ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Ολοκληρωμένο Σύστημα Δορυφορικών και Επίγειων Επικοινωνιών: Ανάλυση Παρεμβολών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

των

ΔΗΜΗΤΡΑ Β. ΜΑΜΑΛΗ

ΧΑΡΙΤΙΝΗ Α. ΜΠΛΙΑΤΣΙΟΥ

Επιβλέπων : Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2010

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

Ολοκληρωμένο Σύστημα Δορυφορικών και Επίγειων Επικοινωνιών: Ανάλυση Παρεμβολών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

των

ΔΗΜΗΤΡΑ Β. ΜΑΜΑΛΗ

ΧΑΡΙΤΙΝΗ Α. ΜΠΛΙΑΤΣΙΟΥ

Επιβλέπων : Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την …...η …… 2010.

.....	.....	.....
Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος Λέκτορας Ε.Μ.Π.	Ιωάννης Κανελλόπουλος Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Φίλιππος Κωνσταντίνου Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2010

.....
ΜΑΜΑΛΗ Β. ΔΗΜΗΤΡΑ
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

.....
ΧΑΡΙΤΙΝΗ Α. ΜΠΛΙΑΤΣΙΟΥ
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

© 2010 – All rights reserved

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη των παρεμβολών λόγω της συνύπαρξης επίγειων και δορυφορικών επικοινωνιακών συστημάτων. Επικεντρώνουμε αφενός στο ολοκληρωμένο επίγειο και δορυφορικό σύστημα STICS και αφετέρου στην προστασία των αεροσκαφών από τις εκπομπές επίγειων δορυφορικών σταθμών εντός του χώρου του αερολιμένα.

Συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 1 γίνεται επισκόπηση των τεχνολογιών των επικοινωνιών και εισαγωγή στην έννοια του υβριδικού επίγειου/δορυφορικού συστήματος. Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται οι μηχανισμοί που επιβαρύνουν τη μετάδοση του σήματος μέσω του ασύρματου ραδιοδίαυλου. Το κεφάλαιο 3 πραγματεύεται τις αρχές διαμοιρασμού και επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων στα σύγχρονα κυψελωτά συστήματα. Αναλυτική προσέγγιση του συστήματος STICS πραγματοποιείται στο κεφάλαιο 4. Καταστρώνουμε τα πιθανά σενάρια παρεμβολών, τα οποία στη συνέχεια προσομοιώνουμε για διάφορα περιβάλλοντα και για διαφορετικό αριθμό παρεμβάλλοντων σταθμών. Εξετάζουμε, τέλος, στο κεφάλαιο 5, τις συνθήκες που διασφαλίζουν την ομαλή λειτουργία ενός αεροδρομίου. Γίνεται εκτενής μελέτη του σεναρίου προσγείωσης αεροσκάφους υπό την επίδραση των επίγειων δορυφορικών σταθμών που εντοπίζονται στην περιοχή ενδιαφέροντος. Ολοκληρώνουμε με την παρουσίαση πρακτικών αποτελεσμάτων για δεδομένους δορυφόρους και για διάφορα αεροδρόμια της Ελλάδας.

ABSTRACT

This project is aimed to study the interference caused by the coexistence of terrestrial and satellite communications systems. We focus on the satellite/terrestrial integrated communication system STICS and in addition on the protection of aircrafts from satellite earth stations operating in the vicinity of airfields.

To be more specific, in chapter one there is an overview of the existing technologies in communications and also an introduction to the idea of a hybrid satellite/terrestrial communication system. Chapter 2 presents the effects which are applied by the propagation channel to the signal. Chapter 3 deals with the widely used in current cellular system techniques - frequency sharing and frequency reuse. A detailed approach of STICS takes place in chapter 4. We describe all the potential interference scenarios, which are then simulated for different environments and considering several interfering stations. Finally, in chapter 5, we examine the conditions that assure the normal function of an airfield. There is an in depth analysis of the scenario considering a landing aircraft that suffers from interference caused by a satellite earth station located in the area. We conclude presenting numerical results for given satellites and airports.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη 5
Abstract 7
Περιεχόμενα 9
Κατάλογος Σχημάτων 13
Κατάλογος Πινάκων 17
1. Επισκόπηση των Τεχνολογιών των Επικοινωνιών 19
1.1 Πρότυπα Δορυφορικών Επικοινωνιών 19
1.1.1 DVB-S 19
1.1.2 DVB-S2 20
1.1.3 DVB-SH 25
1.1.4 DOCSIS 29
1.2 Επίγεια Κυψελωτά Συστήματα 30
1.2.1 GSM 30
1.2.2 UMTS 36
1.3 Υβριδικά Επίγεια και Δορυφορικά Συστήματα 41
1.3.1 ATC 41
1.3.2 DYANET 46
Βιβλιογραφία 51
2. Ο Ασύρματος Ραδιοδίαυλος 53
2.1 Απώλειες και Μοντέλα Διάδοσης 54
2.1.1 Μοντέλο Απωλειών Ελεύθερου Χώρου 55
2.1.2 Μοντέλο Επίπεδης Γης (Μοντέλο δύο ακτινών) 57
2.1.3 Εκθετικό Μοντέλο Διάδοσης (Μοντέλο απλής κλίσης) 60
2.1.4 Μοντέλο Egli 62
2.1.5 Μοντέλο Okumura 62
2.1.6 Μοντέλο Hata 65
2.1.7 Μοντέλο COST 231 – Hata 66
2.1.8 Μοντέλο COST 231 - Walfish-Ikegami 66
2.2 Διαλείψεις Σκίασης 70
2.2.1 Ραδιοκάλυψη 71
2.3 Δίαυλος Πολυδιαδρομικής Διάδοσης 72
2.3.1 Ολίσθηση Doppler 72
2.3.2 Κρουστική Απόκριση Διαύλου 74
2.3.3 Τυχαία Χρονικά Μεταβαλλόμενος Δίαυλος 75

2.3.4 Δίαυλος Ευρείας Ζώνης 76
2.3.5 Δίαυλος Στενής Ζώνης 79
Βιβλιογραφία 83
3. Βασικές Αρχές Κυψελωτών Συστημάτων 85
3.1 Κυψελωτή Δομή – Επαναχρησιμοποίηση Συχνοτήτων 85
3.1.1 Σχεδίαση Κυψελωτών Συστημάτων 86
3.2 Μηχανισμός Μεταπομπής 89
3.3 Παρεμβολές 90
3.3.1 Ομοδιαυλική Παρεμβολή 91
3.3.2 Παρεμβολή Γειτονικού Διαύλου 92
3.4 Τεχνικές Βελτίωσης της Φασματικής Απόδοσης 94
3.4.1 Τομεοποίηση Κυψελών 95
3.4.2 Διάσπαση Κυψελών 97
3.5 Πρόσβαση στο Δίαυλο 98
3.5.1 Τεχνικές Πολλαπλής Πρόσβασης 98
3.5.2 Τεχνικές Απόδοσης Διαύλων 100
Βιβλιογραφία 101
4. Μελέτη Παρεμβολών Ολοκληρωμένου Επίγειου/Δορυφορικού Συστήματος 103
4.1 Αρχές Λειτουργίας και Αρχιτεκτονική του Συστήματος STICS 103
4.2 Κανονικός και Αντίστροφος Τρόπος Λειτουργίας 105
4.3 Σενάρια Παρεμβολών 107
4.4 Μοντέλα Διάδοσης 112
4.5 Είδη Κεραιών 114
4.6 Αριθμητικά Αποτελέσματα και Παράμετροι του Συστήματος 116
4.7 Προσομοίωση των Σεναρίων Παρεμβολών 119
4.8 Σενάριο Επαναχρησιμοποίησης Συχνοτήτων 128
4.8.1 Περίπτωση δύο παρεμβαλλόντων σταθμών 129
4.8.2 Περίπτωση έξι παρεμβαλλόντων σταθμών 134
4.9 Διαφορική Σκίαση 139
Βιβλιογραφία 141
5. Προστασία των Αεροσκαφών από τις Εκπομπές Επίγειων/Δορυφορικών Σταθμών εντός του χώρου του αερολιμένα 143
5.1 Εισαγωγή 143
5.2 Υπολογισμός Ηλεκτρικού Πεδίου του Επίγειου Σταθμού 144
5.3 Ελάχιστη Επιτρεπτή Απόσταση μεταξύ Επίγειου Σταθμού και Αεροσκάφους 146
5.4 Περιοχή Συντονισμού 147

5.4.1 Ορισμός 147
5.4.2 Προσδιορισμός της Περιοχής Συντονισμού για το Σενάριο Προσγείωσης Αεροσκάφους 148
5.5 Αεροναυτικά Ραντάρ 153
5.5.1 Λειτουργία 153
5.5.2 Συνύπαρξη Ραντάρ και Αεροσκαφών 157
5.6 Εκτενής Μελέτη της Περιοχής Συντονισμού για το Σενάριο Προσγείωσης Αεροσκάφους 158
5.6.1 Θεωρητική Προσέγγιση 158
5.6.2 Πρακτικά Αποτελέσματα 161
5.6.3 Εφαρμογή 165
Βιβλιογραφία 167

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1. Αρχιτεκτονική δικτύου DVB 19
Σχήμα 1.2. Το νέο πρότυπο Δορυφορικής Ευρυεκπομπής DVB-S2..... 21
Σχήμα 1.3. Λειτουργικό μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος DVB-S2..... 21
Σχήμα 1.4. Φασματική απόδοση ως προς το σηματοθορυβικό λόγο CNR - Σύγκριση με τα πρότυπα DVB-S και DVB-DSGN (PER=10-7)..... 22
Σχήμα 1.5. Ωφέλιμος ρυθμός μετάδοσης ως προς το ρυθμό κωδικοποίησης LDPC..... 23
Σχήμα 1.6. Αρχιτεκτονική συστήματος DVB-SH 25
Σχήμα 1.7. Λειτουργικό μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος DVB-SH 27
Σχήμα 1.8. Αρχιτεκτονική του DOCSIS 29
Σχήμα 1.9. Ριπές και χρονοσχισμές 32
Σχήμα 1.10. Βασικές δομές TDMA πλαισίου, χρονοσχισμής και ριπής..... 32
Σχήμα 1.11. Δομή του δικτύου GSM..... 33
Σχήμα 1.12. Η βασική δομή του GSM αναπτυγμένη σε κυψέλες 33
Σχήμα 1.13. Η δομή του BSS 34
Σχήμα 1.14. Οντότητες του NSS 35
Σχήμα 1.15. Τα δομικά στοιχεία του UMTS..... 37
Σχήμα 1.16. Δομικά στοιχεία του δικτύου κορμού..... 37
Σχήμα 1.17. Η δομή του UTRAN..... 38
Σχήμα 1.18. Η συνύπαρξη Serving και Drifting RNS..... 39
Σχήμα 1.19. Το μοντέλο αρχιτεκτονικής του UMTS..... 40
Σχήμα 1.20. Το υβριδικό επίγειο-δορυφορικό ασύρματο δίκτυο 42
Σχήμα 1.21. Αρχιτεκτονική ενός υβριδικού MSS/ATC συστήματος 43
Σχήμα 1.22. Δορυφορικές και επίγειες κυψέλες..... 44
Σχήμα 1.23. Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων με cluster=7..... 44
Σχήμα 1.24. Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων από το ATC..... 45
Σχήμα 1.25. Συνδυασμός επίγειου και δορυφορικού συστήματος 46
Σχήμα 1.26. Δρομολόγηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης..... 47
Σχήμα 1.27. Δομή του δικτύου DYANET 48
Σχήμα 1.28. Σύστημα DYANET 49
Σχήμα 1.29. Δρομολόγηση απομακρυσμένου άκρου..... 49
Σχήμα 1.30. Εναλλακτική δρομολόγηση..... 50
Σχήμα 2.1. Υπέρθεση διαλείψεων 54
Σχήμα 2.2. Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου..... 56
Σχήμα 2.3. Μοντέλο δύο ακτινών..... 57
Σχήμα 2.4. Υπολογισμός αποστάσεων για το μοντέλο δύο ακτινών 59

Σχήμα 2.5. Απώλειες μοντέλου δύο ακτινών 60
Σχήμα 2.6. Απώλειες διάδοσης για διάφορους συντελεστές εξασθένισης 61
Σχήμα 2.7. Ενδιάμεση απόσβεση σε σχέση με τον ελεύθερο χώρο ($A_{mu}(f,d)$) πάνω από σχεδόν ομαλό έδαφος 63
Σχήμα 2.8. Συντελεστής διόρθωσης, GAREA, για διάφοους τύπους περιβάλλοντος 64
Σχήμα 2.9. Θεώρηση Walfisch-Betroni 67
Σχήμα 2.10. Θεώρηση Ikegami-Yoshida-Umehira 69
Σχήμα 2.11. Λογαριθμοκανονική κατανομή και απώλειες διάδοσης 70
Σχήμα 2.12. Ακτίνα κάλυψης 71
Σχήμα 2.13. Πολυδιαδρομική διάδοση 72
Σχήμα 2.14. Φαινόμενο Doppler 73
Σχήμα 2.15. Φάσμα Doppler 74
Σχήμα 2.16. Μετάδοση μέσω πολυδιαδρομικού καναλιού 76
Σχήμα 3.1. Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων 85
Σχήμα 3.2. Τύποι κυψελών 86
Σχήμα 3.3. Σχεδίαση κυψελωτού συστήματος για i=3, j=2 88
Σχήμα 3.4. Μεταπομπή 89
Σχήμα 3.5. Σενάριο ομοδιαυλικής παρεμβολής 91
Σχήμα 3.6. Σχέση λόγου συχνοτήτων και λόγου αποστάσεων 94
Σχήμα 3.7. Τομεοποίηση κυψελών 95
Σχήμα 3.8. Μείωση ομοδιαυλικών παρεμβολών με την τομεοποίηση 96
Σχήμα 3.9. Διάσπαση κυψελών 97
Σχήμα 3.10. Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης 99
Σχήμα 4.1. Η αρχιτεκτονική του STICS 104
Σχήμα 4.2. Διαμοιρασμός συχνοτήτων μεταξύ επίγειου και δορυφορικού δικτύου 104
Σχήμα 4.3. Κανονικός τρόπος λειτουργίας 105
Σχήμα 4.4. Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας 106
Σχήμα 4.5. Σενάριο 1 – Παρεμβολή στο SS 107
Σχήμα 4.6. Σενάριο2 – Παρεμβολή στο SMS 108
Σχήμα 4.7. Σενάριο 3 – Παρεμβολή στο TBS 109
Σχήμα 4.8. Σενάριο 4 – Παρεμβολή στο TMS 109
Σχήμα 4.9. Σενάριο 5 – Παρεμβολή στο SS 110
Σχήμα 4.10. Σενάριο 6 – Παρεμβολή στο SMS 111
Σχήμα 4.11. Σενάριο 7 – Παρεμβολή στο TBS 111
Σχήμα 4.12. Σενάριο 8 – Παρεμβολή στο TMS 112
Σχήμα 4.13. Διάγραμμα ακτινοβολίας δορυφορικής κεραίας 114

Σχήμα 4.14. Διάγραμμα ακτινοβολίας επίγειου σταθμού βάσης 115
Σχήμα 4.15. Σχέση C/I και D - Σενάριο 1 123
Σχήμα 4.16. Σχέση C/I και D - Σενάριο 2 123
Σχήμα 4.17. Σχέση C/I και D - Σενάριο 3 124
Σχήμα 4.18. Σχέση C/I και D - Σενάριο 4 124
Σχήμα 4.19. Σχέση C/I και D - Σενάριο 5 125
Σχήμα 4.20. Σχέση C/I και D - Σενάριο 6 126
Σχήμα 4.21. Σχέση C/I και D - Σενάριο 7 126
Σχήμα 4.22. Σχέση C/I και D - Σενάριο 8 127
Σχήμα 4.23. Σενάριο επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων (N=7) 128
Σχήμα 4.24. Τοποθέτηση SMS, TBS, TMS 128
Σχήμα 4.25. Σχέση C/I και D - Σενάριο 1 (δύο παρεμβάλλοντες) 130
Σχήμα 4.26. Σχέση C/I και D - Σενάριο 2 (δύο παρεμβάλλοντες) 130
Σχήμα 4.27. Σχέση C/I και D - Σενάριο 3 (δύο παρεμβάλλοντες) 131
Σχήμα 4.28. Σχέση C/I και D - Σενάριο 4 (δύο παρεμβάλλοντες) 131
Σχήμα 4.29. Σχέση C/I και D - Σενάριο 5 (δύο παρεμβάλλοντες) 132
Σχήμα 4.30. Σχέση C/I και D - Σενάριο 6 (δύο παρεμβάλλοντες) 132
Σχήμα 4.31. Σχέση C/I και D - Σενάριο 7 (δύο παρεμβάλλοντες) 133
Σχήμα 4.32. Σχέση C/I και D - Σενάριο 8 (δύο παρεμβάλλοντες) 133
Σχήμα 4.33. Σχέση C/I και D - Σενάριο 1 (έξι παρεμβάλλοντες) 135
Σχήμα 4.34. Σχέση C/I και D - Σενάριο 2 (έξι παρεμβάλλοντες) 135
Σχήμα 4.35. Σχέση C/I και D - Σενάριο 3 (έξι παρεμβάλλοντες) 136
Σχήμα 4.36. Σχέση C/I και D - Σενάριο 4 (έξι παρεμβάλλοντες) 136
Σχήμα 4.37. Σχέση C/I και D - Σενάριο 5 (έξι παρεμβάλλοντες) 137
Σχήμα 4.38. Σχέση C/I και D - Σενάριο 6 (έξι παρεμβάλλοντες) 137
Σχήμα 4.39. Σχέση C/I και D - Σενάριο 7 (έξι παρεμβάλλοντες) 138
Σχήμα 4.40. Σχέση C/I και D – Σενάριο 8 (έξι παρεμβάλλοντες) 138
Σχήμα 4.41. Καμπύλες $(CIR)_{shadowing}$ 140
Σχήμα 5.1. Διεθνής αερολιμένας Αθηνών, Ελευθέριος Βενιζέλος 143
Σχήμα 5.2. Σχέση ελάχιστης απόστασης και EIRP 146
Σχήμα 5.3. Περιοχή συντονισμού 147
Σχήμα 5.4. Σενάριο προσγείωσης αεροσκάφους 148
Σχήμα 5.5. Η απόσταση a_{max} συναρτήσει του EIRP για E=20V/m 150
Σχήμα 5.6. Η απόσταση D_{max} συναρτήσει του EIRP για E=20V/m 151
Σχήμα 5.7. Η απόσταση a_{max} συναρτήσει του EIRP για E=190V/m 152
Σχήμα 5.8. Η απόσταση D_{max} συναρτήσει του EIRP για E=190V/m 152

Σχήμα 5.9. Σενάριο ενός παρεμβάλλοντος επίγειου σταθμού 158

Σχήμα 5.10. Οι διαφορετικές θέσεις του επίγειου σταθμού 159

Σχήμα 5.11. Οι θέσεις των πιθανά παρεμβάλλοντων επίγειων σταθμών με γωνία ανύψωσης ε_{max} και $d \leq d_{min}$ 159

Σχήμα 5.12. Η νοητή ευθεία των πιθανά παρεμβάλλοντων σημείων με γωνία ανύψωσης ε_{max} και $d \leq d_{min}$ 160

Σχήμα 5.13. Οι θέσεις των πιθανά παρεμβάλλοντων επίγειων σταθμών με γωνία ανύψωσης $\varepsilon < \varepsilon_{max}$ και $d \leq d_{min}$ 160

Σχήμα 5.14. Οι δύο νοητές ευθείες των πιθανά παρεμβάλλοντων σημείων με γωνία ανύψωσης $\varepsilon < \varepsilon_{max}$ και $d \leq d_{min}$ 161

Σχήμα 5.15. Γεωμετρία για τον υπολογισμό της γωνίας ανύψωσης και της γωνίας αζιμουθίου 162

Σχήμα 5.16. Τα ακριβή παρεμβάλλοντα σημεία (αζιμούθιο αεροδιάδρομου 0^o Βόρεια) 163

Σχήμα 5.17. Τα ακριβή παρεμβάλλοντα σημεία (αζιμούθιο αεροδιάδρομου 90^o Βόρεια) 164

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1.1. Η απόδοση των δεκτών για δορυφορική, επίγεια ή υβριδική λήψη 28
Πίνακας 1.2. Συστήματα και ζώνες συχνοτήτων για το GSM 31
Πίνακας 2.1. Τυπικές τιμές συντελεστή εξασθένισης 61
Πίνακας 3.1. Επιτρεπτές τιμές i,j,N,D/R 88
Πίνακας 4.1. Συντομογραφίες 106
Πίνακας 4.2. Παράμετροι του επίγειου και δορυφορικού συστήματος 116
Πίνακας 4.3. Ισολογισμός ισχύος επίγειου συστήματος 117
Πίνακας 4.4. Ισολογισμός ισχύος δορυφορικού συστήματος 118
Πίνακας 4.5. Ακτίνα επίγειου κελιού 119
Πίνακας 4.6. Ζώνη ασφαλείας 119
Πίνακας 4.7. C/I για αστικό περιβάλλον 120
Πίνακας 4.8. C/I για προαστιακό περιβάλλον 120
Πίνακας 4.9. C/I για αγροτικό περιβάλλον 121
Πίνακας 4.10. C/I για ανοικτό περιβάλλον 121
Πίνακας 4.11. C/I για έναν παρεμβάλλοντα 122
Πίνακας 4.12. C/I για δύο παρεμβάλλοντες σταθμούς 129
Πίνακας 4.13. C/I για έξι παρεμβάλλοντες σταθμούς. 134
Πίνακας 5.1. Διαστάσεις της περιοχή συντονισμού για E=20V/m 150
Πίνακας 5.2. Διαστάσεις της περιοχή συντονισμού για E=190V/m 151
Πίνακας 5.3. Χαρακτηριστικά των ραντάρ στη ζώνη συχνοτήτων 2700-2900MHz 153
Πίνακας 5.4. Περιοχή συντονισμού με τα ραντάρ στη θέση του επίγειου σταθμού 157
Πίνακας 5.5. Περιοχή συντονισμού για δεδομένους δορυφόρους και για διάφορα αεροδρόμια της Ελλάδας 166

1. Επισκόπηση των Τεχνολογιών των Επικοινωνιών

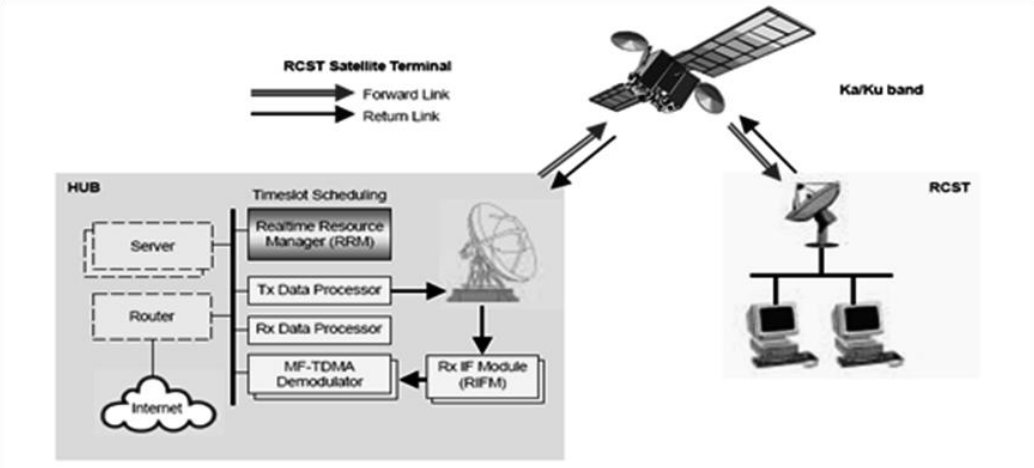
1.1 Πρότυπα Δορυφορικών Επικοινωνιών

1.1.1 DVB-S

Στις αρχές της δεκαετίας του 1990, οι τεχνολογικές επιδόσεις, το ρυθμιστικό πλαίσιο, αλλά και οι προτεραιότητες τις αγοράς, προμήνυαν τη ραγδαία ανάπτυξη των ψηφιακών δορυφορικών και καλωδιακών ευρυζωνικών συστημάτων. Έτσι, το Σεπτέμβρη του 1993, η Ομάδα Προτυποποίησης DVB (Digital Video Broadcasting) δημοσιεύει το πρότυπο DVB-S (Digital Video Broadcasting via Satellite), το πρώτο πρότυπο για παροχή ευρυζωνικών δορυφορικών υπηρεσιών, που διαδόθηκε ευρέως σε όλο τον κόσμο [1].

Το DVB-S σχεδιάστηκε ώστε να παρέχει υπηρεσίες τηλεοπτικών προγραμμάτων DTH (Direct to Home) με υπηρεσίες ευρυεκπομπής μέσω δορυφόρου. Η ευελιξία του προτύπου, αναφορικά με την παροχή διαφορετικών τύπων υπηρεσιών, οφείλεται στην υιοθέτηση της πολύπλεξης που παρέχει το πρότυπο MPEG-2 (Motion Picture Expert Group). Η πολύπλεξη διαίρεσης χρόνου (Time Division Multiplexing, TDM) επιτρέπει τη μετάδοση πολλαπλών καναλιών ανά φέρον. Η προσπέλαση στο δορυφόρο πραγματοποιείται συνήθως με πολλαπλή προσπέλαση διαίρεσης χρόνου (TDMA). Το DVB-S χρησιμοποιεί σταθερή διαμόρφωση QPSK, αλλά προσαρμοστική κωδικοποίηση (Adaptive FEC). Συγκεκριμένα, χρησιμοποιεί εξωτερική κωδικοποίηση Reed-Solomon (RS) και εσωτερική συνελικτική κωδικοποίηση, με ρυθμούς κώδικα $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$, $\frac{5}{6}$ και $\frac{7}{8}$.

Το βασικό δίκτυο DVB (Σχήμα 1.1) αποτελείται από ένα γεωστατικό δορυφόρο, ένα πλήθος τερματικών RCST (Return Channel Satellite Terminal) και το κέντρο ελέγχου του δικτύου (Network Control Center, NCC), το οποίο πραγματοποιεί τις λειτουργίες ελέγχου και παρακολούθησης του δικτύου.



Σχήμα 1.1. Αρχιτεκτονική δικτύου DVB

Η επικοινωνία του Κεντρικού Επίγειου Σταθμού (NCC) με τα τερματικά RCST αναφέρεται ως ζεύξη διαβίβασης (forward link) ενώ η αντίστροφή της, δηλαδή η επικοινωνία των τερματικών RCST με τον Κεντρικό Επίγειο Σταθμό (NCC), ως ζεύξη επιστροφής.

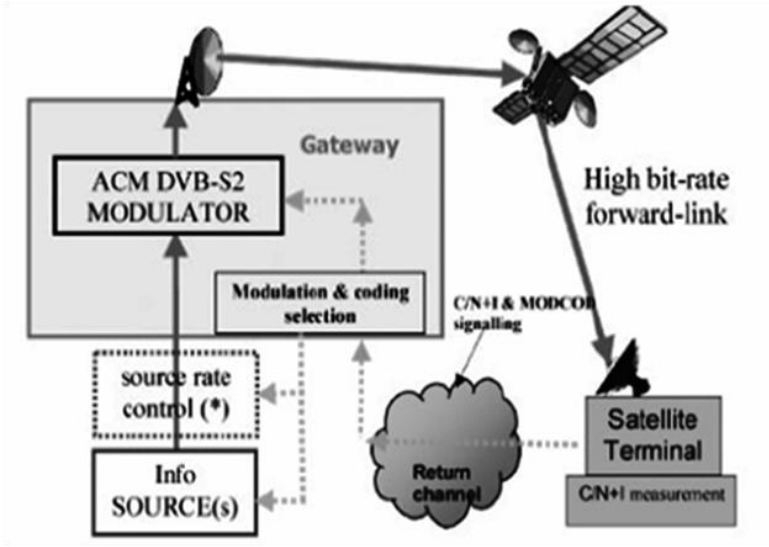
Η ανάγκη για ύπαρξη ενός πλαισίου για την κατανομή των πόρων του συστήματος στους χρήστες οδήγησε στη δημιουργία ενός προτύπου που προδιαγράφει τη ζεύξη επιστροφής. Το πρότυπο DVB-RCS δημοσιεύθηκε το 2001 από την Ομάδα Προτυποποίησης DVB και στηρίζεται στη χρήση του ήδη υπάρχοντος DVB-S για τη ζεύξη διαβίβασης. Η βασική καινοτομία του προτύπου είναι η ενσωμάτωση μεθόδων για τη βέλτιστη και αποδοτική εκμετάλλευση του εύρους ζώνης. Χρησιμοποιεί τα ίδια σχήματα κωδικοποίησης και διαμόρφωσης με το DVB-S αλλά παρέχει τη δυνατότητα επιλογής μιας πιο εύρωστης εσωτερικής Turbo κωδικοποίησης με ρυθμούς κώδικα $\frac{1}{3}, \frac{2}{5}, \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}, \frac{4}{5}$ και $\frac{6}{7}$. Στον πυρήνα του προτύπου βρίσκεται το σχήμα πολλαπλής πρόσβασης χρόνου πολλαπλών συχνοτήτων (Multi-Frequency TDMA, MF-TDMA), που χρησιμοποιείται για την ανοδική ζεύξη. Το σχήμα αυτό προσφέρει υψηλή φασματική απόδοση καθώς στους χρήστες εκχωρούνται πολλαπλά κανάλια συχνοτήτων, εντός των οποίων η προσπέλαση γίνεται με TDMA.

1.1.2 DVB-S2

Δέκα χρόνια μετά τη δημοσίευση του DVB-S, το 2003, αναπτύσσεται το $2^{ης}$ γενιάς πρότυπο για τις δορυφορικές ευρυζωνικές υπηρεσίες, το DVB-S2 (Σχήμα 1.2) [2]. Σχεδιάζεται για να εξυπηρετεί μια μεγάλη ποικιλία ευρυζωνικών υπηρεσιών και εφαρμογών, όπως εμπορική TV, υψηλής ευκρίνειας TV (HDTV), διαδραστικές υπηρεσίες (Internet), DSNG (Digital Satellite News Gathering), διανομή TV σε επίγειους πομπούς VHF/UHF, διανομή περιεχομένου (content delivery) και υπηρεσίες κορμού Internet και στηρίζεται στο τρίπτυχο:

- βέλτιστη επίδοση μετάδοσης
- πλήρης ευελιξία
- ανεκτή πολυπλοκότητα δέκτη

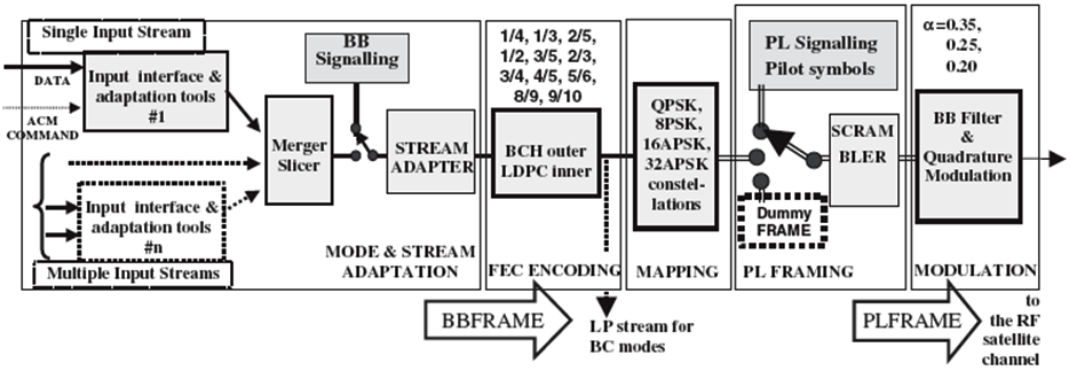
Η βασική καινοτομία του προτύπου είναι η εισαγωγή της τεχνικής προσαρμοστικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης (Adaptive Coding and Modulation, ACM), που δίνει τη δυνατότητα επίτευξης των βέλτιστων παραμέτρων μετάδοσης για κάθε χρήστη (Variable Coding and Modulation, VCM), ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν στο δίαυλο. Έτσι, χρησιμοποιώντας σύγχρονες μεθόδους κωδικοποίησης και διαμόρφωσης, το DVB-S2 πετυχαίνει τυπικά 30% βελτιωμένη επίδοση σε σχέση με το DVB-S.



Σχήμα 1.2. Το νέο πρότυπο Δορυφορικής Ευρυεκπομπής DVB-S2

Η ευελιξία του DVB-S2 έγκειται στη δυνατότητα του να εφαρμοστεί σε υπάρχοντες αναμεταδότες οποιασδήποτε φασματικής απόδοσης και απαιτήσεων σηματοθορυβικού λόγου (Carrier to Noise Ratio, CNR). Επιπλέον, δεν περιορίζεται στην κωδικοποίηση MPEG-2, αφού μπορεί να εξυπηρετήσει διάφορες ροές εισόδου που συμπεριλαμβάνουν μία ή περισσότερες ροές μεταφοράς MPEG, πακέτα ATM και πακέτα IP.

Η αλυσίδα των λειτουργιών σ' ένα σύστημα DVB-S2 φαίνεται στο Σχήμα 1.3 [3].

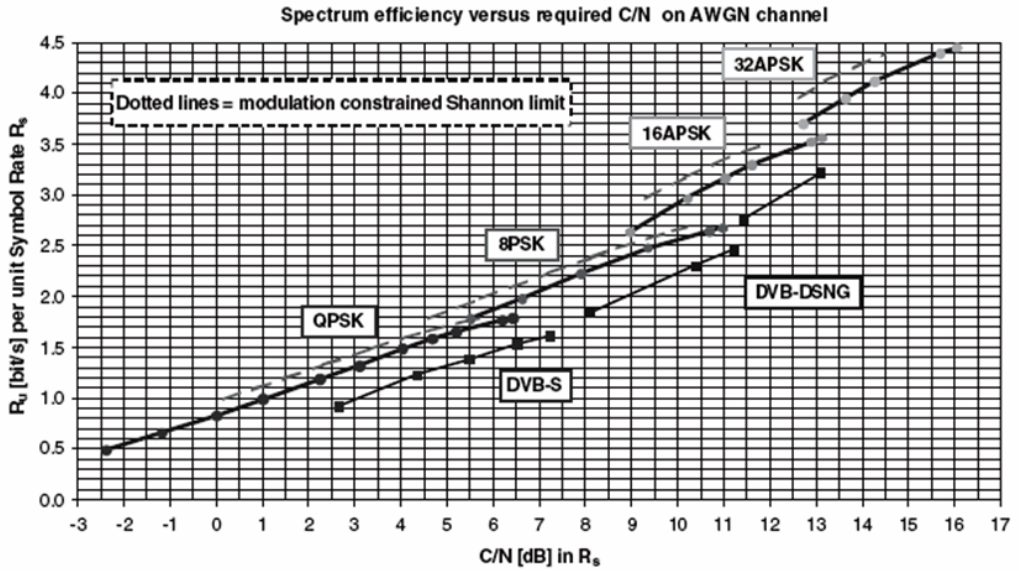


Σχήμα 1.3. Λειτουργικό μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος DVB-S2

Το πρώτο τμήμα, το οποίο καλείται Προσαρμογή Ροής Εισόδου (Mode and Stream Adaption), εξαρτάται από την εξυπηρετούμενη εφαρμογή και αποτελεί τη διεπαφή προς κάθε ρεύμα εισόδου. Οι ακολουθίες εισόδου μπορεί να είναι απλά ή πολλαπλά ρεύματα μεταφοράς, με χρήση πακέτων ή σε συνεχή μορφή. Το τμήμα αυτό διαθέτει ποικίλα προαιρετικά εργαλεία για τη λειτουργία της ACM, όπως για παράδειγμα ο συγχρονισμός και η διαγραφή μηδενικών πακέτων του ρεύματος μεταφοράς. Στο τμήμα αυτό γίνεται, ακόμα, κωδικοποίηση CRC για την ανίχνευση

σφαλμάτων στο δέκτη. Στην περίπτωση πολλαπλών εισόδων παρέχει επιπλέον συγχώνευση των ροών εισόδου σε ένα ρεύμα μεταφοράς, το οποίο στη συνέχεια τεμαχίζεται σε πλαίσια στα οποία εφαρμόζεται FEC κωδικοποίηση. Τα πλαίσια αυτά συντίθενται από ψηφία που έχουν συγκεντρωθεί από μία θύρα εισόδου έτσι ώστε να μεταδοθούν με κοινό τρόπο, αναφερόμενοι στην FEC κωδικοποίηση και στο σχήμα διαμόρφωσης. Δημιουργείται έτσι, ένα πλαίσιο βασικής ζώνης (Base Band Frame, BBFrame) στην αρχή του οποίου τοποθετείται μια επικεφαλίδα (80 bits) που καθορίζει τον παραλήπτη του πακέτου και το σχήμα της χρησιμοποιούμενης διαμόρφωσης. Στην περίπτωση που τα προς μετάδοση δεδομένα δεν επαρκούν για την συμπλήρωση ενός BBFrame, ακολουθείται μια διαδικασία παραγεμίσματος (padding).

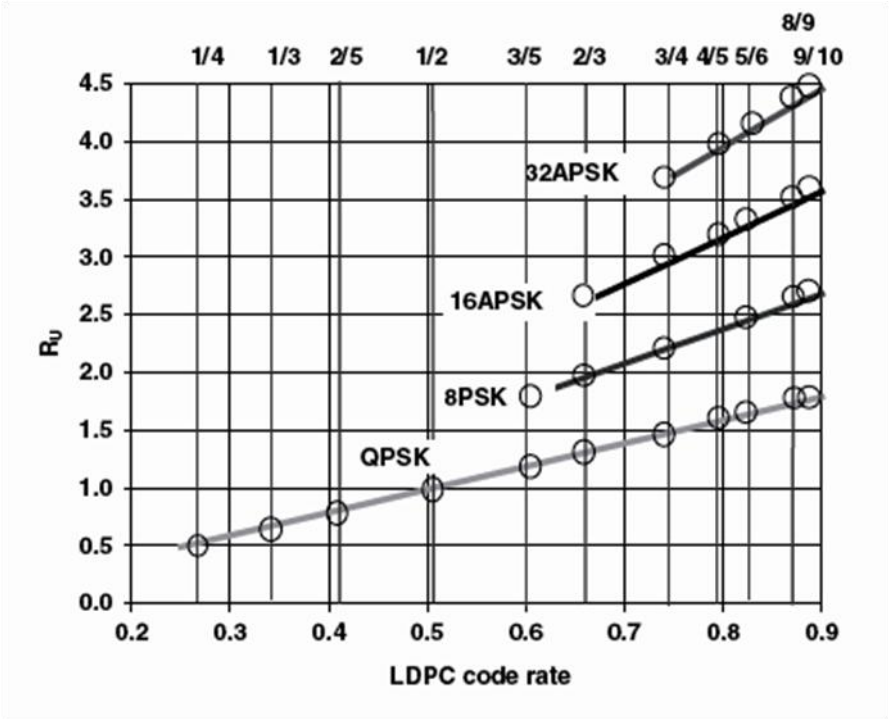
Το επόμενο τμήμα του λειτουργικού διαγράμματος αποτελεί η κωδικοποίηση FEC (FEC Encoding), η οποία συνίσταται στην εφαρμογή εξωτερικής κωδικοποίησης με χρήση κώδικα BCH και εσωτερικής κωδικοποίησης LDPC (Low Density Parity Check). Ο κώδικας BCH (Bose-Chaundhuri-Hocquenghem) είναι ένας κυκλικός κώδικας πολλαπλών επιπέδων και μεταβλητού μήκους, ενώ οι κώδικές LDPC (Low Density Parity Check) χρησιμοποιούν αραιούς πίνακες ελέγχου ισοτιμίας. Η επιλογή της LDPC κωδικοποίησης έγινε μετά από διεξοδικούς συγκριτικούς ελέγχους και εξομοιώσεις που αφορούσαν αλυσιδωτούς συνελικτικούς κώδικες, Turbo κώδικες και κώδικες LDPC. Το μεγάλο μήκος του κωδικοποιημένου κατά LDPC μπλοκ, ο μεγάλος αριθμός επαναλήψεων κατά την αποκωδικοποίηση, σε συνδυασμό με τη χρήση εξωτερικού κώδικα BCH για την διασφάλιση ενός κατώτατου ορίου σφαλμάτων, επιτρέπουν την εύρωστη λειτουργία σε πολύ υψηλά επίπεδα θορύβου, πολύ κοντά στο μέγιστο – για την ακρίβεια 0.6-1.2 dB κάτω από το όριο του Shannon.



Σχήμα 1.4. Φασματική απόδοση ως προς το σηματοθορυβικό λόγο CNR - Σύγκριση με τα πρότυπα DVB-S και DVB-DSGN (PER=10^{-7})

Ανάλογα με την εφαρμογή που εξυπηρετείται, τα κατά FEC κωδικοποιημένα πλαίσια έχουν μήκος 64800 (long FEC Frame) ή 16200 bits (short FEC Frame). Τα δύο είδη κωδικοποιημένων μπλοκ εξυπηρετούν δύο αντικρουόμενες ανάγκες. Τα πλαίσια μεγάλου μεγέθους, αφενός, βελτιώνουν την επίδοση ως προς το CNR, αφετέρου, εισάγουν επιπλέον καθυστέρηση. Έτσι, τα σύντομα πλαίσια χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ευαίσθητες ως προς την καθυστέρηση. Οι διαθέσιμοι ρυθμοί κωδικοποίησης είναι $\frac{1}{4}, \frac{1}{3}, \frac{2}{5}, \frac{1}{2}, \frac{3}{5}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}, \frac{4}{5}, \frac{5}{6}, \frac{8}{9}$ και $\frac{9}{10}$ (Σχήμα 1.5).

Ακολουθεί το τμήμα διαμόρφωσης (mapping). Τα διαθέσιμα σχήματα είναι QPSK, 8QPSK, 16APSK και 32APSK (Amplitude and Phase Shift Keying που είναι ισοδύναμο με QAM αλλά με κυκλικό και όχι τετραγωνικό αστερισμό). Η επιλογή πραγματοποιείται ανάλογα με την εφαρμογή. Συγκεκριμένα, τα σχήματα QPSK και 8PSK ενδείκνυνται σε εφαρμογές ευρυεκπομπής, αφού πρόκειται για διαμορφώσεις σταθερής περιβάλλουσας και συνεπώς μπορούν να μεταδοθούν από μη γραμμικούς αναμεταδότες που λειτουργούν κοντά στον κορεσμό. Τα σχήματα 16APSK και 32APSK, αν και στοχεύουν κυρίως σε επαγγελματικές εφαρμογές, μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για ευρυεκπομπή, απαιτούν, ωστόσο, υψηλότερες τιμές CNR.



Σχήμα 1.5. Ωφέλιμος ρυθμός μετάδοσης ως προς το ρυθμό κωδικοποίησης LDPC

Τα διαθέσιμα σχήματα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης προσφέρουν μεγάλο ρυθμό αντιστοίχησης συμβόλων από 0.5 έως 4.5 bits/σύμβολο, ενώ τρεις εναλλακτικοί παράγοντες εξάπλωσης (roll-off factor), a=0.35, 0.25 και 0.20, καθορίζουν τη φασματική μορφή του σήματος.

Όταν χρησιμοποιείται ACM ή VCM, τα σχήματα κωδικοποίησης και διαμόρφωσης είναι σταθερά για ένα συγκεκριμένο FEC Frame, αλλά μπορεί να μεταβάλλονται σε διαφορετικά FEC Frames.

Ανάλογα με το ρυθμό κωδικοποίησης και το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται, θεωρώντας AWGN κανάλι και ιδανικούς αποδιαμορφωτές, το σύστημα μπορεί να λειτουργεί με CNR από -2.4dB, χρησιμοποιώντας QPSK $\frac{1}{4}$, έως 16dB, χρησιμοποιώντας 32APSK $\frac{9}{10}$ (Σχήμα 1.4).

Στη συνέχεια σχηματίζεται το πλαίσιο φυσικού στρώματος (Physical Layer Frame, PLFrame), το οποίο εισάγει νέα επικεφαλίδα (PL header). Στο τμήμα αυτό παρέχεται η δυνατότητα εισαγωγής προαιρετικών πιλοτικών συμβόλων (pilot symbols) συνοδευόμενη από 2,4% απώλεια χωρητικότητας, ενώ τα ψηφία διατάσσονται με τυχαία σειρά (scrambling) για διασπορά ενέργειας. Όταν δεν υπάρχουν προς μετάδοση δεδομένα εφαρμόζεται προαιρετικά η εισαγωγή PLFrames χωρίς πληροφορία (dummy PLFrames).

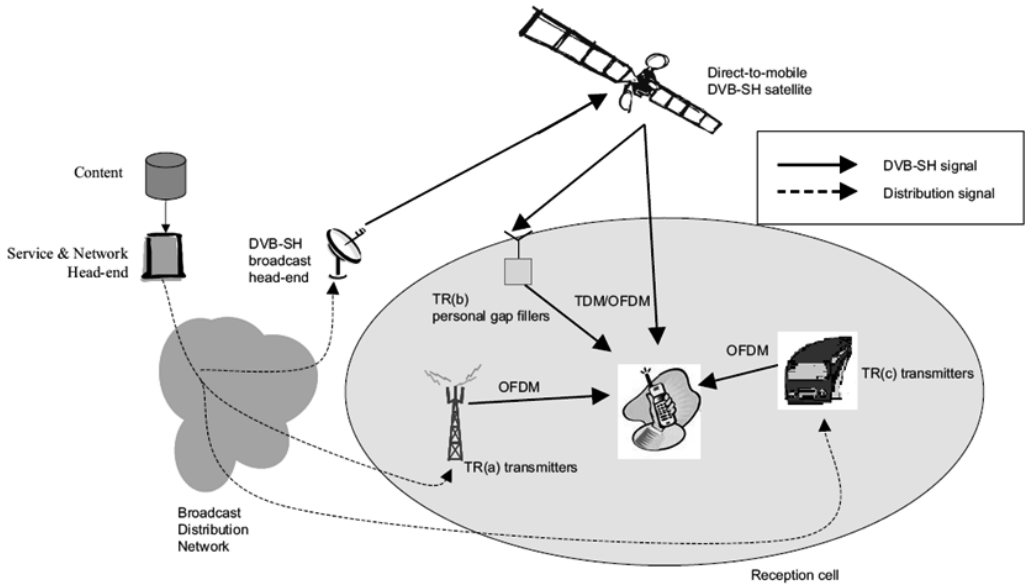
Τελευταίο στάδιο πριν τη μετάδοση του σήματος στο δορυφορικό δίαυλο είναι το φιλτράρισμα βασικής ζώνης και η ορθογώνια διαμόρφωση (Base-band Filtering and Quadrature Modulation). Η έξοδος αυτών αποτελεί το τελικό εκπεμπόμενο RF σήμα.

Εξαιτίας της ύπαρξης πολλών δεκτών που λειτουργούν με βάση το πρότυπο DVB-S δεν είναι δυνατή η άμεση και ολοκληρωτική μετάβαση στο DVB-S2. Πρέπει να μεσολαβήσει μία μεταβατική περίοδος στην οποία οι DVB-S πομποί θα συνεχίσουν να λειτουργούν, ενώ θα παρέχονται επιπρόσθετες δυνατότητες και υπηρεσίες στους νέους χρήστες. Για το λόγο αυτό υπάρχει στο DVB-S2 η δυνατότητα για αντίστροφη συμβατότητα.

Σε ένα δορυφορικό κανάλι μεταφέρονται δύο ροές δεδομένων. Η πρώτη είναι υψηλής προτεραιότητας (High Priority, HP) και είναι συμβατή τόσο με τους DVB-S όσο και με τους DVB-S2 δέκτες. Η δεύτερη ροη δεδομένων χαρακτηρίζεται χαμηλής προτεραιότητας (Low Priority, LP) και απευθύνεται αποκλειστικά σε δέκτες που υποστηρίζουν το πρότυπο DVB-S2. Η μεταφορά των δύο ροών μπορεί να γίνει με δυο τρόπους. Με βάση τον πρώτο τρόπο τα δύο σήματα συνδυάζονται ασύγχρονα στο κανάλι και το HP σήμα μεταδίδεται σε σημαντικά υψηλότερο επίπεδο ισχύος συγκριτικά με το LP σήμα. Στην δεύτερη περίπτωση, χρησιμοποιείται ιεραρχική διαμόρφωση όπου τα δύο σήματα συνδυάζονται με σύγχρονο τρόπο και διαμορφώνονται με το σχήμα 8QPSK.

1.1.3 DVB-SH

Το 2006 δημοσιεύτηκε ένα νέο πρότυπο, το DVB-SH, που προδιαγράφει ένα υβριδικό δορυφορικό-επίγειο σύστημα στα πλαίσια του οποίου επιτυγχάνεται τηλεπικοινωνιακή κάλυψη μεγάλων περιοχών με τη βοήθεια δορυφόρου [4]. Σε σημεία όπου η λήψη δορυφορικού σήματος δεν είναι εφικτή, όπως για παράδειγμα σε αστικές περιοχές λόγω σκίασης από τα κτήρια, η κάλυψη εξασφαλίζεται από επίγειους αναμεταδότες. Το DVB-SH κληρονόμησε στοιχεία από το DVB-S2 για το δορυφορικό τμήμα του και από το DVB-H για την επίγεια συνιστώσα του συστήματος. Σχεδιάστηκε για να λειτουργεί σε συχνότητες κάτω από τα 3GHz, συνηθέστερα περί τα 2.2GHz. Παρέχει ευρυζωνικές υπηρεσίες, όπως εμπορική τηλεόραση, Video on Demand, υπηρεσίες πληροφόρησης και διαδραστικές υπηρεσίες σε κινητά και σταθερά τερματικά που φέρουν περιορισμένης κατευθυντικότητας κεραίες.



Σχήμα 1.6. Αρχιτεκτονική συστήματος DVB-SH

Το επίτευγμα του DVB-SH ήταν η παροχή καθολικής κάλυψης με το συνδυασμό του δορυφορικού (Satellite Component, SC) και του συμπληρωματικού επίγειου τμήματος (Complementary Ground Component, CGC), το οποίο χρησιμοποιεί κυψελωτή δομή. Με αυτό τον τρόπο είναι δυνατό να εξυπηρετηθούν οι ανάγκες κάθε περιβάλλοντος (εσωτερικό ή εξωτερικό, αστικό ή αγροτικό ή συνδυασμοί αυτών) προσφέροντας υψηλή ποιότητα υπηρεσίας (Quality of Service, QoS). Η συνολική απόδοση του συστήματος μπορεί να αυξηθεί με μεγαλύτερη επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων, με χρήση δορυφόρους υψηλότερης ισχύος, περισσότερων επίγειων αναμεταδοτών ή τεχνολογικά προηγμένων τερματικών.

Οι επίγειοι επαναλήπτες του CGC (Σχήμα 1.6), που τροφοδοτούνται από ένα δίκτυο ευρυεκπομπής (DVB-S2, DSL, ίνα) μπορεί να είναι τριών ειδών:

- Επίγειοι αναμεταδότες (Terrestrial Transmitters): οι αναμεταδότες αυτοί υποστηρίζουν ευρυεκπομπή και παρέχουν κάλυψη σε περιοχές όπου η δορυφορική λήψη είναι δύσκολη, ιδίως σε αστικές περιοχές όπου παρατηρούνται έντονα φαινόμενα σκίασης λόγω ύπαρξης ψηλών κτηρίων. Οι αναμεταδότες είναι δυνατό στο σημείο αυτό να μεταδίδουν και σήματα του επίγειου δικτύου χρησιμοποιώντας την τεχνική της επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων.
- Κινητοί αναμεταδότες (Mobile Transmitters):είναι αναμεταδότες ευρυεκπομπής και σχηματίζουν ένα συμπληρωματικό κινητό σύστημα. Τυπικά χρησιμοποιούνται σε τρένα, πλοία και παρόμοια περιβάλλοντα. Με κατάλληλες τεχνικές (επαναχρησιμοποίηση συχνότητας) μπορούμε να πετύχουμε ταυτόχρονη μετάδοση περιεχομένου τοπικού χαρακτήρα.
- Personal Gap-fillers: εμφανίζουν περιορισμένη κάλυψη παρέχοντας τοπική αναμετάδοση και κατά περίπτωση αλλαγή συχνότητας. Τυπική εφαρμογή είναι η δορυφορική κάλυψη εσωτερικών χώρων. Στην περίπτωση αυτή δυνατότητα μετάδοσης δεδομένων τοπικού χαρακτήρα δεν υπάρχει.

Το DVB-SH λειτουργεί σε επίγεια κινητά-δορυφορικά (Land Mobile Satellite, LMS) κανάλια. Τα χαρακτηριστικά ενός τέτοιου καναλιού εξαρτώνται από παράγοντες όπως η γωνία ανύψωσης του δορυφόρου, η οπτική επαφή (LOS), ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR), το περιβάλλον, η ταχύτητα του κινητού.

Ο σχεδιαστής ενός συστήματος προκειμένου να εξασφαλίσει την απαιτουμένη QoS θα πρέπει να αντιμετωπίσει τα ακόλουθα φαινόμενα:

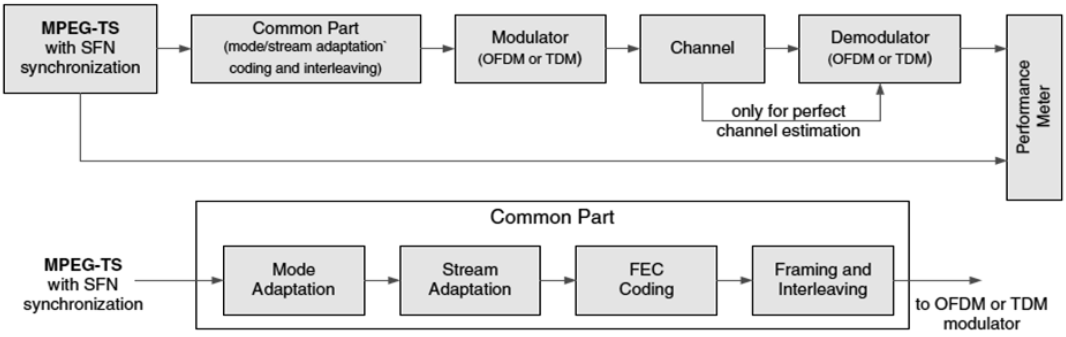
- Ποικιλομορφία στο χρόνο (time diversity): η πληροφορία μεταδίδεται επαναληπτικά σε χρονικά διαστήματα που απέχουν περισσότερο από το χρόνο συνοχής του καναλιού. Το φαινόμενο αυτό εισάγει μία από άκρο σε άκρο καθυστέρηση, η οποία ανάλογα με την εφαρμογή μπορεί να είναι αποδεκτή ή όχι.
- Διασυστημική παρεμβολή: η ταυτόχρονη ανάπτυξη δορυφορικών δικτύων και επίγειων ασυρμάτων ευρυζωνικών συστημάτων έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία παρεμβολών μεταξύ συστημάτων που λειτουργούν σε κοντινή απόσταση.
- Παρεμβολή γειτονικού δορυφόρου: η αύξηση της ισχύος ενός επίγειου σταθμού είναι ενδεχόμενο να προκαλέσει παρεμβολή σε γειτονικούς δορυφόρους επί της γεωστατικής τροχιάς, αφού λόγω της αυξημένης ζήτησης για δορυφορικές υπηρεσίες οι δορυφόροι τοποθετούνται σε γωνιακές αποστάσεις της τάξης της μιας μοίρας.
- Παρεμβολή γειτονικού διαύλου: η αποκατάσταση των φασματικών ουρών ενός σήματος προκαλεί παρεμβολή σε γειτονικά σήματα.

Το DVB-SH χρησιμοποιεί για την επίγεια μετάδοση ορθογωνική πολύπλεξη διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Όσον αφορά τη δορυφορική ζεύξη μπορεί επιπλέον να χρησιμοποιηθεί και TDM. Έτσι, προκύπτουν δύο διαφορετικές αρχιτεκτονικές: OFDM και στη δορυφορική και στην

επίγεια ζεύξη (SH-A), OFDM στην επίγεια ζεύξη και TDM στη δορυφορική (SH-B). Η απόφαση για μία από τις δύο αρχιτεκτονικές εξαρτάται από τους περιορισμούς στη χρησιμοποίηση συχνοτήτων και στην ευελιξία που προσφέρει ο διαχωρισμός των δορυφορικών και επίγειων παραμέτρων διάδοσης. Η SH-B αρχιτεκτονική απαιτεί ένα τμήμα συχνοτήτων για τη δορυφορική ζεύξη, συνοδευόμενο από ένα μέρος κατάλληλο για την αναμετάδοση του δορυφορικού σήματος από τον τοπικό επίγειο σταθμό. Το δορυφορικό και το επίγειο σήμα αποκωδικοποιούνται με χρήση διαφορετικών αποκωδικοποιητών. Η SH-A αντίθετα, επιτρέπει την αναμετάδοση του δορυφορικού σήματος από τον επίγειο σταθμό στο ίδιο τμήμα συχνοτήτων που χρησιμοποιείται για τη δορυφορική μετάδοση. Έτσι, όλο το υπόλοιπο φάσμα χρησιμοποιείται εξ ολοκλήρου για τις επίγειες ζεύξεις. Ένα τέτοιο δίκτυο χαρακτηρίζεται ως SFN (Single-Frequency Network).

Το πρότυπο DVB-SH εφαρμόζει πρόσθια διόρθωση λαθών (Forward Error Correction, FEC) και παρεμβολή ψηφίων (interleaving) για τον αποτελεσματικό εντοπισμό λαθών.

Παρακάτω (Σχήμα 1.7) απεικονίζεται το λειτουργικό διάγραμμα του DVB-SH [5].



Σχήμα 1.7. Λειτουργικό μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος DVB-SH

Υπάρχει ένα κοινό τμήμα (Common Part) και για την TDM και την OFDM πολύπλεξη. Το τμήμα αυτό περιλαμβάνει την Προσαρμογή Ροής Εισόδου (Mode/Stream Adaption) ακολουθούμενη από τη λειτουργία της κωδικοποίησης FEC και τις λειτουργίες δημιουργίας πλαισίων και παρεμβολής ψηφίων (framing and interleaving).

Στην συνέχεια γίνεται διάκριση ανάλογα με τη μέθοδο πολύπλεξης που χρησιμοποιείται. Στην περίπτωση της TDM, το σύστημα διαμόρφωσης αποτελείται από έναν διαμορφωτή (mapper), ένα μηχανισμό PL (Physical Layer) πλαισίωσης με εισαγωγή πιλοτικών TDM συμβόλων ακολουθούμενο από μηχανισμό διάταξης των ψηφίων με τυχαία σειρά (scrambling) και έναν διαμορφωτή βασικής ζώνης. Στην περίπτωση της OFDM τώρα, η διαδικασία διαμόρφωσης είναι περισσότερο περίπλοκη. Τα εισερχόμενα κωδικοποιημένα bits υφίστανται αρχικά αποπολύπλεξη και σχηματίζουν δύο (QPSK) ή τέσσερις (16QAM) παράλληλες ροές bit οι οποίες με τη σειρά τους υφίστανται παρεμβολή ψηφίων (interleaving) και ακολούθως διαμορφώνονται κατάλληλα. Η PL πλαισίωση και η εισαγωγή πιλοτικών συμβόλων

προηγείται της OFDM διαμόρφωσης. Τέλος, στο μεταδιδόμενο σήμα εισάγεται κυκλικό πρόθεμα (cycle prefix). Το προκύπτον σήμα βασικής ζώνης μεταδίδεται στη συνέχεια μέσω του δορυφορικού-επίγειου καναλιού (LMS Channel).

Ο αποδιαμορφωτής εκτελεί την ανάποδη από αυτή της διαμόρφωσης διαδικασία. Στην περίπτωση της TDM, τα εισερχόμενα σύμβολα οργανώνονται σε πλαίσια και αφαιρούνται τα πιλοτικά σύμβολα. Ακλουθεί ανάποδη της παρεμβολής ψηφίων διαδικασία, αποδιαμόρφωση και FEC αποκωδικοποίηση. Όταν έχουμε OFDM πολύπλεξη πραγματοποιείται αρχικά αφαίρεση του κυκλικού προθέματος και εφαρμογή του μετασχηματισμού Fourier. Ακολουθείται στη συνέχεια ίδια με την περίπτωση της TDM διαδικασίας.

Σημαντικό θέμα αποτελεί ο τρόπος αντιμετώπισης των διαλείψεων που εμφανίζονται στη ζεύξη. Δύο τύποι δεκτών έχουν διαμορφωθεί:

- Ο πρώτος τύπος (Class 1) είναι σε θέση να αντιμετωπίσει τις βραχείς παρεμβολές και τις διαλείψεις της ζεύξης στο φυσικό στρώμα αλλά διαχειρίζεται τις μακρές παρεμβολές στο επίπεδο δικτύου.
- Ο δεύτερος τύπος (Class 2) διαχειρίζεται τις μακρές παρεμβολές (της τάξης των 10s) απευθείας στο φυσικό στρώμα.

Συγκρίνοντας τους δύο αυτούς τύπους, μέσω εξομοιώσεων σε διάφορα περιβάλλοντα, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι οι Class 2 δέκτες υπερέχουν των Class 1 σε όλες τις περιπτώσεις, πετυχαίνοντας καλύτερη ποιότητα υπηρεσίας (QoS).

Σχετικά με την ανεκτή ποιότητα υπηρεσίας θεωρούμε την ικανοποίηση του ESR5(20) (ποσοστό των παραθύρων παρατήρησης διάρκειας 20s που δεν περιέχουν περισσότερα από ένα εσφαλμένο second) κριτηρίου σε ποσοστό 90%. Με βάση το κριτήριο αυτό μπορούμε να διαπιστώσουμε την υπεροχή ενός δορυφορικού/επίγειου ολοκληρωμένου συστήματος έναντι των αποκλειστικά επίγειων ή δορυφορικών συστημάτων στον Πίνακα 1.1 [5].

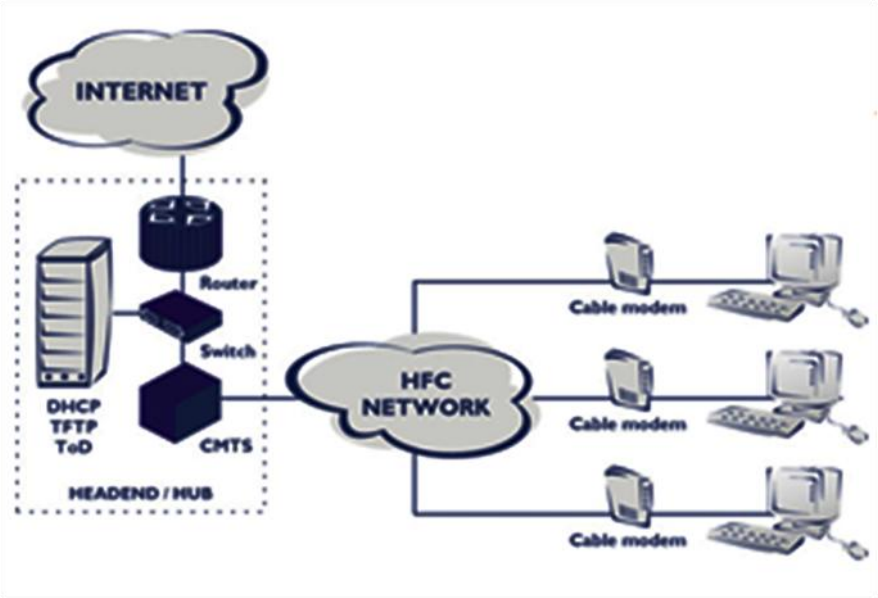
Πίνακας 1.1. Η απόδοση των δεκτών για δορυφορική, επίγεια ή υβριδική λήψη

Performance results for satellite, terrestrial and hybrid reception				
Route	Receiver class	Hybrid ESR5(20) (%)	Satellite ESR5(20) (%)	Terrestrial ESR5(20) (%)
A	Class 2-12 s	94	87	72
	Class 1-12 s	93	81	62
	Class 1-24 s	95	85	70
	Class 1-36 s	97	84	73
B	Class 2-12 s	93	78	61
	Class 1-12 s	90	73	52
	Class 1-24 s	93	80	54
	Class 1-36 s	96	84	56

1.1.4 DOCSIS

Το DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specification) αποτελεί ένα διεθνές τηλεπικοινωνιακό πρότυπο το οποίο επιτρέπει τη μετάδοση και διανομή υψηλής ταχύτητας δεδομένων μέσω δικτύου καλωδιακής τηλεόρασης [6]. Το DOCSIS πραγματοποιεί μετάδοση πρόσθετης κίνησης πάνω από ένα ήδη υπάρχον δίκτυο καλωδιακής τηλεόρασης και έτσι χρησιμοποιείται από τους παρόχους καλωδιακής τηλεόρασης για την επιπλέον προσφορά πρόσβασης στο Internet μέσω ενός ευρυζωνικού δικτύου που συνδυάζει οπτική ίνα και ομοαξονικό καλώδιο HFC (Hybrid Fiber Coaxial Cable). Έτσι, είναι δυνατόν στο ίδιο σύρμα να μεταφέρεται το τηλεοπτικό σήμα και να γίνεται ταυτόχρονα κατέβασμα ή ανέβασμα πληροφοριών από ή προς το διαδίκτυο.

Η αρχιτεκτονική του DOCSIS (Σχήμα 1.8) αποτελείται από δύο δομικά στοιχεία, ένα ενσύρματο modem στη μεριά του χρήστη και το τερματικό σύστημα του modem στην πλευρά του παρόχου.



Σχήμα 1.8. Αρχιτεκτονική του DOCSIS

Η πρώτη έκδοση DOCSIS 1.0 δημοσιεύτηκε τον Μάρτιο του 1997 και είναι αυτή που χρησιμοποιούν οι περισσότεροι χρήστες. Παρέχει ρυθμούς μετάδοσης 27-36Mbps για το κατέβασμα και 320kbps-10Mbps (μέση ταχύτητα της τάξης των 5Mbps) για το ανέβασμα δεδομένων. Η ποιότητα υπηρεσίας που προσφέρεται εξαρτάται από το φορτίο της διαδικτυακής κίνησης. Όσο περισσότεροι είναι οι χρήστες που χρησιμοποιούν το Internet, τόσο χαμηλότερη είναι η μέση ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων.

Το DOSICS 1.1, τον Απρίλιο του 1999, πρόσθεσε κάποιες δυνατότητες για παροχή καλύτερης ποιότητας υπηρεσίας και ασφάλειας. Συγκεκριμένα, προσφέρει υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης στο ανέβασμα δεδομένων και επιτυγχάνει κατ' επέκταση συνολικά γρηγορότερη επικοινωνία. Η έκδοση αυτή συνυπάρχει με το DOCSIS 1.0.

Ακολούθησε το DOCSIS 2.0 τον Δεκέμβριο του 2001. Η έκδοση αυτή υποστηρίζει κωδικοποίηση 64QAM και διόρθωση λαθών. Παρέχει ταχύτητες μετάδοσης της τάξης των 30Mbps για το ανέβασμα δεδομένων. Η ταχύτητα αυτή είναι 3 φορές μεγαλύτερη από αυτή του DOCSIS 1.1 και 6 φορές συγκριτικά με το DOCSIS 1.0.

Στη συνέχεια δημοσιεύτηκε τον Αύγουστο του 2006 το DOCSIS 3.0, ενώ την τελευταία εξέλιξη στο καλωδιακό Internet αποτελεί το eDOCSIS (embedded DOCSIS). Το eDOCSIS στοχεύει στην επίτευξη ακόμη μεγαλύτερων ταχυτήτων, στην παροχή υπηρεσιών υψηλής ποιότητας στους χρήστες και παράλληλα στην σημαντική μείωση του κόστους για τους παρόχους άρα και τους χρήστες.

1.2 Επίγεια Κυψελωτά Συστήματα

1.2.1 GSM

Το μειονέκτημα της ύπαρξης μεγάλου αριθμού αναλογικών επικοινωνιακών συστημάτων στην Ευρώπη σε συνδυασμό με την ανάγκη εξυπηρέτησης του διαρκώς αυξανόμενου αριθμού χρηστών και την καθιέρωση συμβατότητας των δικτύων επικοινωνιών με το σταθερό δίκτυο που ολοένα ψηφιακοποιείται, οδήγησαν τη CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations), το 1982, στη σύσταση της ομάδας "Group Special Mobile". Το έργο της ομάδας αυτής κατέληξε στη σύνταξη προδιαγραφών για ένα νέο ψηφιακό κυψελωτό ραδιοσύστημα κινητών επικοινωνιών στα 900 MHz, που ονομάστηκε GSM (Global System for Mobile Communications). Σήμερα, αποδίδονται στο GSM οχτώ διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων για την κάλυψη των επικοινωνιακών αναγκών (Πίνακας 1.2), ενώ συνεχώς προκύπτουν νέες από την αναδιανομή του υπάρχοντος φάσματος [7].

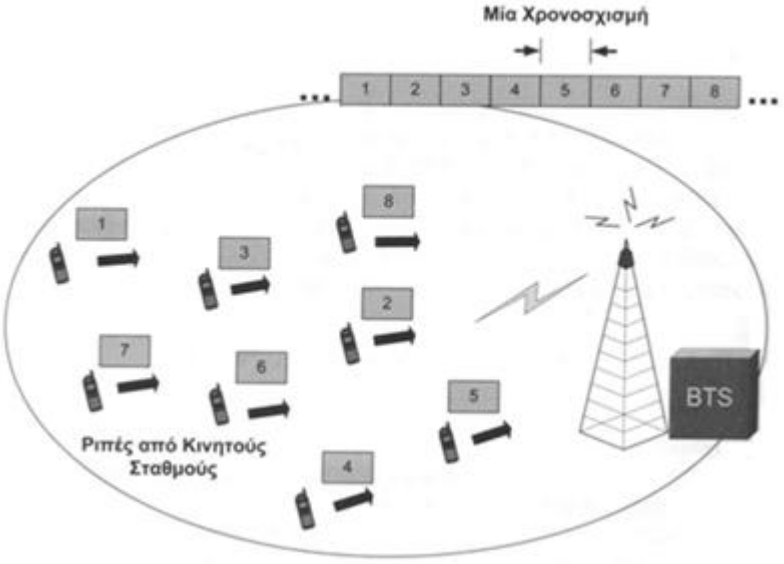
Το GSM, από το 1993 που τέθηκε σε λειτουργία, έχει γνωρίσει τεράστια ανάπτυξη και έχει υιοθετηθεί από πολλές μη-ευρωπαικές χώρες. Τα υπάρχοντα δίκτυα GSM είναι περισσότερα από 690, παρέχοντας ασύρματες ψηφιακές υπηρεσίες σε περισσότερους από 2.4 δισεκατομμύρια συνδρομητές (Ιούλιος 2007) σε 213 χώρες. Οι συνδέσεις GSM αντιστοιχούν στο 82.4% της συνολικής παγκόσμιας αγοράς κινητών επικοινωνιών. Το νέο αυτό σύστημα παρέχει πανευρωπαϊκή κάλυψη, καλύτερη ποιότητα υπηρεσίας φωνής, μετάδοση δεδομένων για fax, e-mail και SMS (Short Message Service), καθώς επίσης ασφάλεια τόσο για τους συνδρομητές όσο και για τη μεταδιδόμενη πληροφορία. Προσφέρει επίσης την παροχή εφαρμογών με χαμηλότερο κόστος και τη δυνατότητα για αυξημένη φασματική απόδοση, ενώ είναι ένα σύστημα ευέλικτο και ανοιχτό σε μελλοντικές βελτιώσεις.

Πίνακας 1.2. Συστήματα και ζώνες συχνοτήτων για το GSM

Σύστημα	Ζώνη	Uplink	Downlink
GSM 400	450	450.4-457.6	460.4-467.6
GSM 400	480	478.8-486.0	488.8-496.0
GSM 850	850	824.0-849.0	869.0-894.0
GSM 900 (P-GSM)	900	890.0-915.0	935.0-960.0
GSM 900 (E-GSM)	900	880.0-915.0	925.0-960.0
GSM-R (R-GSM)	900	876.0-880.0	921.0-925.0
DSC 1800 ή GSM 1800	1800	1710.0-1785.0	1805.0-1880.0
DSC 1900 ή GSM 1900	1900	1850.0-1910.0	1930.0-1990.0

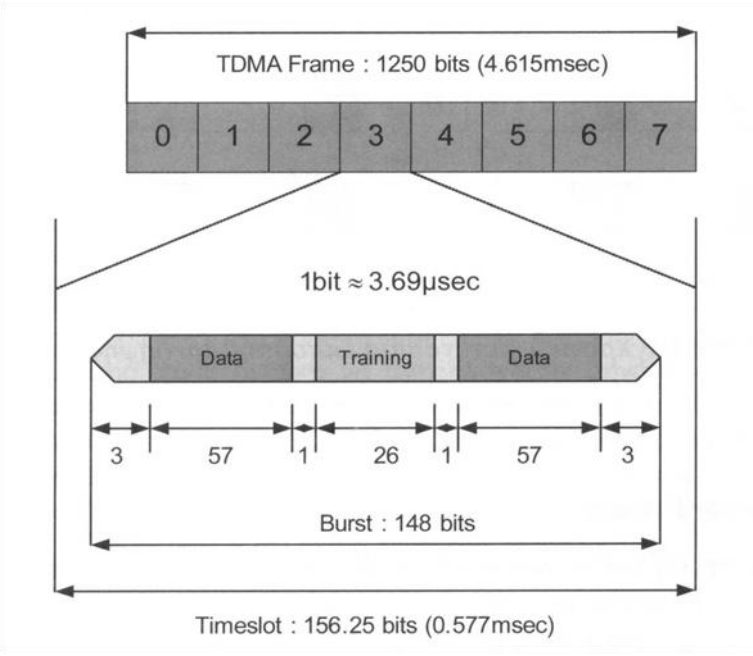
Το GSM χρησιμοποιεί την τεχνική FDD (Frequency Division Duplexing), γεγονός που σημαίνει ότι χρησιμοποιούνται διαφορετικές συχνότητες στις δύο κατευθύνσεις μετάδοσης. Στα συστήματα GSM 900 και GSM 850, η απόσταση των συχνοτικών διαύλων στις δύο κατευθύνσεις (απόσταση αμφιδρόμησης, Duplex Frequency) είναι 45MHz, στο GSM 1800 95MHz, στο GSM 1900 80MHz, ενώ στα GSM 450 και GSM 480 είναι 10MHz. Τα χαμηλότερα και υψηλότερα ζεύγη συχνοτήτων χρησιμοποιούνται για να αποφεύγονται οι παρεμβολές με γειτονικές περιοχές συχνοτήτων άλλων υπηρεσιών.

Ως τεχνική προσπέλασης, το GSM εφαρμόζει έναν συνδυασμό της πολλαπλής προσπέλασης με διαίρεση συχνότητας (FDMA) και της πολλαπλής προσπέλασης με διαίρεση χρόνου (TDMA). Στην πρώτη περίπτωση, πολλαπλές φέρουσες συχνότητες χρησιμοποιούνται στις ζώνες συχνοτήτων που είναι διαθέσιμες για το σύστημα. Στη δεύτερη τώρα περίπτωση, κάθε διαθέσιμη συχνότητα φέροντος χρησιμοποιείται για να μεταφέρει 8 διαφορετικά φυσικά GSM κανάλια, των οποίων τα δεδομένα εκπέμπονται και λαμβάνονται με χρονική σειρά και σε ριπές (bursts) (Σχήμα 1.9), μέσα σε συγκεκριμένες αποδιδόμενες χρονοσχισμές με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 271kbps. Κάθε χρήστης εκπέμπει περιοδικά σε κάθε όγδοη χρονοσχισμή (διάρκειας 0.57ms) και λαμβάνει σε μια αντίστοιχη χρονοσχισμή.



Σχήμα 1.9. Ριπές και χρονοσχισμές

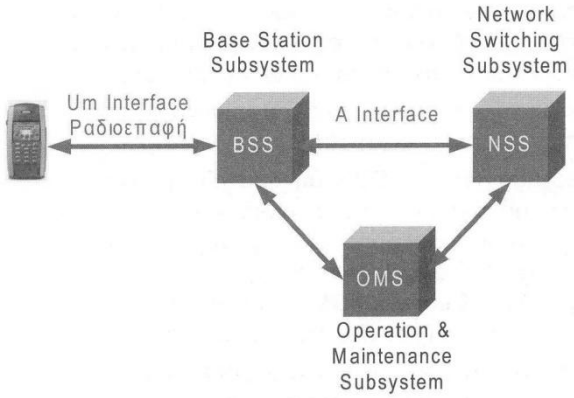
Μία ομάδα 8 χρονοσχισμών αναφέρεται ως πλαίσιο TDMA (TDMA frame) (Σχήμα 1.10) και όλοι οι χρήστες μιας συγκεκριμένης φέρουσας συχνότητας μοιράζονται το ίδιο πλαίσιο. Η χρονική διάρκεια (μήκος) κάθε πλαισίου είναι 4.615ms και αντιστοιχεί στη διάρκεια 1250bits. Κάθε ριπή δεδομένων έχει διάρκεια λίγο μικρότερη από τη χρονοσχισμή στην οποία τοποθετείται προκειμένου να επιτραπεί η αντιμετώπιση των λαθών στην ευθυγράμμιση των ριπών, να συμπεριληφθεί η χρονική διασπορά στο ραδιοδίαυλο και να εξασφαλιστεί ομαλή λειτουργία κατά τη ενεργοποίηση και απενεργοποίηση του πομπού. Ο πραγματικός αριθμός των bits σε μια συγκεκριμένη ριπή εξαρτάται από τον τύπο της ριπής.



Σχήμα 1.10. Βασικές δομές TDMA πλαισίου, χρονοσχισμής και ριπής

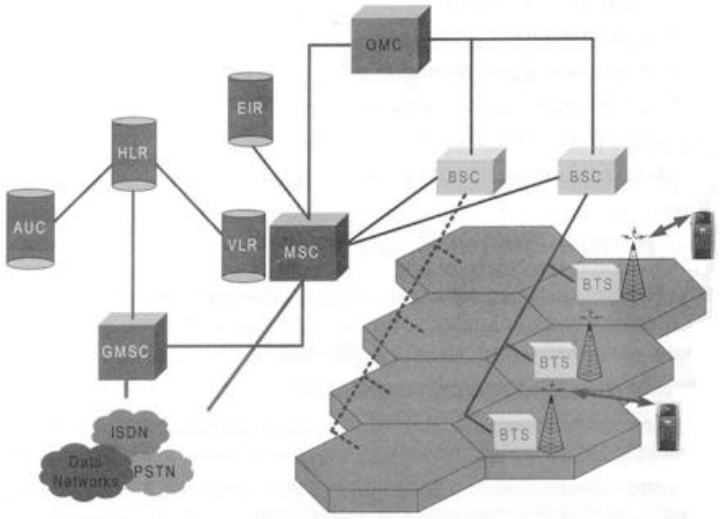
Το GSM υποστηρίζει λειτουργία με πλήρη ρυθμό μετάδοσης (22.8kbps και 8 σχισμές ανά πλαίσιο) και με μισό ρυθμό μετάδοσης (11.4kbps και 16 σχισμές ανά πλαίσιο). Οι κωδικοποιητές φωνής έχουν προδιαγραφεί και για τους δύο ρυθμούς. Όσο αφορά τα δεδομένα, έχουν προδιαγραφεί διάφορες ασύγχρονες υπηρεσίες στα 9.6, 4.8 και 2.4kbps για τη λειτουργία πλήρους και μισού ρυθμού. Ιδιαίτερα, προδιαγράφονται υπηρεσίες που έχουν διεπαφές σε modem ακουστικών συχνοτήτων και στο ISDN [8].

Ένα δίκτυο GSM απαρτίζεται από τέσσερα κύρια μέρη (Σχήμα 1.11): τον Κινητό Σταθμό (Mobile Station, MS), το Υποσύστημα Σταθμών Βάσης (Base Station Subsystem, BSS) ή Υποσύστημα Πρόσβασης, το Υποσύστημα Δικτύου & Διαμεταγωγής (Network Switching Subsystem, NSS) ή Δίκτυο Κορμού (Core Network) και τέλος το Υποσύστημα Συντήρησης και Λειτουργίας (Operation and Maintenance Subsystem, OMS).



Σχήμα 1.11. Δομή του δικτύου GSM

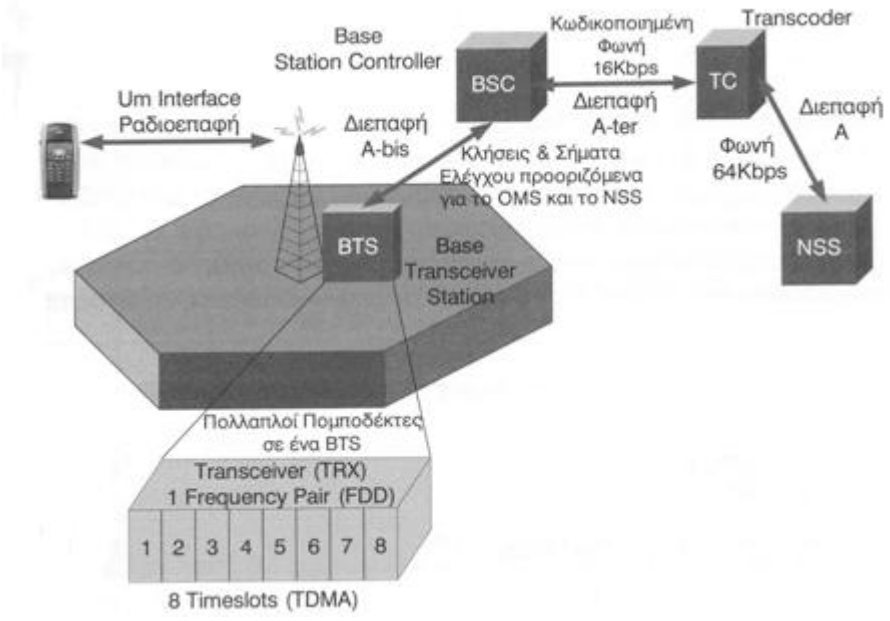
Το GSM αναπτύσσεται ως ένα δίκτυο από συνεχόμενες στο χώρο ραδιοκυψέλες, που όλες μαζί συνθέτουν την πλήρη περιοχή ραδιοκάλυψης (Σχήμα 1.12).



Σχήμα 1.12. Η βασική δομή του GSM αναπτυγμένη σε κυψέλες

Ο MS είναι ο φυσικός εξοπλισμός που χρησιμοποιεί ο συνδρομητής ώστε να έχει πρόσβαση στις προσφερόμενες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες. Ο εξοπλισμός αυτός αναγνωρίζεται από μία μοναδική ταυτότητα, ενώ μια επίσης μοναδική ταυτότητα αποδίδεται στον ίδιο τον συνδρομητή. Οι ταυτότητες αυτές έχουν τοπικό χαρακτήρα στο GSM δίκτυο και στόχος τους είναι η διασφάλιση της ακεραιότητας και του εμπιστευτικού της κλήσης του χρήστη.

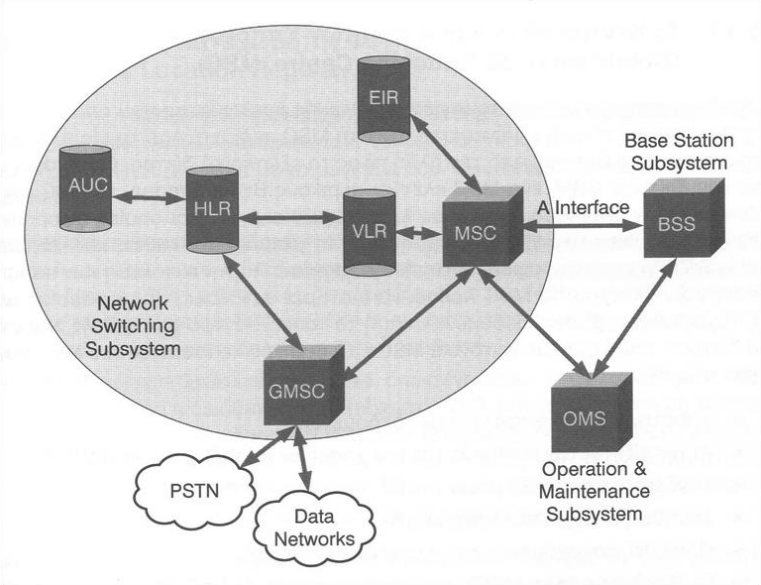
Το BSS (Σχήμα 1.13) παρέχει την απαιτούμενη ραδιοκάλυψη αλλά και τη διαχείριση των ραδιοπόρων του συστήματος. Περιλαμβάνει τον Ελεγκτή Σταθμού Βάσης (Base Station Controller, BSC), τον Πομποδέκτη Σταθμού Βάσης (Base Transceiver Station, BTS) και τον Διακωδικοποιητή (Transcoder, TC). Το BTS πραγματοποιεί τη ραδιολήψη και ραδιοεκπομπή, καθώς αποτελείται από πολλαπλούς πομποδέκτες (TRXs) καθένας από τους οποίους αντιπροσωπεύει ένα ξεχωριστό RF κανάλι και υποστηρίζει συνεπώς την τεχνική FDMA. Κάθε TRX μπορεί να επικοινωνεί με 8 διαφορετικούς MS, έναν για κάθε χρονοσχισμή εντός ενός πλαισίου (TDMA). Ο BSC παρακολουθεί και ελέγχει συνεχώς πολλαπλούς Σταθμούς Βάσης. Κύριος ρόλος του είναι η διαχείριση των διαθέσιμων συχνοτήτων στη ραδιοεπαφή, η διαχείριση των μεταπομπών, η αποσύνδεση των ζεύξεων και ο έλεγχος ισχύος. Ο TC, τέλος, μετατρέπει το αρχικό σήμα φωνής των 64 Kbps και τα διάφορα μηνύματα διαχείρισης σε κωδικοποιημένο σήμα φωνής των 13 Kbps.



Σχήμα 1.13. Η δομή του BSS

Το NSS (Σχήμα 1.14) είναι υπεύθυνο για τις λειτουργίες μεταγωγής και τη διαχείριση της επικοινωνίας μεταξύ των Κινητών Σταθμών και του σταθερού δικτύου PSTN. Αποτελείται από Κέντρα Μεταγωγής (Mobile Switching Centers, MSCs), το Διαβιβαστικό Κέντρο Μεταγωγής (Gateway MSC, GMSC) και διάφορους καταχωρητές, τον Οικείο Καταχωρητή Θέσης (Home Location Register, HLR), τον Καταχωρητή Θέσης Επισκεπτών (Visitors Location Register, VLR), τον Καταχωρητή

Ταυτότητας Εξοπλισμού (Equipment Identity Register, EIR), το Κέντρο Πιστοποίησης (Authentication Center, AUC).



Σχήμα 1.14. Οντότητες του NSS

Αν ένας Κινητός Σταθμός ενεργοποιηθεί κάπου, πρέπει πρώτα να προσδιορίσει αν έχει πρόσβαση στο Δημόσιο Επίγειο Δίκτυο Κινητών Επικοινωνιών (Public Land Mobile Network, PLMN). Αρχίζει τότε μια διαδικασία ενημέρωσης θέσης ώστε να πληροφορηθεί το οικείο PLMN για την τρέχουσα θέση του. Η πληροφορία αυτή αποθηκεύεται στον HLR και είναι απαραίτητη για τη σωστή δρομολόγηση μιας κλήσης στον κινητό σταθμό μέσω του MSC που εξυπηρετεί την περιοχή όπου βρίσκεται τη συγκεκριμένη στιγμή ο σταθμός. Σε κάθε MSC αντιστοιχεί μοναδικός VLR, μία βάση δεδομένων, δηλαδή, που περιέχει δυναμική πληροφορία για όλες τις κινητές μονάδες που είναι επί του παρόντος τοποθετημένες στην MSC περιοχή. Αν μια κλήση προς κάποιον συνδρομητή προέρχεται από εξωτερικό δίκτυο, αυτή δρομολογείται πρώτα στον GMSC, ο οποίος ρωτά τον HLR του καλούμενου για να βρει τον αριθμό δρομολόγησης του MSC όπου ο καλούμενος είναι επισκέπτης. Το τελευταίο MSC μεταδίδει ένα μήνυμα αναζήτησης προς όλες τις σχετιζόμενες κυψέλες. Αν ο καλούμενος απαντήσει το BSS εκχωρεί έναν δίαυλο για την επικοινωνία και εγκαθιστά σύνδεση. Κατά τη διάρκεια μιας κλήσης το κινητό τερματικό μπορεί να κινείται διαμέσου των κυψελών, καθώς το GSM διατηρεί τις ζεύξεις χωρίς να διακόπτεται η από άκρη σε άκρη σύνδεση (μεταπομπή).

Τέλος, το OMS είναι υπεύθυνο τόσο για τον έλεγχο λειτουργίας και τη συντήρηση του τηλεπικοινωνιακού εξοπλισμού του δικτύου, όσο και για τη διαχείριση των συνδρομών και τη χρέωση των συνδρομητών.

1.2.2 UMTS

Οι προσπάθειες για την εξέλιξη των μελλοντικών τηλεπικοινωνιακών δικτύων επικεντρώνονται σε δύο απαιτήσεις:

1. τη βελτίωση της ποιότητας και της ποικιλίας των προσφερόμενων υπηρεσιών, και
2. την υποστήριξη της κινητικότητας (mobility) της επικοινωνίας.

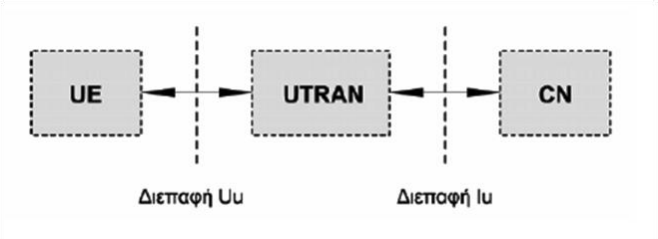
Τα συστήματα 3ης γενιάς (3G) αναμένεται να βελτιώσουν την ποιότητα της ομιλίας, να αυξήσουν τη χωρητικότητα των δικτύων, καθώς και τους ρυθμούς μετάδοσης. Το σύστημα κινητών επικοινωνιών 3ης γενιάς που εγκαθίσταται τώρα και αναφέρεται ως Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (Universal Mobile Telecommunications System, UMTS) εμφανίζεται ως διάδοχος του GSM (Global System of Mobile Communications) και συμβάλλει στην επίτευξη στόχων όπως η παροχή υπηρεσιών υψηλής ποιότητας με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, η απεριόριστη δυνατότητα κίνησης και η παγκόσμια χρησιμοποίηση [7].

Στόχος είναι η ανάπτυξη συστημάτων που διέπονται από τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Παροχή ενοποιημένων υπηρεσιών σε χρήστη που διαθέτει ένα τερματικό και έναν αριθμό συνδρομητή.
- Ευελιξία στον τρόπο μεταφοράς και πολυπλεξίας μιας μεγάλης ποικιλίας υπηρεσιών (φωνή, δεδομένα, πολυμέσα) μέσω μιας ισχυρής και καλοσχεδιασμένης ραδιοεπαφής που υποστηρίζει τη μετάδοση πακέτων και το πρωτόκολλο IP.
- Παροχή υψηλών ρυθμών μετάδοσης της τάξης των 2Mbps.
- Παροχή υπηρεσιών αντίστοιχων προς τις υπηρεσίες που παρέχουν τα επίγεια σταθερά δίκτυα επικοινωνιών σε πεζούς χρήστες.
- Κάλυψη όσο το δυνατόν μεγαλύτερης γεωγραφικής περιοχής και παροχή παγκόσμιας περιαγωγής.
- Επίτευξη της μεγαλύτερης δυνατής φασματικής απόδοσης με επαναχρησιμοποίηση των πόρων του συστήματος.
- Best-effort τεχνική μετάδοσης πακέτων, δηλαδή ελάχιστες αξιώσεις ως προς το ρυθμό μετάδοσης και την καθυστέρηση των πακέτων.
- Συνύπαρξη με τα ήδη υπάρχοντα συστήματα 2ης γενιάς με απαίτηση για όσο το δυνατό λιγότερες αλλαγές στην υποδομή των δικτύων.
- Υποστήριξη και συνύπαρξη συστημάτων και των δύο τεχνικών αμφιδρόμησης FDD και TDD.

Η ραδιοεπαφή που χρησιμοποιεί το UMTS είναι το WDCMA (Wideband Code Division Multiple Access), το cdma2000 ή multicarrier-CDMA, τις πλήρεις προδιαγραφές των οποίων ανέλαβαν να στοιχειοθετήσουν δύο διεθνής εταιρικές συμμαχίες το 3GPP και το 3GPP2 (Third-Generation Partnership Project) .

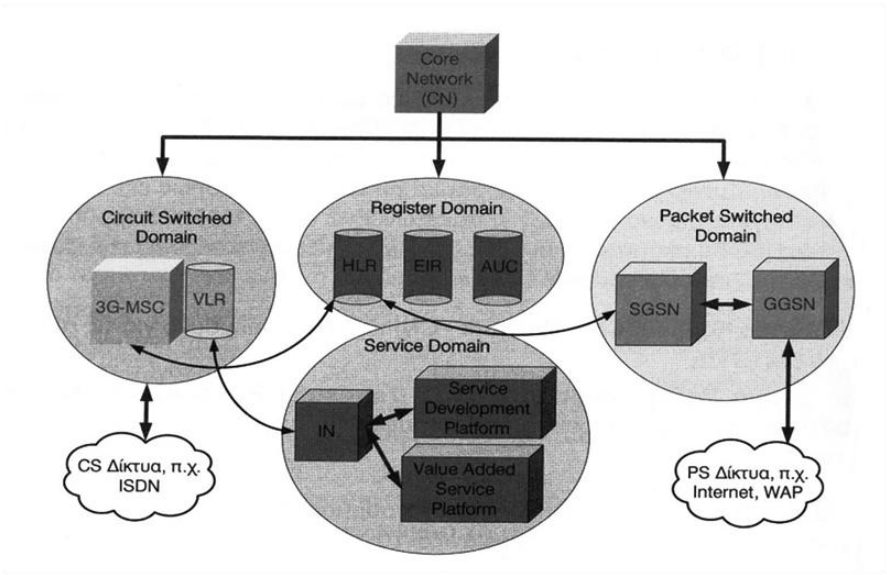
Το δίκτυο UMTS απαρτίζεται από δύο βασικά τμήματα (Σχήμα 1.15), το Δίκτυο Κορμού (Core Network, CN) που είναι υπεύθυνο για τις συνδέσεις στο UMTS και το γενικό Δίκτυο Ραδιοπρόσβασης (UMTS Terrestrial Radio Access Network, UTRAN) που προσφέρει τη ραδιοεπαφή U_u στον κινητό σταθμό του χρήστη (τερματικός εξοπλισμός-User Terminal, UE).



Σχήμα 1.15. Τα δομικά στοιχεία του UMTS

- Δίκτυο Κορμού (Core Network)

Αποτελείται από τέσσερις τομείς, τον τομέα μεταγωγής κυκλώματος (Circuit Switched Domain), τον τομέα εγγραφής (Register Domain), τον τομέα υπηρεσιών (Service Domain) και τον τομέα μεταγωγής πακέτων (Packet Switched Domain) και παρέχει τρεις βασικές λειτουργίες διαχείρισης: τη Διαχείριση Σύνδεσης (Connection Management, CM), τη Διαχείριση Συνόδου (Session Management, SM) και τη Διαχείριση Κινητικότητας (Mobility Management, MM) (Σχήμα 1.16).



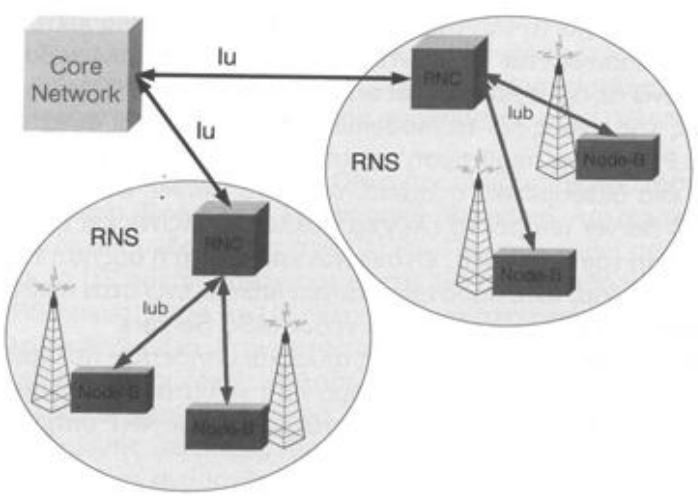
Σχήμα 1.16. Δομικά στοιχεία του δικτύου κορμού

Η Διαχείριση Σύνδεσης (CM) παρέχει τις bearer υπηρεσίες και τις διαδικασίες για τις συνδέσεις μεταγωγής κυκλώματος, η οποία χρησιμοποιείται σε Real Time υπηρεσίες, υπηρεσίες που απαιτούν, δηλαδή, σταθερό ρυθμό μετάδοσης και σταθερή καθυστέρηση άρα και σταθερό ρυθμό άφιξης των δεδομένων.

Η Διαχείριση Συνόδου (SM) είναι υπεύθυνη για την εγκατάσταση, την παρακολούθηση και την απεγκατάσταση μιας σύνδεσης μεταγωγής πακέτων. Η μεταφορά δεδομένων καθίσταται δυνατή μέσω της χρήσης ενός πρωτοκόλλου PDP (Packet Data Protocol), το οποίο είναι συνηθέστερα το IP. Ένα PDP context περιέχει τις παραμέτρους που περιγράφουν τη σύνδεση πακέτων και συγκεκριμένα τις διευθύνσεις αποστολέα και παραλήπτη και τις παραμέτρους ποιότητας υπηρεσίας (QoS).

Η Διαχείριση Κινητικότητας (MM) αναλαμβάνει τον εντοπισμό της θέσης ενός τερματικού εξοπλισμού (UE) έτσι ώστε να μπορεί να εγκατασταθεί μια σύνδεση. Με τον όρο εντοπισμό εννοείται ο καθορισμός της θέσης και της τοποθεσίας του κινητού. Η θέση του κινητού αναφέρεται στην ακριβή γεωγραφική θέση ενός UE και χρησιμοποιείται από ειδικές υπηρεσίες, όπως οι κλήσεις έκτακτης ανάγκης, ή εσωτερικά στο δίκτυο, για παράδειγμα για τη λειτουργία της μεταπομπής ή για σχεδιαστικούς λόγους. Η τοποθεσία του UE αφορά στον εντοπισμό του μέσα στη λογική δομή του δικτύου και χρησιμοποιείται από το δίκτυο προκειμένου να προωθήσει υπηρεσίες στο χρήστη.

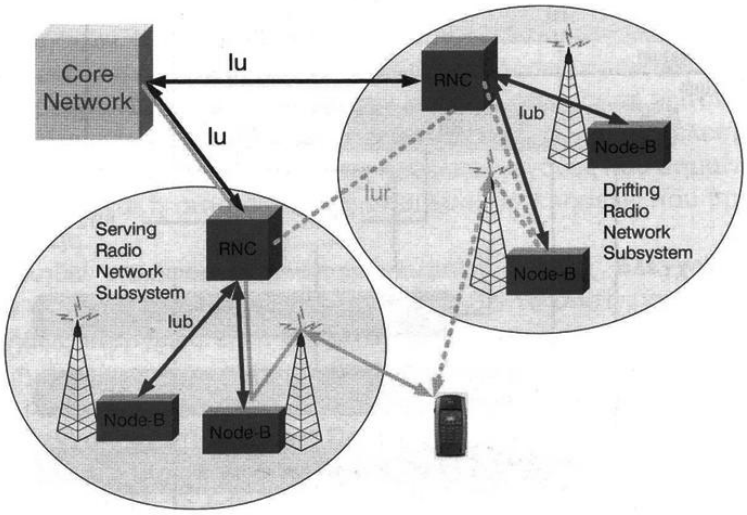
- Δίκτυο Ραδιοπρόσβασης (UTRAN)



Σχήμα 1.17. Η δομή του UTRAN

Τα όρια του είναι από την πλευρά του UE η ραδιοεπαφή U_u, ενώ από την πλευρά του Δικτύου Κορμού-CN η ραδιοεπαφή I_u. Το UTRAN αποτελείται από πολλά Radio Network Subsystems (RNS) τα οποία συνδέονται με το CN μέσω της διεπαφής I_u (Σχήμα 1.17). Ένα RNS συνίσταται από ένα Radio Network Controller (RNC) υπεύθυνο για τον έλεγχο του φορτίου της τηλεπικοινωνιακής κίνησης στις κυψέλες που ελέγχει, το οποίο συνδέεται μέσω της διεπαφής I_{ub} με ένα ή περισσότερα Node B, τα οποία αναλαμβάνουν την επεξεργασία της ραδιοεπαφής στο φυσικό στρώμα. Κάθε RNS διαχειρίζεται το ίδιο τους ραδιοπόρους των συνδέσεών του. Για κάθε UE υπάρχει ένα RNS που το εξυπηρετεί, Serving RNS, σε περίπτωση όμως που

απαιτούνται επιπλέον ραδιοπόροι μπορεί να είναι παράλληλα συνδεδεμένο και με άλλα RNS τα οποία καλούνται Drift RNS (Σχήμα 1.18).



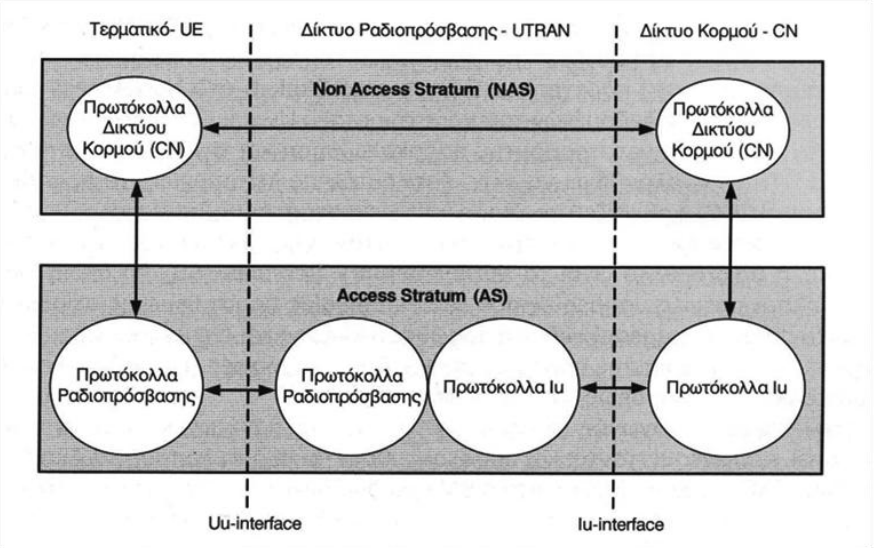
Σχήμα 1.18. Η συνύπαρξη Serving και Drifting RNS

Οι βασικές λειτουργίες του UTRAN είναι οι ακόλουθες:

- Ο Έλεγχος Ραδιοπόρων του συστήματος (Radio Resource Control) που παρέχεται από το RNC.
- Ο Έλεγχος Αποδοχής Σύνδεσης-Κλησης (Admission Control) ο οποίος παρέχεται από το RNC και αφορά στην αποδοχή και απόρριψη νέων χρηστών αλλά και νέων ραδιοζεύξεων που προέρχονται από ενέργειες του δικτύου όπως η μεταπομπή. Στόχος του μηχανισμού αυτού είναι η αποφυγή της υπερφόρτωσης του δικτύου.
- Ο Έλεγχος Συμφόρησης (Congestion Control) που σε περίπτωση υπερφόρτωσης μιας κυψέλης μεριμνά ώστε το σύστημα να επανέλθει σε σταθερή κατάσταση. Συχνά καλείται και Έλεγχος Φορτίου (Load Control).
- Ο Έλεγχος Ισχύος (Power Control) ο οποίος αναλαμβάνει τη διαχείριση της ισχύος των UEs ώστε να αποφεύγονται προβλήματα παρεμβολών μεταξύ των χρηστών.
- Ο Διαφορισμός Σταθμών Βάσης συνίσταται στη δυνατότητα μετάδοσης και λήψης του ίδιου σήματος από δύο τουλάχιστον σταθμούς βάσης που έχουν μεγάλη απόσταση μεταξύ τους. Οι δύο εκδόσεις του σήματος είναι ανεξάρτητες και με τον τρόπο αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της σκίασης.

Μια σημαντική αρχή στη σχεδίαση του UMTS είναι η αναγκαιότητα για απεξάρτηση των λειτουργιών της διαχείρισης της κινητικότητας και των συνδέσεων από την τεχνολογία της ραδιοεπαφής. Η υλοποίηση της αρχής αυτής πραγματοποιείται με την υιοθέτηση των εννοιών του Access Stratum (AS) και του

Non Access Stratum (NAS) (Σχήμα 1.19). Το AS είναι μια λειτουργική οντότητα που περιλαμβάνει τα πρωτόκολλα ραδιοπρόσβασης μεταξύ του UE και του Δικτύου Ραδιοπρόσβασης (UTRAN). Το NAS περιλαμβάνει τα πρωτόκολλα του Δικτύου Κορμού μεταξύ του UE και του ιδίου του CN, για το οποίο πλέον το UTRAN είναι διάφανο.



Σχήμα 1.19. Το μοντέλο αρχιτεκτονικής του UMTS

Η βάση στα συστήματα 3G είναι η τεχνολογία διασποράς φάσματος και η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης CDMA. Στον πομπό, η ακολουθία πληροφορίας του χρήστη πολλαπλασιάζεται με μια μοναδική, πολύ γρήγορη ψευδοτυχαία ακολουθία που καλείται κώδικας διασποράς. Η διαδικασία αυτή προκαλεί τη διασπορά του φάσματος του σήματος πληροφορίας στενής ζώνης σε μια ευρεία φασματική περιοχή. Λόγω του ρυθμού των ακολουθιών διασποράς (3.84Mcps), το εύρος ζώνης που καταλαμβάνουν τελικά τα σήματα είναι 3.84MHz. Ο λόγος του εύρους ζώνης του προ της διασποράς σήματος στενής ζώνης προς το εύρος ζώνης μετά η διασπορά καλείται κέρδος επεξεργασίας ή παράγοντας διασποράς. Όσο μικρότερος είναι ο παράγοντας αυτός, τόσο υψηλότερος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων μπορεί να υποστηριχτεί στη ραδιοεπαφή. Λαμβάνοντας υπόψη και τις ζώνες φύλαξης, ο κάθε δίαυλος καταλαμβάνει τελικά φάσμα εύρους 5MHz. Αυτός είναι και ο λόγος που τέτοια συστήματα χαρακτηρίζονται ως ευρείας ζώνης CDMA - WCDMA. Στο δέκτη, το διεσπαρμένο σήμα πολλαπλασιάζεται ξανά με την ακολουθία διασποράς και το εύρος ζώνης επανέρχεται σε εκείνο του αρχικού σήματος.

Το UMTS υποστηρίζει διάφορες τεχνικές κωδικοποίησης διαύλου για τη διόρθωση σφαλμάτων στη μετάδοση, οι οποίες εφαρμόζονται στο φυσικό στρώμα. Οι τεχνικές αυτές αναφέρονται στην πρόσθια διόρθωση λαθών (Forward Error Correction, FEC) και στο WCDMA, το οποίο και χρησιμοποιεί το UMTS, υπάρχουν τρεις διαθέσιμες επιλογές: καθόλου κωδικοποίηση, συνελικτική κωδικοποίηση για δεδομένα με χαμηλό ρυθμό μετάδοσης και turbo κωδικοποίηση για δεδομένα με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Το WCDMA υποστηρίζει επιπλέον τεχνικές ανίχνευσης σφαλμάτων, όπως το CRC, που κι αυτές εφαρμόζονται στο φυσικό

στρώμα. Για όσα πακέτα διαφεύγουν των παραπάνω τεχνικών δρομολογείται διαδικασία επαναμετάδοσης στα ανώτερα στρώματα.

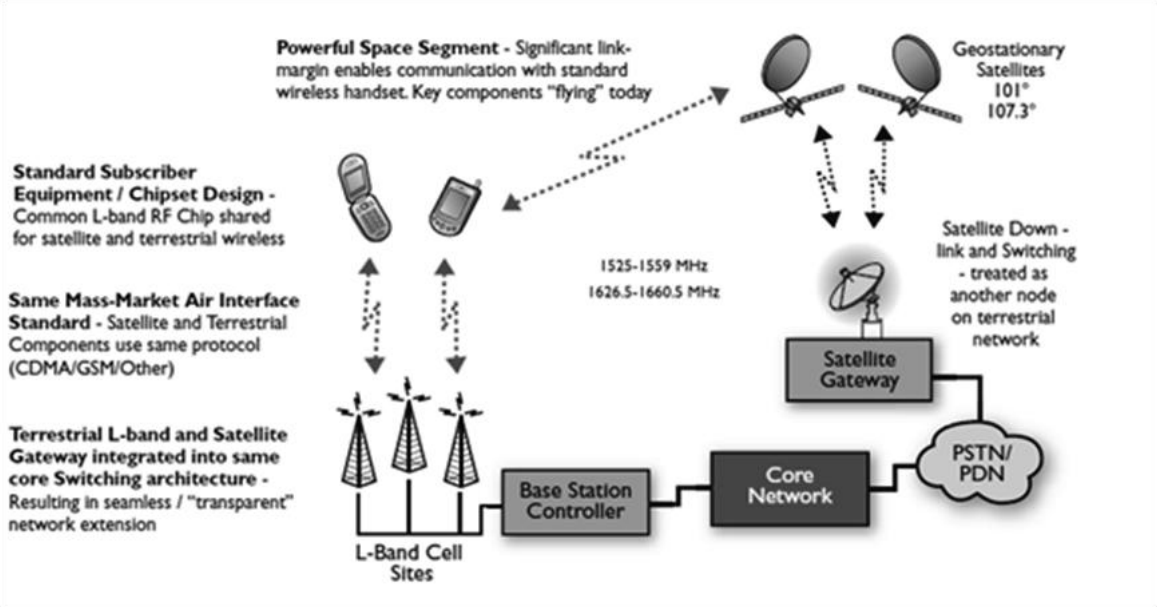
Με δεδομένο τα προβλήματα ασφάλειας των συστημάτων 2ης γενιάς και εντονότερα του GSM, έγινε στο UMTS μια προσπάθεια αντιμετώπισης των περισσότερων γνωστών προβλημάτων τόσο σε επίπεδο πρόσβασης των χρηστών στη ραδιοεπαφή όσο και σε επίπεδο σύνδεσης εντός του Δικτύου Κορμού αλλά και διασύνδεσης με άλλα δίκτυα κινητών επικοινωνιών. Όσο αφορά την ασφάλεια πρόσβασης, εφαρμόζεται αμοιβαίος έλεγχος πιστοποίησης τόσο του χρήστη όσο και του δικτύου, χρήση προσωρινών ταυτοτήτων, κρυπτογράφηση στο δίκτυο ραδιοπρόσβασης, προστασία της ακεραιότητας των μηνυμάτων σηματοδοσίας μέσα στο UTRAN.

1.3 Υβριδικά Επίγεια και Δορυφορικά Συστήματα

1.3.1 ATC

Τα δορυφορικά επικοινωνιακά δίκτυα ξεπέρασαν κάθε γεωγραφικό περιορισμό και προσέφεραν κάλυψη σε γη, αέρα και θάλασσα με χρήση απλά ενός συνηθισμένου τηλεφωνικού αριθμού. Έγινε, έτσι, δυνατή η παγκόσμια και άμεση επικοινωνία με εφαρμογές τόσο κοινωνικού χαρακτήρα όσο και στον κυβερνητικό, στρατιωτικό και βιομηχανικό τομέα. Ωστόσο, σε πολλές περιπτώσεις, τα δορυφορικά δίκτυα κρίνονται λιγότερο λειτουργικά από τα επίγεια, όπως για παράδειγμα στα αστικά κέντρα όπου το δορυφορικό σήμα υφίσταται ισχυρή εξασθένηση λόγω του φαινομένου της σκίασης.

Η Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνιών (Federal Communications Commission, FCC) ενέκρινε το 2003 τη χρήση μερίδων της ζώνης S, και συγκεκριμένα μεταξύ 2 και 2.2GHz, για τη δημιουργία κινητών δικτύων δορυφορικών υπηρεσιών (Mobile Satellite Systems, MSS) με παράλληλη χρήση βοηθητικών επίγειων τμημάτων (Ancillary Terrestrial Component, ATC) [9]. Το ATC αυξάνει την ευελιξία και την αξιοπιστία του δορυφορικού συστήματος και μάλιστα δε επαναχρησιμοποιώντας το φάσμα συχνοτήτων που αποδίδεται σε αυτό. Είναι ξεκάθαρο ότι το ATC λειτουργεί συμπληρωματικά του δορυφορικού δικτύου και δεν αποτελεί σε καμία περίπτωση αυτόνομο δίκτυο.



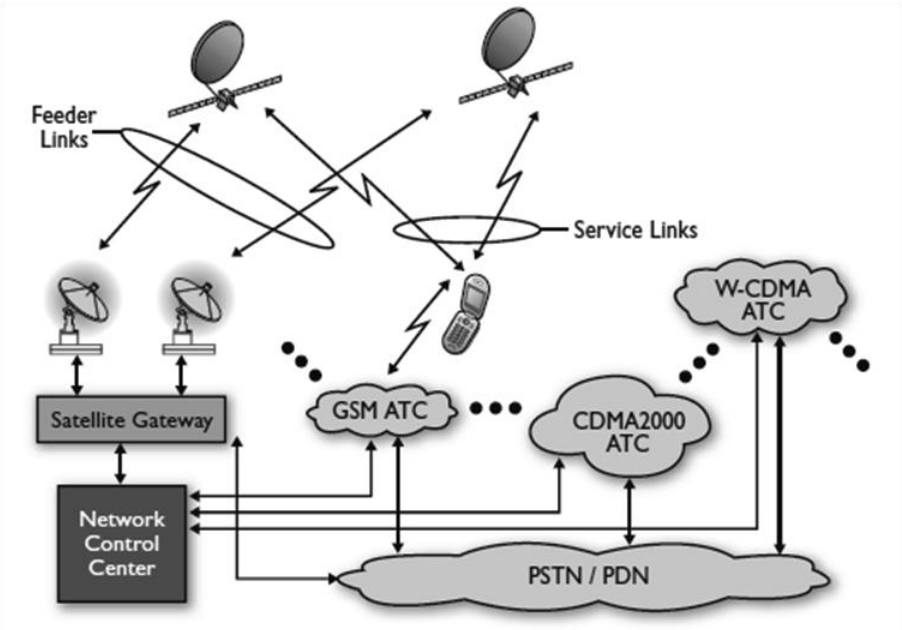
Σχήμα 1.20. Το υβριδικό επίγειο-δορυφορικό ασύρματο δίκτυο

Ο χρήστης ενός τέτοιου συστήματος είναι σε θέση να λαμβάνει και να μεταδίδει δεδομένα οπουδήποτε και αν βρίσκεται χρησιμοποιώντας μικρά, ελαφριά και καλαίσθητα κινητά τερματικά. Η διαφάνεια ως προς το χρήστη προδιαγράφεται σαν χαρακτηριστική ιδιότητα ενός υβριδικού MSS/ATC δικτύου. Αυτό σημαίνει ότι είναι εφικτή η ίδια ποιότητα υπηρεσίας, με χρήση της ίδιας συσκευής, ανεξάρτητα από τον τρόπο μετάδοσης. Η αλλαγή από τη δορυφορική στην επίγεια λειτουργία γίνεται με τρόπο αδιάλειπτο και όμοιο με τις διαδικασίες μεταπομπής σ' ένα κλασσικό κυψελωτό δίκτυο.

Ιστορικά, τα δορυφορικά δίκτυα αδυνατούσαν να πετύχουν το στόχο της διαφάνειας για δύο κυρίως λόγους. Αφενός, το φυσικό μέγεθος των ανακλαστήρων στον αναμεταδότη, που συνδέεται με το κέρδος της κεραίας, αποτελούσε στενωπό για την ισχύ μετάδοσης αλλά και την ευαισθησία του δέκτη. Αφετέρου, η ταυτόχρονη υποστήριξη δορυφορικών και επίγειων τρόπων διάδοσης, απαιτούσε δύο διαφορετικές ραδιοεπαφές στον τερματικό εξοπλισμό, αφού δεν υπήρχε σύγκλιση δορυφορικών και τυπικών επίγειων ασύρματων πρωτοκόλλων. Αυτές οι παράμετροι καθιστούσαν τον όγκο και το κόστος της τερματικής συσκευής απαγορευτικά για ευρεία χρήση. Τα νέας γενιάς υβριδικά MSS/ATC δίκτυα (Σχήμα 1.20) ανταπεξέρχονται σ' αυτές τις προκλήσεις. Οι δορυφόροι εξοπλίζονται με κεραίες μεγάλης ακτινοβολούμενης ισχύος και υψηλού κέρδους. Λόγος G/T (Gain-to-Noise-Temperature ratio) ίσος περίπου με 25dB/^{o}K είναι απαραίτητος προκειμένου να παρέχεται περιθώριο κέρδους περίπου 10dB, ώστε να αντισταθμίζεται το χαμηλό EIRP (περίπου -7dBW) των τερματικών του χρήστη και επιτυγχάνεται με τη χρήση δύο δορυφόρων και συγχώνευση των δύο λαμβανόμενων σημάτων σε έναν κοινό δορυφορικό δίαυλο [10]. Παράλληλα, τόσο για τη δορυφορική όσο και για την επίγεια επικοινωνία χρησιμοποιούνται ευρέως διαδεδομένα ασύρματα πρωτόκολλα (CDMA2000, GSM, 802.16, 802.20, W-CDMA, WiMAX).

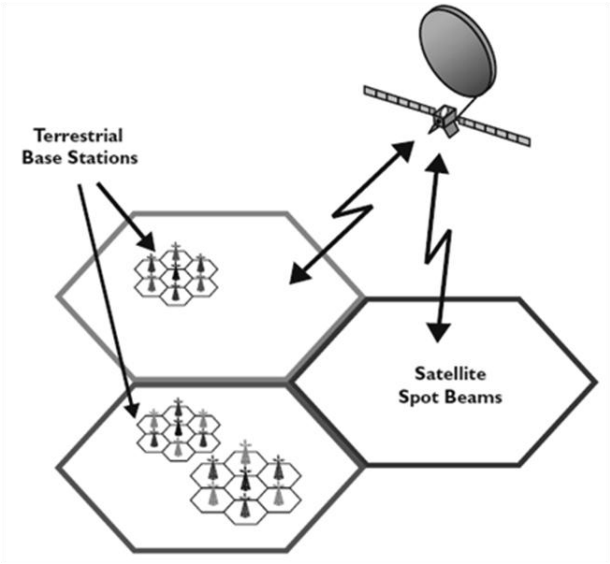
Το δορυφορικό τμήμα ενός υβριδικού MSS/ATC συστήματος (Σχήμα 1.21) αποτελείται από δύο ισχυρούς γεωστατικούς δορυφόρους. Προκειμένου να εξασφαλίζεται η επιτυχία της μετάδοσης, τα σήματα που μεταδίδονται από τους επίγειους πομπούς στην άνω ζεύξη λαμβάνονται και από τους δύο δορυφόρους. Το γεγονός ότι στο Κέντρο Ελέγχου του επίγειου σταθμού φθάνουν τελικά σήματα και από τους δυο αναμεταδότες ενισχύει το σήμα που λαμβάνει ο χρήστης. Έτσι, μειώνονται οι απαιτήσεις ισχύος για τις συσκευές του χρήστη, ενώ αυξάνεται η διάρκεια ζωής της μπαταρίας τους.

Το επίγειο τμήμα (ATC) (Σχήμα 1.21) περιλαμβάνει ένα επίγειο ασύρματο δίκτυο και ένα πρωτόκολλο επικοινωνίας. Είναι βασισμένο στη λογική του IP και μπορεί να υποστηρίξει τερματικά διαφόρων τύπων (κινητά, PDAs, laptops, home gateways) για παροχή πολλαπλών υπηρεσιών πάνω από ένα ενιαίο κοινό μέσο.



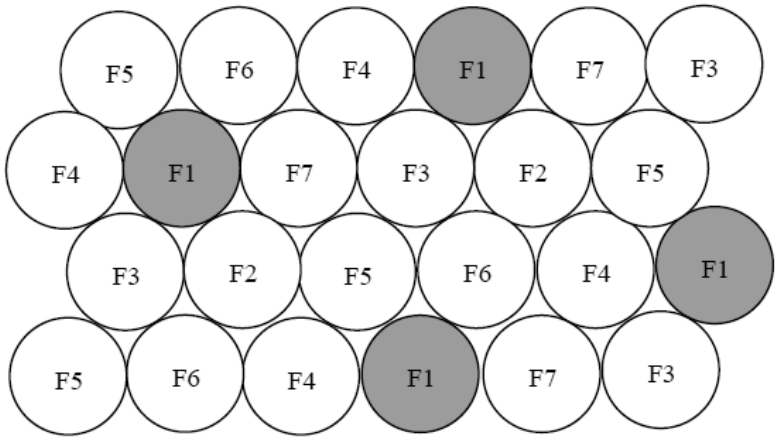
Σχήμα 1.21. Αρχιτεκτονική ενός υβριδικού MSS/ATC συστήματος

Οι δορυφόροι χρησιμοποιούν κεραίες πολλαπλών δεσμών και σχηματίζουν έτσι τις μακροκυψέλες του συστήματος, οι οποίες περιέχουν τις κυψέλες του επίγειου συστήματος που αποτελούν μίκρο- ή πίκο- κυψέλες για το ολοκληρωμένο σύστημα (Σχήμα 1.22).



Σχήμα 1.22. Δορυφορικές και επίγειες κυψέλες

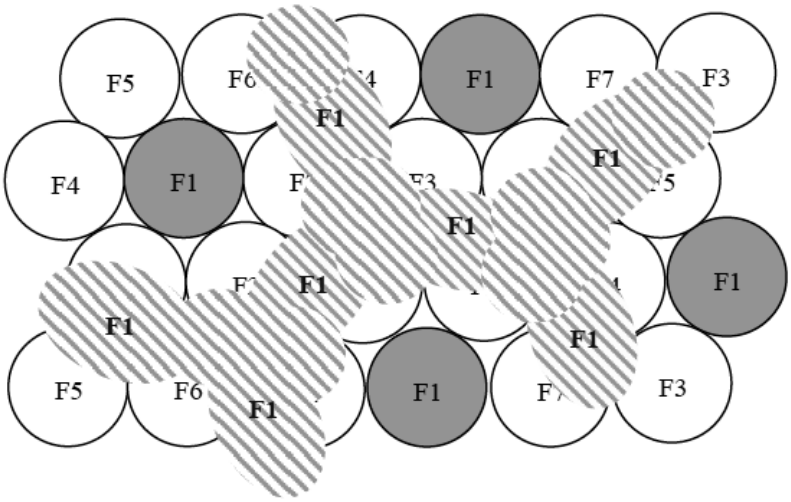
Μεταξύ των δορυφορικών κυψελών εφαρμόζεται επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων. Ένα παράδειγμα επαναχρησιμοποίησης 7 συχνοτήτων φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 1.23) [11].



Σχήμα 1.23. Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων με cluster=7

Μία μακροκυψέλη που χρησιμοποιεί τη συχνότητα F1 περιτριγυρίζεται από κυψέλες με διαφορετικές συχνότητες F2 ως F7. Η απόσταση στην οποία χρησιμοποιείται και πάλι η συχνότητα F1 από μία άλλη κυψέλη είναι επαρκής ώστε να αποφεύγονται οι ομοδιαυλικές παρεμβολές. Όπως μπορούμε να δούμε, σε ένα τέτοιο σχήμα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων εντοπίζεται μία περιοχή στην οποία δεν εμφανίζεται μία συγκεκριμένη συχνότητα, η F1 για παράδειγμα. Σε αυτή ακριβώς την περιοχή μπορεί να λειτουργεί το ATC χρησιμοποιώντας τη συχνότητα F1, με την εισαγωγή βέβαια μια διαχωριστικής ζώνης μεταξύ του δορυφορικού και του επίγειου κελιού με συχνότητα F1 (Σχήμα 1.24). Το σήμα από τους επίγειους σταθμούς εντός

αυτής της περιοχής θα είναι σίγουρα ισχυρότερο από το δορυφορικό σήμα στο ίδιο κανάλι και άρα προτιμάται από τα τερματικά η επικοινωνία μέσω του επίγειου δικτύου. Όσο τα τερματικά απομακρύνονται από τους επίγειους σταθμούς βάσης (περίπου 20km και περισσότερο) το δορυφορικό σήμα γίνεται ισχυρότερο από το επίγειο και επομένως επιλέγεται ο δορυφορικός τρόπος λειτουργίας. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων μεταξύ του δορυφορικού και επίγειου συστήματος, τεχνική με την οποία καθίσταται εφικτή η καλύτερη δυνατή φασματική αξιοποίηση και συνολική απόδοση.



Σχήμα 1.24. Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων από το ATC

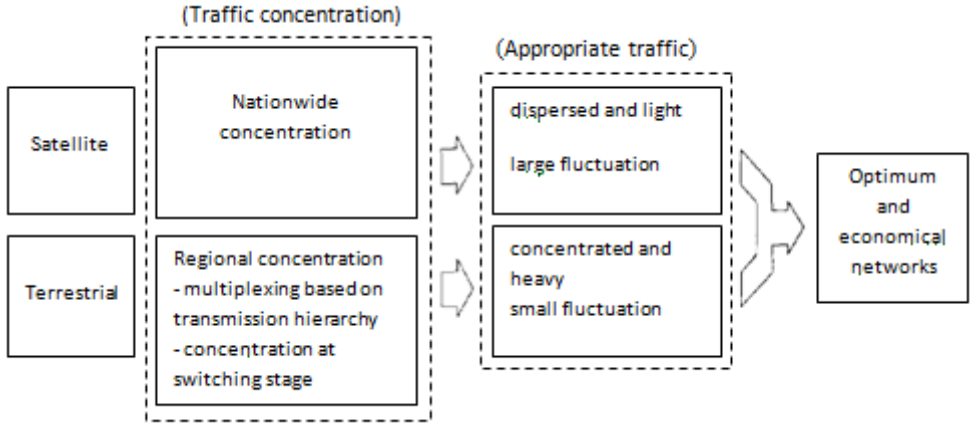
Καθώς το σύστημα καλύπτει ένα εκτεταμένο και ποικιλόμορφο γεωγραφικό τμήμα απαιτείται κατά περίπτωση διαμοιρασμός του φορτίου κίνησης μεταξύ του δορυφορικού και του επίγειου δικτύου. Σε αστικές περιοχές με αυξημένη συγκέντρωση χρηστών η επικοινωνία θα εξυπηρετηθεί σε μεγαλύτερο βαθμό από το δίκτυο ATC και λιγότερο από το δορυφορικό δίκτυο. Αντίθετα, σε περιοχές που χαρακτηρίζονται αγροτικές μεγαλύτερο μέρος της επικοινωνίας θα αναλάβει το δορυφορικό τμήμα και πολύ λιγότερο το ATC δίκτυο. Με τον τρόπο ατό επιτυγχάνεται μέγιστος συντελεστής χρησιμοποίησης των πόρων του συστήματος.

Ένα τέτοιο σύστημα είναι πολύ διαφορετικό από προγενέστερα δορυφορικά ή επίγεια συστήματα και είναι σε θέση να καλύψει το όλο και αυξανόμενο επικοινωνιακό φορτίο. Η μεγάλη ζήτηση των χρηστών για τις υπηρεσίες που παρέχονται από αυτό προσελκύει εταιρείες και επενδυτές που προτίθενται να παράγουν συμβατά προϊόντα με τρόπο μαζικό και οικονομικό, σε αντίθεση με τις συσκευές που υποστηρίζουν μόνο τον ένα ή τον άλλο τρόπο μετάδοσης οι οποίες γίνονται λιγότερο ανταγωνιστικές και ελκυστικές.

1.3.2 DYANET

Κρίσιμο παράγοντα για την ενσωμάτωση των δορυφορικών συστημάτων στο δημόσιο δίκτυο μεταγωγής αποτελεί η εκτίμηση του κόστους αυτών συγκριτικά με τα επίγεια δίκτυα. Καθώς είναι γνωστό ότι το κόστος μιας δορυφορικής μετάδοσης είναι ανεξάρτητο της απόστασης της ζεύξης και αναγνωρίζοντας τα ελκυστικά χαρακτηριστικά των δορυφορικών συστημάτων, αναπτύσσονται τα λεγόμενα κοινά συστήματα εναλλακτικής δρομολόγησης, με χαρακτηριστικό παράδειγμα το σύστημα DYANET (Dynamic channel assigning and routing satellite aided digital networks) [12].

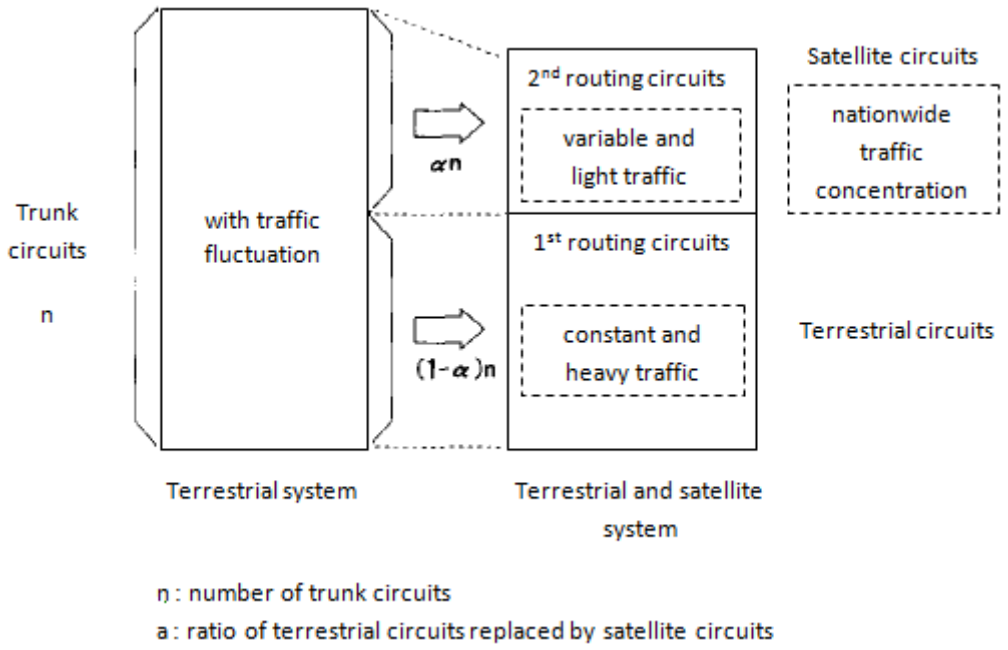
Το DYANET αποτελεί συνδυασμό επίγειου και δορυφορικού συστήματος, η επιλογή δε μεταξύ των δύο πραγματοποιείται με κριτήριο την τηλεπικοινωνιακή κίνηση (Σχήμα 1.25). Τα επίγεια συστήματα κρίνονται αποδοτικότερα και οικονομικότερα των δορυφορικών για τη μεταφορά υψηλής και σταθερής κίνησης. Αντίθετα, τα δορυφορικά συστήματα ανταποκρίνονται με αποτελεσματικότερο τρόπο στην μεταφορά διεσπαρμένης και ανομοιογενούς ως προς την ένταση κίνησης. Συνδυάζοντας τα δύο προηγούμενα πετυχαίνουμε βελτιστοποίηση του κόστους και της απόδοσης των τηλεπικοινωνιακών δικτύων.



Σχήμα 1.25. Συνδυασμός επίγειου και δορυφορικού συστήματος

Στο Σχήμα 1.26, θεωρούμε μία ομάδα κυκλωμάτων που λειτουργούν τόσο με επίγειο όσο και με δορυφορικό τρόπο και τα χωρίζουμε σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη κατηγορία έχει προτεραιότητα σε σχέση με τη δεύτερη, η οποία επιλέγεται μόνο στην περίπτωση που όλα τα κυκλώματα της πρώτης είναι απασχολημένα. Τα κυκλώματα της πρώτης κατηγορίας (1^{st} routing circuits) εμφανίζουν υψηλό συντελεστή χρησιμοποίησης και μικρή αυξομείωση της κίνησης, ενώ τα αντίθετα ακριβώς χαρακτηριστικά παρουσιάζουν αυτά της δεύτερης κατηγορίας (2^{nd} routing circuits). Κατά συνέπεια, η πρώτη κατηγορία μεταφέρει την υψηλή και σταθερή κίνηση, λειτουργία που επιτυγχάνεται με τη χρήση επίγειων κυκλωμάτων, ενώ η δεύτερη μεταφέρει την μικρή και τυχαία κίνηση, λειτουργία που επιτυγχάνεται με τη χρήση κυκλωμάτων δορυφορικών. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, ότι σε ένα τέτοιο σύστημα το δορυφορικό δίκτυο είναι εναλλακτικό του επίγειου, όταν το τελευταίο έχει υποστεί

υπερχείλιση από το αυξημένο φορτίο της τηλεπικοινωνιακής κίνησης. Τα επίγεια κυκλώματα έχουν τον πρωτεύοντα ρόλο και τα δορυφορικά τίθενται σε λειτουργία μόνο μετά από κλήση τους όταν τα πρώτα αδυνατούν να ανταποκριθούν.

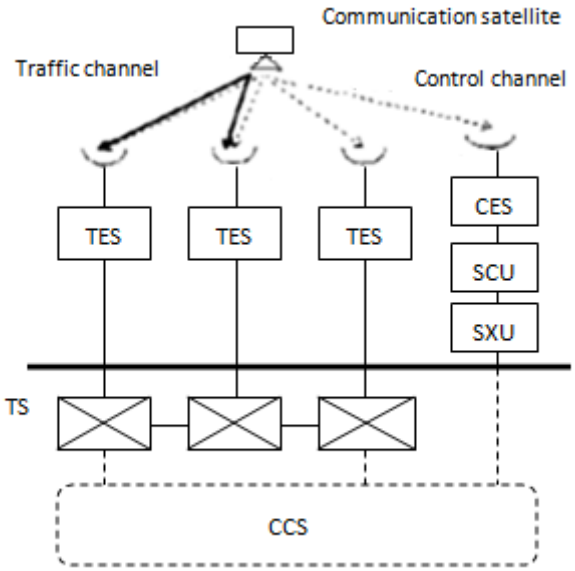


Σχήμα 1.26. Δρομολόγηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης

Προκειμένου το δορυφορικό επικοινωνιακό σύστημα να αποτελέσει μέρος ενός δημόσιου δικτύου μεταγωγής (Public Switched Telecommunication Network, PSTN), πρέπει το σύστημα ελέγχου του δορυφορικού καναλιού να επικοινωνεί με τον έλεγχο μεταγωγής που εφαρμόζουν τα επίγεια δίκτυα, μέσω ενός κοινού καναλιού σηματοδοσίας (Common Channel Signaling, CCS). Το σύστημα ελέγχου του δορυφορικού καναλιού παρέχει διάφορες δυνατότητες δρομολόγησης, όπως η επιλογή ενός μεταγωγέα (Transit Switch, TS) ή ενός επίγειου τερματικού σταθμού. Οι δυνατότητες αυτές προσφέρουν το πλεονέκτημα της ελαχιστοποίησης των βημάτων αναζήτησης και εναλλαγής TS, καθώς και της κοινής χρήσης των επίγειων διεπαφών για πολλαπλές διαδρομές, με αποτέλεσμα τη μείωση του απαιτούμενου αριθμού των προηγούμενων.

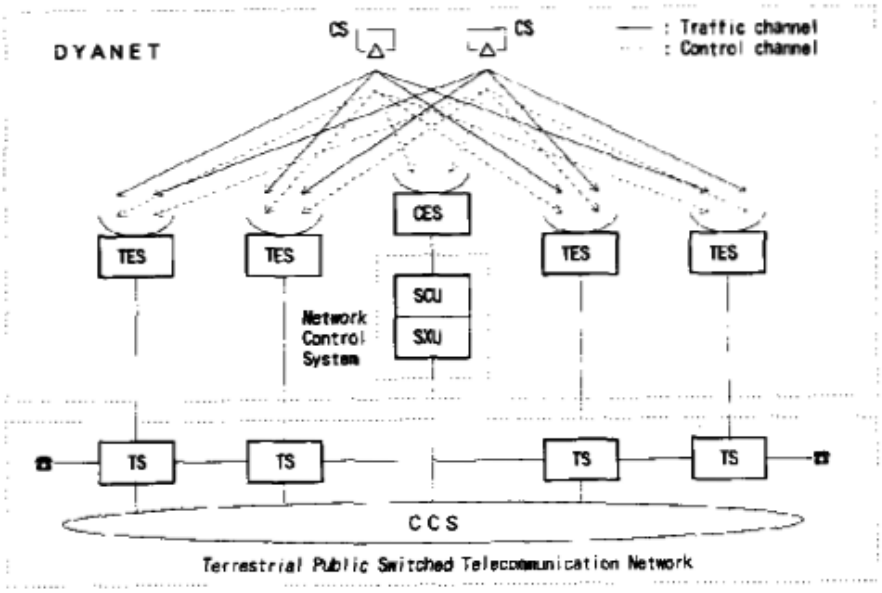
Η δομή του δικτύου DYANET φαίνεται στο παρακάτω (Σχήμα 1.27). Αποτελείται από τηλεπικοινωνιακούς δορυφόρους (Communication Satellites, CSs), επίγειους σταθμούς για τη μεταφορά κίνησης (Traffic Earth Stations, TESs), επίγειους σταθμούς ελέγχου (Control Earth Stations, CES), μία μονάδα ελέγχου του δορυφορικού καναλιού (Satellite Control Unit, SCU) και μία δορυφορική μονάδα μεταφοράς και ανταλλαγής επικοινωνιακών δεδομένων (Satellite Communication Transit Exchange Unit, SXU) συνδεδεμένη με το CCS. Η μονάδα SCU είναι υπεύθυνη για τη διαχείριση των ραδιοπόρων του δορυφορικού συστήματος και την εκχώρηση διαύλων επικοινωνίας μεταξύ των TES. Τα δορυφορικά κανάλια αποδίδονται ανάλογα με την κίνηση μόνο μετά από απαίτηση των μεταγωγέων. Η

SXU εκπέμπει και λαμβάνει σήματα ελέγχου από και προς τα TSs αντίστοιχα, ενώ με τη βοήθεια του δικτύου CCS επιλέγει το ζητούμενο κάθε φορά τερματικό TES ή TS και καλεί στη συνέχεια την SCU να εκχωρήσει δίαυλο για την επικοινωνία μεταξύ του αποστολέα και παραλήπτη TES.



Σχήμα 1.27. Δομή του δικτύου DYANET

Το σύστημα DYANET εφαρμόζει το σχήμα της διαφορικής λήψης θέσης. Το σήμα, δηλαδή, της προς τα κάτω ζεύξης λαμβάνεται ταυτόχρονα από δύο διαφορετικούς επίγειους σταθμούς (διπλή διαφορική λήψη) (Σχήμα 1.28). Η τεχνική αυτή εκμεταλλεύεται την ανομοιογένεια της ατμόσφαιρας, που δίνει τη δυνατότητα εναλλακτικής όδευσης του δορυφορικού σήματος με μικρότερη επιβάρυνση από τις μετεωρολογικές συνθήκες, κυρίως βροχή, και τις φυσικές καταστροφές. Ακόμη, με τη διαφορική λήψη θέσης αντιμετωπίζονται πιθανές αστοχίες του εξοπλισμού ενός επίγειου σταθμού. Το DYANET χρησιμοποιεί επίσης το σχήμα της διαφορικής λήψης δορυφορικής τροχιάς, όπου ο επίγειος σταθμός λαμβάνει το σήμα από δύο γωνιακά μετατοπισμένους δορυφόρους (διπλή διαφορική λήψη τροχιάς) (Σχήμα 1.28), με δυνατότητα επιλογής του σήματος από το ραδιοδρόμο με τον υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο.

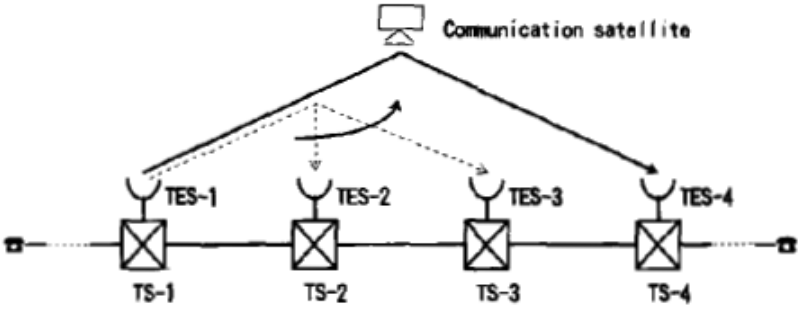


Σχήμα 1.28. Σύστημα DYANET

Ως τεχνική πολλαπλής προσπέλασης, χρησιμοποιείται η τεχνική TDMA με μεταπήδηση συχνότητας (frequency hoping). Ο όρος μεταπήδηση συχνότητας αναφέρεται σε αλλαγές στη συχνότητα φέροντος κατά τη διάρκεια της επικοινωνίας, για την αποφυγή των προβλημάτων που δημιουργούν οι διαλείψεις και για τον περιορισμό των παρεμβολών από άλλα σήματα. Το DYANET επιτυγχάνει ταχύτητες της τάξης των 64kb/s, 384kb/s ή 1536kb/s (για ISDN υπηρεσίες) [12].

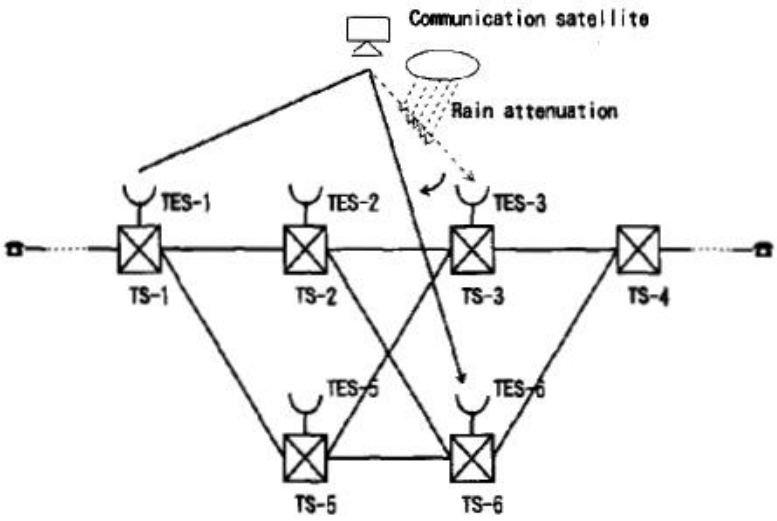
Η τηλεπικοινωνιακή κίνηση που καλείται να εξυπηρετήσει το σύστημα DYANET δρομολογείται με δύο κυρίως τρόπους, τη δρομολόγηση απομακρυσμένου άκρου (farthest end routing) και την εναλλακτική δρομολόγηση (alternative routing).

Στη δρομολόγηση απομακρυσμένου άκρου (Σχήμα 1.29) ο μεταγωγέας προωθεί τα προς αποστολή δεδομένα απευθείας στον πλησιέστερο του παραλήπτη επίγειο σταθμό. Η δρομολόγηση αυτή αποφεύγει τις πολλαπλές συνδέσεις δημιουργώντας μία μόνο σύνδεση με τον επιθυμητό σταθμό και οδηγεί έτσι στην αποδοτική χρησιμοποίηση των διαθέσιμων δορυφορικών καναλιών.



Σχήμα 1.29. Δρομολόγηση απομακρυσμένου άκρου

Στην εναλλακτική δρομολόγηση (Σχήμα 1.30) επιλέγεται μια εναλλακτική διαδρομή για τη μεταφορά της κίνησης σε περίπτωση που η χρησιμοποιούμενη ζεύξη υφίσταται έντονες διαλείψεις, για παράδειγμα λόγω βροχής. Το ίδιο συμβαίνει και στην περίπτωση κατά την οποία ένας επίγειος σταθμός παύει να λειτουργεί λόγω σφάλματος του εξοπλισμού του.



Σχήμα 1.30. Εναλλακτική δρομολόγηση

Βιβλιογραφία

[1] Δ. Κ. Πετράκη, *Μετάδοση Δεδομένων και Οργάνωση των Πόρων σε Δορυφορικά Δίκτυα,* ΕΜΠ Ομάδα ασύρματων & δορυφορικών επικοινωνιών

[2] Π. Δ. Αράπογλου*, Τεχνικές αντιμετώπισης των διαλείψεων σε δορυφορικά συστήματα*, ΕΜΠ Ομάδα ασύρματων & δορυφορικών επικοινωνιών ΕΜΠ

[3] A. Morello, U. Reimers, *DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting*, International journal of satellite communications and networking, 2004

[4] P. Kelley, *Overview of the DNB-SH specifications*, International journal of satellite communications, 11 May 2009

[5] A. B. Alamanac, P. Burzigotti, R. De Gaudenzi, G. Liva, H. Nghia Pham, S. Scalise, *In-depth analysis of the satellite component of DVB-SH: scenarios, system dimensioning, simulations and field trial results*, International journal of satellite communications, 18 June 2009

[6] http://www.tech-faq.com/docsis.html

[7] Φ. Κωνσταντίνου, *Μοντέλα ραδιοκάλυψης*, ΕΜΠ Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Δεκέμβριος 2001

[8] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών & Προσωπικών Επικοινωνιών*, 2008

[9] G. M. Parsons, *An ATC primer: the future of communications*, November 2005

[10] P. D. Karabinis, S. Dutta, W. W. Chapman, *Interference potential to MSS due to terrestrial reuse of satellite band frequencies*, 2005

[11] *Report and order and notice of proposed rulemaking*, Federal Communications Commission, FCC 03-15, February 10, 2003

[12] M. Ohnuki, M. Ymehira, H. Nakashma, S. Kato, *A new satellite communication system integrated into public switched networks - DYANET*, IEEE journal on selected areas in communications, vol.10, no. 2, February 1992

2. Ο Ασύρματος Ραδιοδίαυλος

Η μελέτη του ασύρματου ραδιοδίαυλου αποτελεί προϋπόθεση για την επίτευξη αξιόπιστης, υψηλού ρυθμού μετάδοσης επικοινωνίας, καθώς ο θόρυβος, οι παρεμβολές, αλλά και φυσικά ή τεχνητά εμπόδια στην πορεία του σήματος, επιβαρύνουν την ασύρματη διάδοση. Στις κινητές επικοινωνίες, η κατάσταση επιδεινώνεται καθώς τα παραπάνω φαινόμενα παρουσιάζουν απρόβλεπτα μεταβαλλόμενη με το χρόνο συμπεριφορά εξαιτίας της κίνησης του χρήστη.

Οι μηχανισμοί μέσω των οποίων γίνεται αντιληπτή η επίδραση του ραδιοδίαυλου στη διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος είναι οι απώλειες διάδοσης (path loss), το φαινόμενο της σκίασης (shadowing) και η πολυδιαδρομική διάδοση (multipath propagation).

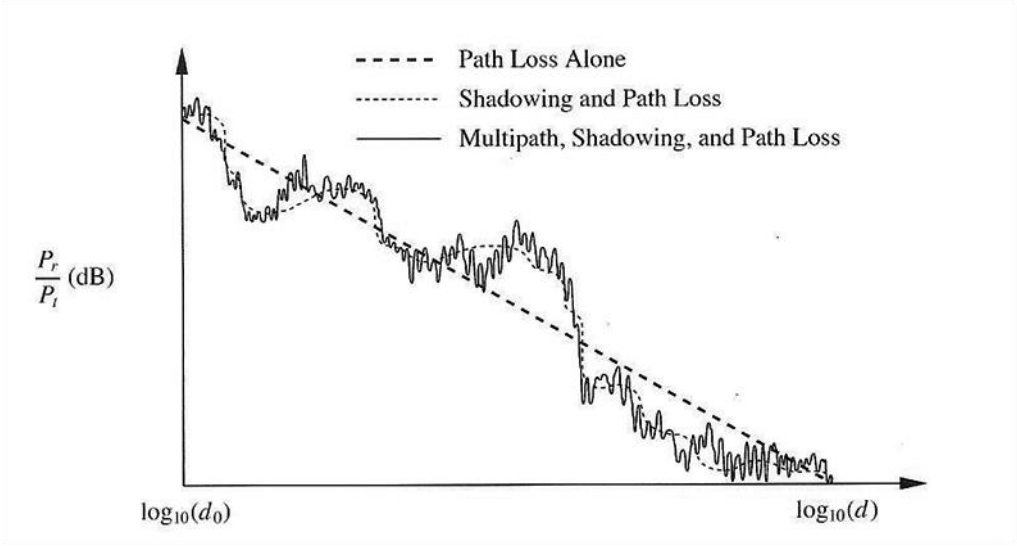
Οι απώλειες διάδοσης καθορίζουν τη μείωση της εκπεμπόμενης ισχύος (εξασθένιση) σε συνάρτηση με την απόσταση πομπού - δέκτη. Ωστόσο, το λαμβανόμενο σήμα δε μπορεί να περιγραφεί ντετερμινιστικά συναρτήσει της απόστασης αυτής, κι έτσι τα μοντέλα απωλειών διάδοσης υπολογίζουν τη μέση ισχύ του σήματος σε δεδομένη απόσταση από τον πομπό.

Για να ληφθεί υπόψη το γεγονός ότι το περιβάλλον μπορεί να είναι εντελώς διαφορετικό σε δύο περιπτώσεις όπου πομπός και δέκτης απέχουν την ίδια απόσταση, στον προσδιορισμό της λαμβανόμενης ισχύος υπεισέρχεται ο μηχανισμός των διαλείψεων σκίασης. Τυχαίες μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος λόγω παρουσίας εμποδίων στο χώρο διάδοσης οδηγούν συχνά σε αρκετά διαφορετικές τιμές ισχύος από τη μέση τιμή που προβλέπει το μοντέλο απωλειών διάδοσης.

Σ’ ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών, η κεραία του δέκτη λαμβάνει πολλαπλές εκδόσεις του εκπεμπόμενου κύματος, καθεμία από τις οποίες καταφθάνει από διαφορετική κατεύθυνση και με διαφορετική χρονική καθυστέρηση σε σχέση με την απευθείας συνιστώσα. Οι μηχανισμοί της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης – ανάλογα με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του εμποδίου και το μέγεθός του σε σχέση με το μήκος κύματος του σήματος – είναι υπεύθυνοι για την άφιξη πολλών αντιτύπων του σήματος στο δέκτη. Το αποτέλεσμα της πολυδιαδρομικής διάδοσης είναι η αφαιρετική ή αθροιστική συμβολή των ραδιοκυμάτων, ανάλογα με την κατανομή των φάσεων στα επιμέρους κύματα.

Η μείωση της ισχύος με την απόσταση και η τυχαία μεταβολή της ισχύος για δεδομένη απόσταση, εκφράζουν τη μέση εξασθένιση του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της κίνησης σε μεγάλες περιοχές και είναι γνωστές ως διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading). Αντίθετα, οι διαλείψεις που οφείλονται στη χρονική διασπορά λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης αλλά και στη μεταβολή του διαύλου με το χρόνο λόγω μετατόπισης τόσο του δέκτη όσο και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση, αναφέρονται ως διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading) και περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτους και φάσης) για κίνηση του κινητού σταθμού σε αποστάσεις της τάξης του λ/2.

Παρακάτω στο Σχήμα 2.1 φαίνεται συνοπτικά η επίδραση του ραδιοδίαυλου στο εκπεμπόμενο σήμα, μέσω των απωλειών διάδοσης και των διαλείψεων μεγάλης και μικρής κλίμακας.



Σχήμα 2.1. Υπέρθεση διαλείψεων

Τέλος, το ωφέλιμο σήμα στην κεραία του δέκτη επιβαρύνεται από την παρουσία προσθετικού θορύβου (AWGN-Additive White Gaussian Noise) και παρεμβολών από γειτονικά συστήματα που λειτουργούν στην ίδια περιοχή συχνοτήτων.

2.1 Απώλειες και Μοντέλα Διάδοσης

Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται σε περιβάλλοντα μέσα στα οποία υφίστανται ανάκλαση, περίθλαση και σκέδαση από επιφάνειες, τοίχους, κτήρια και άλλα αντικείμενα. Το πρόβλημα του προσδιορισμού της λαμβανόμενης ισχύος γίνεται εξαιρετικά περίπλοκο, καθώς σε κάθε τύπο περιβάλλοντος, όπου υπάρχουν διαφορετικά εμπόδια, υπερτερούν διαφορετικοί μηχανισμοί διάδοσης. Έτσι, η εξάρτηση της ισχύος λήψης από την απόσταση πομπού – δέκτη μπορεί να αλλάζει δραματικά.

Η διάδοση ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος σε οποιοδήποτε περιβάλλον μπορεί να περιγραφεί με την επίλυση των εξισώσεων του Maxwell με χρήση κατάλληλων οριακών συνθηκών. Δεδομένου ότι η διαδικασία αυτή απαιτεί πολύπλοκους υπολογισμούς και χρήση παραμέτρων που συχνά δεν είναι διαθέσιμες (όπως η διατομή ραντάρ (RCS) όλων των παρεμβαλλόμενων αντικειμένων), εισάγονται κάποιες προσεγγίσεις στην περιγραφή των μηχανισμών διάδοσης. Αναπτύσσονται, έτσι, τα αναλυτικά μοντέλα διάδοσης που στηρίζονται στις θεμελιώδεις αρχές της διάδοσης. Ωστόσο, η πολυπλοκότητα και η ποικιλομορφία στα χαρακτηριστικά του ραδιοδίαυλου, καθιστά συνήθως αναγκαία τη χρήση εμπειρικών μοντέλων που στηρίζονται στο στατιστικό χαρακτηρισμό του περιβάλλοντος διάδοσης. Προφανώς, τα μοντέλα αυτά, που προκύπτουν από σειρές μετρήσεων,

παρέχουν ακρίβεια σε περιβάλλοντα που παρουσιάζουν χαρακτηριστικά όμοια με το περιβάλλον αναφοράς.

Ανάλογα με την πολυπλοκότητα του μοντέλου διάδοσης, μια σειρά παραμέτρων καθορίζουν την εξάρτηση της λαμβανόμενης ισχύος από την απόσταση. Οι βασικές πληροφορίες στις οποίες στηρίζονται τα μοντέλα είναι η συχνότητα λειτουργίας, ο τύπος της περιοχής (αστική, προαστιακή, αγροτική, με λόφους ή βουνά), ο τύπος των κεραιών, το ύψος των κεραιών πομπού και δέκτη, καθώς και συγκεκριμένα γεωγραφικά χαρακτηριστικά της περιοχής, όπως ο προσανατολισμός των δρόμων, το μέσο ύψος των κτηρίων, η παρουσία ή όχι δένδρων, ακόμη και τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των επιφανειών των κτηρίων και του εδάφους.

2.1.1 Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου

Το μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου (Free Space Loss – FSL), περιγράφει τη διάδοση ενός σήματος σε χώρο ελεύθερο από κάθε είδους εμπόδιο. Οι κεραίες του πομπού και του δέκτη βρίσκονται σε οπτική επαφή μεταξύ τους (line-of-sight, LOS) και αρκετά μακριά από το έδαφος ή οποιοδήποτε άλλο εμπόδιο θα μπορούσε να προκαλέσει ανάκλαση, περίθλαση, σκέδαση ή εξασθένιση του σήματος. Το μέσο θεωρείται ισοτροπικό, ομογενές και χωρίς απώλειες. Έτσι, στο δέκτη φθάνει μόνο η απευθείας συνιστώσα του σήματος.

Αν P_t είναι η ισχύς τροφοδοσίας και G_t το κέρδος της κεραίας εκπομπής, τότε η πυκνότητα ισχύος ανά μονάδα επιφάνειας σε απόσταση d από τον πομπό δίνεται από τη σχέση:

$$P_a(d) = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (2.1)$$

Η ισχύς στα άκρα της κεραίας λήψης, σύμφωνα με την εξίσωση του Friis, είναι:

$$P_r(d) = P_a(d) A_e = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.2)$$

όπου $A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi}$ είναι η ενεργός επιφάνεια και G_r το κέρδος της κεραίας του δέκτη.

Η θεώρηση αυτή προϋποθέτει ότι η απόσταση d είναι τέτοια ώστε ο δέκτης να βρίσκεται στη μακρινή περιοχή της κεραίας του πομπού, δηλαδή να ισχύει $d > 2\frac{D^2}{\lambda}$, όπου D η μέγιστη γραμμική διάσταση της κεραίας.

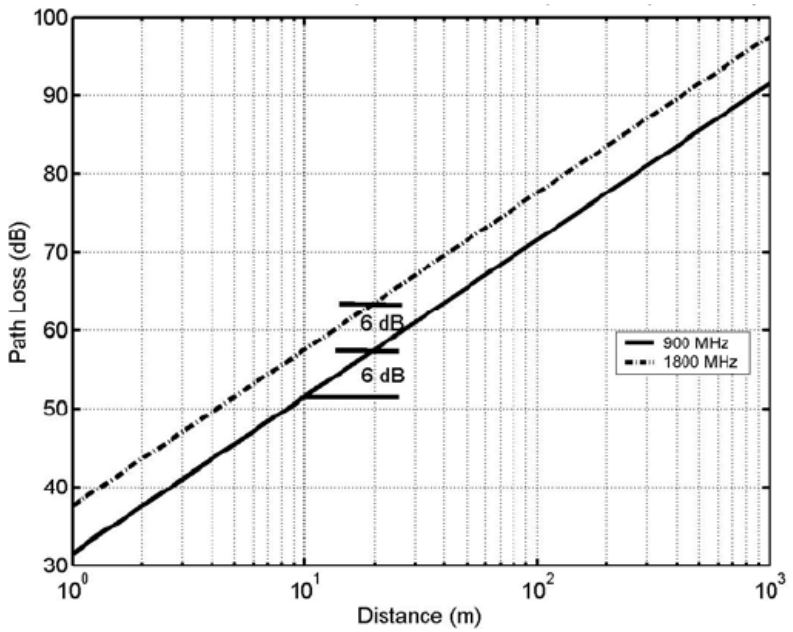
Ως απώλειες ελεύθερου χώρου ορίζεται ο λόγος της ισχύος εκπομπής προς την ισχύ λήψης και, θεωρώντας ισοτροπικές κεραίες στον πομπό και στο δέκτη, δίνονται από τη σχέση:

$$L_{FS}(d) = \frac{P_t}{P_r(d)} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (2.3)$$

Η ίδια έκφραση σε λογαριθμικές μονάδες γίνεται:

$$L_{FS}(dB) = 22 - 20\log(\lambda) + 20\log(d) \quad (2.4)$$

Από την τελευταία σχέση είναι φανερό ότι με κάθε δεκαπλασιασμό της απόστασης οι απώλειες αυξάνονται κατά 20dB, δηλαδή ο κανόνας που προκύπτει είναι απώλειες *20dB/decade*. Σύμφωνα με το Σχήμα 2.2, όπου απεικονίζονται οι απώλειες ελεύθερου χώρου για συχνότητες 900MHz και 1800MHz, ο διπλασιασμός της συχνότητας λειτουργίας αυξάνει τις απώλειες διάδοσης κατά 6dB. Φαίνεται, επίσης, ότι και ο διπλασιασμός της απόστασης d προκαλεί την αύξηση 6dB στις απώλειες [1].



Σχήμα 2.2. Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου

Μετασχηματίζοντας τη σχέση (2.4) μπορούμε να πάρουμε μια έκφραση για τις απώλειες ελεύθερου χώρου συναρτήσει της συχνότητας:

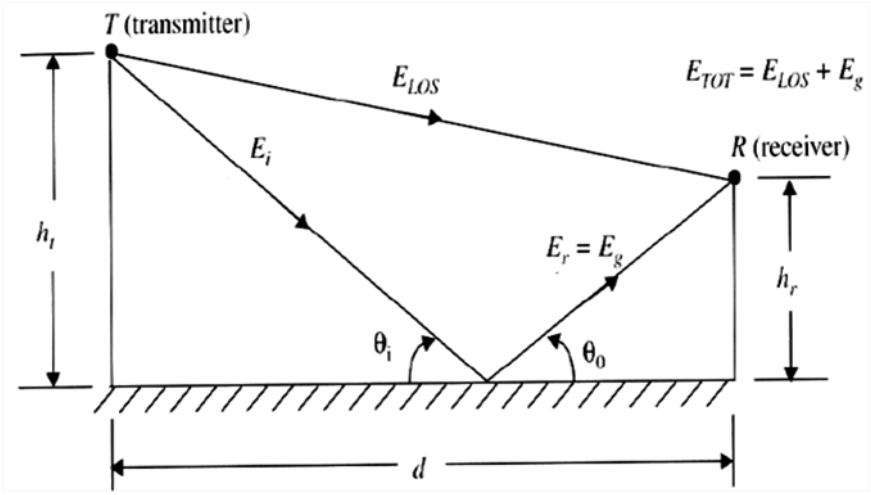
$$L_{FS}(dB) = 20\log(f) + 20\log(d) + 32.45 \quad (2.5)$$

όπου η συχνότητα f εκφράζεται σε MHz και η απόσταση d σε χιλιόμετρα.

2.1.2 Μοντέλο Επίπεδης Γης (Μοντέλο δύο ακτινών)

Θεωρώντας μια επίγεια ζεύξη οπτικής επαφής, η επίδραση της επιφάνειας της γης έχει ως συνέπεια την παραγωγή ανακλώμενης ενέργειας που φθάνει στο σημείο λήψης μαζί με το κατευθείαν κύμα. Η συμβολή των κυμάτων στο δέκτη μπορεί να προκαλέσει ελαφρά ενίσχυση του σήματος ή σοβαρή διάλειψη ανάλογα με τις φάσεις των επιμέρους κυμάτων.

Το μοντέλο επίπεδης γης ή, όπως αλλιώς αναφέρεται, μοντέλο δύο ακτινών λαμβάνει υπόψη την απευθείας συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου και μία ανακλώμενη από το έδαφος συνιστώσα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3. Περιγράφει, έτσι, ικανοποιητικά την διάδοση κυμάτων σε περιοχές με ελάχιστους σκεδαστές, όπως αγροτικά περιβάλλοντα, όπου η γη μπορεί να θεωρηθεί ομαλή και επίπεδη. Δεδομένου ότι δεν υπάρχουν εμπόδια στη διαδρομή του σήματος, οι απαραίτητες πληροφορίες για το μοντέλο δύο ακτινών περιορίζονται στα ύψη των κεραιών.



Σχήμα 2.3. Μοντέλο δύο ακτινών

Προφανώς, το συνολικό λαμβανόμενο ηλεκτρικό πεδίο είναι το άθροισμα της απευθείας συνιστώσας του πεδίου, $\overrightarrow{E_{LOS}}$, και της ανακλώμενης συνιστώσας $\overrightarrow{E_r}$. Δηλαδή,

$$\overrightarrow{E_{TOT}}(d) = \overrightarrow{E_{LOS}} + \overrightarrow{E_r} = E(d_{LOS})e^{-jkd_{LOS}} + R \cdot E(d_r)e^{-jkd_r} \quad (2.6)$$

όπου d_{LOS} και d_r οι αποστάσεις που διανύουν οι απευθείας και η ανακλώμενη συνιστώσα αντίστοιχα και R συντελεστής ανάκλασης που γενικά εξαρτάται από τη γωνία πρόσπτωσης, την πόλωση και τα χαρακτηριστικά του εδάφους.

Η βασική θεώρηση για το μοντέλο δύο ακτινών είναι ότι η απόσταση d είναι αρκετά μεγάλη ώστε:

$$h_t - h_r \ll d$$
$$h_t + h_r \ll d$$

και

$$\frac{1}{d_{LOS}} \approx \frac{1}{d_r} \approx \frac{1}{d}$$

Έτσι, αν θεωρήσουμε επιπλέον ότι το κέρδος της κεραίας του δέκτη είναι περίπου ίδιο στις κατευθύνσεις της απευθείας και της ανακλώμενης συνιστώσας, τότε τα πλάτη των δύο κυμάτων θα είναι περίπου ίσα. Το ανακλώμενο κύμα θα έχει μια καθυστέρηση φάσης που οφείλεται τόσο στη διαφορά δρόμων, όσο και στο συντελεστή ανάκλασης στην επιφάνεια του εδάφους. Πιο συγκεκριμένα, με βάση τις:

$$E(d_{LOS}) \approx E(d_r) \approx E(d)$$

και

$$d_r = d_{LOS} + \Delta r$$

η (2.6) γίνεται:

$$E_{TOT}(d) = E(d)e^{-jkd_{LOS}}(1+|R|e^{j\varphi}e^{-jk\Delta r}) \quad (2.7)$$

Αν τα ύψη των κεραιών και η μεταξύ τους απόσταση είναι τέτοια ώστε η γωνία πρόσπτωσης να είναι πολύ μικρή, τότε ανεξάρτητα από τον τύπο της πόλωσης, ο συντελεστής ανάκλασης γίνεται R = -1 και η τελευταία σχέση δίνει:

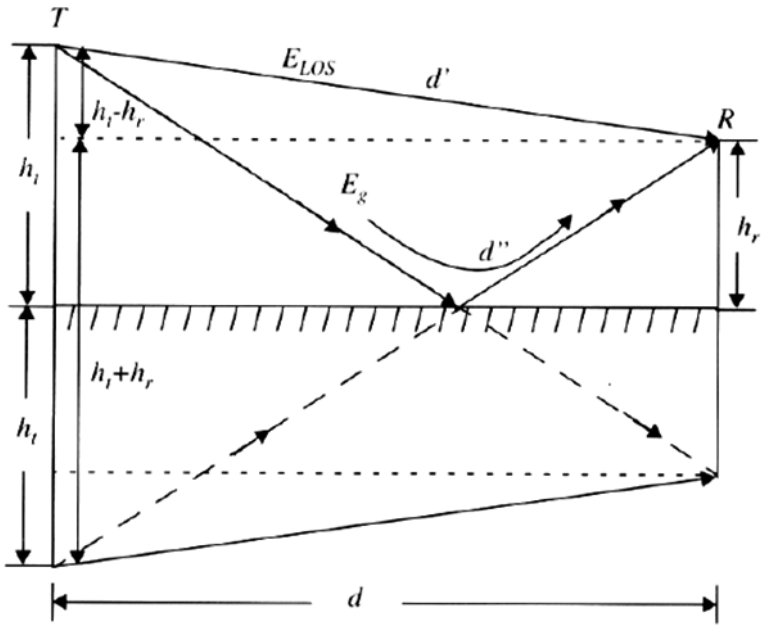
$$|\mathrm{E}_{TOT}(d)| = 2|E(d)|\sin\left(\frac{k\Delta r}{2}\right) \approx 2|\mathrm{E}(d)|\left(\frac{k\Delta r}{2}\right) \quad (2.8)$$

Οι αποστάσεις υπολογίζονται με τη μέθοδο των ειδώλων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4. Έτσι, η διαφορά δρόμων Δr μεταξύ των δύο κυμάτων θα είναι:

$$\begin{aligned}\Delta r &= d_r - d_{LOS} = \sqrt{(h_t+h_r)^2+d^2} - \sqrt{(h_t-h_r)^2+d^2} \\ &= d\sqrt{\frac{(h_t+h_r)^2}{d^2}+1} - d\sqrt{\frac{(h_t-h_r)^2}{d^2}+1} \cong 2\frac{h_t h_r}{d}\end{aligned} \quad (2.9)$$

και η αντίστοιχη διαφορά φάσης γράφεται:

$$k\Delta r = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{2h_t h_r}{d} = \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (2.10).$$



Σχήμα 2.4. Υπολογισμός αποστάσεων για το μοντέλο δύο ακτινών

Τελικά, το συνολικά λαμβανόμενο ηλεκτρικό πεδίο θα είναι:

$$\left|E_{TOT}(d)\right| = 2\left|E(d)\right|\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (2.11)$$

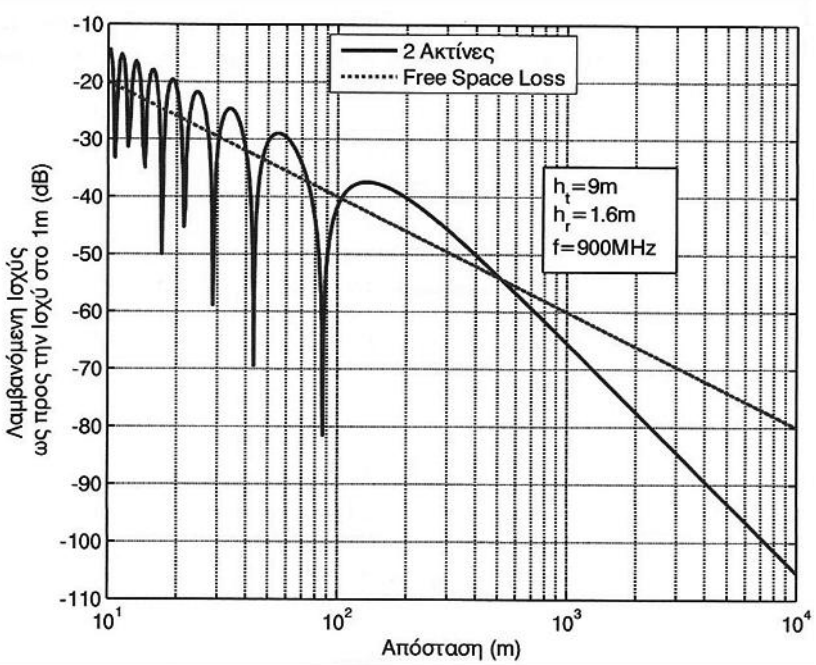
ενώ η ισχύς που φθάνει στην κεραία λήψης θα είναι:

$$P_r(d) = \frac{\left|E_{TOT}(d)\right|^2}{120\pi} A_\varepsilon = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.12)$$

Η τελευταία σχέση περιγράφει τη διάδοση σήματος πάνω από επίπεδη επιφάνεια. Αξίζει να σημειωθεί ότι η λαμβανόμενη ισχύς παρουσιάζει εξάρτηση από την τέταρτη δύναμη της απόστασης d, σε αντίθεση με τη διάδοση ελεύθερου χώρου όπου υπάρχει τετραγωνική εξάρτηση από την απόσταση, ενώ είναι ανεξάρτητη της συχνότητας λειτουργίας. Αναμένεται, λοιπόν, μείωση της ισχύος λήψης της τάξης των 12dB για διπλασιασμό της απόστασης πομπού-δέκτη. Η καταγραφή της λογαριθμικής σχέσης για τις απώλειες διάδοσης του μοντέλου, δηλαδή για το λόγο της εκπεμπόμενης προς τη λαμβανόμενη ισχύ

$$L(dB) = 40\log(d) - 10\log(G_t) - 10\log(G_r) - 20\log(h_t) - 20\log(h_r) \quad (2.13)$$

επιβεβαιώνει τον κανόνα απώλειες 40dB/decade. Τέλος, οι απώλειες μειώνονται με την αύξηση του ύψους των κεραιών (Σχήμα 2.5). Συγκεκριμένα, διπλασιάζοντας το ύψος της κεραίας του σταθμού βάσης έχουμε μείωση της εξασθένισης κατά 6dB [1].



Σχήμα 2.5. Απώλειες μοντέλου δύο ακτινών

2.1.3 Εκθετικό Μοντέλο Διάδοσης (Μοντέλο απλής κλίσης)

Δεδομένου ότι πομπός και δέκτης δε βρίσκονται πάντα σε όπτικη επαφή, είναι επιθυμητό η μέση λαμβανόμενη ισχύς (ή οι απώλειες διάδοσης) σε απόσταση d να εκφράζεται συναρτήσει της ισχύος λήψης (ή των απωλειών) σε μια απόσταση αναφοράς d_0. Ως σημείο αναφοράς, λαμβάνεται μια απόσταση που βρίσκεται αφενός στο μακρινό πεδίο της κεραίας του πομπού, είναι αφετέρου μικρότερη από τις χρησιμοποιούμενες αποστάσεις στο υπόψη σύστημα. Συνήθως πρόκειται για τη μέγιστη απόσταση στην οποία μπορεί να επιτευχθεί διάδοση οπτικής επαφής. Έτσι, η ισχύς λήψης στο σημείο d_0, $P_r(d_0)$, υπολογίζεται χρησιμοποιώντας το μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου. Διαφορετικά, προκύπτει ως μέση τιμή πολλών μετρήσεων σε σημεία που απέχουν d_0 από τον πομπό.

Εφαρμόζοντας το γενικό κανόνα που διέπει τα μοντέλα διάδοσης, ότι η λαμβανόμενη ισχύς μειώνεται εκθετικά με την απόσταση, με εκθέτη n, προκύπτει το απλό εκθετικό μοντέλο:

$$P_r(d) = P_r(d_0)\left(\frac{d_0}{d}\right)^n \quad \text{για } d > d_0 > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.14)$$

και σε λογαριθμικές μονάδες:

$$P_r(d) = P_r(d_0) - 10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.15)$$

Όμοια για τις απώλειες διάδοσης έχουμε:

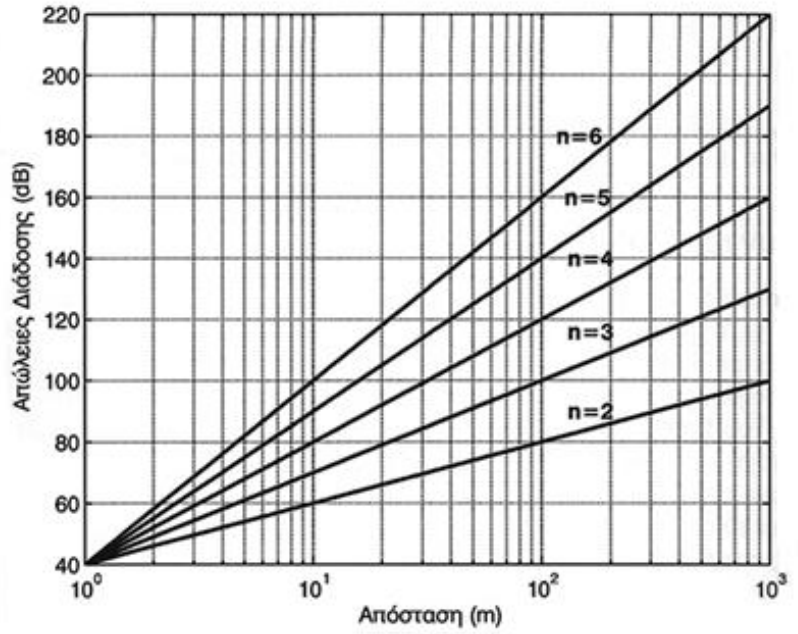
$$L(d) = L(d_0) + 10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.16)$$

Ο εκθέτης n δείχνει πόσο γρήγορα αυξάνονται οι απώλειες με την απόσταση και αναφέρεται ως συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor) ή συντελεστής εξασθένισης. Προφανώς, στην περίπτωση του ελεύθερου χώρου είναι n=2. Στον Πίνακα 2.1 φαίνονται τυπικές τιμές του συντελεστή εξασθένησης για διάφορα περιβάλλοντα [2].

Πίνακας 2.1. Τυπικές τιμές συντελεστή εξασθένισης

Περιβάλλον	***Συντελεστής εξασθένισης***
Αστικές μακροκυψέλλες	3.7-6.5
Αστικές μικροκυψέλλες	2.7-3.5
Κτήριο γραφείων (ένας όροφος)	1.6-3.5
Κτήριο γραφείων (περισσότεροι όροφοι)	2-6
Κατάστημα	1.8-2.2
Εργοστάσιο	1.6-3.3
Σπίτι	3

Από την απεικόνιση των απωλειών διάδοσης για διάφορες τιμές του συντελεστή εξασθένισης (Σχήμα 2.6), προκύπτει ο κανόνας απώλειες 10n dB/decade, ο οποίος επιβεβαιώνεται και από την περιγραφή των δύο προηγούμενων μοντέλων.



Σχήμα 2.6. Απώλειες διάδοσης για διάφορους συντελεστές εξασθένισης

2.1.4 Μοντέλο Egli

Ο Egli διεξήγαγε μετρήσεις σε συχνότητες μεταξύ 90 MHz και 1000MHz, σε περιβάλλον με χαμηλά φυσικά εμπόδια. Το συμπέρασμα ότι η μέση λαμβανόμενη ισχύς του σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη της τέταρτης δύναμης της απόστασης από τον πομπό, τον οδήγησε στην ανάπτυξη ενός μοντέλου βασισμένου στην εξίσωση επίπεδης επιφάνειας. Εν τούτοις, παρατήρησε ότι υπήρχε μια επιπλέον απώλεια απ' ό,τι προέβλεπε η εξίσωση επίπεδης επιφάνειας. Αυτή η επιπλέον απώλεια εξαρτάται από τη συχνότητα και τον τύπο του εφάφους. Έτσι, εισήγαγε ένα πολλαπλασιαστικό παράγοντα στην εξίσωση επίπεδης επιφάνειας ο οποίος εκφράζεται ως εξής:

$$\beta = \left(\frac{40}{f} \right)^2, \quad \text{f σε MHz} \quad (2.17)$$

Τα 40MHz είναι η συχνότητα αναφοράς στην οποία η μέση απώλεια του μοντέλου υποβιβάζεται σε απώλεια επίπεδης επιφάνειας, ανεξάρτητα από τις μεταβολές στην ανωμαλία του εδάφους [3].

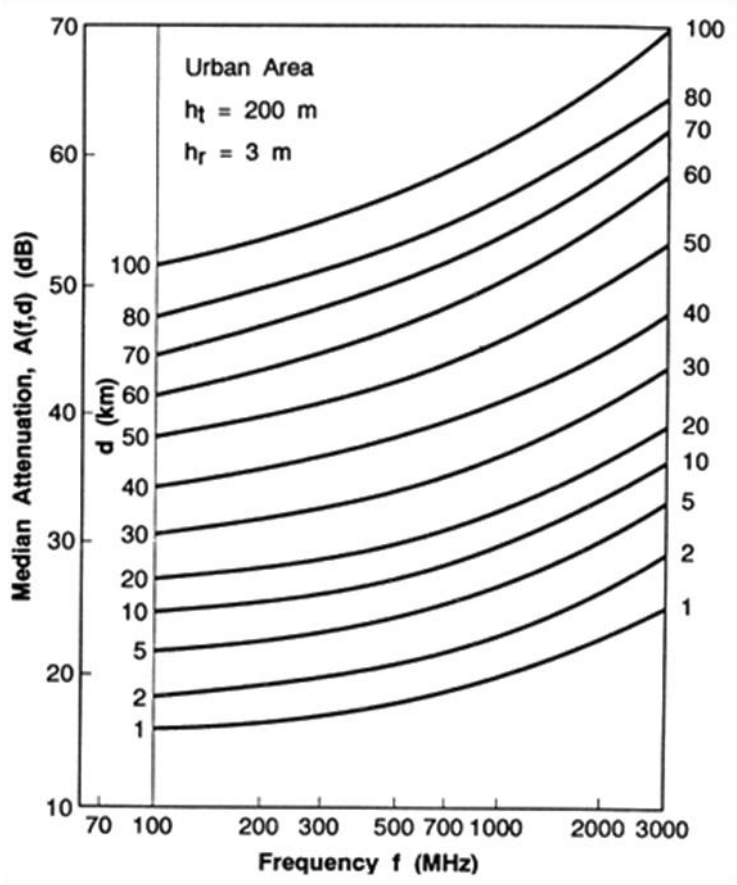
Τελικά, η μεσαία απώλεια διάδοσης (σε dB) για το μοντέλο Egli δίνεται από τον τύπο:

$$L = 20\log(h_t h_r) - 40\log(d) + 20\log\left(\frac{40}{f_{MHz}} \right) \quad (2.18)$$

όπου h_t και h_r ύψη των κεραιών πομπού και δέκτη αντίστοιχα και d η μεταξύ τους απόσταση.

2.1.5 Μοντέλο Okumura

Ένα από τα πλέον χρησιμοποιούμενα μοντέλα διάδοσης σε αστικά περιβάλλοντα είναι το μοντέλο Okumura. Εφαρμόζεται στο εύρος συχνοτήτων 150MHz-1500MHz και για αποστάσεις 1-100km. Ο Okumura βασίστηκε σε μετρήσεις που διεξήγαγε τη δεκατία του 1960 στο Τόκιο για να αναπτύξει μια σειρά από γραφικές καμπύλες (Σχήμα 2.7) με τις οποίες είναι δυνατή η εκτίμηση της ενδιάμεσης (median) απόσβεσης σε σχέση με τη διάδοση σε ελεύθερο χώρο.



Σχήμα 2.7. Ενδιάμεση απόσβεση σε σχέση με τον ελεύθερο χώρο (A_{mu}(f,d)) πάνω από σχεδόν ομαλό έδαφος

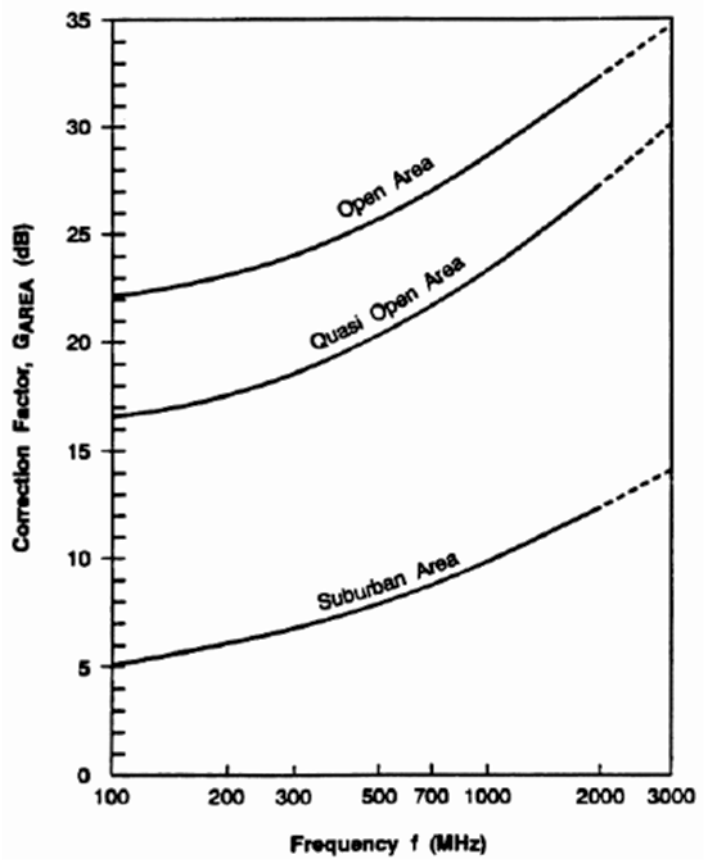
Οι μετρήσεις έγιναν σε περιβάλλον με σχεδόν λείο έδαφος και σε συχνότητες 150MHz, 450MHz και 900MHz. Χρησιμοποιήθηκαν ομοιοκατευθυντικές κεραίες κάθετης πόλωσης σε πομπό και δέκτη, ενώ τα ύψη των κεραιών ήταν έως 200m και 3m αντίστοιχα.

Το μοντέλο μπορεί να περιγραφεί με την παρακάτω έκφραση για την ενδιάμεση (median, 50%) απόσβεση διάδοσης, σε λογαριθμικές μονάδες:

$$L_{50}(d) = L_{FS}(d) + A_{mu}(f_c, d) - G(h_t) - G(h_r) - G_{AREA} \quad (2.19)$$

όπου L_{FS} οι απώλειες ελεύθερου χώρου
A_{mu} η ενδιάμεση απόσβεση σε σχέση με τον ελεύθερο χώρο
$G(h_t)$ το κέρδος της κεραίας του πομπού (Σταθμός Βάσης)
$G(h_r)$ το κέρδος της κεραίας του δέκτη (Κινητός Σταθμός) και
G_{AREA} ο παράγοντας κέρδους που εξαρτάται από το περιβάλλον

Ο διορθωτικός συντελεστής G_{AREA} προκύπτει συναρτήσει της συχνότητας από τις καμπύλες του Σχήματος 2.8.



Σχήμα 2.8. Συντελεστής διόρθωσης, G_{AREA}, για διάφοους τύπους περιβάλλοντος

Αξίζει να σημειωθεί ότι τα κέρδη των κεραιών είναι συναρτήσεις του ύψους τους και δεν προκύπτουν από διαγράμματα ακτινοβολίας, αλλά ως ακολούθως:

$$\begin{aligned} G(h_t) &= 20\log\left(\frac{h_t}{200}\right), && 30m < h_t < 1000m \\ G(h_r) &= 10\log\left(\frac{h_r}{3}\right), && h_r \le 3m \\ G(h_r) &= 20\log\left(\frac{h_r}{3}\right), && 3m < h_r < 10m \end{aligned} \qquad (2.20)$$

Η αξιοπιστία του μοντέλου θεωρείται ικανοποιητική σε αστικά και ημιαστικά περιβάλλοντα και λιγότερο σε αγροτικά. Οι αποκλίσεις μεταξύ προβλεπόμενης και μετρούμενης τιμής είναι μεταξύ 10dB και 14dB [2].

Το μοντέλο Okumura αναπτύχθηκε από εμπειρικά δεδομένα και δεν παρέχει αναλυτικές εκφράσεις για τον προσδιορισμό των εμπλεκόμενων παραμέτρων. Διορθώσεις και προεκτάσεις είναι απαραίτητες για να βελτιώσουν την ακρίβεια και να καλύψουν τις περιπτώσεις που δεν περιγράφονται επακριβώς από τις καμπύλες του μοντέλου.

2.1.6 Μοντέλο Hata

Βασισμένος στα αποτελέσματα του Okumura, ο Hata ανέπτυξε μια εμπειρική αλγεβρική έκφραση για τις απώλειες διαδρομής. Οι εξισώσεις, που διαφέρουν ανάλογα με το περιβάλλον δίαδοσης, έχουν νόημα εφαρμογής σ' ένα εύρος παραμέτρων, αντίστοιχο με του μοντέλου Okumura:

$$150 \le f_c \le 1500 MHz$$
$$30 \le h_{BS} \le 200 m$$
$$1 \le h_{MS} \le 10 m$$
$$1 \le d \le 20 km$$

όπου h_{BS} και h_{MS} το ύψος του Σταθμού Βάσης και του Κινητού Σταθμού αντίστοιχα.

Η γενική έκφραση, που προβλέπει τη μεσαία τιμή (50% των περιπτώσεων) για τις απώλειες διάδοσης, είναι:

$$L_{50}(dB) = \begin{cases} A + B\log d & \text{για αστικό περιβάλλον} \\ A + B\log d - C & \text{για προαστιακό περιβάλλον} \\ A + B\log d - D & \text{για αγροτικό περιβάλλον} \end{cases} \quad (2.21)$$

όπου
$$A = 69.55 + 26.16\log f_c - 13.82\log h_{BS} - a(h_{MS})$$
$$B = 44.9 - 6.55\log h_{BS}$$
$$C = 2\left[\log\left(\frac{f_c}{28}\right)\right]^2 + 5.4$$
$$D = 4.78(\log f_c)^2 - 18.33\log f_c + 40.94$$

ενώ ο διορθωτικός παράγοντας $\alpha(h_{MS})$ περιγράφεται ως εξής:

$$a(h_{MS}) = \begin{cases} (1.1\log f_c - 0.7)h_{MS} - (1.56\log f_c - 0.8) & \text{για μικρές ή μεσαίου μεγέθους πόλεις} \\ \begin{cases} 8.29(\log(1.54h_{MS}))^2 - 1.1 & f_c \le 200 MHz \\ 3.2(\log(11.75h_{MS}))^2 - 4.97 & f_c \ge 400 MHz \end{cases} & \text{για μεγάλες πόλεις} \end{cases} \quad (2.22)$$

Το μοντέλο Hata δίνει αξιόπιστα αποτελέσματα μόνο σε μακροκυψελωτά συστήματα, δηλαδή σε περιπτώσεις όπου η κεραία του σταθμού βάσης είναι πάνω από τις στέγες των σπιτιών, ενώ δεν μπορεί να εφαρμοστεί σε μακροκυψέλες.

Σε γενικές γραμμές, το μοντέλο Hata είναι περισσότερο ευέλικτο καθώς επιτρέπει τη χρήση εξισώσεων αντί των γραφικών παραστάσεων του μοντέλου Okumura. Ωστόσο, τα δύο μοντέλα δίνουν συγκρίσιμα αποτελέσματα για αποστάστεις μεγαλύτερες του 1km.

2.1.7 Μοντέλο COST 231 - Hata

Το μοντέλο Hata επεκτάθηκε από την επιστημονική επιτροπή του COST 231 ώστε να εφαρμόζεται στην περιοχή των 2GHz. Όπως και το μοντέλο Hata, βρίσκει εφαρμογή σε μακροκυψελωτά συστήματα αστικών κατοικημένων περιοχών. Πιο συγκεκριμένα, το μοντέλο περιορίζεται στο παρακάτω εύρος παραμέτρων:

$$1500 \le f_c \le 2000MHz$$
$$30 \le h_{BS} \le 200m$$
$$1 \le h_{MS} \le 10m$$
$$1 \le d \le 20km$$

και προβλέπει τις απώλειες διαδρομής σύμφωνα με την έκφραση:

$$\begin{aligned} L &= A + B\log d + C \\ A &= 46.3 + 33.9\log f_c - 13.82\log h_{BS} - a(h_{MS}) \\ B &= 44.9 - 6.55\log h_{BS} \end{aligned} \quad (2.23)$$

όπου α(h_{MS}) είναι ο διορθωτικός παράγοντας του μοντέλου Hata ενώ ο παράγοντας C είναι ίσος με 0dB για μεσαίου μεγέθους πόλεις και μικροαστικά κέντρα με μικρή πυκνότητα δέντρων και 3dB για μητροπολιτικά κέντρα.

2.1.8 Μοντέλο COST 231 – Walfish-Ikegami

Βασισμένο πάνω στα μοντέλα Walfish-Betroni και Ikegami-Yoshida-Umehira, το μοντέλο Walfish-Ikegami προτάθηκε από την επιτροπή του COST 231 και υιοθετήθηκε από την ITU-R. Το εύρος εφαρμογήςτου μοντέλου είναι:

$$800 \le f_c \le 2000MHz$$
$$4 \le h_{BS} \le 50m$$
$$1 \le h_{MS} \le 3m$$
$$0,02 \le d \le 5km$$

Οι βασικοί παράγοντες στους οποίους στηρίζεται η πρόβλεψη του μοντέλου είναι οι εξής:

- τα ύψη των κτηρίων στη διαδρομή μεταξύ πομπού και δέκτη
- το πλάτος των δρόμων
- η απόσταση μεταξύ των κτιρίων

- η κατεύθυνση των δρόμων σε σχέση με την ευθεία που συνδέει πομπό και δέκτη.

Το μοντέλο εφαρμόζεται σε πυκνά δομημένα αστικά περιβάλλοντα με επίπεδο έδαφος.

Σε περίπτωση που υπάρχει οπτική επαφή (LOS) μεταξύ πομπού και δέκτη, οι απώλειες διάδοσης δίνονται από τη σχέση:

$$L_{LOS}(dB) = 42.6 + 26\log d_{km} + 20\log f_{MHz} \quad (2.24)$$

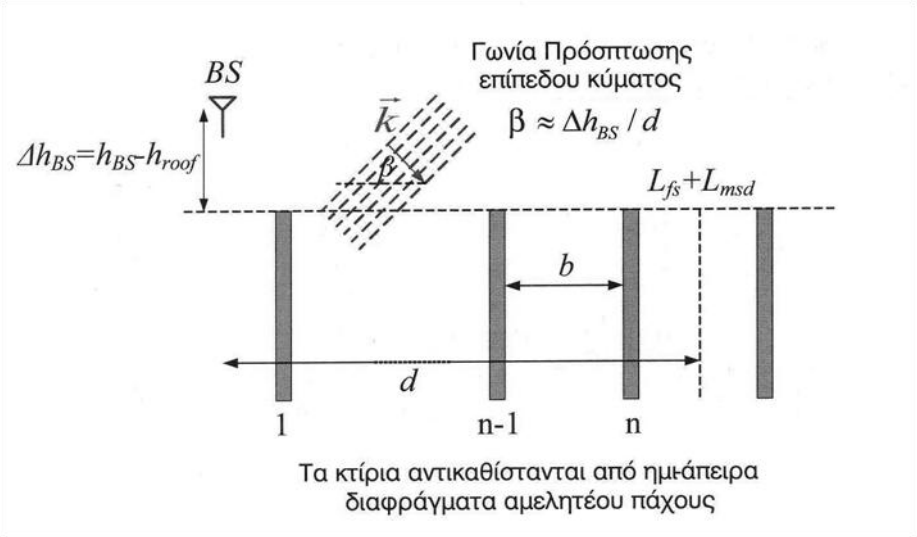
Αν πομπός και δέκτης δε βρίσκονται σε οπτική επαφή (NLOS), οι απώλειες διάδοσης υπολογίζονται σαν άθροισμα τριών επιμέρους υπολογισμών:

- απώλειες ελεύθερου χώρου, L_{FS}
- απώλειες περίθλασης από πολλαπλά συνεχόμενα εμπόδια, L_{msd}
- απώλειες περίθλασης και σκέδασης από την κορυφή του κτιρίου στο δρόμο, L_{rts}.

Διακρίνονται δύο περιπτώσεις:

$$L_{NLOS}(dB) = \begin{cases} L_{FS} + L_{msd} + L_{rts} & L_{msd} + L_{rts} \geq 0 \\ L_{FS} & L_{msd} + L_{rts} \leq 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

Για τον υπολογισμό των απωλειών περίθλασης από συνεχόμενα πολλαπλά εμπόδια, L_{msd}, χρησιμοποιείται το μοντέλο Walfish-Betroni (Σχήμα 2.9).



Σχήμα 2.9. Θεώρηση Walfisch-Betroni

Ωστόσο, το μοντέλο αυτό δεν εφαρμόζεται όταν το ύψος του σταθμού βάσης είναι μικρότερο από της στέγης των κτηρίων. Από τις διορθώσεις του COST 231 προς αυτή την κατεύθυνση προκύπτει η σχέση:

$$L_{msd}(dB) = L_{bsh} + k_a + k_d \log d + k_f \log f_c - 9\log b \quad (2.26)$$

όπου

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18\log\left[1 + (h_{BS} - h_{roof})\right] & h_{BS} > h_{roof} \\ 0 & h_{BS} \le h_{roof} \end{cases} \quad (2.27)$$

Ο όρος k_α προβλέπει μια αύξηση στις απώλειες διάδοσης, όταν η κεραία του σταθμού βάσης βρίσκεται χαμηλότερα από τα γειτονικά κτίρια ως εξής:

$$k_a = \begin{cases} 54 & h_{BS} > h_{roof} \\ 54 - 0.8(h_{BS} - h_{roof}) & h_{BS} \le h_{roof} \quad και \quad d \ge 0.5km \\ 54 - 0.8(h_{BS} - h_{roof}) \cdot 2d & h_{BS} \le h_{roof} \quad και \quad d < 0.5km \end{cases} \quad (2.28)$$

Οι όροι k_d και k_f περιγράφουν την εξάρτηση των απωλειών L_{msd} από την απόσταση και τη συχνότητα αντίστοιχα:

$$k_d = \begin{cases} 18 & h_{BS} > h_{roof} \\ 18 - 15\dfrac{(h_{BS} - h_{roof})}{h_{roof}} & h_{BS} \le h_{roof} \end{cases} \quad (2.29)$$

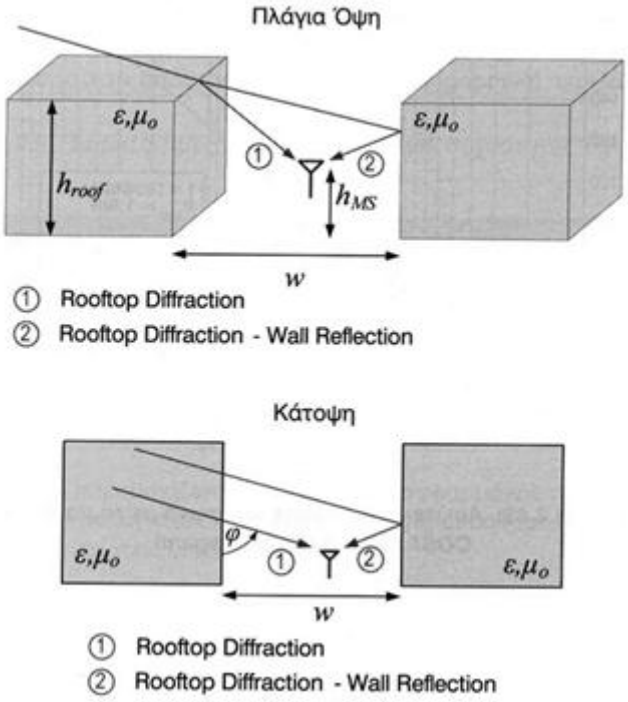
$$k_f = -4 + \begin{cases} 0.7\left(\dfrac{f_{MHz}}{925} - 1\right) & \text{Μ}\textit{ικρές πόλεις ή} \\ & \textit{προαστιακές περιοχές με μικρή βλάστηση} \\ 1.5\left(\dfrac{f_{MHz}}{925} - 1\right) & \text{Μ}\textit{ητροπολιτικά κέντρα} \end{cases} \quad (2.30)$$

Οι απώλειες περίθλασης και σκέδασης από την κορυφή του κτηρίου στο δρόμο υπολογίζονται με βάση το μοντέλο Ikegami-Yoshida-Umehira (Σχήμα 2.10). Στη θεώρηση αυτή, το πεδίο που φθάνει στον κινητό σταθμό υπολογίζεται ως το άθροισμα του περιθλώμενου από τη στέγη πεδίου και του περιθλώμενου και στη συνέχεια ανακλώμενου από το κτήριο πεδίου. Η γωνία φ (Σχήμα 2.10) σχηματίζεται από τους άξονες του δρόμου πάνω στον οποίο κινείται ο κινητός σταθμός και τη γραμμή που τον ενώνει με τον πομπό. Οι απώλειες L_{rts} υπολογίζονται ως εξής:

$$L_{rts} = -8.2 - 10\log w + 10\log f_{MHz} + 20\log(h_{roof} - h_{MS}) + L_{ori} \quad (2.31)$$

όπου L_{ori} είναι ένας παράγοντας προσανατολισμού που δίνεται από τη σχέση:

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.354\varphi & 0^o \le \varphi < 35^o \\ 2.5 + 0.075(\varphi - 35^o) & 35^o \le \varphi < 55^o \\ 4.0 - 0.114(\varphi - 55^o) & 55^o \le \varphi \le 90^o \end{cases} \quad (2.32)$$



Σχήμα 2.10. Θεώρηση Ikegami-Yoshida-Umehira

Το μέσο σφάλμα του μοντέλου που αναφέρεται στη βιβλιογραφία είναι ±3dB με τυπική απόκλιση 4-8dB [1]. Το σφάλμα αυτό είναι συνήθως μεγαλύτερο για εφαρμογή σε μικροκυψέλες, ενώ η αξιοπιστία του μοντέλου μειώνεται όταν το περιβάλλον διάδοσης είναι ανομοιογενές ή το έδαφος δεν είναι επίπεδο.

Αν οι ακριβείς τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιεί το μοντέλο δεν είναι γνωστές, μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι παρακάτω τυπικές τιμές:

$$h_{BS} = 3m \times (\text{αριθμός ορόφων}) + \text{Ύψος στέγης κτιρίων}$$

$$\text{Ύψος στέγης κτηρίων} = \begin{cases} 3m & \gamma\iota\alpha \quad \mu\eta \quad \epsilon\pi\acute{\iota}\pi\epsilon\delta\eta \quad \sigma\tau\acute{\epsilon}\gamma\eta \\ 0m & \gamma\iota\alpha \quad \epsilon\pi\acute{\iota}\pi\epsilon\delta\eta \quad \sigma\tau\acute{\epsilon}\gamma\eta \end{cases}$$

$$b = 20 - 50m \qquad w = \frac{b}{2} \qquad \varphi = 90^o$$

2.2 Διαλείψεις Σκίασης

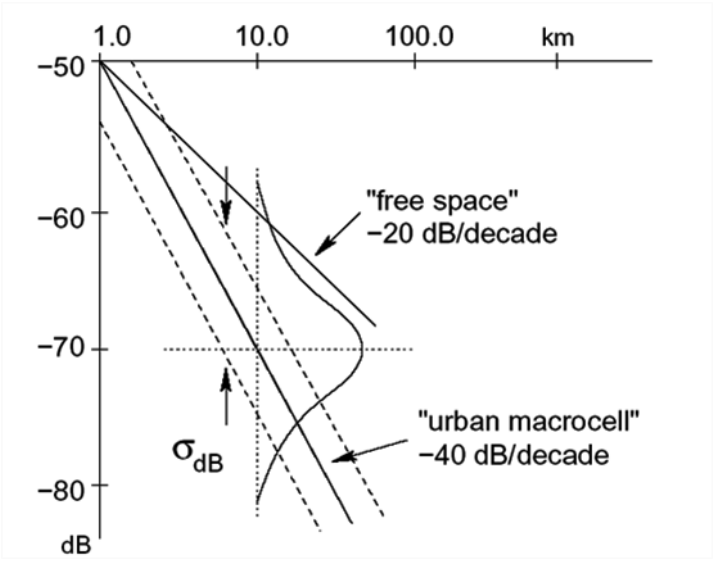
Λόγω της ανομοιομορφίας του περιβάλλοντος διάδοσης, η ισχύς λήψης για διάφορες θέσεις του δέκτη, που ισαπέχουν από τον πομπό, μπορεί να είναι πολύ διαφορετική από τη μέση τιμή που προβλέπουν τα απλά μοντέλα διάδοσης. Αυτές οι τυχαίες μεταβολές του σήματος που οφείλονται στην ποικιλομορφία του περιβάλλοντος διάδοσης, ονομάζονται διαλείψεις σκίασης (shadow fading). Στην πραγματικότητα, η στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύς σε απόσταση d από τον πομπό είναι μια τυχαία μεταβλητή που εξαρτάται από το πλήθος και τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση του ραδιοκύματος. Έτσι, μπορούμε να γράψουμε:

$$P_r(d) = \overline{P_r(d)} + X_\sigma \quad (2.33)$$

και χρησιμοποιώντας το μοντέλο απλής κλίσης:

$$P_r(d) = \overline{P_r(d_0)} - 10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.34)$$

Μετρήσεις σε ραδιοδιαύλους έχουν δείξει ότι η ισχύς λήψης ακολουθεί λογαριθμο-κανονική κατανομή (ακολουθεί Gaussian κατανομή εκφρασμένη σε λογαριθμικές μονάδες) με μέση τιμή που εξαρτάται από το συντελεστή απωλειών διάδοσης και τυπική απόκλιση που εξαρτάται από το περιβάλλον. Η τυχαία μεταβλητή X_σ εκφράζει την απόκλιση της πραγματικής από τη μέση τιμή της λαμβανόμενης ισχύος και ακολουθεί λογαριθμο-κανονική κατανομή (lognormal) με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ.



Σχήμα 2.11. Λογαριθμοκανονική κατανομή και απώλειες διάδοσης

Συνήθεις τιμές της τυπικής απόκλισης είναι από 4dB εώς 12dB με πιο τυπική εκείνη των 8dB. Στο Σχήμα 2.11 φαίνεται η υπέρθεση της σκίασης σ' ένα εκθετικό μοντέλο διάδοσης.

2.2.1 Ραδιοκάλυψη

Εξαιτίας των διαλείψεων σκίασης, όλα τα κινητά τερματικά που βρίσκονται σε θέσεις που ισαπέχουν από τον σταθμό βάσης είναι πιθανό να μην λαμβάνουν ισχύ ικανοποιητική για την αποδιαμόρφωση της πληροφορίας. Δεδομένων των απωλειών διάδοσης και σκίασης, η πιθανότητα η λαμβανόμενη ισχύς να είναι μικρότερη από την ελάχιστη τιμή για αποδεκτή λειτουργία, P_{min}, είναι:

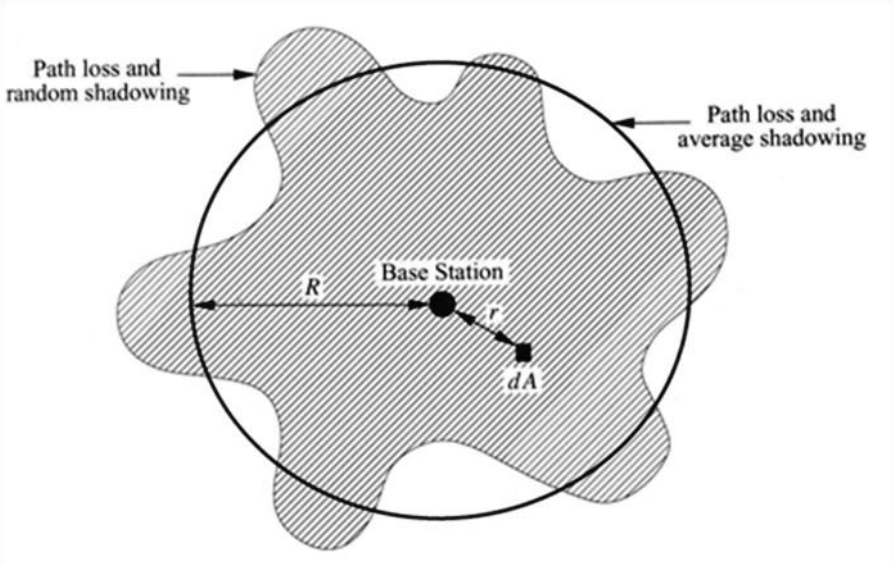
$$\Pr\left[P_r(d) < P_{\min}\right] = 1 - Q\left(\frac{P_{\min} - \overline{P_r(d)}}{\sigma}\right) \quad (2.35)$$

όπου

$$Q(z) \triangleq p(X > z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

Προφανώς, όσο μεγαλύτερο είναι το κατώφλι ισχύος τόσο μεγαλύτερη είναι η πιθανότητα η λαμβανόμενη ισχύς να είναι μικρότερη από την τιμή του κατωφλίου.

Για να επιτευχθεί επαρκής ραδιοκάλυψη θα πρέπει να προστεθεί ένα περιθώριο διαλείψεων (fade margin) στις απώλειες διαδρομής - συνήθως με αύξηση της ισχύος εκπομπής - ώστε η απαιτούμενη στάθμη σήματος να παρέχεται σε συγκεκριμένο ποσοστό περιοχών (Σχήμα 2.12).

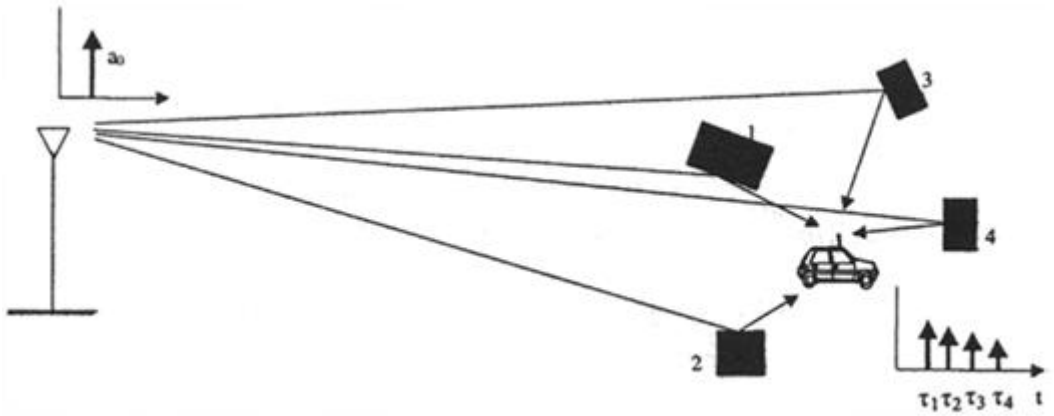


Σχήμα 2.12. Ακτίνα κάλυψης

2.3 Δίαυλος Πολυδιαδρομικής Διάδοσης

Οι διαφορετικές εκδοχές του εκπεμπόμενου σήματος που συμβάλλουν στην κεραία του δέκτη, σύμφωνα με το μηχανισμό πολυδιαδρομικής διάδοσης (Σχήμα 2.13), αντιστοιχούν σε διαφορετικές διαδρομές διάδοσης και φθάνουν στο δέκτη με μικρές διαφορές καθυστέρησης.

Η διαφορά καθυστέρησης μεταξύ της άφιξης της πρώτης και της τελευταίας συνιστώσας του σήματος στο δέκτη είναι ένα μέγεθος που χαρακτηρίζει το δίαυλο και λέγεται χρονική διασπορά. Αν η τιμή της είναι μεγάλη σε σύγκριση με το αντίστροφο του εύρους ζώνης του σήματος, παρατηρείται σημαντική παραμόρφωση στην πλευρά του δέκτη.



Σχήμα 2.13. Πολυδιαδρομική διάδοση

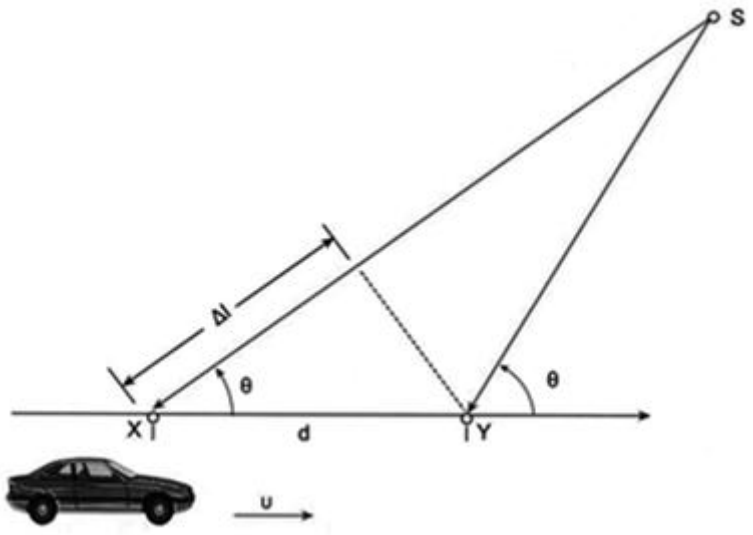
Ένα άλλο χαρακτηριστικό του διαύλου είναι η μεταβαλλόμενη με το χρόνο συμπεριφορά του, λόγω της κίνησης του πομπού και του δέκτη. Παρατηρώντας την επικοινωνία μεταξύ δύο κινητών τερματικών, η διαφοροποίηση του περιβάλλοντος διάδοσης γίνεται αντιληπτή μέσω αλλαγών στο πλάτος, την καθυστέρηση αλλά και τον αριθμό των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

2.3.1 Ολίσθηση Doppler

Ένα κινητό τερματικό κινείται με σταθερή ταχύτητα $\vec{v}$ μεταξύ των θέσων X και Y όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.14, λαμβάνοντας σήμα από μια πηγή S. Η διαφορά των δρόμων που διανύουν τα σήματα που φθάνουν στα σημεία X και Y είναι [4]:

$$\Delta l = d\cos\theta = v\Delta t\cos\theta \quad (2.36)$$

όπου Δt είναι ο χρόνος που απαιτείται για να διανύσει το τερματικό απόσταση d, ενώ θεωρούμε ότι η πηγή S βρίσκεται αρκετά μακριά ώστε η γωνία θ να είναι η ίδια και στα δύο σημεία.



Σχήμα 2.14. Φαινόμενο Doppler

Αυτή η διαφορά των δρόμων εισάγει μια μεταβολή φάσης στο λαμβανόμενο σήμα, ίση με:

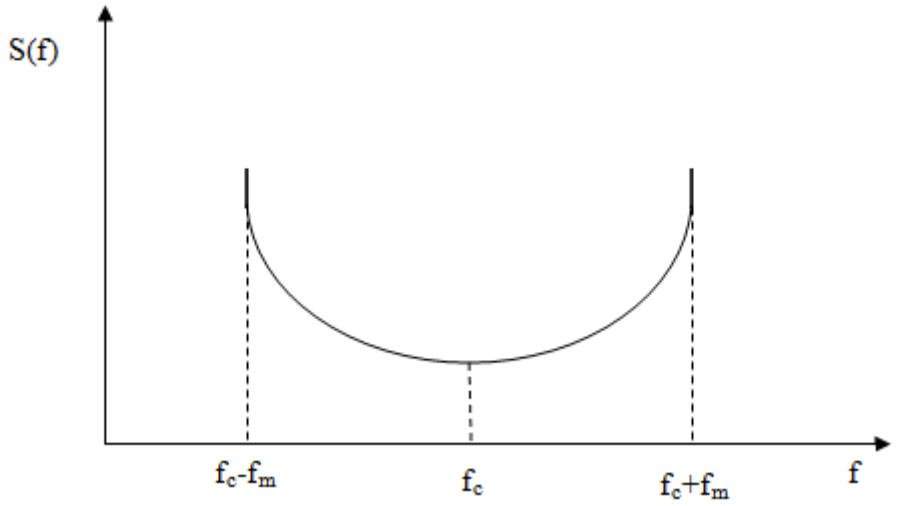
$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda}\cos\theta \quad (2.37)$$

και συνεπώς η ολίσθηση συχνότητας ή ολίσθηση Doppler f_D δίνεται από τη σχέση:

$$f_d = \frac{\Delta\varphi}{2\pi\Delta t} = \frac{v}{\lambda}\cos\theta \quad (2.38)$$

Η τελευταία σχέση συσχετίζει την ολίσθηση Doppler με την ταχύτητα του τερματικού και τη γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης και της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος. Εξηγεί, έτσι, πώς κάθε πολυδιαδρομική συνιστώσα εμφανίζει διαφορετική ολίσθηση Doppler. Επίσης, φαίνεται πως αν το κινητό κινείται στην κατεύθυνση άφιξης του σήματος, η ολίσθηση Doppler είναι θετική, ενώ αν το κινητό απομακρύνεται, η ολίσθηση Doppler είναι αρνητική.

Η επίδραση της ολίσθησης Doppler στο φάσμα του λαμβανόμενους σήματος φαίνεται στο Σχήμα 2.15.



Σχήμα 2.15. Φάσμα Doppler

Αν f_c είναι η συχνότητα φέροντος, το λαμβανόμενο σήμα θα έχει φασματικές συνιστώσες στην περιοχή μεταξύ $f_c - f_m$ και $f_c + f_m$, όπου $f_m = \frac{v}{\lambda}$ είναι η μέγιστη τιμή της ολίσθησης Doppler. Αυτή η φασματική εξάπλωση προκαλεί μια αποσυσχέτιση του σήματος με χρονική περίοδο $\frac{1}{f_D}$. Για μεγάλες τιμές της ολίσθησης Doppler, δηλαδή για ταχέως μεταβαλλόμενο δίαυλο, η αποσυσχέτιση στη φάση διαδοχικών συμβόλων του σήματος μπορεί να αποφευχθεί με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.

2.3.2 Κρουστική Απόκριση Διαύλου

Θεωρούμε το ζωνοπερατό σήμα εκπομπής [2]:

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\right\} = \mathrm{Re}\left\{u(t)\right\}\cos(2\pi f_c t) - \mathrm{Im}\left\{u(t)\right\}\sin(2\pi f_c t) \quad (2.39)$$

όπου u(t) είναι το αντίστοιχο σήμα βασικής ζώνης, εύρους B_u, που μετατοπίζεται φασματικά γύρω από τη φέρουσα συχνότητα f_c. Το σήμα στην πλευρά του δέκτη αποτελείται από πολλαπλά αντίγραφα του s(t) μετατοπισμένα στο χρόνο:

$$r(t) = \mathrm{Re}\left\{\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t)u(t-\tau_n(t))e^{j(2\pi f_c(t-\tau_n(t))+\varphi_{D_n}(t))}\right\} \quad (2.40)$$

όπου $\alpha_n(t)$ είναι το πλάτος, $\tau_n(t)$ η χρονική καθυστέρηση και $\varphi_{Dn}(t)$ η διαφορά φάσης λόγω ολίσθησης Doppler της κάθε συνιστώσας. Παρατηρώντας την τελευταία σχέση αξίζει να σημειωθεί ότι ο αριθμός των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που φθάνουν στο δέκτη είναι μια χρονική συνάρτηση.

Αν απλοποιήσουμε τη μορφή του σήματος λήψης, θέτοντας:

$$\varphi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \varphi_{D_n}(t)$$

παίρνουμε:

$$r(t) = \mathrm{Re}\left\{\left[\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\varphi_n(t)} u(t-\tau_n(t))\right] e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2.41)$$

Από τη σχέση αυτή προκύπτει ότι ο δίαυλος μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένα χρονικά μεταβαλλόμενο γραμμικό φίλτρο, με κρουστική απόκριση:

$$h(t,\tau) = \sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\varphi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.42)$$

όπου $h(t,\tau)$ είναι η κρουστική απόκριση του διαύλου τη χρονική στιγμή t σε ένα κρουστικό παλμό που εφαρμόζεται τη χρονική στιγμή t-τ.

Από την ανάλυση αυτή, είναι προφανές ότι οι φασματικές συνιστώσες του σήματος που μεταδίδεται επηρεάζονται με διαφορετικό τρόπο από το δίαυλο πολλαπλών διαδρομών.

2.3.3 Τυχαία Χρονικά Μεταβαλλόμενος Δίαυλος

Το περιβάλλον σκέδασης είναι, στην πραγματικότητα, εντελώς τυχαίο, καθώς τυχαία είναι τόσο τα χαρακτηριστικά των σκεδαστών όσο και η κίνηση του δέκτη. Η τυχαίως μεταβαλλόμενη φύση του διαύλου καθιστά ανεπαρκή την περιγραφή του από μία ντετερμινιστική συνάρτηση μεταφοράς. Έτσι, ο στατιστικός χαρακτηρισμός του καναλιού γίνεται μέσω της συνάρτησης συσχέτισης της κρουστικής απόκρισής του:

$$A_h(\tau_1, \tau_2; t, t+\Delta t) = E\left\{h^*(\tau_1, t) h(\tau_2, t+\Delta t)\right\} \quad (2.43)$$

Στην πράξη, ο ασύρματος δίαυλος προσομοιώνεται με βάση το μοντέλο WSSUS, που προβλέπει στατικό υπό την ευρεία έννοια και ασυσχέτιστα διεσπαρμένο κανάλι. Οι παραπάνω υποθέσεις ερμηνεύονται ως εξής:

- Η συνάρτηση συσχέτισης A_h είναι συνάρτηση μόνο της χρονικής διαφοράς Δt.
- Η σχετιζόμενη με τη χρονική πολυδιαδρομική συνιστώσα καθυστέρησης τ_1 απόκριση είναι ασυσχέτιστη με τη σχετιζόμενη με τη συνιστώσα καθυστέρησης τ_2 απόκριση του διαύλου.

Με τις παραδοχές αυτές καταλήγουμε σε μια συνάρτηση συσχέτισης της μορφής:

$$E\left\{h^*(\tau_1,t)h(\tau_2,t+\Delta t)\right\} = A_h(\tau_1,\Delta t)\delta(\tau_1-\tau_2) \triangleq \mathrm{A}_h(\tau;\Delta t) \quad (2.44)$$

Η παραπάνω σχέση προϋποθέτει ότι η απόλυτη διαφορά των χρονικών καθυστερήσεων τ_1 και τ_2 είναι μεγαλύτερη από το αντίστροφο του εύρους ζώνης του σήματος, ώστε οι αντίστοιχες συνιστώσες να είναι διαχωρίσιμες στο δέκτη.

Αν τώρα πάρουμε το μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης h(t,τ) ως προς τη χρονική μεταβλητή τ,

$$H(f;t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau;t)e^{-j2\pi f\tau}d\tau \quad (2.45)$$

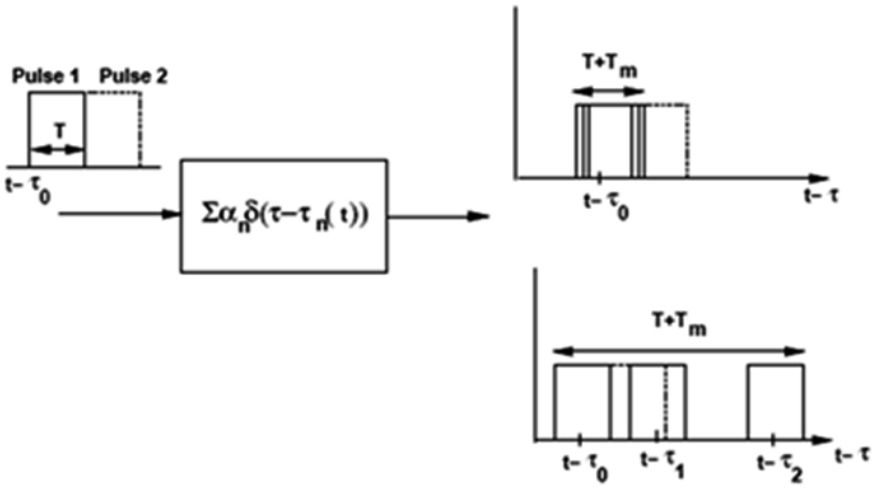
μπορούμε να εκφράσουμε τη συνάρτηση συσχέτισης στο πεδίο της συχνότητας:

$$A(f_1, f_2;\Delta t) = A_H(\Delta f;\Delta t) \quad (2.46)$$

2.3.4 Δίαυλος Ευρείας Ζώνης

Όταν ένας παλμός διάρκειας T μεταδίδεται μέσα σ' ένα πολυδιαδρομικό κανάλι με χρονική διασπορά T_m, το σήμα λήψης αναμένεται να έχει διάρκεια $T+T_m$ (Σχήμα 2.16).

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.16, όταν η χρονική διασπορά και η διάρκεια του παλμού είναι συγκρίσιμες, τα αντίτυπα του σήματος εκπομπής είναι δύσκολο να διαχωριστούν στο δέκτη καθώς φθάνουν σχεδόν το ένα πάνω στο άλλο. Οι μεταβολές του σήματος λόγω της προσθετικής ή αφαιρετικής συμβολής αυτών των αντιτύπων περιγράφονται στην παράγραφο 2.3.4. Ωστόσο, στην περίπτωση αυτή, αποφεύγεται η παρεμβολή με τον επόμενο εκπεμπόμενο παλμό.



Σχήμα 2.16. Μετάδοση μέσω πολυδιαδρομικού καναλιού

Αντίθετα, όταν η τιμή της χρονικής διασποράς είναι πολύ μεγαλύτερη από τη διάρκεια του σήματος εκπομπής, εμφανίζεται ισχυρή διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference, ISI).

Ο αναμενόμενος βαθμός της χρονικής διασποράς καθορίζεται μέσω της μέτρησης του προφίλ καθυστέρησης ισχύος (Power Delay Profile – PDP). Η συνάρτηση PDP δίνεται από τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης (2.44) θέτοντας Δt=0, είναι δηλαδή $\mathrm{A_h}(\tau,0)=\mathrm{A_h}(\tau)$. Το προφίλ καθυστέρησης ισχύος χρησιμοποιείται για το χαρακτηρισμό του ραδιοδίαυλου και παριστάνεται γραφικά ως διάγραμμα της σχετικής λαμβανόμενης ισχύος συναρτήσει της επιπρόσθετης καθυστέρησης ως προς μία σταθερή χρονική αναφορά. Η μέση υπερβάλλουσα καθυστέρηση (Mean Excess Delay ή Average Delay) και η ενεργός διασπορά καθυστέρησης (RMS Delay Spread), ορίζονται με βάση τη συνάρτηση PDP :

$$\mu_{\mathrm{T}_m}=\frac{\int_0^{\infty}\tau \mathrm{A}_h(\tau)d\tau}{\int_0^{\infty}\mathrm{A}_h(\tau)d\tau} \qquad (2.47)$$

και

$$\sigma_{T_m}=\sqrt{\frac{\int_0^{\infty}(\tau-\mu_{T_m})^2 A_h(\tau)d\tau}{\int_0^{\infty}A_h(\tau)d\tau}} \qquad (2.48)$$

Από το προφίλ καθυστέρησης ισχύος μπορούμε να προσδιορίσουμε τη χρονική καθυστέρηση T για την οποία ισχύει $\mathrm{A}_h(\tau)\approx 0$ για $\tau \geq \mathrm{T}$ και είναι, πρακτικά, η μέγιστη καθυστέρηση στην οποία υποβάλλονται οι συνιστώσες. Συνήθως, η τιμή αυτή καθορίζεται ως ένα μικρό ακέραιο πολλαπλάσιο της ενεργού διασποράς σ_{Tm}. Γενικά, αν η διάρκεια του μεταδιδόμενου συμβόλου είναι σημαντικά μεγαλύτερη από την ενεργό διασπορά, η διασυμβολική παρεμβολή θεωρείται αμελητέα.

Οι τιμές της ενεργού διασποράς καθυστέρησης εξαρτώνται τόσο από το περιβάλλον διάδοσης όσο και από τη συχνότητα. Ωστόσο, για οποιαδήποτε συχνότητα λειτουργίας πάνω από 30MHz παραμένουν πρακτικά αμετάβλητες, καθώς τα αντιστοιχα μήκη κύματος είναι πολύ μεγαλύτερα από τις διαστάσεις των τυπικών σκεδαστών.

Στο πεδίο της συχνότητας, τώρα, θέτοντας στην (2.46) Δt=0 παίρνουμε το μετασχηματισμό Fourier του προφίλ καθυστέρησης ισχύος, δηλαδή τη συνάρτηση $\mathrm{A}_H(\Delta f;0)=\mathrm{A}_H(\Delta f)$. Το εύρος συχνοτήτων $\mathrm{B_c}$ για το οποίο ισχύει $\mathrm{A_H}(\Delta f)\approx 0$ για $\Delta f > B_c$ ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής (Coherence Bandwidth) του διαύλου και καθορίζει την περιοχή συχνοτήτων μέσα στην οποία ο δίαυλος συμπεριφέρεται με

σχεδόν ίδιο κέρδος και γραμμική φάση σε όλες τις φασματικές συνιστώσες. Με άλλα λόγια, το εύρος ζώνης συνοχής είναι η περιοχή συχνοτήτων μέσα στην οποία δύο συνιστώσες συχνότητας εμφανίζουν μεγάλη πιθανότητα συσχέτισης πλάτους. Αν θέλουμε η συνάρτηση συσχέτισης των περιβαλλουσών δύο σημάτων με συχνότητες f_1 και f_2 να είναι πάνω από 0.9, τότε το εύρος ζώνης συνοχής και η ενεργός διασπορά καθυστέρησης του διαύλου συνδέονται με την εξής σχέση:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_{T_m}} \quad (2.49)$$

ενώ για επίπεδο συσχέτισης 0.5, η αντίστοιχη σχέση είναι:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_{T_m}} \quad (2.50)$$

Συνήθως, συγκρίνουμε το εύρος ζώνης συνοχής B_c με το εύρος του συστήματος για να αποφανθούμε αν ο δίαυλος είναι ευρείας ή στενής ζώνης. Αν συμβολίσουμε με T_s τη διάρκεια και με B_s το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, τότε στην περίπτωση που ισχύει:

$$B_s \ll B_c \qquad \text{και} \qquad T_s \gg \sigma_{T_m} \quad (2.51)$$

όλες οι συχνότητες του σήματος υφίστανται την ίδια εξασθένηση και μετατόπιση φάσης και έτσι το σήμα λήψης παρουσιάζει ελάχιστη ή και καθόλου παραμόρφωση. Λέμε, τότε, ότι ο δίαυλος υποφέρει από επίπεδες διαλείψεις (flat fading - μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα).

Αντίθετα, αν ισχύει:

$$B_s > B_c \qquad \text{και} \qquad T_s < \sigma_{T_m} \quad (2.52)$$

ο δίαυλος εισάγει παραμόρφωση πλάτους και φάσης στο σήμα, οπότε λέμε ότι υποφέρει από διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective).

Τελικά, η εικόνα του διαύλου στο πεδίο της συχνότητας περιγράφεται πλήρως από τη διασπορά της καθυστέρησης και το εύρος ζώνης συνοχής. Τα μεγέθη αυτά, ωστόσο, δε δίνουν καμία πληροφορία για τη μεταβολή του διαύλου στο πεδίο του χρόνου.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην παράγραφο 2.3.1, η εξάπλωση Doppler B_D είναι ένα μέτρο της φασματικής διεύρυνσης που προκαλείται από το ρυθμό μεταβολής του διαύλου. Αν το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι πολύ μεγαλύτερο από το B_D, οι επιδράσεις της εξάπλωσης Doppler στο δέκτη είναι αμελητέες. Η παράμετρος που χαρακτηρίζει την εξάπλωση Doppler είναι ο χρόνος συνοχής, T_c (Coherence Time). Το μέγεθος αυτό προσδιορίζει το χρονικό διάστημα

στο οποίο η κρουστική απόκριση του διαύλου είναι ουσιαστικά αμετάβλητη. Γενικά, ο χρόνος συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογος της μέγιστης ολίσθησης Doppler:

$$T_c \approx \frac{1}{f_{\max D}} \quad (2.53)$$

ενώ μια εμπειρική σχέση για επίπεδο συσχέτισης 0.5 δίνει:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{\max D}} \quad (2.54)$$

Συχνά, χρησιμοποιείται ο γεωμετρικός μέσος των δύο παραπάνω:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{\max D}^2}} = \frac{0.423}{f_{\max D}} \quad (2.55)$$

Στην πράξη, συγκρίνουμε το χρόνο συνοχής T_c με τη διάρκεια του συμβόλου του σηστήματος T_s για να αποφανθούμε αν το σύστημα υπόκειται σε ταχείες ή αργές διαλείψεις. Συγκεκριμένα, το σήμα υφίσταται ταχείες διαλείψεις αν ισχύει:

$$T_s > T_c \quad \text{και} \quad B_s < B_D \quad (2.56)$$

Αυτό σημαίνει ότι ο δίαυλος μεταβάλλεται απότομα κατά τη μετάδοση του συμβόλου, γεγονός που προκαλεί διασπορά συχνότητας και οδηγεί τελικά σε παραμόρφωση του σήματος λήψης.

Αντίθετα, αν ισχύει:

$$T_s \ll T_c \quad \text{και} \quad B_s \gg B_D \quad (2.57)$$

το σήμα υφίσταται αργές διαλείψεις.

2.3.5 Δίαυλος στενής ζώνης

Σε διαύλους που χαρακτηρίζονται από χρονική διασπορά, T_m, αρκετά μικρή σε σχέση με το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, B, $\left(T_m \ll \frac{1}{B}\right)$, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι $u(t-\tau_i) \approx u(t)$, για την i-οστή πολυδιαδρομική συνιστώσα. Έτσι, το σήμα λήψης μπορεί να γραφεί:

$$r(t) = \mathrm{Re}\left\{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \left(\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\varphi_n(t)} \right) \right\} \quad (2.58)$$

Μπορούμε να γράψουμε το σήμα λήψης σαν συνάρτηση του πραγματικού και του φανταστικού του μέρους, θεώρωντας μετάδοση ενός αδιαμόρφωτου φέροντος:

$$r(t) = \mathrm{Re}\left\{ \left[\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\varphi_n(t)} \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} = r_I(t) \cos 2\pi f_c t - r_Q(t) \sin 2\pi f_c t \quad (2.59)$$

όπου

$$r_I(t) = \sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) \cos \varphi_n(t)$$

$$r_Q(t) = -\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) \sin \varphi_n(t)$$

Σύμφωνα με το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα, το άθροισμα μεγάλου πλήθους ανεξάρτητων και ισόνομων τυχαίων μεταβλητών ακολουθεί κατανομή Gauss. Έτσι, για μεγάλες τιμές του N(t) μπορούμε να υποθέσουμε ότι οι μεταβλητές $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ ακολουθούν την κανονική κατανομή. Θεωρώντας ότι στη διάδοση δε συμμετέχει συνιστώσα οπτικής επαφής (LOS), μπορούμε να δεχθούμε ότι η τυχαία μεταβλητή της φάσης $\varphi_n(t)$ είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη στο διάστημα $[-\pi,\pi]$ και συνεπώς έχει μηδενική μέση τιμή. Έτσι, θα είναι:

$$E\left[r_I(t) \right] = E\left[r_Q(t) \right] = 0 \quad (2.60)$$

αφού οι μεταβλητές $\alpha_n(t)$ και $\varphi_n(t)$ είναι ανεξέρτητες.

Όταν δύο τυχαίες μεταβλητές X και Y ακολουθούν κανονική κατανομή με μέση τιμή μηδέν και διασπορά σ^2, τότε η ποσότητα $Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$ ακολουθεί κατανομή Rayleigh ενώ η ποσότητα Z^2 ακολουθεί εκθετική κατανομή.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η περιβάλλουσα του σήματος λήψης

$$z(t) = |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)} \quad (2.61)$$

ακολουθεί κατανομή Rayleigh με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$p_z(z) = \frac{2z}{\overline{P_r}} \exp\left[-\frac{z^2}{\overline{P_r}} \right] \quad (2.62)$$

όπου $\overline{P_r} = E\left[r^2(t) \right] = E\left[r_I^2(t) \right] + E\left[r_Q^2(t) \right] = 2\sigma^2$ είναι η μέση ισχύς του σήματος λήψης.

Αντίστοιχα, η ισχύς ακολουθεί την κατανομή της μεταβλητής $z^2(t) = |r(t)|^2$, εκθετική, δηλαδή, κατανομή με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$p_{z^2}(x) = \frac{1}{P_r} \exp\left[-\frac{x}{P_r} \right] \quad (2.63)$$

Το μοντέλο Rayleigh για τη μεταβολή της περιβάλλουσας είναι μια ικανοποιητική προσέγγιση για περιβάλλοντα με πολλά εμπόδια, όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη. Σημαντικές αποκλίσεις μπορεί να υπάρξουν είτε αν ο αριθμός των διαδρομών δεν είναι αρκετά μεγάλος ώστε να ισχύει η προσέγγιση του Κεντρικού Οριακού Θεωρήματος, είτε αν υπάρχει – ιδιαίτερα κοντά σε σταθμούς βάσης – μια επικρατέστερη διαδρομή διάδοσης. Στην τελευταία περίπτωση, η περιβάλλουσα του σήματος ακολουθεί την κατανομή Rice.

Η κατανομή Rayleigh περιγράφει τα στατιστικά μεγέθη πρώτης τάξης της περιβάλλουσας του σήματος λήψης, για μικρές αποστάσεις, στις οποίες η μέση τιμή της θεωρείται σταθερή. Υπάρχουν, ωστόσο, δύο σημαντικά μεγέθη δεύτερης τάξης της περιβάλλουσας σ' ένα δίαυλο στενής ζώνης, που επηρεάζονται όχι μόνο από το περιβάλλον των σκεδαστών, αλλά και από την ταχύτητα του κινητού σταθμού:

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

Θεωρώντας διαλείψεις Rayleigh τα παραπάνω μεγέθη δίνονται, αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$N_Z = \sqrt{2\pi} f_{\max D} \rho e^{-\rho^2} \quad (2.64)$$

και

$$\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_{\max D} \rho} \quad (2.65)$$

όπου Z η τιμή κατωφλίου, f_{maxD} η μέγιστη ολίσθηση Doppler και $\rho = \frac{Z}{P_r}$.

Βιβλιογραφία

[1] Α. Κανατάς, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, 2008

[2] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, 2005

[3] Φ. Κωνσταντίνου, *Μοντέλα ραδιοκάλυψης*, ΕΜΠ Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Δεκέμβριος 2001

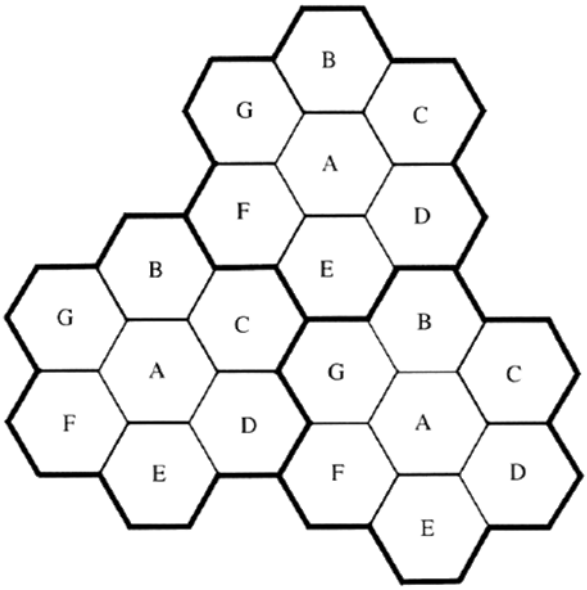
[4] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών & Προσωπικών Επικοινωνιών*, 2008

3. Βασικές Αρχές Κυψελωτών Συστημάτων

3.1 Κυψελωτή Δομή – Επαναχρησιμοποίηση Συχνοτήτων

Το πρόβλημα της αυξανόμενης συμφόρησης στο φάσμα και της χωρητικότητας των χρηστών στα ασύρματα συστήματα κινητών επικοινωνιών αντιμετωπίστηκε με την εισαγωγή της κυψελωτής δομής που προσέφερε μεγάλη χωρητικότητα χρηστών σε περιορισμένο φάσμα.

Η ιδέα έγκειται στην αντικατάσταση ενός πομπού μεγάλης ισχύος από πολλούς πομπούς μικρής ισχύος, έκαστος των οποίων καλύπτει μια επιμέρους μικρή περιοχή της συνολικής περιοχής εξυπηρέτησης του συστήματος, που καλείται κυψέλη (cell). Σε κάθε έναν απ' αυτούς τους κυψελωτούς σταθμούς βάσης αποδίδεται ένα μέρος του συνόλου των ραδιοδιαύλων που διατίθενται για το σύστημα. Σε γειτονικούς σταθμούς βάσης εκχωρούνται διαφορετικοί δίαυλοι, έτσι ώστε το σύνολο των διαθέσιμων διαύλων του συστήματος να κατανέμεται σε ένα σχετικά μικρό αριθμό γειτονικών σταθμών βάσης, οι οποίοι σχηματίζουν μια ομάδα επαναχρησιμοποίησης (cluster) (Σχήμα 3.1). Για να ελαχιστοποιούνται οι παρεμβολές μεταξύ των σταθμών βάσης και των χρηστών που εξυπηρετούνται απ' αυτούς, γειτονικοί σταθμοί δεν μπορούν να χρησιμοποιούν κανάλια της ίδιας συχνότητας.



Σχήμα 3.1. Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων

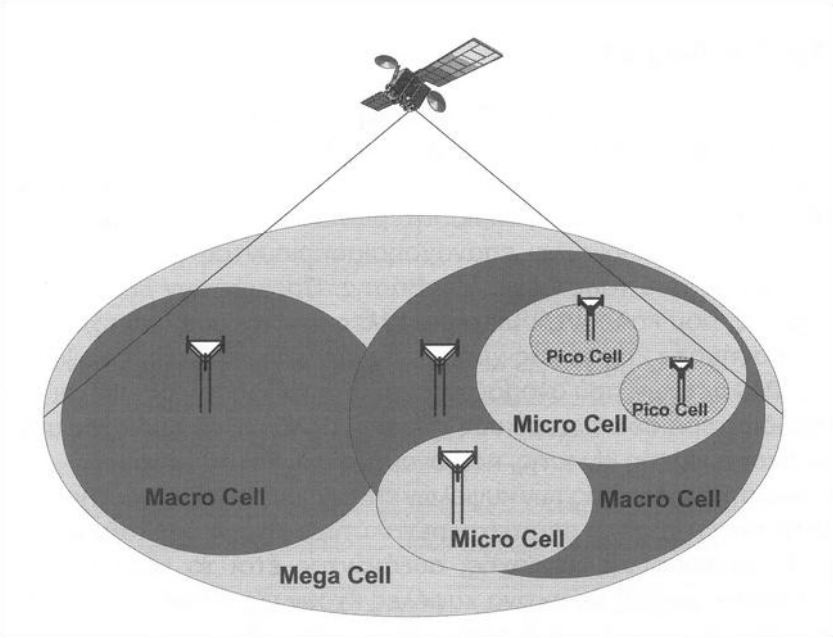
Χάριν της τεχνικής της επαναχρησιμοποίησης, οι διαθέσιμοι δίαυλοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν όσες φορές χρειάζεται στα όρια της περιοχής εξυπηρέτησης του συστήματος. Έτσι, μπορεί να επιτευχθεί αύξηση της χωρητικότητας ενός συστήματος χωρίς να απαιτείται επιπλέον φάσμα, παρά μόνο με την αύξηση των σταθμών βάσης και ταυτόχρονη μείωση της ισχύος εκπομπής προς αποφυγή παρεμβολών.

Παρά το γεγονός ότι οι κυψέλες ενός συστήματος είναι στην πράξη άμορφες και εμφανίζουν συνήθως αλληλοκάλυψη, το μοντέλο που έχει υιοθετηθεί παγκοσμίως

ως πλησιέστερο στο πραγματικό και χρησιμοποιείται στη σχεδίαση των δικτύων κινητών επικοινωνιών είναι αυτό της εξαγωνικής κυψέλης.

Η ακτίνα της κυψέλης μπορεί να εκτείνεται από μερικές εκατοντάδες μέτρα μέχρι και αρκετά χιλιόμετρα. Προκύπτουν, έτσι, μακροκυψέλες (macrocells), μικροκυψέλες (microcells), ακόμη και πικοκυψέλες (picocells).

Μικρότερη ακτίνα συνεπάγεται εξυπηρέτηση υψηλότερης τηλεπικοινωνιακής κίνησης, με ταυτόχρονη, όμως, αύξηση του κόστους του δικτύου, καθώς απαιτούνται περισσότεροι σταθμοί βάσης για την κάλυψη μιας γεωγραφικής περιοχής. Σε συστήματα με μεγάλες κυψέλες, από την άλλη πλευρά, ο κινητός σταθμός πραγματοποιεί λιγότερες μεταπομπές κατά τη διάρκεια μιας κλήσης. Τα κυψελωτά συστήματα σχεδιάζονται συνήθως με ιεραρχική δομή κυψελών, ώστε να εκμεταλλεύονται τα πλεονεκτήματα όλων των τύπων κυψελών (Σχήμα 3.2).



Σχήμα 3.2. Τύποι κυψελών

3.1.1 Σχεδίαση Κυψελωτών Συστημάτων

Η ελάχιστη απόσταση D που χωρίζει δύο ομοδιαυλικές κυψέλες ονομάζεται απόσταση επαναχρησιμοποίησης και καθορίζεται από την επιλογή του μεγέθους N της ομάδας κυψελών, που ονομάζεται και συντελεστής επαναχρησιμοποίησης, καθώς και από τη διάταξη των κυψελών. Η σχέση που συνδέει τα δύο αυτά χαρακτηριστικά μεγέθη ενός κυψελωτού συστήματος :

$$D = \sqrt{N} \quad (3.1)$$

Για μια εξαγωνική κυψέλη, ο λόγος της απόστασης D προς την ακτίνα R της κυψέλης λέγεται λόγος ομοδιαυλικής επαναχρησιμοποίησης (co-channel reuse ratio) ή περίοδος επαναχρησιμοποίησης. Ισχύει:

$$\frac{D}{R} = \sqrt{3N} \quad (3.2)$$

Όπως φαίνεται από τη σχέση (3.2), όσο ο αριθμός των κυψελών στην ομάδα μεγαλώνει, αυξάνεται και η απόσταση μεταξύ των ομοδιαυλικών κυψελών, με αποτέλεσμα να αναμένεται μειωμένη ομοδιαυλική παρεμβολή. Έτσι, ο λόγος $\frac{D}{R}$ αναφέρεται συχνά και ως συντελεστής μείωσης ομοδιαυλικής παρεμβολής.

Η επιλογή του μεγέθους N είναι κρίσιμη για τη σχεδίαση ενός κυψελωτού συστήματος. Όσο περισσότερες κυψέλες συνιστούν μια ομάδα, τόσο λιγότερες συχνότητες αντιστοιχούν σε κάθε σταθμό βάσης και κατά συνέπεια λιγότεροι χρήστες μπορούν να εξυπηρετηθούν. Έτσι, η μείωση του λόγου $\frac{D}{R}$ σε χαμηλές τιμές εξυπηρετεί το στόχο του χαμηλού κόστους και της αυξημένης χωρητικότητας. Αντίθετα, η αύξηση του λόγου εξυπηρετεί το στόχο της ποιότητας μετάδοσης.

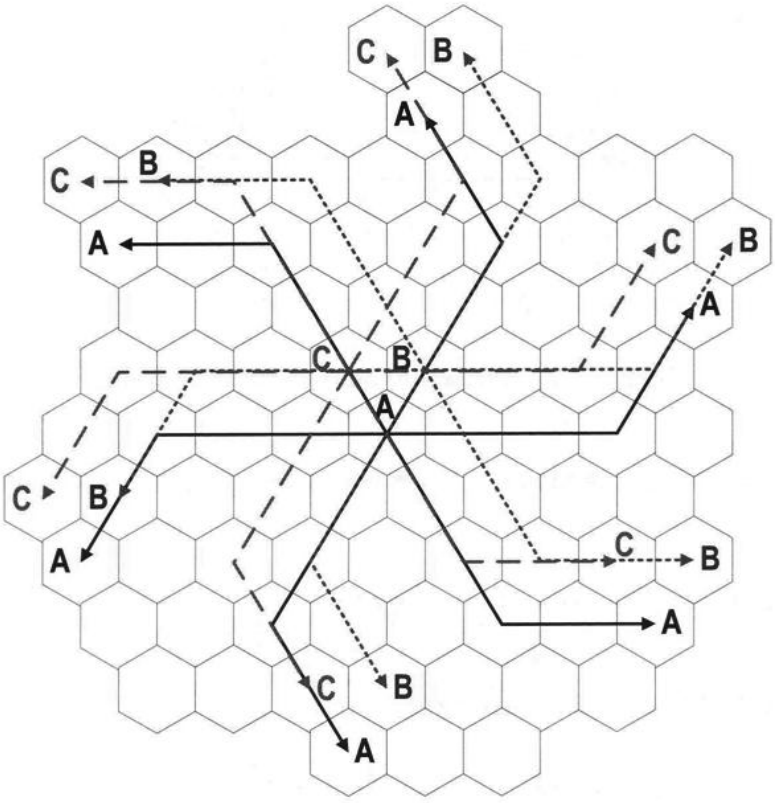
Για i, j θετικούς ακέραιους με $i \geq j$, το μέγεθος της ομάδας επαναχρησιμοποίησης προκύπτει από τη σχέση:

$$N = i^2 + ij + j^2 \quad (3.3)$$

Ο αλγόριθμος εύρεσης της ομοδιαυλικής κυψέλης έχει ως εξής [1]:

1. ξεκινώντας από μια κυψέλη αναφοράς μετακινούμαστε i κυψέλες κατά μήκος οποιασδήποτε αλυσίδας εξαγώνων
2. στρεφόμαστε κατά γωνία 60^o
3. μετακινούμαστε j κυψέλες κατά μήκος της αλυσίδας εξαγώνων προς την οποία στραφήκαμε.

Επαναλαμβάνοντας των αλγόριθμο, προκύπτει η πλήρης κυψελωτή δομή (Σχήμα 3.3).



Σχήμα 3.3. Σχεδίαση κυψελωτού συστήματος για i=3, j=2

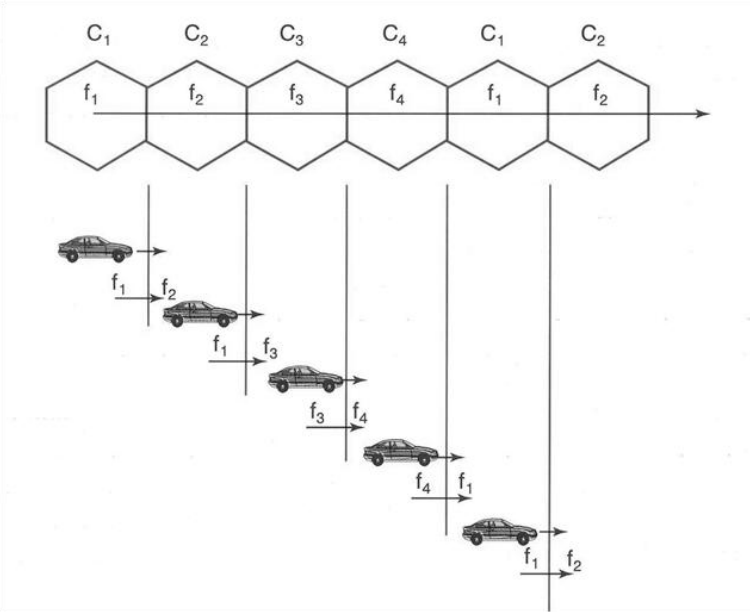
Ο Πίνακας 3.1 παρουσιάζει τυπικές τιμές των παραμέτρων κυψελωτών συστημάτων [1].

Πίνακας 3.1. Επιτρεπτές τιμές i,j,N,D/R

i	**j**	**N**	**D/R**
1	0	1	1.73
1	1	3	3
2	0	4	3.46
2	1	7	4.58
2	2	12	6
3	0	9	5.20
3	1	13	6.24
3	2	19	7.55
3	3	27	9

3.2 Μηχανισμός Μεταπομπής

Ένα θεμελιώδες χαρακτηριστικό των κυψελωτών συστημάτων που εξυπηρετεί την υποστήριξη της κινητικότητας είναι ο μηχανισμός της μεταπομπής (Σχήμα 3.4). Όταν ένας κινητός σταθμός διασχίζει τα όρια μιας κυψέλης προκύπτει η ανάγκη να μεταφέρει την κίνησή του σε γειτονικό σταθμό βάσης με τρόπο που να μη γίνεται αντιληπτός από το χρήστη. Η διαδικασία αυτή λέγεται διακυψελική μεταπομπή (intercell handoff). Ωστόσο, πολλές φορές γίνεται μεταπομπή μιας κλήσης σε δίαυλο του ίδιου σταθμού βάσης, που παρουσιάζει καλύτερα ποιοτικά χαρακτηριστικά. Η διαδικασία αυτή λέγεται ενδοκυψελική μεταπομπή (intracell handoff).



Σχήμα 3.4. Μεταπομπή

Γενικά, ο μηχανισμός της μεταπομπής απαιτεί αφενός την εκτίμηση της ποιότητας της ζεύξης και αφετέρου τη διαδικασία της απόδοσης των πόρων του συστήματος.

Οι κλασσικοί αλγόριθμοι μεταπομπής χρησιμοποιούν την ισχύ λήψης ως κριτήριο της ποιότητας της ζεύξης. Αν σε ένα καθορισμένο χρονικό διάστημα T, η ισχύς που λαμβάνει ένας γειτονικός σταθμός βάσης είναι μεγαλύτερη κατά H dB από τη λαμβανόμενη ισχύ του εξυπηρετούντος σταθμού βάσης, ενεργοποιείται η διαδικασία της μεταπομπής. Η επιλογή των παραμέτρων T και H είναι κρίσιμη ώστε οι μεταπομπές να ολοκληρώνονται επιτυχώς και ταυτόχρονα να αποφεύγονται μη αναγκαίες, ανεπιθύμητες μεταπομπές. Οι αλγόριθμοι αυτοί, εντούτοις, αδυνατούν να διαχωρίσουν την ισχύ του φέροντος από την ισχύ παρεμβολών. Ως εκ τούτου, πιο ασφαλή κριτήρια, όπως ο λόγος $\frac{C}{I}$ ή ο ρυθμός σφαλμάτων BER, πρέπει να υιοθετηθούν για την εκτίμηση της ζεύξης.

Υπάρχουν δύο κύριες μορφές μεταπομπής:

- η σκληρή μεταπομπή (hard handoff), κατά την οποία η ζεύξη με τον παλιό σταθμό βάσης διακόπτεται ταυτόχρονα με την εγκατάσταση της νέας ζεύξης.
- η ήπια μεταπομπή (soft handoff), κατά την οποία είναι δυνατή η διατήρηση ταυτόχρονων ζεύξεων και μια ζεύξη διακόπτεται όταν το επίπεδο σήματος πέφτει κάτω από μια τιμή κατωφλίου.

Σκληρές μεταπομπές χρησιμοποιούν τα συστήματα FDMA και TDMA, ενώ τα συστήματα CDMA χρησιμοποιούν ήπιες μεταπομπές. Οι ήπιες μεταπομπές βελτιώνουν την ποιότητα υπηρεσίας αλλά αυξάνουν την πολυπλοκότητα του συστήματος, καθώς υποστηρίζουν, ουσιαστικά, μια μορφή διαφορικής λήψης.

Δεδομένου ότι η απόρριψη εγκατάστασης μια νέας κλήσης θεωρείται εν γένει προτιμότερη από την εξαναγκασμένη διακοπή μιας κλήσης, δίνεται, συνήθως, προτεραιότητα στις αιτήσεις μεταπομπής εις βάρος της πιθανότητας απόρριψης νέων κλήσεων. Η δέσμευση μιας ομάδας διαύλων αποκλειστικά για τις μεταπομπές ή η δημιουργία ουράς αιτήσεων μεταπομπής αποτελούν τρόπους απόδοσης προτεραιότητας στις μεταπομπές.

3.3 Παρεμβολές

Κατά τη σχεδίαση ενός κυψελωτού συστήματος, οι δύο κρίσιμες παράμετροι που πρέπει να καθοριστούν είναι η ισχύς εκπομπής και η περίοδος επαναχρησιμοποίησης $\frac{D}{R}$. Η στάθμη του θερμικού θορύβου είναι το μέγεθος που σε σημαντικό βαθμό καθορίζει την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής. Αντίθετα, επηρεάζει ελάχιστα την επιλογή του λόγου $\frac{D}{R}$ που εν πολλοίς καθορίζεται από το λόγο $\frac{C}{I}$. Οδηγούμαστε, έτσι, στο συμπέρασμα πως οι παρεμβολές αποτελούν τον κυριότερο περιοριστικό παράγοντα αναφορικά με την επίδοση των κυψελωτών συστημάτων. Αποτελούν εμπόδιο στην αύξηση της χωρητικότητας και είναι συνήθως η αιτία για την απόρριψη κλήσεων. Δύο κύριοι τύποι παρεμβολών ενυπάρχουν στα κυψελωτά δίκτυα:

- Ομοδιαυλική παρεμβολή (co-channel interference): προέρχεται από πομπούς που χρησιμοποιούν το ίδιο κανάλι σε άλλες κυψέλες.
- Παρεμβολή γειτονικού διαύλου (adjacent channel interference): προέρχεται από σταθμούς που χρησιμοποιούν κανάλια παρακείμενων συχνοτήτων.

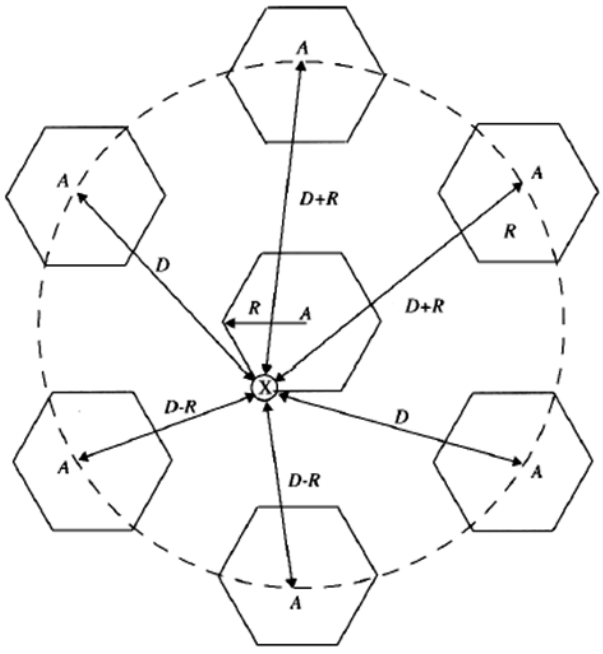
3.3.1 Ομοδιαυλική Παρεμβολή

Σε αντίθεση με το θερμικό θόρυβο, που μπορεί να αντιμετωπιστεί με αύξηση του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR), η ομοδιαυλική παρεμβολή δεν μπορεί να καταπολεμηθεί μόνο με αύξηση της λαμβανόμενης ισχύος. Για την αντιμετώπιση των ομοδιαυλικών παρεμβολών είναι αναγκαίο σταθμοί βάσης που τους αποδίδονται τα ίδια κανάλια να απομονώνονται επαρκώς.

Εξετάζουμε την περίπτωση ομοδιαυλικής παρεμβολής από τους σταθμούς βάσης προς έναν κινητό σταθμό που βρίσκεται στα όρια μιας εξαγωνικής κυψέλης. Η περίπτωση αυτή αποτελεί το δυσμενέστερο σενάριο παρεμβολής, καθώς το κινητό τερματικό λαμβάνει το ασθενέστερο σήμα από το σταθμό βάσης που τον εξυπηρετεί.

Θεωρώντας ότι όλοι οι σταθμοί βάσης εκπέμπουν την ίδια ισχύ, ότι έχουμε κοινό συντελεστή απωλειών διάδοσης n για όλη την περιοχή, ότι οι σταθμοί βάσης N_I που παρεμβάλλουν ανήκουν στην πρώτη ζώνη παρεμβάλλοντων σταθμών και η απόστασή τους από τον κινητό σταθμό ισούται περίπου με την απόσταση μεταξύ των κέντρων των ομοδιαυλικών κυψελών D, παίρνουμε:

$$\frac{C}{I} = \frac{\left(D/R\right)^n}{N_I} = \frac{\left(\sqrt{3N}\right)^n}{N_I} = \frac{\left(\sqrt{3N}\right)^n}{6} \quad (3.4)$$



Σχήμα 3.5. Σενάριο ομοδιαυλικής παρεμβολής

Για την περίπτωση όπου N=7 (Σχήμα 3.5), μπορούμε να υπολογίσουμε το λόγο $\frac{C}{I}$ με μεγαλύτερη ακρίβεια από την παρακάτω σχέση:

$$\frac{C}{I}=\frac{R^{-n}}{2\left(D-R\right)^{-n}+2D^{-n}+2\left(D+R\right)^{-n}}=\frac{1}{2}\frac{1}{\left(\frac{D}{R}-1\right)^{-n}+\left(\frac{D}{R}\right)^{-n}+\left(\frac{D}{R}+1\right)^{-n}} \quad (3.5)$$

Η ομοδιαυλική παρεμβολή μπορεί να περιοριστεί με αύξηση του μεγέθους της ομάδας επαναχρησιμοποίησης και χρήση τεχνικών δυναμικής απόδοσης διαύλων, κατευθυντικών κεραιών και τεχνικών διαφορικής λήψης.

3.3.2 Παρεμβολή Γειτονικού Διαύλου

Για πρακτικούς λόγους, οι δίαυλοι δεν έχουν αυστηρά περιορισμένο εύρος ζώνης. Η μερική επικάλυψη της φασματικής πυκνότητας του επιθυμητού σήματος με σήματα άλλων συχνοτήτων δημιουργεί τις παρεμβολές γειτονικού διαύλου. Το φαινόμενο επιδεινώνεται όταν ο χρήστης που χρησιμοποιεί γειτονικό δίαυλο βρίσκεται σε μικρή απόσταση από το δέκτη του χρήστη που χρησιμοποιεί τον επιθυμητό δίαυλο (φαινόμενο near-far).

Για τον περιορισμό αυτού του είδους των παρεμβολών, απαιτείται προσεκτική απόδοση των συχνοτήτων στους σταθμούς βάσης. Συγκεκριμένα, δεν κατανέμονται στην ίδια κυψέλη δίαυλοι που γειτνιάζουν στο φάσμα συχνοτήτων. Όσο μικρότερη είναι η απόσταση επαναχρησιμοποίησης σε ένα κυψελωτό σύστημα, τόσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς των παρεμβολών από τους γειτονικούς διαύλους. Πρέπει κατά συνέπεια, η απόσταση των διαύλων στο σταθμό βάσης να είναι μεγάλη.

Τα χαρακτηριστικά των φίλτρων στο δέκτη μπορούν να βοηθήσουν στον περιορισμό αυτής της παρεμβολής. Συνήθως, η κλίση του φίλτρου στη ζώνη αποκοπής είναι M dB/octave, δηλαδή M dB για κάθε διπλασιασμό της συχνότητας. Έτσι, αν f_1 είναι η ακραία συχνότητα του διαύλου ως προς την κεντρική συχνότητα, τότε στην παρεμβάλλουσα συχνότητα f_2 οι απώλειες θα είναι

$$\text{Απώλειες}(dB)=M\log_2\left(\frac{f_2}{f_1}\right)=\frac{M}{0.3}\log\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \quad (3.6)$$

Ταυτόχρονα με την εξασθένιση λόγω της απόστασης των συχνοτήτων στο φάσμα υπάρχει και η εξασθένιση λόγω της απόστασης των κινητών σταθμών. Θεωρούμε ένα επιθυμητό αλλά απομακρυσμένο από το σταθμό βάσης, σε απόσταση d_1, και ένα ανεπιθύμητο αλλά κοντινό, σε απόσταση d_2, κινητό τερματικό. Οι ισχείς με τις οποίες λαμβάνει ο σταθμός βάσης τα αντίστοιχα σήματα είναι:

$$P_r(d_1) = P_r(d_0) - 10n\log\left(\frac{d_1}{d_0}\right) \quad (3.7)$$

$$P_r(d_2) = P_r(d_0) - 10n\log\left(\frac{d_2}{d_0}\right) \quad (3.8)$$

Επομένως, η ανεπιθύμητη ισχύς θα είναι μεγαλύτερη από την επιθυμητή κατά:

$$P_r(d_2) - P_r(d_1) = 10n\log\left(\frac{d_1}{d_0}\right) - 10n\log\left(\frac{d_2}{d_0}\right) = 10n\log\left(\frac{d_1}{d_2}\right) \quad (3.9)$$

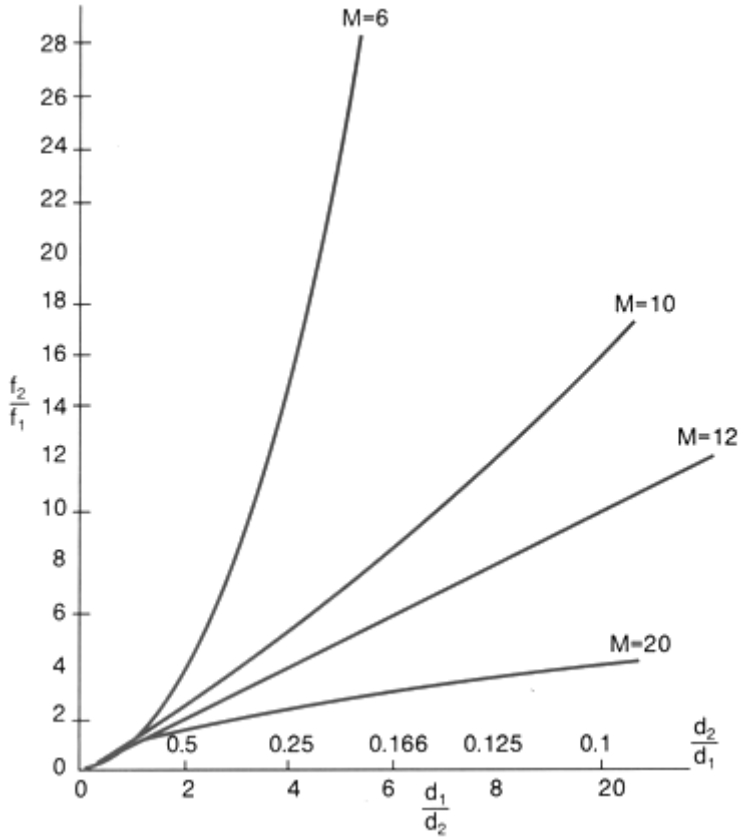
Για την εξάλειψη της παρεμβολής, θα πρέπει η εξασθένιση του σήματος του πλησιέστερου κινητού, η οποία οφείλεται στην απόσταση της συχνότητας αυτού από εκείνη του απομακρυσμένου, να είναι τουλάχιστον ίση με την εξασθένιση που υφίσταται το σήμα του τελευταίου λόγω της μεγαλύτερης γεωγραφικής του απόστασης από το σταθμό βάσης. Άρα, εξισώνοντας τις απώλειες προκύπτει:

$$\text{Απώλειες}(dB) = 10n\log\left(\frac{d_1}{d_2}\right) = \frac{M}{0.3}\log\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \Rightarrow \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^n = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^{\frac{M}{3}} \quad (3.10)$$

Από την τελευταία σχέση, παίρνουμε τη συχνότητα στην οποία το φίλτρο παρουσιάζει την επιθυμητή εξασθένιση:

$$f_2 = f_1\left(\frac{d_1}{d_2}\right)^{\frac{3n}{M}} \quad (3.11)$$

Η εξίσωση (3.11) απεικονίζεται στο Σχήμα 3.6 για n=4 και για διάφορες τιμές του M [2]. Φαίνεται ότι η παρεμβολή λόγω γεωγραφικής θέσης μπορεί να περιοριστεί αν απομακρύνουμε τους διαύλους σε συχνότητα.



Σχήμα 3.6. Σχέση λόγου συχνοτήτων και λόγου αποστάσεων

Έχοντας υπολογίσει τη συχνότητα f_2, η απόσταση των διαύλων που μπορούν να αποδοθούν σε έναν σταθμό βάσης προσδιορίζονται από τη σχέση

$$\text{Απόσταση Διαύλων} = \frac{|f_2 - f_1|}{B} \quad (3.12)$$

όπου B το εύρος ζώνης του διαύλου.

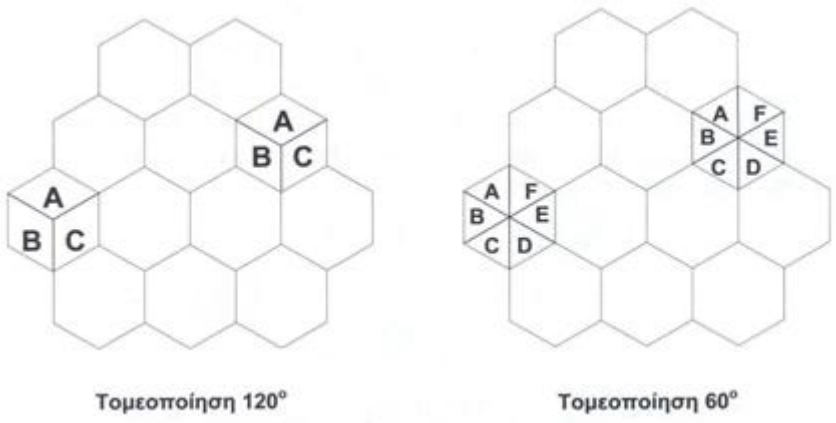
3.4 Τεχνικές Βελτίωσης της Φασματικής Απόδοσης

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η φασματική απόδοση ενός κυψελωτού συστήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη του μεγέθους των κυψελών. Ευρέως χρησιμοποιούμενες τεχνικές βελτίωσης της φασματικής απόδοσης είναι η τομεοποίηση (cell sectoring) και η διάσπαση των κυψελών (cell splitting).

3.4.1 Τομεοποίηση Κυψελών

Η βελτίωση της χωρητικότητας ενός κυψελωτού συστήματος μέσω της τεχνικής της τομεοποίησης επιτυγχάνεται με μείωση του λόγου $\frac{D}{R}$, κρατώντας σταθερή την ακτίνα της κυψέλης. Στην πράξη, μειώνεται το μέγεθος της ομάδας επαναχρησιμοποίησης και δημιουργείται, έτσι, ανάγκη για μείωση των σχετικών παρεμβολών.

Ο περιορισμός των παρεμβολών υπαγορεύει την αντικατάσταση της ισοτροπικής κεραίας του σταθμού βάσης από περισσότερες κατευθυντικές κεραίες κάθε μία από τις οποίες ακτινοβολεί σε συγκεκριμένο τομέα. Οι δίαυλοι που έχουν αποδοθεί σε κάθε σταθμό βάσης χωρίζονται σε επιμέρους ομάδες και κάθε ομάδα χρησιμοποιείται σε ένα συγκεκριμένο τομέα. Συνήθως μια κυψέλη χωρίζεται σε τρεις τομείς των 120^o ή σε έξι τομείς των 60^o (Σχήμα 3.7).

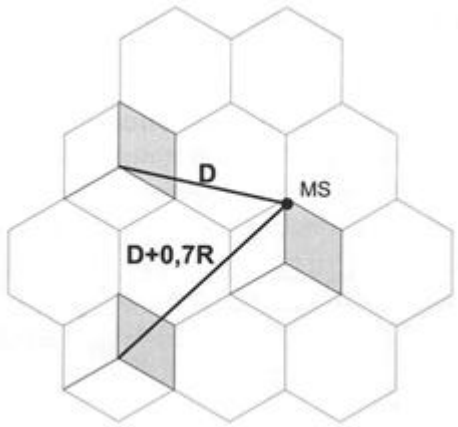


Σχήμα 3.7. Τομεοποίηση κυψελών

Στην περίπτωση της δημιουργίας τριών τομέων, οι αρχικοί παρεμβολείς μειώνονται από έξι σε δύο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8, σε ένα σενάριο επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων με 7 κυψέλες ανά ομάδα. Ο λόγος φέροντος προς παρεμβολή για αυτή την περίπτωση είναι:

$$\frac{C}{I}=\frac{R^{-n}}{D^{-n}+\left(D+0.7R\right)^{-n}}=\frac{1}{\left(\frac{D}{R}\right)^{-n}+\left(\frac{D}{R}+0.7\right)^{-n}} \quad (3.13)$$

Για N=7 και n=4 προκύπτει $\frac{C}{I}$ = 24.5dB, δηλαδή ένα κέρδος της τάξης των 7.2dB σε σχέση με το σενάριο των ισοτροπικών κεραιών.



Σχήμα 3.8. Μείωση ομοδιαυλικών παρεμβολών με την τομεοποίηση

Στην περίπτωση δημιουργίας τομέων των 60^o, υπάρχει πλέον μόνο ένας παρεμβάλλων σταθμός και ο λόγος φέροντος προς παρεμβολή είναι:

$$\frac{C}{I}=\frac{R^{-n}}{\left(D+0.7R\right)^{-n}}=\frac{1}{\left(\frac{D}{R}+0.7\right)^{-n}} \quad (3.14)$$

Για N=7 και n=4 προκύπτει $\frac{C}{I}$ = 28.9dB, δηλαδή ένα κέρδος των 11.6dB σε σχέση με τις ομοιοκατευθυντικές κυψέλες.

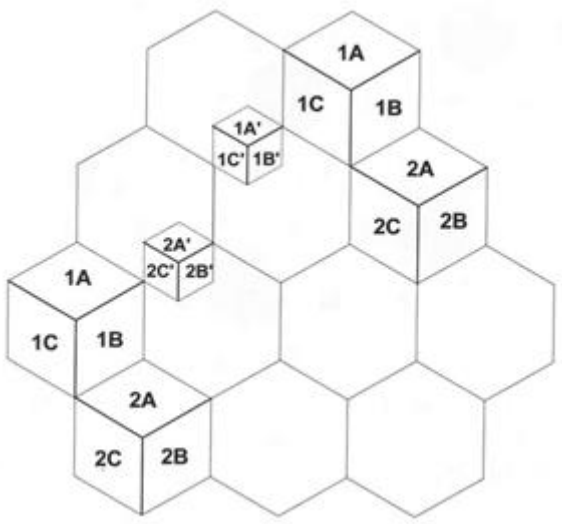
Για την εύκολη κατανόηση τέτοιων συστημάτων, εισάγουμε τον παράγοντα επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων, τον οποίο συμβολίζουμε με $K=\frac{A}{B}$, όπου Α είναι ο αριθμός των σταθμών βάσης στην ομάδα και Β ο αριθμός των ομάδων συχνοτήτων στην ομάδα επαναχρησιμοποίησης. Έτσι, μπορεί να έχουμε συστήματα $K=\frac{3}{3},\frac{3}{9},\frac{3}{18},\frac{4}{12},\frac{7}{7},\frac{7}{21}$, κλπ.

Το αντίτιμο για τη βελτίωση του λόγου $\frac{C}{I}$ είναι ο αυξημένος αριθμός κεραιών σε κάθε σταθμό βάσης καθώς και ο αυξημένος αριθμός μεταπομπών. Επιπλέον, η εφαρμογή της τομεοποίησης διασπά την ομάδα των διαθέσιμων ανά σταθμό βάσης διαύλων και οδηγεί, έτσι, σε μειωμένο βαθμό χρησιμοποίησης.

3.4.2 Διάσπαση Κυψελών

Η τεχνική της διάσπασης κυψελών βελτιώνει τη φασματική απόδοση του συστήματος αυξάνοντας τον αριθμό των διαύλων ανά μονάδα επιφάνειας. Σε αντίθεση με την τεχνική της τομεοποίησης, σ' αυτή την περίπτωση ο λόγος $\frac{D}{R}$ διατηρείται αμετάβλητος ενώ η ακτίνα R της κυψέλης μειώνεται.

Η υποδιαίρεση μιας κυψέλης που παρουσιάζει συμφόρηση σε μικρότερες κυψέλες, καθεμία από τις οποίες έχει το δικό της σταθμό βάσης, αυξάνει τη χωρητικότητα του συστήματος λόγω της αυξημένης επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων. Έτσι, καθίσταται δυνατή η εξυπηρέτηση του αυξανόμενου φορτίου τηλεπικοινωνιακής κίνησης (Σχήμα 3.9). Η δημιουργία νέων κυψελών, με μικρότερες ακτίνες από εκείνες των αρχικών συνοδεύεται από μείωση του ύψους των κεραιών και της εκπεμπόμενης ισχύος.



Σχήμα 3.9. Διάσπαση κυψελών

Συχνά, οι νέες κυψέλες έχουν τη μισή ακτίνα κάλυψης από τις αρχικές. Στην περίπτωση αυτή, η περιοχή που καταλαμβάνει η νέα κυψέλη είναι περίπου ¼ της αρχικής. Για τον υπολογισμό της εκπεμπόμενης ισχύος στις νέες κυψέλες, θεωρούμε ότι η λαμβανόμενη ισχύς στα όρια της κυψέλης είναι ανάλογη της εκπεμπόμενης ισχύος. Έτσι, μπορούμε να γράψουμε:

$$P_r(R_o) = A \cdot P_o \cdot R_o^{-n} \quad (3.15)$$

$$P_r(R_s) = A \cdot P_s \cdot R_s^{-n} \quad (3.16)$$

για την αρχική και τη νέα κυψέλη αντίστοιχα. Για να διατηρήσουμε σταθερή τη λαμβανόμενη ισχύ με $R_s = \frac{R_o}{2}$ και n=4, πρέπει η νέα ισχύς εκπομπής να ικανοποιεί τη σχέση:

$$P_s = P_o \left(\frac{R_s}{R_o} \right)^{-n} = \frac{P_o}{16} \quad (3.17)$$

Από την (3.17) προκύπτει ότι η ισχύς εκπομπής πρέπει να μειωθεί κατά 12dB για να πληρούνται οι ίδιες απαιτήσεις σχετικά με το λόγο $\frac{C}{I}$.

3.5 Πρόσβαση στο Δίαυλο

Οι περιορισμοί που επιβάλλει το διαθέσιμο φάσμα, σε συνδυασμό με τις καθημερινά αυξανόμενες ανάγκες των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών καθιστά απαραίτητη την ανάπτυξη αποδοτικών τεχνικών πρόσβασης στο κοινό μέσο και απόδοσης των διαθέσιμων καναλιών.

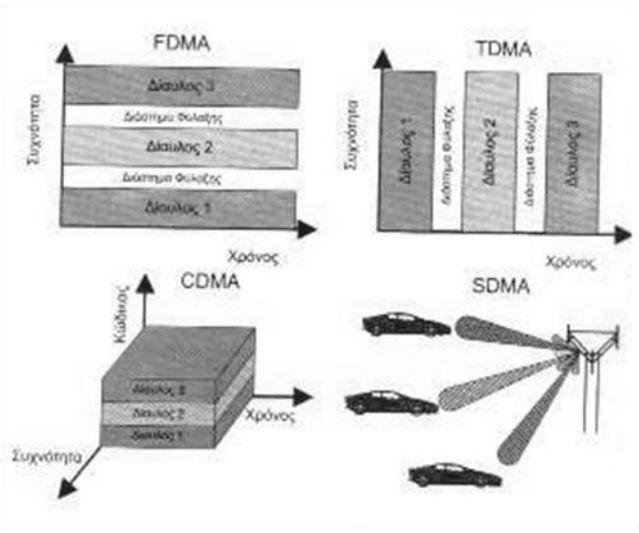
3.5.1 Τεχνικές Πολλαπλής Πρόσβασης

Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης επιτρέπουν την ταυτόχρονη χρήση του διαύλου επικοινωνίας από πολλούς χρήστες. Ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η διαίρεση του καναλιού χαρακτηρίζει κάθε τεχνική. Μπορούμε να έχουμε, έτσι, συστήματα πολλαπλής πρόσβασης διαίρεσης συχνότητας (Frequency Division Multiple Access – FDMA), χρόνου (Time Division Multiple Access – TDMA), κώδικα (Code Division Multiple Access - CDMA) ή χώρου (Space Division Multiple Access – SDMA) (Σχήμα 3.10). Εφικτοί είναι και συνδυασμοί των παραπάνω τεχνικών.

Στην FDMA τεχνική, το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος χωρίζεται σε κανάλια μη επικαλυπτόμενα στη συχνότητα. Έτσι, κάθε φέρον χρησιμοποιείται αποκλειστικά από ένα χρήστη. Η φασματική απομόνωση των καναλιών επιτυγχάνεται με την εισαγωγή διαστημάτων φύλαξης. Είναι μια απλή τεχνική που οδηγεί, ωστόσο, σε χαμηλή χωρητικότητα και μικρή φασματική απόδοση, καθώς η αποκλειστική διάθεση δεσμεύει ένα κανάλι ακόμη και στην περίπτωση που δεν υπάρχουν δεδομένα προς μετάδοση. Το κόστος της υλοποίησης αυξάνει την ανάγκη για αυστηρώς σχεδιασμένα ζωνοπερατά φίλτρα. Τον κύριο όγκο της επεξεργασίας του σήματος αναλαμβάνει ο σταθμός βάσης, ενώ τα κινητά τερματικά είναι εφοδιασμένα με έναν

απλό FM πομποδέκτη. Βασικό πλεονέκτημα της τεχνικής θεωρείται η απουσία κυκλωμάτων συγχρονισμού στις συσκευές του συστήματος, οι οποίες απαιτούνται σε άλλες τεχνικές.

Στην TDMA τεχνική ο χρόνος χωρίζεται σε μη επικαλυπτόμενες χρονοσχισμές (time-slots) που αποδίδονται στους χρήστες. Έτσι, το ίδιο φέρον χρησιμοποιείται εκ περιτροπής από πολλούς χρήστες, σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Προφανώς, η υλοποίηση του συστήματος απαιτεί συγχρονισμό όλων των χρηστών. Σε σχέση με την FDMA τεχνική, ο ρυθμός μετάδοσης είναι πολλαπλάσιος κατά ένα παράγοντα που ισούται με τον αριθμό των χρηστών που μοιράζονται το συχνοτικό κανάλι. Η διάρκεια του συμβόλου είναι μικρότερη κατά τον ίδιο παράγοντα, καθιστώντας την τεχνική ευάλωτη σε διασυμβολική παρεμβολή. Δεδομένου ότι η μετάδοση γίνεται σε ριπές, προσφέρει μικρότερη κατανάλωση ισχύος από την FDMA. Παρά το γεγονός ότι, όπως και στην FDMA, όταν ένας δίαυλος δε χρησιμοποιείται εξακολουθεί να μην είναι διαθέσιμος, η TDMA θεωρείται αποδοτικότερη φασματικά σε σχέση με την FDMA, αφού δεν υπάρχει ανάγκη για συχνοτικά διαστήματα φύλαξης μεταξύ των καναλιών.



Σχήμα 3.10. Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης

Το μειονέκτημα της αδυναμίας επαναχρησιμοποίησης του διαύλου από άλλο χρήστη κατά τη διάρκεια των περιόδων σιωπής αντιμετωπίζει η τεχνική CDMA. Σ' αυτή την περίπτωση, ο χρόνος και το εύρος ζώνης χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα από διαφορετικούς χρήστες, καθένας εκ των οποίων διαμορφώνεται από μοναδικό κώδικα διασποράς. Στην πράξη, το στενής ζώνης σήμα πληροφορίας διαμορφώνεται από ένα ευρείας ζώνης σήμα διασποράς. Κάθε χρήστης κωδικοποιεί με το δικό του κώδικα και μπορεί, έτσι, να επικοινωνεί στην ίδια συχνότητα και ταυτόχρονα με άλλους χρήστες. Αν οι κώδικες είναι μεταξύ τους ορθογωνικοί, είναι εφικτός ο διαχωρισμός των σημάτων στο δέκτη, χωρίς παρεμβολές. Βέβαια, υπάρχει περιορισμένος αριθμός διαθέσιμων ορθογωνικών κωδίκων για συγκεκριμένο εύρος ζώνης. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με χρήση ημι-ορθογωνικών κωδίκων, που καθιστά τα σήματα εν μέρει διαχωρίσιμα, αλλά δεν εξαλείφει το πρόβλημα των παρεμβολών (Direct Sequence – DS-CDMA). Με τον τρόπο αυτό, μπορεί να μην υπάρχει απόλυτο όριο

στον αριθμό των εξυπηρετούμενων χρηστών, αλλά η απόδοση του συστήματος μειώνεται όσο αυτός αυξάνει, λόγω αυξημένων παρεμβολών. Γενικά, η CDMA τεχνική παρουσιάζει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις FDMA και TDMA - επιτυγχάνει πολύ μεγαλύτερες χωρητικότητες, εκμεταλλεύεται τις σιωπηλές περιόδους, δεν απαιτεί τη χρήση ισοσταθμιστών για την αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής και εξασφαλίζει μεγάλη φασματική απόδοση.

Τέλος, στην SDMA τεχνική, η χρήση έξυπνων κεραιών παρέχει τη δυνατότητα χωρικού διαμοιρασμού των χρηστών με τρόπο που να καθιστά δυνατή τη χρήση των ίδιων πόρων του συστήματος από χωρικά διεσπαρμένους χρήστες. Στην πράξη γίνεται έλεγχος της ακτινοβολούμενης Η/Μ ενέργειας για κάθε χρήστη στην περιοχή κάλυψης. Σε κάθε περιοχή που εξυπηρετεί ένας κύριος λοβός, εφαρμόζονται τεχνικές FDMA, TDMA ή CDMA.

3.5.2 Τεχνικές Απόδοσης Διαύλων

Το ζήτημα της απόδοσης των ραδιοπόρων είναι κρίσιμο για τα κυψελωτά συστήματα με επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων. Στην πράξη, οι δίαυλοι και το επίπεδο ισχύος εκπομπής αποδίδονται έτσι ώστε σε κάθε κυψέλη ο λόγος $\frac{C}{I}$ να είναι μεγαλύτερος από μια καθορισμένη τιμή κατωφλίου. Κριτήρια για την εφαρμογή ενός αλγορίθμου απόδοσης διαύλων είναι η επίτευξη υψηλής φασματικής απόδοσης, η διατήρηση της προδιαγραφόμενης ποιότητας υπηρεσίας, η περιορισμένη καθυστέρηση στην απόδοση των πόρων και η κατά το δυνατόν μικρή υπολογιστική πολυπλοκότητα. Προφανώς, οι τεχνικές απόδοσης διαύλων αφορούν τόσο νέες κλήσεις όσο και αιτήσεις μεταπομπής.

Υπάρχουν τρεις βασικές κατηγορίες τεχνικών απόδοσης διαύλων: η σταθερή απόδοση διαύλων (Fixed Channel Assignment – FCA), η δυναμική απόδοση διαύλων (Dynamic Channel Assignment – DCA) και η ελαστική απόδοση διαύλων (Flexible Channel Assignment).

Σύμφωνα με την τεχνική της σταθερής απόδοσης, σε κάθε σταθμό βάσης εκχωρείται ένα σταθερό υποσύνολο των διαθέσιμων διαύλων. Έτσι, αν όλα τα κανάλια ενός σταθμού βάσης είναι κατειλημμένα, μια νέα κλήση ή μια προσπάθεια για μεταπομπή θα απορριφθεί. Ως εκ τούτου, μπορεί να υπάρχουν χρήστες που δεν είναι δυνατό να εξυπηρετηθούν ακόμα κι όταν σε παρακείμενες κυψέλες υπάρχουν διαθέσιμα κανάλια. Μια βελτίωση της τεχνικής αποτελεί η δυνατότητα δανεισμού διαύλων από γειτονικές κυψέλες, με την προϋπόθεση ότι δεν επιδεινώνονται οι ομοδιαυλικές παρεμβολές.

Βιβλιογραφία

[1] Α. Κανατάς, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, 2008

[2] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών & Προσωπικών Επικοινωνιών*, 2008

4. Μελέτη Παρεμβολών Ολοκληρωμένου Επίγειου/Δορυφορικού Συστήματος

Η ανάπτυξη ολοκληρωμένων επίγειων/δορυφορικών επικοινωνιακών συστημάτων αποτελεί τεχνολογική πρόκληση για τη σημερινή εποχή. Ένα τέτοιο σύστημα συστήνει τη χρήση ενός κινητού τερματικού μεγέθους παλάμης (handheld mobile equipment), το οποίο εναλλάσσει κατά περίπτωση τον τρόπο λειτουργίας του μεταξύ επίγειου και δορυφορικού δικτύου, χωρίς να το αντιλαμβάνεται ο χρήστης. Η υλοποίηση του συστήματος καθίσταται δυνατή με την τεχνική της επαναχρησιμοποίησης του φάσματος ανάμεσα στο επίγειο και δορυφορικό δίκτυο με στόχο τη μέγιστη δυνατή φασματική απόδοση.

Παράδειγμα αποτελεί το σύστημα ATC (Ancillary Terrestrial Component), το οποίο συνιστά στην παροχή δορυφορικών δικτύων με παράλληλη χρήση επίγειων βοηθητικών τμημάτων. Το ATC (επίγειο τμήμα) αντικαθιστά το δορυφορικό δίκτυο στην περίπτωση που δεν υπάρχει ραδιοκάλυψη και η λειτουργία του τελευταίου είναι αδύνατη, για παράδειγμα σε αστικές περιοχές που υπάρχουν έντονα τα φαινόμενα σκίασης.

Ωστόσο, καθώς τα επίγεια δίκτυα επικοινωνιών είναι ήδη ευρέως εγκατεστημένα, κρίνεται σκόπιμη η πρωταρχική χρησιμοποίηση αυτών και η συμπληρωματική χρήση των δορυφορικών δικτύων για την κάλυψη των αδυναμιών των επίγειων συστημάτων. Έτσι, προτάθηκε στην Ιαπωνία το σύστημα STICS (Satellite/Terrestrial Integrated Mobile Communication System). Στο σύστημα αυτό ένα δορυφορικό δίκτυο λειτουργεί συμπληρωματικά του επίγειου δικτύου, προκειμένου να διασφαλίζονται οι επικοινωνίες ακόμη και σε καταστάσεις έκτατων αναγκών και φυσικών καταστροφών.

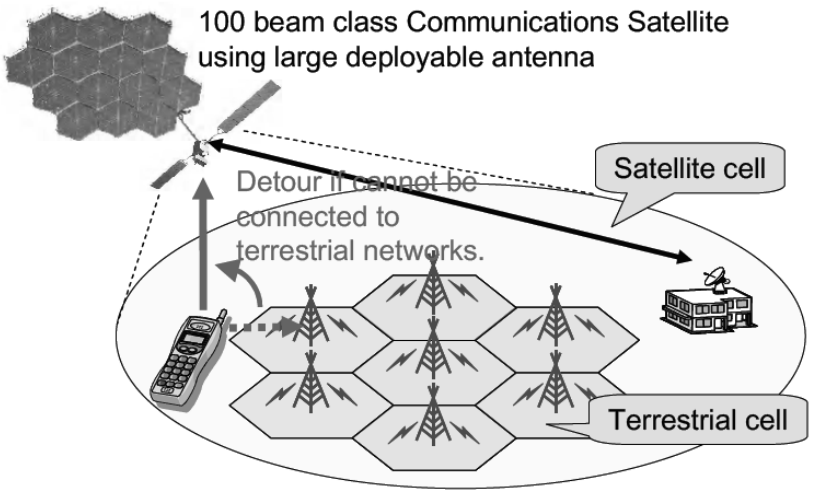
4.1 Αρχές Λειτουργίας και Αρχιτεκτονική του Συστήματος STICS

Η αρχή λειτουργίας του STICS στηρίζεται σε δύο σημεία. Πρώτον, στη χρήση μεγάλων κεραιών με πολλαπλές δέσμες στο δορυφόρο και δεύτερον, στην εφαρμογή της τεχνικής επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων μεταξύ δορυφορικού και επίγειου συστήματος. Έτσι, εξασφαλίζεται η καλύτερη δυνατή φασματική απόδοση και διατηρούνται οι μικρές διαστάσεις των τερματικών χρήστη.

Το επίγειο δίκτυο είναι κατάλληλο για την εξυπηρέτηση του σταθερού φορτίου και της υψηλής τηλεπικοινωνιακής κίνησης των αστικών κέντρων, ενώ το δορυφορικό δίκτυο ενδείκνυται για την κάλυψη της αραιής τηλεπικοινωνιακής κίνησης που συναντάται στις ανοιχτές ή και απομακρυσμένες περιοχές. Είναι επομένως ευδιάκριτος ο πρωταρχικός ρόλος του επίγειου δικτύου και ο συμπληρωματικός αντίστοιχα χαρακτήρας του δορυφορικού. Λαμβάνοντας υπόψη τα χαρακτηριστικά αυτά, μπορούμε να κατασκευάσουμε συστήματα που συνδυάζουν τα

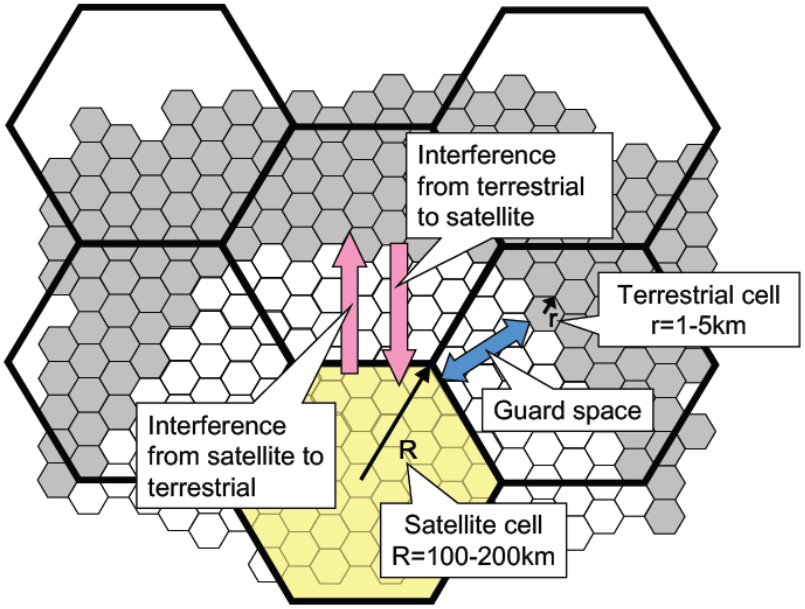
επίγεια και δορυφορικά συστήματα. Τυπικό παράδειγμα αποτελεί το σύστημα DYANET.

Η αρχιτεκτονική του συστήματος STICS απεικονίζεται στο Σχήμα 4.1. Μπορούμε να δούμε ότι η τηλεπικοινωνιακή κίνηση μεταβαίνει από το επίγειο στο δορυφορικό σύστημα όταν το πρώτο αδυνατεί να ανταποκριθεί.



Σχήμα 4.1. Η αρχιτεκτονική του STICS

Ο δορυφόρος διαθέτει κεραία με 100 δέσμες ώστε να επιτυγχάνεται μεγάλο EIRP και μεγάλος λόγος G/T. Τόσο το δορυφορικό όσο και το επίγειο δίκτυο είναι κυψελωτά (Σχήμα 4.2). Το κελί του επίγειου συστήματος έχει ακτίνα που κυμαίνεται από 1 έως 5 km. Η ακτίνα του δορυφορικού κελιού είναι 100 φορές μεγαλύτερη, της τάξης δηλαδή των 100 με 200 km.

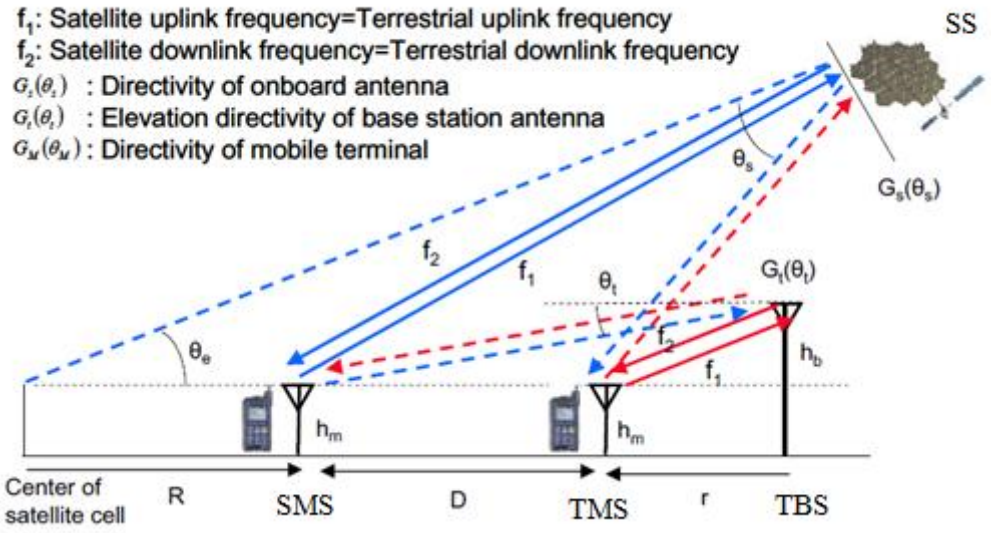


Σχήμα 4.2. Διαμοιρασμός συχνοτήτων μεταξύ επίγειου και δορυφορικού δικτύου

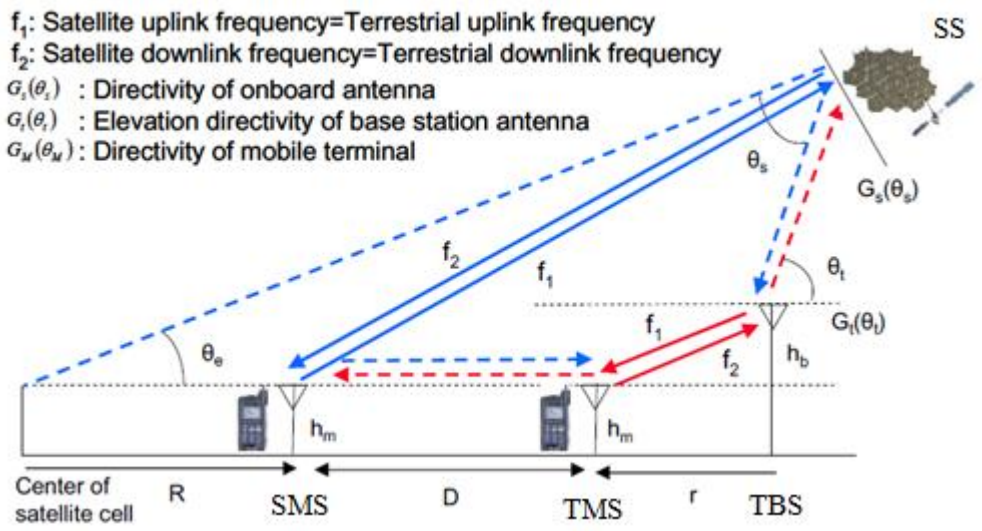
Οι συχνότητες - στην μπάντα των 2GHz - που εκχωρούνται σε κάθε δορυφορική κυψέλη δεν αποδίδονται ταυτόχρονα και στις υποκείμενες αυτής κυψέλες του επίγειου συστήματος. Μεταξύ του δορυφορικού και του επίγειου κελιού που χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες παρεμβάλλεται μια ζώνη ασφαλείας (guard space) για τον ασφαλή και αποδοτικό διαμοιρασμό συχνοτήτων.

4.2 Κανονικός και Αντίστροφος Τρόπος Λειτουργίας

Στο σύστημα STICS θεωρούμε δύο τύπους επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων που αντιστοιχούν στον κανονικό και στον αντίστροφο τρόπο λειτουργίας. Στον κανονικό τρόπο λειτουργίας (Σχήμα 4.3), η ζεύξη ανόδου/καθόδου του δορυφορικού συστήματος επαναχρησιμοποιεί τις συχνότητες της ζεύξης ανόδου/καθόδου του επίγειου συστήματος. Αντίθετα, στον αντίστροφο τρόπο λειτουργίας (Σχήμα 4.4), η ζεύξη ανόδου/καθόδου του δορυφορικού συστήματος επαναχρησιμοποιεί τις συχνότητες της ζεύξης καθόδου/ανόδου του επίγειου συστήματος.



Σχήμα 4.3. Κανονικός τρόπος λειτουργίας



Σχήμα 4.4. Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας

Στον κανονικό τρόπο λειτουργίας (Σχήμα 4.3) η συχνότητα f_1 χρησιμοποιείται για την ανοδική ζεύξη και η συχνότητα f_2 για την καθοδική ζεύξη τόσο του επίγειου όσο και του δορυφορικού συστήματος. Στον αντίστροφο, τώρα, τρόπο λειτουργίας (Σχήμα 4.4) η συχνότητα f_1 εκχωρείται στην ανοδική ζεύξη του επίγειου συστήματος και στην καθοδική ζεύξη του δορυφορικού συστήματος, ενώ η συχνότητα f_2 εκχωρείται στην καθοδική ζεύξη του επίγειου και στην ανοδική ζεύξη του δορυφορικού συστήματος.

Στα σχήματα βλέπουμε τις θέσεις του δορυφορικού σταθμού, SS (Space Station), του επίγειου σταθμού βάσης, TBS (Terrestrial Base Station) και των κινητών τερματικών χρήστη, κατά περίπτωση επίγειων ή δορυφορικών, TMS (Terrestrial Mobile Station) και SMS (Satellite Mobile Station) αντίστοιχα. Με R συμβολίζεται η ακτίνα του δορυφορικού κελιού, ενώ με r η ακτίνα του επίγειου. Το D αποτελεί την απόσταση ασφαλείας μεταξύ δορυφορικού και επίγειου κελιού (guard space).

Πίνακας 4.1. Συντομογραφίες

SMS	Satellite Mobile Station	Δορυφορικός Κινητός Σταθμός
SS	Satellite Station	Δορυφορικός Σταθμός
TMS	Terrestrial Mobile Station	Επίγειος Κινητός Σταθμός
TBS	Terrestrial Base Station	Επίγειος Σταθμός Βάσης

4.3 Σενάρια Παρεμβολών

Μιλώντας για επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων πρέπει να λάβουμε υπόψη μας και τις ανεπιθύμητες παρεμβολές από το επίγειο προς το δορυφορικό σύστημα και αντίστροφα. Οι παρεμβολές πρέπει να είναι μικρότερες από το ανεκτό όριο παρεμβολής, πρέπει με άλλα λόγια να ικανοποιείται ο προδιαγεγραμμένος - σύμφωνα με τις τεχνικές διαμόρφωσης, κωδικοποίησης και πολλαπλής πρόσβασης που χρησιμοποιούνται - λόγος σήματος προς παρεμβολή, CIR (Carrier to Interference Ratio). Πρέπει, λοιπόν, να μελετήσουμε τα διάφορα σενάρια παρεμβολών ώστε να καταλήξουμε σε συμπεράσματα για την αποδοτικότητα της επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων.

Στον κανονικό τρόπο λειτουργίας, ένας αριθμός TBSs παρεμβάλλει στο SMS, ενώ στο SS παρεμβάλλει ένας μεγάλος αριθμός TMSs. Στον αντίστροφο τρόπο λειτουργίας, από την άλλη πλευρά, ένας αριθμός TMSs παρεμβάλλει στο SMS, ενώ στο SS παρεμβάλλει ένας αριθμός TBSs. Σημειώνεται ότι το TBS χρησιμοποιεί ιδιαίτερα κατευθυντική κεραία, με στόχο τη μείωση των παρεμβολών. Τα παραπάνω απεικονίζονται στα Σχήματα 4.3 και 4.4, όπου το επιθυμητό σήμα παριστάνεται με συνεχή γραμμή και η παρεμβολή με διακεκομμένη. Πιο συγκεκριμένα, καταστρώνουμε τα παρακάτω σενάρια παρεμβολών:

Κανονικός τρόπος λειτουργίας

- Σενάριο 1 - Παρεμβολή στο SS

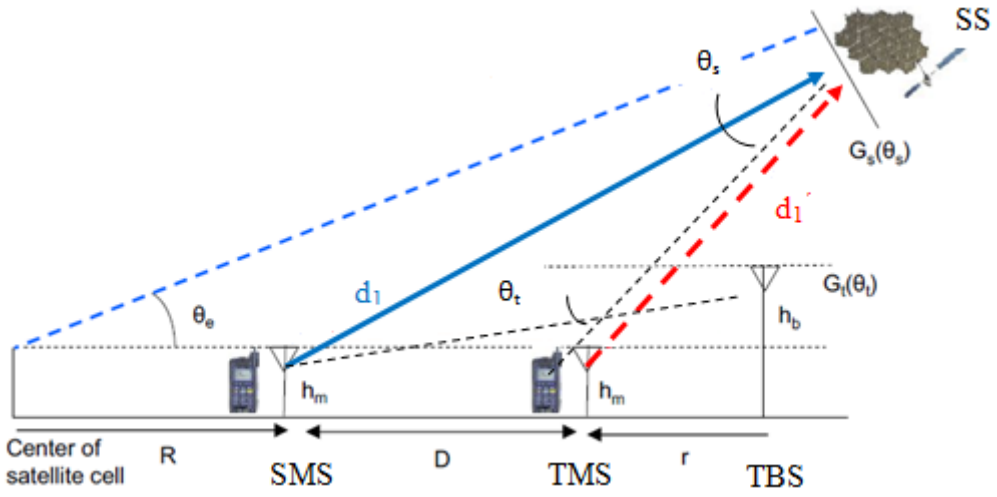
Επιθυμητό σήμα: από το SMS στο SS

Απόσταση ζεύξης: $d_1 = 37603km$ (4.1)

(απόσταση γεωσύγχρονου δορυφόρου)

Παρεμβάλλον σήμα: από το TMS στο SS

Απόσταση ζεύξης: $d_1^{'} = \sqrt{d_1^2 + D^2 - 2d_1 D\cos\theta_e}$ (4.2)



Σχήμα 4.5. Σενάριο 1 – Παρεμβολή στο SS

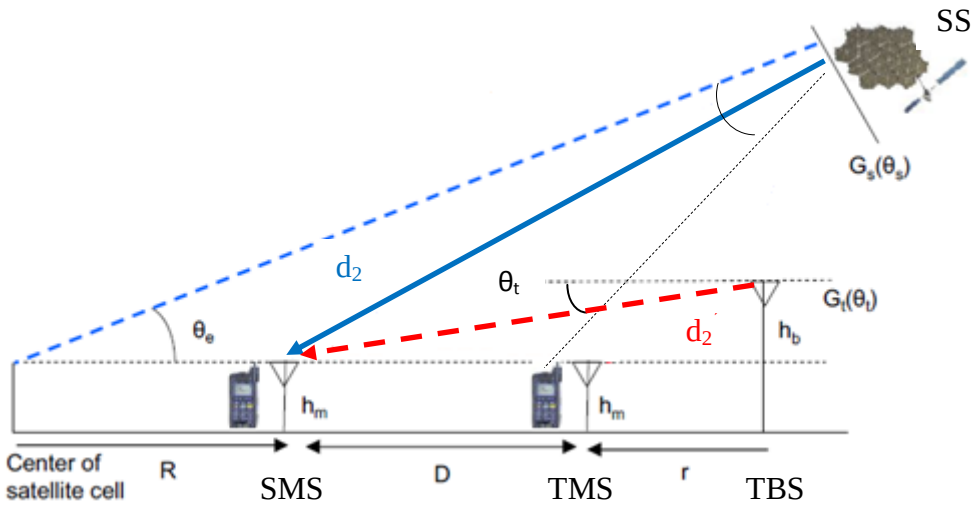
- Σενάριο 2 – Παρεμβολή στο SMS

Επιθυμητό σήμα: από το SS στο SMS

Απόσταση ζεύξης: $d_2 = d_1$ (4.3)

Παρεμβάλλον σήμα: από το TBS στο SMS

Απόσταση ζεύξης: $d_2^{'} = \sqrt{(D+r)^2 + (h_b - h_m)^2}$ (4.4)



Σχήμα 4.6. Σενάριο 2 – Παρεμβολή στο SMS

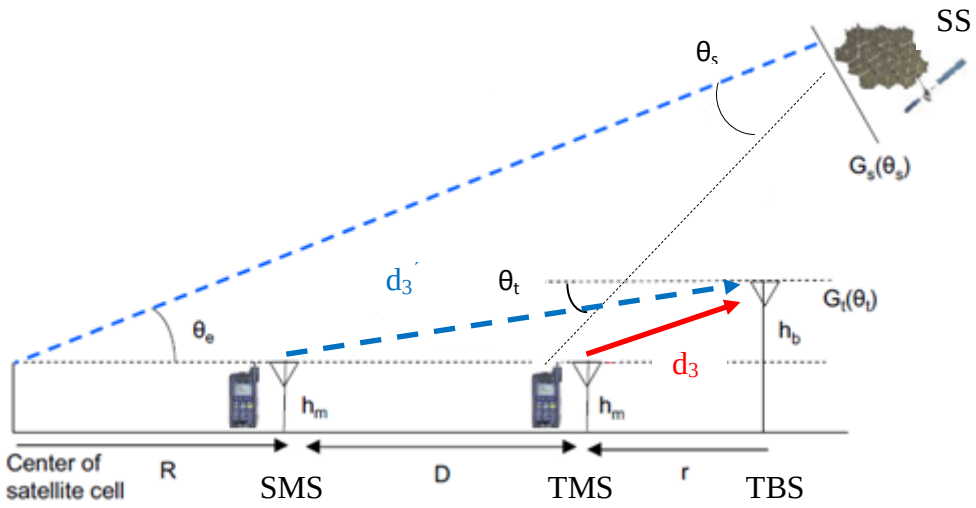
- Σενάριο 3 – Παρεμβολή στο TBS

Επιθυμητό σήμα: από το TMS στο TBS

Απόσταση ζεύξης: $d_3 = \sqrt{r^2 + (h_b - h_m)^2}$ (4.5)

Παρεμβάλλον σήμα: από το SMS στο TBS

Απόσταση ζεύξης: $d_3^{'} = d_2^{'}$ (4.6)



Σχήμα 4.7. Σενάριο 3 – Παρεμβολή στο TBS

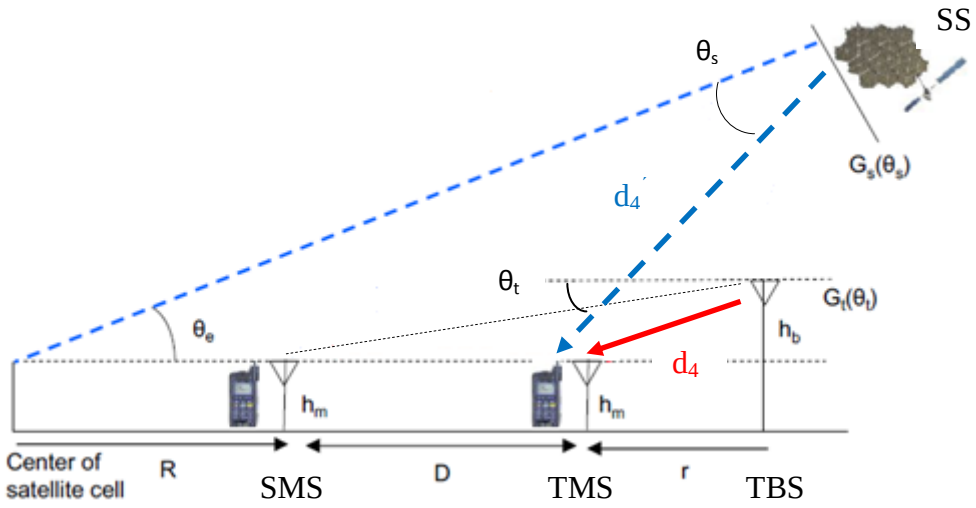
- Σενάριο 4 – Παρεμβολή στο TMS

Επιθυμητό σήμα: από το TBS στο TMS

Απόσταση ζεύξης: $d_4 = d_3$ (4.7)

Παρεμβάλλον σήμα: από το SS στο TMS

Απόσταση ζεύξης: $d_4^{'} = d_1^{'}$ (4.8)



Σχήμα 4.8. Σενάριο 4 – Παρεμβολή στο TMS

Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας

- Σενάριο 5 – Παρεμβολή στο SS

Επιθυμητό σήμα: από το SMS στο SS

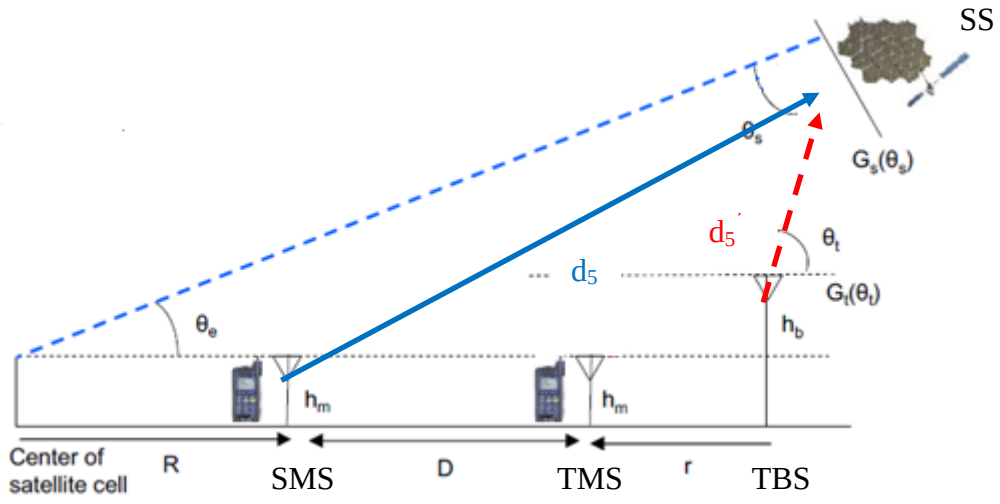
Απόσταση ζεύξης: $d_5 = d_1$ (4.9)

Παρεμβάλλον σήμα: από το TBS στο SS

Απόσταση ζεύξης: $d_5^{'} = \dfrac{x - D - r}{\cos\theta_t}$ (4.10)

όπου $x = \dfrac{d_1}{\cos\theta_e}$ (4.11) και $\theta_t = \theta_s + \theta_e \simeq \dfrac{\theta_H}{2}\dfrac{R + D + r}{R}$ (4.12)

με θ_H το εύρος μισής ισχύος της δορυφορικής κεραίας



Σχήμα 4.9. Σενάριο 5 – Παρεμβολή στο SS

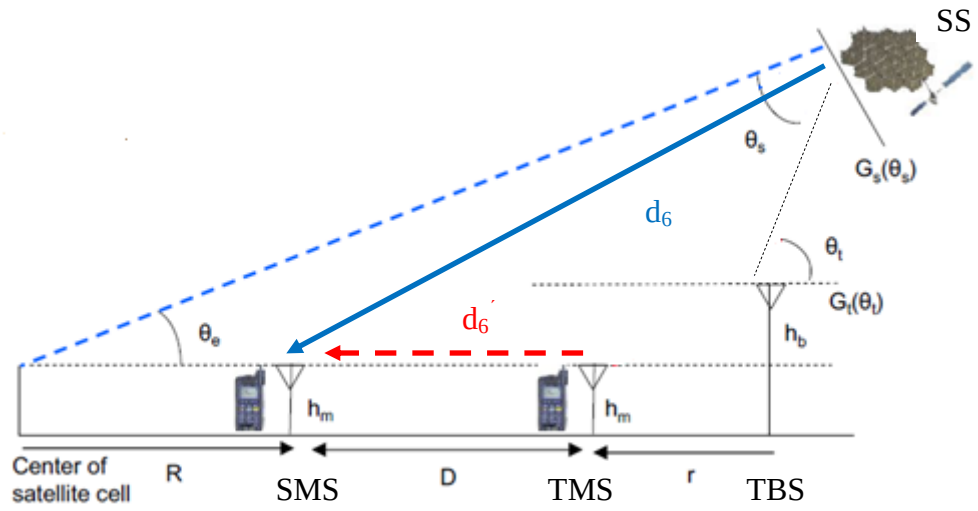
- Σενάριο 6 – Παρεμβολή στο SMS

Επιθυμητό σήμα: από το SS στο SMS

Απόσταση ζεύξης: $d_2 = d_1$ (4.13)

Παρεμβάλλον σήμα: από το TMS στο SMS

Απόσταση ζεύξης: $d_6^{'} = D$ (4.14)



Σχήμα 4.10. Σενάριο 6 – Παρεμβολή στο SMS

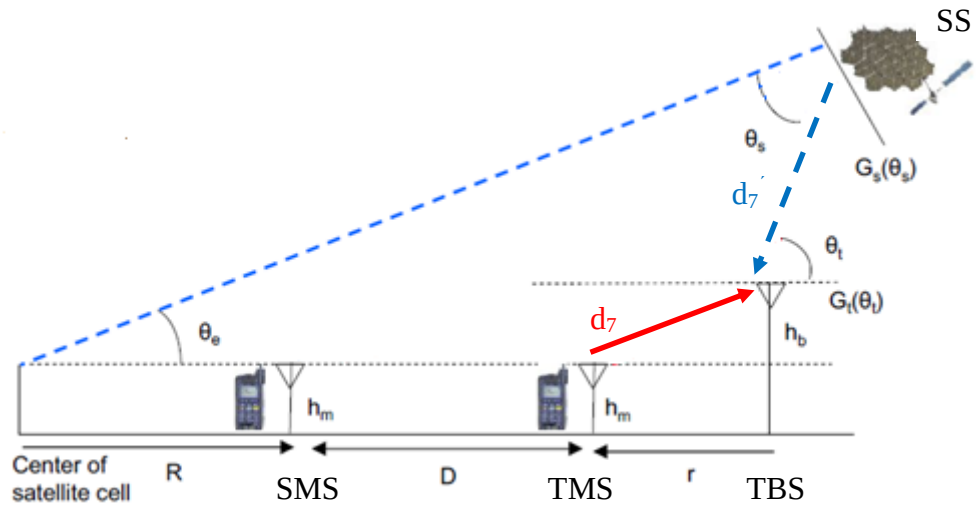
- Σενάριο 7 – Παρεμβολή στο TBS

  Επιθυμητό σήμα: από το TMS στο TBS

  Απόσταση ζεύξης: $d_7 = d_3$ (4.15)

  Παρεμβάλλον σήμα: από το SS στο TBS

  Απόσταση ζεύξης: $d_7' = d_5'$ (4.16)



Σχήμα 4.11. Σενάριο 7 – Παρεμβολή στο TBS

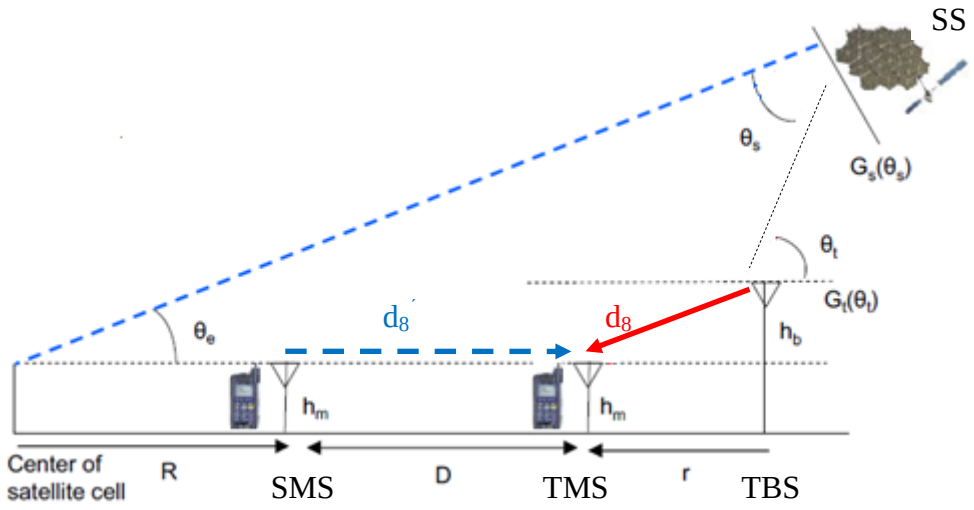
- Σενάριο 8 – Παρεμβολή στο TMS

Επιθυμητό σήμα: από το TBS στο TMS

Απόσταση ζεύξης: $d_8 = d_3$ (4.17)

Παρεμβάλλον σήμα: από το SMS στο TMS

Απόσταση ζεύξης: $d_8^{'} = d_6$ (4.18)



Σχήμα 4.12. Σενάριο 8 – Παρεμβολή στο TMS

Με θ_e συμβολίζεται η γωνία ανύψωσης του δορυφόρου, ενώ h_b και h_m είναι τα ύψη των κεραιών του TBS και TMS αντίστοιχα.

4.4 Μοντέλα Διάδοσης

Για τον υπολογισμό τόσο των επιθυμητών όσο και των παρεμβαλλόμενων σημάτων χρησιμοποιείται το κατάλληλο κάθε φορά μοντέλο διάδοσης.

Μεταξύ SS και SMS, TBS, TMS θεωρούμε ότι έχουμε διάδοση ελευθέρου χώρου. Οι απώλειες υπολογίζονται ως εξής:

$$L(dB) = 20\log(f_{MHz}) + 20\log(d_{km}) + 32.45 \quad (4.19)$$

Οι απώλειες μετάδοσης μεταξύ του TMS και του TBS υπολογίζονται από το μοντέλο διάδοσης COST 231 Hata [2]. Ωστόσο, το μοντέλο αυτό δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την επικοινωνία μεταξύ του SMS και του TBS, καθώς αυτά απέχουν πολύ περισσότερο από 20km. Στην σύσταση ITU-R P.529-3 προδιαγράφεται μια επέκταση του μοντέλου Hata η οποία καλύπτει την περίπτωση μεγαλύτερων αποστάσεων με την εισαγωγή ενός παράγοντα b [3]. Τα δύο αυτά μοντέλα συνοψίζονται στις ακόλουθες εξισώσεις:

$$
\begin{aligned}
&1500MHz < f_c < 2000MHz \\
&L = F + B(\log d)^b - a(h_m) + G \\
&F = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_b \\
&B = 44.9 - 6.55 \log h_m \\
&a(h_m) = 3.2(\log(11.75 h_m))^2 - 4.97 \\
&a(h_m) = (1.1 log f_c - 0.7) h_m - (1.56 \log f_c - 0.8) \\
&G = \begin{cases} 0dB & \text{medium city (urban)} \\ 3dB & \text{large city (suburban)} \end{cases} \\
&b = \begin{cases} 1 & : d < 20 \\ 1 + (0.14 + 0.000187 f_c + 0.0017 h_b^{'}) \left(\log \dfrac{d}{20} \right)^{0.8} & : d \geq 20 \end{cases} \\
&h_b^{'} = \frac{h_b}{1 + 7 \times 10^{-6} h_b^2}
\end{aligned}
\tag{4.20}
$$

Με f_c συμβολίζεται η συχνότητα του συστήματος σε MHz, d είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη σε km και h_b και h_m τα ύψη του επίγειου σταθμού βάσης και των κινητών τερματικών, αντίστοιχα, σε m.

Για τον υπολογισμό των απωλειών μετάδοσης ανάμεσα στο SMS και TMS χρειαζόμαστε ένα μοντέλο για κεραίες πομπού και δέκτη μικρού ύψους, της τάξης του 1-1.5m. Στην περίπτωση αυτή υπερισχύει η διαθλώμενη από τα κτήρια συνιστώσα του σήματος (Building Diffraction, BD) [4]. Οι απώλειες του BD κύματος δίνονται από τον τύπο:

$$
\begin{aligned}
&L_{BD} = 20 \log \left(\frac{4 \pi d}{\lambda} \right) + \alpha \cdot d + L_{dt} + L_{dr} (dB) \\
&a = 0.04 \left(\frac{dB}{m} \right)
\end{aligned}
\tag{4.21}
$$

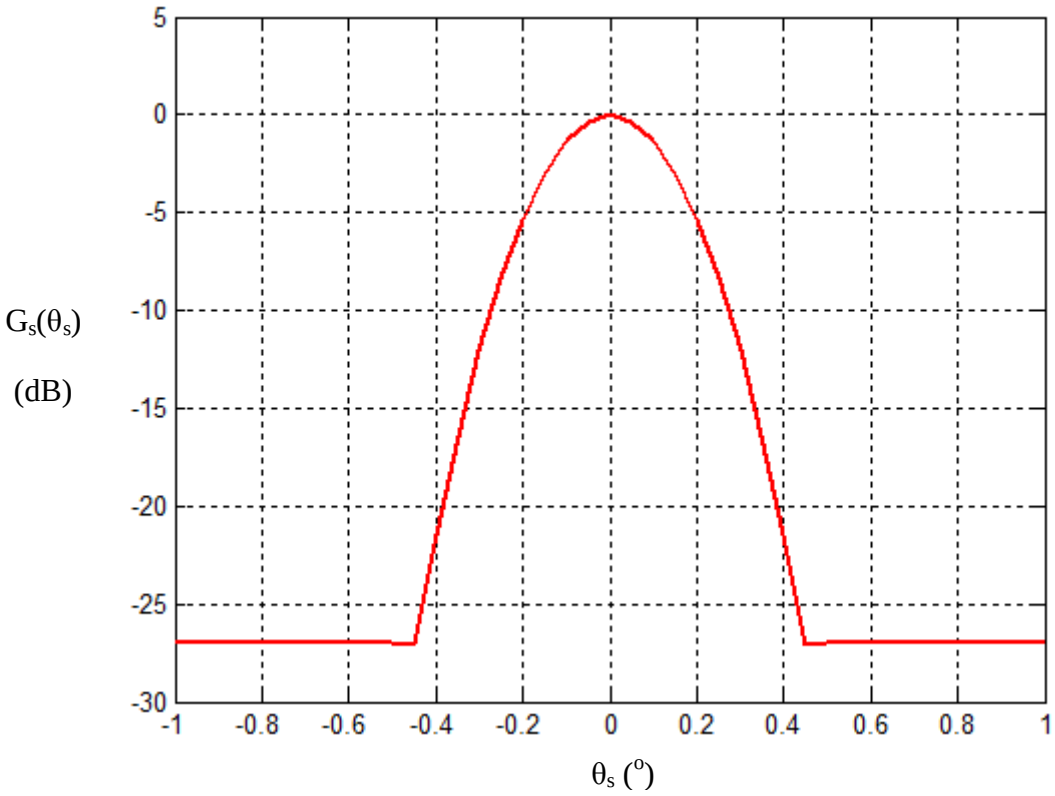
Με L_{dt} και L_{dr} συμβολίζονται οι απώλειες διάθλασης στην πλευρά του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, οι οποίες μπορούν να υπολογιστούν από το μοντέλο αιχμών θεωρώντας απλά εμπόδια και στις δύο περιπτώσεις. Η απόσταση μεταξύ SMS και TMS είναι ίση με τη ζώνη ασφαλείας D και μεγαλύτερη από 20km, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2. Αν θεωρήσουμε την ελάχιστη απόσταση των 20km υπολογίζουμε απώλειες L_{DB} μεγαλύτερες από 800dBi. Από το παράδειγμα αυτό καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι οι απώλειες μεταξύ SMS και TMS είναι πολύ μικρές και μπορούν, χωρίς σημαντική επίδραση στο τελικό αποτέλεσμα, να αγνοηθούν.

4.5 Είδη Κεραιών

Λαμβάνουμε το κέρδος της κεραίας του δορυφόρου ως εξής:

$$G_s(\theta_s) = \begin{cases} (\cos\theta_s)^{\Theta_H} & ,|\theta_s| \le \theta_\alpha \\ \alpha_B & ,|\theta_s| > \theta_\alpha \end{cases}$$
$$\alpha_B = (\cos\theta_\alpha)^{\Theta_H} \qquad (4.22)$$
$$\Theta_H = -\frac{\log 2}{\log\left(\cos\frac{\theta_H}{2}\right)}$$

Για τιμή $\theta_\alpha = 0.45^o$ και εύρος μισής ισχύος $\theta_H = 0.3^o$ παίρνουμε το ακόλουθο διάγραμμα ακτινοβολίας (Σχήμα 4.13).

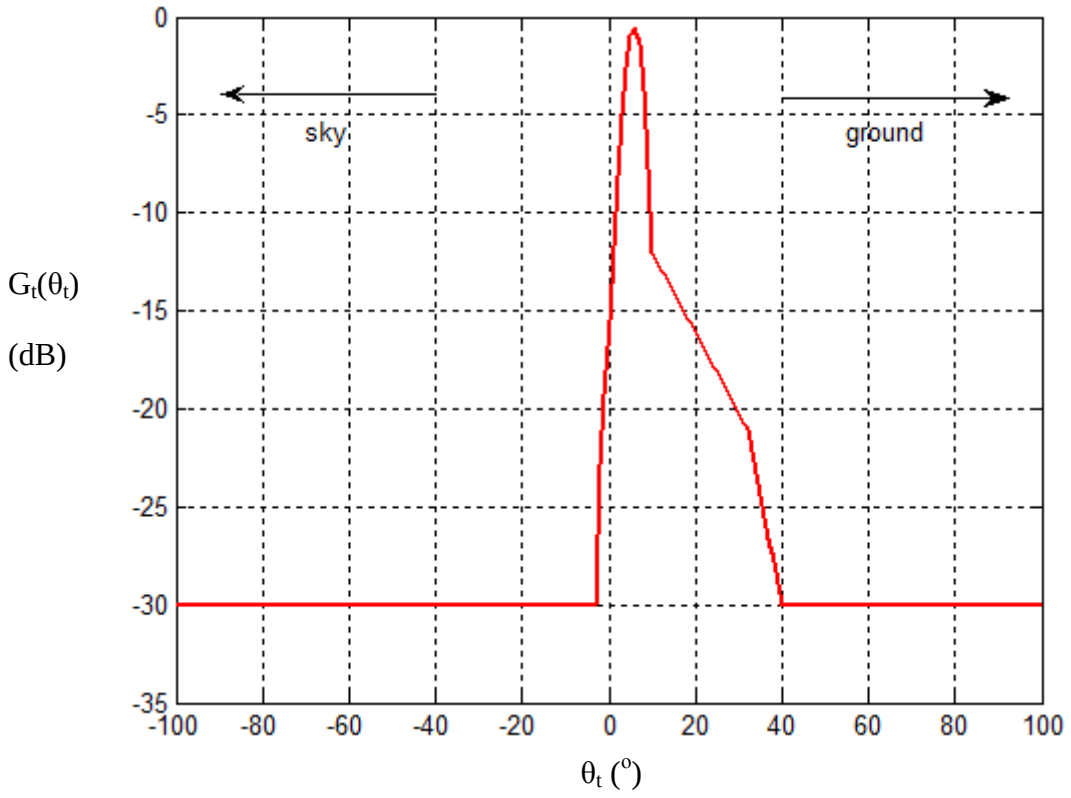


Σχήμα 4.13. Διάγραμμα ακτινοβολίας δορυφορικής κεραίας

Όσον αφορά το κέρδος της κεραίας του επίγειου σταθμού βάσης αυτό δίνεται από τη σχέση [5]:

$$G_t(\theta_t)=\begin{cases} -30 & ,\begin{Bmatrix} 40\le\theta_t\le 90 \\ -90\le\theta_t\le -38 \end{Bmatrix} \\ -\frac{9}{8}\theta_t+15 & ,32\le\theta_t\le 40 \\ -\frac{9}{22}\theta_t-8+\frac{1}{11} & ,10\le\theta_t\le 32 \\ 0.000303\cdot\theta_t^4-0.0396\cdot\theta_t^3+0.016\cdot\theta_t^2+3.849\cdot\theta_t-15.5 & ,-2\le\theta_t\le 10 \\ -\frac{7}{2}\theta_t-23+\frac{7}{8} & ,-2\le\theta_t\le -38 \end{cases} \quad (4.23)$$

Βλέπουμε παρακάτω το προκύπτον διάγραμμα ακτινοβολίας (Σχήμα 4.14).



Σχήμα 4.14. Διάγραμμα ακτινοβολίας επίγειου σταθμού βάσης

4.6 Αριθμητικά Αποτελέσματα και Παράμετροι του Συστήματος

Προκειμένου να υπολογίσουμε τον λόγο σήματος προς παρεμβολή $\frac{C}{I}$ είναι απαραίτητο να προσδιορίσουμε τις παραμέτρους του επίγειου και του δορυφορικού συστήματος. Καθώς τα ίδια τερματικά χρήστη χρησιμοποιούνται τόσο για επίγεια όσο και για δορυφορική εκπομπή/λήψη, οι παράμετροι και των δύο συστημάτων βασίζονται στις προδιαγραφές ενός WCDMA συστήματος [6].

Πίνακας 4.2. Παράμετροι του επίγειου και δορυφορικού συστήματος

Συχνότητα GHz		2
Ύψος κεραίας του TBS (m)		30
Ύψος κεραίας του TMS (m)		1.5
Ύψος κεραίας του SMS (m)		1.5
Ισχύς πομπού (W)	SS, SMS	0.2
	TMS, TBS	0.0725
Γωνία ανύψωσης του SS (^{o})		44.1
Απόσταση μεταξύ SMS και SS (km)		37603
Εύρος μισής ισχύος της δορυφορικής κεραίας (^{o})		0.3
Ακτίνα δορυφορικού κελιού (km)		141
Ζώνη ασφαλείας (guard space) (km)		280
Πλευρικός λοβός της δορυφορικής κεραίας		-25

Με βάση τα παραπάνω στοιχεία παρουσιάζεται στους πίνακες που ακολουθούν, ο ισολογισμός ισχύος για το επίγειο και το δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό δίκτυο. Για την διευκόλυνση των υπολογισμών θεωρούμε ότι εφαρμόζεται τεχνική FDMA τόσο στο επίγειο όσο και στο δορυφορικό σύστημα, παρόλο που οι παράμετροι του συστήματος βασίζονται στο WCDMA. Στην περίπτωση αυτή σε δεδομένο κανάλι συχνοτήτων μόνο ένα TMS και ένα SMS λειτουργούν σε κάθε επίγειο και δορυφορικό κελί αντίστοιχα.

Πίνακας 4.3. Ισολογισμός ισχύος επίγειου συστήματος

	Μέγεθος	Μονάδες	Άνω ζεύξη TBS→TMS	Κάτω ζεύξη TMS→TBS
Πομπός	Ισχύς	W	0.2	0.2
		dBm	23	23
	Κέρδος	dBi	17	0
	EIRP	dBm	40	23
Μετάδοση	Περιθώριο παρεμβολών	dB	6	6
	Λογαριθμοκανικό περιθώριο διαλείψεων	dB	5.3	5.3
	Απώλειες κτηρίων	dB	6	6
	Κέρδος	dBi	0	17
Δέκτης	NF	dB	5	5
	G/T	dB/K	-29.67	-12.67
	C/N_0	dB-Hz	46.89	46.89
	Ρυθμός δεδομένων	Kbit/s	12.2	12.2
	Απαιτούμενο E_b/N_0	dB	6.1	6.1

Πίνακας 4.4. Ισολογισμός ισχύος δορυφορικού συστήματος

	Μέγεθος	Μονάδες	Άνω ζεύξη SS→SMS	Κάτω ζεύξη SMS→SS
Πομπός	Ισχύς	W	0.2	0.2
		dBm	23	23
	Κέρδος	dBi	50	0
	EIRP	dBm	73	23
	Περιθώριο παρεμβολών	dB	0	0
	Διαλείψεις	dB	3	3
Δέκτης	Κέρδος	dBi	0	50
	NF	dB	5	5
	G/T	dB/K	-29.67	20.33
	C/N_0	dB-Hz	46.89	46.89
	Ρυθμός δεδομένων	Kbit/s	12.2	12.2
	Απαιτούμενο E_b/N_0	dB	6.1	6.1
	Περιθώριο ισχύος	dB	2.39	2.39

4.7 Προσομοίωση των Σεναρίων Παρεμβολών

Τα σενάρια παρεμβολών, όπως αυτά αναφέρθηκαν προηγούμενα, υλοποιούνται για περιβάλλοντα αστικά, προαστιακά, αγροτικά και ανοιχτά. Σε καθεμιά από τις περιπτώσεις αυτές αλλάζει η ακτίνα της κυψέλης του επίγειου συστήματος, όπως φαίνεται παρακάτω:

Πίνακας 4.5. Ακτίνα επίγειου κελιού

Περιβάλλον	Ακτίνα επίγειου κελιού (km)
Αστικό	1.3
Προαστιακό	1.6
Αγροτικό	9.5
Ανοιχτό	13.2

Τυπική τιμή για τη ζώνη ασφαλείας D θεωρούμε τα 280km. Ωστόσο, στην πραγματικότητα, η τιμή αυτή μεταβάλλεται για κάθε περιβάλλον και συγκεκριμένα μειώνεται όσο προχωράμε σε ανοιχτές περιοχές. Προσεγγιστικά λαμβάνουμε τις ακόλουθες τιμές:

Πίνακας 4.6. Ζώνη ασφαλείας

Περιβάλλον	Ζώνη ασφαλείας (km)
Αστικό	330
Προαστιακό	310
Αγροτικό	290
Ανοιχτό	280

Στους πίνακες παρακάτω παρατίθενται αναλυτικά τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των Σεναρίων 1 έως 8.

Πίνακας 4.7. C/I για αστικό περιβάλλον

Αστικό περιβάλλον				
		Επιθυμητό σήμα	Παρεμβάλλον σήμα	
	Σενάρια	Απώλειες (dB)		C/I (dB)
Κανονικός τρόπος λειτουργίας	1	189.9750	189.2202	-0.548
	2	189.9750	344.0346	187.0595
	3	145.7812	344.0346	198.2533
	4	145.7812	189.9202	11.1390
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας	5	189.9750	189.8757	-17.0993
	6	189.9750	0	-139.9750
	7	145.7812	189.8757	-5.9055
	8	145.7812	0	-128.7812

Πίνακας 4.8. C/I για προαστιακό περιβάλλον

Προαστιακό περιβάλλον				
		Επιθυμητό σήμα	Παρεμβάλλον σήμα	
	Σενάρια	Απώλειες (dB)		C/I (dB)
Κανονικός τρόπος λειτουργίας	1	189.9750	189.9235	-0.0515
	2	189.9750	335.3285	178.3535
	3	146.6766	335.3285	188.6520
	4	146.6766	189.9235	10.2470
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας	5	189.9750	189.8818	-17.0932
	6	189.9750	0	-139.9750
	7	146.6766	189.8818	-6.7948
	8	146.4766	0	-129.6766

Πίνακας 4.9. C/I για αγροτικό περιβάλλον

Αγροτικό περιβάλλον				
		Επιθυμητό σήμα	Παρεμβάλλον σήμα	
	Σενάρια	Απώλειες (dB)		C/I (dB)
Κανονικός τρόπος λειτουργίας	1	189.9750	189.9269	-0.0482
	2	189.9750	331.7584	174.7834
	3	180.5160	331.7584	151.2433
	4	180.5160	189.9269	-23.5893
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας	5	189.9750	189.8856	-17.0895
	6	189.9750	0	-139.9750
	7	180.5162	189.8856	-40.6306
	8	180.5162	0	-163.5162

Πίνακας 4.10. C/I για ανοικτό περιβάλλον

Ανοιχτό περιβάλλον				
		Επιθυμητό σήμα	Παρεμβάλλον σήμα	
	Σενάρια	Απώλειες (dB)		C/I (dB)
Κανονικός τρόπος λειτουργίας	1	189.9750	189.9285	-0.0465
	2	189.9750	329.8692	172.8941
	3	186.7654	329.8692	143.1038
	4	186.7654	189.9285	-29.8368
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας	5	189.9750	189.8875	-17.0875
	6	189.9750	0	-139.9750
	7	186.7654	189.8875	-46.8778
	8	186.7654	0	-169.7654

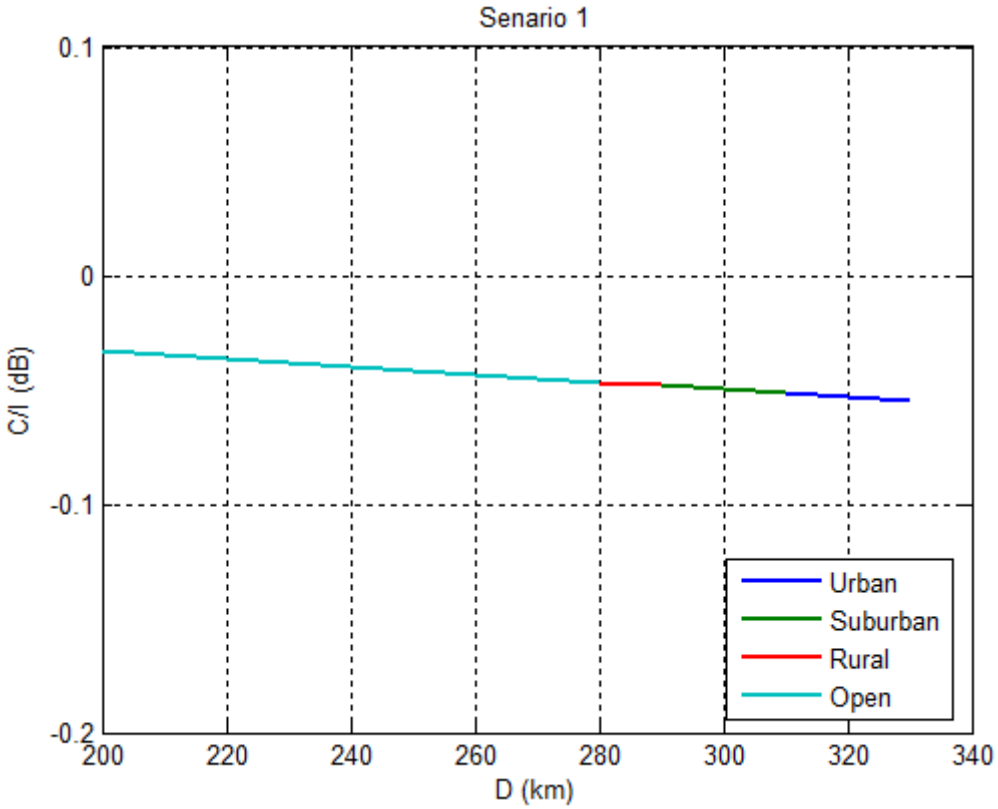
Ο Πίνακας 4.11 παρουσιάζει συγκεντρωμένα τα παραπάνω αποτελέσματα. Στον κανονικό τρόπο λειτουργίας το Σενάριο 1 – Παρεμβολή στο SS συνιστά το δυσμενέστερο από τα σενάρια παρεμβολών. Το SS υφίσταται ισχυρές παρεμβολές από το επίγειο δίκτυο, και συγκεκριμένα τους επίγειους κινητούς σταθμούς. Μία μικρή αύξηση του λόγου C/I παρατηρούμε προχωρώντας από το αστικό προς το ανοιχτό περιβάλλον, καθώς δηλαδή μεγαλώνει η ακτίνα των επίγειων κελιών και μειώνεται κατά συνέπεια ο αριθμός τους. Όσον αφορά τον αντίστροφο τρόπο λειτουργίας διαπιστώνουμε έντονα το πρόβλημα των παρεμβολών σε όλα τα σενάρια.

Πίνακας 4.11. C/I για έναν παρεμβάλλοντα

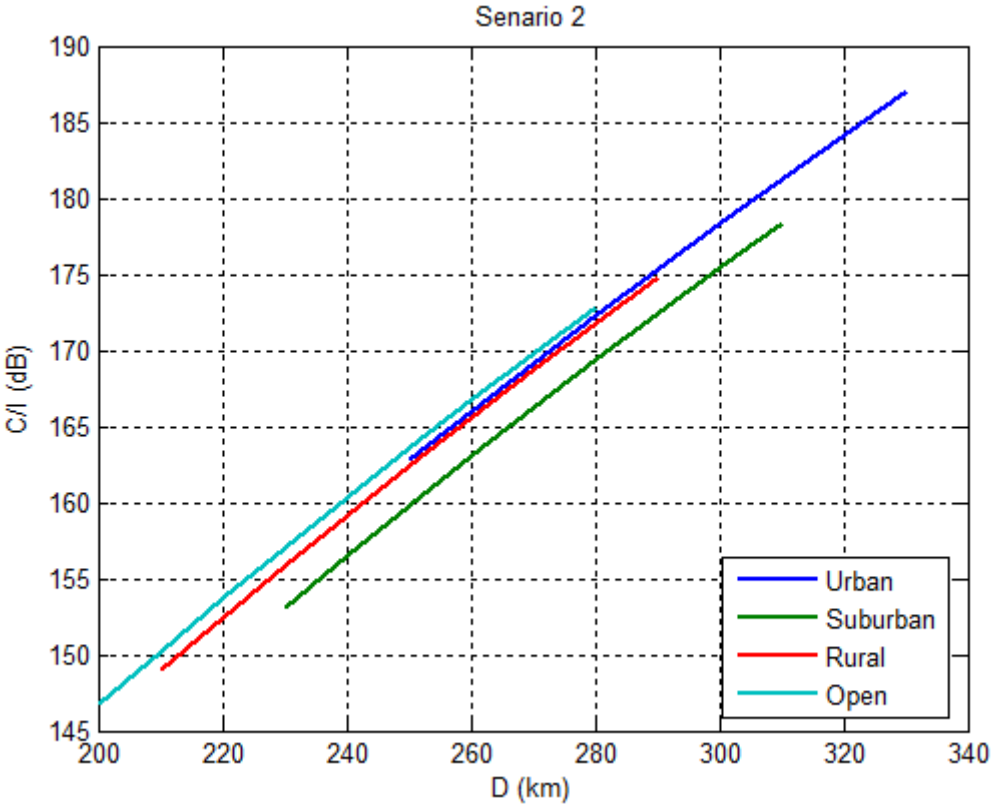
	Σενάρια	C/I (dB)			
		Αστικό	Προαστιακό	Αγροτικό	Ανοιχτό
Κανονικός τρόπος λειτουργίας	1	-0.548	-0.0515	-0.0482	-0.0465
	2	187.0595	178.3535	174.7834	172.8941
	3	198.2533	188.6520	151.2433	143.1038
	4	11.1390	10.2470	-23.5893	-29.8368
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας	5	-17.0993	-17.0932	-17.0895	-17.0875
	6	-139.9750	-139.9750	-139.9750	-139.9750
	7	-5.9055	-6.7948	-40.6306	-46.8778
	8	-128.7812	-129.6766	-163.5162	-169.7654

Ας δούμε τώρα πως επηρεάζει η επιλογή του μήκους της ζώνης ασφαλείας D το λόγο $\frac{C}{I}$. Μεταβάλλοντας το D σε ένα εύρος 80km προκύπτουν τα ακόλουθα διαγράμματα για όλα τα σενάρια και για τα διάφορα περιβάλλοντα.

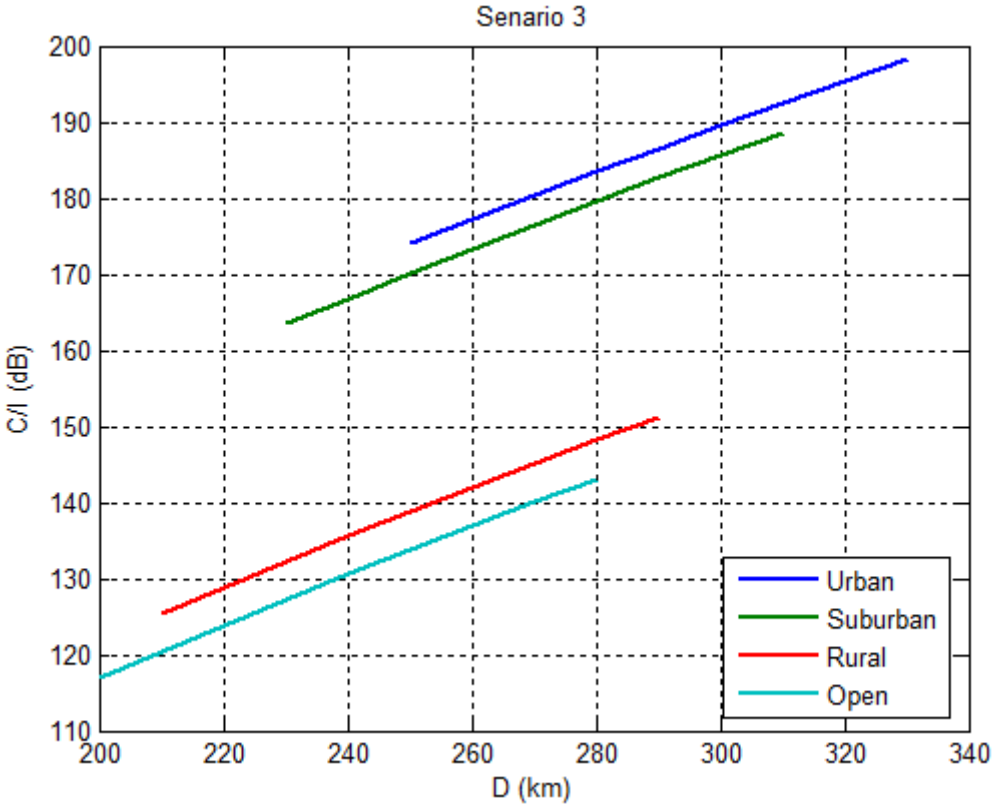
Κανονικός τρόπος λειτουργίας



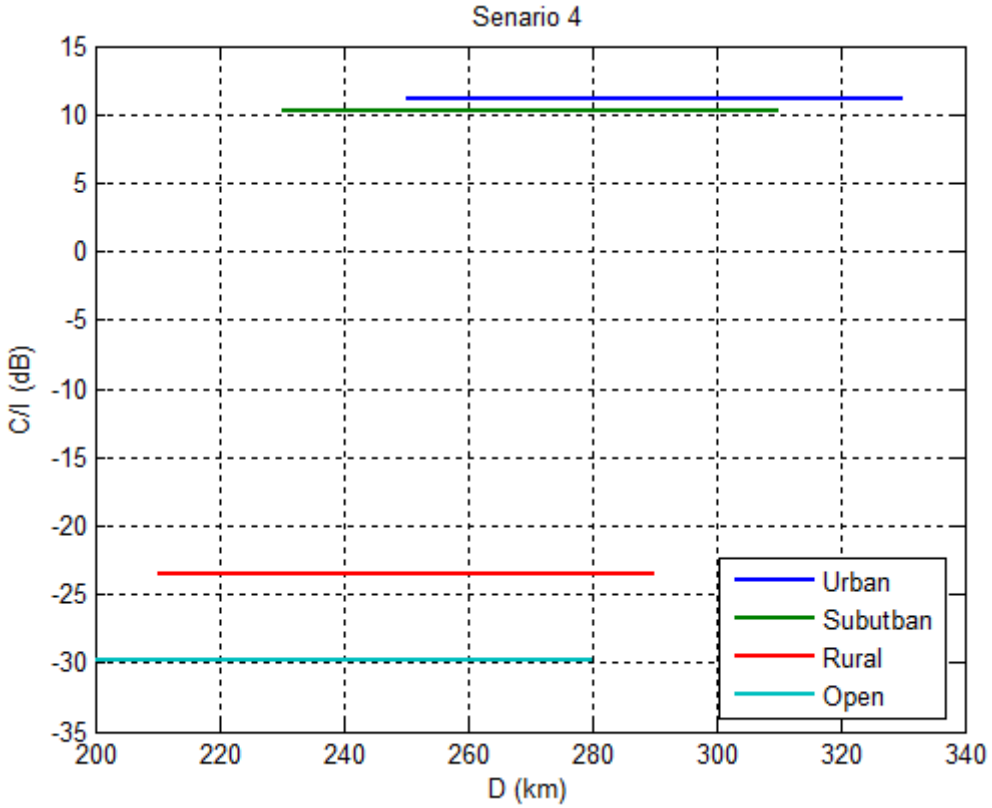
Σχήμα 4.15. Σχέση C/I και D - Σενάριο 1



Σχήμα 4.16. Σχέση C/I και D - Σενάριο 2



Σχήμα 4.17. Σχέση C/I και D - Σενάριο 3

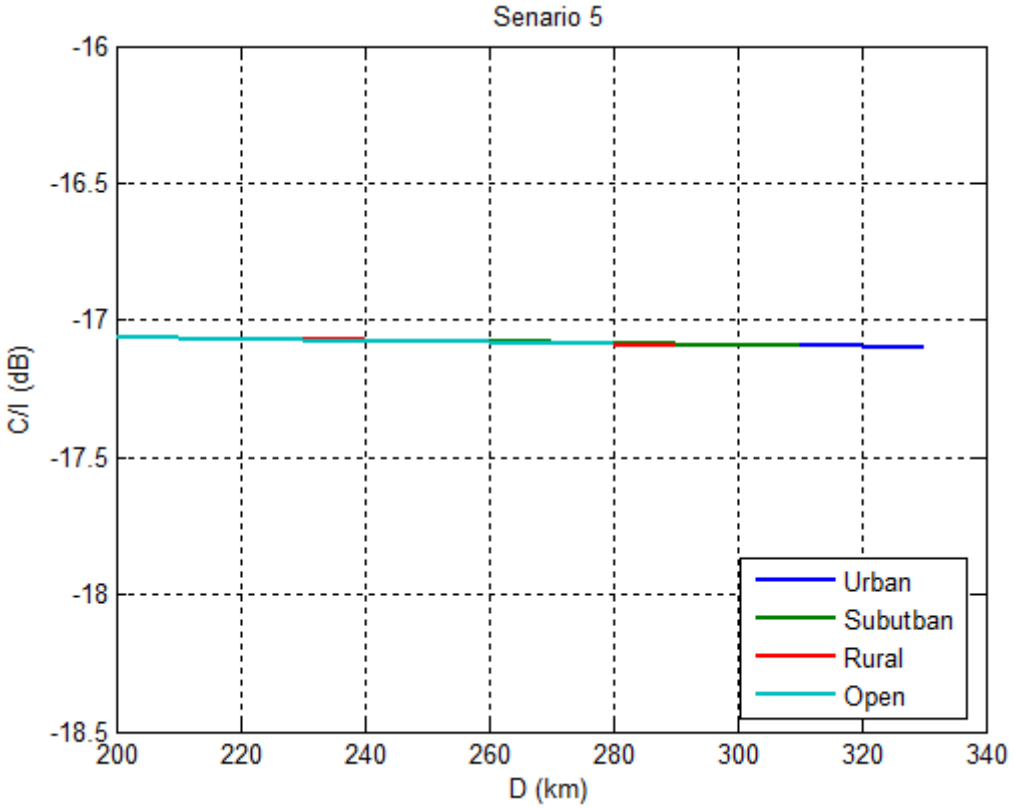


Σχήμα 4.18. Σχέση C/I και D - Σενάριο 4

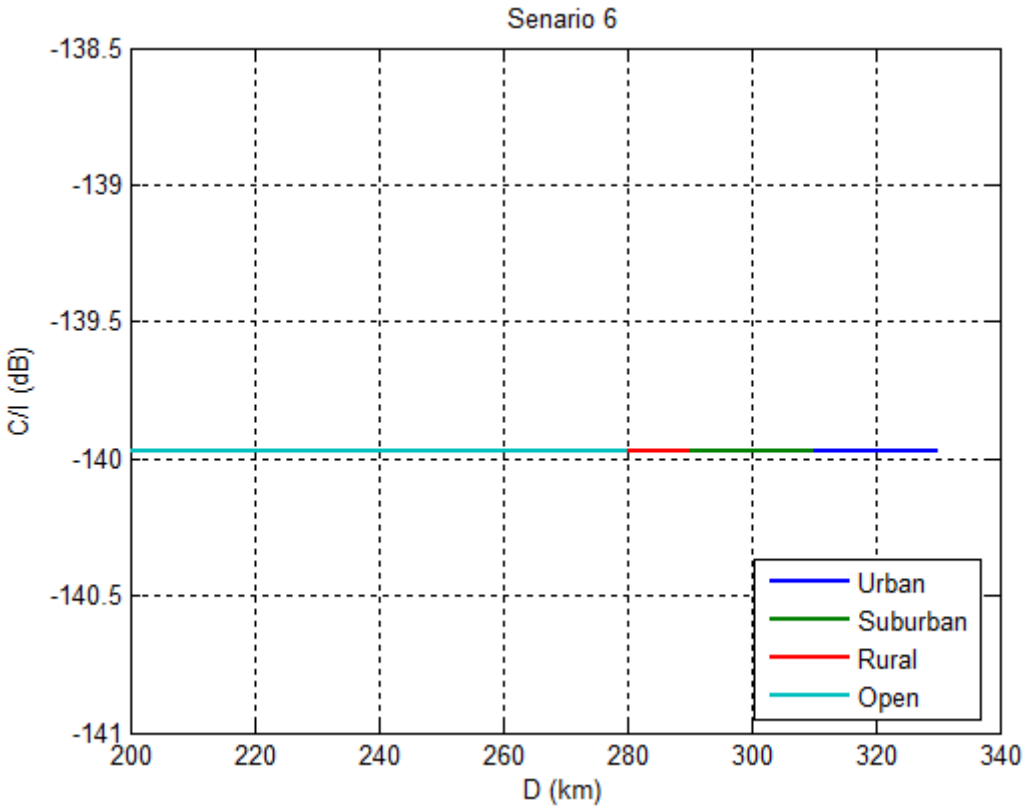
Στο Σενάριο 1 – Παρεμβολή στο SS (Σχήμα 4.5) και στο Σενάριο 4 – Παρεμβολή στο TMS (Σχήμα 4.8), ο λόγος $\frac{C}{I}$ είναι σχεδόν σταθερός για τις διαφορετικές τιμές της ζώνης ασφαλείας D. Κάτι τέτοιο δικαιολογείται καθώς το D είναι πολύ μικρό σε σχέση με την συνολική απόσταση μεταξύ του δορυφόρου και του επίγειου σταθμού - αυτή είναι της τάξης των χιλιάδων χιλιομέτρων - κι έτσι η μεταβολή του δεν προκαλεί αξιοσημείωτη μεταβολή της απόστασης αρχικά αυτής και κατ επέκταση των τελικών αποτελεσμάτων.

Στα Σενάριο 2 – Παρεμβολή στο SMS (Σχήμα 4.6) και Σενάριο 3 – Παρεμβολή στο TBS (Σχήμα 4.7) τώρα, διαπιστώνουμε ότι η μεταβολή της απόστασης D προκαλεί αντίστοιχη μεταβολή του λόγου $\frac{C}{I}$. Συγκεκριμένα, όσο μικραίνουμε τη ζώνη ασφαλείας, δηλαδή την απομόνωση μεταξύ του επίγειου και του δορυφορικού συστήματος, τόσο αυξάνονται οι παρεμβολές και μειώνεται συνεπώς ο λόγος σήματος προς παρεμβολή.

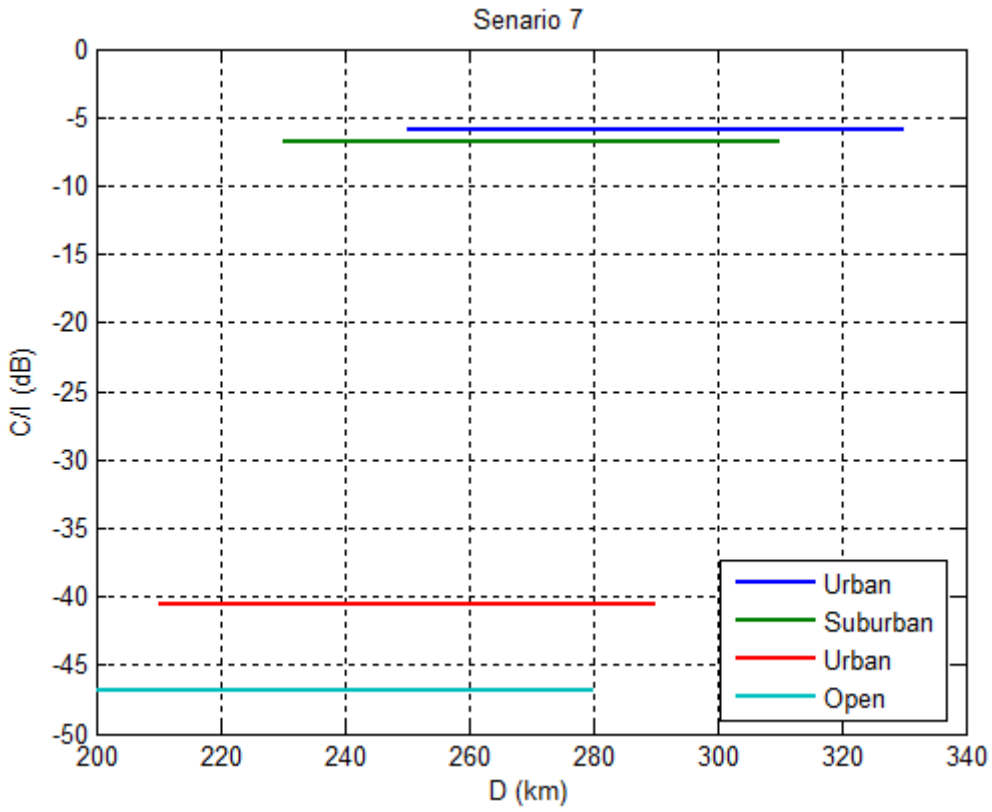
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας



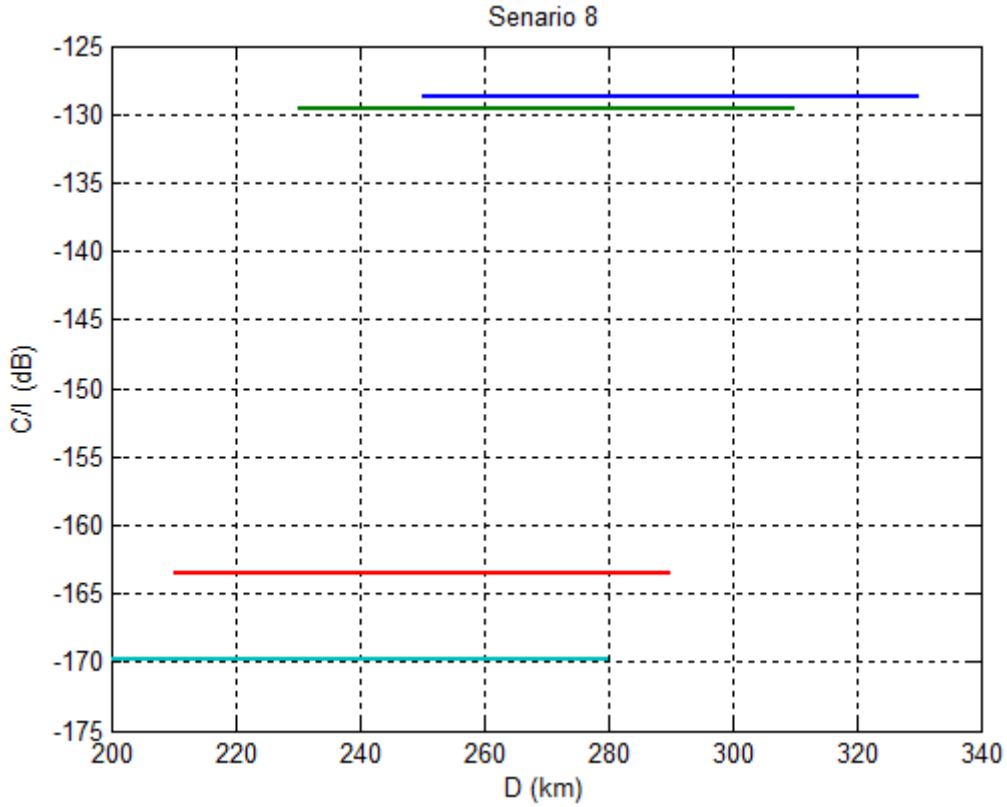
Σχήμα 4.19. Σχέση C/I και D - Σενάριο 5



Σχήμα 4.20. Σχέση C/I και D - Σενάριο 6



Σχήμα 4.21. Σχέση C/I και D - Σενάριο 7

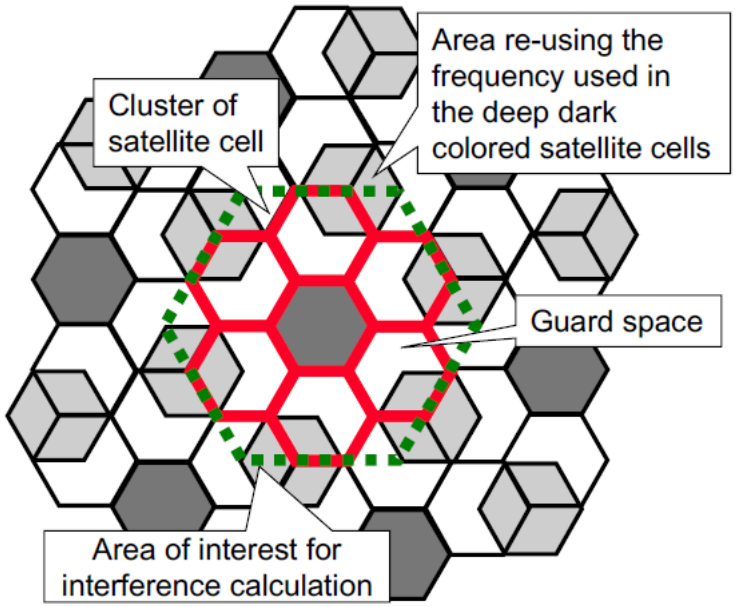


Σχήμα 4.22. Σχέση C/I και D - Σενάριο 8

Στον αντίστροφο τρόπο λειτουργίας παρατηρούμε ότι για όλα τα σενάρια παρεμβολών ο λόγος $\frac{C}{I}$ δεν επηρεάζεται ουσιαστικά από τη μεταβολή της ζώνης ασφαλείας D. Αυτό οφείλεται από τη μία στο μικρό μέγεθος του D συγκριτικά με τις αποστάσεις των δορυφορικών ζεύξεων, και από την άλλη στη θεώρηση μηδενικών απωλειών για τις ζεύξεις μεταξύ των κινητών επίγειων και δορυφορικών σταθμών (Σχήμα 4.4).

4.8 Σενάριο επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων

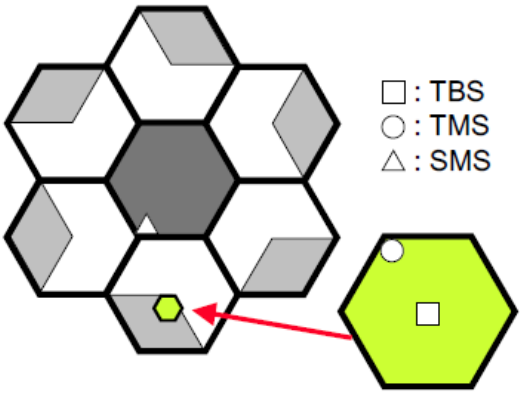
Έστω δορυφορικό κυψελωτό σύστημα με μέγεθος ομάδας επαναχρησιμοποίησης N=7.



Σχήμα 4.23. Σενάριο επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων (N=7)

Η ομάδα επαναχρησιμοποίησης φαίνεται με κόκκινο χρώμα. Οι χρωματισμένες με ανοιχτό γκρι περιοχές επαναχρησιμοποιούν τις συχνότητες της σκούρας γκρι κυψέλης. Μεταξύ αυτών παρεμβάλλεται η ζώνη ασφαλείας για απομόνωση του επίγειου από το δορυφορικό σύστημα.

Θεωρούμε μία κυψέλη του επίγειου συστήματος όπως αυτή απεικονίζεται παρακάτω με πράσινο χρώμα. Το TBS βρίσκεται στο κέντρο της επίγειας κυψέλης, ενώ τα SMS και TMS εντοπίζονται στην άκρη και μέση της επίγειας και δορυφορικής κυψέλης αντίστοιχα (Σχήμα 4.24).



Σχήμα 4.24. Τοποθέτηση SMS, TBS, TMS

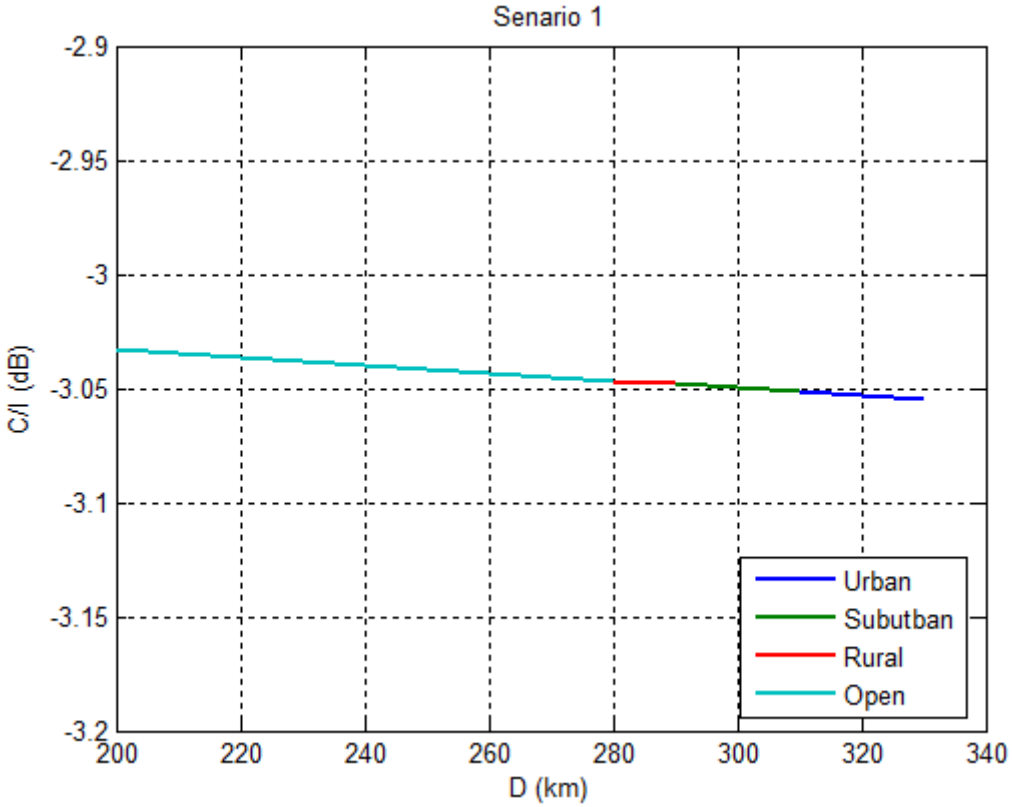
4.8.1 Περίπτωση Δύο Παρεμβάλλοντων Σταθμών

Ακολουθεί προσομοίωση των σεναρίων παρεμβολών για τα διάφορα περιβάλλοντα αυτή τη φορά για δύο παρεμβάλλοντες σταθμούς. Στην πράξη, αυτό συμβαίνει κατά τη χρήση κατευθυντικών κεραιών στους σταθμούς βάσης.

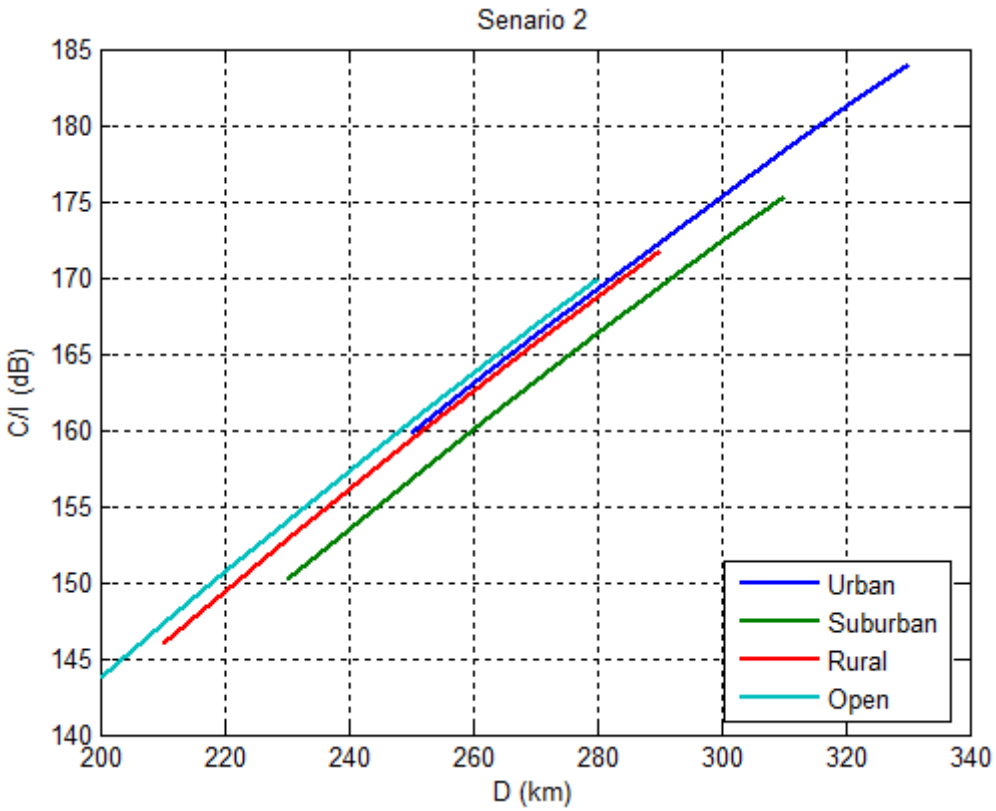
Τα αποτελέσματα που παίρνουμε είναι μειωμένα κατά 3dB από αυτά της παραγράφου 4.7.

Πίνακας 4.12. C/I για δύο παρεμβάλλοντες σταθμούς

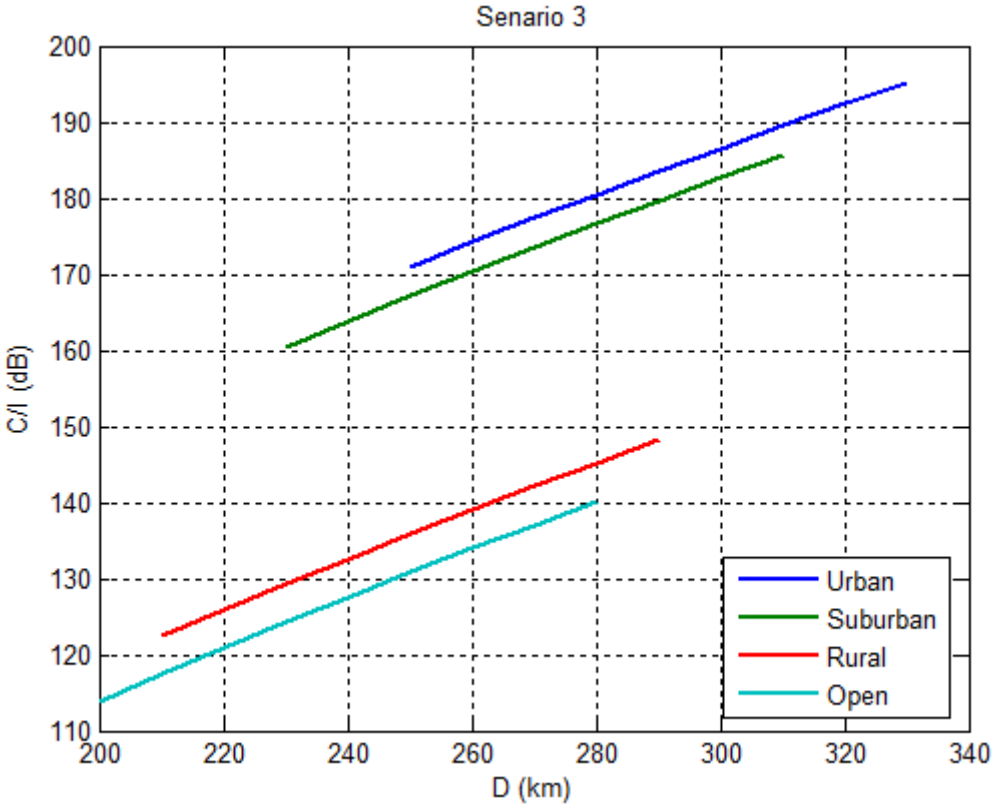
	Σενάρια	C/I (dB)			
		Αστικό	Προαστιακό	Αγροτικό	Ανοιχτό
Κανονικός τρόπος λειτουργίας	1	-3.0548	-3.0515	-3.0482	-3.0465
	2	184.0595	175.3535	171.7834	169.8941
	3	195.2533	185.6520	148.2423	140.1038
	4	8.1390	7.2470	-26.5893	-32.8368
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας	5	-20.0993	-20.0932	-20.0895	-20.0875
	6	-142.9750	-142.9750	-142.9750	-142.9750
	7	-8.9055	-9.7948	-43.6306	-49.8778
	8	-131.7812	-132.6766	-166.5162	-172.7654



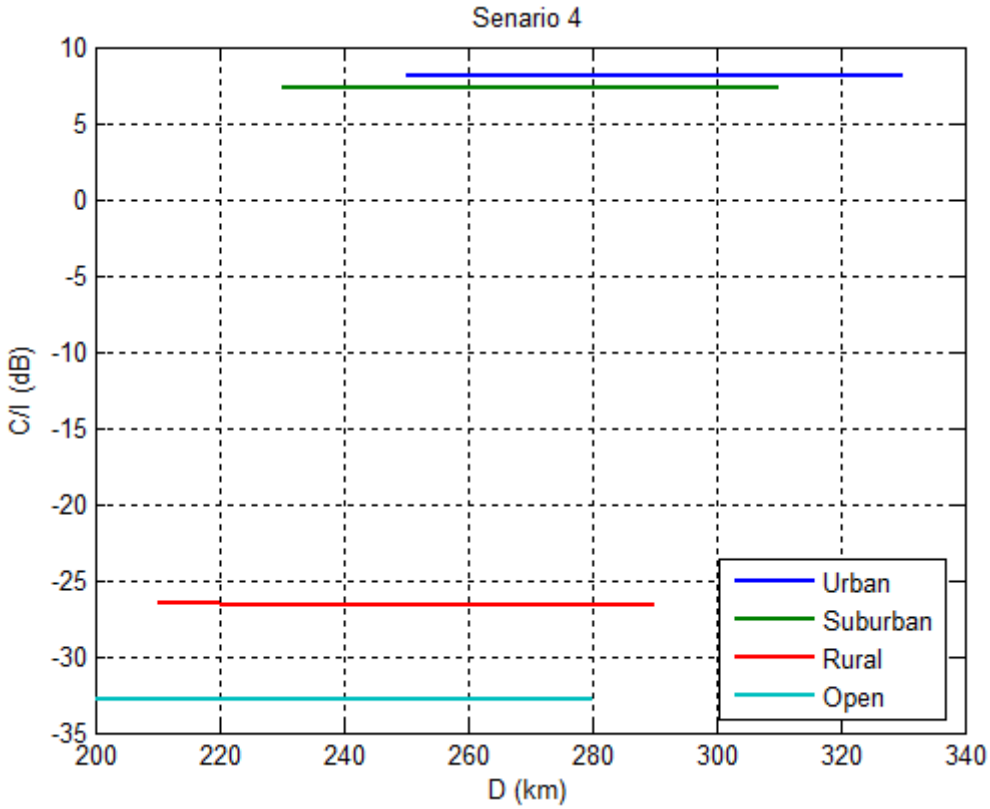
Σχήμα 4.25. Σχέση C/I και D - Σενάριο 1 (δύο παρεμβάλλοντες)



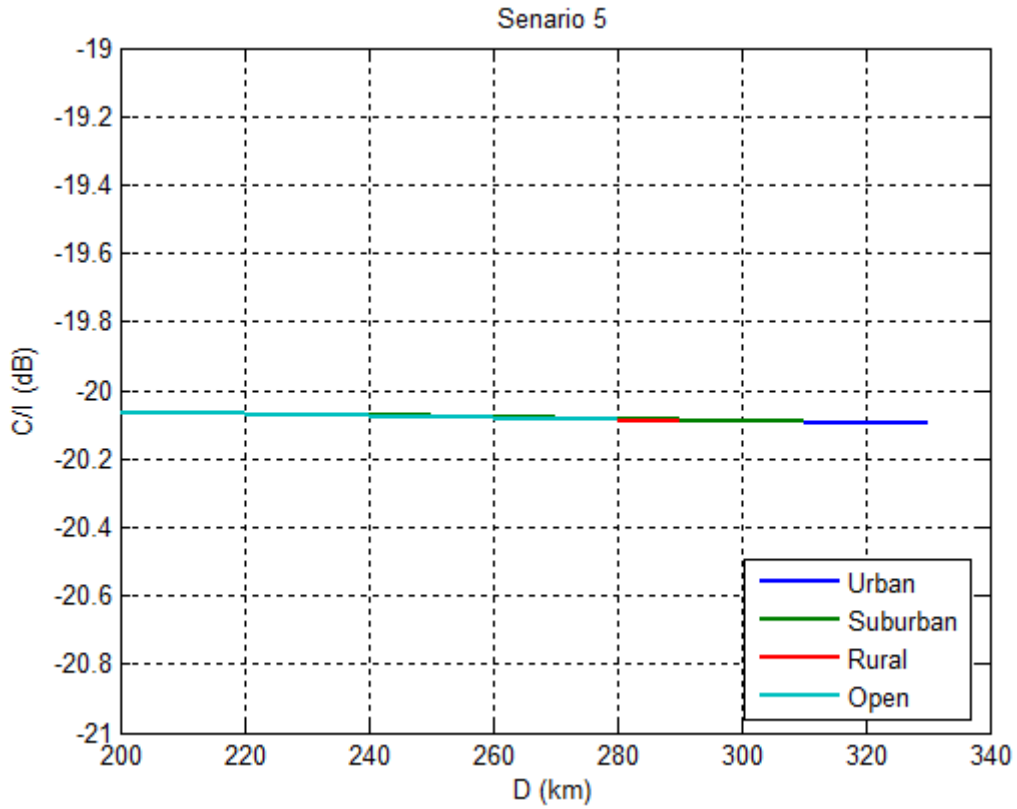
Σχήμα 4.26. Σχέση C/I και D - Σενάριο 2 (δύο παρεμβάλλοντες)



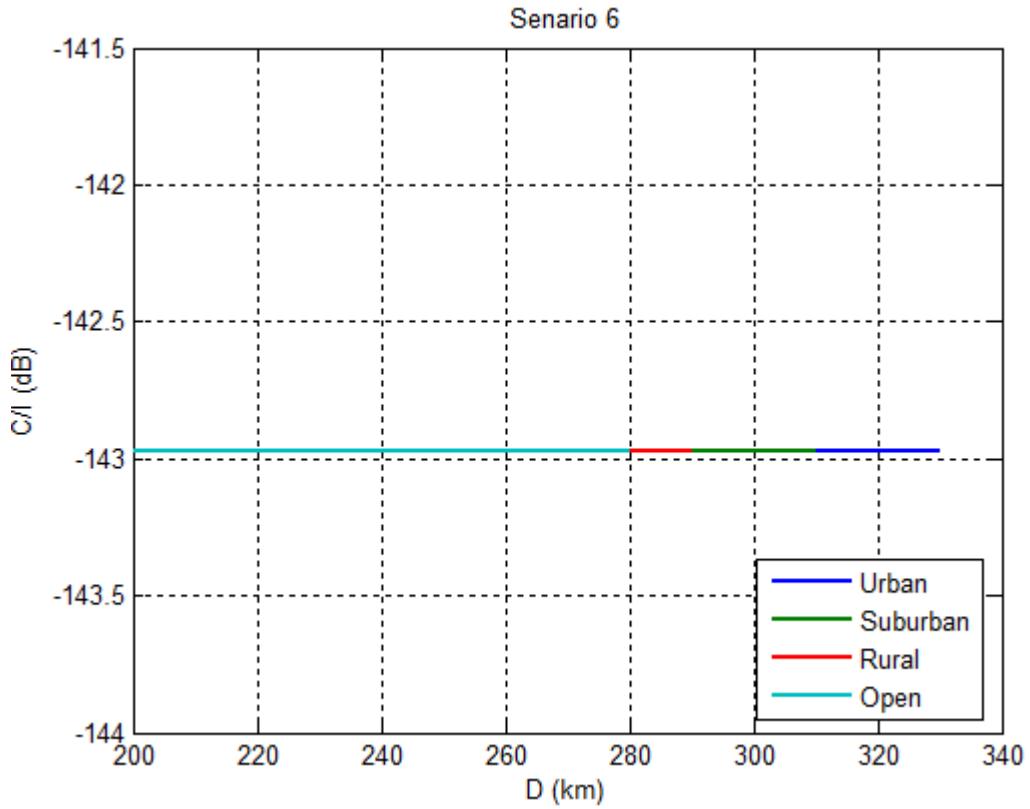
Σχήμα 4.27. Σχέση C/I και D - Σενάριο 3 (δύο παρεμβάλλοντες)



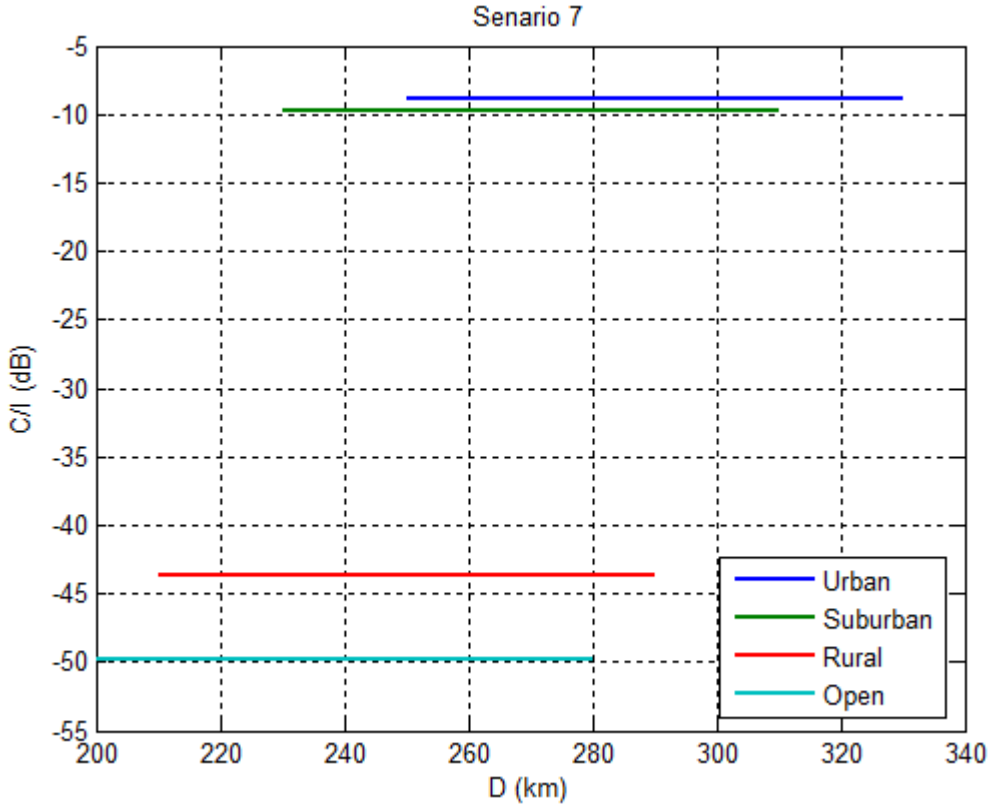
Σχήμα 4.28. Σχέση C/I και D - Σενάριο 4 (δύο παρεμβάλλοντες)



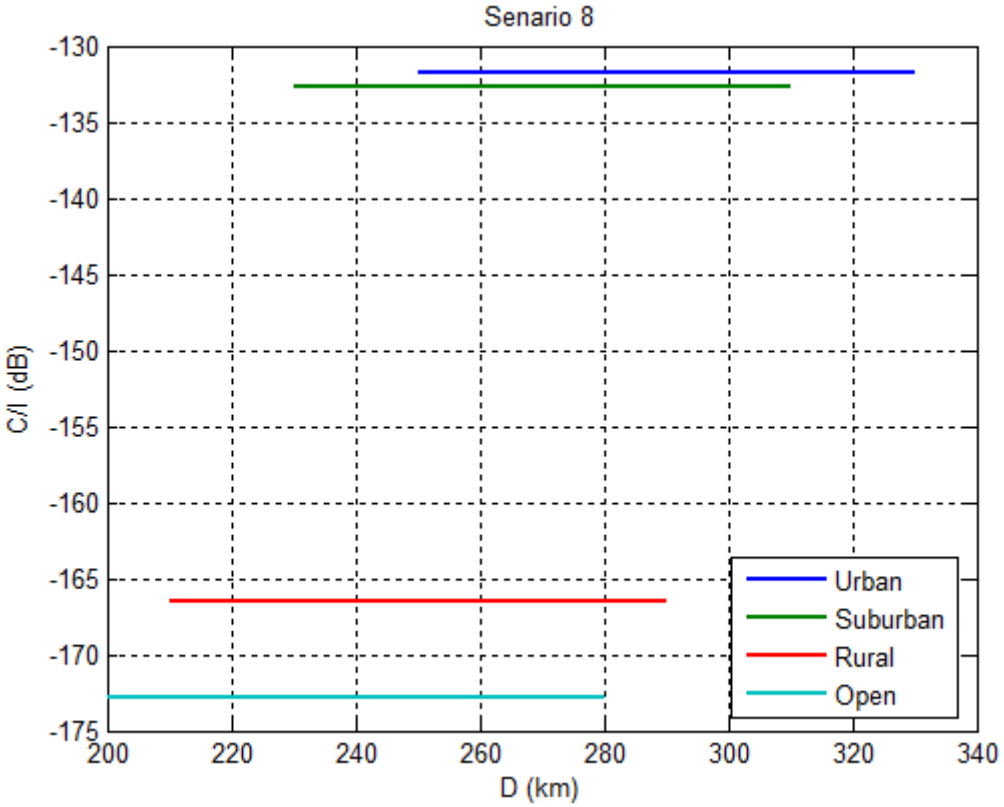
Σχήμα 4.29. Σχέση C/I και D - Σενάριο 5 (δύο παρεμβάλλοντες)



Σχήμα 4.30. Σχέση C/I και D - Σενάριο 6 (δύο παρεμβάλλοντες)



Σχήμα 4.31. Σχέση C/I και D - Σενάριο 7 (δύο παρεμβάλλοντες)



Σχήμα 4.32. Σχέση C/I και D - Σενάριο 8 (δύο παρεμβάλλοντες)

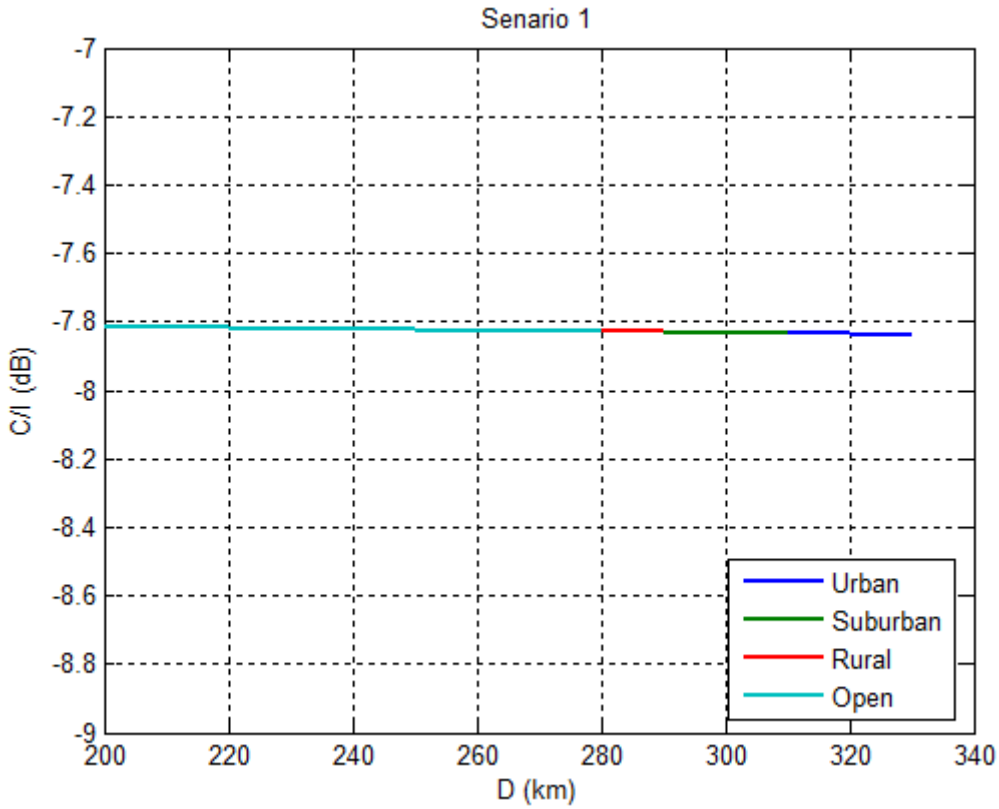
4.8.2 Περίπτωση Έξι Παρεμβάλλοντων Σταθμών

Θεωρούμε τώρα ότι οι σταθμοί που παρεμβάλλουν ανήκουν στην πρώτη ζώνη παρεμβάλλοντων σταθμών. Επαναλαμβάνουμε, λοιπόν, την προσομοίωση των σεναρίων παρεμβολών για έξι παρεμβάλλοντες σταθμούς.

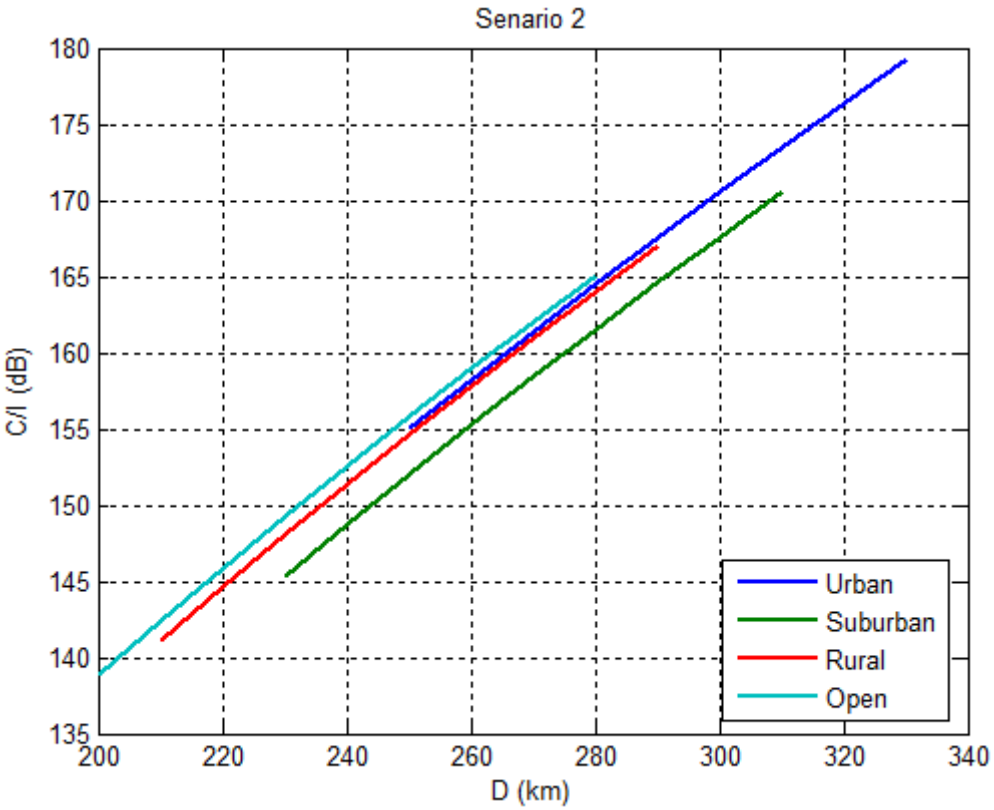
Τα αποτελέσματα που προκύπτουν είναι τώρα 7.8dB μικρότερα από αυτά που υπολογίστηκαν στην περίπτωση του ενός παρεμβάλλοντος σταθμού.

Πίνακας 4.13. C/I για έξι παρεμβάλλοντες σταθμούς

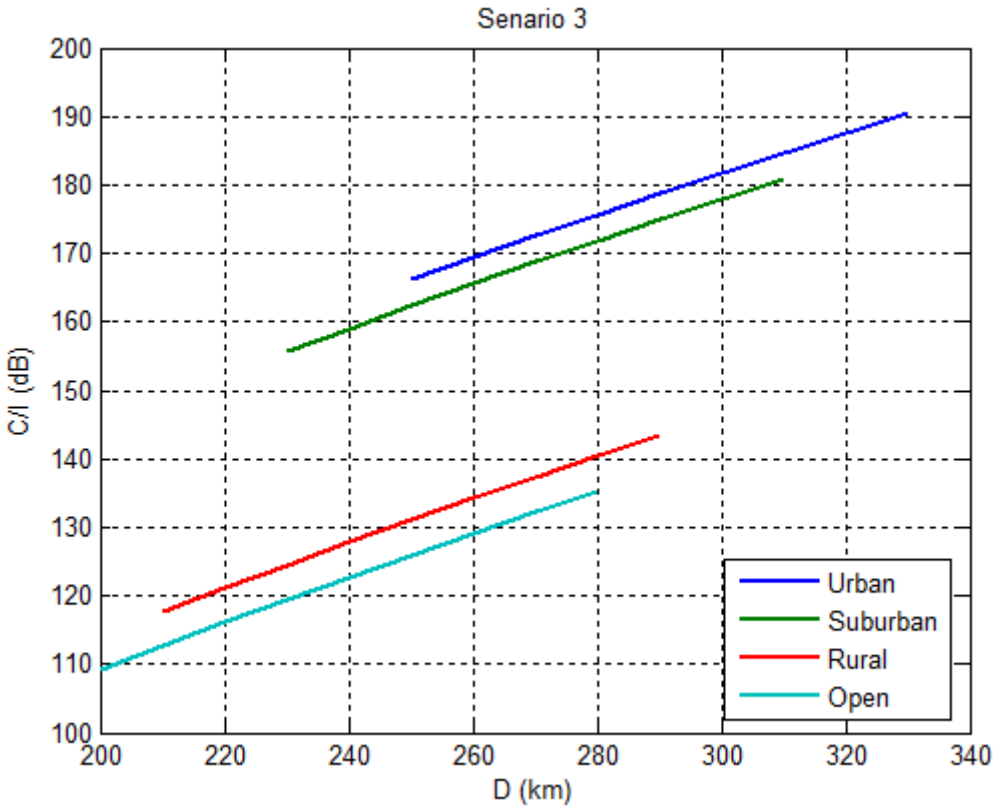
	Σενάρια	C/I (dB)			
		Αστικό	Προαστιακό	Αγροτικό	Ανοιχτό
Κανονικός τρόπος λειτουργίας	1	-7.8364	-7.8330	-7.8297	-7.8280
	2	179.2780	170.5720	167.0019	165.1126
	3	190.4718	180.8704	143.4607	135.3223
	4	3.3575	2.4654	-31.3708	-37.6183
Αντίστροφος τρόπος λειτουργίας	5	-24.8808	-24.8747	-24.8710	-24.8691
	6	-147.7566	-147.7566	-147.7566	-147.7566
	7	-13.6870	-14.5763	-48.4121	-54.6594
	8	-136.5627	-137.4581	-171.2977	-177.5469



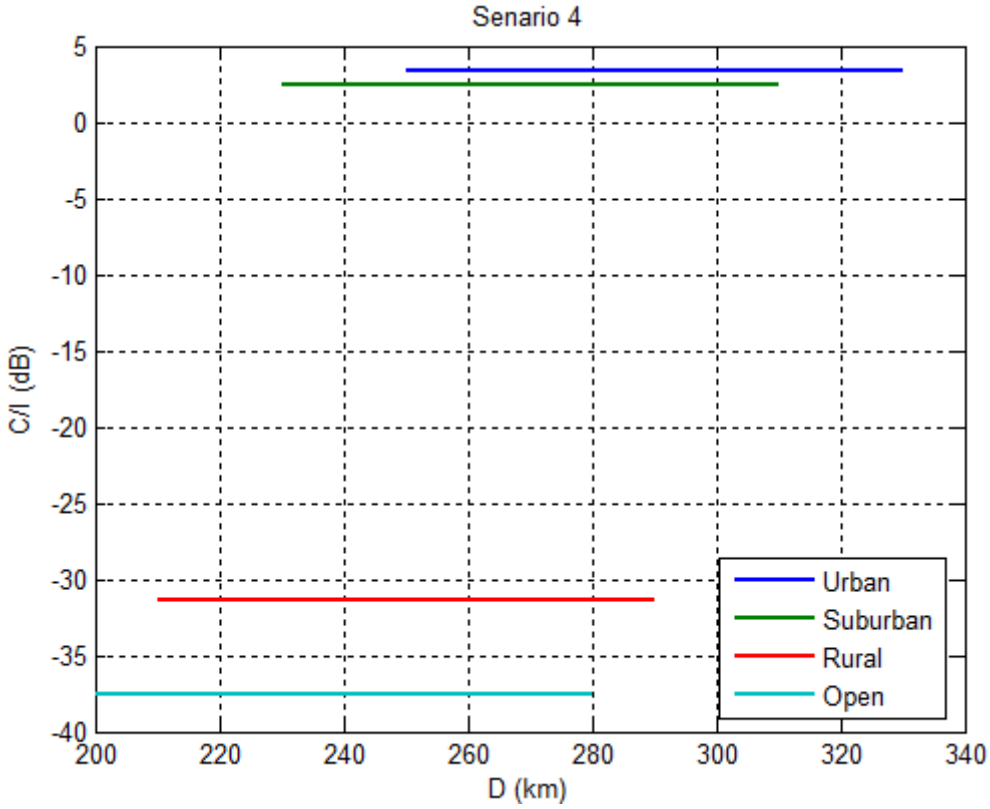
Σχήμα 4.33. Σχέση C/I και D - Σενάριο 1 (έξι παρεμβάλλοντες)



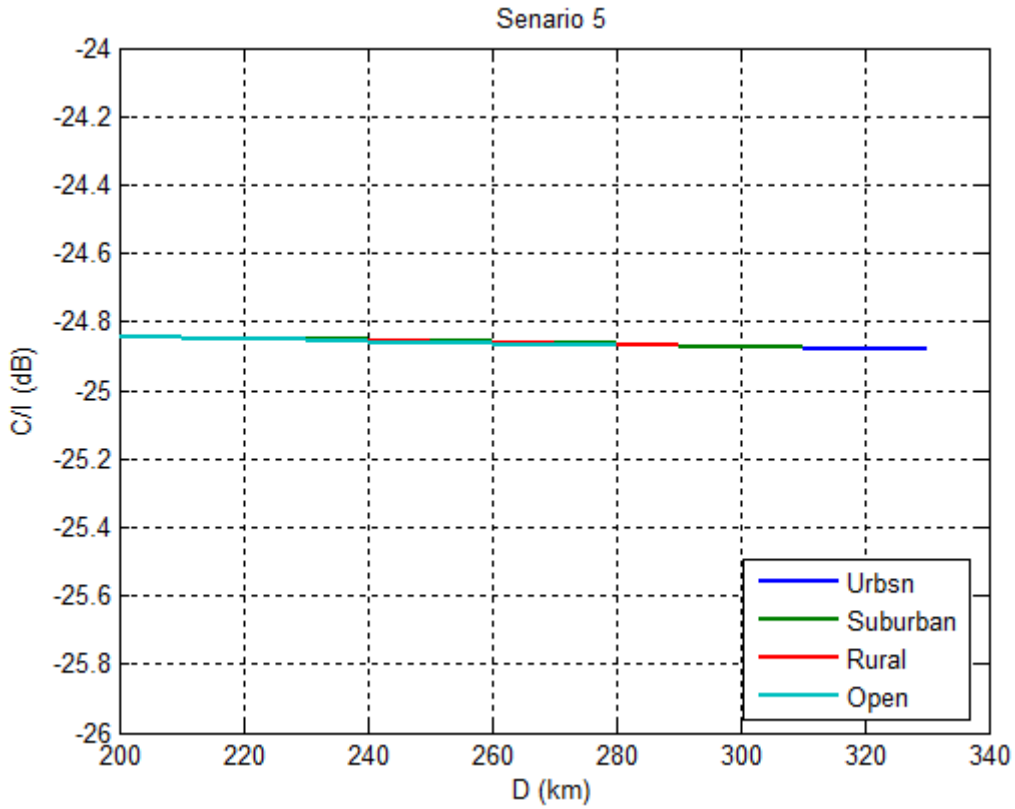
Σχήμα 4.34. Σχέση C/I και D - Σενάριο 2 (έξι παρεμβάλλοντες)



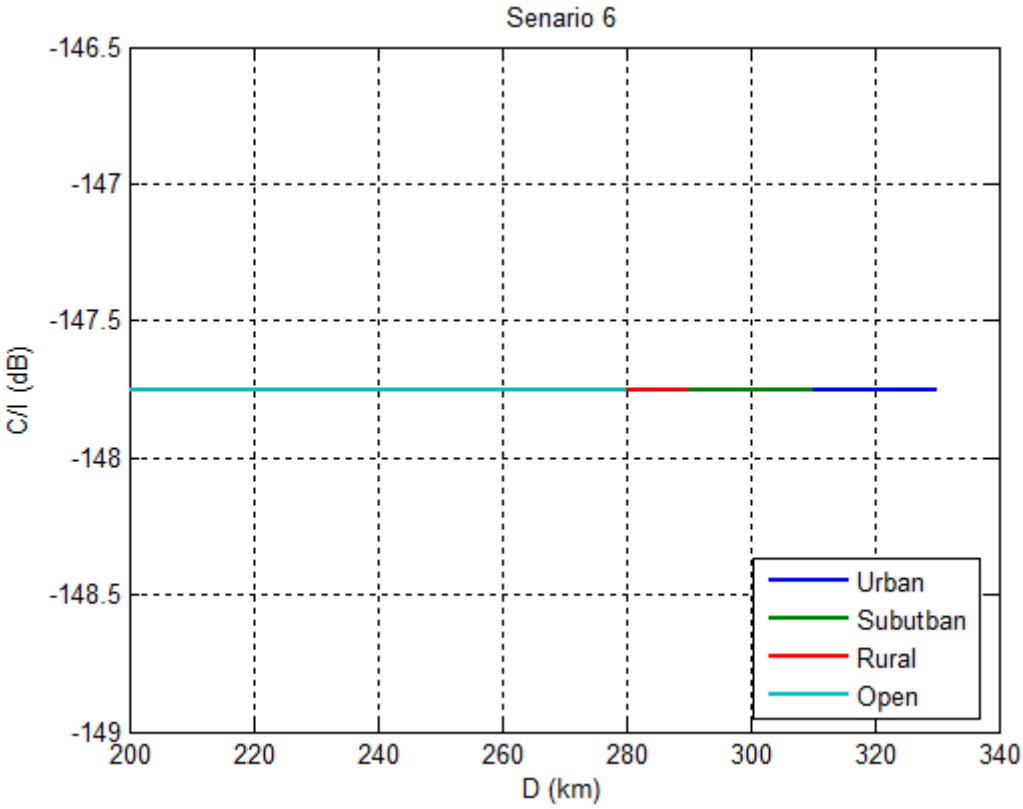
Σχήμα 4.35. Σχέση C/I και D - Σενάριο 3 (έξι παρεμβάλλοντες)



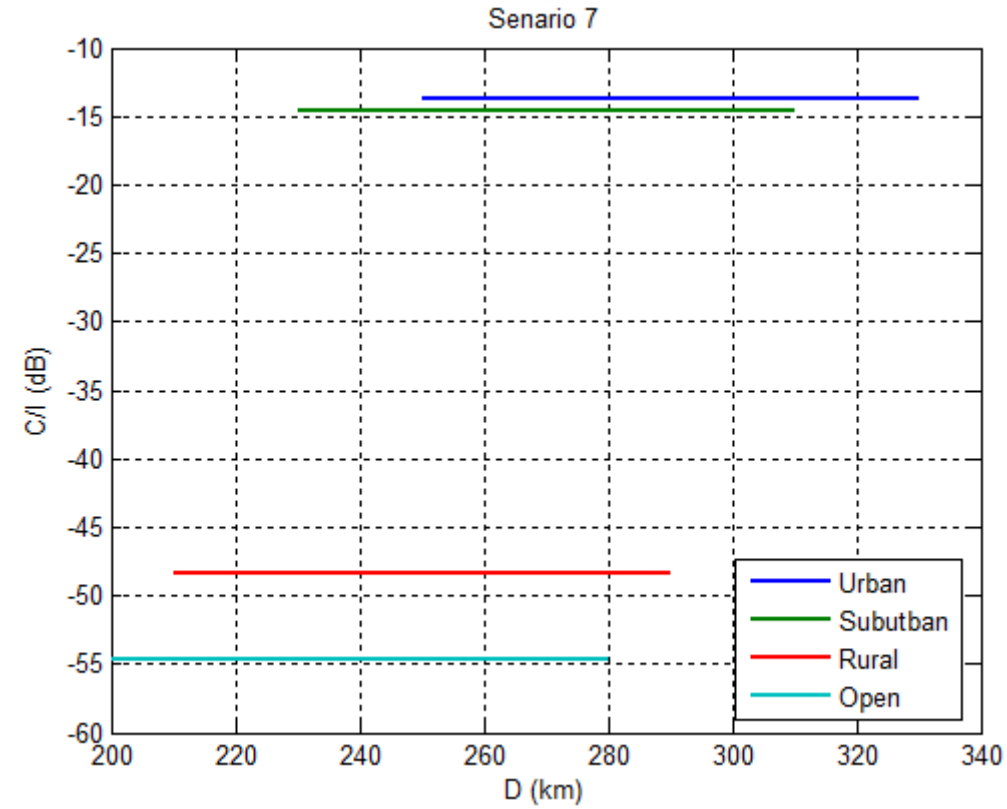
Σχήμα 4.36. Σχέση C/I και D - Σενάριο 4 (έξι παρεμβάλλοντες)



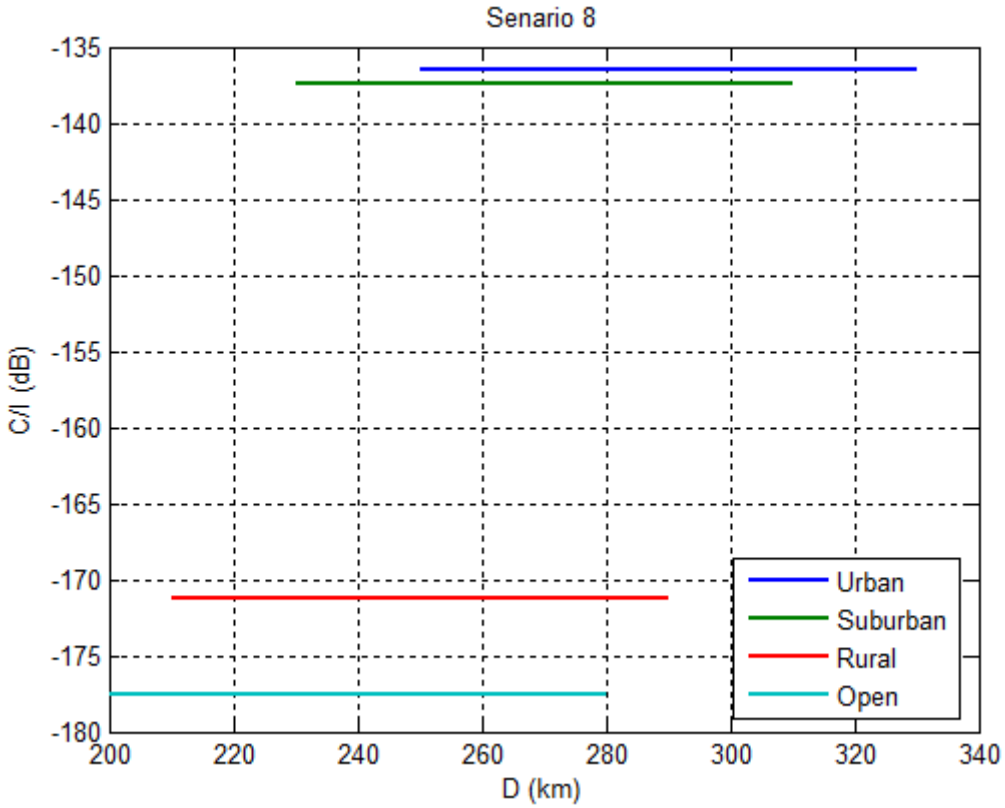
Σχήμα 4.37. Σχέση C/I και D - Σενάριο 5 (έξι παρεμβάλλοντες)



Σχήμα 4.38. Σχέση C/I και D - Σενάριο 6 (έξι παρεμβάλλοντες)



Σχήμα 4.39. Σχέση C/I και D - Σενάριο 7 (έξι παρεμβάλλοντες)



Σχήμα 4.40. Σχέση C/I και D – Σενάριο 8 (έξι παρεμβάλλοντες)

4.9 Διαφορική Σκίαση

Η ανάλυση της παραγράφου 2.2 για την ισχύ λήψης μπορεί να επεκταθεί για το λόγο φέροντος προς παρεμβολή, CIR. Μπορούμε να θεωρήσουμε την τιμή του CIR όπως έχει υπολογιστεί στα προηγούμενα ως μια μέση τιμή του λόγου που δε λαμβάνει υπόψη το στατιστικό φαινόμενο της σκίασης. Αν οι τυχαίες μεταβλητές X_W και X_I περιγράφουν την απόκλιση της πραγματικής τιμής του επιθυμητού σήματος και της παρεμβολής, αντίστοιχα, από τη μέση τιμή τους, η πραγματική τιμή του CIR θα δίνεται από τη σχέση:

$$(CIR)_{dB} = (CIR)_{no_shadowing} - (X_I - X_W) \quad (4.24)$$

Προφανώς, ο όρος $(CIR)_{no_shadowing}$ εξαρτάται από το περιβάλλον και τις παραμέτρους διάδοσης, τα μοντέλα διάδοσης και τους τύπους των κεραιών που χρησιμοποιούνται. Οι τυχαίες μεταβλητές X_W και X_I – εκφρασμένες σε dB - ακολουθούν κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ_W και σ_I αντίστοιχα. Θεωρούμε, πιο συγκεκριμένα, ότι οι X_W και X_I ακολουθούν κανονική κατανομή με από κοινού συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας $f_{X_W,X_I}(X_W, X_I)$ και συντελεστή συσχέτισης ρ. Ο συντελεστής συσχέτισης εκφράζει το βαθμό της συσχέτισης μεταξύ των δύο μεταβλητών X_W και X_I και εξαρτάται από τις παραμέτρους της γεωμετρίας του περιβάλλοντος, όπως για παράδειγμα την απόσταση των ζεύξεων, τη γωνία των ζεύξεων, την έκταση και το υψόμετρο της περιοχής, τα ύψη των κεραιών.

Θέλουμε, τώρα, να εκτιμήσουμε την κατανομή που ακολουθεί ο παράγοντας της διαφορικής σκίασης, ο παράγοντας, δηλαδή, $\Delta X = X_I - X_W$ (σε dB), ή αλλιώς ο CIR με σκίαση. Έχουμε,

$$P_{diff_shadowing} = \Pr\{X_I - X_W \geq DS, X_I \geq DS\} = \int_{DS}^{\infty} \int_{0}^{X_I - DS} f_{X_W X_I}(X_W, X_I)\, dX_W\, dX_I \quad (4.25)$$

Χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό $u_i = \frac{X_i}{\sigma_i}$, for $i = W, I$ καταλήγουμε στη σχέση

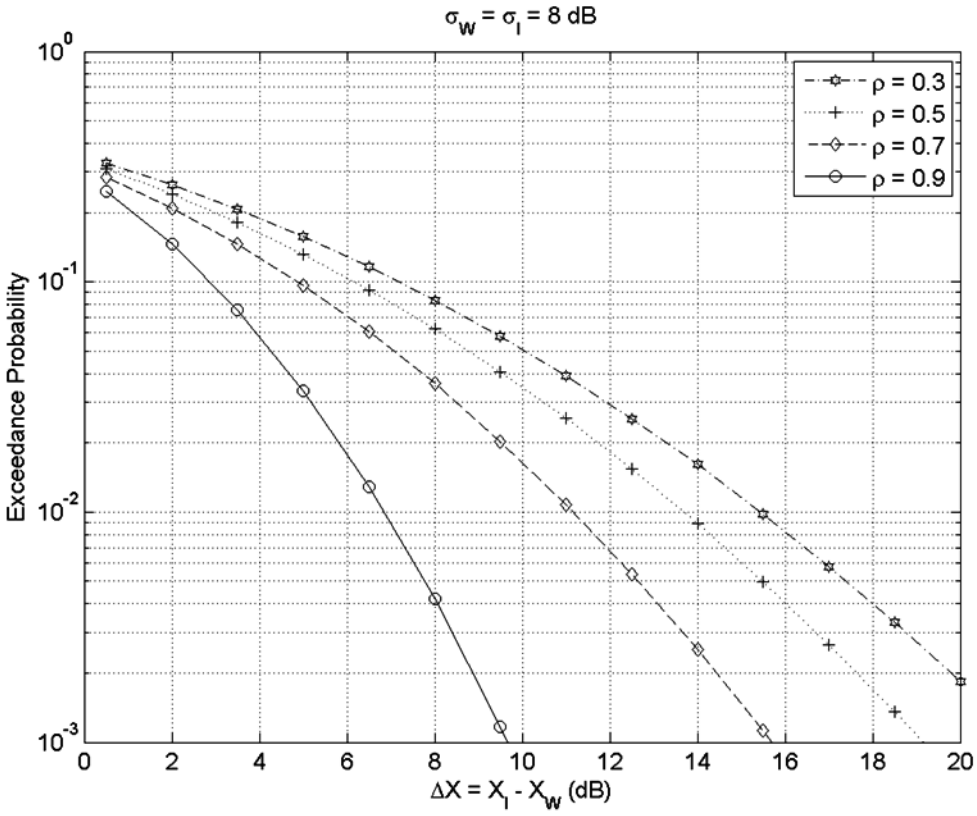
$$P_{diff_shadowing} = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\frac{u_{0I}}{\sqrt{2}}\right) - \frac{1}{2}\int_{u_{0I}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u_I^2}{2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{u_{0W} - \rho \cdot u_I}{\sqrt{2}\sqrt{1-\rho^2}}\right) du_I \quad (4.26)$$

όπου $u_{0I} = \frac{DS}{\sigma_I}$.

Για διάφορες πιθανότητες υπέρβασης μπορούμε να υπολογίσουμε τον CIR με σκίαση από τη σχέση (4.24).

$$(CIR)_{shadowing} = (CIR)_{dB} - (CIR)_{no_shadowing} = (X_I - X_W)$$

Στο Σχήμα 4.41 απεικονίζονται οι καμπύλες του όρου $(CIR)_{shadowing}$ για τιμές του συντελεστή συσχέτισης ρ = 0.9, 0.7, 0.5 και 0.3. Παρατηρούμε ότι όσο μεγαλώνει ο συντελεστής συσχέτισης τόσο μικραίνει η πιθανότητα υπέρβασης του CIR με σκίαση.



Σχήμα 4.41. Καμπύλες $(CIR)_{shadowing}$

Το στατιστικό μοντέλο που περιγράφηκε μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας σε οποιοδήποτε σενάριο παρεμβολών απλά με αφαίρεση του όρου της διαφορικής σκίασης - για δεδομένη πιθανότητα υπέρβασης- από τον ήδη υπολογισμένο CIR.

Βιβλιογραφία

[1] M. Umehira, Y. Ohtomo, *A consideration on the frequency sharing in future satellite/terrestrial integrated mobile communications network*, Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University

[2] COST (European Co-operation in the Field of Scientific and Technical Research), COST 231 Book, Final Report. Chapter 4, Propagation Prediction Models

[3] Recommendation ITU-R P.529-3, *Prediction Methods for the Terrestrial Land Mobile Service in the VHF and UHF Bands*, 1999

[4] M. Kaji, *Path Loss Prediction Method in Low Antenna Height Radio Propagation*, IEICE Trans. on Commun., B-II, Vol. J80-B-II, No.7, pp.587-594, 1997.7

[5] M. Ito, T. Ando, O. Tasaki and Y. Takahashi, *Antenna and Peripheral Equipment for Base Station of IMT-2000*, Hitachi-densen, No.21, pp.25-28, (2002-1)

[6] K. Tachikawa, *W-CDMA Mobile Communications System*, John Wiley & Sons, Inc., 2002.7

5. Προστασία των Αεροσκαφών από τις Εκπομπές Επίγειων Δορυφορικών Σταθμών εντός του χώρου του αερολιμένα

5.1 Εισαγωγή

Ένα αεροδρόμιο συνιστά ένα σύνθετο περιβάλλον στο οποίο εκπέμπονται πληθώρα ραδιοκυμάτων προερχόμενα από σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών και ελέγχου εναέριας κυκλοφορίας, ραντάρ καθώς και πληθώρα τυπικών επικοινωνιακών συστημάτων. Προκύπτει λοιπόν η ανάγκη να διασφαλιστεί από τις κατάλληλες αρχές ότι οι εκπομπές γειτονικών δορυφορικών συστημάτων δεν θέτουν σε κίνδυνο την ασφαλή λειτουργία του αερολιμένα (Σχήμα 5.1).

Σχήμα 5.1. Διεθνής αερολιμένας Αθηνών, Ελευθέριος Βενιζέλος

Η Ευρωπαϊκή Αρχή Τηλεπικοινωνιών ECC (European Communication Committee) έχει παρουσιάσει διάφορες αποφάσεις σχετικά με τα όρια εκπομπής σημάτων από δορυφορικό εξοπλισμό. Συγκεκριμένα, για την εκπομπή των VSATs σε μπάντες των Ku και Ka συχνοτήτων έχει ληφθεί η παρακάτω απόφαση [1]:

Τα VSATs τα οποία συμμορφώνονται με τις ακόλουθες απαιτήσεις

- πομπός ισχύος μικρότερης ή ίσης των 2Watt
- EIRP μικρότερο ή ίσο των 50dBW
- απόσταση που υπερβαίνει τα 500m από τα όρια αεροδρομίου

εξαιρούνται από την κατοχή άδειας λειτουργίας. Σε αντίθετη περίπτωση είναι αναγκαία η απόκτηση ειδικής άδειας.

Οι απαιτήσεις που προαναφέρθηκαν εξασφαλίζουν ότι δεν υπάρχει πιθανότητα δημιουργίας παρεμβολών από τη λειτουργία των VSATs κατά τη διάρκεια της πτήσης των αεροπλάνων ή κατά την προσέγγιση αυτών στο αεροδρόμιο. Εξασφαλίζουν, ειδικότερα, ότι οι τιμές ηλεκτρικού πεδίου που εκπέμπουν δεν

ξεπερνούν τα 20V/m, που συνιστούν την οριακή τιμή για την ασφαλή πτήση των αεροπλάνων [1].

Το πεδίο ακτινοβολίας υψηλής έντασης (High Intensity Radiated Field, HIRF) ασκεί επιρροή όχι μόνο στο σύστημα προσγείωσης ή στον ασύρματο επικοινωνίας αλλά στο σύνολο του εξοπλισμού ενός αεροσκάφους, για παράδειγμα στον αυτόματο πιλότο, στο σύστημα ελέγχου του κινητήρα, στην ένδειξη των καυσίμων, στις ηλεκτρονικές ενδείξεις. Η επιρροή αυτή παραμένει κρίσιμη καθόλη τη διάρκεια της πτήσης, ενώ γίνεται ακόμη πιο επικίνδυνη κατά τη φάση της προσγείωσης, όπου το περιθώριο λάθους είναι απαγορευτικό και ο χρόνος ανάκτησης ενός λάθους ανύπαρκτος. Έχει αποδειχτεί ότι η παρεμβολή HIRF διαρκεί μόνο για μικρό χρονικό διάστημα. Ωστόσο, η επίδραση της παρεμβολής μπορεί να έχει εκτεταμένη διάρκεια και ακαθόριστες συνέπειες, οι οποίες να αποτρέψουν πιθανά την επαναφορά του συστήματος του αεροσκάφους.

Σύμφωνα με το άρθρο Annex 14 Aerodromes [2], η ελάχιστη απόσταση μεταξύ του πέρατος ενός αεροδιαδρόμου και της περίφραξης του αεροδρομίου αντιστοιχεί σε 150m.

5.2 Υπολογισμός Ηλεκτρικού Πεδίου του Επίγειου Σταθμού

Η πυκνότητα ισχύος του ηλεκτρικού πεδίου δίνεται από τη σχέση

$$pfd = \frac{E^2}{120\pi} \ (\mathrm{W/m^2}) \quad (5.1)$$

όπου E η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου (V/m).

Παρακάτω υπολογίζεται η πυκνότητας ισχύος για το κοντινό πεδίο, τη ζώνη μετάβασης και το μακρινό πεδίο.

- Κοντινό πεδίο (near field)

Στο κοντινό πεδίο ή περιοχή Frensel η πυκνότητα ισχύος αγγίζει μία μέγιστη τιμή προτού αρχίσει να μειώνεται με την απόσταση. Το κοντινό πεδίο εκτείνεται μέχρι την απόσταση

$$d_{fn} = \frac{D^2}{4\lambda} \quad (5.2)$$

όπου λ το μήκος κύματος σε m και D η μεγαλύτερη διάσταση της κεραίας (m).

Η μέγιστη πυκνότητα ισχύος υπολογίζεται από τον τύπο

$$pfd_{nf} = \frac{4P}{A} \quad (5.3)$$

όπου P η ισχύς εισόδου της κεραίας σε Watt και A η ενεργός επιφάνεια της κεραίας (m^2).

- Ζώνη μετάβασης (transition zone)

Στην περιοχή αυτή η πυκνότητα ισχύος εξαρτάται αντιστρόφως ανάλογα από την απόσταση. Ισχύει

$$pfd_t = \frac{pfd_{nf} d_{nf}}{d} \quad (5.4)$$

όπου d είναι η απόσταση που μας ενδιαφέρει (m), pfd_{nf} η μέγιστη τιμή πυκνότητας ισχύος του κοντινού πεδίου και d_{nf} το μήκος του κοντινού πεδίου.
Το όριο της ζώνης μετάβασης δίνεται από τον τύπο:

$$d_{ff} = \frac{0.6D^2}{\lambda} \quad (5.5)$$

- Μακρινό πεδίο (far field)

Το μακρινό πεδίο ή περιοχή Fraunhofer, όπως αλλιώς ονομάζεται, επιβάλλει εξάρτηση της πυκνότητας ισχύος από το αντίστροφο του τετραγώνου της απόστασης. Ισχύει δηλαδή σχέση

$$pfd_{ff} = \frac{PG}{4\pi d^2} \quad (5.6)$$

όπου P η ισχύς εισόδου της κεραίας σε Watt, G το κέρδος της κεραίας και d η απόσταση που μας ενδιαφέρει (m).

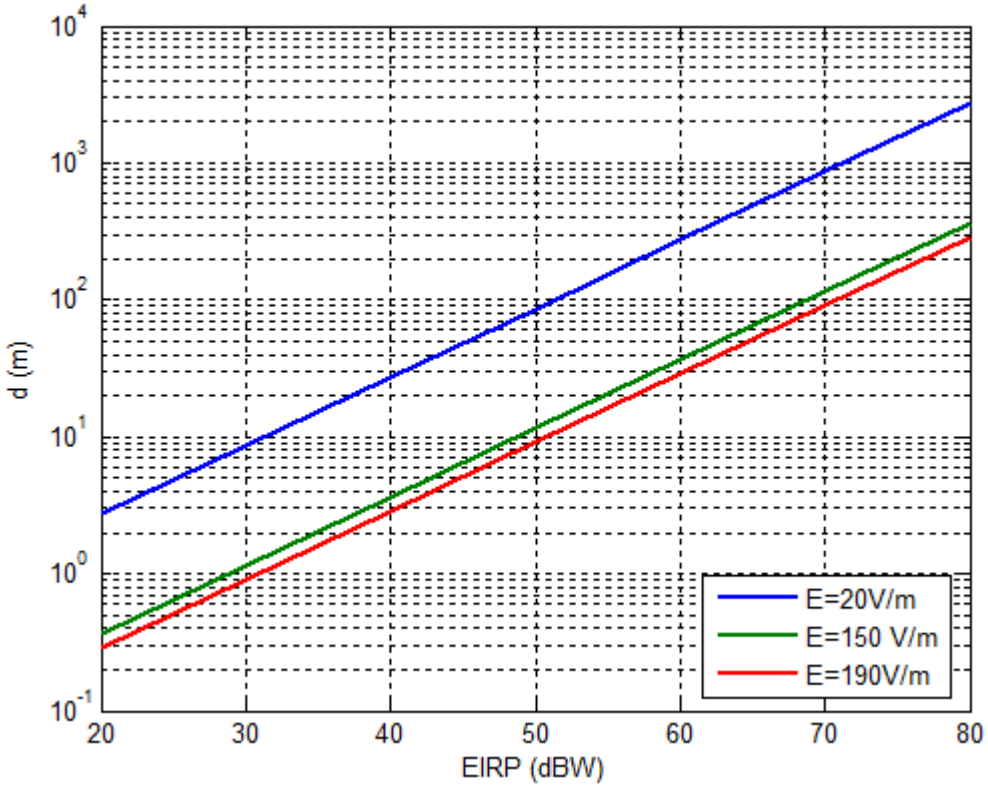
5.3 Ελάχιστη Επιτρεπτή Απόσταση μεταξύ Επίγειου Σταθμού και Αεροσκάφους

Οι απαιτήσεις ασφαλείας, οι οποίες αναφέρθηκαν αρχικά, αναφέρονται σε μέγιστες τιμές ηλεκτρικού πεδίου. Έτσι, στο μακρινό πεδίο η απόσταση μεταξύ του αεροσκάφους και του τερματικού που παρεμβάλλει προκύπτει ως εξής:

$$pfd = \frac{EIRP}{4d^2} = \frac{E^2}{120\pi} \Rightarrow E = \frac{\sqrt{30EIRP}}{d} \Rightarrow d = \frac{\sqrt{30EIRP}}{E} \quad (5.7)$$

Στους παραπάνω τύπους χρησιμοποιείται η ισοδύναμη ισοτροπικά ακτινοβολούμενη ισχύς EIRP παρεμβάλλοντος τερματικού αντί του γινομένου P×G.

Στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 5.2) φαίνεται γραφικά η σχέση της απόστασης (μεταξύ επίγειου σταθμού και αεροπλάνου) με την ακτινοβολούμενη EIRP για διάφορες τιμές ορίου του ηλεκτρικού πεδίου (20, 150 και 190 V/m).

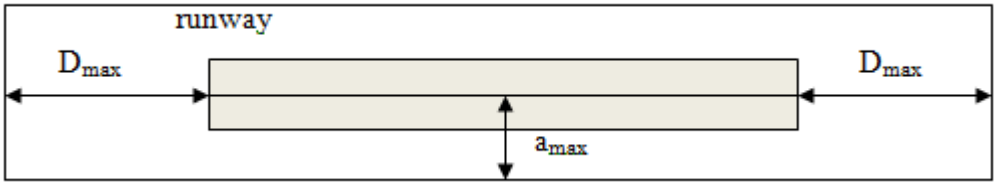


Σχήμα 5.2. Σχέση ελάχιστης απόστασης και EIRP

5.4 Περιοχή Συντονισμού

5.4.1 Ορισμός

Για την επίτευξη της εναέριας ασφάλειας επιβάλλεται γύρω από κάθε αεροδιάδρομο μία ορθογωνική περιοχή συντονισμού (coordination area), στο εσωτερικό της οποίας δεν απαγορεύεται η ύπαρξη επίγειων σταθμών αλλά απαιτείται η λειτουργία τους να συμμορφώνεται με τα επιβαλλόμενα από τις αρμόδιες αρχές κριτήρια. Η περιοχή συντονισμού απεικονίζεται παρακάτω (Σχήμα 5.3):



Σχήμα 5.3. Περιοχή συντονισμού

Οι διαστάσεις της περιοχής συντονισμού είναι D_{max} (κατά μήκος του κύριου άξονα του αεροδιαδρόμου) και a_{max} (κάθετα στον κύριο άξονα του αεροδιαδρόμου) και δίνονται από τις σχέσεις:

$$D_{max} = d_{min} \times \left(\frac{\sin(\varepsilon_{max})}{\tan(3^o)} \right) + \cos(\varepsilon_{max}) \quad (5.8)$$

$$a_{max} = d_{min} \times \cos(\varepsilon_{min}) \quad (5.9)$$

όπου, d_{min} η ελάχιστη απόσταση μεταξύ αεροσκάφους και επίγειου σταθμού

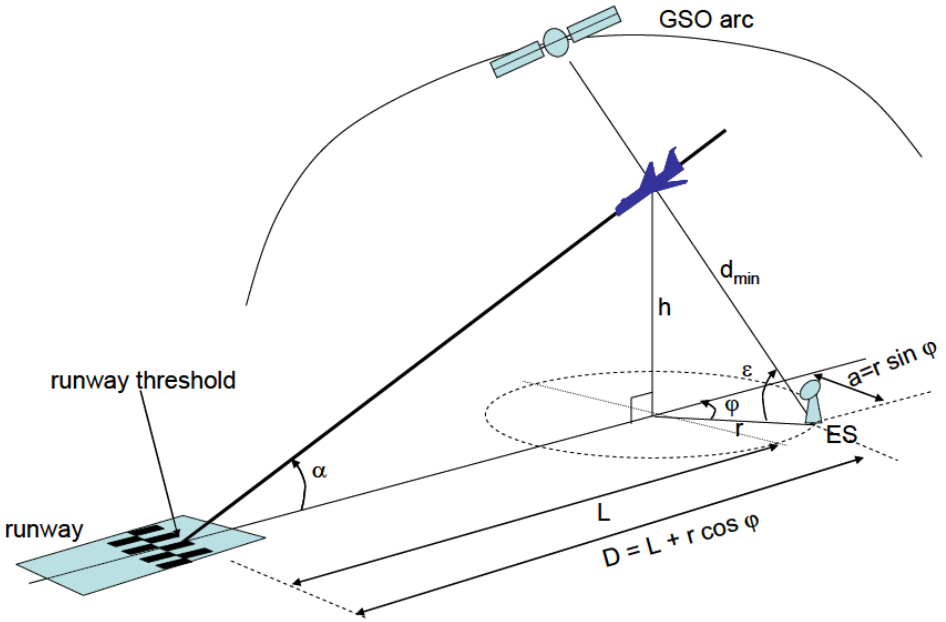
ε_{min} η ελάχιστη γωνία ανύψωσης που στοχεύει ο επίγειος σταθμός και

ε_{max} η μέγιστη γωνία ανύψωσης που στοχεύει ο επίγειος σταθμός

Οι διαστάσεις αυτές είναι ικανοποιητικές σε όλες στις περιπτώσεις: α) στην απογείωση (στην περίπτωση αυτή οι διαστάσεις της περιοχής συντονισμού είναι πρακτικά λίγο μικρότερες), β) στην προσγείωση καθώς και γ) στην περίπτωση όπου το αεροπλάνο εισέρχεται σε τροχιά προσγείωσης αλλά τελικά απογειώνεται ξανά. Διαπιστώνεται, δηλαδή, ανεξαρτησία από τη μορφή της τροχιάς της πτήσης, αφού οι διαστάσεις της περιοχής συντονισμού εξαρτώνται από το ύψος του αεροσκάφους.

5.4.2 Προσδιορισμός της Περιοχής Συντονισμού για το Σενάριο Προσγείωσης Αεροσκάφους

Θα μελετήσουμε την περίπτωση ενός αεροσκάφους που προσγειώνεται. Θεωρούμε έναν μόνο επίγειο σταθμό που πιθανόν παρεμβάλλει, καθώς το σενάριο όπου περισσότεροι σταθμοί παρεμβάλλουν ταυτόχρονα κρίνεται ως εξαιρετικά σπάνιο.



Σχήμα 5.4. Σενάριο προσγείωσης αεροσκάφους

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.4, με α σημειώνεται η γωνία καθόδου του αεροσκάφους αναφορικά με την επιφάνεια του εδάφους. L και D είναι οι αποστάσεις που μετρώνται από το τέλος του αεροδιαδρόμου μέχρι το σημείο προβολή του αεροσκάφους στο έδαφος και τον επίγειο σταθμό αντίστοιχα. Με h συμβολίζεται το ελάχιστο ύψος του αεροπλάνου πάνω από το οποίο δεν παρατηρείται ύπαρξη παρεμβολής, ενώ d_{min} είναι η απόσταση μεταξύ αεροπλάνου και επίγειου σταθμού, η οποία όπως έχει αναφερθεί δίνεται από τη σχέση (5.7) $d_{\min} = \frac{\sqrt{30EIRP}}{E}$, όπου EIRP η ακτινοβολούμενη ισχύς του επίγειου σταθμού σε dB και E το όριο της τιμής του ηλεκτρικού πεδίου (V/m). Η γωνία με την οποία ο επίγειος σταθμός στοχεύει το αεροπλάνο καλείται ε. Με φ σημειώνεται η διαφορά του αζιμούθιου ανάμεσα στον άξονα του αεροδιαδρόμου και τη θέση του επίγειου σταθμού και a είναι η απόσταση του επίγειου σταθμού από τον άξονα του αεροδιαδρόμου. Τέλος, ορίζεται η παράμετρος Η η οποία εκφράζει την υψομετρική διαφορά μεταξύ αεροδιαδρόμου και επίγειου σταθμού, που στο συγκεκριμένο σχήμα θεωρείται ίση με το μηδέν.

Σημειώνεται ότι όλες οι γωνίες και οι αποστάσεις που αναφέρθηκαν μετρώνται σε ^{o} και m αντίστοιχα.

Με βάση τα παραπάνω ορίζονται οι παρακάτω σχέσεις:

$$h = \tan(a) \times L \quad (5.10)$$

$$h = d_{\min} \times \sin(\varepsilon) + H \quad (5.11)$$

$$L = \frac{d_{\min} \times \sin(\varepsilon) + \mathrm{H}}{\tan(\alpha)} \quad (5.12)$$

$$D = L + \frac{\mathrm{a}}{\tan(\phi)} \quad (5.13)$$

$$\mathrm{a} = d_{\min} \times \sin(\phi) \times \cos(\varepsilon) \quad (5.14)$$

$$D = \frac{d_{\min} \times \sin(\varepsilon) + H}{\tan(a)} + d_{\min} \times \cos(\varphi) \times \cos(\varepsilon) \quad (5.15)$$

Από τις δύο τελευταίες εξισώσεις προκύπτουν οι διαστάσεις της ορθογωνικής περιοχής συντονισμού, D_{max} και a_{max}. Το μήκος D_{max} είναι η μέγιστη τιμή του D, την οποία παίρνουμε για $\varphi=0^{o}$ και για τη μέγιστη τιμή της γωνίας ε, ε_{max}. Το πλάτος a_{max} είναι αντίστοιχα η μέγιστη τιμή του a, η οποία προκύπτει θέτοντας $\varphi=90^{o}$ και την ελάχιστη τιμή της γωνίας ε, ε_{min}.

Η τιμή της ε_{min} εξαρτάται από τον εξοπλισμό και τις προδιαγραφές που ορίζουν οι αρμόδιοι οργανισμοί και για τιμές μεταξύ των 0^{o} και 7^{o} δεν παρουσιάζονται σημαντικές διακυμάνσεις στις τιμές των αποτελεσμάτων. Στην περίπτωσή μας θεωρούμε $\varepsilon_{min}=7^{o}$. Η γωνία καθόδου του αεροσκάφους α λαμβάνει την τυπική για την περίπτωση της προσγείωσης τιμή των 3^{o}.

Έτσι, οι διαστάσεις της περιοχής συντονισμού δίνονται τελικά από τους παρακάτω τύπους:

$$\mathrm{a}_{\max} = d_{\min} \times \cos(\varepsilon_{\min}) \quad (5.16)$$

$$D_{\max} = d_{\min} \times \left(\frac{\sin(\varepsilon_{\max})}{\tan(3^{o})} + \cos(\varepsilon_{\max}) \right) \quad (5.17)$$

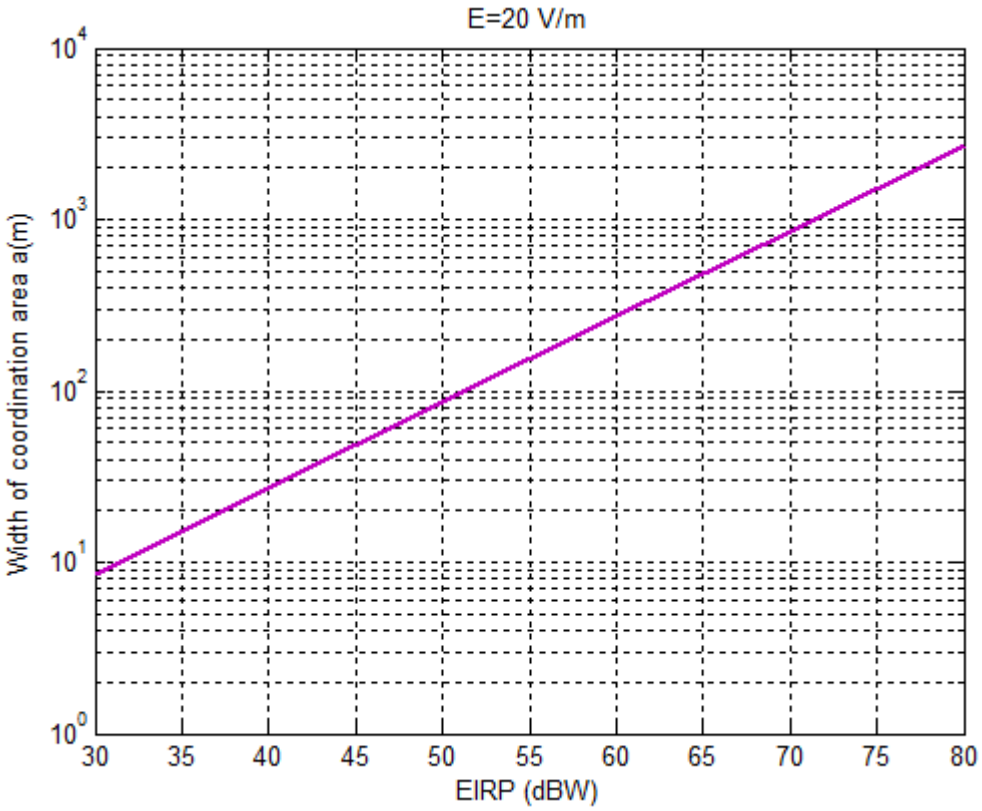
Όσον αφορά την τιμή ε_{max}, αυτή εξαρτάται από το γεωγραφικό πλάτος του επίγειου σταθμού lat_{ES} με την ακόλουθη σχέση:

$$\varepsilon_{\max} = \arctan\left(\frac{\cos(lat_{ES}) - K}{\sin(lat_{ES})} \right) \quad (5.18), \quad \text{όπου } K = \frac{6378}{42166} = 0.15$$

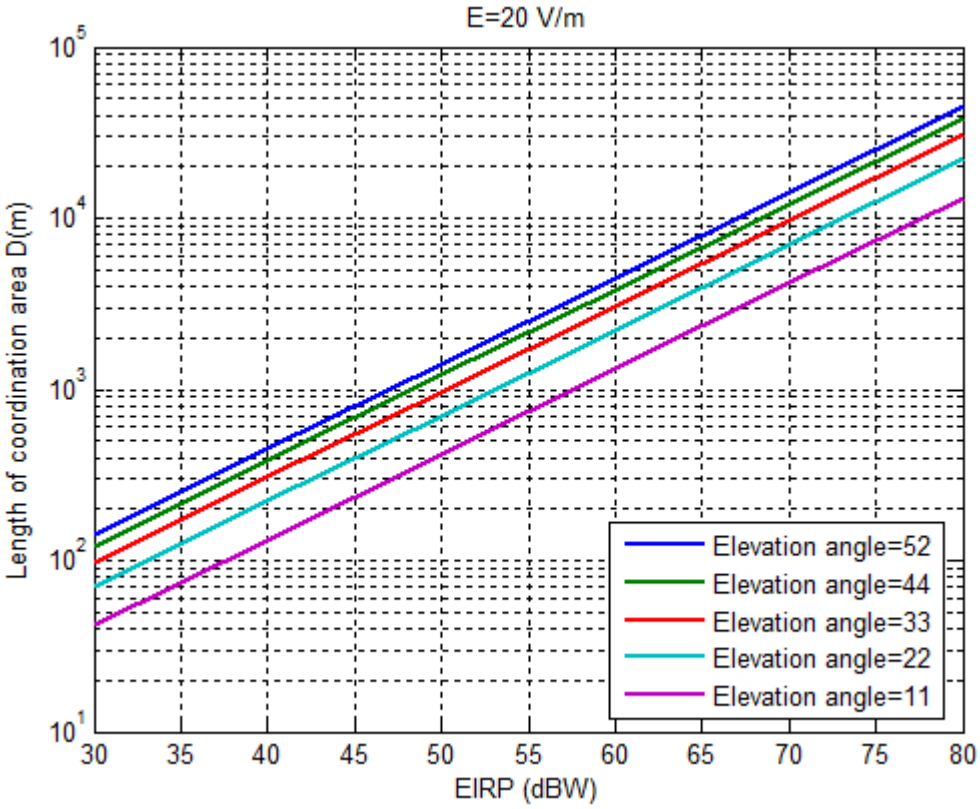
Ακολουθούν πίνακες και γραφήματα που παρουσιάζουν τις διαστάσεις της περιοχής συντονισμού για διάφορες τιμές του ηλεκτρικού πεδίου, του EIRP και του γεωγραφικού πλάτους του επίγειου σταθμού.

Πίνακας 5.1. Διαστάσεις της περιοχή συντονισμού για E=20V/m

EIRP (dBW)		*30*		*40*		*50*		*60*		*70*		*80*	
Lat (^{o})	ε_{max} (^{o})	a_{max} *(m)*	D_{max} *(m)*	a_{max} *(m)*	D_{max} *(m)*	a_{max} *(m)*	D_{max} *(m)*	a_{max} *(m)*	D_{max} *(m)*	a_{max} *(m)*	D_{max} *(m)*	a_{max} *(m)*	D_{max} *(m)*
30	55		141		447		1414		4471		14138		44709
40	44		121		384		1214		3839		12138		38385
50	33	9	97	27	308	86	973	272	3077	860	9730	2718	30770
60	22		70		223		704		2226		7038		22255
70	11		42		132		418		1322		4180		13218



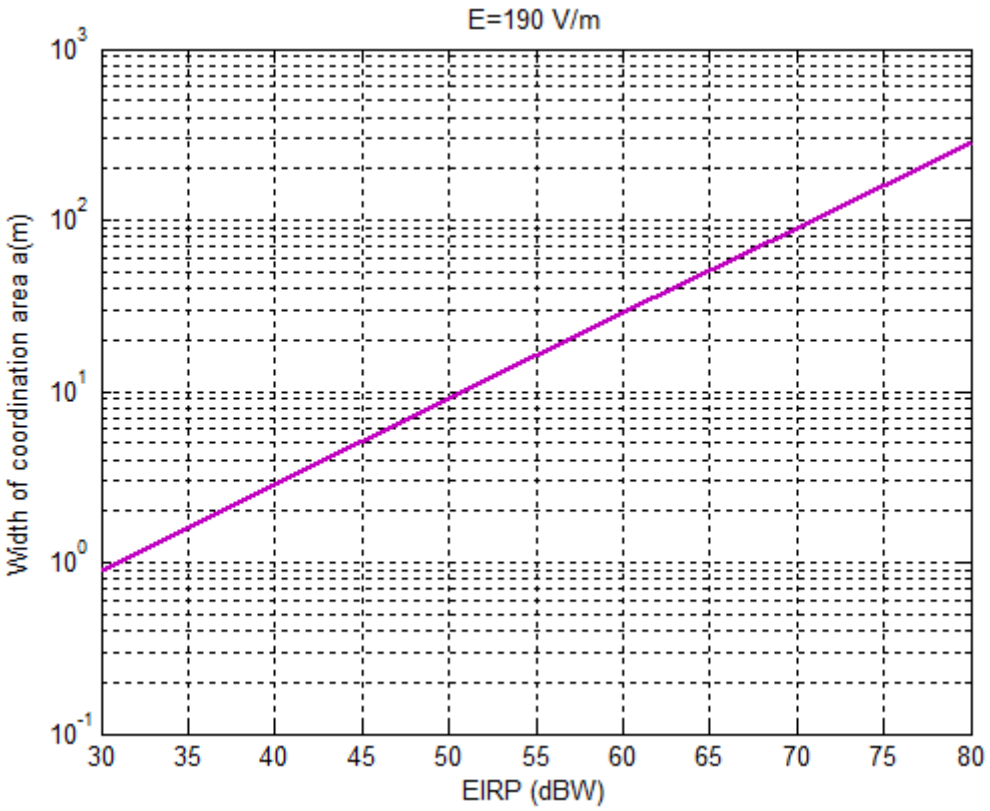
Σχήμα 5.5. Η απόσταση a_{max} συναρτήσει του EIRP για E=20V/m



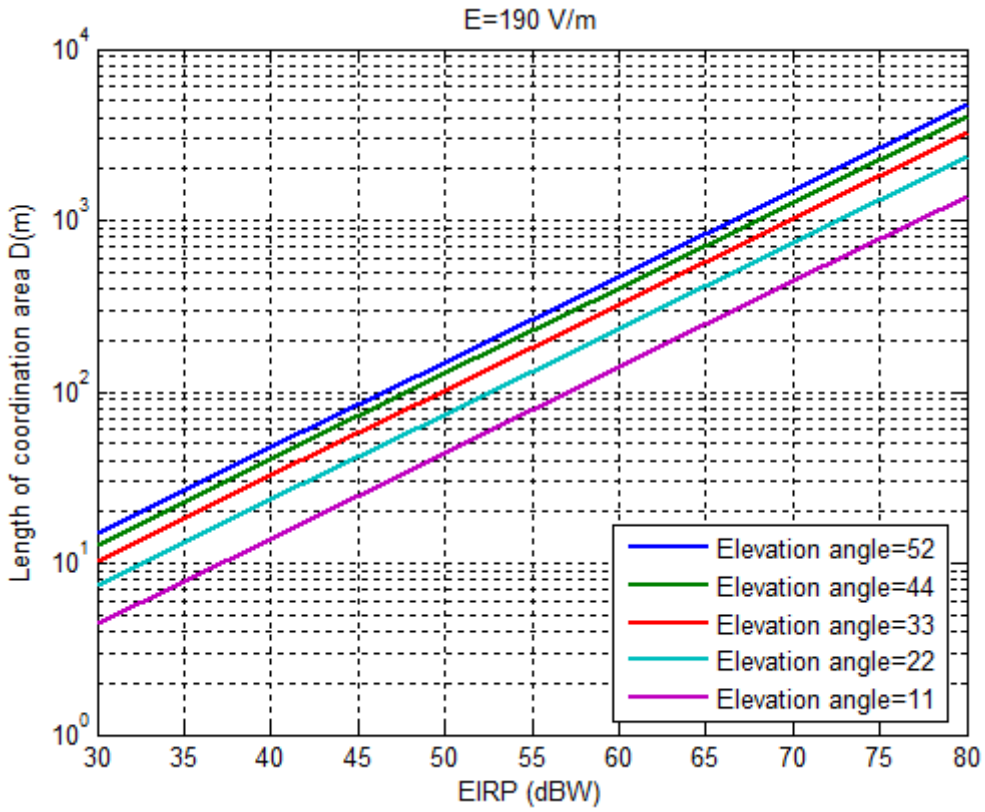
Σχήμα 5.6. Η απόσταση D_{max} συναρτήσει του EIRP για E=20V/m

Πίνακας 5.2. Διαστάσεις της περιοχή συντονισμού για E=190V/m

EIRP (dBW)		*30*		*40*		*50*		*60*		*70*		*80*	
Lat (^{o})	ε_{max} (^{o})	a_{max} (m)	D_{max} (m)	a_{max} (m)	D_{max} (m)	a_{max} (m)	D_{max} (m)	a_{max} (m)	D_{max} (m)	a_{max} (m)	D_{max} (m)	a_{max} (m)	D_{max} (m)
30	55		15		47		149		471		1488		4706
40	44		13		40		128		404		1278		4041
50	33	1	10	3	32	9	102	29	324	90	1024	286	3239
60	22		7		23		74		234		741		2343
70	11		4		14		44		139		440		1391



Σχήμα 5.7. Η απόσταση a_{max} συναρτήσει του EIRP για E=190V/m



Σχήμα 5.8. Η απόσταση D_{max} συναρτήσει του EIRP για E=190V/m

5.5 Αεροναυτικά Ραντάρ

5.5.1 Λειτουργία

Απαραίτητα για τη λειτουργία ενός αερολιμένα είναι τα ραντάρ της αεροναυτικής ραδιοναυτιλίας. Πραγματοποιούν τον έλεγχο της εναέριας κυκλοφορίας (Air Traffic Control, ATC) και καθοδηγούν τα αεροσκάφη κατά τις κρίσιμες φάσεις της απογείωσης και προσγείωσης. Επιτελούν έργο υψίστης σημασίας εξασφαλίζοντας την ασφάλεια και την εύρυθμη λειτουργία του αεροδρομίου.

Στα ραντάρ ραδιοναυτιλίας εκχωρείται η ζώνη συχνοτήτων 2700-2900MHz. Στον Πίνακα 5.3 που ακολουθεί, παρουσιάζονται οι αντιπροσωπευτικότεροι τύποι ραντάρ και συνοψίζονται τα τεχνικά τους χαρακτηριστικά [3].

Πίνακας 5.3. Χαρακτηριστικά των ραντάρ στη ζώνη συχνοτήτων 2700-2900MHz

Characteristics	**Radar A**	**Radar B**	**Radar C**	**Radar D**	**Radar E**	**Radar F**
Platform type (airborne,shipborne, ground)	Ground ATC					
Tuning range (MHz)	2700-2900					
Modulation	PON		PON,Q3N	PON	PON, Q3N	PON, Q3N
Transmitter power into antenna	1.4 MW	1.32 MW	25 kW	450 kW	22 kW	70 kW
Pulse width (μs)	0.6	1.03	1.0, 89	1.0	1.0, 55	0.4, 20 0.5, 27 (depends on range)
Pulse rise/fall time (μs)	0.15-0.2		0.5/0.32 short pulse 0.7/1 long pulse			0.1 typical
Pulse repetition rate (pps)	973-1040 selectable	1059-1172	722-935 short impulse 788-1050 long impulse	1050	8 sets 1031 to 1080	1100 to 1040
Duty cycle (%)	0.07 maximum	0.14 maximum	9.34 maximum	0.1 maximum		2 (typical)
Chirp bandwidth (MHz)	Not applicable		2	Not applicable	1.3 non-linear FM	2
Phase-coded sub-pulse width	Not applicable					

Compression ratio	Not applicable		89	Not applicable	55	40:1 55:1
RF emission bandwidth -20dB 3bB	6 MHz	5 MHz 600 kHz	2.6 MHz short impulse 5.6 MHz long impulse 1.9 MHZ			3 MHz valeur type 2 MHz
Output device	Klystron		Solid state transistors Class C	Magnetron	Solid state transistors Class C	TWT
Antenna pattern type (pencil,fan, cosecant-squared, etc.) (degrees)	Cosecant-squared +30		Cosecant-squared 6 to +30			Cosecant-squared Enhanced to +40
Antenna type (reflector, phased array,slotted array,etc.) (degrees)	Parabolic reflector					
Antenna polarization	Vertical or left hand circular polarization	Vertical or right hand circular polarization	Circular or linear	Vertical or left hand circular polarization	Vertical or right hand circular polarizatio n	Left hand circular
Antenna main beam gain (dBi)	33.5		34	32.8	34.3 low beam 33 high beam	33.5
Antenna elevation beamwidth (degrees)	4.8			4	4.8	4
Antenna azimuthal beamwidth (degrees)	1.35	1.3	1.45	1.6	1.4	1.5
Antenna horizontal scan rate (degrees/s)	75			90	75	90 60 (depends on range)
Antenna horizontal scan type (continuous, random,360^{o},sector, etc.)	360^{o}					
Antenna vertical scan rate (degrees/s)	Not applicable					
Antenna vertical scan type (continuous, random,360^{o}, sector,etc.)	Not applicable		+2.5 to -2.5	Not applicable	Not applicable	Not applicable

Antenna side lobe (SL) levels (1st SLs and remote SLs)		+7.3 dBi	+9.5 dBi 3.5°			+7.5 dBi 0 to -3 dBi
Antenna height (m)	8					8-24
Receiver IF 3dB bandwidth	5 MHz	653 KHz	15 MHz		1.2 MHz	4 MHz
Receiver noise figure (dB)	4.0 maximum		3.3	2.7	2.1	2.0
Minimum discrernible signal (dBm)	-110	-108	-110	-112		-110 typical
Receiver front-end 1dB gain compression point (dBm)		-20				-10
Receiver on-tune saturation level (dBm)		-45				
Receiver RF 3dB bandwidth (MHz)	2-2.3	10	280.6			400
Receiver RF and IF saturation levels and recovery times						
Doppler filtering bandwidth (Hz)		95 per bin				
Interference-rejection features	Feedback enhancer					
Geographical distribution	Worldwide					
Fraction of time in use (%)	100					

Οι τύποι A,C,E και F είναι αυτοί που συναντώνται συνήθως στα αεροδρόμια. Τα ραντάρ A,B και F αντιπροσωπεύουν τη σημερινή γενιά ραντάρ, ενώ τα C και E είναι προπομποί των συστημάτων της επόμενης γενιάς. Ο τύπος D αποτελεί ένα κινητό σύστημα ραντάρ κατάλληλο για τον έλεγχο της εναέριας κυκλοφορίας σε αεροδρόμια όπου δεν προϋπάρχουν παρόμοιες εγκαταστάσεις.

Πρόκειται για ραντάρ συνεχούς κύματος (continuous wave, CW), η λειτουργία των οποίων στηρίζεται στο φαινόμενο Doppler [4]. Εκπέμποντας ένα συνεχές ημιτονοειδές σήμα (αρμονικό), παρέχουν την πληροφορία της ταχύτητας των στόχων. Η νεότερη γενιά ραντάρ επεξεργάζεται το σήμα ψηφιακά και με εφαρμογή

κατάλληλων διαμορφώσεων στο σήμα εκπομπής παρέχει επιπλέον πληροφορίες για την απόσταση, τη γωνία αζιμουθίου και τη γωνία ανύψωσης των στόχων. Η τεχνολογία των ραντάρ χρησιμοποιεί όλο και περισσότερο την τεχνική του διαφορισμού συχνοτήτων, δηλαδή την χρησιμοποίηση πάνω από μίας φέρουσας συχνότητας, εντός του εύρους ζώνης του καναλιού, για τη μετάδοση της πληροφορίας. Τυπικά χρησιμοποιούνται δύο διαφορετικές συχνότητες, ενώ δεν είναι σπάνια και η χρήση τεσσάρων συχνοτήτων.

Τα ραντάρ CW παρέχουν μεγάλη τιμή μέσης ισχύος, χωρίς να απαιτείται υψηλή τιμή ισχύος κορυφής. Ακόμη, διαθέτουν δύο κεραίες για την καλύτερη απομόνωση πομπού και δέκτη. Ο δέκτης είναι δυνατόν να συντονιστεί έτσι ώστε να λαμβάνει μόνο τις αναμενόμενες συχνότητες και να ανιχνεύει τους επιθυμητούς μόνο στόχους. Στο στάδιο της επεξεργασίας του λαμβανόμενου σήματος πραγματοποιείται συμπίεση των παρεμβάλλοντων σημάτων με χαμηλό duty cycle, μικρότερο του 5%, τα οποία είναι ασύγχρονα με το επιθυμητό σήμα.

Γενικά, επιτυγχάνεται υψηλή τιμή SNR λήψης, καθώς τα ραντάρ CW υπόκεινται δύσκολα σε παρεμβολές θορύβου. Δεν ισχύει το ίδιο, ωστόσο, για τις παρεμβολές παραπλάνησης. Κρίνεται λοιπόν απαραίτητο να προσδιοριστεί το ανεκτό όριο παρεμβολών, πάνω από το οποίο η συνολική στάθμη των παρεμβολών επηρεάζει σημαντικά την λειτουργία των ραντάρ, τα οποία παύουν να λειτουργούν με ασφαλή τρόπο.

Προκειμένου να μελετηθούν οι επιπτώσεις των εκπεμπόμενων από άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα σημάτων στη λειτουργία των ραντάρ, πραγματοποιήθηκαν δοκιμές σε ραντάρ με χαρακτηριστικά συμβατά με αυτά του τύπου B [3]. Τα αποτελέσματα των δοκιμών αυτών οδηγούν στον καθορισμό της κρίσιμης τιμής του λόγου I/N (Interference/Noise), πυκνότητας ισχύος παρεμβολών προς πυκνότητα ισχύος θορύβου, πάνω από την οποία κρίνεται επισφαλής η λειτουργία των ραντάρ. Ως παρεμβάλλοντα σήματα θεωρούνται ένα αδιαμόρφωτο συνεχές σήμα (CW), ένα QPSK σήμα με ρυθμό μετάδοσης 2 Mbps και ένα ίδιο σήμα με παράγοντα TSDF (Time Slot Duty Factor) 1/8. Η ισχύς των παρεμβολών λαμβάνει τιμές μεταβαλλόμενες, ενώ η ισχύς που εκπέμπουν οι επιθυμητοί στόχοι διατηρείται σταθερή. Παρατηρήθηκαν λόγοι I/N της τάξης των -12, -10, -9, -6, -3, 0, +3, +6 dB στο δέκτη του ραντάρ.

Αντίστοιχες δοκιμές σε ραντάρ τύπου D και E έδειξαν ότι για λόγο I/N ίσο με -14 dB σημειώνεται για πρώτη φορά απώλεια της ικανότητας ανίχνευσης των ραντάρ, ενώ για λόγο ίσο με -6 dB η απώλεια αγγίζει το 2.5%. Το κατώφλι των -10 dB, όπου εμφανίζεται απώλεια της ικανότητας ανίχνευσης κατά 0.8%, κρίνεται το καταλληλότερο ως όριο για την απρόσκοπτη λειτουργία των ραντάρ Μελλοντικές απαιτήσεις για ανίχνευση στόχων με μικρότερες διαστάσεις πιθανόν να οδηγήσουν σε αυστηρότερο κατώφλι λόγου I/N.

5.5.2 Συνύπαρξη Ραντάρ και Αεροσκαφών

Παρόλο που τα ραντάρ της ραδιοναυτιλίας βοηθούν με τρόπο ζωτικό την πραγματοποίηση των πτήσεων από τα αεροπλάνα, μπορούν από την άλλη πλευρά να παίξουν το ρόλο ενός επίγειου σταθμού που με τις εκπομπές του πιθανά να προκαλεί παρεμβολές στα αεροσκάφη. Πρέπει λοιπόν να προσδιοριστούν οι διαστάσεις της περιοχής συντονισμού και στην περίπτωση των ραντάρ ραδιοναυτιλίας.

Ο Πίνακας 5.4 εμφανίζει τα αποτελέσματα για ραντάρ τύπου A, B, C και D [1]. Στους υπολογισμούς χρησιμοποιείται η μέση ισχύς των ραντάρ.

Πίνακας 5.4. Περιοχή συντονισμού θεωρώντας τα ραντάρ ως παρεμβάλλοντες σταθμούς

	Radar A	Radar B	Radar C	Radar D
Peak power (MW)	1.4	1.32	0.025	0.45
Duty cycle (%)	0.07	0.14	9.34	0.1
Mean power (W)	980	1848	2335	450
Mean power (dBW)	30	33	34	27
Maximum antenna gain (dBi)	33.5	33.5	34	34
Mean EIRP (dBW)	63	66	68	61
Electrical field limit for the aircraft (V/m)	20	20	20	20
Distance plane-radar (m)	406	557	663	291
Elevation for maximum gain (^{o})	5	5	5	5
D_{max} (m)	1076	1477	1759	772
a_{max} (m)	404	555	661	290

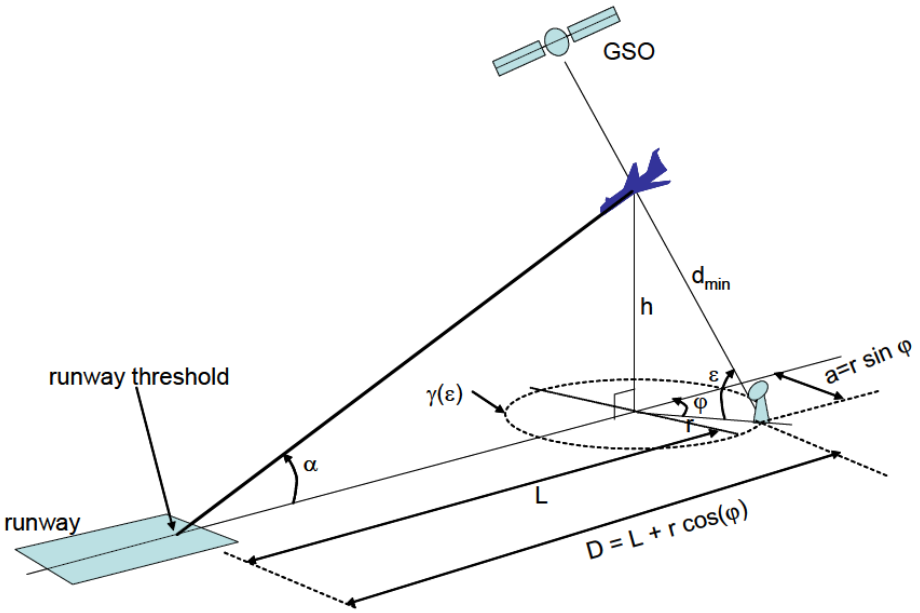
Συγκρίνοντας με τις αντίστοιχες αποστάσεις που υπολογίστηκαν για τους επίγειους σταθμούς διαπιστώνουμε ότι αυτές για τα ραντάρ είναι μικρότερες, αφού η γωνία ανύψωσης είναι πολύ μικρότερη (5^o) από αυτές των επίγειων σταθμών.

5.6 Εκτενής Μελέτη της Περιοχής Συντονισμού για το Σενάριο Προσγείωσης Αεροσκάφους

5.6.1 Θεωρητική Προσέγγιση

Η περιοχή συντονισμού, όπως προσδιορίστηκε προηγούμενα, έχει προκύψει από μία αρκετά αυστηρή εκτίμηση των παρεμβολών και είναι μεγαλύτερη από την πραγματικά απαιτούμενη. Τα σημεία στα οποία όταν βρεθεί ένας επίγειος σταθμός πιθανά να παρεμβάλει σε ένα αεροσκάφος είναι αυτά για τα οποία $d \le d_{\min}$. Ωστόσο στην πραγματικότητα ορισμένα μόνο από τα σημεία αυτά προκαλούν παρεμβολές.

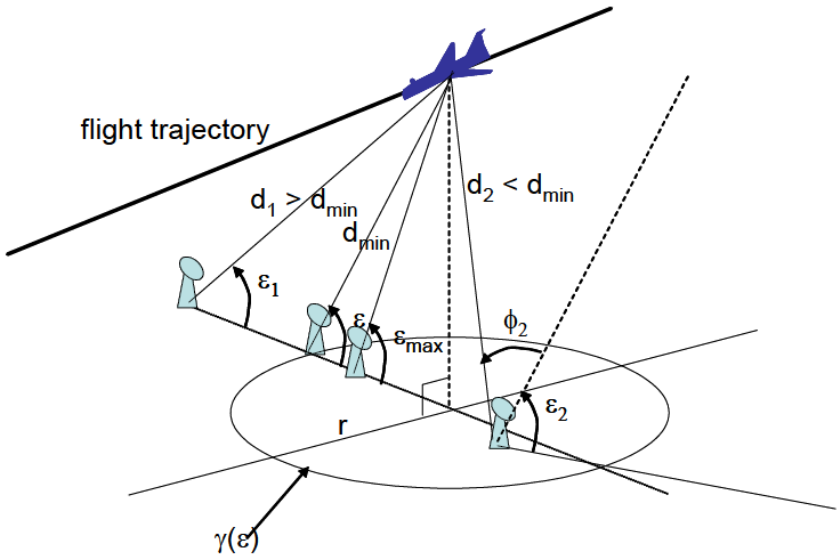
Θεωρούμε και πάλι την περίπτωση προσγείωσης ενός αεροσκάφους. Τα σημεία για τα οποία ισχύει $d = d_{\min}$ βρίσκονται πάνω σε μια περιφέρεια κύκλου $\gamma(\varepsilon)$ ακτίνας r και χαρακτηρίζονται από την ίδια γωνία ανύψωσης ε (Σχήμα 5.9).



Σχήμα 5.9. Σενάριο ενός παρεμβάλλοντος επίγειου σταθμού

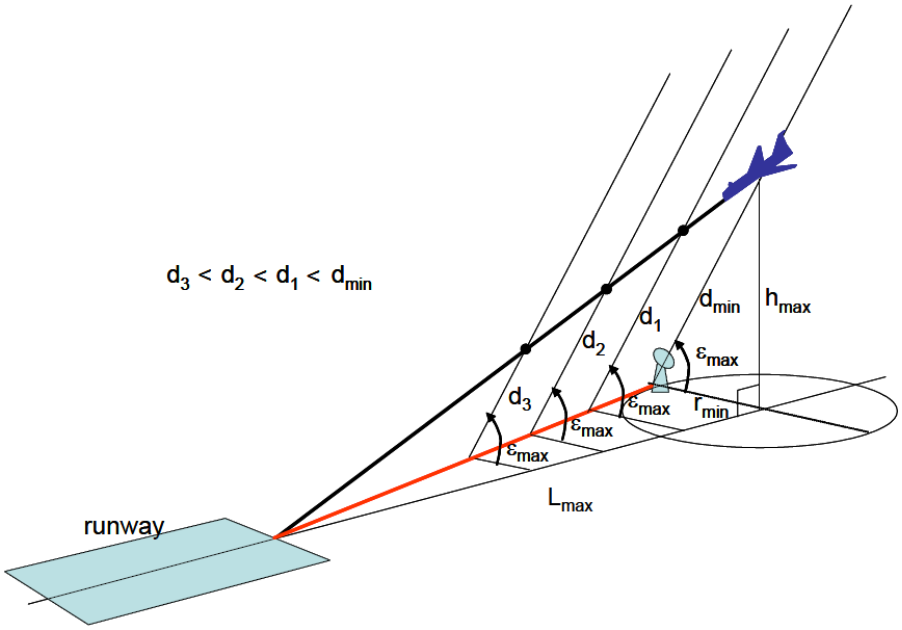
Τα σημεία εκτός του κύκλου $\gamma(\varepsilon)$ βρίσκονται σε απόσταση $d > d_{\min}$ από το αεροπλάνο και έχουν γωνίες ανύψωσης μικρότερες της γωνίας ε (Σχήμα 5.10). Αυτά τα σημεία δεν προκαλούν παρεμβολές καθώς $d > d_{\min}$.

Υποψήφια για τη πρόκληση παρεμβολών είναι τα σημεία που βρίσκονται στο εσωτερικό του κύκλου $\gamma(\varepsilon)$ για τα οποία ισχύει $d \le d_{\min}$ (Σχήμα 5.10). Οι γωνίες ανύψωσης των σημείων αυτών είναι μεγαλύτερες της γωνίας ε. Τελικά, μεταξύ αυτών, μόνο τα σημεία με $\varepsilon \le \varepsilon_{\max}$ είναι πιθανό να παρεμβάλλουν στο αεροσκάφος.

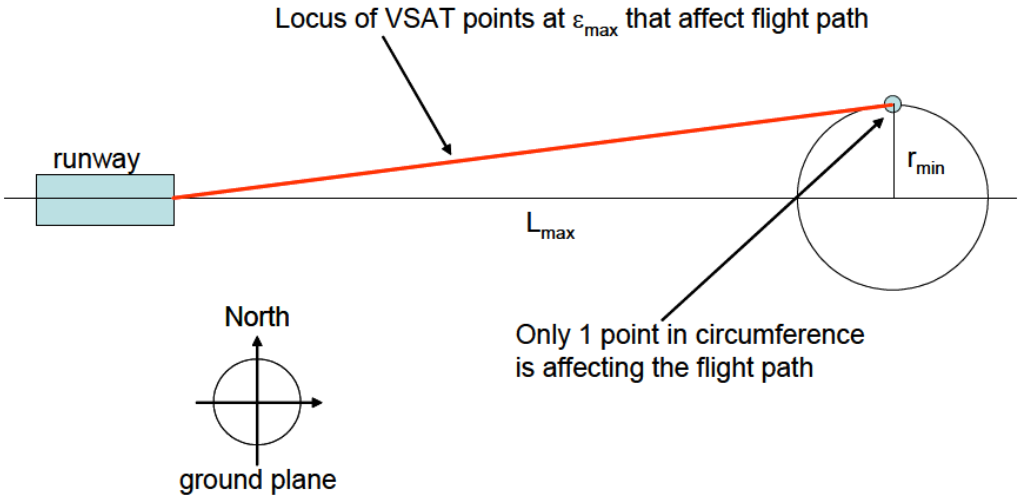


Σχήμα 5.10. Οι διαφορετικές θέσεις του επίγειου σταθμού

Για δεδομένο γεωγραφικό πλάτος και μέγιστη γωνία ανύψωσης ε_{max} προκύπτει μία νοητή ευθεία σημείων με $d \le d_{\min}$ (πιθανά παρεμβάλλοντα σημεία) (Σχήμα 5.11 και Σχήμα 5.12).

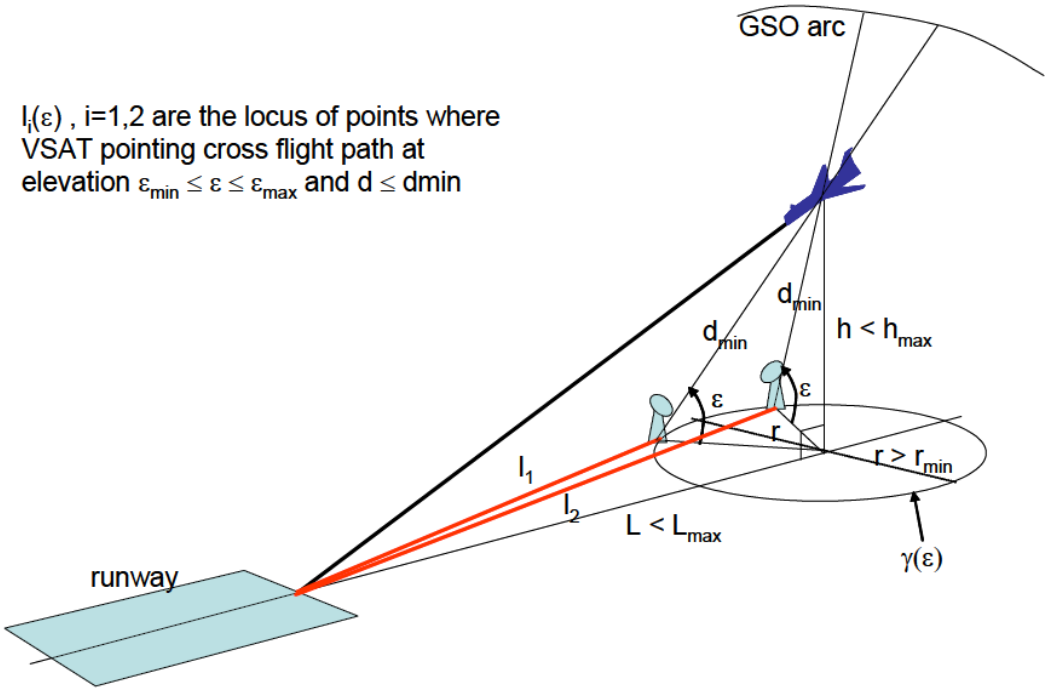


Σχήμα 5.11. Οι θέσεις των πιθανά παρεμβάλλοντων επίγειων σταθμών με γωνία ανύψωσης ε_{max} και $d \le d_{\min}$

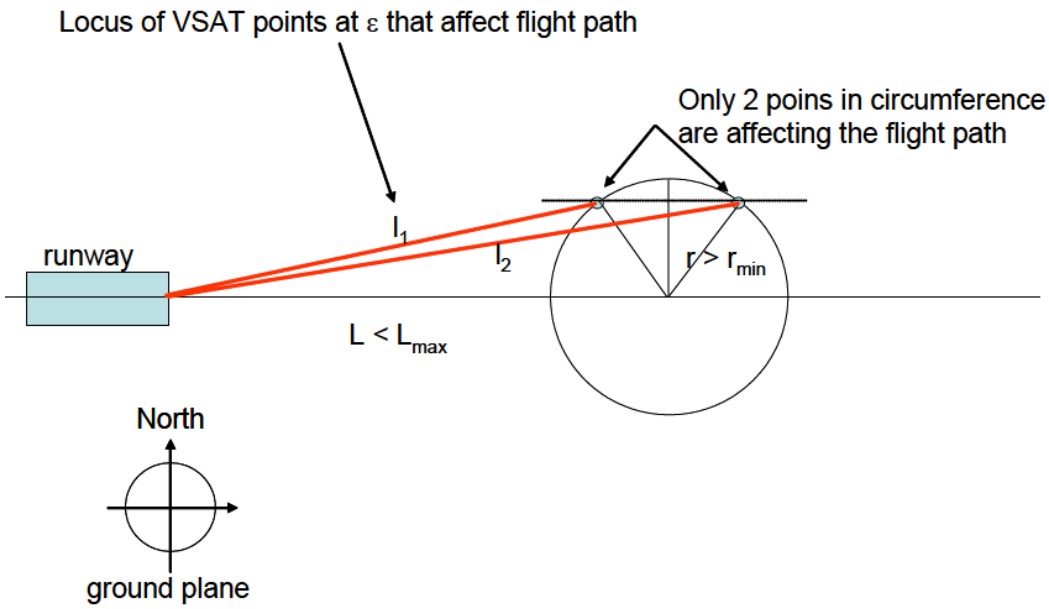


Σχήμα 5.12. Η νοητή ευθεία των πιθανά παρεμβάλλοντων σημείων
με γωνία ανύψωσης ε_{max} και $d \le d_{min}$

Για δεδομένο τώρα γεωγραφικό πλάτος και γωνίες ανύψωσης του επίγειου σταθμού μεταξύ ε_{max} και ε_{min} προκύπτουν δύο ευθείες σημείων με $d \le d_{min}$ (πιθανά παρεμβάλλοντα σημεία) (Σχήμα 5.13 και Σχήμα 5.14).



Σχήμα 5.13. Οι θέσεις των πιθανά παρεμβάλλοντων επίγειων σταθμών
με γωνία ανύψωσης $\varepsilon < \varepsilon_{max}$ και $d \le d_{min}$

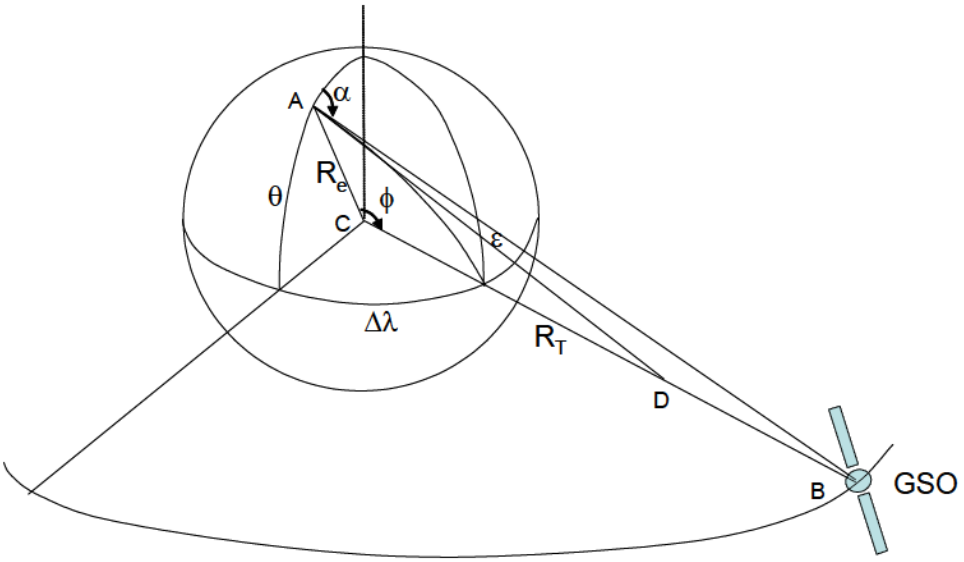


Σχήμα 5.14. Οι δύο νοητές ευθείες των πιθανά παρεμβάλλοντων σημείων με γωνία ανύψωσης $\varepsilon < \varepsilon_{max}$ και $d \leq d_{min}$

Οι θέσεις των ευθειών αυτών καθορίζονται από την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου, την ισχύ που ακτινοβολεί ο επίγειος σταθμός, το γεωγραφικό πλάτος του αεροδρομίου και την γωνία ανύψωσης. Ακόμη, εξαρτώνται από το αζιμούθιο του ίδιου του αεροδρομίου.

5.6.2 Πρακτικά Αποτελέσματα

Στόχος μας είναι να προσδιορίσουμε τις συντεταγμένες D και a των θέσεων, στις οποίες η τοποθέτηση ενός επίγειου σταθμού μπορεί να προκαλεί παρεμβολές στη λειτουργία του κατερχόμενου αεροπλάνου. Για συγκεκριμένο γεωγραφικό πλάτος θ και δεδομένης της γωνίας ανύψωσης ε, είναι δυνατόν να προσδιορίσουμε την αζιμουθιακή γωνία του επίγειου σταθμού. Η γεωμετρία του προβλήματος φαίνεται στο Σχήμα 5.15.



Σχήμα 5.15. Γεωμετρία για τον υπολογισμό της γωνίας ανύψωσης και της γωνίας αζιμουθίου

Το αζιμούθιο α υπολογίζεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\varphi = \arccos(\cos\varepsilon\cos\varphi_0) - \varepsilon \quad (5.19)$$

$$\cos\varphi_0 = \frac{R_e}{R_t} \quad (5.20)$$

όπου, $R_e = 6378.137km$ η ακτίνα της Γης και

$R_t = 42164.17km$ η γεωσύγχρονη ακτίνα

$$\cos\Delta\lambda = \frac{\cos\varphi}{\cos\theta} \quad (5.21)$$

$$a = \arcsin\left(\frac{\sin\Delta\lambda}{\sin\varphi}\right) \quad (5.22)$$

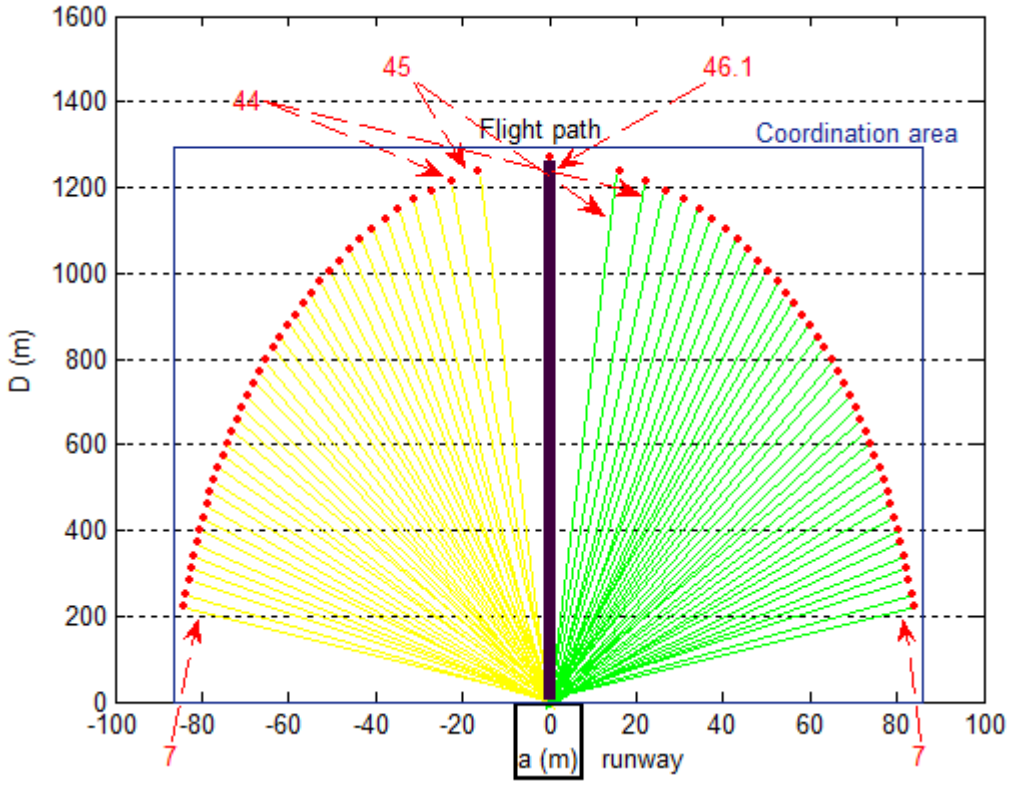
Το γεωγραφικό πλάτος της Αθήνας είναι θ=37.9^o με αντίστοιχη μέγιστη γωνία ανύψωσης $\varepsilon_{\max} = 46.1^o$. Θεωρούμε $E = 20V/m$ και $EIRP = 50dBW$. Για γωνίες ανύψωσης από $\varepsilon_{\min} = 7^o$ έως $\varepsilon_{\max} = 46.1^o$ με βήμα 1^o, παίρνουμε τα σημεία που παρεμβάλλουν για προσανατολισμό του αεροδρομίου προς το βορρά και την ανατολή αντίστοιχα, χρησιμοποιώντας τις παρακάτω εξισώσεις.

$$a = d_{\min} \times \sin(\phi) \times \cos(\varepsilon) \quad (5.23)$$

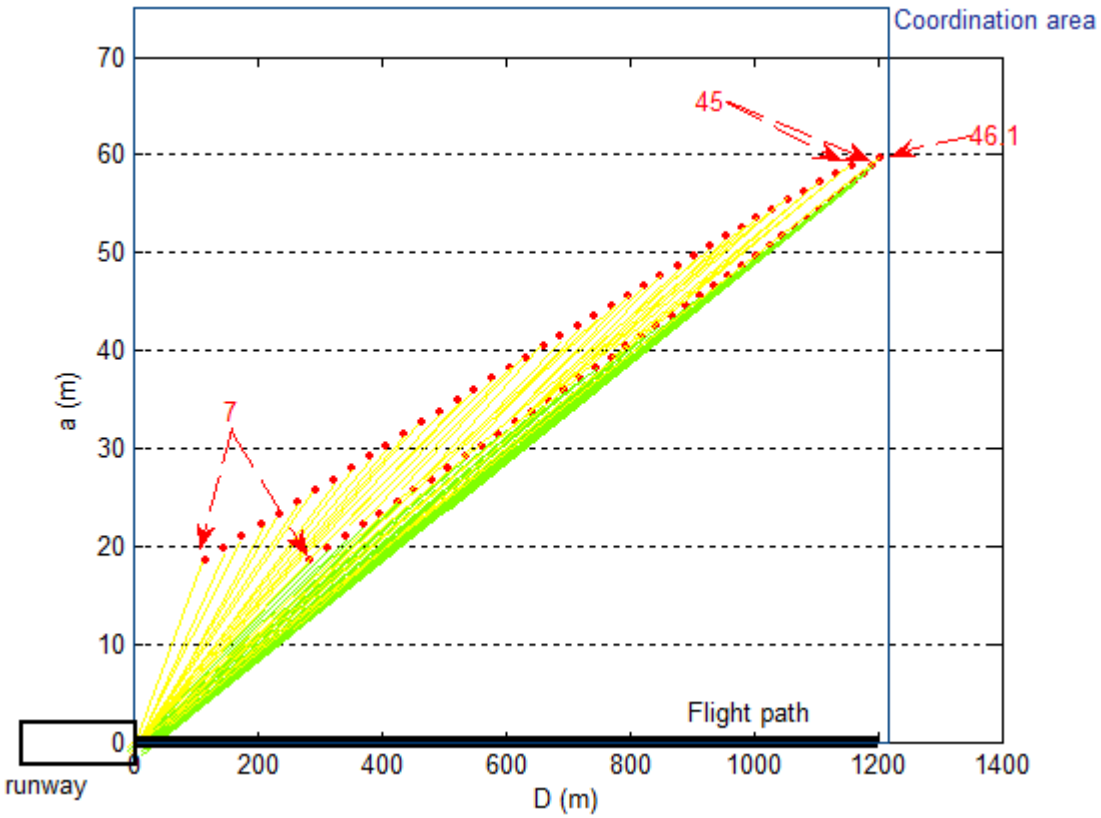
$$D = \frac{d_{\min} \times \sin(\varepsilon)}{\tan(3^o)} + d_{\min} \times \cos(\varphi) \times \cos(\varepsilon) \quad (5.24)$$

Στη θέση της γωνίας φ βάζουμε κάθε φορά τη διαφορά μεταξύ της αζιμουθιακής γωνίας του αεροδιαδρόμου και του αζιμούθιου του επίγειου τερματικού.

Τα αποτελέσματα παριστάνονται γραφικά στα Σχήματα 5.16 και 5.17, θεωρώντας βόρειο και ανατολικό προσανατολισμό του αεροδιαδρόμου αντίστοιχα.



Σχήμα 5.16. Τα ακριβή παρεμβάλλοντα σημεία (αζιμούθιο αεροδιάδρομου 0^o Βόρεια)



Σχήμα 5.17. Τα ακριβή παρεμβάλλοντα σημεία (αζιμούθιο αεροδιάδρομου 90^{o} Βόρεια)

5.6.3 Εφαρμογή

Ο επίγειος σταθμός στοχεύει με μία γωνία ανύψωσης ε συγκεκριμένο δορυφόρο. Μεταβολή της γωνίας ανύψωσης συνεπάγεται τη στόχευση διαφορετικού δορυφόρου. Θεωρώντας ως δεδομένα αυτή τη φορά το γεωγραφικό πλάτος θ του επίγειου τερματικού και τη θέση του εκάστοτε δορυφόρου μπορούμε να υπολογίσουμε την αζιμουθιακή γωνία α του επίγειου σταθμού και την απαιτούμενη γωνία ανύψωσης ε. Έχουμε:

$$\cos\varphi_0 = \frac{R_e}{R_t} \quad (5.25)$$

όπου, $R_e = 6378.137km$ η ακτίνα της Γης και

$R_t = 42164.17km$ η γεωσύγχρονη ακτίνα

$$\Delta\lambda = Lon(VSAT) - Lon(GSO) \quad (5.26)$$

$$\cos\varphi = \cos(\Delta\lambda)\cos\theta \quad (5.27)$$

$$a = \arcsin\left(\frac{\sin\Delta\lambda}{\sin\varphi}\right) \quad (5.28)$$

$$\varepsilon = \arctan[(\cos\varphi - \cos\varphi_0)/\sin\varphi] \quad (5.29)$$

Μπορούμε στη συνέχεια να προσδιορίσουμε τις αντίστοιχες συντεταγμένες a και D.

$$\mathrm{a} = d_{\min} \times \sin(\phi) \times \cos(\varepsilon) \quad (5.30)$$

$$D = \frac{d_{\min} \times \sin(\varepsilon)}{\tan(3^o)} + d_{\min} \times \cos(\varphi) \times \cos(\varepsilon) \quad (5.31)$$

Θεωρούμε προσανατολισμό του αεροδιαδρόμου προς βορρά, επομένως η γωνία φ στις προηγούμενες σχέσεις ταυτίζεται με την αζιμουθιακή γωνία α του επίγειου σταθμού, όπως αυτή υπολογίζεται παραπάνω.

Διαλέγουμε τρεις πόλεις της Ελλάδας και για διάφορους δορυφόρους [5] παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα που προκύπτουν (Πίνακας 5.5).

Πίνακας 5.5. Περιοχή συντονισμού για δεδομένους δορυφόρους και για διάφορα αεροδρόμια της Ελλάδας

	Αθήνα		Θεσσαλονίκη		Αλεξανδρούπολη	
	Lat	Long	Lat	Long	Lat	Long
	37.9	23.7	40.6	22.9	40.8	25.8
Hellas Sat 39°E	$\varepsilon = 43.24^{o}$		$\varepsilon = 40.21^{o}$		$\varepsilon = 40.91^{o}$	
	a = 25.67m		a = 26.81m		a = 22.11m	
	D = 1197.40m		D= 1134.70m		D = 1151.30m	
Express 40°E	$\varepsilon = 42.87^{o}$		$\varepsilon = 39.86^{o}$		$\varepsilon = 40.62^{o}$	
	a = 27.28m		a = 28.41m		a = 23.74m	
	D= 1189.30m		D= 1126.50m		D= 1144.50m	
Paksat 38°E	$\varepsilon = 42.07^{o}$		$\varepsilon = 40.54^{o}$		$\varepsilon = 41.19^{o}$	
	a = 24.04m		a = 25.21m		a = 20.47m	
	D= 1205.00m		D= 1142.40m		D= 1157.60m	

Βιβλιογραφία

[1] *Protection of aircraft from satellite of earth stations operating on the ground in the vicinity of airfields*, Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Riga, June 2005

[2] ICAO, The Convention on International Civil Aviation, *Annex 14 Aerodromes*

[3] *Characteristics of radiolocation radars, and characteristics and protection criteria for sharing studies for aeronautical radionavigation and meteorological radars in the radiodetermination service operating in the frequency band 2700-2900 MHz*, Recommendation ITU-R M.1464-1*, 2000-2003

[4] Ν. Γ. Μαλαχίας, Γ. Α. Σάγος, *Αρχές Ραντάρ και Ηλεκτρονικού Πολέμου στην Εποχή της Πληροφορικής*, 2004

[5] www.lyngsat.com