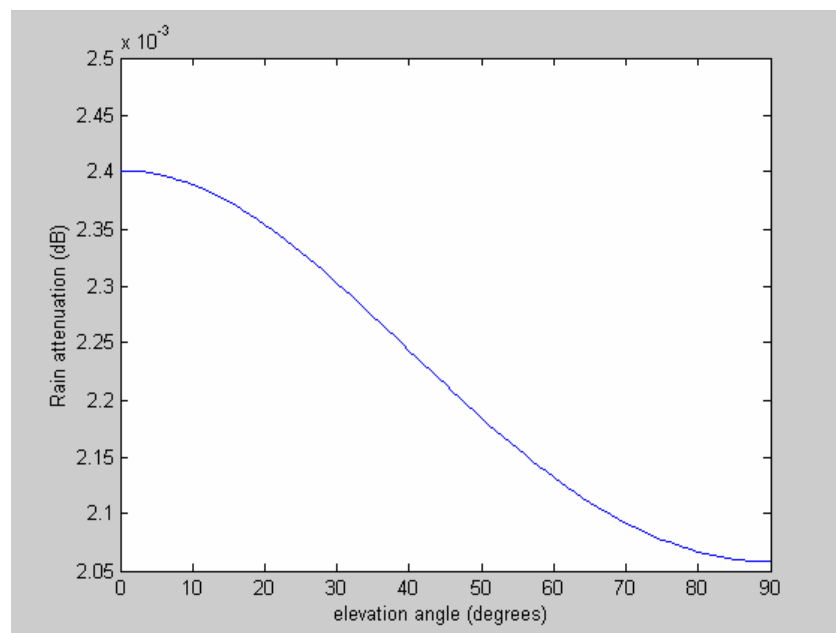
Οι απώλειες λόγω βροχής υπολογίζονται συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης της κεραίας, του ρυθμού βροχόπτωσης, και της απόστασης της ζεύξης. Παρακάτω παραθέτουμε τις γραφικές παραστάσεις των απωλειών συναρτήσει των παραπάνω μεγεθών προκειμένου να παρουσιασθεί η ποιοτική σχέση των μεγεθών.



Σχ. 5.2 Απώλειες λόγω βροχής συναρτήσει του ρυθμού βροχόπτωσης (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση)



Σχ. 5.3 Απώλειες λόγω βροχής συναρτήσει της απόστασης
(γωνία ανύψωσης $\pi/2$, ρυθμός βροχόπτωσης 60 mm/h, οριζόντια πόλωση)



Σχ. 5.4 Απώλειες λόγω βροχής συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης
(γωνία ανύψωσης $\pi/2$, ρυθμός βροχόπτωσης 60 mm/h, οριζόντια πόλωση)

Συμπεραίνεται από τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις, ότι οι απώλειες λόγω βροχής αυξάνονται καθώς αυξάνεται η απόσταση και ο ρυθμός βροχόπτωσης και μειώνεται με την αύξηση της γωνίας ανύψωσης.

5.3 ΑΣΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ

5.3.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης

Παρακάτω παρουσιάζονται οι παράμετροι της ζεύξης:

1. Συχνότητα $f=950$ MHz
2. Ισχύς εκπομπής σταθμού βάσης $P_t=47$ W
3. Κέρδος κεραίας εκπομπής $G_t=20$ dB
4. Ύψος πολυκατοικιών $h_{te}=25$ m
5. Ευαισθησία του δέκτη (κινητή μονάδα) $sensitivity=-132$ dB
6. Κέρδος κεραίας λήψης $G_r=0$ dB
7. Μέγεθος κελιού $d=2$ km
8. Απόσβεση καλωδίου του πομπού $\alpha=0.2$ dB/m
9. Μήκος καλωδίου του πομπού $l=15$ m
10. Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων $R=273$ kbps
11. Εύρος ζώνης καναλιού $B=400$ KHz
12. Πυκνότητα ισχύος θορύβου $kT_0=4 \cdot 10^{-17}$ Watt/Hz
13. Υπολογισμός των μέσων απωλειών με το μοντέλο Hata
14. Fading (κατανομή Rayleigh)
15. Εικόνα θορύβου του δέκτη $NF=3$ dB

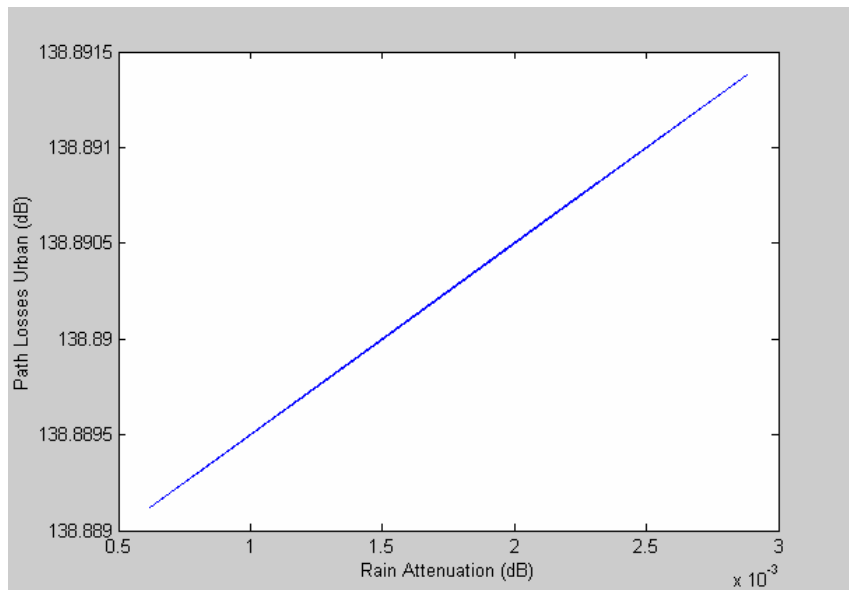
5.3.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις

Σύμφωνα με τα παραπάνω δεδομένα υπολογίζεται μία σειρά από παραμέτρους που χαρακτηρίζουν την ποιότητα των υπηρεσιών της ζεύξης. Συγκεκριμένα θα υπολογισθούν οι απώλειες διάδοσης του σήματος, ο λόγος της ισχύος της φέρουσας προς αυτή του θορύβου, ο λόγος της ενέργειας ανά bit προς την πυκνότητα ισχύος του θορύβου και η ισχύς λήψης που θα συγκριθεί με την ευαισθησία. για να υπολογιστεί η πιθανότητα διακοπής των υπηρεσιών.

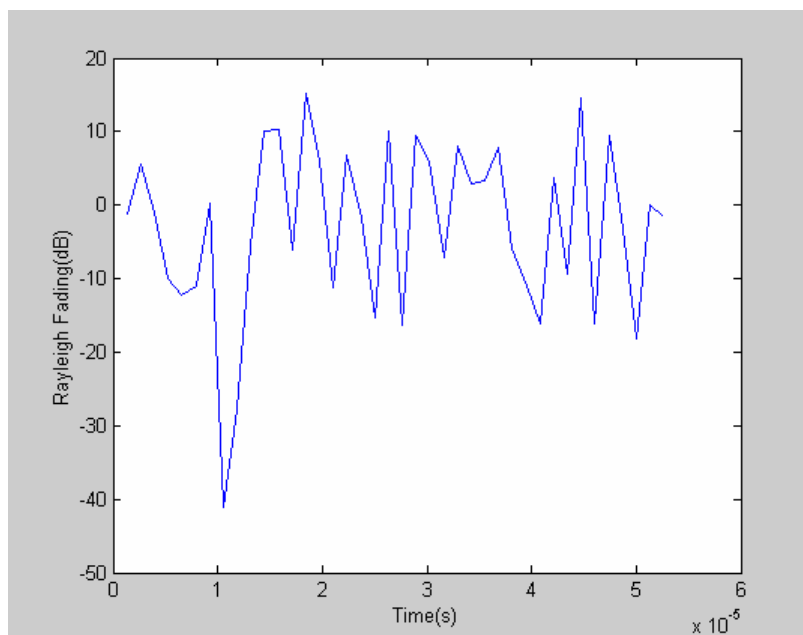
5.3.2.1 Απώλειες όδευσης

Στο σχήμα 5.5 φαίνεται η γραμμική σχέση που συνδέει τις απώλειες όδευσης και τις απώλειες λόγω βροχής, η οποίες μεταβάλλονται συναρτήσει του ρυθμού βροχόπτωσης. Επίσης οι απώλειες λόγω βροχής είναι ελάχιστες σε σύγκριση με τις συνολικές απώλειες όδευσης και δεν επηρεάζουν την αξιοπιστία των υπηρεσιών. Άλλωστε είναι γνωστό, ότι σε συχνότητες μικρότερες των 10 GHz οι επιπτώσεις των απωλειών λόγω βροχής στη ζεύξη είναι πρακτικά μηδενικές. Παρόμοια αποτελέσματα λαμβάνουμε, εάν μεταβάλλονται οι απώλειες λόγω βροχής συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης και της απόστασης.

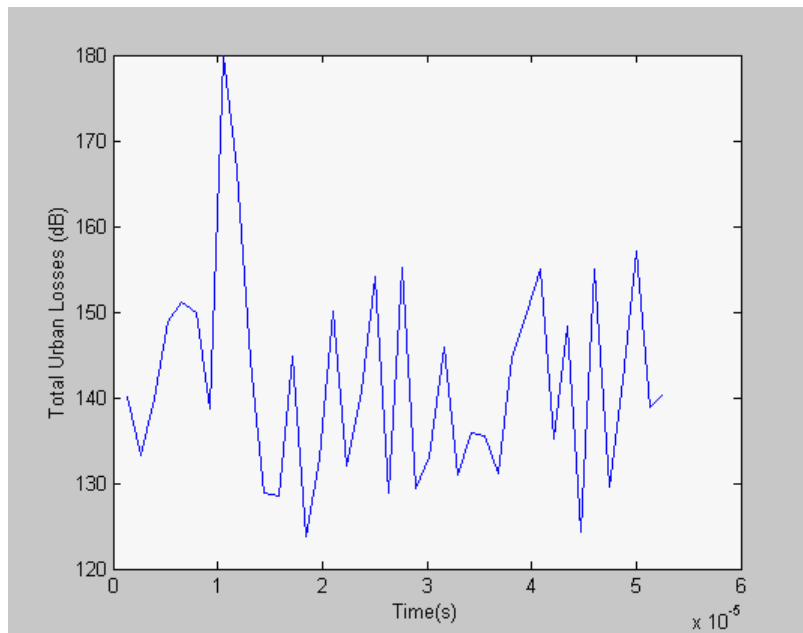
Στο σχήμα 5.7 παρουσιάζονται συναρτήσεις των χρονικών στιγμών δειγματοληψίας οι συνολικές απώλειες για μία σταθερή μέση τιμή απωλειών όδευσης (στην οποία περιλαμβάνεται μία ψευδοτυχαία επιλεγμένα τιμή απωλειών λόγω βροχής) μετά την προσθήκη των απωλειών λόγω fading. Στο προηγούμενο σχήμα παρουσιάζονται οι απώλειες εξαιτίας του fading.



Σχ. 5.5 Απώλειες όδευσης συναρτήσει των απωλειών λόγω βροχής (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



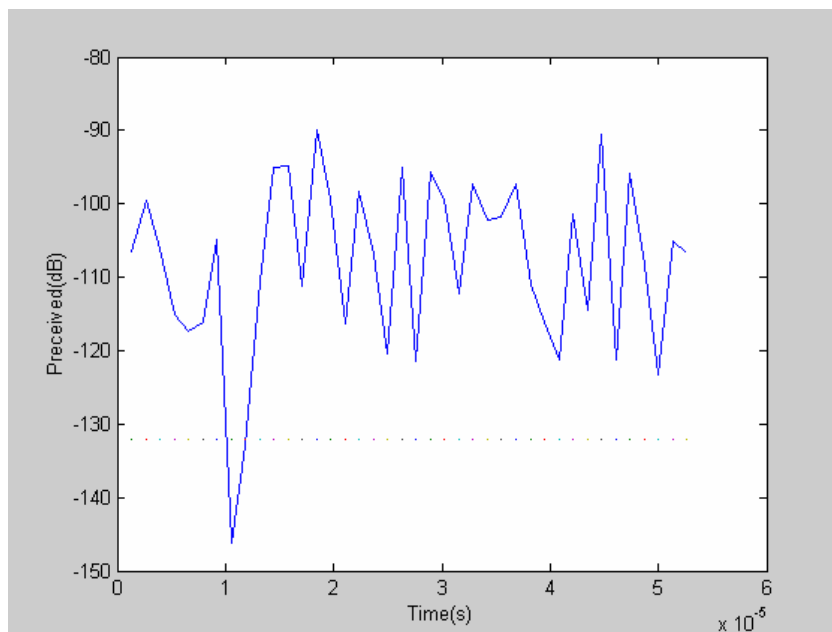
Σχ. 5.6 Απώλειες λόγω fading συναρτήσει του χρόνου (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.7 Συνολικές απώλειες συναρτήσει του χρόνου
(απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός
βροχόπτωσης τυχαία επιλεγμένος στο διάστημα τιμών από 5 mm/h έως 100
mm/h)

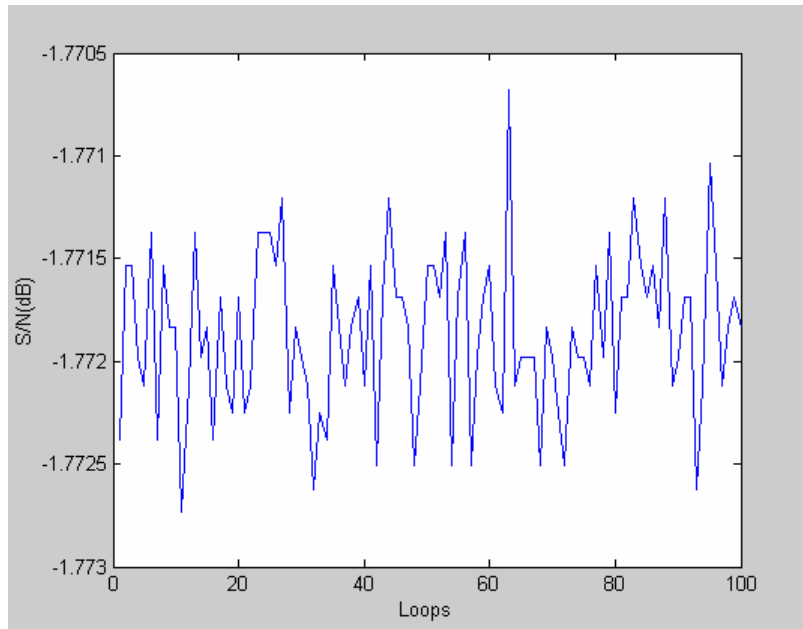
5.3.2.2 Ισχύς λήψης, E_b/N_0 , S/N, Blocking Probability

Η ισχύς λήψης και η ευαισθησία (διακεκομμένη κόκκινη γραμμή) σχεδιάζεται συναρτήσει του χρόνου στο σχήμα 5.8. Από αυτή τη γραφική παράσταση υπολογίζουμε τη πιθανότητα διακοπής της υπηρεσίας.

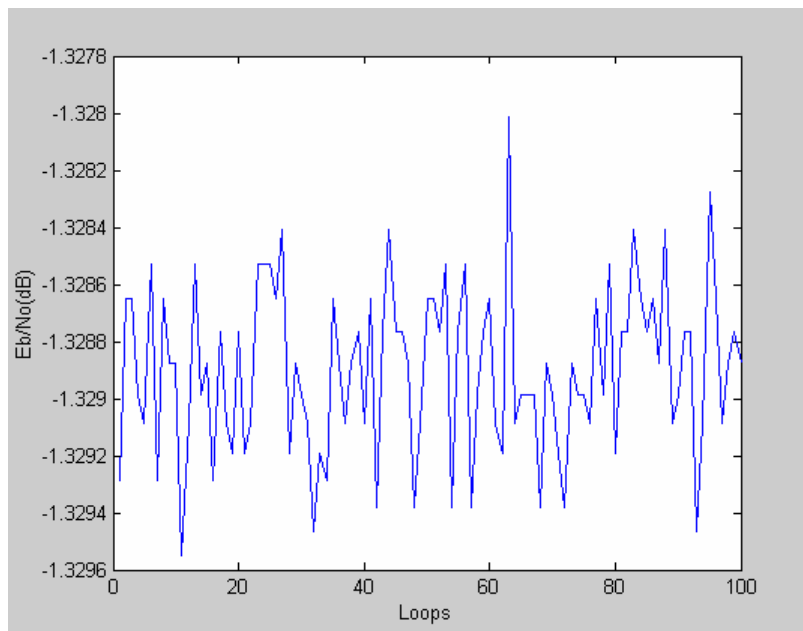


Σχ. 5.8 Ισχύς λήψης και ευαισθησία συναρτήσει του χρόνου
(απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός
βροχόπτωσης τυχαία επιλεγμένος στο διάστημα τιμών από 5 mm/h έως 100 mm/h)

Σύμφωνα με τη γραφική παράσταση η **πιθανότητα μπλοκαρίσματος** της υπηρεσίας είναι **2.5%**. Έπειτα υπολογίζουμε τα E_b/N_0 και το S/N συναρτήσει του βρόχου των εκατό επαναλήψεων, σε κάθε μία από τις οποίες επιλέγουμε μία τιμή για την απώλεια λόγω βροχής. Σημειωτέον δεν έχουμε συμπεριλάβει την επίδραση του fading. Όπως φαίνεται από τη μεταβολή των E_b/N_0 , S/N η επίδραση των απωλειών λόγω βροχής σε αυτές τις παραμέτρους είναι ελάχιστη (σχ. 5.8, σχ. 5.9)

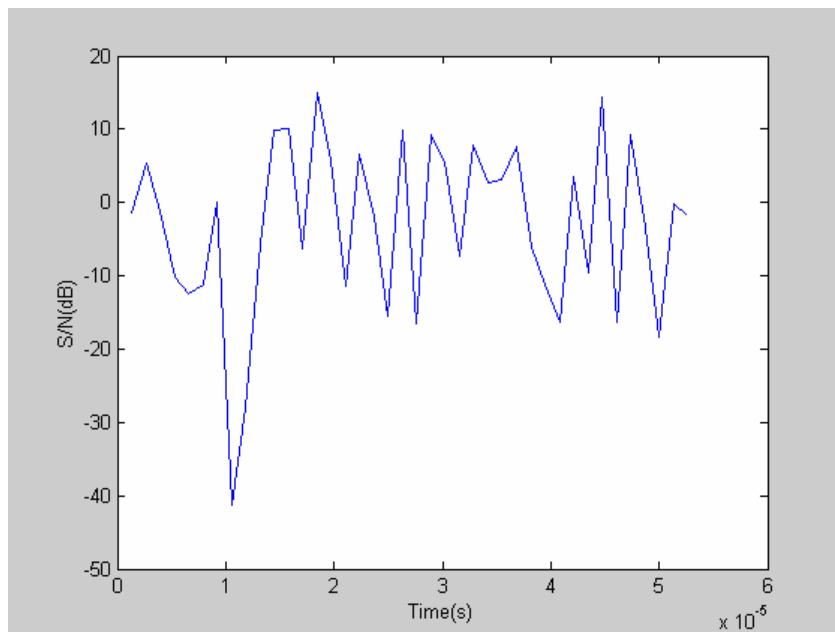


Σχ. 5.9 Λόγος ισχύος του σήματος προς την ισχύ του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)

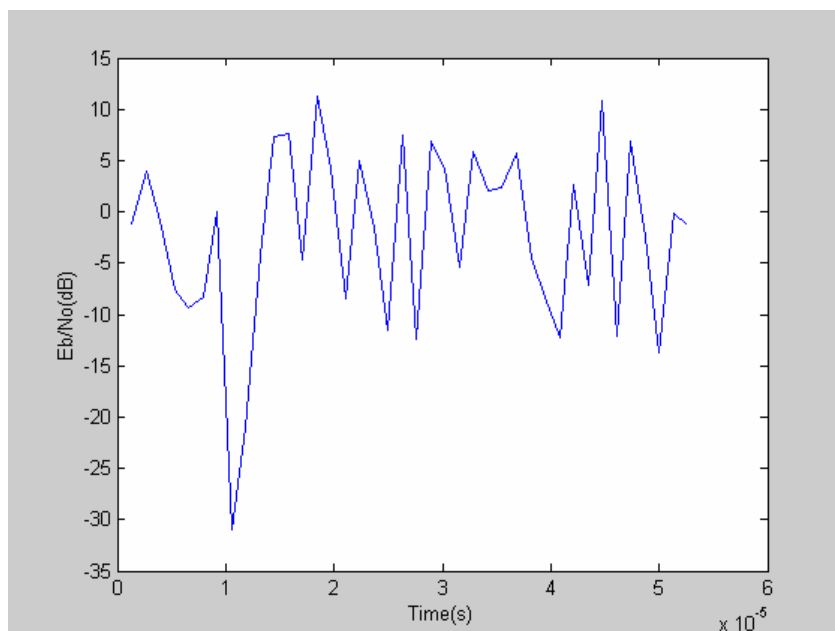


Σχ. 5.10 Λόγος ενέργειας ανά bit προς την πυκνότητα ισχύος του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)

Οι τελευταίες δύο γραφικές παραστάσεις δίνουν την τιμή του S/N και του E_b/N_0 παρουσία fading για διάφορες χρονικές στιγμές.



Σχ. 5.11 S/N συναρτήσεως του χρόνου (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.12 E_b/N_0 συναρτήσεως του χρόνου (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)

5.4 ΗΜΙΑΣΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ

5.4.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης

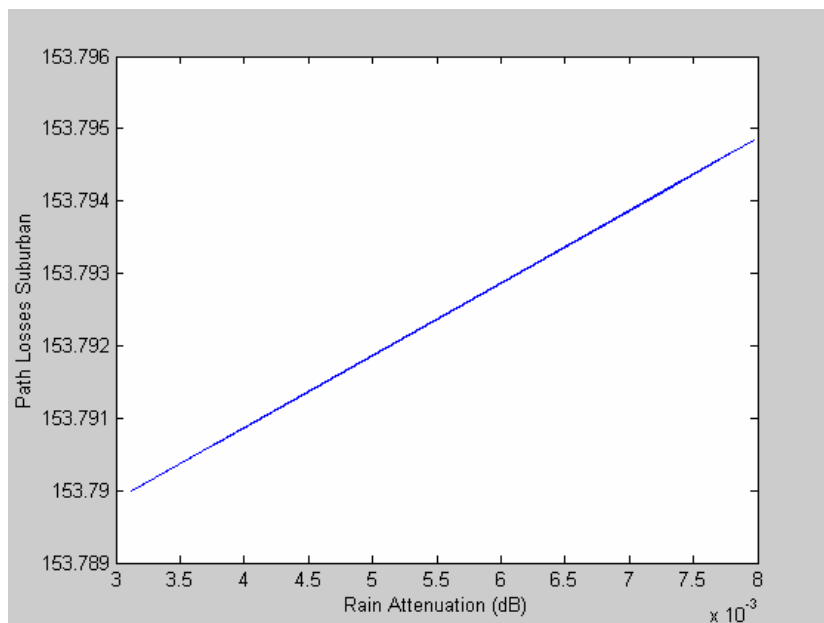
Παρακάτω παρουσιάζονται οι παράμετροι της ζεύξης:

1. Συχνότητα $f=950$ MHz
2. Ισχύς εκπομπής σταθμού βάσης $P_t=47$ W
3. Κέρδος κεραίας εκπομπής $G_t=20$ dB
4. Ύψος πολυκατοικιών $h_{te}=25$ m
5. Ευαισθησία του δέκτη (κινητή μονάδα) $sensitivity=-132$ dB
6. Κέρδος κεραίας λήψης $G_r=0$ dB
7. Μέγεθος κελιού $d=10$ km
8. Απόσβεση καλωδίου του πομπού $\alpha=0.2$ dB/m
9. Μήκος καλωδίου του πομπού $l=15$ m
10. Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων $R=273$ kbps
11. Εύρος ζώνης καναλιού $B=400$ KHz
12. Πυκνότητα ισχύος θορύβου $kT_0=4 \cdot 10^{-17}$ Watt/Hz
13. Υπολογισμός των μέσων απωλειών με το μοντέλο Hata
14. Fading (κατανομή Rayleigh)
15. Εικόνα θορύβου του δέκτη $NF=3$ dB

5.4.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις

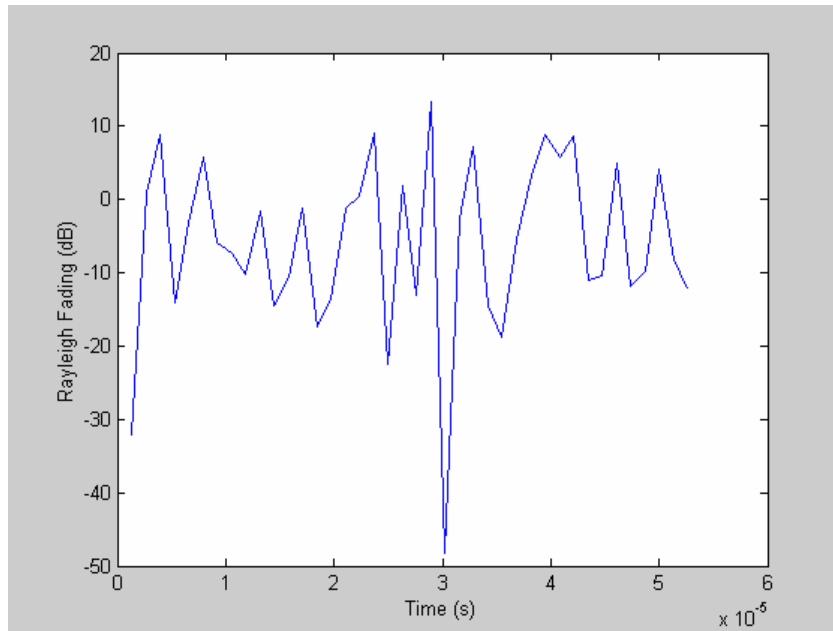
Στις επόμενες ενότητες σχεδιάζονται για την περίπτωση της ημιαστικής περιοχής οι γραφικές παραστάσεις, όπως στην ενότητα 5.4. Επίσης υπολογίζεται η πιθανότητα μπλοκαρίσματος των κλήσεων.

5.4.2.1 Απώλειες όδευσης

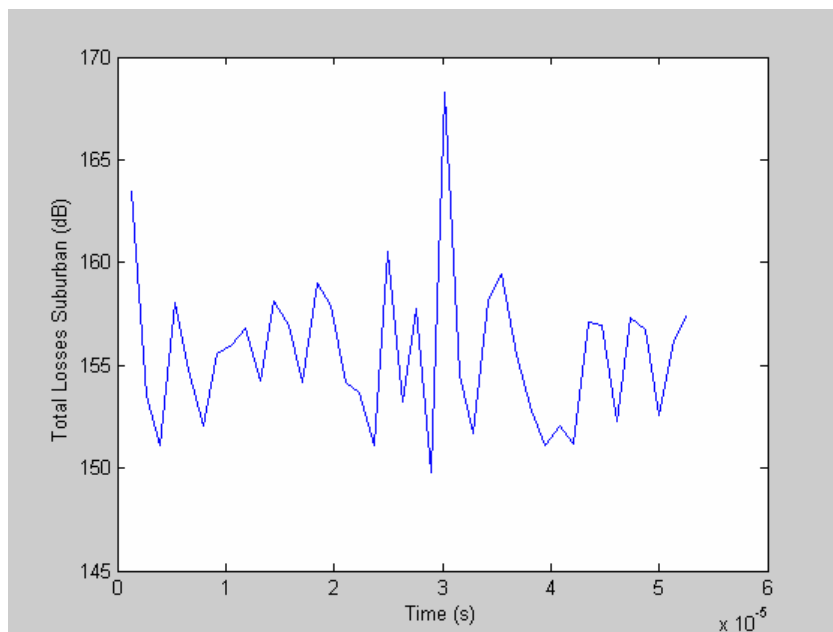


Σχ. 5.13 Απώλειες όδευσης συναρτήσει των απωλειών λόγω βροχής

(απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h<ρυθμός βροχόπτωσης<100 mm/h)



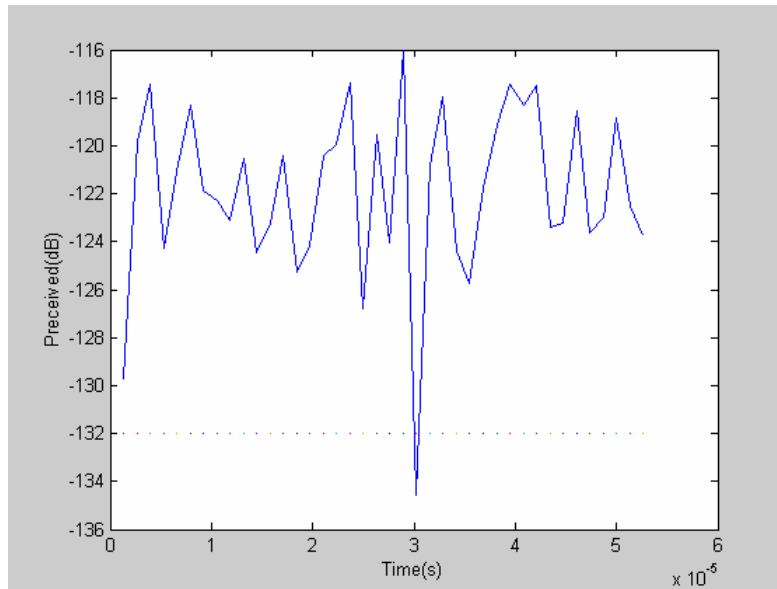
Σχ. 5.14 Απώλειες λόγω fading συναρτήσει του χρόνου
(απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h<ρυθμός βροχόπτωσης<100 mm/h)



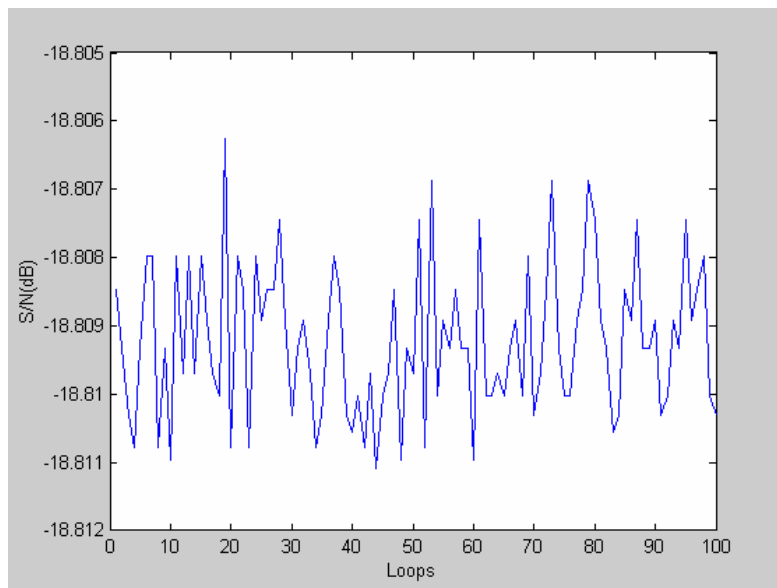
Σχ. 5.15 Συνολικές απώλειες συναρτήσει του χρόνου
(απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός βροχόπτωσης τυχαία επιλεγμένος στο διάστημα τιμών από 5 mm/h έως 100 mm/h)

5.4.2.2 Ισχύς λήψης, E_b/N_0 , S/N, Blocking Probability

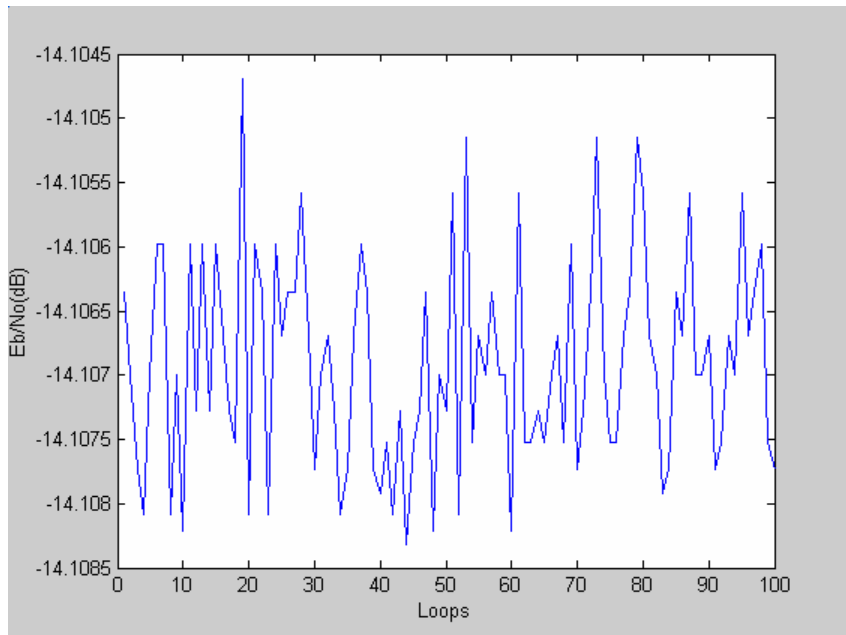
Στην περίπτωση της ημιαστικής περιοχής, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.16, η **πιθανότητα μπλοκαρίσματος** της υπηρεσίας είναι **2.5%**. Τα συμπεράσματα για την περίπτωση της αστικής περιοχής μπορούν να διευρυνθούν και για την ημιαστική περιοχή.



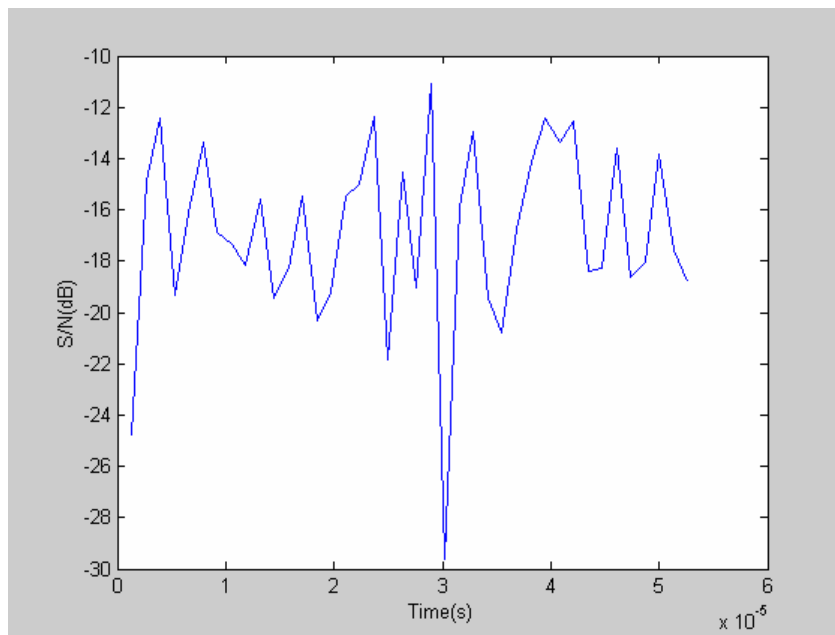
Σχ. 5.16 Ισχύς λήψης και ευαισθησία συναρτήσει του χρόνου (απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός βροχόπτωσης τυχαία επιλεγμένος στο διάστημα τιμών από 5 mm/h έως 100 mm/h)



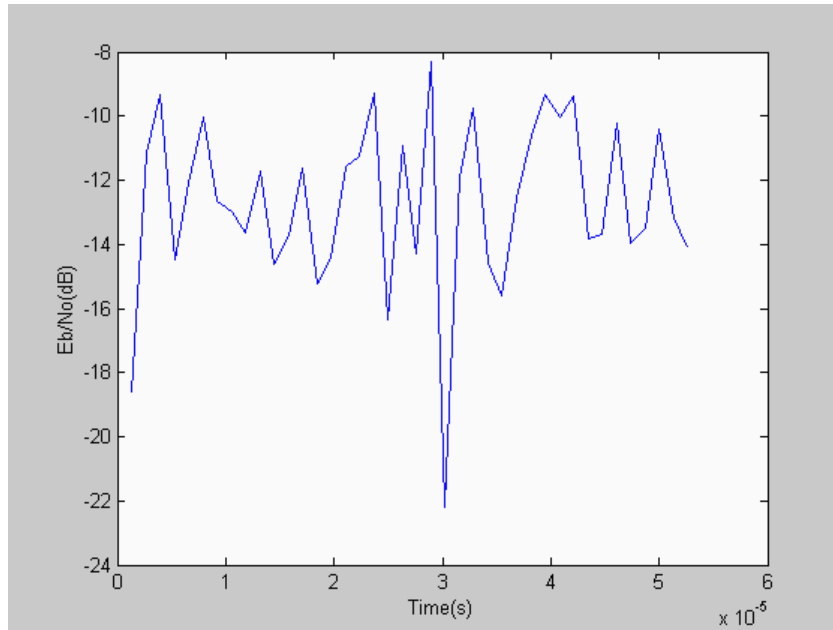
Σχ. 5.17 Λόγος ισχύος προς την ισχύ του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων (απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.18 Λόγος ενέργειας ανά bit προς την πυκνότητα ισχύος του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων (απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.19 S/N συναρτήσει του χρόνου (απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.20 E_b/N_0 συναρτήσεως του χρόνου (απόσταση ζεύξης 10 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)

5.5 ΑΓΡΟΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ

5.5.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης

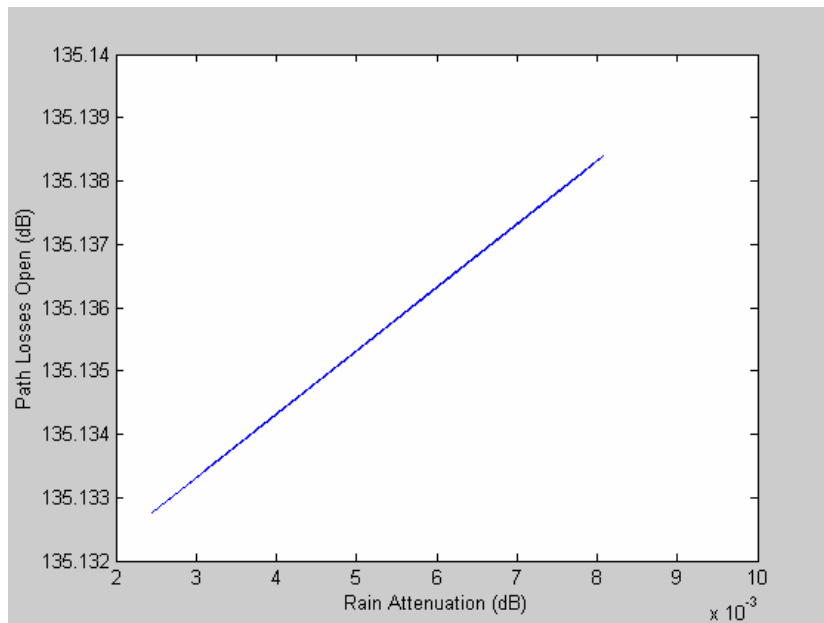
Παρακάτω παρουσιάζονται οι παράμετροι της ζεύξης:

1. Συχνότητα $f=950$ MHz
2. Ισχύς εκπομπής σταθμού βάσης $P_t=47$ W
3. Κέρδος κεραίας εκπομπής $G_t=20$ dB
4. Ύψος πολυκατοικιών $h_{te}=25$ m
5. Ευαισθησία του δέκτη (κινητή μονάδα) sensitivity= -132 dB
6. Κέρδος κεραίας λήψης $G_r=0$ dB
7. Μέγεθος κελιού $d=20$ km
8. Απόσβεση καλωδίου του πομπού $\alpha=0.2$ dB/m
9. Μήκος καλωδίου του πομπού $l=15$ m
10. Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων $R=273$ kbps
11. Εύρος ζώνης καναλιού $B=400$ KHz
12. Πυκνότητα ισχύος θορύβου $kT_0=4 \cdot 10^{-17}$ Watt/Hz
13. Υπολογισμός των μέσων απωλειών με το μοντέλο Hata
14. Fading (κατανομή Rayleigh)
15. Εικόνα θορύβου του δέκτη $NF=3$ dB

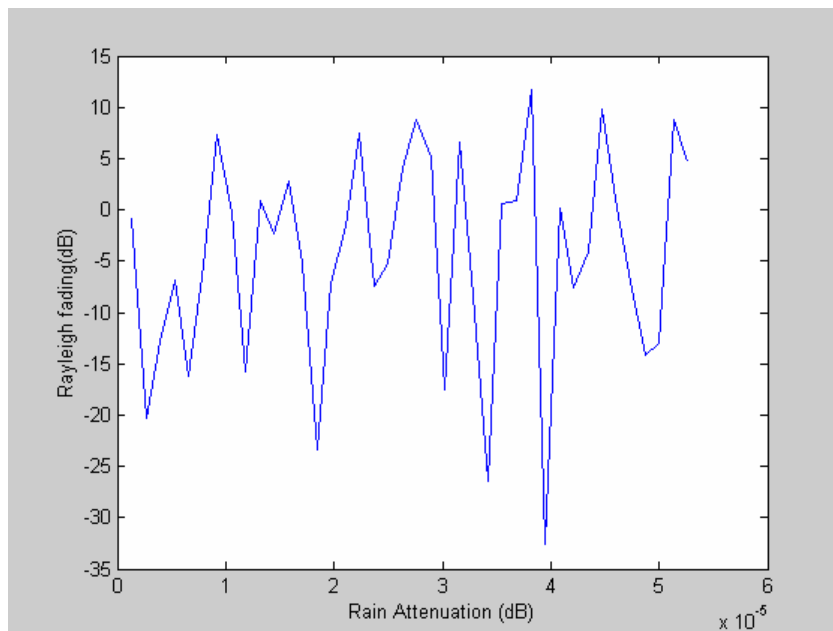
5.5.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις

Παρακάτω σχεδιάζονται για την περίπτωση της ημιαστικής περιοχής οι γραφικές παραστάσεις, όπως στις ενότητες 5.3 και 5.4. Επίσης υπολογίζεται η πιθανότητα μπλοκαρίσματος των κλήσεων.

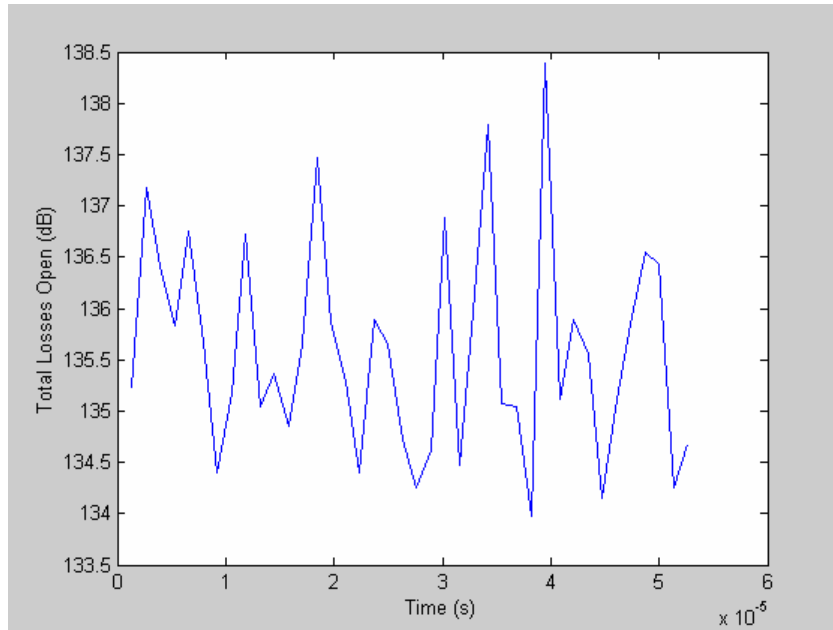
5.5.2.1 Απώλειες όδευσης



Σχ. 5.21 Απώλειες όδευσης συναρτήσει των απωλειών λόγω βροχής (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



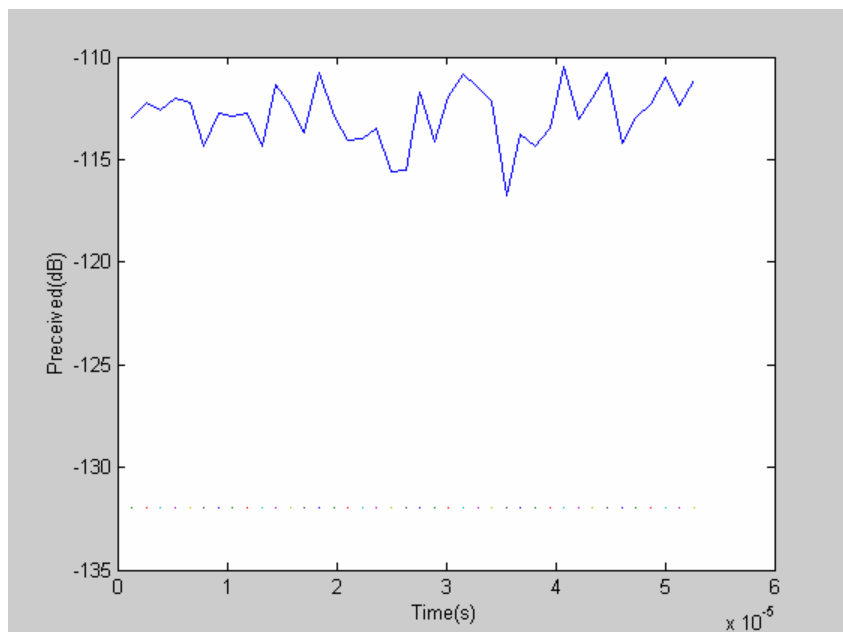
Σχ. 5.22 Απώλειες λόγω fading συναρτήσει του χρόνου (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



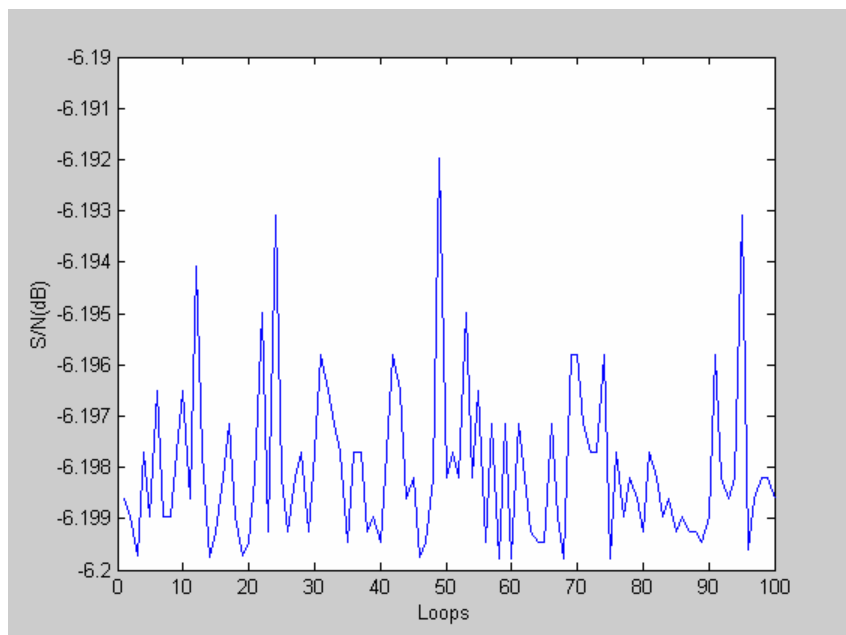
Σχ. 5.23 Συνολικές απώλειες συναρτήσει του χρόνου (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός βροχόπτωσης τυχαία επιλεγμένος στο διάστημα τιμών από 5 mm/h έως 100 mm/h)

5.5.2.2 Ισχύς λήψης, E_b/N_0 , S/N, Blocking Probability

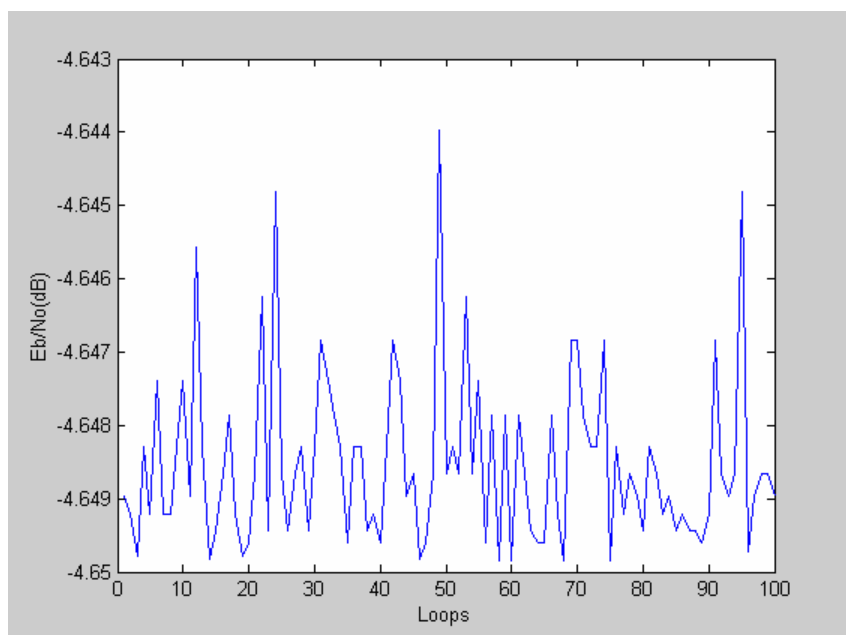
Στην περίπτωση της αγροτικής περιοχής, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.24, **η πιθανότητα μπλοκαρίσματος της υπηρεσίας είναι 0%**. Αξίζει να σημειωθεί, ότι θα ήταν δυνατόν να επιτύχουμε ισχύ λήψης πάνω από το όριο της ευαισθησίας με κλάσεις χαμηλότερης εκπεμπόμενης ισχύος από το σταθμό βάσης.



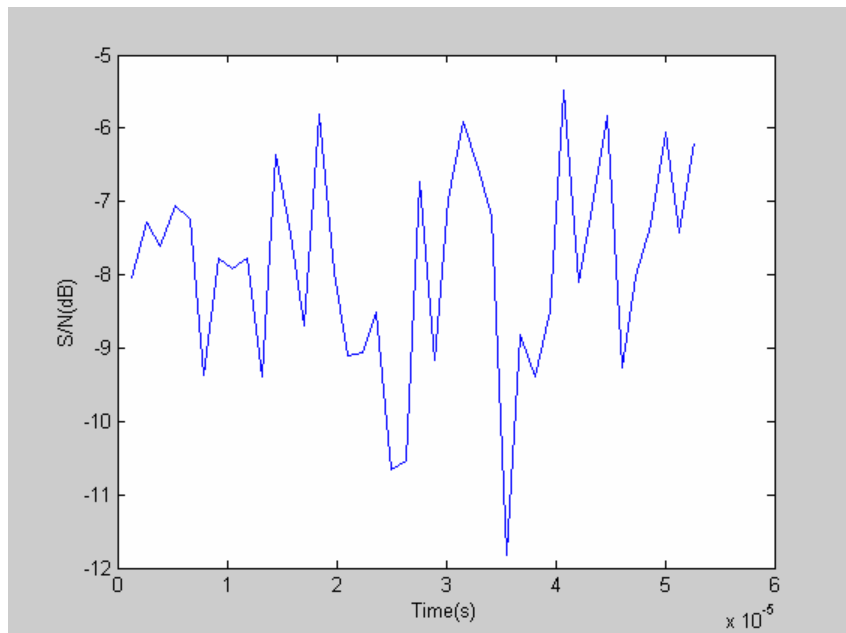
Σχ. 5.24 Ισχύς λήψης και ευαισθησία συναρτήσει του χρόνου (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός βροχόπτωσης τυχαία επιλεγμένος στο διάστημα τιμών από 5 mm/h έως 100 mm/h)



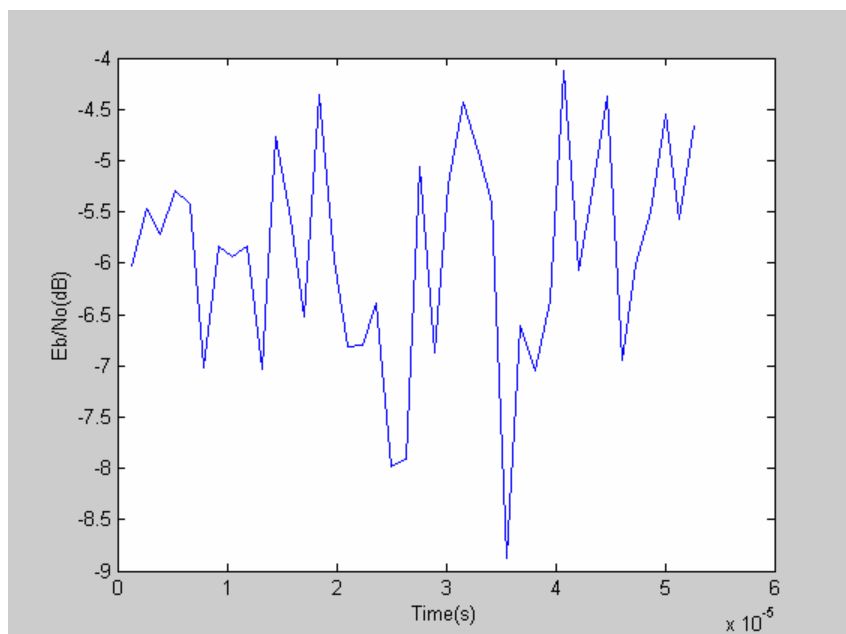
Σχ. 5.25 Λόγος ισχύος της φέρουσας προς την ισχύ του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.26 Λόγος ενέργειας ανά bit προς την πυκνότητα ισχύος του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.27 C/N συναρτήσεως του χρόνου (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. 5.28 Eb/No συναρτήσεως του χρόνου (απόσταση ζεύξης 20 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)

5.6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Οι γραφικές παραστάσεις της ισχύος και της ευαισθησίας κατέδειξαν την ισχυρή επίδραση που μπορεί να έχει το fading πάνω στην ισχύ λήψης – κυρίως στις αστικές περιοχές – εξαιτίας των έντονων αιχμών που είναι δυνατόν να παρουσιαστούν γύρω από τη μέση τιμή της κατανομής Rayleigh. Επίσης οι απώλειες λόγω βροχής δεν επηρεάζουν ουσιαστικά τόσο τις συνολικές απώλειες όσο και τις παραμέτρους C/N

και E_b/N_0 λόγω της πολύ χαμηλής συχνότητας λειτουργίας των επίγειων κινητών τηλεπικοινωνιών

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΤΗ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΗ ΚΙΝΗΤΗ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑ

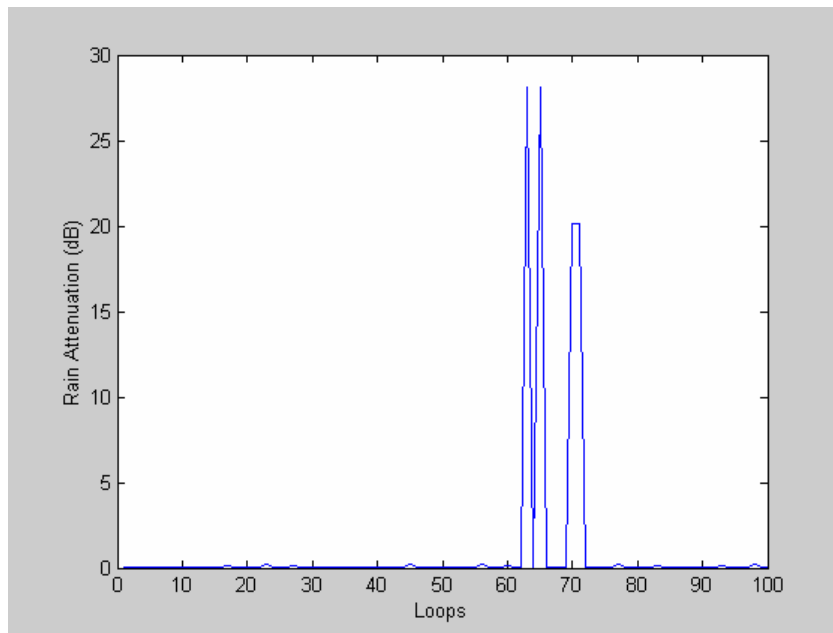
6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η δορυφορική κινητή τηλεφωνία κατέχει σήμερα μία σημαντική θέση στις κινητές επικοινωνίες. Σε αυτήν την εφαρμογή θα ασχοληθούμε με το σύστημα Iridium. Θα προσομοιωθεί σε λογισμικό MATLAB (ο σχετικός κώδικας βρίσκεται στο παράρτημα Γ) τόσο η άνω όσο και η κάτω ζεύξη για την επικοινωνία ανάμεσα σε ένα συνδρομητή του συστήματος στην Αθήνα και ενός στο Ρέικιαβικ. Θα εξεταστεί η επίδραση των απωλειών λόγω βροχής στην ποιότητα των ζεύξεων. Για αυτό το σκοπό θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο του Crane (Παράρτημα Α). Οι απώλειες λόγω βροχής θα επιλέγονται από έναν πίνακα με τη βοήθεια μίας γεννήτριας Poisson ψευδοτυχαίων αριθμών. Οι απώλειες της μέσης απώλειας όδευσης θα υπολογιστούν από τον τύπο του Friis. Κοντά στην επιφάνεια της γης θα προστεθούν απώλειες λόγω fading, οι οποίες θα προκύπτουν από την κατανομή Rice, αφού θα θεωρήσουμε ότι υπάρχει τόσο άμεση διαδρομή (LOS) όσο και συνιστώσες πολυόδευσης ανάμεσα στο δορυφόρο και στην κινητή μονάδα. Επίσης θα υπολογισθούν οι παράμετροι C/N και E_b/N_0 και θα συγκριθούν με τα όρια που εξασφαλίζουν την ποιότητα της υπηρεσίας για να προσδιορισθεί η πιθανότητα διακοπής της υπηρεσίας.

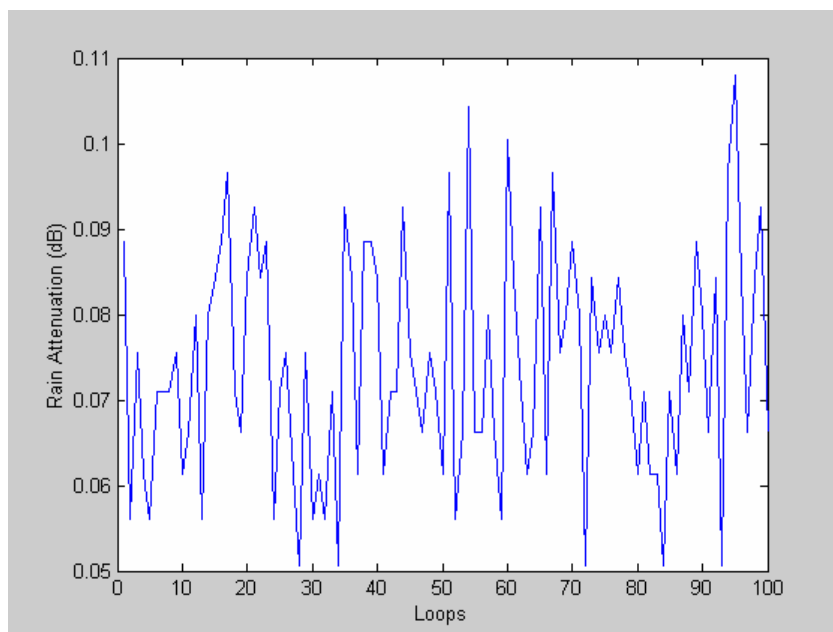
6.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΛΟΓΩ ΒΡΟΧΗΣ

6.2.1 Γεννήτρια Poisson

Μία γεννήτρια Poisson παράγει ψευδοτυχαία έναν ακέραιο αριθμό που αντιστοιχίζεται σε έναν δείκτη του πίνακα απωλειών λόγω βροχής προκειμένου οι απώλειες λόγω βροχής να επιλέγονται τυχαία. Παρακάτω παρατίθενται οι γραφικές παραστάσεις για την κάτω ζεύξη των απωλειών λόγω βροχής σε ένα βρόχο εκατό επαναλήψεων, σε καθένα από τους οποίους επιλέγεται μία τιμή των απωλειών λόγω βροχής από τη γεννήτρια Poisson. Στο σχήμα 6.1 οι απώλειες λόγω βροχής μεταβάλλονται συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης της κεραίας λήψης. Στο σχήμα 6.2 οι απώλειες λόγω βροχής μεταβάλλονται με το ρυθμό βροχόπτωσης. Οι μεγάλες αιχμές στο σχήμα 6.1 οφείλονται στο ότι οι απώλειες λόγω βροχής αυξάνονται ραγδαία γύρω από την τιμή 0 της γωνίας ανύψωσης. Η φυσική εξήγηση για αυτό είναι η μεγάλη απόσταση που πρέπει να διανύσει το σήμα μίας κεραίας υπό γωνία ανύψωσης γύρω από το 0 εντός μίας περιοχής που καλύπτεται από βροχή. Αυτό οφείλεται στις μεγάλη απόσταση που πρέπει να διανύσει το σήμα εντός μίας περιοχής που καλύπτεται από βροχή. Παρόμοιες γραφικές παραστάσεις προκύπτουν και για την άνω ζεύξη.



Σχ. 6.1 Απώλειες λόγω βροχόπτωσης συναρτήσει των επαναλήψεων
(Οι απώλειες λόγω βροχής μεταβάλλονται συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης
1 degree < Γωνία ανύψωσης < 100 degrees)

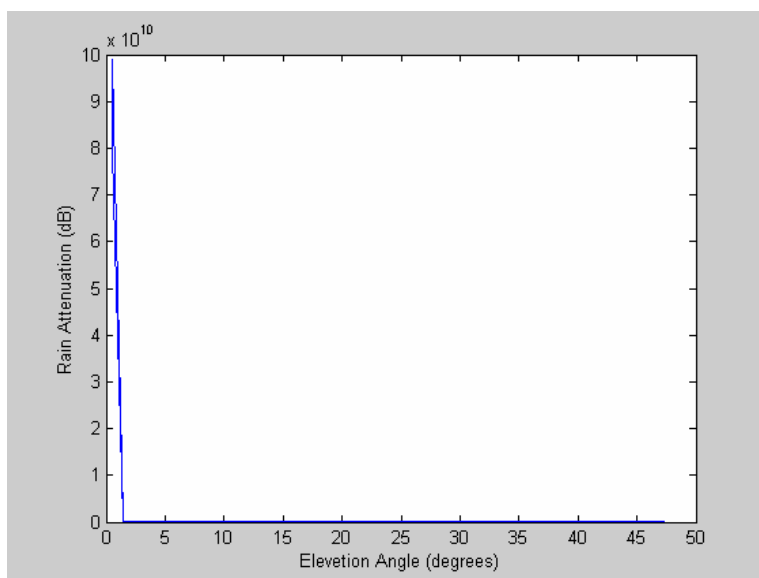


Σχ. 6.2 Απώλειες λόγω βροχόπτωσης συναρτήσει των επαναλήψεων
(Οι απώλειες λόγω βροχής μεταβάλλονται συναρτήσει του ρυθμού βροχόπτωσης,
5 mm/h < Ρυθμός βροχόπτωσης < 150 mm/h)

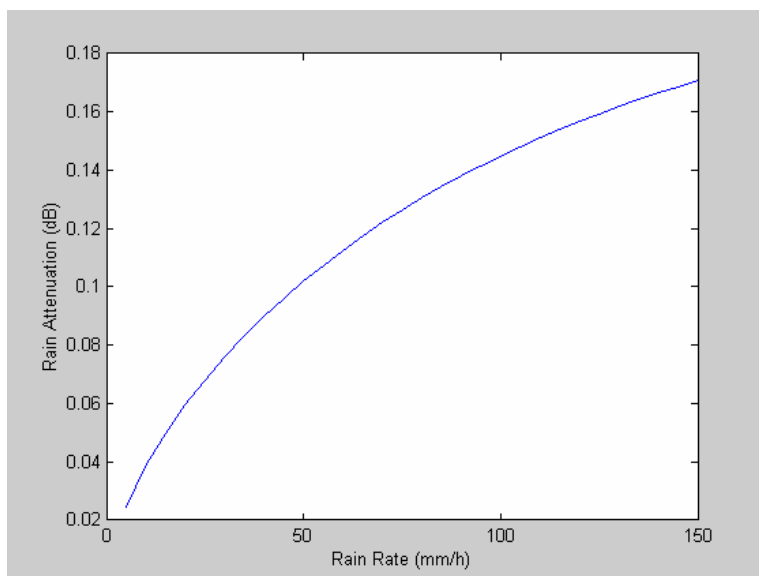
6.2.2 Απώλειες λόγω βροχής και παράμετροι των απωλειών λόγω βροχής

Στις τρεις επόμενες γραφικές παραστάσεις διακρίνεται η σχέση που συνδέει τις απώλειες λόγω βροχής με τις παραμέτρους της γωνίας ανύψωσης, του ρυθμού βροχόπτωσης και του μήκους προβολής του δρόμου διάδοσης. Πρέπει να σημειωθεί, ότι η γωνία ανύψωσης μεταβάλλεται συναρτήσει του γεωγραφικού μήκους του επίγειου σταθμού εκπομπής. Δηλαδή έχουμε θεωρήσει μεταβαλλόμενη την τοποθεσία εκπομπής. Οι ομοιότητες που παρουσιάζουν οι γραφικές παραστάσεις 6.3 και 6.5 οφείλονται στη σχέση που συνδέει τις παραμέτρους της γωνίας ανύψωσης και του ρυθμού βροχόπτωσης:

$$D=(H-H_0)/\tan E \quad (6.1)$$



Σχ. 6.3 Απώλειες λόγω βροχόπτωσης συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης (για ρυθμό βροχόπτωσης 22mm/h)



Σχ. 6.4 Απώλειες λόγω βροχόπτωσης συναρτήσει του ρυθμού βροχόπτωσης (Για γωνία ανύψωσης 17.26 μοίρες)

6.3 ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΗ ΖΕΥΞΗ

6.3.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης

Παρακάτω παρουσιάζονται οι παράμετροι της ζεύξης:

- Γενικά χαρακτηριστικά της ζεύξης:

1. Τοποθεσία επίγειου κινητού σταθμού εκπομπής : Αθήνα (37.58 μοίρες N, 23.43 μοίρες E)
2. Τοποθεσία επίγειου κινητού σταθμού λήψης : Ρέικιαβικ (64.09 μοίρες N, 21.51 μοίρες W)
3. Συχνότητα λειτουργίας της άνω ζεύξης : $f_u = 1.616$ GHz
4. Συχνότητα λειτουργίας της κάτω ζεύξης : $f_d = 1.616$ GHz
5. Συχνότητα λειτουργίας διαδορυφορικού link : $f_{isl} = 23$ GHz
6. Τύπος διαμόρφωσης : QPSK
7. Εύρος ζώνης θορύβου : $B = 5.15$ MHz (31.5 kHz για ένα κανάλι)
8. Ρυθμός δεδομένων : 4.8 Kbps (υπηρεσία φωνής)
9. Θερμοκρασία θορύβου άνω ζεύξης : $T = 500$ K
10. Θερμοκρασία θορύβου κάτω ζεύξης : $T = 250$ K

- Χαρακτηριστικά δορυφορικού αναμεταδότη:

1. Λόγος κέρδους κεραίας προς θερμοκρασία θορύβου : $G/T = 3$ dB/K
2. Ισχύς εξόδου : $W = 1400$ W
3. Περιθώριο ισχύος εισόδου του TWTA υπό συνθήκες καθαρού ουρανού (input back-off): $BO_i = 3$ dB
4. Περιθώριο ισχύος εξόδου του TWTA υπό συνθήκες καθαρού ουρανού (input back-off): $BO_o = 3$ dB
5. Υψόμετρο δορυφορικού αναμεταδότη : 780 km
6. Πυκνότητα ροής ισχύος εισόδου που οδηγεί τον ενισχυτή στον κορεσμό: $\Omega_{sat} = -80$ dBW/m²

- Χαρακτηριστικά φορητής συσκευής (μοντέλο 9500 Motorola Satellite Phone):

1. Ισχύς : 0.57 W (μέση ισχύς)
2. EIRP (μέση τιμή) : -1.9 dBW
3. Ευαισθησία : -117.9 dBm (ισοδύναμα -147.9 dB)

- Υπόλοιπες απώλειες του Link budget:

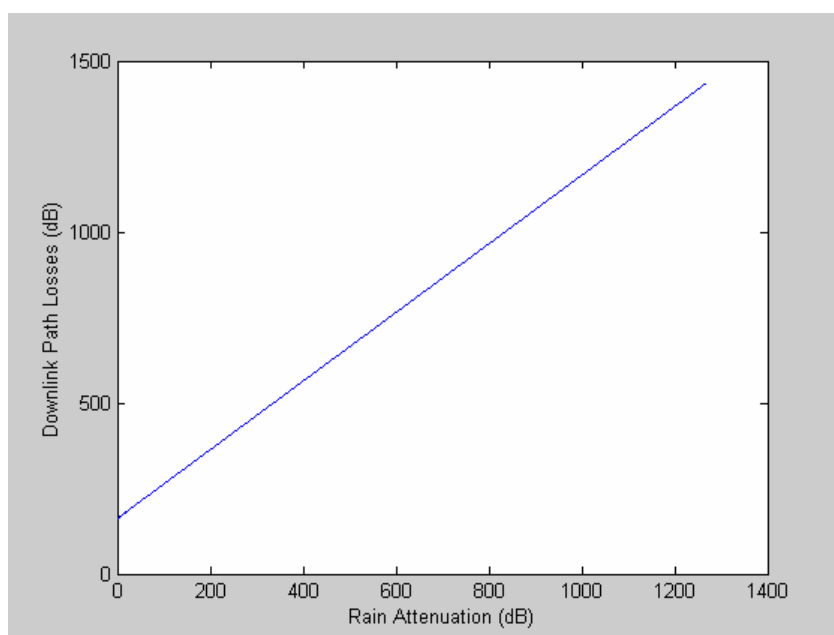
1. Απώλειες λόγω σφάλματος σκόπευσης (uplink): 3 dB
2. Απώλειες λόγω σφάλματος σκόπευσης (downlink): 3 dB
3. Λοιπές απώλειες (τόσο για uplink όσο για downlink) : 1 dB
4. Παρεμβολές από γειτονικά κανάλια και δορυφόρους και παρεμβολές διαπόλωσης (uplink) : $CIR_u = 25.5$ dB
5. Παρεμβολές από γειτονικά κανάλια και δορυφόρους και παρεμβολές διαπόλωσης (downlink) : $CIR_d = 22$ dB

6.3.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις

Στις επόμενες ενότητες θα υπολογίσουμε το link budget καθώς και τα μεγέθη που προσδιορίζουν την ποιότητα της ζεύξης. Τόσο για το uplink όσο και για το downlink θα υπολογισθούν οι απώλειες διάδοσης του σήματος, ο λόγος της ισχύος της φέρουσας προς αυτή του θορύβου, ο λόγος της ενέργειας ανά bit προς την πυκνότητα ισχύος του θορύβου. Για το downlink θα προσδιοριστεί η ισχύς λήψης του δορυφορικού τηλεφώνου που θα συγκριθεί με την ευαισθησία, ώστε να υπολογισθεί η πιθανότητα διακοπής των υπηρεσιών. Το δορυφορικό τηλέφωνο θεωρείται ότι βρίσκεται στο ύψος του εδάφους και ότι στο τελικό σήμα έχει επιδράσει fading.

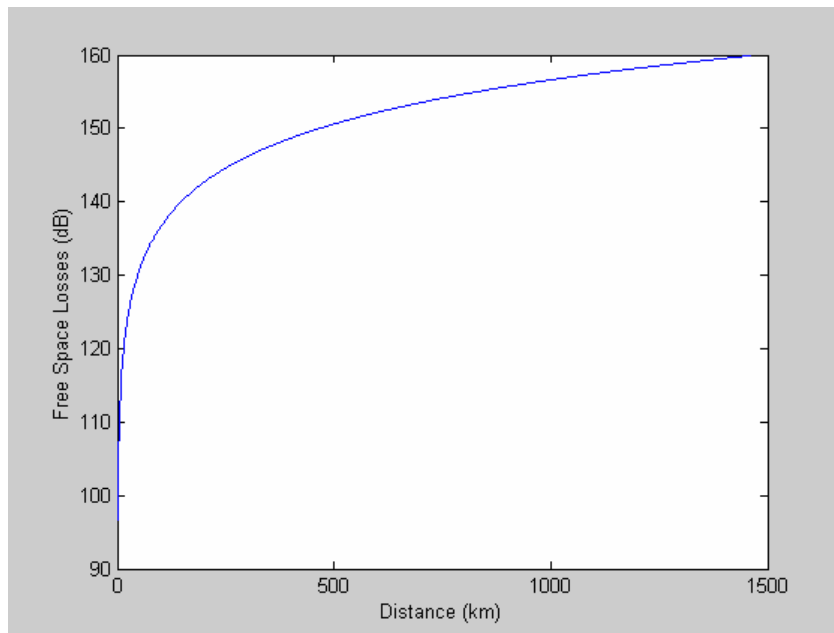
6.3.2.1 Απώλειες όδευσης

Στο επόμενο σχήμα διακρίνεται η γραμμική σχέση που συνδέει τις απώλειες όδευσης και τις απώλειες λόγω βροχής. Οι απώλειες λόγω βροχής έχουν θεωρηθεί μεταβαλλόμενες ως προς τη γωνία ανύψωσης και για αυτό παίρνουν τόσο μεγάλες τιμές. Έχουν ληφθεί υπόψη μόνο οι απώλειες της κάτω ζεύξης, αφού τα αποτελέσματα τις άνω ζεύξης προσφέρουν τα ίδια συμπεράσματα.

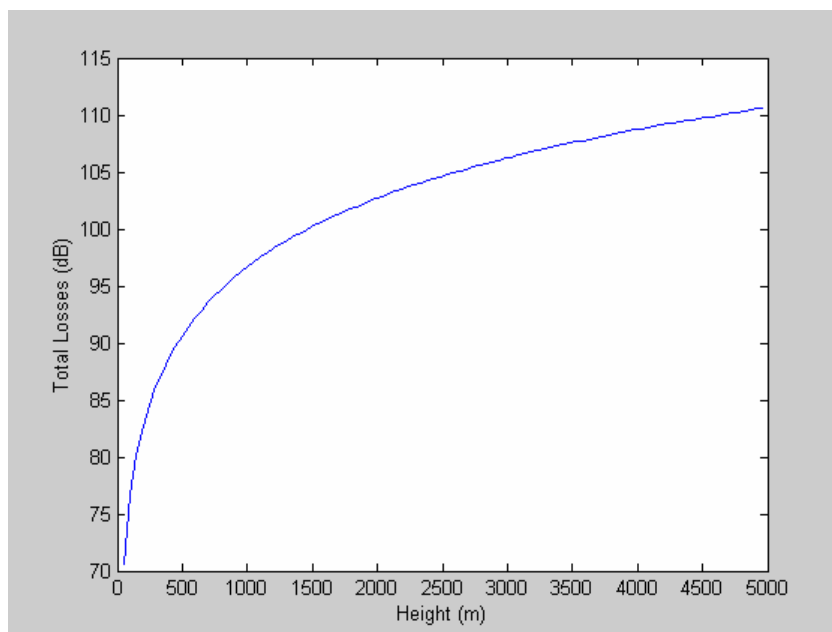


Σχ. 6.6 Απώλειες όδευσης συναρτήσει των απωλειών λόγω βροχής (ο ρυθμός βροχόπτωσης είναι 22 mm/h, μεταβαλλόμενη η γωνία ανύψωσης)

Στο σχήμα 6.7 παρατίθενται οι απώλειες της κάτω ζεύξης συναρτήσει της απόστασης μέχρι την παρουσία βροχής (δηλαδή οι απώλειες ελεύθερου χώρου). Η βροχή θεωρείται ότι δημιουργείται σε ύψος 5 km πάνω από την επιφάνεια της γης. Οι απώλειες από το ύψος όπου δημιουργείται η βροχή έως τη κορυφογραμμή των πολυκατοικιών φαίνονται στο σχήμα 6.8. Οι απώλειες λόγω βροχής στο σχ. 6.8 είναι αμελητέες και για αυτό δε φαίνεται η διακύμανση της κατανομής Poisson.



Σχ. 6.7 Απώλειες ελευθέρου χώρου συναρτήσει της απόστασης

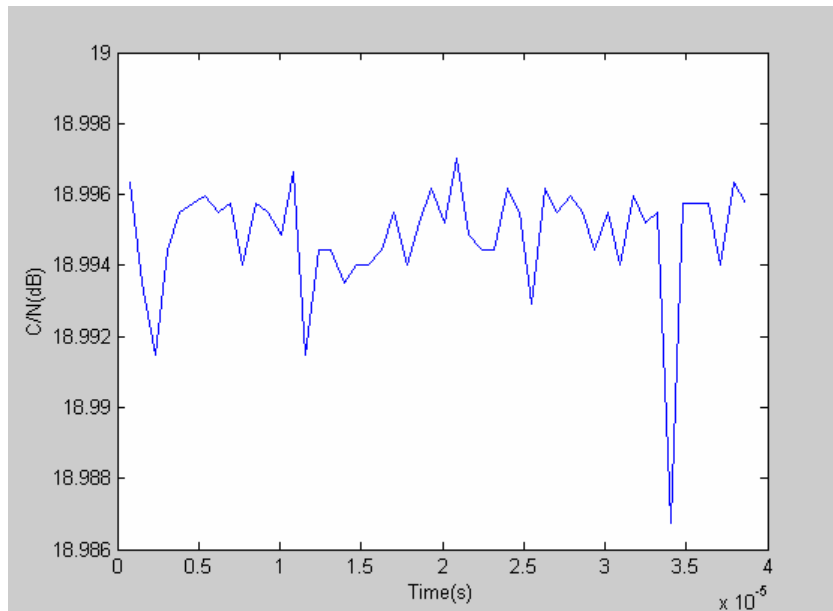


Σχ. 6.8 Συνολικές απώλειες συναρτήσει της απόστασης
(Στην περιοχή όπου δημιουργείται η βροχή)

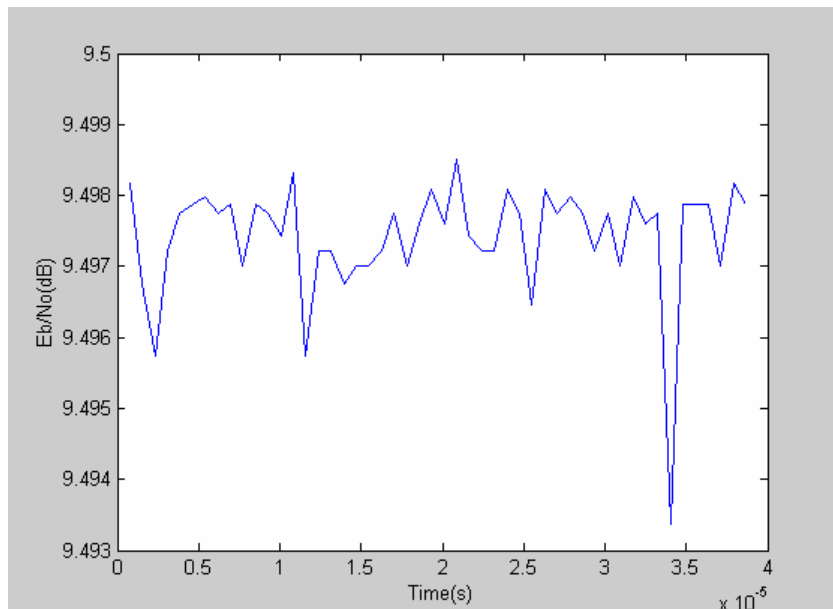
Για τις υπόλοιπες γραφικές παραστάσεις θεωρούμε ότι οι κινητές συσκευές εκπομπής και λήψης βρίσκονται αντιστοίχως στην Αθήνα και στο Ρέικιαβικ και ότι η μεταβλητή που παίρνει διάφορες τιμές από τη γεννήτρια ψευδοτυχαίων αριθμών Poisson είναι ο ρυθμός βροχόπτωσης.

6.3.2.2 Uplink : C/N , E_b/N_0

Σε αυτήν την ενότητα θα παρουσιάσουμε τη μεταβολή μερικών ποιοτικών παραμέτρων για την περίπτωση του uplink. Στα σχήματα 6.9 φαίνεται ο λόγος της ισχύος της φέουσας προς την ισχύ του θορύβου και στο σχήμα 6.10 ο λόγος της ενέργειας ενός bit προς την πυκνότητα ισχύος μετά από πενήντα στιγμές δειγματοληψίας στο δορυφόρο.



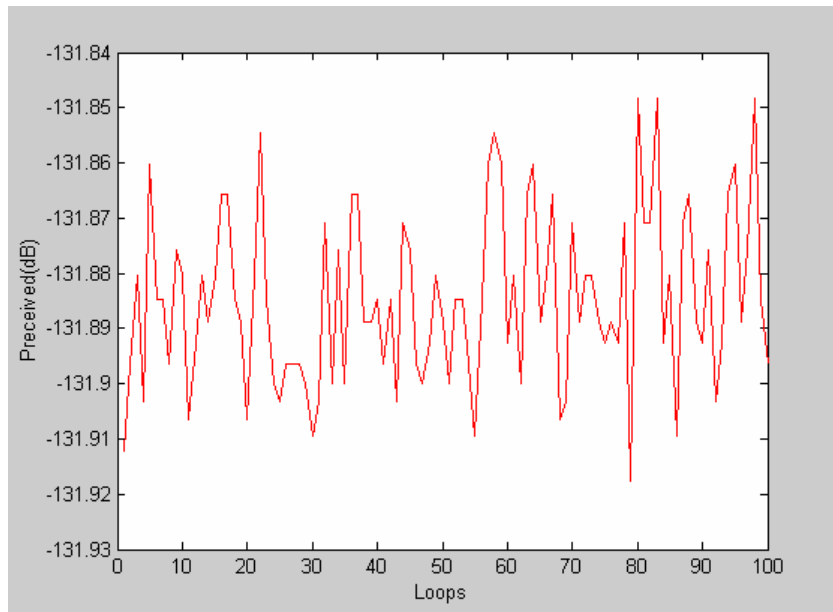
Σχ. 6.9 C/N συναρτήσει του χρόνου στο δέκτη του δορυφόρου



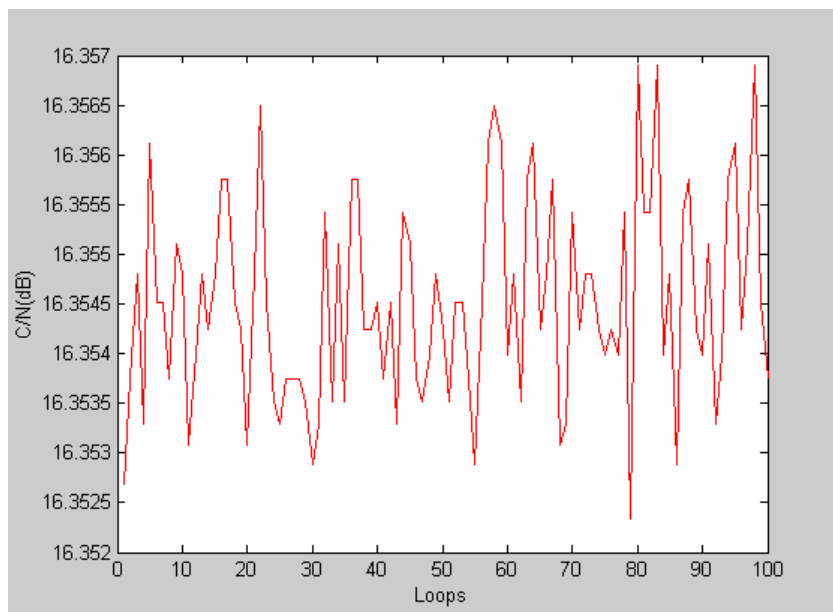
Σχ. 6.10 E_b/N_0 συναρτήσει του χρόνου στο δέκτη του δορυφόρου

6.3.2.3 Downlink : Ισχύς λήψης, C/N, E_b/N_0 , Blocking Probability

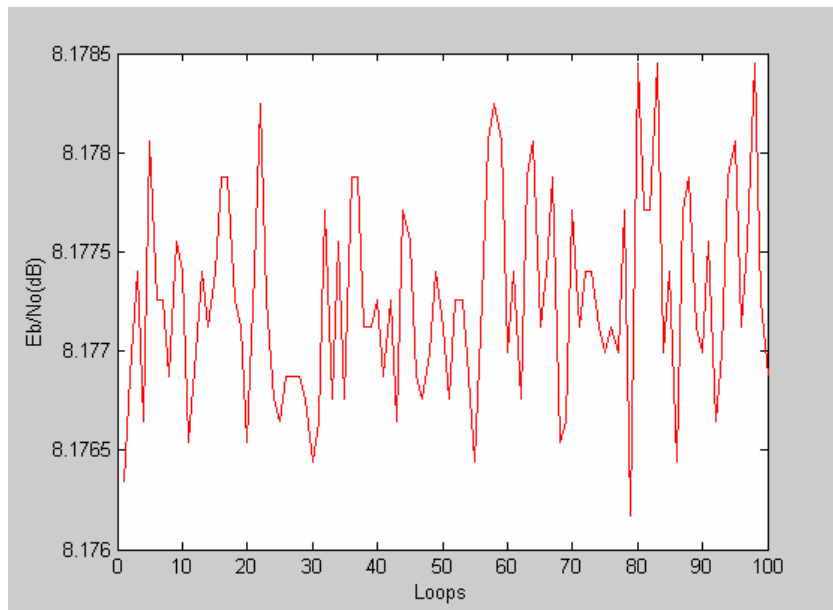
Από το σχήμα 6.11, στο οποίο έχουμε υποθέσει ότι δεν υπάρχουν απώλειες λόγω fading, είναι προφανές ότι οι απώλειες λόγω βροχής επηρεάζουν ελάχιστα την τελική τιμή της λαμβανόμενης ισχύος. Η ευαισθησία του δέκτη (-147.9 dB) είναι πολύ μικρότερη από τις τιμές που λαμβάνει η ισχύς λήψεως και επομένως η ζεύξη είναι αξιόπιστη χωρίς fading. Αντίστοιχα ελάχιστα επηρεάζονται και οι τιμές των C/N και E_b/N_0 (σχ. 6.12 και σχ. 6.13)



Σχ. 6.11 Λαμβανόμενη ισχύς από το δέκτη συναρτήσει των επαναλήψεων για την επιλογή των απωλειών λόγω βροχής

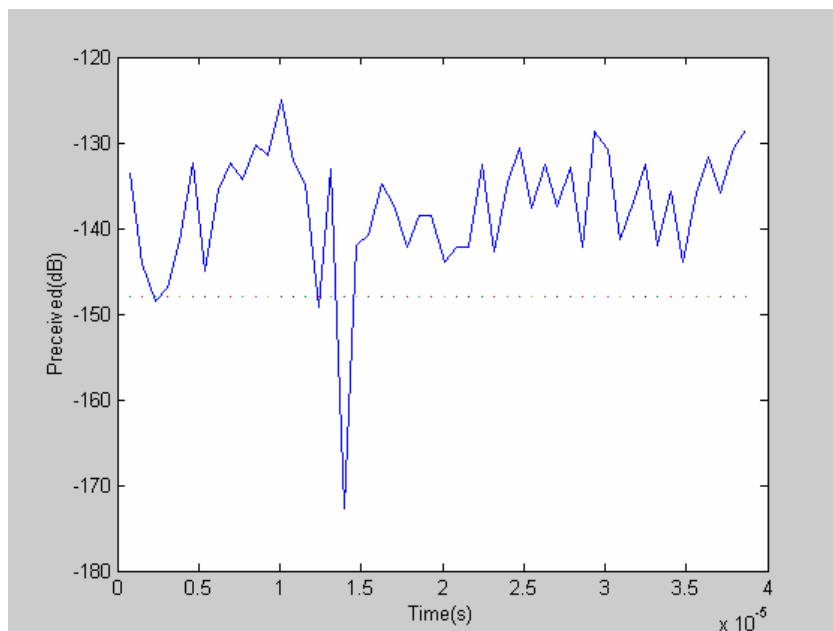


Σχ. 6.12 C/N συναρτήσει των επαναλήψεων για την επιλογή των απωλειών λόγω βροχής

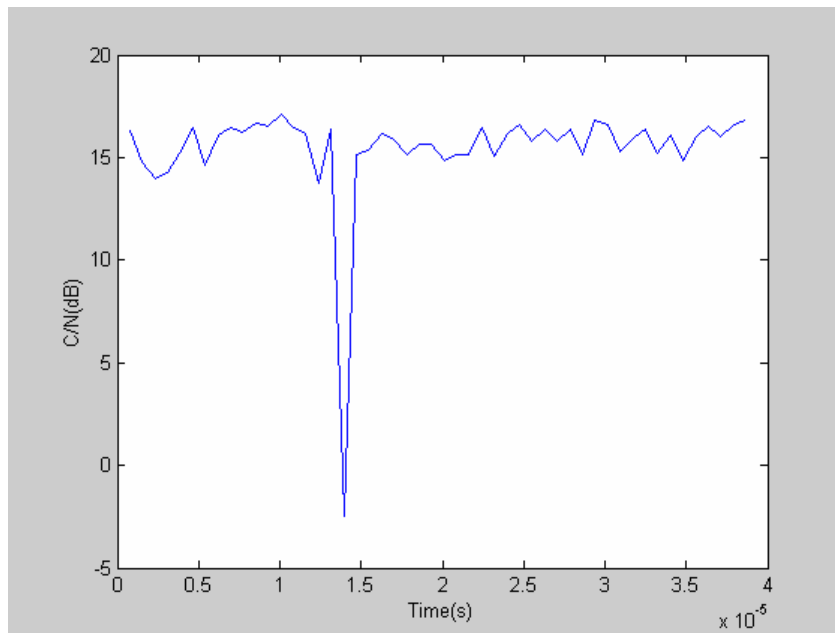


Σχ. 6.13 E_b/N_0 συναρτήσει των επαναλήψεων για την επιλογή των απωλειών λόγω βροχής

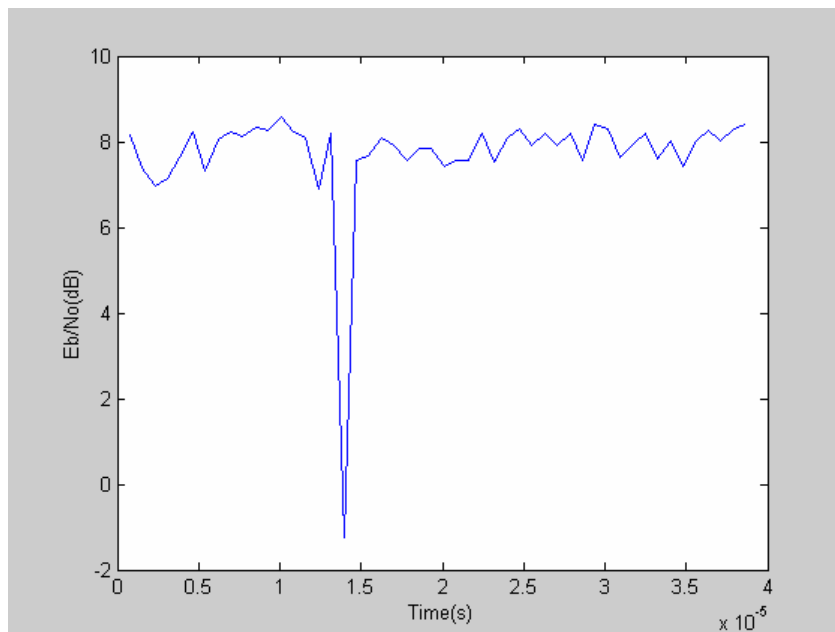
Στις γραφικές παραστάσεις 6.15, 6.16, 6.17 παρατίθενται οι μεταβολή της ισχύος λήψης και των C/N , E_b/N_0 κοντά στο επίπεδο του έδαφος. Στη γραφική παράσταση 6.15 η διακεκομμένη γραμμή ορίζει την ευαισθησία του δέκτη και κάθε τιμή ισχύος κάτω από αυτό το όριο είναι ανεπαρκής για αξιόπιστη επικοινωνίας. Ως εκ τούτου **η πιθανότητα διακοπής είναι 6%**



Σχ. 6.14 Λαμβανόμενη ισχύς από το δέκτη σε διάφορες χρονικές στιγμές δειγματοληψίας



Σχ. 6.15 C/N στο δέκτη σε διάφορες χρονικές στιγμές δειγματοληψίας



Σχ. 6.16 E_b/N_0 στο δέκτη σε διάφορες χρονικές στιγμές δειγματοληψίας

6.4 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η δορυφορική ζεύξη λειτουργεί στα 1.616 GHz και - όπως αναμενόταν - εξαιτίας της χαμηλής συχνότητας λειτουργίας η ποιότητα της δεν επηρεάζεται από την επίδραση της βροχής. Τέλος το επίπεδο της ποιότητας της ζεύξης επηρεάζεται έντονα από τα φαινόμενα πολυόδευσης, τα οποία μπορούν να προκαλέσουν ισχυρές διαλείψεις, οι οποίες είναι ικανές να διακόψουν την επικοινωνία, όπως φαίνεται από τη γραφική της ισχύος λήψης και της ευαισθησίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΤΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΤΗΛΕΟΠΤΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ

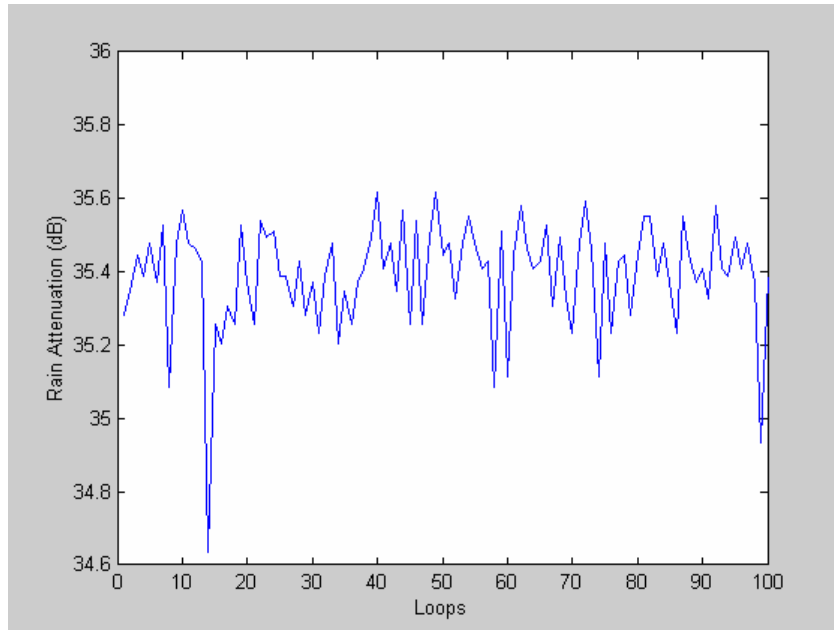
7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο παρόν κεφάλαιο θα εξεταστούν οι ασύρματες μικροκυματικές ζεύξεις ενός επίγειου (SECAM) και της κάτω ζεύξης ενός δορυφορικού συστήματος τηλεόρασης (Hotbird 3). Όπως και στα προηγούμενα κεφάλαια οι προσομοιώσεις θα πραγματοποιηθούν στο λογισμικό Matlab (ο κώδικας παρατίθεται στο Παράρτημα Γ) και τα αποτελέσματα τους θα αποτελέσουν το αντικείμενο του εβδόμου κεφαλαίου. Θα μελετηθεί η συμπεριφορά της ζεύξης τόσο του επίγειου όσο και του δορυφορικού συστήματος υπό βροχόπτωση. Για το επίγειο σύστημα θα χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο της ITU (Παράρτημα Α) και θα μεταβάλλουμε τις παραμέτρους που προσδιορίζουν τις απώλειες λόγω βροχής (ρυθμός βροχόπτωσης, γωνία ανύψωσης, απόσταση της ζεύξης). Αντιστοίχως για τη δορυφορική ζεύξη θα εφαρμοστεί το μοντέλο του Crane (Παράρτημα Α). Η συμπεριφορά και των δύο μοντέλων, όσο αφορά τη σχέση των απωλειών με τις παραμέτρους που τις καθορίζουν, έχει εξεταστεί στα δύο προηγούμενα κεφάλαια (Το μοντέλο της ITU στο 5^ο κεφάλαιο και το μοντέλο του Crane για δορυφορικές ζεύξεις στο 6^ο κεφάλαιο). Η επιλογή των απωλειών λόγω βροχής θα πραγματοποιηθεί από μία γεννήτρια ψευδοτυχαίων αριθμών κατά Poisson που θα παράγει έναν αριθμό ο οποίος θα αντιστοιχεί σε ένα δείκτη του πίνακα απωλειών λόγω βροχής. Ο υπολογισμός της μέσης απώλειας όδευσης (Path losses) θα προκύψει από τον τύπο του Friis. Θα υπολογιστούν και θα σχεδιασθούν επίσης οι γραφικές παραστάσεις της ισχύος λήψης, του λόγου της ισχύος του φορέα προς θόρυβο, της ενέργειας του bit προς την πυκνότητα του θορύβου και τα αποτελέσματα θα συγκριθούν με την ευαισθησία των δεκτών. Στην περίπτωση του επίγειου συστήματος θα υποθέσουμε ραδιοσκίαση χαμηλής επίδρασης με τη βοήθεια της λογαριθμικής κατανομής εξαιτίας της ενδεχόμενης λανθασμένης εγκατάστασης των κεραιών λήψης και ως εκ τούτου στο Link Budget μία lognormal κατανομή απωλειών.

7.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΛΟΓΩ ΒΡΟΧΗΣ

7.2.1 Γεννήτρια Poisson

Δημιουργήσαμε μία γεννήτρια Poisson ψευδοτυχαίων αριθμών προκειμένου να επιλέξουμε ένα στοιχείο του πίνακα των απωλειών λόγω βροχής. Συγκεκριμένα η γεννήτρια παράγει ψευδοτυχαία έναν αριθμό που αντιστοιχίζεται σε ένα από τους δείκτες του πίνακα των απωλειών λόγω βροχής. Έτσι εισάγουμε το στοιχείο της τυχαιότητας όσο αφορά στη χρησιμοποίηση των απωλειών λόγω βροχής της παρούσας εφαρμογής. Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται για την περίπτωση της δορυφορικής ζεύξης η γραφική παράσταση των απωλειών λόγω βροχής που επιλέγονται σύμφωνα με την παραπάνω διαδικασία συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων. Σε κάθε επανάληψη επιλέγεται μία τιμή από τον πίνακα απωλειών λόγω βροχής.



Σχ. 7.1 Απώλειες λόγω βροχής συναρτήσει των επαναλήψεων του βρόχου των επαναλήψεων ($10 \text{ km} < \text{απόσταση} < 1000 \text{ km}$, γωνία ανύψωσης $\pi/4$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός βροχόπτωσης 60 mm/h)

Όπως βλέπουμε οι απώλειες λόγω βροχής είναι μεγάλες εξαιτίας της πολύ υψηλής συχνότητας λειτουργίας της δορυφορικής ζεύξης.

7.3 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ ΤΟΥ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ SECAM

7.3.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης

Παρακάτω παρουσιάζονται οι παράμετροι της ζεύξης:

- Γενικά χαρακτηριστικά της ζεύξης και τεχνικές παράμετροι του πομπού και του δέκτη:

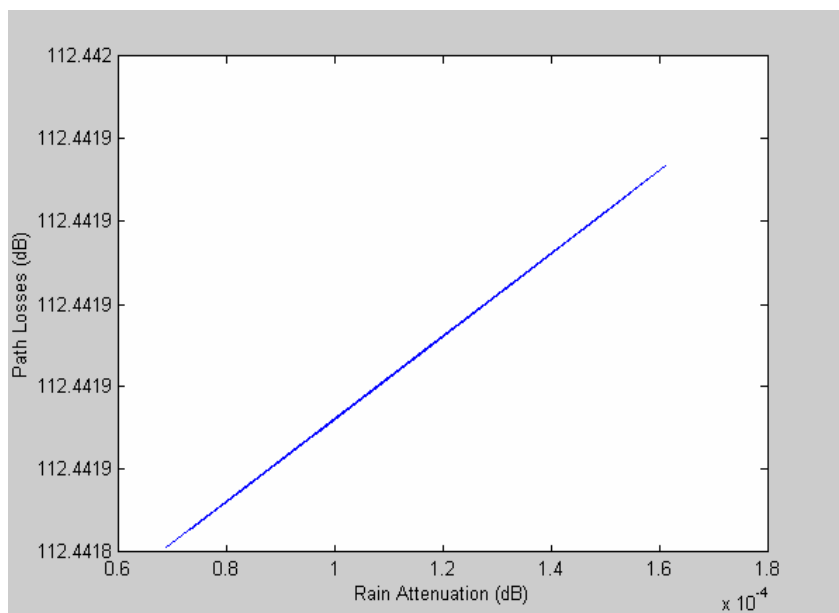
1. Συχνότητα λειτουργίας : $f_u = 200 \text{ MHz}$
2. Ισχύς εκπομπής : $P_{tr} = 20 \text{ KW}$
3. Κέρδος Κεραίας εκπομπής : $G_{tr} = 10 \text{ dB}$
4. Ευαισθησία δέκτη : Sensitivity = -120 dBm
5. Μήκος καλωδίου πομπού : $L = 15 \text{ m}$
6. Μήκος καλωδίου δέκτη : $L = 15 \text{ m}$
7. Απόσβεση καλωδίων : $a = 0.1 \text{ dB/m}$
8. Εύρος ζώνης σήματος : $B = 6 \text{ MHz}$
9. Θερμοκρασία θορύβου : $T = 150 \text{ K}$
10. Απόσταση ζεύξης : $0.5 \text{ km} < d < 50 \text{ km}$
11. Απώλειες όδευσης : απώλειες ελευθέρου χώρου
12. 10% Απώλειες λόγω ραδιοσκίασης (lognormal κατανομή)

7.3.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις

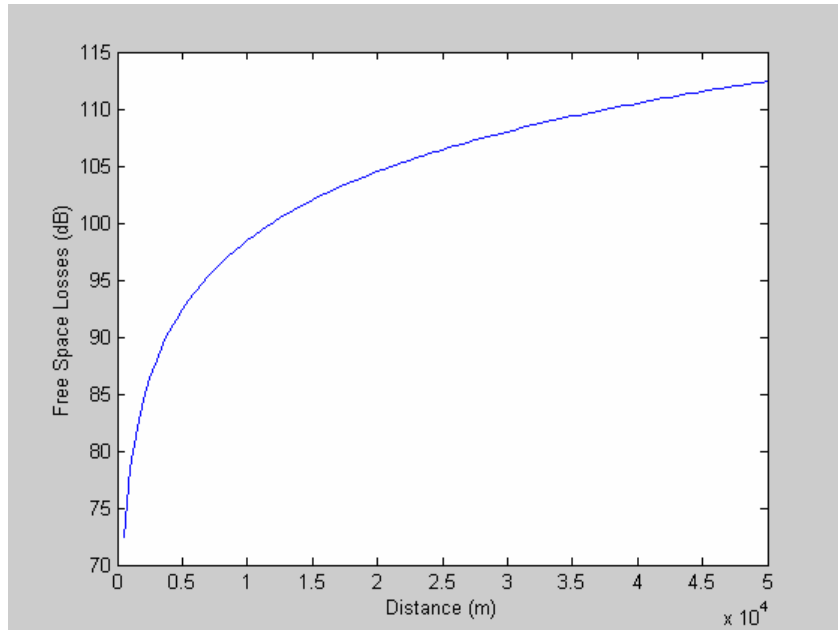
Παρακάτω θα υπολογισθούν οι απώλειες όδευσης σε περιβάλλον ραδιοσκίασης και βροχόπτωσης. Επίσης θα σχεδιαστεί η μεταβολή της ισχύος λήψης προκειμένου να αντιπαραβληθεί στην ευαισθησία του δέκτη και να εξεταστεί αν διατηρείται η καλή λήψη του τηλεοπτικού σήματος. Η ποιότητα της ζεύξης θα σκιαγραφηθεί και από τις αντίστοιχες τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο.

7.3.2.1 Απώλειες όδευσης

Οι απώλειες όδευσης συνδέονται γραμμικά με τις απώλειες λόγω βροχόπτωσης (σχ.7.2). Είναι αξιοσημείωτο ότι οι απώλειες όδευσης έχουν διαφορά έξι τάξεων μεγέθους από τις απώλειες λόγω βροχόπτωσης. Στο σχήμα 7.3 παρουσιάζεται η μεταβολή των απωλειών ελευθέρου χώρου συναρτήσει της απόστασης.



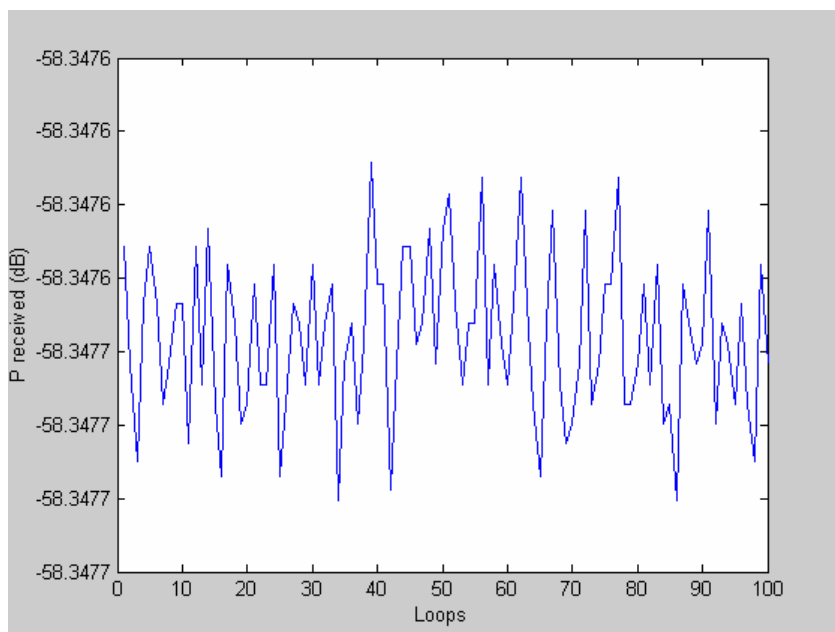
Σχ. 7.2 Απώλειες όδευσης συναρτήσει των απωλειών λόγω βροχής (Μεταβαλλόμενη παράμετρος των απωλειών λόγω βροχής είναι ο ρυθμός Βροχόπτωσης)



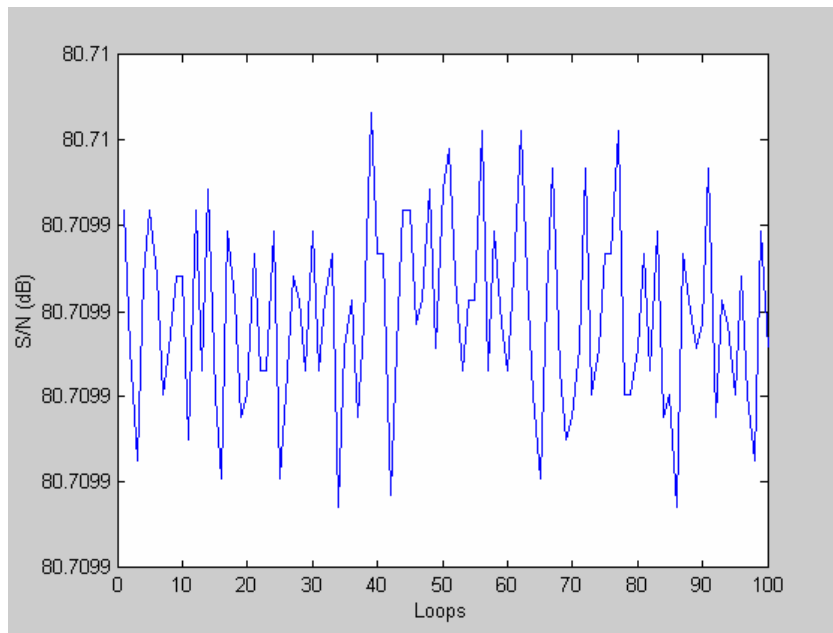
Σχ. 7.3 Απώλειες ελευθέρου χώρου συναρτήσει της απόστασης

7.3.2.2 Ισχύς λήψης, S/N

Στις γραφικές παραστάσεις 7.4 έως 7.5 φαίνεται η επίδραση των απωλειών λόγω βροχής στις δύο παραμέτρους ποιότητας (ισχύς λήψης, λόγος σήματος προς θόρυβο) εξετάζοντας την τιμή που λαμβάνει το σήμα σε εκατό επαναλήψεις του βρόχου που λειτουργεί με την γεννήτρια Poisson. Εξαιτίας της χαμηλής συχνότητας οι απώλειες λόγω βροχής δεν επηρεάζουν έντονα τη ζεύξη. Έχουμε επιλέξει τυχαία μία τιμή από τον πίνακα απωλειών λόγω ραδιοσκίασης.

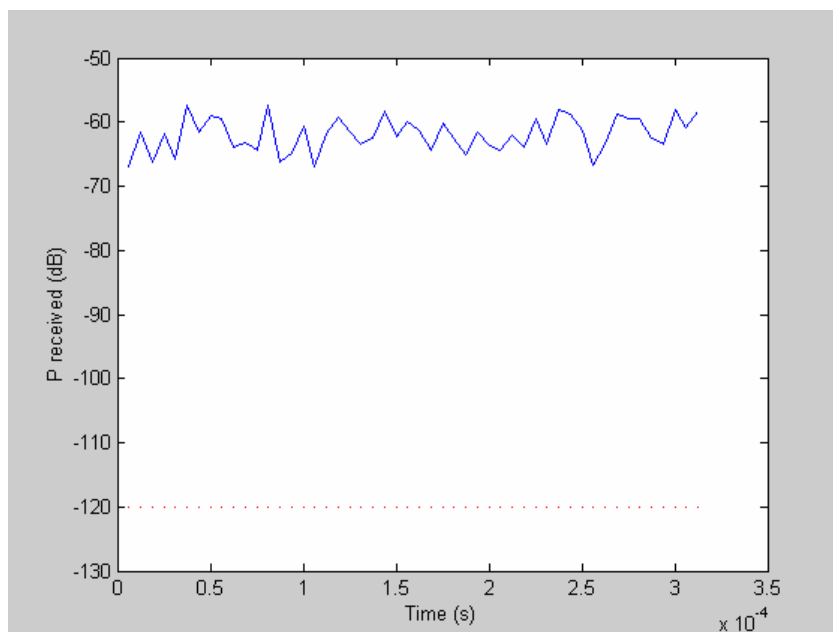


Σχ. 7.4 Ισχύς λήψης συναρτήσει των επαναλήψεων

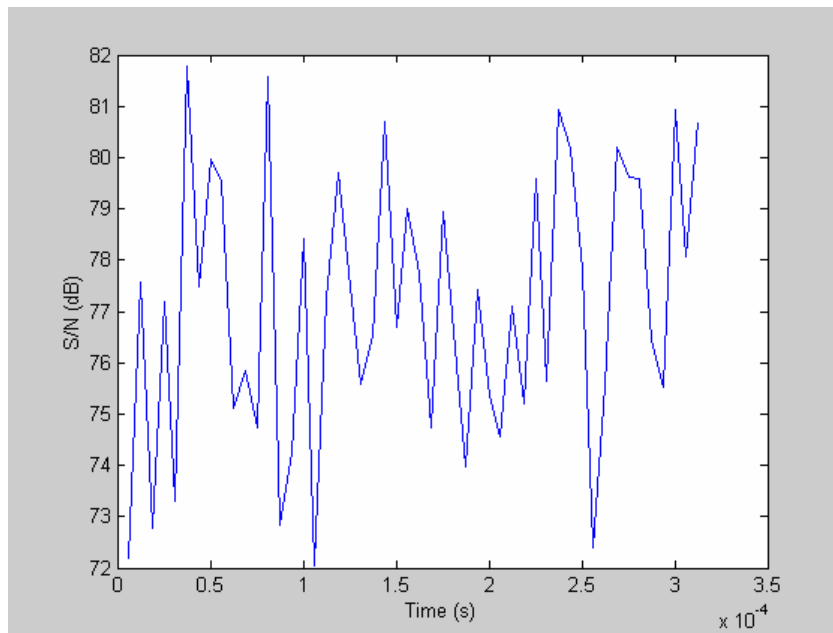


Σχ.7.5 Λόγος σήματος προς θόρυβο συναρτήσει των επαναλήψεων

Στις επόμενες δύο γραφικές παραστάσεις διακρίνεται η επιρροή της ραδιοσκίασης, η οποία μπορεί να μειώσει αρκετά, αλλά όχι σημαντικά την ισχύ λήψης, ώστε να διακοπεί η λήψη, αφού η ευαισθησία του δέκτη είναι πολύ πιο χαμηλά από το λαμβανόμενο σήμα (διακεκομμένη γραμμή). Οι μετρήσεις έχουν πραγματοποιηθεί σε ζεύξη απόστασης 50 km.



Σχ.7.6 Ισχύς λήψης σε διάφορες στιγμές δειγματοληψίας στο δέκτη



Σχ.7.7 Λόγος σήματος προς θόρυβο σε διάφορες στιγμές δειγματοληψίας στο δέκτη

7.4 ΚΑΤΩ ΖΕΥΞΗ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ (HOTBIRD 3)

7.4.1 Τεχνικές παράμετροι και χαρακτηριστικά της ζεύξης

Παρακάτω παρουσιάζονται οι παράμετροι της ζεύξης:

- Γενικά χαρακτηριστικά της ζεύξης:

1. Απώλειες ελευθέρου χώρου
2. 10% Απώλειες λόγω ραδιοσκίασης (lognormal κατανομή)
3. Ύψος όπου δημιουργείται η βροχή : 5 km
4. Τοποθεσία επίγειου σταθμού λήψης : Αθήνα (37.58 μοίρες N, 23.43 μοίρες E)
5. Γεωγραφικό μήκος ίχνους δορυφόρου : 18 μοίρες E

- Χαρακτηριστικά δορυφορικού αναμεταδότη:

1. Ισχύς εξόδου στον κορεσμό : 20 W
2. Κέρδος κεραίας : 20 dB
3. Εύρος ζώνης transponder : 36 MHz
4. GEO δορυφόρος στα 35786 km

-Χαρακτηριστικά σήματος:

1. Εύρος ζώνης αναλογικού σήματος FM-TV : 30 MHz

-Χαρακτηριστικά σταθμού λήψης:

1. Συχνότητα κάτω ζεύξης : 11 GHz
2. Θερμοκρασία θορύβου του δέκτη : 75 K
3. IF εύρος του δέκτη : 27 MHz
4. Ευαισθησία δέκτη : -158 dB

- Υπόλοιπες απώλειες του Link budget:

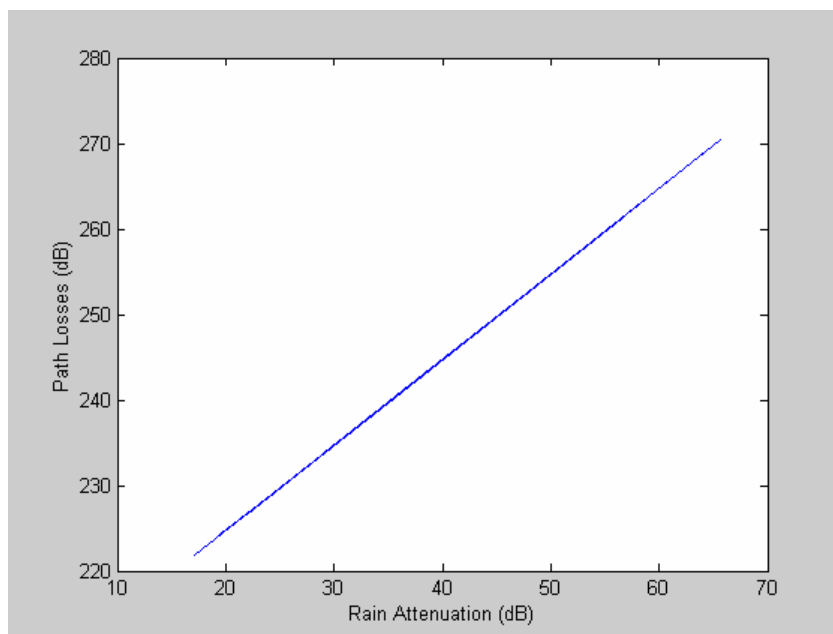
1. Απώλειες λοβού της κεραίας του δορυφόρου : 3 dB
2. Ατμοσφαιρικές απώλειες : 0.2 dB
3. Αύξηση θερμοκρασίας θορύβου στο δέκτη λόγω βροχής : 2.3 dB

7.4.2 Υπολογισμοί και γραφικές παραστάσεις

Στις επόμενες ενότητες θα εξεταστεί η σχέση ανάμεσα στις συνολικές απώλειες και στις απώλειες λόγω βροχής, ενώ θα σχεδιαστούν και οι γραφικές παραστάσεις της ισχύος λήψης και του λόγου ισχύος φέρουσας προς θόρυβο συναρτήσει του χρόνου και των επαναλήψεων του βρόχου.

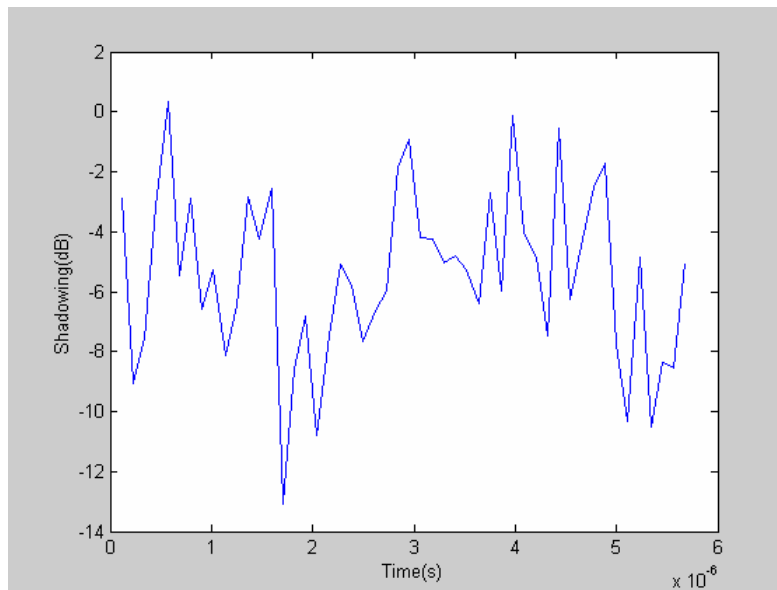
7.4.2.1 Απώλειες όδευσης

Οι απώλειες όδευσης συνδέονται γραμμικά με τις απώλειες λόγω βροχόπτωσης (σχ.7.8). Οι απώλειες λόγω βροχής, όπως φαίνεται στο σχήμα, καταλαμβάνουν ένα σημαντικό μέρος των συνολικών απωλειών



Σχ. 7.8 Απώλειες όδευσης συναρτήσει των απωλειών λόγω βροχής
(Μεταβαλλόμενη παράμετρος των απωλειών λόγω βροχής είναι ο ρυθμός Βροχόπτωσης)

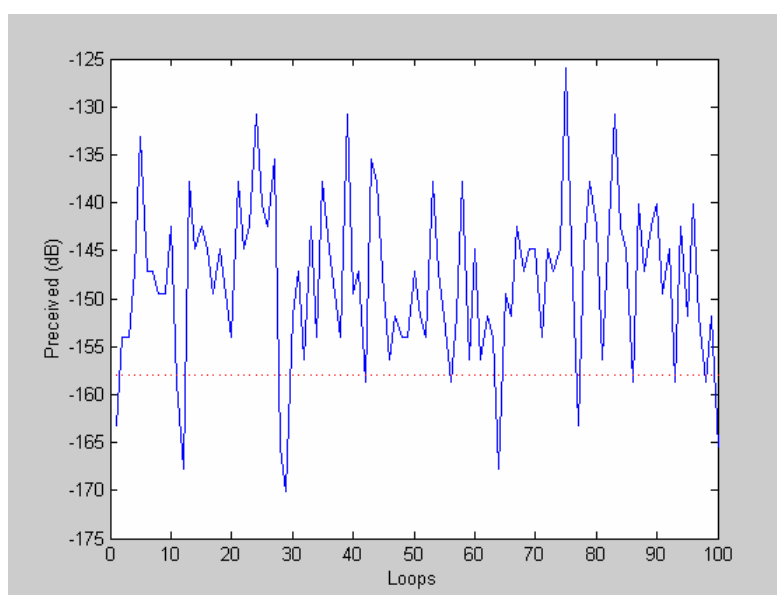
Τέλος στο σχήμα 7.9 παρατίθενται οι απώλειες λόγω ραδιοσκίασης συναρτήσει του χρόνου



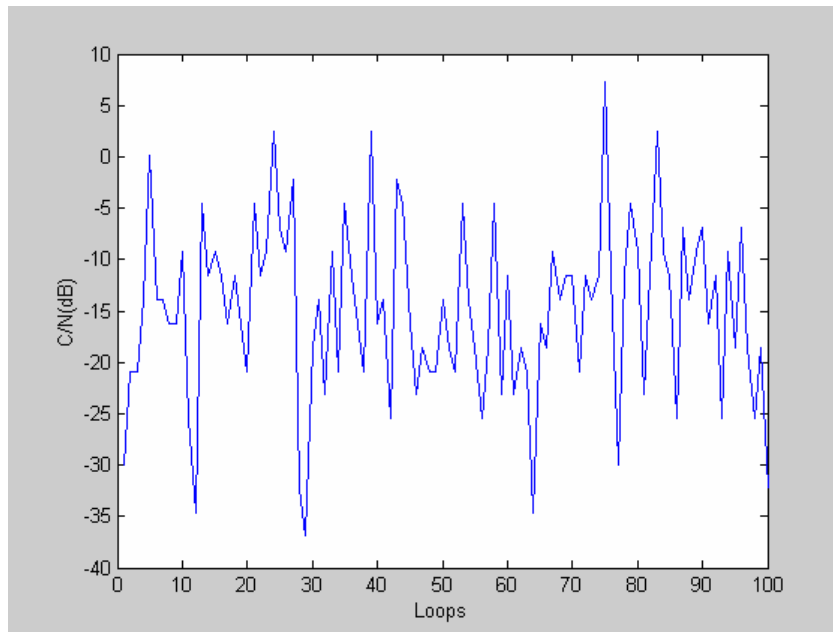
Σχ.7.9 Απώλειες λόγω ραδιοσκίασης συναρτήσει του χρόνου

7.4.2.2 Ισχύς λήψης, C/N, Blocking Probability

Στην περίπτωση της δορυφορικής ζεύξης οι απώλειες λόγω βροχής λαμβάνουν υψηλές τιμές και ως εκ τούτου δεν μπορούν να θεωρηθούν αμελητέες, όπως στην περίπτωση της επίγειας τηλεόρασης. Αντιθέτως μπορούν να προκαλέσουν σοβαρά προβλήματα στην επικοινωνία. Αυτό φαίνεται στα σχήματα 7.10 και 7.11, όπου έχοντας θεωρήσει ως μεταβαλλόμενη παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης, παρουσιάζονται η ισχύς λήψης και ο λόγος της φέρουσας προς θόρυβο. Σημειωτέων για να λάβουμε υπόψη το φαινόμενο της ραδιοσκίασης έχουμε χρησιμοποιήσει στους υπολογισμούς τη μέση τιμή των απωλειών που προκαλεί το shadowing. Από το σχήμα 7.10 υπολογίζεται η **blocking probability** που είναι **12%**.

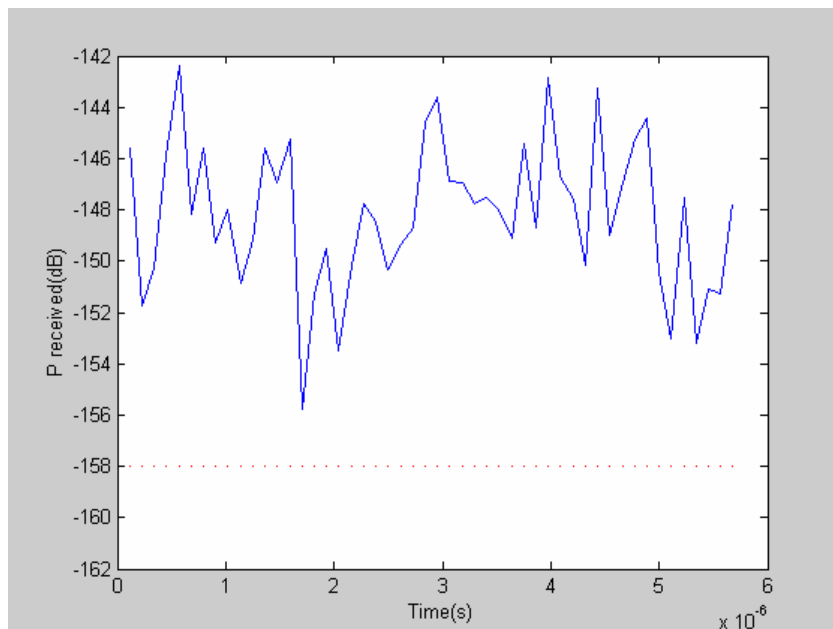


Σχ. 7.10 Ισχύς λήψης συναρτήσει των επαναλήψεων

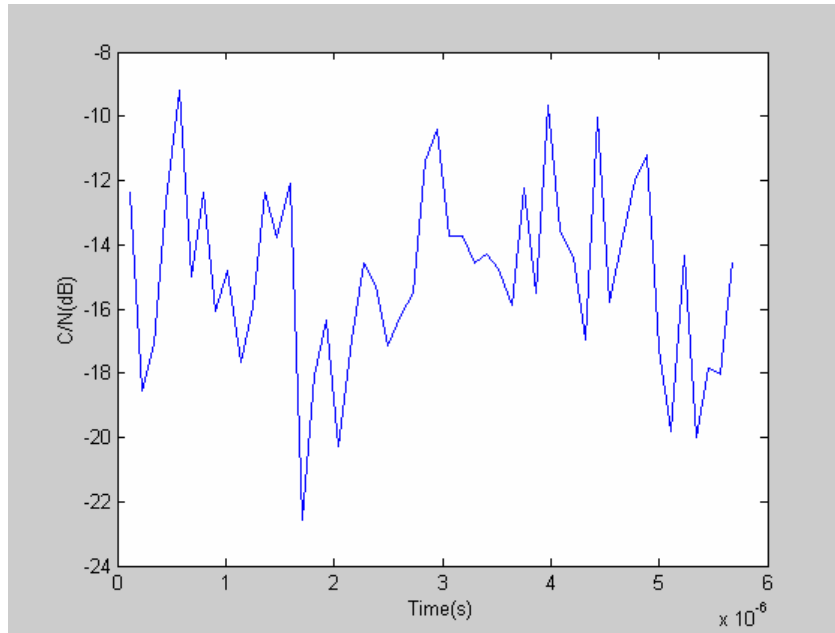


Σχ.7.11 Λόγος σήματος προς θόρυβο συναρτήσει των επαναλήψεων

Στο σχήματα 7.12 και 7.13 η ισχύς του σήματος και το C/N έχουν σχεδιαστεί συναρτήσει του χρόνου δειγματοληψίας στο δέκτη. Στους υπολογισμούς έχει συμπεριληφθεί η μέση τιμή της κατανομής των απωλειών λόγω βροχόπτωσης προκειμένου να ληφθεί υπόψη η επίδραση της βροχής. Η **blocking probability** είναι μηδενική.



Σχ.7.12 Ισχύς λήψης σε διάφορες στιγμές δειγματοληψίας στο δέκτη



Σχ.7.13 Λόγος σήματος προς θόρυβο σε διάφορες στιγμές δειγματοληψίας στο δέκτη

7.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

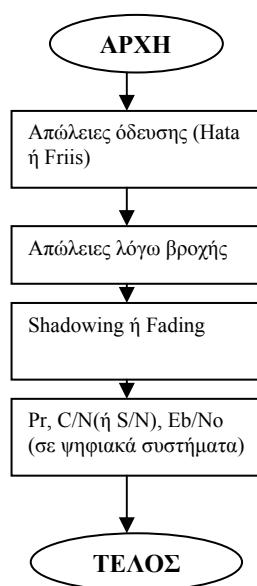
Το ασθές shadowing είναι ικανό να δυσχεράνει τις επικοινωνίες τόσο στην επίγεια ζεύξη όσο και στη δορυφορική. Το πιο αξιοσημείωτο στοιχείο είναι η πολύ υψηλή τιμή των απωλειών βροχής στη δορυφορική ζεύξη που κινούνται σε ένα εύρος από 15 έως 60 dB. Αιτία για αυτό είναι η συχνότητα των 11 GHz, αφού πάνω από τα 10 GHz οι παράμετροι που καθορίζουν την δεδομένη απόσβεση λόγω βροχής αυξάνουν ραγδαία. Αντίθετα στα 200 MHz του επίγειου συστήματος η δεδομένη απόσβεση είναι μικρή και οι απώλειες λόγω βροχής είναι αμελητέες.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ - ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

8.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Από το πέμπτο έως και το έβδομο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν οι εφαρμογές της ηλεκτρομαγνητικής μοντελοποίησης στην τηλεόραση και στην τηλεφωνία. Στο όγδοο κεφάλαιο θα σχεδιαστεί για κάθε εφαρμογή το διάγραμμα ροής του μοντέλου προσομοίωσης και θα σχολιαστούν τα αποτελέσματα που προέκυψαν. Μέσω των διαγραμμάτων ροής θα δοθεί μία ποιοτική και περιληπτική απεικόνιση των προσομοιώσεων που αφορούν τις εφαρμογές στην επίγεια κινητή τηλεφωνία (Κεφάλαιο 5^ο), στη δορυφορική κινητή τηλεφωνία (Κεφάλαιο 6^ο) και στην επίγεια και δορυφορική τηλεόραση (Κεφάλαιο 7^ο), οι οποίες στη συνέχεια θα αποτελέσουν αντικείμενο σχολιασμού. Ένα διάγραμμα ροής που δείχνει τη συνολική ροή χωρισμένη σε τμήματα παρουσιάζεται στο σχήμα 8.1. Κάθε τμήμα του διαγράμματος ροής θα αναλυθεί στις επόμενες ενότητες



Σχ. 8.1 Εποπτικό διάγραμμα ροής του συνολικού προγράμματος

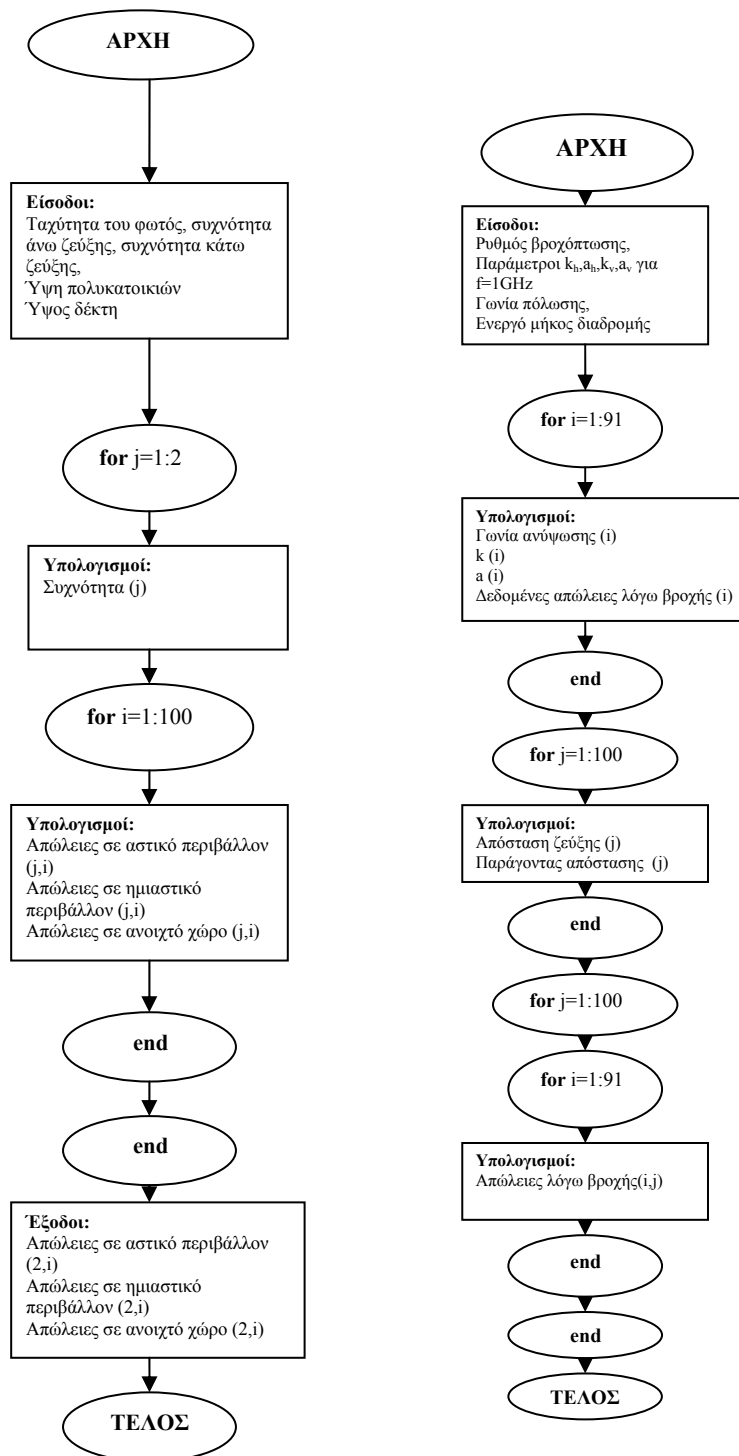
8.2 ΕΠΙΓΕΙΑ ΚΙΝΗΤΗ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑ

8.2.1 Προσομοιώσεις

Το συνολικό πρόγραμμα θα παρουσιαστεί περιληπτικά και τμηματικά υπό μορφή διαγράμματος ροής. Παρακάτω ακολουθούν έξι διαγράμματα ροής που στο σύνολο

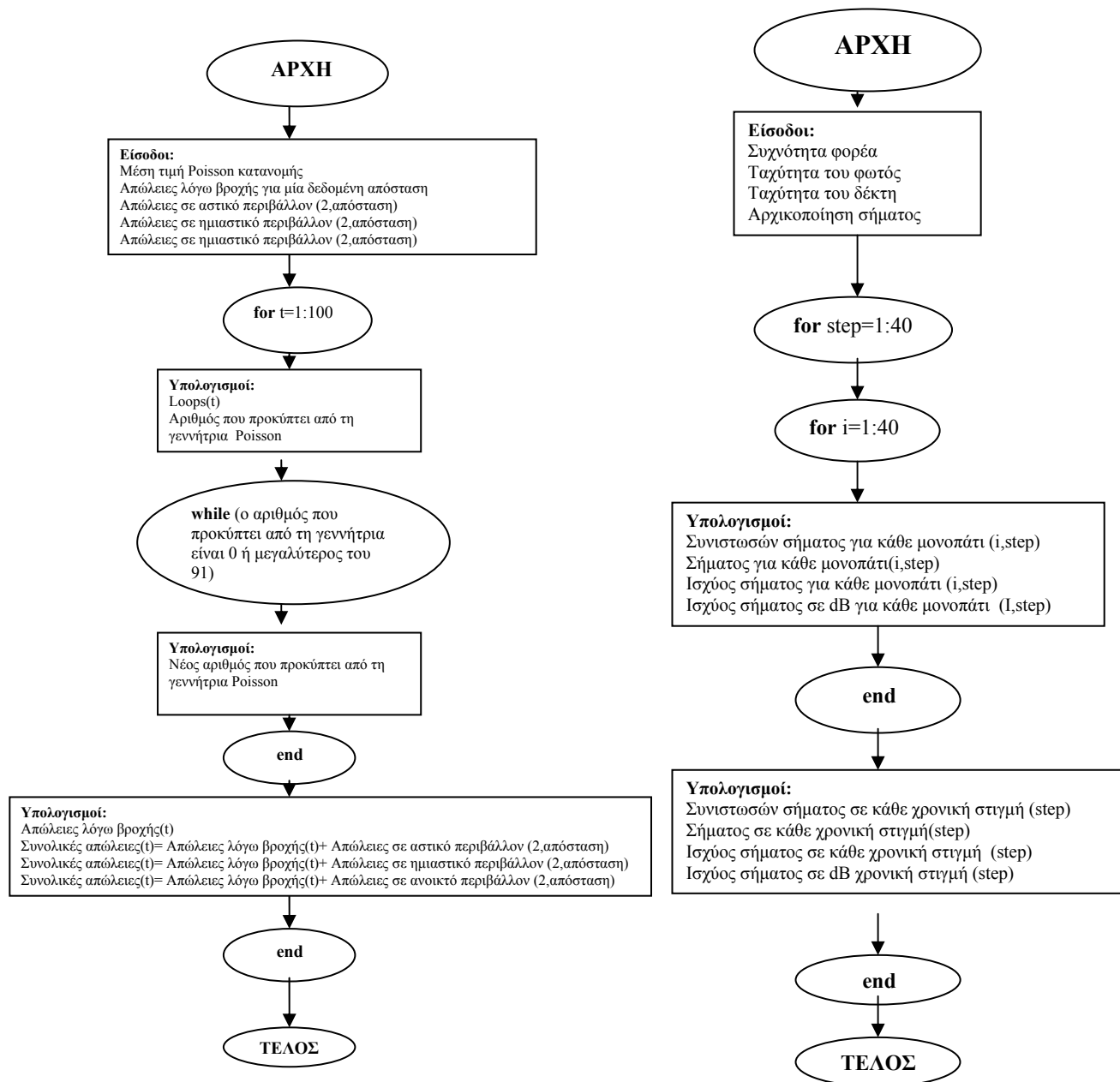
τους περιγράφουν αδρομερώς το προγραμματιστικό τμήμα της εργασίας για την επίγεια κινητή τηλεφωνία. Χρησιμοποιώντας τα υπολογιστικά δεδομένα από τα διαγράμματα ροής προσδιορίζεται η ισχύς λήψης, ο λόγος ισχύς σήματος προς θόρυβο και ο λόγος ενέργειας bit προς πυκνότητα θορύβου, με παράμετρο είτε την ισχύ του fading είτε τις απώλειες λόγω βροχής, ώστε να διαφανεί ξεχωριστά η επίδραση τους στην ισχύ λήψης και στις παραμέτρους ποιότητας (E_b/N_0 , S/N). Οι σχετικές γραφικές παραστάσεις υπάρχουν στο 5^ο κεφάλαιο.

Στο σχήμα 8.2 α φαίνεται το διάγραμμα ροής με το οποίο υπολογίζονται οι απώλειες όδευσης συναρτήσει της απόστασης με το μοντέλο του Hata. Οι δυνατές συχνότητες λειτουργίας είναι δύο, μία για την άνω ζεύξη και μία για την κάτω ζεύξη. Με το διάγραμμα ροής του σχήματος 8.2 β υπολογίζονται οι απώλειες λόγω βροχής συναρτήσει της μεταβολής της γωνία ανύψωσης και της απόστασης, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως παράμετρος με την επιλογή ενός δείκτη j και κατ' επέκταση μίας δεδομένης απόστασης. Εν συνεχεία, στο σχήμα 8.3 α παρουσιάζεται η διαδικασία με την οποία παράγεται ο τυχαίος αριθμός από την γεννήτρια Poisson και ο υπολογισμός των τελικών απωλειών όδευσης για κάθε είδος περιβάλλοντος. Για να πραγματοποιηθεί αυτό παίρνουμε ως σταθερή παράμετρο την απόσταση στις απώλειες λόγω βροχής που υπολογίσθηκαν προηγουμένως. Πριν τον τελικό υπολογισμό του link budget πρέπει να εισαχθούν απώλειες λόγω fading (σχ. 8.3 β), οι οποίες προστίθενται στη μέση τιμή των απωλειών όδευσης. Εδώ έχουμε θεωρήσει σαράντα χρονικά βήματα δειγματοληψίας στο δέκτη και σαράντα μονοπάτια πολυόδευσης διαφορετικών σημάτων. Έπειτα μπορούν πολύ εύκολα να υπολογισθούν η ισχύς λήψης και τα E_b/N_0 , S/N .



Σχ. 8.2α Διάγραμμα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών σε αστικό, ημιαστικό και ανοιχτό σύμφωνα με το μοντέλο του Hata

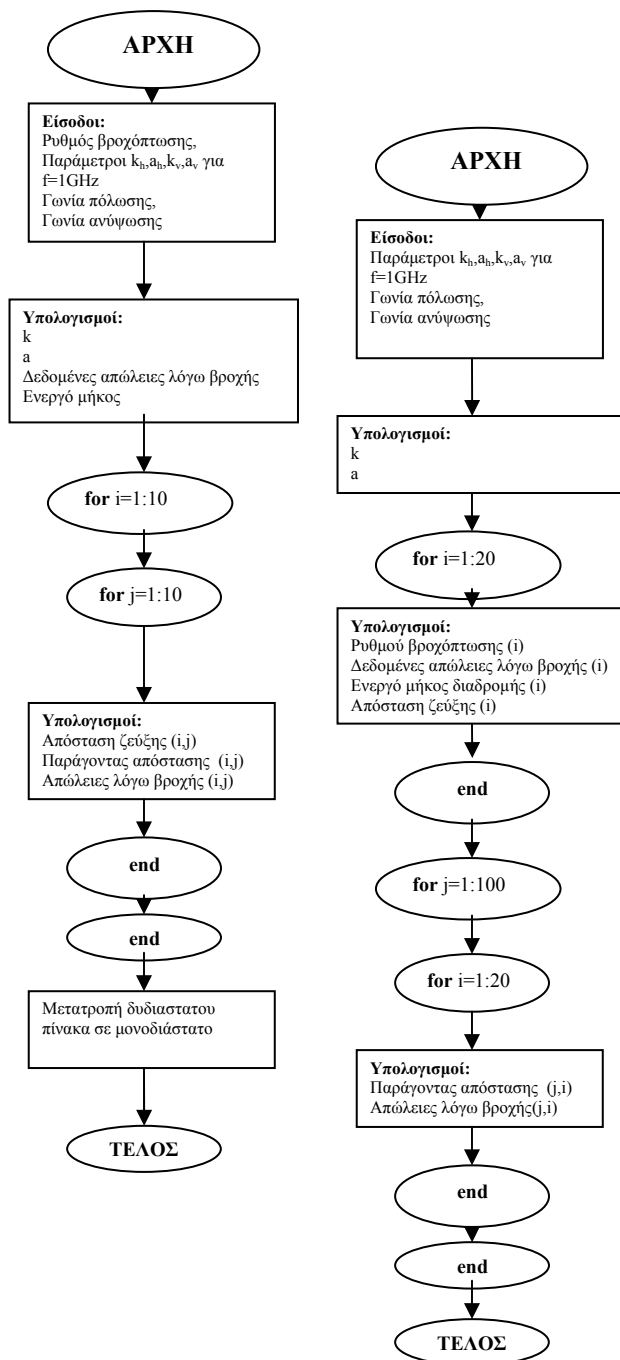
Σχ. 8.2β Διάγραμμα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχόπτωσης συναρτήσει της γωνίας θήτα (παίρνει 90 τιμές) και παραμέτρους την απόσταση, το ρυθμό βροχόπτωσης και της γωνία πόλωσης



Σχ. 8.3α Διάγραμμα ροής για την παραγωγή του ψευδοτυχαίου αριθμού και των συνολικών απωλειών όδευσης σε αστικό, ημιαστικό και ανοικτό περιβάλλον.

Σχ. 8.3β Διάγραμμα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω fading

Στα σχήματα 8.4α και 8.4 β φαίνονται αντιστοίχως τα διαγράμματα ροής για τον υπολογισμό απωλειών λόγω βροχής συναρτήσει της απόστασης και του ρυθμού βροχόπτωσης. Στη περίπτωση αυτή το διάγραμμα ροής για τον προσδιορισμό των συνολικών απωλειών είναι παρόμοιο με το 8.3 α και το διάγραμμα ροής είναι ίδιο με το 8.3 β και για αυτό δε σχεδιάζονται.



8.3 ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΗ ΚΙΝΗΤΗ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑ

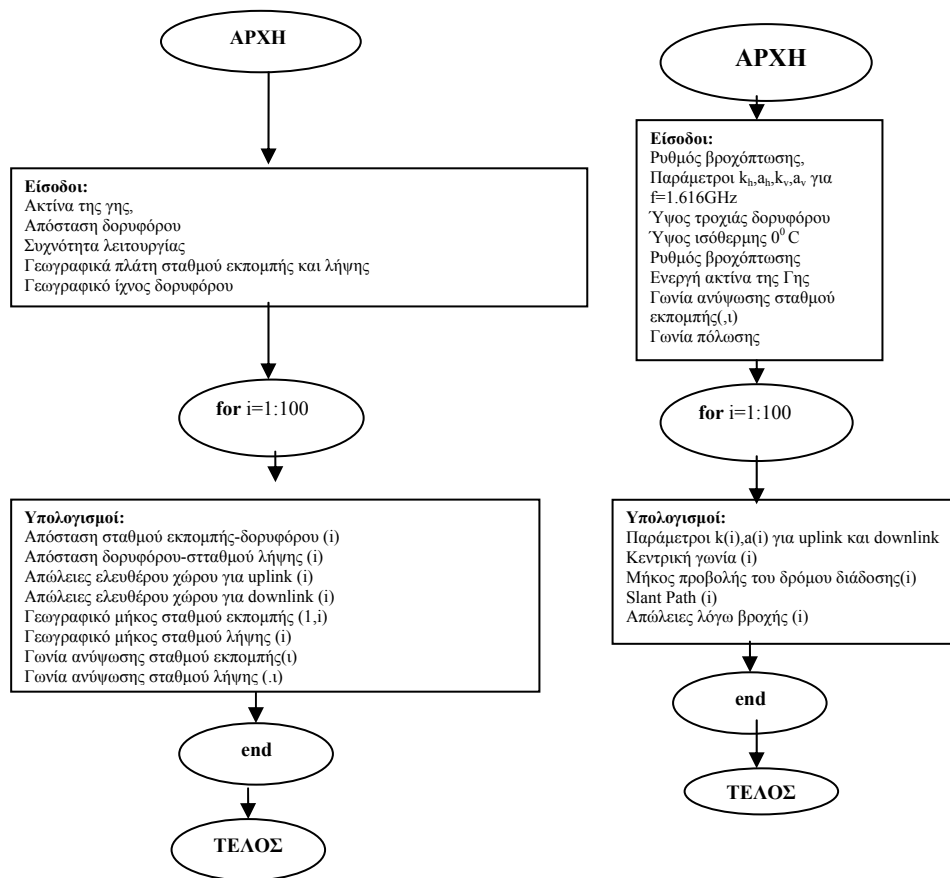
8.3.1 Προσομοιώσεις

Παρακάτω φαίνονται τα διαγράμματα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών ελευθέρου χώρου συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης (Σχ. 8.5 α) και των απωλειών λόγω βροχόπτωσης (Σχ. 8.5 β), όταν μεταβάλλεται το γεωγραφικό μήκος του επίγειου σταθμού. Η διαδικασία που ακολουθείται για τον προσδιορισμό των απωλειών λόγω βροχοπτώσεων είναι διαφορετική συγκρινόμενη με αυτήν της προηγούμενης ενότητας, αφού για τον υπολογισμό των απωλειών χρησιμοποιείται το μοντέλο του Crane για δορυφορικές ζεύξεις. Το πρώτο διάγραμμα ροής ισχύει τόσο για την άνω ζεύξη όσο και για την κάτω ζεύξη. Το δεύτερο διάγραμμα έχει σχεδιαστεί για την άνω ζεύξη. Παρόμοια αποτελέσματα ισχύουν και στην περίπτωση της κάτω ζεύξης.

Η διαδικασία παραγωγής του ψευδοτυχαίου αριθμού από την γεννήτρια Poisson είναι παρόμοιος με αυτόν της προηγούμενης ενότητας. Η πιο ουσιαστική διαφορά είναι, ότι προκειμένου να υπολογίσουμε τις συνολικές απώλειες αντί για τις απώλειες όδευσης του μοντέλου του Hata για κάθε είδος περιοχής (αστική κλπ.), χρησιμοποιούμε τις απώλειες ελευθέρου χώρου. Ως εκ του τούτου δε θα σχεδιασθούν τα σχετικά διαγράμματα ροής. Οι απώλειες καναλιού λόγω fading είναι πανομοιότυπη με αυτήν του σχ. 8.3 β. Όμως σε αυτήν την περίπτωση θεωρούμε και την ύπαρξη ενός LOS μονοπατιού κατά τη διάδοση του σήματος και για αυτό εφαρμόζουμε την Rice κατανομή. Οι λεπτομέρεια αυτή δε φαίνεται στο διάγραμμα ροής, αλλά μπορεί να αναγνωριστεί εύκολα στον κώδικα που διατίθεται στο παράρτημα.

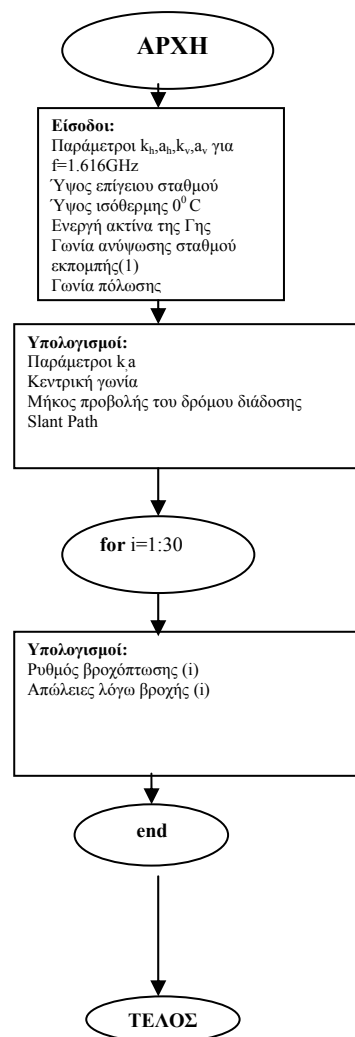
Στη συνέχεια, προσθέτοντας τις διάφορες απώλειες (συνολικές απώλειες, απώλειες εξαιτίας fading, άλλες απώλειες), υπολογίζονται η ισχύς λήψης και οι παράμετροι E_b/N_0 επιλέγοντας τα γεωγραφικά μήκη της Αθηνas και του Ρέκιαβικ, ώστε να προκύψουν οι γωνίες ανύψωσης της συγκεκριμένης εφαρμογής και να σχεδιαστούν - τόσο για την άνω όσο και για την κάτω ζεύξη- οι γραφικές παραστάσεις της ενότητας 6.3.2 συναρτήσει των στιγμών δειγματοληψίας στο δέκτη.

Στο σχ. 8.6 φαίνεται το διάγραμμα ροής που περιγράφει τη διαδικασία υπολογισμού των συνολικών απωλειών (απώλειες ελευθέρου χώρου και απώλειες λόγω βροχοπτώσεων) ως προς την ανεξάρτητη μεταβλητή του ρυθμού βροχόπτωσης και παράμετρο. Οι απώλειες ελευθέρου χώρου σε αυτήν την περίπτωση έχουν υπολογισθεί όπως και στο διάγραμμα ροής 8.5 α, αλλά χωρίς το δεύτερο βρόχο for, αφού σε αυτή την περίπτωση δε μεταβάλλεται η απόσταση της ζεύξης.



Σχ. 8.5α Διάγραμμα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών ελευθέρου χώρου και της γωνίας ανύψωσης ως συνάρτηση του γεωγραφικού μήκους εκπομπής

Σχ. 8.5β Διάγραμμα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχόπτωσης συναρτήσει της γωνίας θήτα και με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης



Σχ. 8.6 Διάγραμμα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχόπτωσης για την άνω ζεύξη συναρτίζεται του ρυθμού βροχόπτωσης και με παράμετρο τη γωνία θήτα.

8.4 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΤΗΛΕΟΠΤΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ

8.4.1 Μετάδοση επίγειων τηλεοπτικών σημάτων

8.4.1.1 Προσομοιώσεις

Η διαδικασία για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχής είναι ίδια με αυτή της ενότητας 8.2, αφού και εδώ έχει χρησιμοποιηθεί το μοντέλο της ITU. Η μοναδική διαφοροποίηση αφορά τη συχνότητα. Ο υπολογισμός των απωλειών ελευθέρου χώρου απαιτεί παρόμοιο διάγραμμα ροής με αυτό του σχ. 8.2 α για τον υπολογισμό των απωλειών με το μοντέλο του Hata. Τέλος τα διαγράμματα ροής για την παραγωγή του ψευδοτυχαίου αριθμού Poisson και για τον υπολογισμό των απωλειών εξαιτίας shadowing ταυτίζονται με τα 8.3 α και 8.3 β (χρησιμοποιώντας διαφορετική συχνότητα φυσικά). Στη συνέχεια μπορούν να σχεδιαστούν η ισχύς λήψης και ο λόγος σήματος προς θόρυβο.

8.4.2 Μετάδοση δορυφορικών τηλεοπτικών σημάτων

8.4.2.1 Προσομοιώσεις

Στη δορυφορική τηλεόραση χρησιμοποιείται το μοντέλο που εφαρμόστηκε στην περίπτωση της δορυφορικής κινητής τηλεφωνίας. Οι διαφορές αφορούν στις τιμές των παραμέτρων (π.χ. συχνότητα, απόσταση δορυφόρου από την επιφάνεια της γης, κλπ.). Ως εκ τούτου τα διαγράμματα ροής είναι κοινά. Το διάγραμμα ροής του σχήματος 8.7 χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του shadowing, το οποίο συμπεριλαμβάνεται στο Link budget για τον υπολογισμό του C/N και της ισχύος λήψης.

8.5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ-ΣΧΟΛΙΑ

Παρακάτω σχολιάζονται τα αποτελέσματα για κάθε εφαρμογή ξεχωριστά:

- *Επίγεια Κινητή Τηλεφωνία:*

- Οι απώλειες λόγω βροχής είναι αμελητέες στο GSM 900 όπως και στο GSM 1800 (Παράρτημα). Εξαιτίας της αύξησης της συχνότητας στο GSM 1800 παρουσιάζεται αύξηση των απωλειών λόγω βροχής, η οποία παρόλα αυτά δεν είναι αρκετά μεγάλη, ώστε να προκαλέσει επιπτώσεις στις επικοινωνίες.
- Το ισχυρό Rayleigh fading το οποίο παρουσιάζεται πρωτίστως στις αστικές και δευτερευόντως στις ημιαστικές περιοχές αυξάνει την πιθανότητα του ενδεχομένου να διακοπεί η επικοινωνία. Συγκεκριμένα η πιθανότητα υπολογίστηκε στο 2.5% και στα δύο είδη περιοχών. Αντίθετα στην ανοικτή περιοχή, όπου το Rayleigh fading είναι σχεδόν αμελητέο η αντίστοιχη πιθανότητα είναι μηδενική.

- *Δορυφορική Κινητή Τηλεφωνία:*

- Στη συχνότητα των 1.6 GHz οι απώλειες λόγω βροχής αποτελούν ένα ελάχιστο μέρος των συνολικών απωλειών και μπορούν να παραληφθούν.
- Το Rice fading που θεωρήθηκε στην ασύρματη ζεύξη μειώνει την ισχύ λήψης στο δεκτή ακόμα και κάτω από το όριο της ευαισθησίας επηρεάζοντας επομένως αρνητικά την επικοινωνία. Η blocking probability στο δέκτη υπολογίστηκε στο 6%.

- *Μετάδοση Επίγειων Τηλεοπτικών Σημάτων:*

- Στα 200 MHz οι παράμετροι k_h , k_v , a_h , a_v , που καθώς αυξάνονται, αυξάνονται οι απώλειες λόγω βροχής, είναι πολύ μικρές. Για αυτό οι απώλειες λόγω βροχής είναι ασήμαντες.
- Η επίδραση του φαινομένου της ασθενούς ραδιοσκίασης, η οποία υποτέθηκε λόγω πιθανής λανθασμένης εγκατάστασης των κεραιών, κρίνεται ότι δεν είναι κρίσιμη για τη διατήρηση της καλής μετάδοσης, αφού η πιθανότητα διακοπής είναι μηδενική και η ευαισθησία απέχει από την ισχύ λήψης 55 dB.

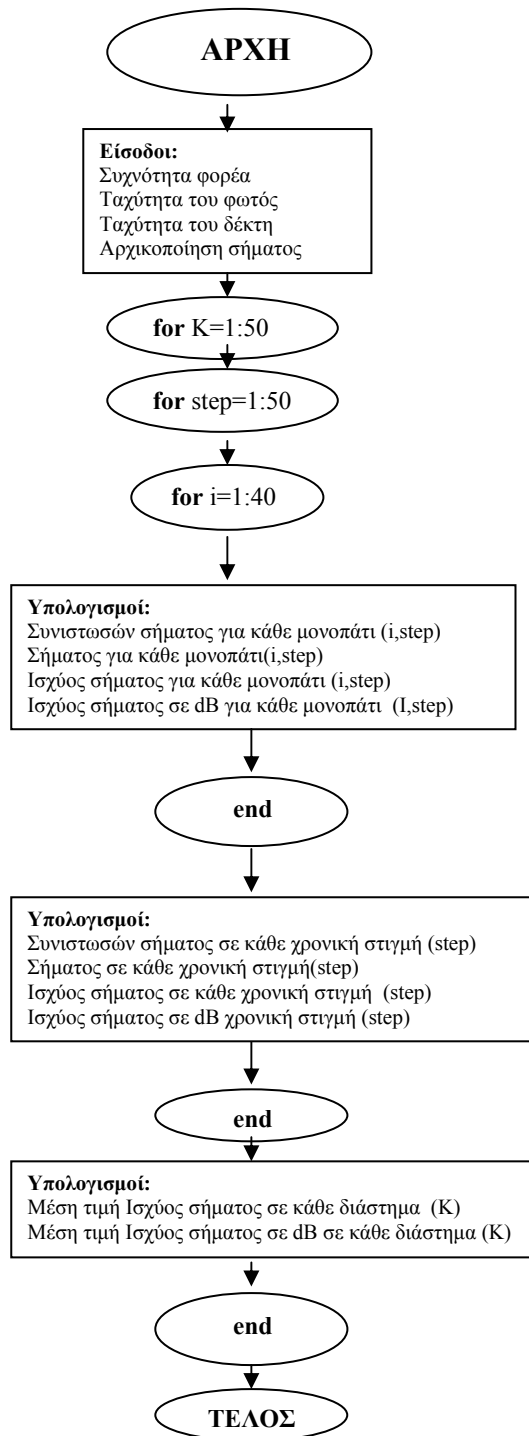
- *Μετάδοση Δορυφορικών Τηλεοπτικών Σημάτων:*

- Στη δορυφορική τηλεόραση η συχνότητα μετάδοσης της είναι 11 GHz. Η τιμή αυτή είναι τόσο υψηλή, ώστε οι απώλειες λόγω βροχής λαμβάνουν τιμές από 30 dB έως 70 dB ανάλογα με την τιμή του ρυθμού βροχόπτωσης. Αποτελούν την κύρια πηγή απωλειών και πρέπει να ληφθούν σοβαρά υπόψη.
- Το shadowing μπορεί να επηρεάσει την ποιότητα των επικοινωνιών, καθώς η μέση τιμή μπορεί να μεταβληθεί σε ένα εύρος τιμών των 10 dB. Παρόλα αυτά η πιθανότητα διακοπής σχετίζεται κυρίως με τις απώλειες λόγω βροχής. Μεταβάλλοντας την ισχύ λήψης συναρτήσει των επαναλήψεων του βρόχου που δημιουργείται από τη γεννήτρια για την τυχαία επιλογή απωλειών λόγω βροχής υπολογίζεται η πιθανότητα μπλοκαρίσματος της υπηρεσίας στο 12%.

- *Για τα μοντέλα (ITU για επίγεια συστήματα, Crane για δορυφορικά συστήματα) που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχής συμπεραίνονται τα εξής:*

- Η μείωση της γωνίας ανύψωσης οδηγεί σε αύξηση των απωλειών, επειδή σε μια τέτοια περίπτωση το σήμα διανύει μεγαλύτερη απόσταση υπό βροχή.
- Όπως ήταν αναμενόμενο, η αύξηση του ρυθμού βροχόπτωσης προκαλεί αύξηση των απωλειών.
- Η αύξηση της απόστασης της ζεύξης συνεπάγεται τη διάδοση του σήματος σε μεγαλύτερη περιοχή που καλύπτεται από στρώμα βροχής και επομένως οι απώλειες αυξάνονται.
- Η οριζόντια πόλωση σε σχέση με την κάθετη και την κυκλική πόλωση οδηγεί σε μεγαλύτερες απώλειες.
- Η αύξηση της συχνότητας προκαλεί αύξηση των απωλειών λόγω βροχής. Πάνω από τα 10 GHz η βροχή είναι η κυριότερη αιτία απωλειών.

Σχ. 8.7 Διάγραμμα ροής για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω fading



ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στο πρώτο κεφάλαιο αναδεικνύονται η σημασία των ασύρματων επικοινωνιών στη σύγχρονη τεχνολογία και τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν οι VHF και UHF περιοχές συχνοτήτων για τη διάδοση τόσο στην ιονόσφαιρα, στην οποία είναι χαρακτηριστικές οι μικρές απώλειες, όσο και στην τροπόσφαιρα, στην οποία χρησιμοποιείται η τροποσφαιρική σκέδαση.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι μηχανισμοί της ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης και γίνεται σαφές, ότι η σχεδίαση μίας ασύρματης ζεύξης μπορεί να απλοποιηθεί, αν κατέχονται βασικές γνώσεις σχετικά με τους μηχανισμούς ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης.

Στο τρίτο κεφάλαιο, όπου παρατίθενται τα βασικά ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, γίνεται εμφανής η υπεροχή της ψηφιακής τεχνολογίας, η οποία θα κυριαρχήσει στα επόμενα χρόνια στο χώρο των ασύρματων τηλεπικοινωνιών.

Στο τέταρτο κεφάλαιο καταδεικνύεται, ότι η επιλογή του μοντέλου ανοιχτού χώρου είναι περισσότερο μία διαδικασία που βασίζεται σε εμπειρικά και πειραματικά δεδομένα παρά σε μαθηματικές αναλύσεις. Η μέση τιμή που προκύπτει από το μοντέλο ανοιχτού χώρου πρέπει να προστίθεται στη διακυμενόμενη ισχύ που οφείλεται στο fading και στο shadowing.

Από το πέμπτο έως το όγδοο κεφάλαιο συμπεραίνεται ότι οι απώλειες λόγω βροχής αποκτούν αξιοσημείωτο ρόλο μετά τα 10 GHz και μπορούν να αυξήσουν τις συνολικές απώλειες δραματικά. Επίσης το fading και το shadowing είναι οι κύριες αιτίες για την πτώση της ισχύος λήψης του σήματος στο δέκτη και είναι υπεύθυνες για την υψηλή τιμή της πιθανότητας διακοπής που παρουσιάζεται, ως επί το πλείστον, στις αστικές περιοχές.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΜΟΝΤΕΛΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟ ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΛΟΓΩ ΒΡΟΧΟΠΤΩΣΗΣ

Α.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ένα βασικό μέτρο απόδοσης για τα περισσότερα τηλεπικοινωνιακά συστήματα είναι η διαθεσιμότητα, δηλαδή το ποσοστό του χρόνου, κατά το οποίο η ζεύξη παρέχει τηλεπικοινωνίες για ένα δεδομένο ρυθμό σφαλμάτων ανά bit ή κάτω από αυτόν. Μια σειρά από παραμέτρους επηρεάζουν τη διαθεσιμότητα: Απορρόφηση, περίθλαση, φαινόμενα πολυόδευσης, αποσβέσεις, φαινόμενα ραδιοσκίασης και αποσβέσεις από υδρομετέωρα. Από αυτά οι διαλείψεις που προκαλούνται από την απόσβεση της βροχής μπορεί να είναι ένας κύριος περιοριστικός παράγοντας για τη διαθεσιμότητα της ζεύξης. Η επιρροή των βροχοπτώσεων είναι έντονη σε συχνότητες άνω των 5 GHz και στην περιοχή 20-30 GHz η παρουσία τους αποτελεί ένα πολύ σημαντικό παράγοντα για την διαθεσιμότητα της ζεύξης. Το ποσοστό του χρόνου κατά το οποίο η ζεύξη δεν είναι διαθέσιμη εξαιτίας των διαλείψεων που προκαλούνται από τη βροχή ονομάζεται διαθεσιμότητα ως προς τη βροχή.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις δύο μοντέλα για την ανάλυση των διαλείψεων λόγω βροχής: Το μοντέλο της ITU για επίγειες και δορυφορικές ζεύξεις και το μοντέλο του Crane μόνο για δορυφορικές ζεύξεις. Κεντρικής σημασίας ζητήματα για την εφαρμογή κάθε μοντέλου που εφαρμόζεται για τον προσδιορισμό της επίδρασης των βροχοπτώσεων στη ζεύξη είναι:

- Η επιλογή του ποσοστό του χρόνου, κατά τον οποίο η ζεύξη θα είναι διαθέσιμη
- Η κατανομή της διαθεσιμότητας στις διάφορες πηγές που μπορούν να προκαλέσουν προβληματική σύνδεση, όπως οι διαλείψεις λόγω βροχής, οι παρεμβολές κλπ
- Η επιλογή του μοντέλου και η εφαρμογή του, ώστε να συμπεριλάβουμε τις απώλειες που προκαλούνται λόγω βροχόπτωσης στο συνολικό άθροισμα απωλειών-εφόσον έχουμε προσδιορίσει από το προηγούμενο βήμα τη διαθεσιμότητα για την περίπτωση των βροχοπτώσεων.

Μετά την υλοποίηση του μοντέλου μπορούμε να εισάγουμε παραμέτρους στα αποτελέσματα προκειμένου να πραγματοποιήσουμε συγκριτικές μελέτες. Οι παράμετροι που εισάγονται είναι η διαθεσιμότητα, η συχνότητα και η πόλωση. Οι απώλειες λόγω βροχής υπολογίζονται συναρτήσει της απόστασης μεταβάλλοντας τις παραπάνω παραμέτρους.

Οι διαλείψεις λόγω βροχής εξαρτώνται από το ρυθμό βροχόπτωσης, το μέγεθος της σταγόνας και το σχήμα, και την πυκνότητα του όγκου (σταγόνες ανά κυβικό μέτρο). Από αυτούς του παράγοντες, μόνο ο ρυθμός βροχόπτωσης είναι εύκολα μετρήσιμος, εκτός και αν ένα σύστημα ραντάρ είναι διαθέσιμο· για αυτό ο ρυθμός βροχόπτωσης

χρησιμοποιείται συχνότερα για το χαρακτηρισμό των διαλείψεων λόγω βροχής. Αν και υπάρχει ένα μεγάλο πλήθος μοντέλων για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχόπτωσης, εμείς θα ασχοληθούμε με τα μοντέλα της ITU και του Crane, γιατί βασίζονται σε μία σημαντική ποσότητα εμπειρικών δεδομένων και είναι το πιο ευρέως διαδεδομένο.

Προτού ολοκληρώσουμε την εισαγωγή θα αναφέρουμε τους δύο βασικούς μηχανισμούς απωλειών λόγω βροχής. Τα ραδιοκύματα που διαδίδονται μέσω της βροχής εξασθενούν εξαιτίας της απορρόφησης που υφίστανται από το διηλεκτρικό μέσο, δηλαδή το νερό. Απώλειες υπάρχουν επίσης στο απευθείας μεταδιδόμενο κύμα εξαιτίας του διασκορπισμού μέρους της ενέργειας από τις σταγόνες της βροχής. Οι απώλειες λόγω διασκορπισμού είναι μικρές συγκριτικά με τις απώλειες λόγω απορρόφησης.

A.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΗΣ ITU

A.2.1 Δεδομένη απόσβεση λόγω βροχοπτώσεων

Το μοντέλο της ITU χρησιμοποιεί δεδομένη απόσβεση λόγω βροχής με βάση στοιχεία μίας βάσης δεδομένων. Η δεδομένη απόσβεση προσδιορίζεται χρησιμοποιώντας συνιστώσες και τον επιθυμητό ρυθμό βροχόπτωσης. Οι κατάλληλες συνιστώσες βρίσκονται σε πίνακες που τις παρουσιάζουν ως προς τη συχνότητα. Στον πίνακα 1 δίνονται οι συνιστώσες για γραμμική πόλωση(οριζόντια ή κάθετη) σε διάφορες συχνότητες. Οι τελικές συνιστώσες υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις ακόλουθες εκφράσεις, που λαμβάνουν υπόψη τη γωνία της διαδρομής και την πόλωση. Στην περίπτωση της κυκλικής πόλωσης μία γωνία τ των 45 μοιρών χρησιμοποιείται.

$$k = \frac{[k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2(\theta) \cos(2\tau)]}{2} \quad (\text{A.1})$$

Frequency (GHz)	k_H	k_V	α_H	α_V
2	0.000650	0.000591	1.121	1.075
6	0.00175	0.00155	1.308	1.265
8	0.00454	0.00395	1.327	1.310
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
12	0.0188	0.0168	1.217	1.200
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
30	0.187	0.167	1.021	1.000
40	0.350	0.310	0.939	0.929

Πίν.Α.1 Συνιστώσες οριζόντιας και κάθετης πόλωσης

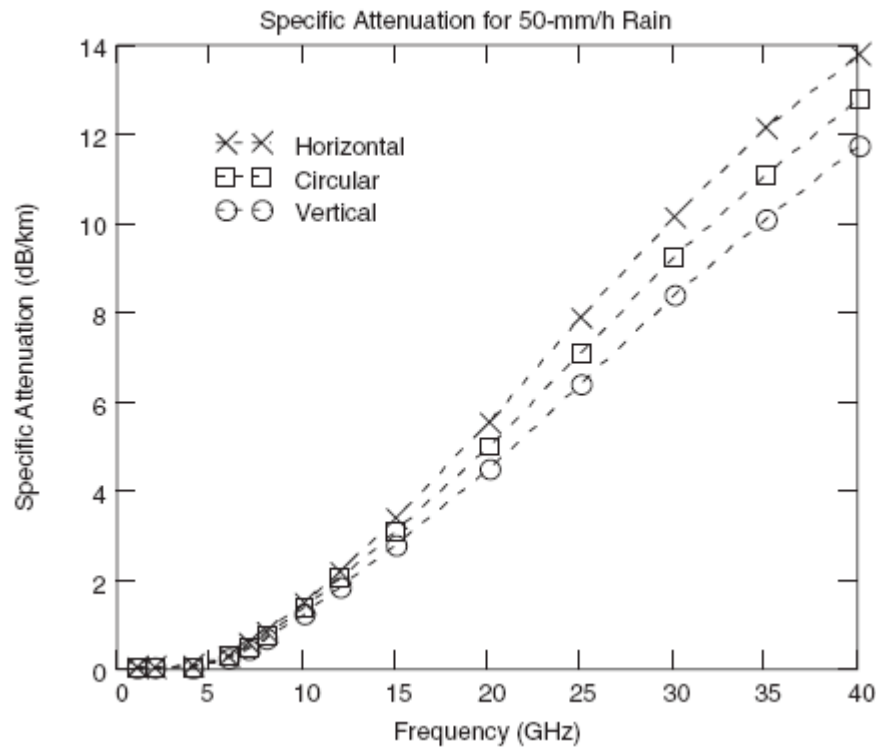
$$\alpha = \frac{[k_H \alpha_H + k_V \alpha_V + (k_H \alpha_H - k_V \alpha_V) \cos^2(\theta) \cos(2\tau)]}{2k} \quad (\text{A.2})$$

Όπου

θ η γωνία της διαδρομής

τ η γωνία της πόλωσης (0, 45, 90 για οριζόντια, κυκλική και κάθετη πόλωση αντιστοίχως)

Σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις οι περισσότερες απώλειες εμφανίζονται στην περίπτωση της οριζόντιας πόλωσης και οι λιγότερες στην περίπτωση της κάθετης πόλωσης. Η κυκλική πόλωση είναι μία ενδιάμεση κατάσταση. Τα παραπάνω είναι πράγματι αλήθεια εξαιτίας του κατακόρυφου σχήματος των σταγόνων της βροχής. Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται τα παραπάνω συμπεράσματα για δεδομένη απόσβεση για 50-mm/h ρυθμό βροχόπτωσης.



Σχ.Α.1 Δεδομένη απόσβεση για 50-mm/h ρυθμό βροχόπτωσης

A.2.2 Μοντέλο της ITU για επίγεια συστήματα

Το μοντέλο απωλειών λόγω βροχόπτωσης της ITU παρουσιάζεται αναλυτικά στο Rec. ITU-R P.838-3. Το πρώτο βήμα για την εφαρμογή του μοντέλου της ITU για μία δοθείσα διαθεσιμότητα σε μία οριζόντια ή σχεδόν οριζόντια τηλεπικοινωνιακή ζεύξη είναι να προσδιοριστεί το 99.99% του βάθους διάλειασης

$$\text{Atten}_{0.01} = k \cdot RR^\alpha \cdot d \cdot r \quad \text{dB} \quad (\text{A.3})$$

Όπου

RR είναι ο ρυθμός βροχόπτωσης για μία περιοχή σε mm/h

$k \cdot RR^a$ είναι η απόσβεση σε dB/km

d είναι η απόσταση ζεύξης σε km

και

$$r = 1/(1 + d/d_0) \quad (\text{A.4})$$

με

$$d_0 = 35e^{-0.015 \cdot RR} \quad \text{km} \quad (\text{A.5})$$

Η παράμετρος d_0 είναι το ενεργό μήκος διαδρομής και το r αποκαλείται παράγοντας απόστασης. Η απόσβεση υπολογίζεται χρησιμοποιώντας το ρυθμό βροχόπτωσης με 99.99% διαθεσιμότητα για την επιθυμητή τοποθεσία και εποχή ενώ οι κατάλληλες συνιστώσες k και a δίνονται από τον πίνακα για δεδομένη συχνότητα και πόλωση. Οι ρυθμοί βροχόπτωσης βασισμένοι σε γεωγραφικές περιοχές είναι η πιο ευρέως διαδεδομένη και η πιο εύκολα εφαρμόσιμη μέθοδος για τον προσδιορισμό του ρυθμού βροχόπτωσης.

Αυτοί οι παράγοντες χρησιμοποιούνται για να μοντελοποιήσουν το γεγονός, ότι η απόσβεση λόγω βροχής δεν είναι γραμμική με την απόσταση. Ο απλός πολλαπλασιασμός της απόσβεσης με την απόσταση της ζεύξης δεν παρέχει μία ακριβή εκτίμηση της διάλειψης της βροχής στις περισσότερες περιπτώσεις. Ο πίνακας δίνει τους ρυθμούς βροχόπτωσης για το 99.99% της διαθεσιμότητας για το μοντέλο της ITU. Δεδομένα για άλλες διαθεσιμότητες περιλαμβάνονται σε παράρτημα Α. Η διαδικασία που μόλις περιγράφηκε ισχύει για συχνότητες έως το λιγότερο 40GHz και αποστάσεις έως 60km.

Τα βάθη διαλείψεων για διαθεσιμότητες διαφορετικές από 99.99% μπορούν να βρεθούν χρησιμοποιώντας άλλα δεδομένα, ή προτιμότερα εφαρμόζοντας έναν παράγοντα που θα επιφέρει προσαρμογή.

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145

Source: Table 1 from Ref. 12, courtesy of the ITU.

Σχ.Α.2 Ρυθμοί βροχόπτωσης για διαλείψεις λόγω βροχής 0.01%

Για γεωγραφικά πλάτη μεγαλύτερα από 30 μοίρες, βόρεια ή νότια

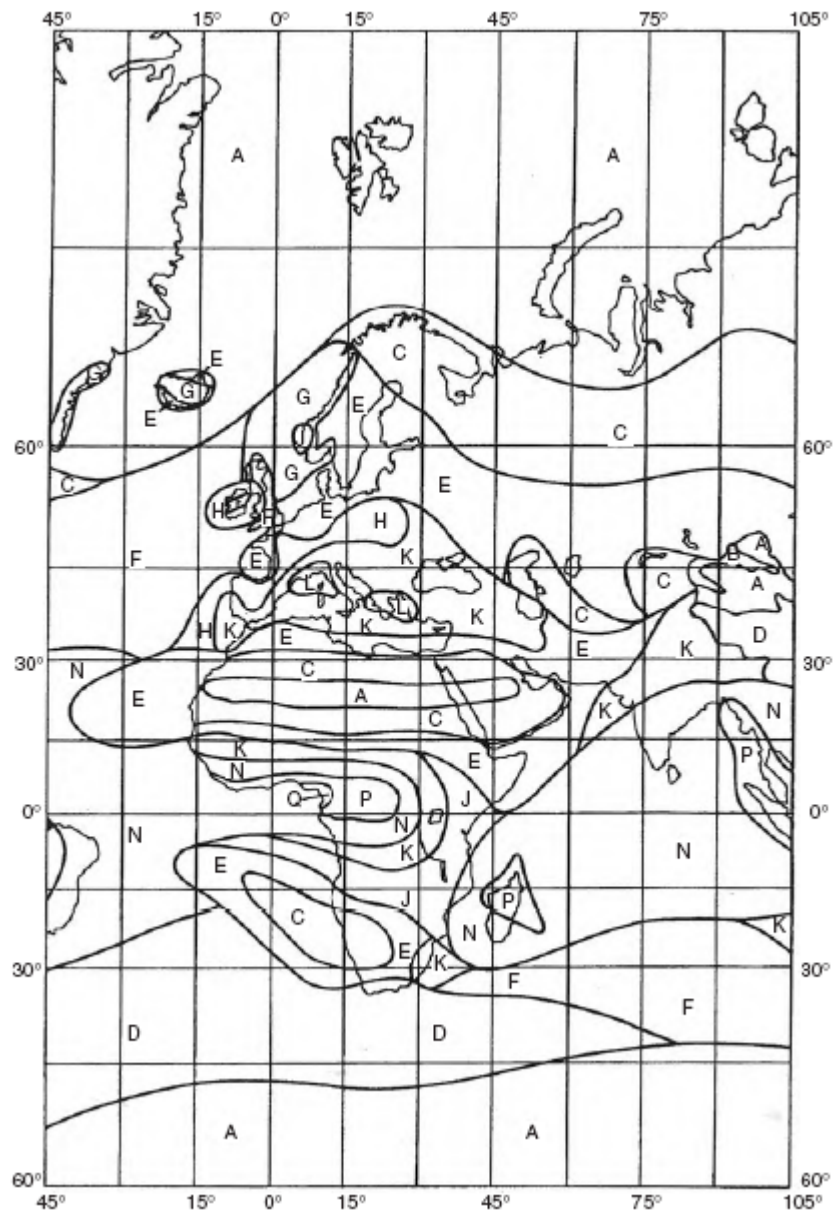
$$\text{Atten}/\text{Atten}_{0.01} = 0.12p - (0.546 + 0.043\log(p)) \quad (\text{A.6})$$

Και για γεωγραφικά πλάτη μικρότερα από 30 μοίρες, βόρεια ή νότια

$$\text{Atten}/\text{Atten}_{0.01} = 0.07p - (0.855 + 0.139\log(p)) \quad (\text{A.7})$$

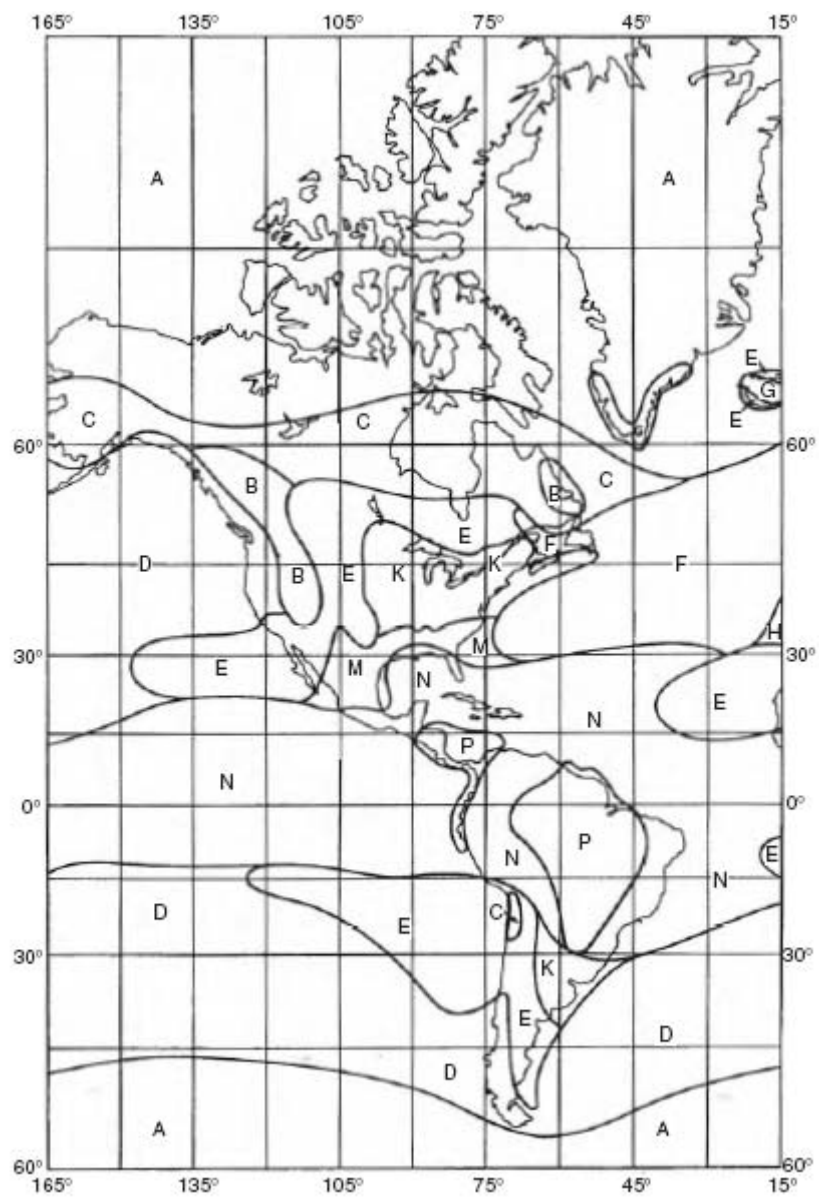
Όπου p είναι η επιθυμητή πιθανότητα (100-διαθεσιμότητα) εκφρασμένη ως ποσοστό.

Οι περιοχές βροχόπτωσης της ITU για την Ευρώπη και τη Αφρική φαίνονται στον παρακάτω χάρτη. Μπορούμε να παρατηρήσουμε, ότι η Ελλάδα περιλαμβάνει ρυθμούς βροχόπτωσης των κατηγοριών K και L.

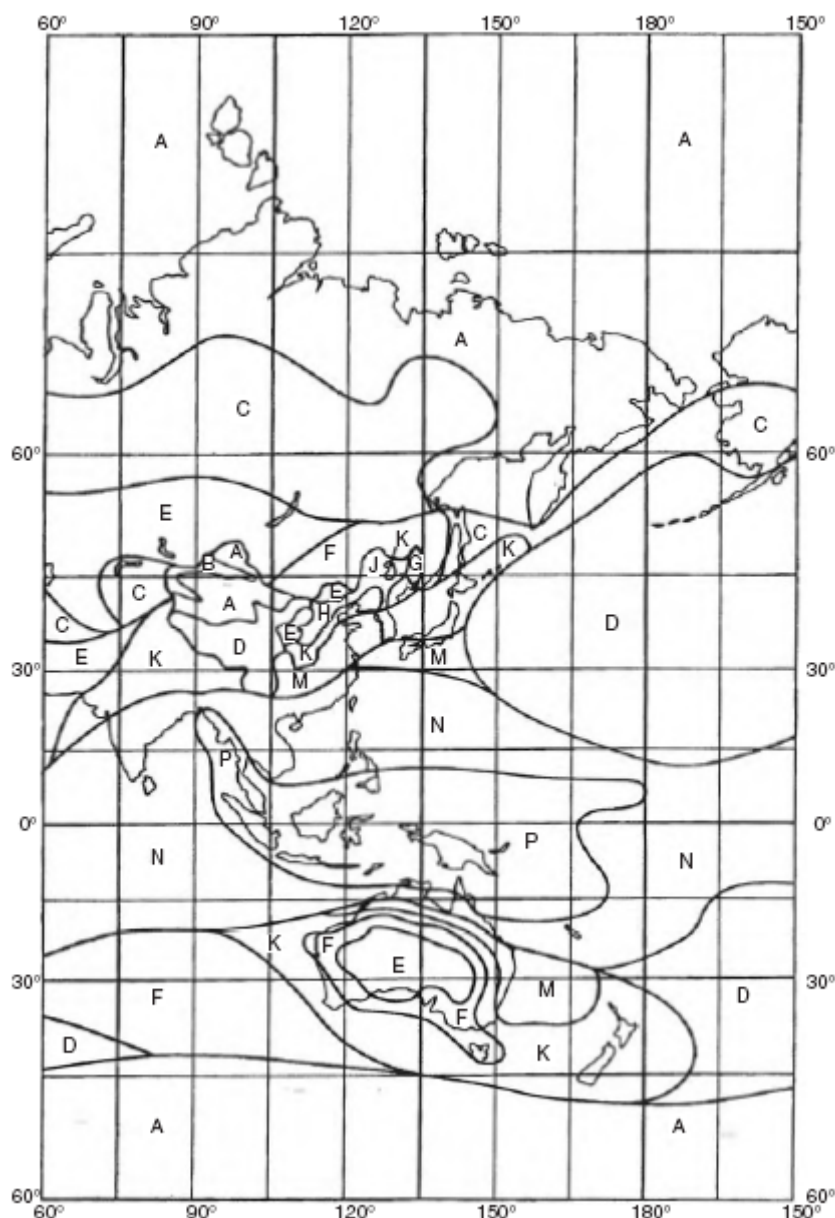


Σχ.Α.3 Περιοχές βροχοπτώσεων της ITU στην Ευρώπη και την Αφρική

Παρακάτω παρατίθενται οι αντίστοιχοι χάρτες για Αμερική και Ασία



Σχ.Α.4 Περιοχές βροχοπτώσεων της ITU στην Αμερική



Σχ.Α.5 Περιοχές βροχοπτώσεων της ITU στην Ασία

A.2.3 Μοντέλο της ITU για δορυφορικά συστήματα

Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό του μοντέλου της ITU για δορυφορικές ζεύξεις είναι, ότι πρέπει να ληφθεί υπόψη το στατιστικό ύψος στο οποίο λαμβάνει χώρα η βροχή. Έτσι η επικλινής διαδρομή (slant-path) των απωλειών λόγω βροχής δεν είναι πλέον συνάρτηση της απόστασης της ζεύξης.

Το ύψος στο οποίο δημιουργείται το στρώμα βροχής δίνεται συναρτήσει του γεωγραφικού πλάτους. Για γεωγραφικά πλάτη μικρότερα των 36 μοιρών, το ύψος του στρώματος βροχής θεωρείται 4 km. Για μεγαλύτερα γεωγραφικά πλάτη το ύψος λαμβάνεται από τη σχέση:

$$h_R = 4 - 0.075(\text{latitude} - 36^\circ) \quad (\text{A.8})$$

Η ITU δίνει μία διαδικασία δέκα βημάτων για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω βροχής σε μία δορυφορική ζεύξη. Παρακάτω η διαδικασία παρατίθεται παραφρασμένη:

1. Προσδιορισμός του ύψους h_r , στο οποίο δημιουργείται η βροχή.
2. Προσδιορισμός του μήκους της επικλινούς διαδρομής (slant path) που είναι κάτω από την οροφή του στρώματος βροχής.

Για $\theta < 5$ μοίρες

$$L_{sl} = \frac{2(h_R - h_s)}{\left(\sin^2(\theta) + \frac{2(h_R - h_s)}{R_e} \right)^{1/2} + \sin(\theta)} \quad \text{km} \quad (\text{A.9})$$

Αλλιώς

$$L_{sl} = \frac{(h_R - h_s)}{\sin(\theta)} \quad \text{km} \quad (\text{A.10})$$

Όπου h_s είναι το ύψος από την επιφάνεια, στο οποίο είναι τοποθετημένοι η κεραία.

3. Υπολογισμός της οριζόντιας προβολής του L_{sl} .

$$L_G = L_{sl} \cos(\theta) \quad (\text{A.11})$$

4. Βρείτε το 0.01% του ρυθμού βροχόπτωσης
5. Υπολογίστε τη δεδομένη απόσβεση για την επιθυμητή συχνότητα, πόλωση και ρυθμό βροχόπτωσης χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους α και k του A.2.1

$$\gamma_R = k(R_{0.01})^\alpha \quad \text{dB/km} \quad (\text{A.12})$$

6. Υπολογίστε τον παράγοντα οριζόντιας μείωσης, $r_{0.01}$ για το 0.01 % του χρόνου

$$r_{0.01} = \frac{1}{1 + 0.78 \sqrt{\frac{L_G \gamma_R}{f}} - 0.38(1 - e^{-2L_G})} \quad (\text{A.13})$$

Όπου L_G είναι σε km και f σε GHz.

7. Υπολογίστε τον παράγοντα κάθετης προσαρμογής (vertical adjustment) $v_{0.01}$ για το 0.01 % του χρόνου.

$$\zeta = \tan^{-1}\left(\frac{h_R - h_s}{L_G r_{0.01}}\right) \quad \text{degrees} \quad (\text{A.14})$$

Για $\zeta > \theta$

$$L_R = \frac{L_G r_{0.01}}{\cos(\theta)} \quad \text{km} \quad (\text{A.15})$$

Αλλιώς

$$\frac{(h_R - h_s)}{\sin(\theta)} \quad \text{km} \quad (\text{A.16})$$

Εάν το γεωγραφικό πλάτος < 36 μοίρες

$$\chi = 36 \text{ degrees} - |\text{latitude}| \quad (\text{A.17})$$

Αλλιώς

$$\chi = 0 \quad (\text{A.18})$$

Τότε

$$v_{0.01} = \frac{1}{1 + \sqrt{\sin(\theta)} \left(31(1 - e^{-(\theta/(1+\chi))}) \frac{\sqrt{L_R \gamma_R}}{f^2} - 0.45 \right)} \quad (\text{A.19})$$

8. Το ενεργό μήκος διαδρομής είναι επομένως:

$$L_E = L_R v_{0.01} \quad \text{km} \quad (\text{A.20})$$

9. Το 0.01 % του βάθους διάλειψης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$A_{0.01} = \gamma_R L_E \quad \text{dB} \quad (\text{A.21})$$

10. Για να προσδιορίσουμε τα μέγιστα βάθη διάλειψης για άλλες πιθανότητες στο εύρος από 0.001 % σε 5 % εφαρμόζεται ο παράγοντας διαθεσιμότητας

Εάν $p \geq 1$ % ή ένα το γεωγραφικό πλάτος είναι ≥ 36 μοίρες,

$$\beta = 0 \quad (\text{A.22})$$

Εάν $p < 1$ % και το γεωγραφικό μήκος < 36 μοίρες και $\theta > 25$ μοίρες,

$$\beta = -0.005(|\text{latitude}| - 36) \quad (\text{A.23})$$

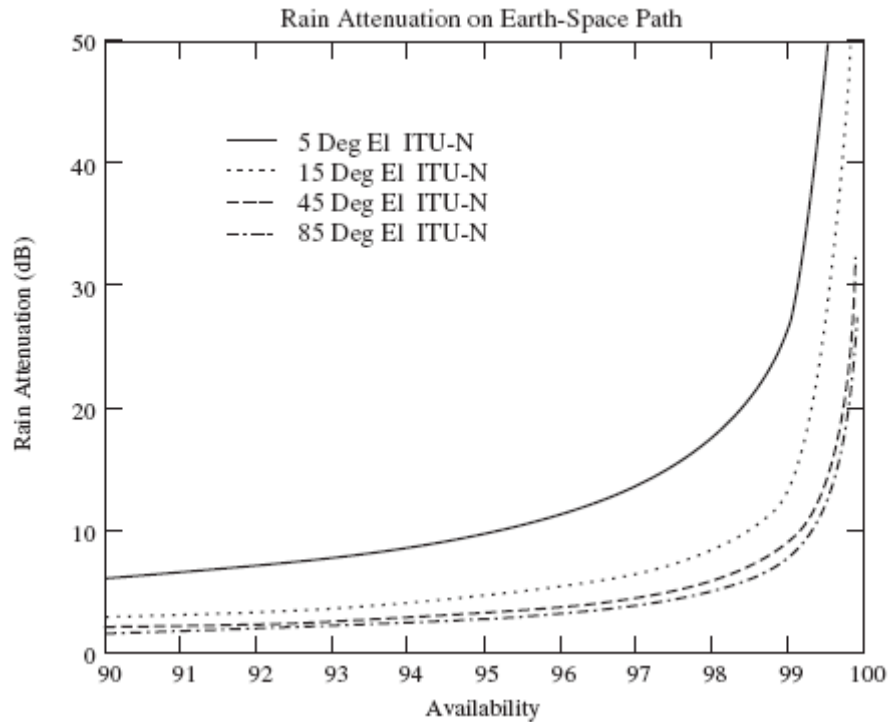
Αλλιώς,

$$\beta = -0.005(|\text{latitude}| - 36^\circ) + 1.8 - 4.25 \sin(\theta) \quad (\text{A.24})$$

Η μέγιστη απώλεια δίνεται από

$$A_p = A_{0.01} \left(\frac{p}{0.01} \right)^{-(0.655 + 0.033 \ln(p) - 0.045 \ln(A_{0.01} - \beta(1-p) \sin(\theta)))} \quad (\text{A.25})$$

Η συνολική αναμενόμενη απόσβεση σε μία διαδρομή από την επίγεια συσκευή έως το δορυφόρο καταλήγει να είναι μία συνάρτηση του ρυθμού βροχοπτώσεως (διαθεσιμότητα), της συχνότητας και της γωνίας ανύψωσης. Το σχήμα Α.6 δείχνει γραφικές παραστάσεις της αναμενόμενης απώλειας λόγω βροχοπτώσεων σε μία διαδρομή επίγειου σταθμού-δορυφόρου συναρτήσει της διαθεσιμότητας για διάφορες γωνίες ανύψωσης και συχνότητες λειτουργίας χρησιμοποιώντας το μοντέλο της ITU στην περιοχή Ν. Καθώς αυξάνει η απαιτούμενη διαθεσιμότητα, αυξάνει και η απόσβεση λόγω βροχής.



Σχ. Α.6 Μεταβολή της απώλειας λόγω βροχής συναρτήσει της διαθεσιμότητας για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης στα 30 GHz χρησιμοποιώντας το μοντέλο της ITU στην περιοχή βροχοπτώσεων Ν σε γεωγραφικό πλάτος 30 μοιρών.

A.3 ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΟΥ CRANE ΓΙΑ ΔΟΥΡΥΦΟΡΙΚΕΣ ΖΕΥΞΕΙΣ

Το μοντέλο του Crane (the Crane global model) είναι παρόμοιο με αυτό της ITU όσο αφορά στο διαχωρισμό των περιοχών της υδρογείου για τον προσδιορισμό του ρυθμού βροχόπτωσης και τη συναρτησιακή σχέση της απόσβεσης με το ρυθμό βροχόπτωσης. Διαφέρει όμως στο ότι τα δεδομένα είναι ελαφρώς διαφορετικά και ότι το μοντέλο απόσβεσης είναι αξιολογικότερα διαφορετικό. Ο Crane παρέχει δεδομένα για τις βροχοπτώσεις για μία ποικιλία πιθανοτήτων βροχόπτωσης, αλλά δε χρησιμοποιεί τον παράγοντα προσαρμογής της διαθεσιμότητας όπως το ITU μοντέλο. Ακόμα και έτσι η εμπειρία δείχνει, ότι τα μοντέλα γενικά παράγουν αποτελέσματα που είναι συγκρίσιμα.

Η διαδικασία για τον προσδιορισμό των συνιστωσών γραμμικής οπισθοδρόμησης για τη δεδομένη απόσβεση λόγω βροχής είναι ίδια όπως και για την ITU. Στην πραγματικότητα χρησιμοποιούνται οι ίδιες συνιστώσες. Η διαφορά είναι ότι ο δεδομένος ρυθμός βροχόπτωσης για την επιθυμητή διαθεσιμότητα πρέπει να χρησιμοποιηθεί. Οι ρυθμοί βροχόπτωσης συναρτήσει της πιθανότητας δίνονται στον Πίνακα A.2 για κάθε μία από τις περιοχές του Crane.

Για ζεύξεις εδάφους-διαστήματος το ύψος του στρώματος όπου δημιουργείται η βροχή πρέπει να ληφθεί υπόψη, όπως δίνεται με το ITU μοντέλο. Τα δεδομένα που χρησιμοποιεί ο Crane για το ύψος του στρώματος βροχής είναι μία συνάρτηση του γεωγραφικού πλάτους και της πιθανότητας. Στον πίνακα A.3 για διάφορες μοίρες γεωγραφικού πλάτους, δίνονται τα ύψη όπου παράγεται η βροχή.

Percent of Year	A RR	B RR	B1 RR	B2 RR	C RR	D1 RR	D2 RR	D3 RR	E RR	F RR	G RR	H RR
5	0	0.2	0.1	0.2	0.3	0.2	0.3	0	0.2	0.1	1.8	1.1
3	0	0.3	0.2	0.4	0.6	0.6	0.9	0.8	1.8	0.1	3.4	3.3
2	0.1	0.5	0.4	0.7	1.1	1.2	1.5	2	3.3	0.2	5	5.8
1	0.2	1.2	0.8	1.4	1.8	2.2	3	4.6	7	0.6	8.4	12.4
0.5	0.5	2	1.5	2.4	2.9	3.8	5.3	8.2	12.6	1.4	13.2	22.6
0.3	1.1	2.9	2.2	3.4	4.1	5.3	7.6	11.8	18.4	2.2	17.7	33.1
0.2	1.5	3.8	2.9	4.4	5.2	6.8	9.9	15.2	24.1	3.1	22	43.5
0.1	2.5	5.7	4.5	6.8	7.7	10.3	15.1	22.4	36.2	5.3	31.3	66.5
0.05	4	8.6	6.8	10.3	11.5	15.3	22.2	31.6	50.4	8.5	43.8	97.2
0.03	5.5	11.6	9	13.9	15.6	20.3	28.6	39.9	62.4	11.8	55.8	125.9
0.02	6.9	14.6	11.3	17.6	19.9	25.4	34.7	47	72.2	15	66.8	152.4
0.01	9.9	21.1	16.1	25.8	29.5	36.2	46.8	61.6	91.5	22.2	90.2	209.3
0.005	13.8	29.2	22.3	35.7	41.4	49.2	62.1	78.7	112	31.9	118	283.4
0.003	17.5	36.1	27.8	43.8	50.6	60.4	75.6	93.5	130	41.4	140.8	350.3
0.002	20.9	41.7	32.7	50.9	58.9	69	88.3	106.6	145.4	50.4	159.6	413.9
0.001	28.1	52.1	42.6	63.8	71.6	86.6	114.1	133.2	176	70.7	197	542.6

Πιν. A.2 Ρυθμοί βροχόπτωσης του μοντέλου του Crane για διαφορετικές πιθανότητες και περιοχές βροχόπτωσης

Latitude, North or South (deg)	Rain Height (km)	
	0.001%	1%
≤2	5.3	4.6
4	5.31	4.6
6	5.32	4.6
8	5.34	4.59
10	5.37	4.58
12	5.4	4.56
14	5.44	4.53
16	5.47	4.5
18	5.49	4.47
20	5.5	4.42
22	5.5	4.37
24	5.49	4.3
26	5.46	4.2
28	5.41	4.09
30	5.35	3.94
32	5.28	3.76
34	5.19	3.55
36	5.1	3.31
38	5	3.05
40	4.89	2.74
42	4.77	2.45
44	4.64	2.16
46	4.5	1.89
48	4.35	1.63
50	4.2	1.4
52	4.04	1.19
54	3.86	1
56	3.69	0.81
58	3.5	0.67
60	3.31	0.51
62	3.14	0.5
64	2.96	0.5
66	2.8	0.5
68	2.62	0.5
≥70	2.46	0.5

Source: Table 4.1 from Ref.12, courtesy of John Wiley & Sons

Πιν. Α.2 Ύψη όπου παράγεται η βροχή για διάφορα γεωγραφικά πλάτη

$$d = \frac{2(H_R - H_S)}{\tan(\zeta) + \sqrt{\tan^2(\zeta) + 2(H_R - H_S)/R_e}} \quad (\text{A.26})$$

Όπου

H_R είναι το ενεργό ύψος του στρώματος βροχής

H_S είναι το ενεργό ύψος του σταθμού

ζ είναι η γωνία ανύψωσης

R_e είναι τα 4/3 της ακτίνας της γης, 8500 km

Η έκφραση των απωλειών όσο αφορά στις απώλειες λόγω βροχόπτωσης σε επίγεια κανάλια εφαρμόζεται για να προσδιοριστούν οι απώλειες οριζόντιας διαδρομής των δορυφορικών καναλιών

$$Atten = k \cdot RR^a (e^{y \cdot \delta} - 1) / y \quad \text{dB}, \quad 0 < d < \delta(RR) \text{ km} \quad (\text{A.27})$$

Και

$$Atten = k \cdot RR^a \left[\frac{e^{y \cdot \delta(RR)} - 1}{y} + \frac{(e^{z \cdot d} - e^{z \cdot \delta(RR)}) \cdot e^{0.83 - 0.17 \ln(RR)}}{z} \right] \text{dB}, \quad \delta(RR) < d < 22.5 \text{ km} \quad (\text{A.28})$$

Όπου το $\delta(RR)$ είναι συνάρτηση του ρυθμού βροχόπτωσης

$$\delta(RR) = 3.8 - 0.6 \ln(RR) \quad \text{km} \quad (\text{A.29})$$

d είναι η απόσταση της ζεύξης σε km

$$y = \alpha \cdot \left[\frac{0.83 - 0.17 \ln(RR)}{\delta(RR)} + 0.26 - 0.03 \ln(RR) \right] \quad (\text{A.30})$$

Και

$$z = \alpha \cdot (0.026 - 0.03 \ln(RR)) \quad (\text{A.31})$$

Η συνολικές απώλειες λόγω βροχής δίνονται από τον τύπο:

$$A_S = \frac{L}{d} \text{Atten} \quad (\text{A.32})$$

Όπου

$$L = \sqrt{(H_s - R_e)^2 \sin^2(\zeta) + 2R_e(H_R - H_s) + H_R^2 - H_s^2} - (H_s + R_e) \sin(\zeta) \quad (\text{A.33})$$

Τελικά η συνολική απόσβεση σε μία διαδρομή γης-διαστήματος καταλήγει να είναι μία συνάρτηση του ρυθμού βροχόπτωσης (διαθεσιμότητα), της συχνότητας και της γωνίας ανύψωσης, όπως γίνεται και με το μοντέλο της ITU.

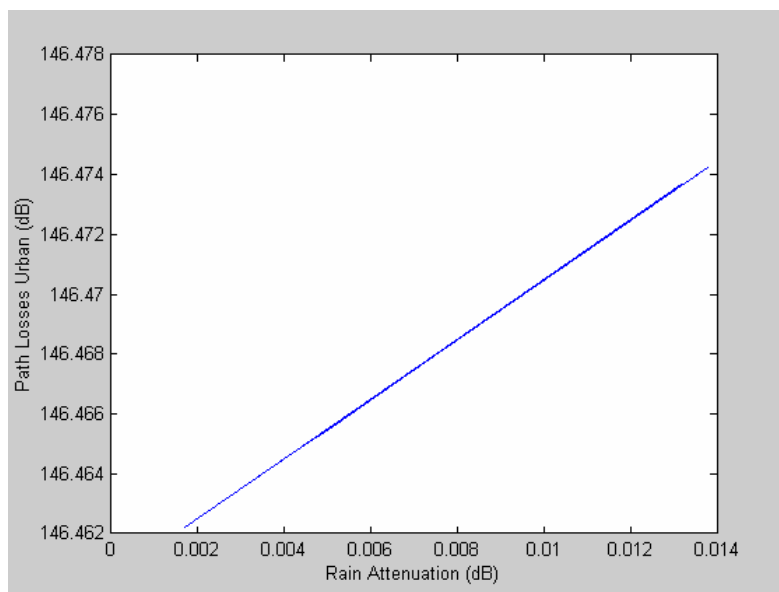
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΤΑ ΕΠΙΓΕΙΑ ΔΙΚΤΥΑ ΚΙΝΗΤΗΣ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑΣ GSM 1800

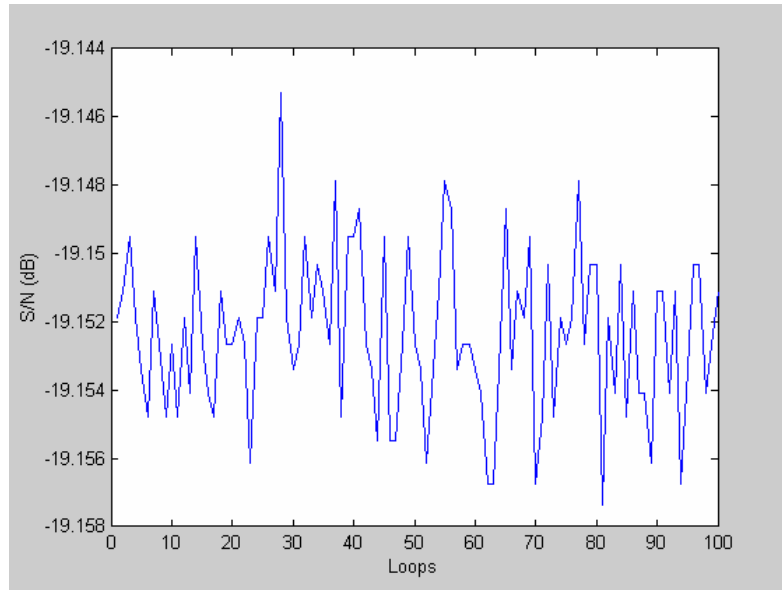
Β.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο 5^ο κεφάλαιο εξετάστηκαν τα επίγεια δίκτυα κινητής τηλεφωνίας στην περιοχή των 900 MHz. Σε αυτό το παράρτημα παρατίθενται μία σειρά από αντίστοιχες του 5^{ου} κεφαλαίου γραφικές παραστάσεις προκειμένου να εξεταστεί η επίδραση της συχνότητας στα αποτελέσματα. Η συχνότητα του GSM 1800 για το downlink που εξετάζεται εδώ θεωρείται ίση με 1850 MHz. Θα ασχοληθούμε μόνο με τα δίκτυα των αστικών περιοχών. Προφανώς τα αποτελέσματα που θα προκύψουν μπορούν να γενικευθούν. Οι τεχνικές παράμετροι και τα χαρακτηριστικά της ζεύξης εκτός της συχνότητας είναι ίδιες με αυτές του GSM 900.

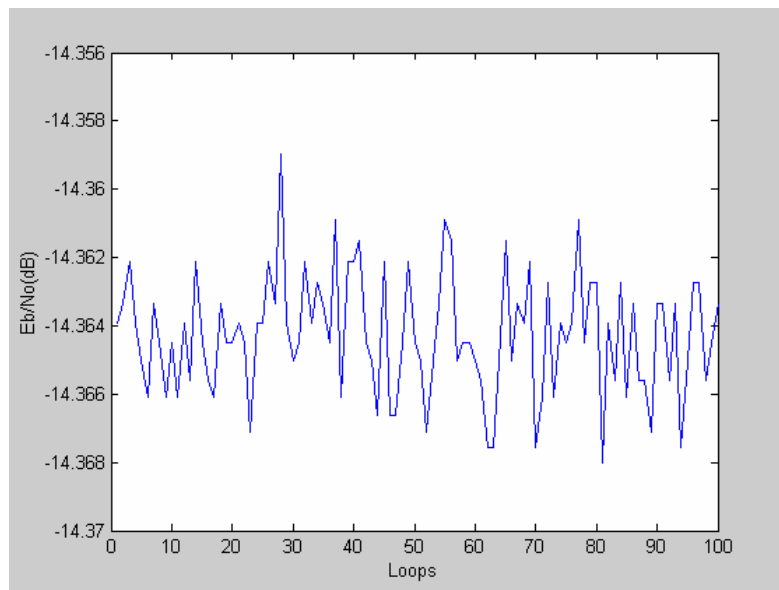
Β.2 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ ΚΑΙ ΓΡΑΦΙΚΕΣ ΠΑΡΑΣΤΑΣΕΙΣ



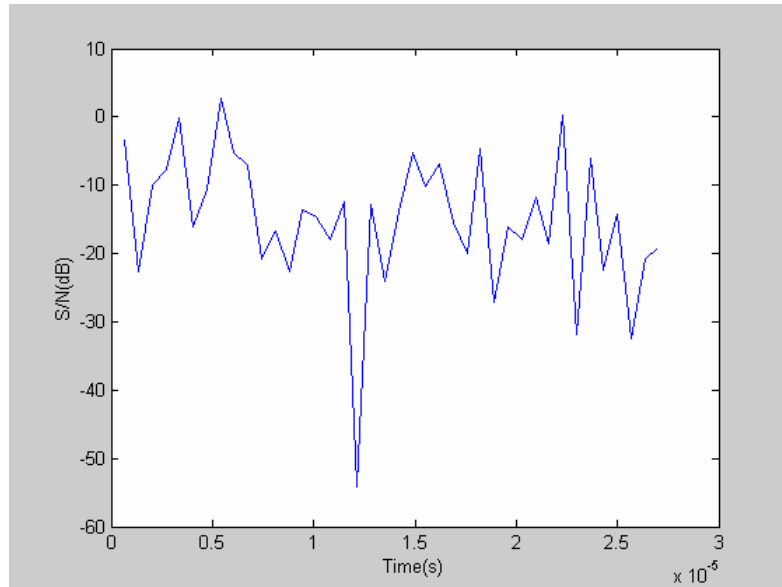
Σχ. Β.1 Απώλειες όδευσης συναρτήσει των απωλειών λόγω βροχής (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



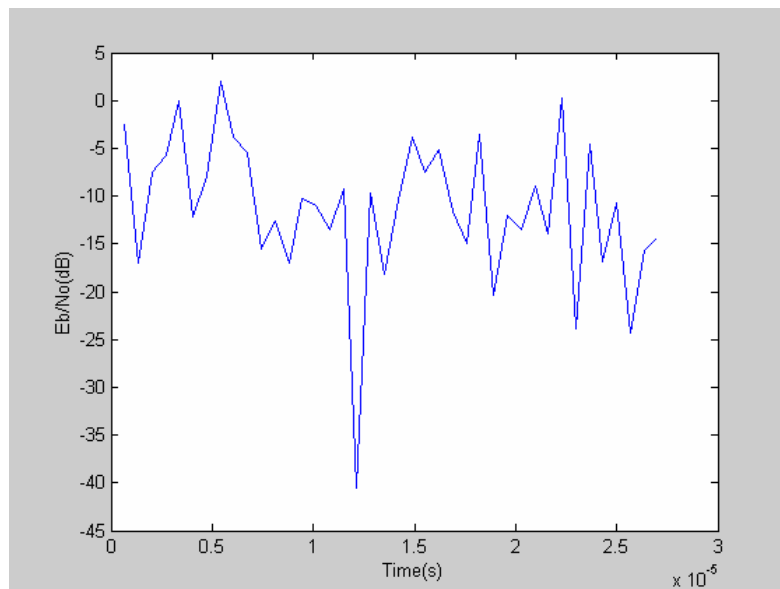
Σχ. Β.2 Λόγος ισχύος σήματος προς την ισχύ του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων(απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h<ρυθμός βροχόπτωσης<100 mm/h)



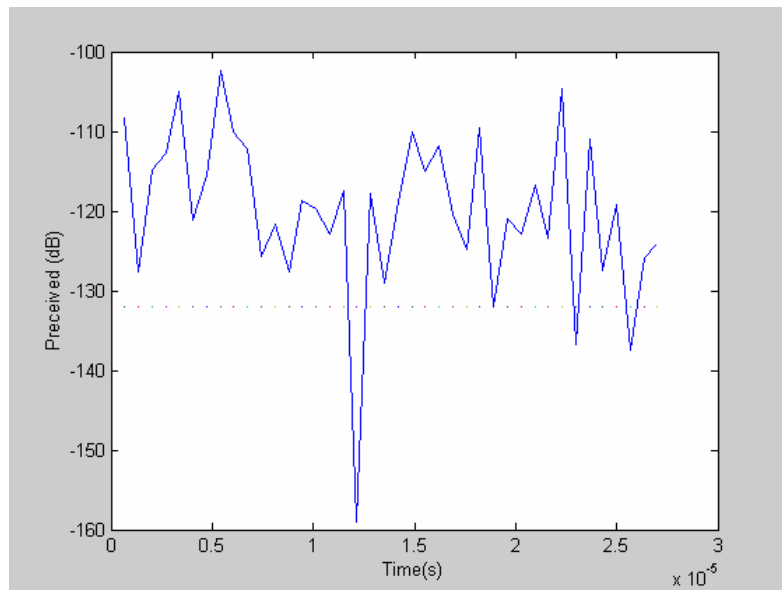
Σχ. Β.3 Λόγος ενέργειας ανά bit προς την πυκνότητα ισχύος του θορύβου συναρτήσει ενός βρόχου εκατό επαναλήψεων(απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h<ρυθμός βροχόπτωσης<100 mm/h)



Σχ. B.4 S/N συναρτήσεως του χρόνου (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. B.5 E_b/N_0 συναρτήσεως του χρόνου (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, 5 mm/h < ρυθμός βροχόπτωσης < 100 mm/h)



Σχ. Β.6 Ισχύς λήψης και ευαισθησία συναρτήσει του χρόνου (απόσταση ζεύξης 2 km, γωνία ανύψωσης $\pi/2$, οριζόντια πόλωση, ρυθμός βροχόπτωσης τυχαία επιλεγμένος στο διάστημα τιμών από 5 mm/h έως 100 mm/h)

Η **blocking probability** είναι **7.5%**.

B.3 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η σύγκριση της συμπεριφοράς της GSM 900 και της GSM 1800 ζεύξης δείχνει, ότι δεν υπάρχουν ουσιαστικές διαφορές μεταξύ τους. Οι απώλειες όδευσης δεν αυξάνονται σημαντικά ενώ οι απώλειες λόγω βροχής αυξάνονται αρκετά, αλλά παραμένουν αμελητέες. Και εδώ η επίδραση του fading είναι καθοριστική για την ποιότητα της υπηρεσίας. Αν και η πιθανότητα μπλοκαρίσματος της υπηρεσίας είναι αυξημένη σε σχέση με αυτή της αστικής περιοχής για το GSM 900, η αύξηση αυτή δεν οφείλεται στο διαφορετικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα, άλλα στον τυχαίο τρόπο με τον οποίο προκύπτουν οι απώλειες λόγω fading.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ: MATLAB ΚΩΔΙΚΑΣ

Γ.1 ΕΠΙΓΕΙΑ ΚΙΝΗΤΗ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑ

Γ.1.1 Κώδικας με παράμετρο την απόσταση

```
%ypologismos meshs apwleias diadromhs gia astiko, hmiastiko kai anoixto periballon
```

```
%hte, hre : ypsh keraiwn se metra
```

```
%fc : syxnohtes se MHz
```

```
%a : syntelesth diorthwshs synarthsei ths syxnohtas
```

```
%d1 : mhkos odeyshs
```

```
%L50_urban : apwleies se astikh perioxh
```

```
%L50_suburban : apwleies se hmiastikh perioxh
```

```
%L50_open : apwleies se anoikth perioxh
```

```
hte=25;
```

```
hre=1.5;
```

```
for j=1:2
```

```
    fc(1)=900;
```

```
    fc(2)=950;
```

```
    if fc(j)>=300
```

```
        a(j)=3.2*(log10(11.75*hre))^2-4.97;
```

```
    else
```

```
        a(j)=8.29*(log10(1.54*hre))^2-1.1;
```

```
    end
```

```
    for i=1:100
```

```
        d1(i)=0.2*i;
```

```
        L50_urban(j,i)=69.55+26.16*log10(fc(j))-13.82*log10(hte)-a(j)+(44.9-  
6.55*log10(hte))*log10(d1(i));
```

```
        L50_suburban(j,i)=L50_urban(j,i)-2*(log10(fc(j)/28))^2-5.4;
```

```
        L50_open(j,i)=L50_urban(j,i)-  
4.78*(log10(fc(j)))^2+18.33*log10(fc(j))-40.94;
```

```
    end
```

```
end
```

```
% F : deikths tou pinaka syxnohtwn fc pou antistoixei sth syxnohta leitourgias pou  
epilegw gia to sygekrimeno problhma
```

```
F_down=2;
```

```
L_urban=L50_urban(F_down,:);
```

```
L_suburban=L50_suburban(F_down,:);
```

```
L_open=L50_open(F_down,:);
```

```
%ypologismos twn aposbesewn logw broxhs
```

```
%rythmos broxoptwshs gia 99.99% diathesimothta zeyksewn sthn Ellada
```

```

RR=60;

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=1GHz
k_h=0.0000259;
a_h=0.9691;
k_v=0.0000308;
a_v=0.8592;

%gwnia anypswshs%
theta=pi/2;

%gwnia sxetikh me thn polwsh ( 0, 45, 90 gia orizontia, kyklich, katheth antistoixa)
t=0;

%ypologismos tw'n k, a tou specific rain attenuation%
k=(k_h+k_v+(k_h-k_v)*(cos(theta))^2*cos(2*t))/2;
a=(k_h*a_h+k_v*a_v+(k_h*a_h-k_v*a_v)*(cos(theta))^2*cos(2*t))/(2*k);

%ypologismos tou specific rain attenuation
J_specific=k*RR^a;

%energo mhkos diadromhs
d0=35*exp(-0.015*RR);

%ypologismos tou pinaka apostasewn zeykshs d, kai tou paragonta apostashs r
imax=0;
for i=1:10
    for j=1:10
        d2(i,j)=0.2*(j+imax);
        r(i,j)=1/(1+d2(i,j)/d0);
    end
    imax=i*j;
end

%ypologismos tou rain attenuation me parrametro thn apostash zefkshs
for i=1:10
    for j=1:10
        J(i,j)=k*RR^a*d2(i,j)*r(i,j);
    end
end

%metatroph tou dydiastatoy pinaka apwleiwn logw broxhs se monodiastato
jmax=0;
for i=1:10
    for j=1:10
        A(j+jmax)=J(i,j);
        d3(j+jmax)=d2(i,j);
        Deiktes(j+jmax)=j+jmax;
    end
    jmax=j+jmax;
end

```

```

end

%broxos 100 epanalhpsewn gia th dhmioyrgia grafikhs tw n apwleiw n ths odoy
odeyshs kai tw n apwleiw n logw broxhs synarthsei tou arithmou epanalhpsewn
%Path_loss_urban : apwleies odeyshs gia astiko periballon
%Path_loss_suburban : apwleies odeyshs gia hmiastiko periballon
%Path_loss_open : apwleies odeyshs gia agrotiko periballon

lamda=poissfit(Deiktes);

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>jmax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att(t)=A(random_number);
    Path_loss_urban(t)=L_urban(random_number)+Rain_att(t);
    Path_loss_suburban(t)=L_suburban(random_number)+Rain_att(t);
    Path_loss_open(t)=L_open(random_number)+Rain_att(t);
end

Path_loss_URBAN=Path_loss_urban(100);
Path_loss_SUBURBAN=Path_loss_suburban(100);
Path_loss_OPEN=Path_loss_open(100);

N=40; % number of paths
max_step=40; % megisto bhma
fc=950*10^6; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
c=300*10^3; %light speed
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval

for step=1:max_step
    T(step)=interval*step; % time steps
    for i=2:N
        ss(1,step)=0;
        th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle
        wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift
        fd(i)=wd(i)/(2*pi); %Doppler shift
        a(i)=weibrnd(1,2); % amplitude
        si(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
        ss(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
        II(i,step)=a(i)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component
        QQ(i,step)=a(i)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component
    end
    s(step)=ss(N,step); %total signal
    I(step)=II(N,step); %total signal's inphase componenet
end

```

```

    Q(step)=QQ(N,step); % total signal's quadrate component
    R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
    R_R(step)=10*sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope*10
    P(step)=R(step)^2; % power
    Rayl_fading(step)=10*log(P(step));
end

%P_tr : isxys pobou%
%G_tr : kerdos keraias ekpobhs%
%a : aposbesh omoaksoniko kalwdiou(dB/m)%
%l: mhkos kalwdiou%
%L_cable : apwleies omoaksonikou kalwdiou%
%EIRP : energos aktinoboloumenh isxys%
%P_rec : katofli evaisthhsias dekh%
%G_rec : kerdos keraias lhpshs%
%Rain_att : apwleies logw broxhs%

P_tr=10*log10(47);
G_tr=20;
a=0.2;
l=15;
L_cable=a*l;
EIRP=P_tr+G_tr-L_cable;
G_rec=0;
Sensitivity=-132;

for t=1:100
    P_rec_urban(t)=EIRP-Path_loss_urban(t)+Rayl_fading(max_step)+G_rec;
    P_rec_suburban(t)=EIRP-
    Path_loss_suburban(t)+0.3*Rayl_fading(max_step)+G_rec;
    P_rec_open(t)=EIRP-Path_loss_open(t)+0.1*Rayl_fading(max_step)+G_rec;
end

for K=1:max_step
    P_rec_urban_fading(K)=EIRP-Path_loss_URBAN+Rayl_fading(K)+G_rec;
    P_rec_suburban_fading(K)=EIRP-
    Path_loss_SUBURBAN+0.3*Rayl_fading(K)+G_rec;
    P_rec_open_fading(K)=EIRP-Path_loss_OPEN+0.1*Rayl_fading(K)+G_rec;
end

%ypologismos tou downlink noise power budget ypo synthhkes broxhs%

%k_kai_Ts : stathera tou Boltzmann se dB syn Thermokrasia tou systhmatos se dB
%Bn : evros zwnhs thorybou se dB
%No : fasmatikh pyknothta thoryvou se dB
%N : Isxys thoryvou sto dekh se dB
%NF : eikona thorybou sto dekh se dB
%DN_rain : Afkshsh ths thermokrasia thorybou logw broxhs se dB

```

```

%N_rain : isxys thorybou ypo syntthkes broxhs se dB
%S_to_N_ratio : logos isxyos shmatos pros isxy thoryboy
%MSK_T_to_B : ginomeno diardeias enos bit Tb me to euros zwnhs B gia
diamorfws MSK

k_kai_Ts=10*log10(4*10^(-17));
Bn=10*log10(400*10^3);
No=k_kai_Ts;
NF=3;
N=No+Bn+NF;
MSK_T_to_B=0.75;

for t=1:100
    S_to_N_ratio_rain_ur(t)=P_rec_urban(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_ur(t)=S_to_N_ratio_rain_ur(t)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_rain_sub(t)=P_rec_suburban(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_sub(t)=S_to_N_ratio_rain_sub(t)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_rain_op(t)=P_rec_open(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_op(t)=S_to_N_ratio_rain_op(t)*MSK_T_to_B;
end

for K=1:max_step
    S_to_N_ratio_fading_ur(K)=P_rec_urban_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_ur(K)=S_to_N_ratio_fading_ur(K)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_fading_sub(K)=P_rec_suburban_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_sub(K)=S_to_N_ratio_fading_sub(K)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_fading_op(K)=P_rec_open_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_op(K)=S_to_N_ratio_fading_op(K)*MSK_T_to_B;
end

```

Γ.1.2 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης

```

%ypologismos meshs apwleias diadromhs gia astiko, hmiastiko kai anoixto
periballon%

%hte, hre : ypsh keraiwn ekpobhs kai lhpshs se metra
%fc : syxnothtes se MHz
%a : syntelesth diorthwshs synarthsei ths syxnothtas
%d1 : mhkos odeyshs
%L50_urban : apwleies se astikh perioxh
%L50_suburban : apwleies se hmiastikh perioxh
%L50_open : apwleies se anoikh perioxh

hte=25;
hre=1.5;

for j=1:2
    fc(1)=900;
    fc(2)=950;

```

```

if fc(j)>=300
    a(j)=3.2*(log10(11.75*hre))^2-4.97;
else
    a(j)=8.29*(log10(1.54*hre))^2-1.1;
end
for i=1:100
    d1(i)=0.2*i;
    L50_urban(j,i)=69.55+26.16*log10(fc(j))-13.82*log10(hre)-a(j)+(44.9-
6.55*log10(hre))*log10(d1(i));
    L50_suburban(j,i)=L50_urban(j,i)-2*(log10(fc(j)/28))^2-5.4;
    L50_open(j,i)=L50_urban(j,i)-
4.78*(log10(fc(j)))^2+18.33*log10(fc(j))-40.94;
end
end

```

% F : deikths tou pinaka syxnothtw n fc pou antistoixei sth syxnothta leitourgias pou epilegw gia to sygekrimeno problhma%

```

F_down=2;
L_urban=L50_urban(F_down,:);
L_suburban=L50_suburban(F_down,:);
L_open=L50_open(F_down,:);

```

%ypologismos tw n aposbesewn logw broxhs

%rythmos broxoptwshs gia 99.99% diathesimothta zeyksewn sthn Ellada
RR=60;

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=1GHz

```

k_h=0.0000259;
a_h=0.9691;
k_v=0.0000308;
a_v=0.8592;

```

%theta : gwnia anypswshs

```
for i=1:91
```

```
    theta(i)=(i-1)*pi/180;
```

%t : gwnia sxetikh me thn polwsh (0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth antistoixa)

```
    t=0;
```

%ypologismos tw n k, a tou specific rain attenuation%

```
    k(i)=(k_h+k_v+(k_h-k_v)*(cos(theta(i)))^2*cos(2*t))/2;
```

```
    a(i)=(k_h*a_h+k_v*a_v+(k_h*a_h-
k_v*a_v)*(cos(theta(i)))^2*cos(2*t))/(2*k(i));
```

%ypologismos tou specific rain attenuation%

```
    J_specific(i)=k(i)*RR^a(i);
```

```
end
```

%energo mhkos diadromhs

```

d0=35*exp(-0.015*RR);

%ypologismos tou pinaka apostasewn zeykshs d, kai tou paragonta apostashs r
for j=1:100
    d2(j)=0.2*j;
    r(j)=1/(1+d2(j)/d0);
end

%ypologismos tou rain attenuation me parametro thn apostash zefkshs
for j=1:100
    for i=1:91
        J(j,i)=J_specific(i)*d2(j)*r(j);
    end
end

%metatroph tou dydiastatoy pinaka apwleiwn logw broxhs se monodiastato synarthsei
ths gwnias anypswshs (parametros h apostash)
%pointer of distance : deikths poy dhlwnei gia poia apostash theloyme na
ypologisoume tis apwleiew logw broxhs

pointer_of_distance=10;
A=J(pointer_of_distance,:);

%dhmioyrgia monadiastatou dianysmatos me 91 times apo 1 ews 91

for i=1:91
    Deiktes(i)=i;
end
imax=i;

%broxos 100 epanalhpsewn gia th dhmioyrgia grafikhs tw n apwleiwn ths odoy
odeyshs kai tw n apwleiwn logw broxhs synarthsei tou arithmou epanalhpsewn
%Path_loss_urban : apwleies odeyshs gia astiko periballon
%Path_loss_suburban : apwleies odeyshs gia hmiastiko periballon
%Path_loss_open : apwleies odeyshs gia agrotiko periballon

lamda=poissfit(Deiktes);

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att(t)=A(random_number);
    Path_loss_urban(t)=L_urban(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
    Path_loss_suburban(t)=L_suburban(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
    Path_loss_open(t)=L_open(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
end

```

```

Path_loss_URBAN=Path_loss_urban(100);
Path_loss_SUBURBAN=Path_loss_suburban(100);
Path_loss_OPEN=Path_loss_open(100);

N=40; % number of paths
max_step=40; % megisto bhma
fc=950*10^6; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
c=300*10^3; %light speed
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval

for step=1:max_step
    T(step)=interval*step; % time steps
    for i=2:N
        ss(1,step)=0;
        th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle
        wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift
        fd(i)=wd(i)/(2*pi); %Doppler shift
        a(i)=weibrnd(1,2); % amplitude
        si(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
        ss(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
        II(i,step)=a(i)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component
        QQ(i,step)=a(i)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component
    end
    s(step)=ss(N,step); %total signal
    I(step)=II(N,step); %total signal's inphase componenet
    Q(step)=QQ(N,step); % total signal's quadrate component
    R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
    RR(step)=10*sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope*10
    P(step)=R(step)^2; % power
    Rayl_fading(step)=10*log(P(step));
end

```

%ypologismos tou Link_margin se dB gia astiko, hmiastiko kai agrotiko periballon%

```

%P_tr : isxys pobou
%G_tr : kerdos keraias ekpobhs
%a : aposbesh omoaksoniko kalwdiou(dB/m)
%l: mhkos kalwdiou
%L_cable : apwleies omoaksonikou kalwdiou
%EIRP : energos aktinoboloumenh isxys
%P_rec : katofli evaisthhsias dekhth
%G_rec : kerdos keraias lhpshts
%Rain_att : apwleies logw broxhs

```

```

P_tr=10*log10(47);
G_tr=20;

```

```

a=0.2;
l=15;
L_cable=a*l;
EIRP=P_tr+G_tr-L_cable;
G_rec=0;
Sensitivity=-132;

for t=1:100
    P_rec_urban(t)=EIRP-Path_loss_urban(t)+Rayl_fading(max_step)+G_rec;
    P_rec_suburban(t)=EIRP-
    Path_loss_suburban(t)+0.3*Rayl_fading(max_step)+G_rec;
    P_rec_open(t)=EIRP-Path_loss_open(t)+0.1*Rayl_fading(max_step)+G_rec;
end

for K=1:max_step
    P_rec_urban_fading(K)=EIRP-Path_loss_URBAN+Rayl_fading(K)+G_rec;
    P_rec_suburban_fading(K)=EIRP-
    Path_loss_SUBURBAN+0.3*Rayl_fading(K)+G_rec;
    P_rec_open_fading(K)=EIRP-Path_loss_OPEN+0.1*Rayl_fading(K)+G_rec;
end

%k_kai_Ts : stathera tou Boltzmann se dB syn Thermokrasia tou systhmatos se dB
%Bn : evros zwnhs thorybou se dB
%No : fasmatikh pyknothta thoryvou se dB
%N : Isxys thoryvou sto dekh se dB
%NF : eikona thorybou sto dekh se dB
%DN_rain : Afkshsh ths thermokrasia thorybou logw broxhs se dB
%N_rain : isxys thorybou ypo syntthkes broxhs se dB
%S_to_N_ratio : logos isxyos shmatos pros isxy thoryboy
%MSK_T_to_B : ginomeno diarkeias enos bit Tb me to euros zwnhs B gia
diamorfws MSK

k_kai_Ts=10*log10(4*10^(-17));
Bn=10*log10(400*10^3);
No=k_kai_Ts;
NF=3;
N=No+Bn+NF;
MSK_T_to_B=0.75;

for t=1:100
    S_to_N_ratio_rain_ur(t)=P_rec_urban(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_ur(t)=S_to_N_ratio_rain_ur(t)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_rain_sub(t)=P_rec_suburban(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_sub(t)=S_to_N_ratio_rain_sub(t)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_rain_op(t)=P_rec_open(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_op(t)=S_to_N_ratio_rain_op(t)*MSK_T_to_B;
end

```

```

for K=1:max_step
    S_to_N_ratio_fading_ur(K)=P_rec_urban_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_ur(K)=S_to_N_ratio_fading_ur(K)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_fading_sub(K)=P_rec_suburban_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_sub(K)=S_to_N_ratio_fading_sub(K)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_fading_op(K)=P_rec_open_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_op(K)=S_to_N_ratio_fading_op(K)*MSK_T_to_B;
end

```

Γ.1.3 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης

%ypologismos meshs apwleias diadromhs gia astiko, hmiastiko kai anoixto periballon

```

%hte, hre : ypsh keraiwn se metra
%fc : syxnothtes se MHz
%a : syntelesth diorthwshs synarthsei ths syxnothtas
%d1 : mhkos odeyshs
%L50_urban : apwleies se astikh perioxh
%L50_suburban : apwleies se hmiastikh perioxh
%L50_open : apwleies se anoikth perioxh

```

```
hte=25;
```

```
hre=1.5;
```

```
for j=1:2
```

```
    fc(1)=900;
```

```
    fc(2)=950;
```

```
    if fc(j)>=300
```

```
        a(j)=3.2*(log10(11.75*hre))^2-4.97;
```

```
    else
```

```
        a(j)=8.29*(log10(1.54*hre))^2-1.1;
```

```
    end
```

```
    for i=1:100
```

```
        d1(i)=0.2*i;
```

```
        L50_urban(j,i)=69.55+26.16*log10(fc(j))-13.82*log10(hre)-a(j)+(44.9-6.55*log10(hre))*log10(d1(i));
```

```
        L50_suburban(j,i)=L50_urban(j,i)-2*(log10(fc(j)/28))^2-5.4;
```

```
        L50_open(j,i)=L50_urban(j,i)-4.78*(log10(fc(j)))^2+18.33*log10(fc(j))-40.94;
```

```
    end
```

```
end
```

% F : deikths tou pinaka syxnothtw n fc pou antistoixei sth syxnothta leitourgias pou epilegw gia to sygekrimeno problhma

```
F_down=2;
```

```
L_urban=L50_urban(F_down,:);
```

```
L_suburban=L50_suburban(F_down,:);
```

```
L_open=L50_open(F_down,:);
```

```

%RR : rythmos broxoptwshs gia 99.99% diathesimothta zeyksewn sthn Ellada
for i=1:20
    RR(i)=5*i;
end

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=1GHz
k_h=0.0000259;
a_h=0.9691;
k_v=0.0000308;
a_v=0.8592;

%theta : gwnia anypswshs
theta=pi/2;

% t: gwnia sxetikh me thn polwsh ( 0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth
antistoixa)
t=0;

%ypologismos tw n k, a tou specific rain attenuation, kai tou energou mhkous
diadromhs
k=(k_h+k_v+(k_h-k_v)*(cos(theta))^2*cos(2*t))/2;
a=(k_h*a_h+k_v*a_v+(k_h*a_h-k_v*a_v)*(cos(theta))^2*cos(2*t))/(2*k);
%ypologismos tou specific rain attenuation%
for i=1:20
    J_specific(i)=k*RR(i)^a;
    d0(i)=35*exp(-0.015*RR(i));
end

%ypologismos tou pinaka apostasewn zeykshs d, kai tou paragonta apostashs r
for j=1:100
    for i=1:20
        d(j)=0.2*j;
        r(j,i)=1/(1+d(j)/d0(i));
    end
end

%ypologismos tou rain attenuation me parametro thn apostash zefkshs
for j=1:100
    for i=1:20
        J(j,i)=J_specific(i)*d(j)*r(j,i);
    end
end

%metatroph tou dydiastatoy pinaka apwleiwn logw broxhs se monodiastato synarthsei
tou rythmoy broxoptwshs (parametros h apostash)
%pointer of distance : deikths poy dhlwnei gia poia apostash theloyme na
ypologisoume tis apwleies logw broxhs

```

```

pointer_of_distance=100;
A=J(pointer_of_distance,:);

%dhmioyrgia monadiastatou dianysmatos me 30 times apo 1 ews 30

for i=1:20
    Deiktes(i)=i;
end
imax=i;

%broxos 100 epanalhpsewn gia th dhmioyrgia grafikhs tw n apwleiwn ths odoy
odeyshs kai tw n apwleiwn logw broxhs synarthsei tou arithmou epanalhpsewn
%Path_loss_urban : apwleies odeyshs gia astiko periballon
%Path_loss_suburban : apwleies odeyshs gia hmiastiko periballon
%Path_loss_open : apwleies odeyshs gia agrotiko periballon

lamda=poissfit(Deiktes);

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att(t)=A(random_number);
    Path_loss_urban(t)=L_urban(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
    Path_loss_suburban(t)=L_suburban(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
    Path_loss_open(t)=L_open(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
end

Path_loss_URBAN=Path_loss_urban(100);
Path_loss_SUBURBAN=Path_loss_suburban(100);
Path_loss_OPEN=Path_loss_open(100);

N=40; % number of paths
max_step=40; % megisto bhma
fc=950*10^6; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
c=300*10^3; %light speed
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval

for step=1:max_step
    T(step)=interval*step; % time steps
    for i=2:N
        ss(1,step)=0;
        th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle
    end
end

```

```

wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift
fd(i)=wd(i)/(2*pi); %Doppler shift
a(i)=weibrnd(1,2); % amplitude
si(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
ss(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
II(i,step)=a(i)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component
QQ(i,step)=a(i)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component
end
s(step)=ss(N,step); %total signal
I(step)=II(N,step); %total signal's inphase componenet
Q(step)=QQ(N,step); % total signal's quadrate component
R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
R_R(step)=10*sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope*10
P(step)=R(step)^2; % power
Rayl_fading(step)=10*log(P(step));
end

%ypologismos tou Link_margin se dB gia astiko, hmiastiko kai agrotiko periballon%

%P_tr : isxys pobou
%G_tr : kerdos keraias ekpobhs
%a : aposbesh omoaksoniko kalwdiou(dB/m)
%l: mhkos kalwdiou
%L_cable : apwleies omoaksonikou kalwdiou
%EIRP : energos aktinoboloumenh isxys
%P_rec : katofli evaisthhsias dekhth
%G_rec : kerdos keraias lhpshts
%Rain_att : apwleies logw broxhs

P_tr=10*log10(47);
G_tr=20;
a=0.2;
l=15;
L_cable=a*l;
EIRP=P_tr+G_tr-L_cable;
G_rec=0;
Sensitivity=-132;

for t=1:100
    P_rec_urban(t)=EIRP-Path_loss_urban(t)+Rayl_fading(max_step)+G_rec;
    P_rec_suburban(t)=EIRP-
    Path_loss_suburban(t)+0.3*Rayl_fading(max_step)+G_rec;
    P_rec_open(t)=EIRP-Path_loss_open(t)+0.1*Rayl_fading(max_step)+G_rec;
end

for K=1:max_step
    P_rec_urban_fading(K)=EIRP-Path_loss_URBAN+Rayl_fading(K)+G_rec;

```

```

P_rec_suburban_fading(K)=EIRP-
Path_loss_SUBURBAN+0.3*Rayl_fading(K)+G_rec;
P_rec_open_fading(K)=EIRP-Path_loss_OPEN+0.1*Rayl_fading(K)+G_rec;
end

```

```

%k_kai_Ts : stathera tou Boltzmann se dB syn Thermokrasia tou systhmatos se dB
%Bn : evros zwnhs thorybou se dB
%No : fasmatikh pyknothta thoryvou se dB
%N : Isxys thoryvou sto dekh se dB
%NF : eikona thorybou sto dekh se dB
%DN_rain : Afkshsh ths thermokrasia thorybou logw broxhs se dB
%N_rain : isxys thorybou ypo syntthkes broxhs se dB
%S_to_N_ratio : logos isxyos shmatos pros isxy thoryboy
%MSK_T_to_B : ginomeno diardeias enos bit Tb me to euros zwnhs B gia
diamorfws MSK

```

```

k_kai_Ts=10*log10(4*10^(-17));
Bn=10*log10(400*10^3);
No=k_kai_Ts;
NF=3;
N=No+Bn+NF;
MSK_T_to_B=0.75;

```

```

for t=1:100
    S_to_N_ratio_rain_ur(t)=P_rec_urban(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_ur(t)=S_to_N_ratio_rain_ur(t)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_rain_sub(t)=P_rec_suburban(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_sub(t)=S_to_N_ratio_rain_sub(t)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_rain_op(t)=P_rec_open(t)-N;
    Eb_to_No_ratio_rain_op(t)=S_to_N_ratio_rain_op(t)*MSK_T_to_B;
end

```

```

for K=1:max_step
    S_to_N_ratio_fading_ur(K)=P_rec_urban_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_ur(K)=S_to_N_ratio_fading_ur(K)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_fading_sub(K)=P_rec_suburban_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_sub(K)=S_to_N_ratio_fading_sub(K)*MSK_T_to_B;
    S_to_N_ratio_fading_op(K)=P_rec_open_fading(K)-N;
    Eb_to_No_ratio_fading_op(K)=S_to_N_ratio_fading_op(K)*MSK_T_to_B;
end

```

Γ.2 ΔΟΥΦΟΡΙΚΗ ΚΙΝΗΤΗ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑ

Γ.2.1 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης

```

%ypologismos apwleiewn eleftherou xwrou%

```

```

%fc : syxnohtes se GHz%
%d1 : mhkos slant path se km%
%RE : aktina ths ghs se km%
%H : ypsos troxias doryforou se km%
%th: gewgrafiko platos%
%fe : gewgrafiko mhkos%
%E : gwnia anypswshs%
%F_S_L : apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths syxnohtas kai ths apostashs%
%FSL: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths apostashs gia mia epilegmenh
syxnohtta%
%fs : gewgrafiko mhkos ixnous doryforou%

```

```

c=3*10^8;
RE=6378;
H=780;
fs1=18*pi/180;
fc=1.616*10^9;
lc=c/fc;

```

```

    for i=1:100
        th(i)=i*pi/180;
        fe(i)=23.43*pi/180;
        E1(i)=atan((RE+H-RE*cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs1)))/(RE*sin(acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-fs1))))))-acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs1)));
        E1(i)=abs(E1(i));
        d1(i)=sqrt((RE+H)^2+RE^2-
2*RE*(RE+H)*sin(abs(E1(i))+asin((RE*cos(abs(E1(i)))/(RE+H)))));
        d2(i)=d1(i)*10^3;
        FSL_up(i)=20*log10((4*pi*d2(i))/lc)
    end

```

```

fs2=23*pi/180;

```

```

    for i=1:100
        th(i)=i*pi/180;
        fe(i)=21.51*pi/180;
        E2(i)=atan((RE+H-RE*cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs2)))/(RE*sin(acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-fs2))))))-acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs2)));
        E2(i)=abs(E2(i));
        d3(i)=sqrt((RE+H)^2+RE^2-
2*RE*(RE+H)*sin(abs(E2(i))+asin((RE*cos(abs(E2(i)))/(RE+H)))));
        d4(i)=d3(i)*10^3;
        FSL_down(i)=20*log10((4*pi*d4(i))/lc);
    end

```

```

%ypologismos tw n aposbesewn logw broxhs%

%ypologismos tw n aposbesewn logw broxhs%
%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=2GHz(DOWNLINK)
k_h(1)=0.000154;
a_h(1)=0.963;
k_v(1)=0.000138;
a_v(1)=0.923;

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=2GHz(UPLINK)
k_h(2)=0.000154;
a_h(2)=0.963;
k_v(2)=0.000138;
a_v(2)=0.923;

%gwnia sxetikh me thn polwsh ( 0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth
antistoixa)%
t=pi/2;
%ypologismos tw n k, a tou specific rain attenuation gia downlink kai uplink%
for i=1:100
    k_down(i)=(k_h(2)+k_v(2)+(k_h(2)-k_v(2))*(cos(E2(i)))^2*cos(2*t))/2;
    a_down(i)=(k_h(2)*a_h(2)+k_v(2)*a_v(2)+(k_h(2)*a_h(2)-
k_v(2)*a_v(2))*(cos(E2(i)))^2*cos(2*t))/(2*k_down(i));
    k_up(i)=(k_h(1)+k_v(1)+(k_h(1)-k_v(1))*(cos(E1(i)))^2*cos(2*t))/2;
    a_up(i)=(k_h(1)*a_h(1)+k_v(1)*a_v(1)+(k_h(1)*a_h(1)-
k_v(1)*a_v(1))*(cos(E1(i)))^2*cos(2*t))/(2*k_up(i));
end

%Rain attenuation gia uplink%

Ho=0;
H=5;
ro=8500;
%Rain attenuation for uplink%
for i=1:100
    RR_p=22;
    d=3.8-0.6*log(RR_p);
    x=2.3*RR_p^(-0.17);
    n=0.026-0.03*log(RR_p);
    u=log(x*exp(n*d))/d;
    psi(i)=asin((cos(E1(i))/(ro+H)))*(-
(ro+Ho)*sin(E1(i))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E1(i)))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2)));

    if E1(i)>=10*pi/180

        D(i)=(H-Ho)/tan(E1(i));
        L(i)=D(i)/cos(E1(i));
    end
end

```

```

else

    D(i)=(ro+Ho)*psi(i);
    L(i)=-(ro+Ho)*sin(E1(i))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E1(i)))^2+2*ro*(H-
Ho)+H^2-Ho^2);

end

if D<=d

    A_up(i)=(k_up(i)*(RR_p^a_up(i))*L(i)/D(i))*((exp(u*a_up(i)*D(i))-
1)/(u*a_up(i)));
    else
        A_up(i)=(k_up(i)*(RR_p^a_up(i))*L(i)/D(i))*(((exp(u*a_up(i)*D(i))-
1)/(u*a_up(i)))-
((x^a_up(i)*exp(n*a_up(i)*d))/(n*a_up(i)))+((x^a_up(i)*exp(n*a_up(i)*D(i)))/(n*a_
up(i))));
    end
end

%Rain attenuation for downlink%
for i=1:100
    RR_p=4;
    d=3.8-0.6*log(RR_p);
    x=2.3*RR_p^(-0.17);
    n=0.026-0.03*log(RR_p);
    u=log(x*exp(n*d))/d;
    psi(i)=asin((cos(E2(i))/(ro+H))*(-
(ro+Ho)*sin(E2(i))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E2(i)))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2)));

    if E2(i)>=10*pi/180

        D(i)=(H-Ho)/tan(E2(i));
        L(i)=D(i)/cos(E2(i));

    else

        D(i)=(ro+Ho)*psi(i);
        L(i)=-(ro+Ho)*sin(E1(i))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E1(i)))^2+2*ro*(H-
Ho)+H^2-Ho^2);

    end

    if D<=d

```

```

        A_down(i)=(k_down(i)*(RR_p^a_down(i))*L(i)/D(i))*((exp(u*a_down(i)*D(
i))-1)/(u*a_down(i)));
        else

            A_down(i)=(k_down(i)*(RR_p^a_down(i))*L(i)/D(i))*(((exp(u*a_down(i)*D
(i))-1)/(u*a_down(i)))-
            ((x^a_down(i)*exp(n*a_down(i)*d))/(n*a_down(i)))+(x^a_down(i)*exp(n*a_down(i)
)*D(i))/(n*a_down(i)));
            end
        end

    for i=1:100
        Deiktes(i)=i;
    end
    imax=i;

    lamda=poissfit(Deiktes);

    for t=1:100
        Loops(t)=t;
        random_number=poissrnd(lamda);
        while (random_number==0)|(random_number>imax)
            random_number=poissrnd(lamda);
        end
        Rain_att_up(t)=A_up(random_number);
        Path_loss_up(t)=FSL_up(random_number)+Rain_att_up(t);
    end

    for t=1:100
        Loops(t)=t;
        random_number=poissrnd(lamda);
        while (random_number==0)|(random_number>imax)
            random_number=poissrnd(lamda);
        end
        Rain_att_down(t)=A_down(random_number);
        Path_loss_down(t)=FSL_down(random_number)+Rain_att_down(t);
    end

    %ypologismos tou tou logou isxyos ferousas toy shmatos pros thorybou C/N se dB
    gia doryforikh zefksh%

    %ypologismos tou power budget gia UPLINK kai DOWNLINK%

    %Rain_att : apwleies logw broxhs%
    %Beam_loss: apwleies lovou keraias doryforou%
    %Clear_atmospheric_loss : atmosfairikes apwleies%
    %Other_loss : alles apwleies%
    %G_to_T : logos kerdous keraias pros thrmokrasia thorybou%

```

```

%BOi : Perithorio isxyos eisodou gia doryforo%
%CIR_up : paremboses geitonikwn kanaliwn kai geitonikous doryforous%
%CIR_down :paremboses geitonikwn kanaliwn kai geitonikous doryforous%
%k : stathera tou Boltzmann se dB%
%B : evros zwnhs kanaliou %
%T_B :to ginomeno ths diarkeias enos bit Tb me to eyros zwnhs thorybou B gia ena
idaniko QPSK shma%
%C_to_N_ratio : logos isxyos ferousas pros isxy thoryboy%
%Eb_to_No_ratio : logos energieias thorybou pros pyknothta thorybou%
%CIR_up : paremboses gia uplink%
%CIR_down : paremboses gia downlink%

```

```

B=31.5*10^3;
k=228.6;
EIRP_sat=60.23;
Beam_loss_up=3;
Other_losses=3;
G_to_T_up=3;
BOi=3;
Tb_B=0.5;
Sensitivity_tel=-147.9
CIR_up=25.38;
CIR_down=22;

```

```

EIRP_s=10*log10(1400);
Beam_loss_down=2;
BOo=0.3;
G_to_T_down=12;

```

```

for t=1:100

```

```

    P_rec_tel(t)=EIRP_s-Path_loss_down(t)-Beam_loss_down-Other_losses-
    BOo;
    C_to_N_ratio_up(t)=EIRP_sat-Path_loss_up(t)+G_to_T_up-Beam_loss_up-
    Other_losses-BOi+k-10*log10(B);
    C_to_N_up(t)=1/(1/C_to_N_ratio_up(t)+1/CIR_up);
    Eb_to_No_ratio_up(t)=Tb_B*C_to_N_up(t);
    C_to_N_ratio_down(t)=EIRP_s-Path_loss_down(t)+G_to_T_down-
    Beam_loss_down-Other_losses-BOo+k-10*log10(B);
    C_to_N_down(t)=1/(1/C_to_N_ratio_down(t)+1/CIR_down);
    Eb_to_N_ratio_down(t)=Tb_B*C_to_N_down(t);

```

```

end

```

```

%Ricean fading gia DOWNLINK kai UPLINK%

```

```

N=40; % number of paths
fc=1.616*10^9; %carrier frequency

```

```

wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval
psi=pi/3; %angle of the direct path
theta= pi/3; %path angle (LOS)
mean_power=10; % power of the direct signal

for step=1:50
    T(step)=interval*step; % time steps
    for i=2:N
        th(1)=theta; %path angle (LOS)
        th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle (NLOS)
        wd(1)=wc*(v/c)*cos(psi);% shift (LOS)
        wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift (NLOS)
        a(1)=sqrt(mean_power); % amplitude (LOS)
        a(i)=weibrnd(1,2); % amplitude (NLOS)
        si(1,step)=a(1)*cos(wc*T(step)+wd(1)*T(step));
        si(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
        ss(1,step)=si(1,step);
        ss(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
        II(1,step)=a(1)*cos(wd(1)*T(step));% signal's inphase component (LOS)
        II(i,step)=a(i)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component (NLOS)
        QQ(1,step)=a(1)*sin(wd(1)*T(step));% signal's quadrate component (LOS)
        QQ(i,step)=a(i)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component (NLOS)
    end
    s(step)=ss(40,step); %total signal
    I(step)=II(40,step); %total signal's inphase componenet
    Q(step)=QQ(40,step); % total signal's quadrate component
    R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
    P(step)=R(step)^2; % power
    Rice_fading(step)=10*log(P(step));
end

```

```

for K=1:50

    P_rec_tel_polh(K)=EIRP_s-Path_loss_down(b)+0.45*Rice_fading(K)-
    Beam_loss_down-Other_losses-BOo;
    C_to_N_ratio_up_polh(K)=EIRP_sat+0.45*Rice_fading(K)+G_to_T_up-
    Beam_loss_up-Other_losses-BOi+k-10*log10(B);
    C_to_N_up_polh(K)=1/(1/C_to_N_ratio_up(K)+1/CIR_up);
    Eb_to_No_ratio_up_polh(K)=Tb_B*C_to_N_up(K);
    C_to_N_ratio_down_polh(K)=EIRP_s-Path_loss_down(b)+G_to_T_down-
    Beam_loss_down-BOo+k-10*log10(B)+0.45*Rice_fading(K)-Other_losses;
    C_to_N_down_polh(K)=1/(1/C_to_N_ratio_down_polh(K)+1/CIR_down);
    Eb_to_N_ratio_down_polh(K)=Tb_B*C_to_N_down_polh(K);

end

```

Γ.2.2 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης

```
%ypologismos apwleiewn eleftherou xwrou%

%c : taxythta tou fwto
%fc : syxnohtes se GHz
%d1 : mhkos slant path se km
%RE : aktina ths ghs se km
%H : ypsos troxias doryforou se km
%th: gewgrafiko platos
%fe : gewgrafiko mhkos
%E : gwnia anypswshs
%F_S_L : apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths syxnohtas kai ths apostashs
%FSL: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths apostashs gia mia epilegmenh
syxnohtta
%fs : gewgrafiko mhkos ixnous doryforou

c=3*10^8;
RE=6378;
H=780;
fs=18*pi/180;
th(1)=37.58*pi/180;
th(2)=64.09*pi/180;
fe(1)=23.43*pi/180;
fe(2)=21.51*pi/180;
fs(1)=18*pi/180;
fs(2)=23*pi/180;

fc=1.616*10^9;
lc=c/fc;

for i=1:2
    E(i)=atan((RE+H-RE*cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs(i))))/(RE*sin(acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-fs(i))))))-acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs(i)))));
    E(i)=abs(E(i));
    d1(i)=sqrt((RE+H)^2+RE^2-
2*RE*(RE+H)*sin(abs(E(i))+asin((RE*cos(abs(E(i))))/(RE+H))));
    d2(i)=d1(i)*10^3;
    F_S_L(i)=20*log10((4*pi*d2(i))/lc);
end

% F : deikths tou pinaka syxnohtwn fc pou antistoixei sth syxnohtta leitourgias pou
epilegw gia to sygekrimeno problhma%

up=1;down=2;
FSL_up=F_S_L(up);
FSL_down=F_S_L(down);
```

```

%ypologismos tw n aposbesewn logw broxhs
%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=2GHz(DOWNLINK)
k_h(1)=0.000154;
a_h(1)=0.963;
k_v(1)=0.000138;
a_v(1)=0.923;

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=2GHz(UPLINK)
k_h(2)=0.000154;
a_h(2)=0.963;
k_v(2)=0.000138;
a_v(2)=0.923;

%gwnia sxetik h me thn polwsh ( 0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth
antistoixa)%
t=pi/2;
%ypologismos tw n k, a tou specific rain attenuation gia downlink kai uplink%
k_down=(k_h(2)+k_v(2)+(k_h(2)-k_v(2))*(cos(E(2)))^2*cos(2*t))/2;
a_down=(k_h(2)*a_h(2)+k_v(2)*a_v(2)+(k_h(2)*a_h(2)-
k_v(2)*a_v(2))*(cos(E(2)))^2*cos(2*t))/(2*k_down);
k_up=(k_h(1)+k_v(1)+(k_h(1)-k_v(1))*(cos(E(1)))^2*cos(2*t))/2;
a_up=(k_h(1)*a_h(1)+k_v(1)*a_v(1)+(k_h(1)*a_h(1)-
k_v(1)*a_v(1))*(cos(E(1)))^2*cos(2*t))/(2*k_up);

%Rain attenuation for UPLINK
%rythmos broxoptwshs gia 99.99% diathesimothta zeyksewn sthn Ellada

Ho=0;
H=5;
ro=8500;

for i=1:30
    RR_p(i)=5*i;
    d(i)=3.8-0.6*log(RR_p(i));
    x(i)=2.3*RR_p(i)^(-0.17);
    n(i)=0.026-0.03*log(RR_p(i));
    u(i)=log(x(i)*exp(n(i)*d(i)))/d(i);
    psi=asin((cos(E(1)))/(ro+H))*(-
(ro+Ho)*sin(E(1))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E(1)))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2)));

    if E(1)>=10*pi/180

        D1=(H-Ho)/tan(E(1));
        L1=D/cos(E(1));

    else

```

```

        D1=(ro+Ho)*psi;
        L1=-(ro+Ho)*sin(E(1))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E(1)))^2+2*ro*(H-
Ho)+H^2-Ho^2);

    end

    if D1<=d

        A_up(i)=(k_up*(RR_p(i)^a_up)*L1/D1)*((exp(u(i)*a_up*D1)-
1)/(u(i)*a_up));
    else
        A_up(i)=(k_up*(RR_p(i)^a_up)*L1/D1)*((exp(u(i)*a_up*D1)-
1)/(u(i)*a_up)-
(((x(i)^a_up)*exp(n(i)*a_up*d(i)))/(n(i)*a_up))+((x(i)^a_up*exp(n(i)*a_up*D1))/(n(i)
)*a_up)));
    end
end

%Rain attenuation gia DOWNLINK

Ho=0;
H=5;
ro=8500;

for i=1:30
    RR_p(i)=5*i;
    d(i)=3.8-0.6*log(RR_p(i));
    x(i)=2.3*RR_p(i)^(-0.17);
    n(i)=0.026-0.03*log(RR_p(i));
    u(i)=log(x(i)*exp(n(i)*d(i)))/d(i);
    psi=asin((cos(E(2))/(ro+H))*(-
(ro+Ho)*sin(E(2))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E(2)))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2)));

    if E(2)>=10*pi/180

        D=(H-Ho)/tan(E(2));
        L=D/cos(E(2));

    else

        D=(ro+Ho)*psi;
        L=-(ro+Ho)*sin(E(2))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E(2)))^2+2*ro*(H-
Ho)+H^2-Ho^2);

    end

    if D<=d

```

```

        A_down(i)=(k_down*(RR_p(i)^a_down)*L/D)*((exp(u(i)*a_down*D)-
1)/(u(i)*a_down));
        else

            A_down(i)=(k_down*(RR_p(i)^a_down)*L/D)*((exp(u(i)*a_down*D)-
1)/(u(i)*a_down)-
(((x(i)^a_down)*exp(n(i)*a_down*d(i)))/(n(i)*a_down))+((x(i)^a_down*exp(n(i)*a_
down*D))/(n(i)*a_down)));
            end
        end

%dhmioyrgia monadiastatou dianysmatos me 30 times apo 1 ews 30

for i=1:30
    Deiktes(i)=i;
end
imax=i;

lamda=poissfit(Deiktes);

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att_up(t)=A_up(random_number);
    Path_loss_up(t)=FSL_up+Rain_att_up(t);
end

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att_down(t)=A_down(random_number);
    Path_loss_down(t)=FSL_down+Rain_att_down(t);
end

%ypologismos tou tou logou isxyos ferousas toy shmatos pros thorybou C/N se dB
gia doryforikh zefksh

%ypologismos tou power budget gia UPLINK kai DOWNLINK

%Rain_att : apwleies logw broxhs%

```

```

%Beam_loss: apwleies lovou keraias doryforou%
%Clear_atmospheric_loss : atmosfairikes apwleies%
%Other_losses : alles apwleies%
%G_to_T : logos kerdous keraias pros thrmokrasia thorybou%
%BOi : Perithorio isxyos eisodou gia doryforo%
%CIR_up : paremboses geitonikwn kanaliwn kai geitonikous doryforous%
%CIR_down :paremboses geitonikwn kanaliwn kai geitonikous doryforous%
%k : stathera tou Boltzmann se dB%
%B : evros zwnhs kanaliou %
%T_B :to ginomeno ths diarkeias enos bit Tb me to eyros zwnhs thorybou B gia ena
idaniko QPSK shma%
%C_to_N_ratio : logos isxyos ferousas pros isxy thoryboy%
%Eb_to_No_ratio : logos energieias thorybou pros pyknothta thorybou%
%CIR_up : paremboses gia uplink%
%CIR_down : paremboses gia downlink%

```

```

B=31.5*10^3;
k=228.6;
EIRP_sat=60.23;
Beam_loss_up=3;
Other_losses=3;
G_to_T_up=3;
BOi=3;
Tb_B=0.5;
Sensitivity_tel=-147.9;
CIR_up=25.38;
CIR_down=22;

```

```

EIRP_s=10*log10(1400);
Beam_loss_down=2;
BOo=0.3;
G_to_T_down=12;

```

```

for t=1:100

```

```

    P_rec_tel(t)=EIRP_s-Path_loss_down(t)-Beam_loss_down-Other_losses-
    BOo;
    C_to_N_ratio_up(t)=EIRP_sat-Path_loss_up(t)+G_to_T_up-Beam_loss_up-
    Other_losses-BOi+k-10*log10(B);
    C_to_N_up(t)=1/(1/C_to_N_ratio_up(t)+1/CIR_up);
    Eb_to_No_ratio_up(t)=Tb_B*C_to_N_up(t);
    C_to_N_ratio_down(t)=EIRP_s-Path_loss_down(t)+G_to_T_down-
    Beam_loss_down-Other_losses-BOo+k-10*log10(B);
    C_to_N_down(t)=1/(1/C_to_N_ratio_down(t)+1/CIR_down);
    Eb_to_N_ratio_down(t)=Tb_B*C_to_N_down(t);

```

```

end

```

```

%Ricean fading gia DOWNLINK kai UPLINK%

N=40; % number of paths
fc=1.616*10^9; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval
psi=pi/3; %angle of the direct path
theta= pi/3; %path angle (LOS)
mean_power=10; % power of the direct signal

for step=1:50
    T(step)=interval*step; % time steps
    for i=2:N
        th(1)=theta; %path angle (LOS)
        th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle (NLOS)
        wd(1)=wc*(v/c)*cos(psi);% shift (LOS)
        wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift (NLOS)
        a(1)=sqrt(mean_power); % amplitude (LOS)
        a(i)=weibrnd(1,2); % amplitude (NLOS)
        si(1,step)=a(1)*cos(wc*T(step)+wd(1)*T(step));
        si(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
        ss(1,step)=si(1,step);
        ss(i,step)=a(i)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
        II(1,step)=a(1)*cos(wd(1)*T(step));% signal's inphase component (LOS)
        II(i,step)=a(i)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component (NLOS)
        QQ(1,step)=a(1)*sin(wd(1)*T(step));% signal's quadrate component (LOS)
        QQ(i,step)=a(i)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component (NLOS)
    end
    s(step)=ss(40,step); %total signal
    I(step)=II(40,step); %total signal's inphase componenet
    Q(step)=QQ(40,step); % total signal's quadrate component
    R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
    P(step)=R(step)^2; % power
    Rice_fading(step)=10*log(P(step));
end

for K=1:50

    P_rec_tel_polh(K)=EIRP_s-Path_loss_down(b)+0.6*Rice_fading(K)-
    Beam_loss_down-Other_losses-BOo;
    C_to_N_ratio_up_polh(K)=EIRP_sat+0.6*Rice_fading(K)+G_to_T_up-
    Beam_loss_up-Other_losses-BOi+k-10*log10(B);
    C_to_N_up_polh(K)=1/(1/C_to_N_ratio_up(K)+1/CIR_up);
    Eb_to_No_ratio_up_polh(K)=Tb_B*C_to_N_up(K);
    C_to_N_ratio_down_polh(K)=EIRP_s-Path_loss_down(b)+G_to_T_down-
    Beam_loss_down-BOo+k-10*log10(B)+Rice_fading(K)-Other_losses;
    C_to_N_down_polh(K)=1/(1/C_to_N_ratio_down_polh(K)+1/CIR_down);
    Eb_to_No_ratio_down_polh(K)=Tb_B*C_to_N_down_polh(K);

```

end

Γ.3 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΤΗΛΕΟΠΤΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ

Γ.3.1 Μετάδοση επίγειων τηλεοπτικών σημάτων

Γ.3.1.1 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης

```
%ypologismos apwleiewn eleftherou xwrou

%fc : syxnohtes se Hz
%d1 : mhkos odeyshs
%F_S_L: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths syxnohtas kai ths apostashs
%FSL: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths apostashs gia mia epilegmenh
syxnohtta
%c : h taxythta tou fwtos

hte=35;
hre=0.5;
c=3*10^8;

for j=1:10
    fc(j)=j*100*10^6;
    m(j)=c/fc(j);
    for i=1:100
        d1(i)=5*i*10^3;
        F_S_L(j,i)=20*log10(4*pi*d1(i)/m(j));
    end
end

% F : deikths tou pinaka syxnohtwn fc pou antistoixei sth syxnohtta leitourgias pou
% epilegw gia to sygekrimeno problhma

F=2;
FSL=F_S_L(F,:);

%ypologismos twn aposbesewn logw broxhs

%rythmos broxoptwshs gia 99.99% diathesimothta zeyksewn sthn Ellada
RR=60;

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=1GHz
k_h=0.0000259;
a_h=0.9691;
k_v=0.0000308;
a_v=0.8592;

%gwnia anypswshs%
```

```

for i=1:91
    theta(i)=(i-1)*pi/180;
%gwnia sxetikh me thn polwsh ( 0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth
antistoixa)
    t=0;
%ypologismos tw'n k, a tou specific rain attenuation%
    k(i)=(k_h+k_v+(k_h-k_v)*(cos(theta(i)))^2*cos(2*t))/2;
    a(i)=(k_h*a_h+k_v*a_v+(k_h*a_h-
k_v*a_v)*(cos(theta(i)))^2*cos(2*t))/(2*k(i));
%ypologismos tou specific rain attenuation%
    J_specific(i)=k(i)*RR^a(i);
end

%energo mhhkos diadromhs%
d0=35*exp(-0.015*RR);

%ypologismos tou pinaka apostasewn zeykshs d, kai tou paragonta apostashs r
for j=1:100
    d(j)=0.2*j;
    r(j)=1/(1+d(j)/d0);
end

%ypologismos tou rain attenuation me parametro thn apostash zefkshs
for j=1:100
    for i=1:91
        J(j,i)=J_specific(i)*d(j)*r(j);
    end
end

%metatroph tou dydiastatoy pinaka apwleiwn logw broxhs se monodiastato synarthsei
ths gwnias anypswshs (parametros h apostash)
%pointer of distance : deikths poy dhlwnei gia poia apostash theloyme na
ypologisoume tis apwleies logw broxhs

pointer_of_distance=10;
A=J(pointer_of_distance,:);

%dhmioyrgia monadiastatou dianysmatos me 91 times apo 1 ews 91

for i=1:91
    Deiktes(i)=i;
end
imax=i;

%broxos 100 epanalhapsewn gia th dhmioyrgia grafikhs tw'n apwleiwn ths odoy
odeyshs kai tw'n apwleiwn logw broxhs synarthsei tou arithmou epanalhapsewn

lamda=poissfit(Deiktes);

for t=1:100

```

```

    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att(t)=A(random_number);
    Path_loss(t)=FSL(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
end

```

```

% epilegw treis times tou Pathloss
Med_Path_loss_1=Path_loss(100);
Med_Path_loss_2=Path_loss(99);
Med_Path_loss_3=Path_loss(98);
Med_Path_loss_4=Path_loss(97);

```

```

N=40; % number of paths
fc=500*10^6; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
c=300*10^3; %light speed
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval

```

```

for K=1:50
    for step=1:50
        T(step)=interval*step; % time steps
        for i=2:N
            ss(1,step)=0;
            th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle
            wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift
            fd(i)=wd(i)/(2*pi); %Doppler shift
            a(1)=raylrnd(5);
            for M=2:5 % reflections
                b=raylrnd(0.3);
                a(M)=b*a(M-1);% amplitude
            end
            si(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
            ss(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
            II(i,step)=a(M)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component
            QQ(i,step)=a(M)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component
        end
        s(step)=ss(40,step); %total signal
        I(step)=II(40,step); %total signal's inphase componenet
        Q(step)=QQ(40,step); % total signal's quadrate component
        R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
    end
    P_mean(K)=mean(R(step)^2); %mean power
    Shadowing(K)=10*log(P_mean(K));
end

```

```

    ss=0;s=0;
end

%ypologismos tou Link_margin se dB
%P_tr : isxys pobou
%G_tr : kerdos keraias ekpobhs
%a : aposbesh omoaksonikou kalwdiou(dB/m)
%L_cable : apwleies omoaksonikou kalwdiou
%EIRP : energos aktinoboloumenh isxys
%P_rec : katofli evaisthhsias dektu
%G_rec : kerdos keraias lhpshts
%Rain_att : apwleies logw broxhs

P_tr=10*log10(20*10^3);
G_tr=10;
a=0.2;
L_cable=a*15;
EIRP=P_tr+G_tr-L_cable;
%ta -30 dBm evaisthhsia dektu antistoixoun se -60dB
Sensitivity=-40;
G_rec=6;
REC=G_rec-L_cable;

for K=1:50
    P_rec1(K)=EIRP-Med_Path_loss_1+0.1*Shadowing(K)+REC;
    P_rec2(K)=EIRP-Med_Path_loss_2+0.1*Shadowing(K)+REC;
    P_rec3(K)=EIRP-Med_Path_loss_3+0.1*Shadowing(K)+REC;
    P_rec4(K)=EIRP-Med_Path_loss_4+0.1*Shadowing(K)+REC;
end

```

Γ.3.1.2 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης

```

%ypologismos apwleiewn eleftherou xwrou

%fc : syxnohtes se Hz
%d1 : mhkos odeyshts
%F_S_L: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths syxnohtas kai ths apostashs
%FSL: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths apostashs gia mia epilegmenh
syxnohtta
%c : h taxythta tou fwts

c=3*10^8;

for j=1:10
    fc(j)=j*100*10^6;
    m(j)=c/fc(j);
    for i=1:100
        d1(i)=0.5*i*10^3;
        F_S_L(j,i)=20*log10(4*pi*d1(i)/m(j));
    end
end

```

```

end
end

% F : deikths tou pinaka syxnothtw n fc pou antistoixei sth syxnothta leitourgias pou
epilegw gia to sygekrimeno problhma%
F=2;
FSL=F_S_L(F,:);

%ypologismos tw n aposbesewn logw broxhs

%rythmos broxoptwshs gia 99.99% diathesimothta zeyksewn sthn Ellada
for i=1:30
    RR(i)=5*i;
end

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=200MHz
k_h=2*0.00000259;
a_h=2*0.09691;
k_v=2*0.00000308;
a_v=2*0.08592;

%gwnia anypswshs%
theta=pi/4;

%gwnia sxetikh me thn polwsh ( 0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth
antistoixa)
t=0;

%ypologismos tw n k, a tou specific rain attenuation, kai tou energou mhkous
diadromhs%
k=(k_h+k_v+(k_h-k_v)*(cos(theta))^2*cos(2*t))/2;
a=(k_h*a_h+k_v*a_v+(k_h*a_h-k_v*a_v)*(cos(theta))^2*cos(2*t))/(2*k);
%ypologismos tou specific rain attenuation%
for i=1:30
    J_specific(i)=k*RR(i)^a;
    d0(i)=35*exp(-0.015*RR(i));
end

%ypologismos tou pinaka apostasewn zeykshs d, kai tou paragonta apostashs r
for j=1:100
    for i=1:30
        d(j)=0.5*j;
        r(j,i)=1/(1+d(j)/d0(i));
    end
end

%ypologismos tou rain attenuation me parametro thn apostash zefkshs
for j=1:100

```

```

        for i=1:30
            J(j,i)=J_specific(i)*d(j)*r(j,i);
        end
    end
end

%metatroph tou dydiastatoy pinaka apwleiwn logw broxhs se monodiastato synarthsei
%tou rythmoy broxoptwshs (parametros h apostash)
%pointer of distance : deikths poy dhlwnei gia poia apostash theloyme na
ypologisoume tis apwleies logw broxhs

pointer_of_distance=100;
A=J(pointer_of_distance,:);

%dhmioyrgia monadiastatou dianysmatos me 30 times apo 1 ews 30

for i=1:30
    Deiktes(i)=i;
end
imax=i;

%broxos 100 epanalhpsewn gia th dhmioyrgia grafikhs tw n apwleiwn ths odoy
odeyshs kai tw n apwleiwn logw broxhs synarthsei tou arithmou epanalhpsewn

lamda=poissfit(Deiktes);

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att(t)=A(random_number);
    Path_loss(t)=FSL(pointer_of_distance)+Rain_att(t);
end

% epilegw treis times tou Pathloss
Med_Path_loss_1=Path_loss(100);
Med_Path_loss_2=Path_loss(99);
Med_Path_loss_3=Path_loss(98);
Med_Path_loss_4=Path_loss(97);

N=40; % number of paths
fc=200*10^6; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
c=300*10^3; %light speed
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval

```

```

for K=1:50
    for step=1:50
        T(step)=interval*step; % time steps
        for i=2:N
            ss(1,step)=0;
            th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle
            wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift
            fd(i)=wd(i)/(2*pi); %Doppler shift
            a(1)=raylrnd(5);
            for M=2:5 % reflections
                b=raylrnd(0.3);
                a(M)=b*a(M-1);% amplitude
            end
            si(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
            ss(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
            II(i,step)=a(M)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component
            QQ(i,step)=a(M)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component
        end
        s(step)=ss(40,step); %total signal
        I(step)=II(40,step); %total signal's inphase componenet
        Q(step)=QQ(40,step); % total signal's quadrate component
        R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
    end
    P_mean(K)=mean(R(step)^2); %mean power
    Shadowing(K)=10*log(P_mean(K));
    ss=0;s=0;
end

%ypologismos tou Link_margin se dB
%P_tr : isxys pobou
%G_tr : kerdos keraias ekpobhs
%a : aposbesh omoaksonikou kalwdiou(dB/m)
%L_cable : apwleies omoaksonikou kalwdiou
%EIRP : energos aktinoboloumenh isxys
%P_rec : katofli evaisthhsias dekth
%G_rec : kerdos keraias lhpshts
%Rain_att : apwleies logw broxhs

P_tr=10*log10(20*10^3);
G_tr=10;
a=0.1;
L_cable=a*15;
EIRP=P_tr+G_tr-L_cable;
%ta -90 dBm evaisthhsia dekth antistoixoun se -120dB
Sensitivity=-120;
G_rec=6;
REC=G_rec-L_cable;
Kmax=50;
k=-228.6;
B=10*log10(6*10^6);

```

```

Ts=10*log10(150);
N=k+Ts+B;

for K=1:Kmax
    P_rec1(K)=EIRP-Med_Path_loss_1+0.1*Shadowing(K)+REC;
    P_rec2(K)=EIRP-Med_Path_loss_2+0.1*Shadowing(K)+REC;
    P_rec3(K)=EIRP-Med_Path_loss_3+0.1*Shadowing(K)+REC;
    P_rec4(K)=EIRP-Med_Path_loss_4+0.1*Shadowing(K)+REC;
    S_to_N(K)=P_rec1(K)-N
end

P_rec_rain=EIRP-Path_loss+0.1*Shadowing(Kmax)+REC;
S_to_N=P_rec_rain-N;

```

Γ.3.2 Μετάδοση δορυφορικών τηλεοπτικών σημάτων

Γ.3.2.1 Κώδικας με παράμετρο τη γωνία ανύψωσης

```

%ypologismos apwleiewn eleftherou xwrou%

%fc : syxnohtes se Hz
%d1 : mhkos odeyshs
%F_S_L: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths syxnohtas kai ths apostashs
%FSL: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths apostashs gia mia epilegmenh
syxnohta
%c : h taxythta tou fwto

c=3*10^8;
fc_down=4*10^9;
lc_down=c/fc_down;
RE=6378;
H=35786;
th(1)=37.58*pi/180;
fe(1)=23.43*pi/180;
fs1=18*pi/180;

for i=1:100
    th(i)=i*pi/180;
    fe(i)=23.43*pi/180;
    E1(i)=atan((RE+H-RE*cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs1)))/(RE*sin(acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-fs1))))))-acos(cos(th(i))*cos(abs(fe(i)-
fs1)));
    E1(i)=abs(E1(i));
    d1(i)=sqrt((RE+H)^2+RE^2-
2*RE*(RE+H)*sin(abs(E1(i))+asin((RE*cos(abs(E1(i))))/(RE+H))));
    d2(i)=d1(i)*10^3;
    FSL_down(i)=20*log10((4*pi*d2(i))/lc_up);
end

%ypologismos twn aposbesewn logw broxhs

```

```

%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=11GHz(DOWNLINK)
k_h(1)=0.01772;
a_h(1)=1.2140;
k_v(1)=0.01731;
a_v(1)=1.1617;

%gwnia sxetikh me thn polwsh ( 0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth
antistoixa)
t=pi/2;
%ypologismos tw'n k, a tou specific rain attenuation gia downlink
for i=1:100
    k_down(i)=(k_h(1)+k_v(1)+(k_h(1)-k_v(1))*(cos(E1(i)))^2*cos(2*t))/2;
    a_down(i)=(k_h(1)*a_h(1)+k_v(1)*a_v(1)+(k_h(1)*a_h(1)-
k_v(1)*a_v(1))*(cos(E1(i)))^2*cos(2*t))/(2*k_down(i));
end

%rythmos broxoptwshs gia 99.99% diathesimothta zeyksewn sthn Ellada

Ho=0;
H=5;
ro=8500;

%Rain attenuation for downlink
for i=1:100
    RR_p=4;
    d=3.8-0.6*log(RR_p);
    x=2.3*RR_p^(-0.17);
    n=0.026-0.03*log(RR_p);
    u=log(x*exp(n*d))/d;
    psi(i)=asin((cos(E1(i))/(ro+H))*(-
(ro+Ho)*sin(E1(i))+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E1(i)))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2)));

    if E1(i)>=10*pi/180

        D(i)=(H-Ho)/tan(E1(i));
        L(i)=D(i)/cos(E1(i));

    else

        D(i)=(ro+Ho)*psi(i);
        L(i)=sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E1(i)))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2);

    end

    if D<=d

```

```

        A_down(i)=(k_down(i)*(RR_p^a_down(i))*L(i)/D(i))*((exp(u*a_down(i)*D(
i))-1)/(u*b));
    else

```

```

        A_down(i)=(k_down(i)*(RR_p^a_down(i))*L(i)/D(i))*(((exp(u*a_down(i)*D
(i))-1)/(u*a_down(i)))-
        ((x^a_down(i)*exp(n*a_down(i)*d))/(n*a_down(i)))+((x^a_down(i)*exp(n*a_down(i)
)*L(i))/(n*a_down(i))));
    end
end

```

```

for i=1:100
    Deiktes(i)=i;
end
imax=i;

```

%broxos 100 epanalhpsewn gia th dhmioyrgia grafikhs tw n apwleiw n ths odoy
odeyshs kai tw n apwleiw n logw broxhs synarthsei tou arithmou epanalhpsewn
%Path_loss_down : apwleies gia to downlink

```

lamda=poissfit(Deiktes);

```

```

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att_down(t)=A_down(random_number);
    Path_loss_down(t)=FSL_down(random_number)+Rain_att_down(t);
end

```

```

Path_loss_DOWN=Path_loss_down(100);

```

%Shadowing gia DOWNLINK

```

N=40; % number of paths
fc=4000*10^6; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
c=300*10^3; %light speed
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval
Kmax=50;

```

```

for K=1:Kmax
    for step=1:50

```

```

T(step)=interval*step; % time steps
for i=2:N
    ss(1,step)=0;
    th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle
    wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift
    fd(i)=wd(i)/(2*pi); %Doppler shift
    a(1)=raylrnd(5);
    for M=2:5 % reflections
        b=raylrnd(0.3);
        a(M)=b*a(M-1);% amplitude
    end
    si(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
    ss(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
    II(i,step)=a(M)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component
    QQ(i,step)=a(M)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component
end
s(step)=ss(40,step); %total signal
I(step)=II(40,step); %total signal's inphase componenet
Q(step)=QQ(40,step); % total signal's quadrate component
R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
end
P_mean(K)=mean(R(step)^2); %mean power
Shadowing_down(K)=10*log(P_mean(K));
ss=0;s=0;
end

%ypologismos tou tou logou isxyos ferousas toy shmatos pros thorybo C/N se dB gia
doryforikh zefksh

%ypologismos tou downlink power budget

%P_tr : isxys pobou toy doryforou
%G_tr : kerdos keraias ekpobhs tou doryforou
%a : aposbesh omoaksoniko kalwdiou(dB/m)
%L_cable : apwleies omoaksonikou kalwdiou
%EIRP : energos aktinoboloumenh isxys
%P_rec : isxys lhpshts sto dektth
%G_rec : kerdos keraias statmou lhpshts
%Rain_att : apwleies logw broxhs
%Beam_loss: apwleies lovou keraias doryforou
%Clear_atmospheric_loss : atmosfairikes apwleies
%Other_loss : alles apwleies

EIRP=53;
Sensitivity=-158;
G_rec=49.7;
Beam_loss=3;
Clear_atmospheric_loss=0.2;

```

```

Other_loss=0.5;

for K=1:Kmax
    P_rec_shadowing(K)=EIRP-Path_loss_DOWN-0.1*Shadowing_down(K)-
    Beam_loss-Clear_atmospheric_loss-Other_loss+G_rec;
end

for t=1:100
    P_rec_rain(t)=EIRP-Path_loss_down(t)-0.1*Shadowing_down(Kmax)-
    Beam_loss-Clear_atmospheric_loss-Other_loss+G_rec;
end

%ypologismos tou downlink noise power budget ypo synthhkes broxhs

%k : stathera tou Boltzmann se dB
%Ts : Thermokrasia tou systhmatos se dB
%Bn : evros zwnhs thorybou se dB
%No : fasmatikh pyknothta thoryvou se dB
%N : Isxys thoryvou sto dektiki se dB
%DN_rain : Afkshsh ths thermokrasia thorybou logw broxhs se dB
%N_rain : isxys thorybou ypo synthhkes broxhs se dB
%C_to_N_ratio : logos isxyos ferousas pros isxy thorybou
%Bit_rate : rythmos metadoshs se bps

k=-228.6;
Ts=18.8;
Bn=74.3;
No=k+Ts;
DN_rain=2.3;
N=k+Ts+Bn;
N_rain=N+DN_rain;

for K=1:Kmax
    C_to_N_ratio(K)=P_rec_shadowing(K)-N_rain;
end

for t=1:100
    C_to_N_ratio_rain(t)=P_rec_rain(t)-N_rain;
end

```

Γ.3.2.2 Κώδικας με παράμετρο το ρυθμό βροχόπτωσης

```

%ypologismos apwleiewn eleftherou xwrou

%fc : syxnothtes se Hz
%d1 : mhkos odeyshs
%F_S_L: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths syxnothtas kai ths apostashs
%FSL: apwleies eleytherou xwroy synarthsei ths apostashs gia mia epilegmenh
syxnothta

```

```
%c : h taxythta tou fwts
```

```
c=3*10^8;
fc_down=11*10^9;
lc_down=c/fc_down;
RE=6378;
H=35786;
th=37.58*pi/180;
fe=23.43*pi/180;
fs=18*pi/180;

E=atan((RE+H-RE*cos(th)*cos(abs(fe-fs)))/(RE*sin(acos(cos(th)*cos(abs(fe-fs)))))-
acos(cos(th)*cos(abs(fe-fs))));
E=abs(E);
d1=sqrt((RE+H)^2+RE^2-
2*RE*(RE+H)*sin(abs(E)+asin((RE*cos(abs(E)))/(RE+H))));
d2=d1*10^3;
FSL_down=20*log10((4*pi*d2)/lc_down);
```

```
%ypologismos tw n aposbesewn logw broxhs
%parametroi gia ta k, a tou specific rain attenuation gia f=11GHz(DOWNLINK)
k_h(1)=0.01772;
a_h(1)=1.2140;
k_v(1)=0.01731;
a_v(1)=1.1617;
```

```
%gwnia anypswshs%
theta1=pi/6;
theta2=pi/4;
theta3=pi/3;
```

```
%gwnia sxetikh me thn polwsh ( 0, pi/4, pi/2 gia orizontia, kyklikh, katheth
antistoixa)
```

```
t=pi/2;
%ypologismos tw n k, a tou specific rain attenuation gia downlink
k_down=(k_h(1)+k_v(1)+(k_h(1)-k_v(1))*(cos(E))^2*cos(2*t))/2;
a_down=(k_h(1)*a_h(1)+k_v(1)*a_v(1)+(k_h(1)*a_h(1)-
k_v(1)*a_v(1))*(cos(E))^2*cos(2*t))/(2*k_down);
```

```
%Rain attenuation gia DOWNLINK
```

```
Ho=0;
H=5;
ro=8500;
```

```
for i=1:30
```

```

RR_p(i)=5*i;
d(i)=3.8-0.6*log10(RR_p(i));
x(i)=2.3*RR_p(i)^(-0.17);
n(i)=0.026-0.03*log10(RR_p(i));
u(i)=log(x(i)*exp(n(i)*d(i)))/d(i);
psi=asin((cos(E)/(ro+H))*(-
(ro+Ho)*sin(E)+sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2)));

if E>=10*pi/180

    D=(H-Ho)/tan(E);
    L=D/cos(E);

else

    D=(ro+Ho)*psi;
    L=sqrt((ro+Ho)^2*(sin(E))^2+2*ro*(H-Ho)+H^2-Ho^2);

end

if D<=d

    A_down(i)=(k_down*(RR_p(i)^a_down)*L/D)*((exp(u(i)*a_down*D)-
1)/(u(i)*a_down));
    else

    A_down(i)=(k_down*(RR_p(i)^a_down)*L/D)*(((exp(u(i)*a_down*D)-
1)/(u(i)*a_down))-
((x(i)^a_down*exp(n(i)*a_down*d(i)))/(n(i)*a_down))+((x(i)^a_down*exp(n(i)*a_down*L))/(n(i)*a_down)));
    end
end

%dhmioyrgia monadiastatou dianysmatos me 30 times apo 1 ews 30

for i=1:30
    Deiktes(i)=i;
end
imax=i;

%broxos 100 epanalhpsewn gia th dhmioyrgia grafikhs tw n apwleiwn ths odoy
odeyshs kai tw n apwleiwn logw broxhs synarthsei tou arithmou epanalhpsewn
%Path_loss_down : apwleies gia to downlink

lamda=poissfit(Deiktes);

```

```

for t=1:100
    Loops(t)=t;
    random_number=poissrnd(lamda);
    while (random_number==0)|(random_number>imax)
        random_number=poissrnd(lamda);
    end
    Rain_att_down(t)=A_down(random_number);
    Path_loss_down(t)=FSL_down+Rain_att_down(t);
end

Path_loss_DOWN=Path_loss_down(100);

N=40; % number of paths
fc=11000*10^6; %carrier frequency
wc=2*pi*fc;
v=30/3600; %receiver speed [km/h]
c=300*10^3; %light speed
lamda=c/fc; %wavelength
interval=1250*lamda/c; %time interval
Kmax=50;

for K=1:Kmax
    for step=1:50
        T(step)=interval*step; % time steps
        for i=2:N
            ss(1,step)=0;
            th(i)=unifrnd(0,2*pi); % path angle
            wd(i)=wc*(v/c)*cos(unifrnd(0,2*pi)); % shift
            fd(i)=wd(i)/(2*pi); %Doppler shift
            a(1)=raylrnd(5);
            for M=2:5 % reflections
                b=raylrnd(0.3);
                a(M)=b*a(M-1);% amplitude
            end
            si(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i));
            ss(i,step)=a(M)*cos(wc*T(step)+wd(i)*T(step)+th(i))+ss(i-1,step);%signal
            II(i,step)=a(M)*cos(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's inphase component
            QQ(i,step)=a(M)*sin(wd(i)*T(step)+th(i));% signal's quadrate component
        end
        s(step)=ss(40,step); %total signal
        I(step)=II(40,step); %total signal's inphase componenet
        Q(step)=QQ(40,step); % total signal's quadrate component
        R(step)=sqrt(I(step)^2+Q(step)^2); %total signal's envelope
    end
    P_mean(K)=mean(R(step)^2); %mean power
    Shadowing(K)=10*log(P_mean(K));
    ss=0;s=0;
end

```

%ypologismos tou tou logou isxyos ferousas toy shmatos pros thorybo C/N se dB gia doryforikh zefksh

%ypologismos tou downlink power budget

%P_tr : isxys pobou toy doryforou%
 %G_tr : kerdos keraias ekpobhs tou doryforou
 %a : aposbesh omoaksoniko kalwdiou(dB/m)
 %L_cable : apwleies omoaksonikou kalwdiou
 %EIRP : energos aktinoboloumenh isxys
 %P_rec : isxys lhpshts sto dekt
 %G_rec : kerdos keraias statmou lhpshts
 %Rain_att : apwleies logw broxhs
 %Beam_loss: apwleies lovou keraias doryforou
 %Clear_atmospheric_loss : atmosfairikes apwleies
 %Other_loss : alles apwleies

EIRP=53;
 Sensitivity=-158;
 G_rec=49.7;
 Beam_loss=3;
 Clear_atmospheric_loss=0.2;
 Other_loss=0.5;

for K=1:Kmax
 P_rec_shadowing(K)=EIRP-mean(Path_loss_down)+0.1*Shadowing(K)-
 Beam_loss-Clear_atmospheric_loss-Other_loss+G_rec;
end

for t=1:100
 P_rec_rain(t)=EIRP-Path_loss_down(t)+mean(0.1*Shadowing)-Beam_loss-
 Clear_atmospheric_loss-Other_loss+G_rec;
end

%ypologismos tou downlink noise power budget ypo synthhkes broxhs

%k : stathera tou Boltzmann se dB
 %Ts : Thermokrasia tou systhmatos se dB
 %Bn : evros zwnhs thorybou se dB
 %No : fasmatikh pyknothta thoryvou se dB
 %N : Isxys thoryvou sto dekt se dB
 %DN_rain : Afkshsh ths thermokrasia thorybou logw broxhs se dB
 %N_rain : isxys thorybou ypo synthhkes broxhs se dB
 %C_to_N_ratio : logos isxyos ferousas pros isxy thoryboy
 %Bit_rate : rythmos metadoshs se bps

k=-228.6;
 Ts=18.8;

```

Bn=74.3;
No=k+Ts;
DN_rain=2.3;
N=k+Ts+Bn;
N_rain=N+DN_rain;

for K=1:Kmax
    C_to_N_ratio(K)=P_rec_shadowing(K)-N_rain;
end

for t=1:100
    C_to_N_ratio_rain(t)=P_rec_rain(t)-N_rain;
end

```

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1.Ελληνική βιβλιογραφία

Κωτσόπουλος Σ., Διάδοση κυμάτων και σχεδίαση κεραιών, Παν. Πατρών, (2004)

Κωτσόπουλος Σ., Δορυφορικές και κινητές επικοινωνίες, Παν. Πατρών, (2004)

Κωτσόπουλος Σ., Συστήματα ευρείας εκπομπής, Παν. Πατρών, (2005)

Κωτσόπουλος Σ., Καραγιαννίδης Γ., Κινητή τηλεφωνία, Παπασωτηρίου, (1997)

Τζιόλας Δ., Έγχρωμη τηλεόραση (Θεωρία-βλάβες-επισκευή), Τζιόλας, 5^η έκδοση,(1996)

Χρυσικός Θεόφιλος, Διερεύνηση των παραμέτρων QoS για δίκτυα 2^{ης} και 3^{ης} γενιάς (Διπλωματική εργασία), Παν. Πατρών, (2005)

2.Ξενη βιβλιογραφία

Balanis C., Antenna theory, second edition, Wiley and Sons Ltd, (1997)

Kraus J., Fleisch D., Electromagnetics with Applications, McGraw-Hill, fifth edition, (1999)

Stremmler, Introduction to communication systems. third edition

Proakis J., Digital Communications, McGraw-Hill, McGraw-Hill, fourth edition

Lee W., Mobile cellular telecommunication systems, McGraw-Hill, (1989)

Robin, Poulin, Digital television fundamentals, McGraw-Hill, (1998)

Fibush D., A Guide to Digital Television Systems and Measurements, Tektronix, (1997)

ETSI EN 300 744 v1. 5.1 (2004-11), Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, (november 2004)

Tektronix, A Guide to MPEG Fundamentals and Protocol Analysis including DVB and ATSC, Tectronix, (1997)

Trundle E., Nevnes Guide to Television and Video Technology, Nevnes, third edition (2001)

Recommendations ITU-R BT. 601- 5, Studio encoding parameters of digital television for standard 4:3 and wide screen 16:9 aspect ratios(1995)

Addison W., Elber B., Introduction to satellite communication systems, Artech House, second edition, (1999)

Redl S., Weber M., Oliphant M., An introduction to GSM, Artech House, (1995)

Lee W., Mobile cellular telecommunication systems, McGraw-Hill, (1989)

Rappaport T., Wireless communication : principles and practice, Prentice Hall, (1996)

Well W., Understanding Cellular Radio, Artech House, (1998)

Lee W., Mobile cellular telecommunication systems, McGraw-Hill, (1989)

Bettstetter C., Voegel H., Eberspraecher J., GSM Phase 2+ General Packet Radio Service (GPRS) : Architecture, Protocol, and Air Interface, IEEE Communication Surveys (Third Quarter 1999 vol. 2 no. 3)

Scourias J., Overview of GSM : The Global System for Mobile Communication, University of Waterloo (March 1996)

- Halonen T., Romero J., Melero J., GSM, GPRS, EDGE Performance (Evolution towards 3G/UMTS), Wiley and Sons Ltd, second edition (2003)
- Gunnar Heine, GSM Networks : Protocols. Terminology and Implementation, Artech House, (1999)
- Granbohm H., Wiklung J., GPRS-General Paket Radio Service, Ericsson Review No. 2, (1999)
- Rysany P., General Packet Radio Service (GPRS), paper for *GSM data* online Journal, (September 30, 1998)
- White paper by Usha Communications Technology, GPRS : General Packet Radio Service
- Redl S., Weber M., Oliphant M., GSM and Personal Communications Handbook, Artech House, (1998)
- Eberspracher J., Voegel H., Bettstetter C., GSM : Switching, services, and Protocols, John Wiley and Sons Ltd, second edition, (2001)
- Harte L., Bowler D., Introduction to mobile Telephone Systems : 1G, 2G, 2.5G, 3G Wireless Technologies and Services, ALTHOS, (2004)
- Steele R., Lee C., Gould P., GSM, cdmaOne and 3G Systems, Wiley and Sons Ltd, (2001)
- Sauter M., Communication Systems for the Mobile Information Society, Wiley and Sons Ltd, (2006)
- Cisco Mobile Exchange Solution Guide, Overview of GSM, GPRS, UMTS
- Crane R., Propagation Handbook for Wireless Communication System design, CRC Press, (2003)
- Parsons J.D., The mobile Radio Propagation Channel, Wiley and Sons Ltd., Second edition, (2000)

Plätzold M., Mobile Fading Channels, Wiley and Sons Ltd., (2002)

Seybold J., Introduction to RF Propagation, Wiley and Sons Ltd., (2005)

Dohler M., Fundamentals of Propagation modeling, Pathloss, Shadowing and Fading, presentation for orange research development, (November 2006)

Recommendation ITU-R P. 837-4, Characteristics of precipitation for propagation modeling, (2003)

Recommendation ITU-R P. 838-3, Specific attenuation model for rain for use in prediction methods (2005)

Lempiäinen J., Manninen M., Radio Interface System Planning for GSM/GPRS/UMTS, Klumer Academic Publices, (2002)

Mishra, A. Fundamentals of Cellular Network Planning and Optimisation 2G/2.5G/3G...Evolution to 4G, Wiley and Sons Ltd, (2004)

Muller N., Wireless A to Z, McGraw-Hill, (2003)

McLarnon Barry, VHF/UHF/Microwave Radio Propagation : A Primer for Digital Experienters

Prabhu G., Shankar M., Simulation Of Flat Fading Using Matlab For Classroom Instruction, Paper by Drexel University of Philadelphia

3.Πηγές από το Διαδίκτυο

<file:///C:/E-Books/GSM&3G/symbianongprs.html>

file:///C:/E-Books/TV/TV_internet/tv.html (Sclyter P., Analog TV Broadcast Systems)

Επίσης η Wikipedia, η ελεύθερη εγκυκλοπαίδεια του διαδικτύου, χρησιμοποιήθηκε ως πηγή για πληροφορίες που αφορούν στα SECAM, NTSC, PAL, Iriridium και στις διαμορφώσεις QAM και FM.

