



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Προσομοίωση και Μελέτη Κινητού Δορυφορικού
Διαύλου**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Του

ΓΑΪΤΑΝΙΔΗ ΕΥΣΤΡΑΤΙΟΥ

Επιβλέπων : Αθανάσιος Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Προσομοίωση και Μελέτη Κινητού Δορυφορικού Διαύλου

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Του

ΓΑΪΤΑΝΙΔΗ ΕΥΣΤΡΑΤΙΟΥ

Επιβλέπων : Αθανάσιος Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την

.....
Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ιωάννης Κανελλόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2011

.....

ΓΑΪΤΑΝΙΔΗΣ ΕΥΣΤΡΑΤΙΟΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.
Version 1.1 © 2003 – All rights reserved

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας κ. Αθανάσιο Παναγόπουλο, Λέκτορα Ε.Μ.Π., για την εμπιστοσύνη του, καθώς και τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον και επίκαιρο θέμα.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	8
Abstract	9

1^ο Κεφάλαιο: Επισκόπηση του DVB-SH

1.1 Εισαγωγή	11
1.2 Αρχιτεκτονική	13
1.3 Κατανομή φάσματος συχνοτήτων	16
1.4 Φυσικό επίπεδο DVB-SH	19
1.5 Ειδικότερα θέματα DVB-SH.....	20
1.6 Επισκόπηση επιπέδων διασύνδεσης και υπηρεσιών	26
1.7 Σενάρια υλοποίησης DVB-SH	29
1.8 Ανακεφαλαίωση	31
1.9 Αναφορές	32

2^ο Κεφάλαιο: Το δορυφορικό στοιχείο του DVB-SH

2.1 Εισαγωγή	35
2.2 Χαρακτηριστικά LMS καναλιού	36
2.3 Περιορισμοί δορυφορικής μετάδοσης	39
2.4 Μεθοδολογία προσομοίωσης και αποτελέσματα.....	43
2.5 Αποτελέσματα υπαίθριας δοκιμής	56
2.6 Προκαταρκτικά αποτελέσματα δοκιμών υβριδικής λήψης.....	64
2.7 Παράδειγμα προϋπολογισμού διασύνδεσης	66
2.8 Ανακεφαλαίωση	69
2.9 Αναφορές	70

3^ο Κεφάλαιο: Γενικευμένα μοντέλα LMS καναλιών στενής διέλευσης

3.1 Εισαγωγή	73
3.2 Στατιστικά μοντέλα καναλιών LMS	78
3.3 Παραγωγή συνθετικών χρονικών σειρών	87
3.4 Παραδείγματα και συγκρίσεις	96
3.5 Ανακεφαλαίωση	105
3.6 Αναφορές	106

4^ο Κεφάλαιο: Υλοποίηση καναλιών LMS - Αριθμητικά Αποτελέσματα

4.1 Εισαγωγή	109
4.2 Προσομοίωση μοντέλου Markov δύο σταδίων	111
4.3 Προσομοίωση μοντέλου κάλυψης με αστερισμό δορυφόρων	120
4.4 Προσομοίωση διάδοσης LMS καναλιών σε εικονική πόλη	127
4.5 Προσομοίωση της μετατόπισης Doppler	136
4.6 Ανακεφαλαίωση	141
4.7 Αναφορές	142
4.8 Παράρτημα	143

Περιεχόμενα Σημάτων

Σχήμα 1: Ένα τυπικό σύστημα DVB-SH	12
Σχήμα 2: Το λειτουργικό διάγραμμα μετάδοσης DVB-SH	14
Σχήμα 3: Το σύστημα μετάδοσης δορυφόρου πολλαπλών δεσμών.....	15
Σχήμα 4: Δορυφόρος πολλαπλών δεσμών	18
Σχήμα 5: Σύστημα μετάδοσης SH-B.....	19
Σχήμα 6: Το λειτουργικό διάγραμμα ενός DVB-SH-B δέκτη	23
Σχήμα 7: Συγχρονισμός SFN.....	26
Σχήμα 8: Η δομή στρωμάτων του DVB-SH	26
Σχήμα 9: Παραδείγματα χρονικών σειρών καναλιών LMS για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης και περιβάλλοντα διάδοσης.	38
Σχήμα 10: Το δομικό διάγραμμα προσομοίωσης.....	44
Σχήμα 11: Η γραφική παράσταση του BER για την προσομοίωση του TDM αποδιαμορφωτή αναφοράς για $v=50$ Km/h και συντελεστή καναλιού Rice $K=5$ dB	50
Σχήμα 12: Η γραφική παράσταση του BER για την προσομοίωση του OFDM αποδιαμορφωτή αναφοράς για $v=50$ Km/h και συντελεστή καναλιού Rice $K=5$ dB.	52
Σχήμα 13: Μήκος προστασίας LL σε σύγκριση με την καθαρά ρυθμοαπόδοση για ποσοστό εκπλήρωσης ESR5(20) μεγαλύτερο του 90%. Στην αριστερή εικόνα παρουσιάζεται η SH-A αρχιτεκτονική (OFDM) για QPSK-RPL=1/2 and 16QAM-RPL=1/4. Στην δεξιά μεριά η SH-B (TDM) για QPSK-RP.....	53
Σχήμα 14: PL ESR5(20) εκπλήρωση σε σχέση με την C/N. Προφίλ διεμπλοκής Uniform Long με QPSK 1/3. Τα πάνω διαγράμματα σχετίζονται με το LMS-SU περιβάλλον ενώ τα κάτω με το LMS-ITS περιβάλλον. Τα δύο αριστερά διαγράμματα αφορούν SH-A αρχιτεκτονική και τα δύο δεξιά	56
Σχήμα 15: Στο χάρτη αριστερά αποτυπώνεται η διαδρομή A και στο χάρτη δεξιά η διαδρομή B.....	57
Σχήμα 16: Αρχιτεκτονική συστήματος.....	59
Σχήμα 17: Διαθεσιμότητα υπηρεσίας για την διαδρομή B, για δορυφορική μόνο λήψη αριστερά και με τον υβριδική λήψη δεξιά. Τα βέλη δείχνουν τις περιοχές όπου το ESR5(20) κριτήριο δεν εκπληρώθηκε	64
Σχήμα 18: Προϋπολογισμός διασύνδεσης στο DVB-SH.....	67
Σχήμα 19: Χρονική σειρά μετρούμενη σε σκιασμένο από δέντρα περιβάλλον, για γωνία ανύψωσης 40° για την S-Band	75

Σχήμα 20: Οι αθροιστικές κατανομές πιθανότητας: η συνολική, καθώς και οι αντίστοιχες για τις καταστάσεις GOOD και BAD.	76
Σχήμα 21: Το μοντέλο Markov για διαφορετικά ποσοστά αλλαγής πλάτους του λαμβανόμενου σήματος στο κανάλι περιορισμένης ζώνης.	77
Σχήμα 22: Εφαρμογή του μοντέλου Loo με μορφοποίηση Jake των φαινομένων Doppler....	87
Σχήμα 23: Φίλτρο Doppler Jakes στην περιοχή συχνοτήτων και ο αντίστοιχος υπολογισμός IFFT.	88
Σχήμα 24: Η γεωμετρία των επιδράσεων Doppler.	89
Σχήμα 25: Μετατόπιση Doppler για δορυφόρο LEO L-band	91
Σχήμα 26: Φαινόμενα μετατόπισης και διασποράς Doppler	91
Σχήμα 27: Ποσοστό μετατροπής και παρεμβολής αργών διαλείψεων	92
Σχήμα 28: Εναλλακτική μέθοδος με χρήση χαμηλοπερατού φίλτρου για την παραγωγή αργών και γρήγορων διαλείψεων χρησιμοποιώντας το ίδιο ποσοστό δειγματοληψίας	93
Σχήμα 29: Μοντέλο Loo με ασυμμετρικό φάσμα Doppler	94
Σχήμα 30: Μοντέλο C&V με μορφοποίηση του φάσματος Doppler πολυδιαδρομής κατά Jakes	95
Σχήμα 31: Μοντέλο Suzuki με μορφοποίηση του φάσματος Doppler πολυδιαδρομής κατά Jakes	95
Σχήμα 32: Συμπληρωματικές αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής Loo και C&V	99
Σχήμα 33: Χρονικές σειρές Loo και C&V για την πρώτη περίπτωση	100
Σχήμα 34: Απόλυτες φάσεις την περίπτωση 1 και 2	100
Σχήμα 35: Διασπορά Doppler Loo και C&V για την περίπτωση 1	101
Σχήμα 36: Φάσμα Doppler για την περίπτωση 2	102
Σχήμα 37: Φάσμα Doppler για την περίπτωση 2	103
Σχήμα 38: Συμπληρωματικές αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής για τις περιπτώσεις 1 και 2	104
Σχήμα 39: LMS κανάλι βασισμένο σε αλυσίδα Markov δύο καταστάσεων	111
Σχήμα 40: Προσομοιωτής LMS καναλιού 2 καταστάσεων Markov	113
Σχήμα 41: Διαγράμματα καταστάσεων για $f=1500$ MHz	115
Σχήμα 42: Διαγράμματα καταστάσεων για $f=2500$ MHz	116
Σχήμα 43: Διαγράμματα πολυδιάδοσης για $f=1500$ MHz	117
Σχήμα 44: Διαγράμματα πολυδιάδοσης για $f=2500$ MHz	118
Σχήμα 45: Διαγράμματα συνολικού σήματος για $f=1500$ MHz	119
Σχήμα 46: Διαγράμματα συνολικού σήματος για $f=2500$ MHz	119

Σχήμα 47: Κυλινδρική μάσκα	120
Σχήμα 48: Φαράγγι οδούς και η αντίστοιχη μάσκα.....	121
Σχήμα 49: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά.....	121
Σχήμα 50: Διαγράμματα γωνίας ανύψωσης και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 1-6)	123
Σχήμα 51: Διαγράμματα γωνίας ανύψωσης και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 7-10)	124
Σχήμα 52: Διαγράμματα γωνίας αζιμούθιου και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 1-6)	125
Σχήμα 53: Διαγράμματα γωνίας αζιμούθιου και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 7-10)	126
Σχήμα 54: Διαθεσιμότητα δορυφορικής διαφορικής λήψης	126
Σχήμα 55: Αρχή Huygens-Fresnel	127
Σχήμα 56: Γεωμετρία της μαθηματικής έκφρασης του Kirchhoff.....	128
Σχήμα 57: Παράδειγμα ορθογώνιας οπής σε άπειρη επιφάνεια	129
Σχήμα 58: Σενάριο προσομοίωσης.....	130
Σχήμα 59: Διάγραμμα δόμησης.....	131
Σχήμα 60: Επίδραση περίθλασης για $f=1500$ MHz	133
Σχήμα 61: Επίδραση περίθλασης για $f=2500$ MHz	133
Σχήμα 62: Επίδραση πολυδιάδοσης για $f=1500$ MHz	134
Σχήμα 63: Επίδραση πολυδιάδοσης για $f=2500$ MHz	134
Σχήμα 64: Λαμβανόμενη ισχύς για $f=1500$ MHz	135
Σχήμα 65: Λαμβανόμενη ισχύς για $f=2500$ MHz	135
Σχήμα 66: Γεωμετρία για την επίδραση Doppler	136
Σχήμα 67: Επιδράσεις Doppler	137
Σχήμα 68: Φάση και μετατόπιση Doppler για τους δορυφόρους 1-3.....	138
Σχήμα 69: Φάση και μετατόπιση Doppler για τους δορυφόρους 4-6.....	139
Σχήμα 70: Φάση και μετατόπιση Doppler για τους δορυφόρους 7-9.....	140
Σχήμα 71: Φάση και μετατόπιση Doppler για τον δορυφόρο 10.....	141

Περιεχόμενα Πινάκων

ΠΙΝΑΚΑΣ 1: Τυπικές και μέγιστες τιμές της χωρητικότητας του DVB-SH (Mbps) για δορυφορική μόνο κάλυψη (SAT) και επίγεια μόνο κάλυψη (TER)	18
ΠΙΝΑΚΑΣ 2: Συνθήκες λήψεις και ειδικότερα χαρακτηριστικά καναλιών στο DVB-SH	20
ΠΙΝΑΚΑΣ 3: Μέγιστη ακτίνα κάλυψης (km) για εξασφάλιση SFN λειτουργίας μεταξύ δορυφορικού και επίγειου δικτύου στην άκρη ενός επαναλήπτη.....	23
ΠΙΝΑΚΑΣ 4: Χαρακτηριστικά τερματικών.....	46
ΠΙΝΑΚΑΣ 5: DVB-SH μάσκα θορύβου για S ζώνη με δορυφορική μόνο λήψη	50
ΠΙΝΑΚΑΣ 6: Αποτελέσματα TDM προσομοίωσης υιοθετώντας το μοντέλο Fontan για C/N= 10dB.....	51
ΠΙΝΑΚΑΣ 7: Αποτελέσματα δοκιμών σε μικτά περιβάλλοντα για 10 και 30 sec προστασίας	61
ΠΙΝΑΚΑΣ 8: Αποτελέσματα δοκιμών σε συγκεκριμένα περιβάλλοντα για 10 και 30 sec προστασίας.....	63
ΠΙΝΑΚΑΣ 9: Αποτελέσματα απόδοσης για δορυφορική, επίγεια και υβριδική λήψη.....	65
ΠΙΝΑΚΑΣ 10: Παράμετροι προσομοιωτών	96
ΠΙΝΑΚΑΣ 11: Περίληψη των παραμέτρων Loo για τις περιπτώσεις 1 και 2	97
ΠΙΝΑΚΑΣ 12: Περίληψη των παραμέτρων Loo για τις περιπτώσεις 1 και 2 βάση των συμβάσεων που χρησιμοποιούνται στο κεφάλαιο	97
ΠΙΝΑΚΑΣ 13: Περίληψη των παραμέτρων C&V για τις περιπτώσεις 1 και 2 βάση των συμβάσεων που χρησιμοποιούνται στο κεφάλαιο	98
ΠΙΝΑΚΑΣ 14: Περίληψη των παραμέτρων όπως διατυπώθηκαν από C&V [2].....	98
ΠΙΝΑΚΑΣ 15 Συντεταγμένες κτιρίων	132
ΠΙΝΑΚΑΣ 16: Όρια συναρτήσεων Fresnel ημιτόνου και συνημίτονου	132

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα μελετήσουμε τα κινητά δορυφορικά κανάλια (LMS¹) και στο τέταρτο κεφάλαιο θα προσομοιώσουμε κάποια σημαντικά χαρακτηριστικά των LMS καναλιών.

Στα πρώτα δύο κεφάλαια της διπλωματικής γίνεται αναφορά στο πρότυπο DVB-SH στο οποίο βασίζονται τα σύγχρονα LMS συστήματα και παρουσιάζονται σημαντικά τεχνικά χαρακτηριστικά αυτού. Το πρώτο κεφάλαιο αποτελεί μια παρουσίαση του συστήματος DVB-SH και περιλαμβάνει μια επισκόπηση της αρχιτεκτονικής του συστήματος. Η παρουσίαση αυτή περιλαμβάνει το φυσικό επίπεδο, τα επίπεδα διασύνδεσης και υπηρεσιών ενώ στο τέλος γίνεται αναφορά σε σενάρια υλοποίησης του συστήματος. Το δεύτερο κεφάλαιο επικεντρώνεται στο δορυφορικό στοιχείο του DVB-SH και επομένως αναφερόμαστε εκτενώς στα χαρακτηριστικά του LMS καναλιού και τους περιορισμούς στη δορυφορική μετάδοση. Ένα σημαντικό μέρος του κεφαλαίου αναφέρεται στις προσομοιώσεις και τις υπαίθριες δοκιμές που πραγματοποίησε η TM-SSP². Η τελευταία παράγραφος του κεφαλαίου αναφέρεται σε ένα υποθετικό παράδειγμα υπολογισμού ισχύος διασύνδεσης για το DVB-SH

Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στα πιο γνωστά από τη βιβλιογραφία στατιστικά μοντέλα καναλιών LMS και την παραγωγή συνθετικών χρονικών σειρών. Στο τέταρτο κεφάλαιο προσομοιώνουμε το μοντέλο Lutz με αλυσίδα Markov δύο σταδίων, την διαθεσιμότητα υπηρεσίας με χρήση αστερισμού δορυφόρων και την διάδοση LMS καναλιών σε εικονική πόλη και την μετατόπιση Doppler.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ : κινητά δορυφορικά κανάλια, σύστημα ευρείας μετάδοση βίντεο για κινητό δέκτη (DVB-SH), λογαριθμοκανονική κατανομή, Rice κατανομή, Rayleigh κατανομή, χρονικές σειρές, μοντέλο Lutz, μοντέλο Loo, μοντέλο Corazza & Vatalaro, μοντέλο Suzuki

¹ Land Mobile Satellite

² TM-SSP είναι το όνομα της ειδικής ομάδας του DVB που παρήγαγε τις προδιαγραφές DVB-SH

Abstract

In the present thesis we will study the land mobile satellite channels (LMS) and in chapter fourth we will simulate some important characteristics of the LMS channels.

The first two chapters describe the DVB-SH standard, in which the modern LMS systems base their operation of LMS channels. Moreover, important technical characteristics of DVB-SH are described.

The first chapter constitutes a presentation of DVB-SH system and includes a review of the system architecture. This presentation includes the physical layer, layers of interconnection and services, while the end of the chapter describes ways of system implementation. The second chapter is focused in the satellite element of DVB-SH and therefore it is discussed in depth the characteristics of LMS channel and the restrictions in the satellite transmission. An important part of the second chapter is referred in the simulations and the field trials that were performed by the TM-SSP group. The last paragraph of the chapter provides hypothetical example of link budget for the interconnection of DVB-SH links.

The third chapter presents numerical simulations of the statistical models of LMS channels and the generation of time series. In the fourth chapter it the Lutz model is simulated using Markov chains of two stages. Additionally, we simulate the service availability that is obtained through the use of a constellation of satellites and finally the LMS propagation in virtual cities and the shift Doppler effects are simulated and presented.

WORDS KEYS : Land Mobile Satellite (LMS), DVB-SH, time series, lognormal distribution, Rice distribution, Rayleigh distribution, Lutz model, Loo model, Corazza & Vatalaro model, Suzuki mode

Κεφάλαιο 1^ο :

Επισκόπηση του

DVB-SH

1.1 Εισαγωγή

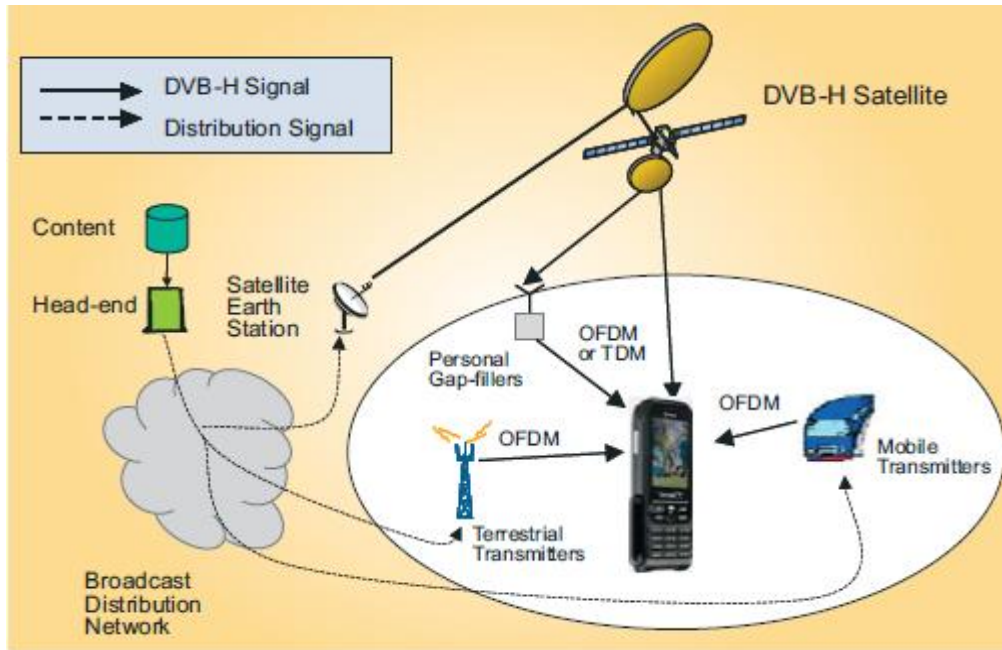
Ως DVB-SH ονομάζεται το πρότυπο κινητής ψηφιακής μετάδοσης βίντεο το οποίο σχεδιάστηκε με σκοπό να παραδώσει υπηρεσίες φωνής, βίντεο και ψηφιακών δεδομένων σε μικρές φορητές συσκευές όπως κινητά τηλέφωνα, φορητούς και σταθερούς υπολογιστές, palmtops, φορητούς πλοηγούς καθώς και σε οποιαδήποτε συσκευή που μπορεί να κάνει χρήση πολυμεσικών υπηρεσιών. Το DVB-SH δεν ξεκίνησε από το μηδέν, αλλά επωφελήθηκε από τα θεμέλια που έθεσαν τα προηγούμενα DVB πρότυπα [1,2] και πιο συγκεκριμένα κληρονόμησε τεχνικά χαρακτηριστικά από τις τεχνολογίες που απορρέουν από το DVB-S2 [3,4] για το δορυφορικό του στοιχείο και από το DVB-H [5] για το επίγειο.

Το DVB-SH πρότυπο [6–8] είναι σχεδιασμένο για να παρέχει στους κινητούς χρήστες πανταχού παρουσία υπηρεσίες πολυμέσων βασισμένες σε IP. Ο χρήστης μπορεί να έχει πρόσβαση στις υπηρεσίες από το σπίτι του ή κινούμενος όπως όταν ταξιδεύει με το αμάξι ή το τρένο. Συνεπώς ο χρήστης θα έχει το προνόμιο και την ευχαρίστηση να παρακολουθεί τηλεοπτικά ή ραδιοφωνικά προγράμματα, να ενημερώνεται για τα τελευταία νέα, να κάνει χρήση δεδομένων 'push' για πρόσβαση σε υπηρεσίες όπως logos και ringtones καθώς και πρόσβαση σε διαδραστικές υπηρεσίες, μέσω ενός καναλιού εξωτερικών επικοινωνιών για το κανάλι επιστροφής (π.χ. UMTS).

Για να υποστηρίξει το πρότυπο DVB-SH τις παραπάνω υπηρεσίες πολυμέσων σε πανεθνικό επίπεδο, χρησιμοποιεί μια υβριδική μορφή δορυφορικού και επίγειου δικτύου, το οποίο λειτουργεί σε συχνότητες κάτω από 3 GHz. Η χρήση του δορυφόρου εγγυάται την κάλυψη σε μεγάλες αγροτικές περιοχές ενώ οι επίγειοι αναμεταδότες χρησιμοποιούνται κυρίως σε αστικές περιοχές όπου η λήψη του δορυφορικού σήματος είναι αδύναμη. Η πρόσβαση στο δίκτυο επιτυγχάνεται μέσω μιας μεγάλης ποικιλίας σταθερών και κινητών τερματικών τα οποία διαθέτουν συμπαγείς κεραιές και πολύ περιορισμένη κατευθυντικότητα.

Για να επιτύχει το πρότυπο DVB-SH καθολική κάλυψη χρησιμοποιεί ένα δορυφορικό στοιχείο (Satellite Component) και ένα συμπληρωματικό επίγειο στοιχείο (Complementary Ground Component) τα οποία συνεργάζονται μεταξύ τους. Το δορυφορικό στοιχείο παρέχει καθολική γεωγραφική κάλυψη ενώ το επίγειο στοιχείο παρέχει κυψελωτού τύπου κάλυψη. Με την ανάπτυξη του δορυφορικού στοιχείου το δίκτυο μπορεί

από την πρώτη μέρα να προσφέρει υπηρεσίες πολυμέσων σε περιβάλλοντα υπαίθρια ή εσωτερικών χώρων ενώ με την επέκταση επίγειων αναμεταδοτών να βελτιώσει την ποιότητα κάλυψης. Ένα τυπικό σύστημα DVB-SH καταγράφεται στο σχήμα 1 όπου το δίκτυο διανομής μετάδοσης πολυμέσων μπορεί να στηρίζεται σε DVB-S2, οπτικό δίκτυο, xDSL κ.τ.λ.



Σχήμα 1: Ένα τυπικό σύστημα DVB-SH

Στο παραπάνω σχήμα αποτυπώνονται και τα τρία είδη αναμεταδοτών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν κατά την σχεδίαση του συστήματος:

- Επίγειοι αναμεταδότες (terrestrial transmitters, TR(a)): αποτελούν αναμεταδότες υποδομής και συνήθως τοποθετούνται σε αστικές περιοχές όπου υπάρχει ασθενές δορυφορικό σήμα. Κατά την σχεδίαση του δικτύου οι επίγειοι αναμεταδότες TR(a) χρησιμοποιούνται αυτόνομα ή σε συνεργασία με κινητά δίκτυα ενώ ταυτόχρονα παρέχουν την δυνατότητα εισαγωγής τοπικού περιεχομένου αρκεί να υπάρχει ο ανάλογος προγραμματισμός συχνοτήτων.
- Τοπικοί προσωπικοί αναμεταδότες (personal gap-fillers, TR(b)): παρέχουν πολύ περιορισμένη κάλυψη και για το λόγο αυτό η εφαρμογή τους περιορίζεται σε εσωτερικούς χώρους κτιρίων που βρίσκονται υπό δορυφορική κάλυψη.

- Κινητοί αναμεταδότες (mobile transmitters, TR(c)): αποτελούν τους κινημένους αναμεταδότες υποδομής όπου χρησιμοποιούνται σε περιπτώσεις όπου η απρόσκοπτη λήψη δορυφορικού και επίγειου σήματος δεν είναι εφικτή. Η χρήση τους συνήθως συναντάται σε επιβατηγά πλοία και τρένα ενώ ταυτόχρονα είναι δυνατή η εισαγωγή τοπικού περιεχομένου αρκεί να υπάρχει η κατάλληλη διαμόρφωση και ο προγραμματισμός συχνοτήτων.

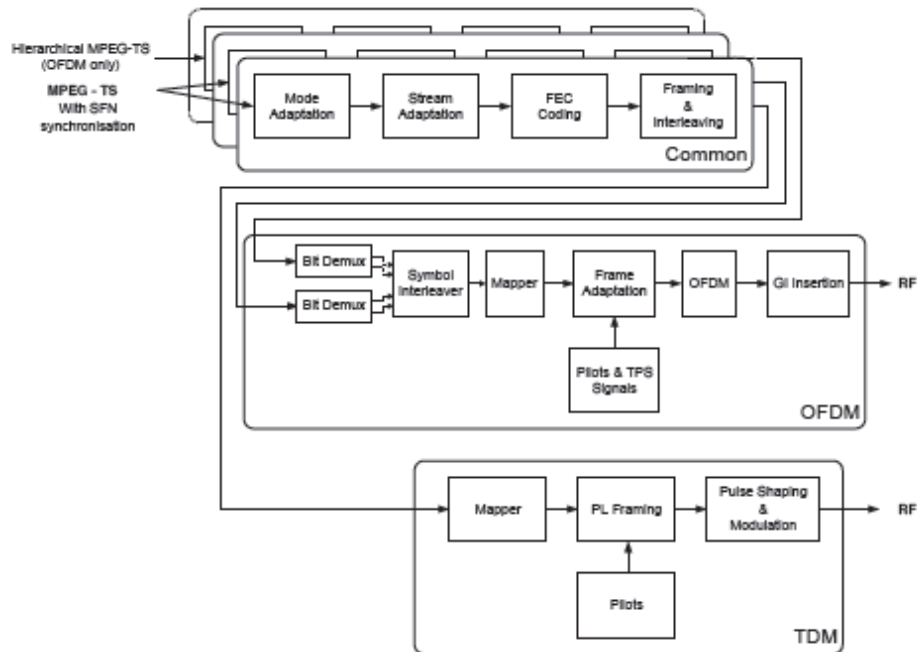
1.2 Αρχιτεκτονική

Η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης για την επίγεια διασύνδεση δεν θα μπορούσε να ήταν άλλη από την OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) καθώς σε αυτή βασίστηκαν τα πρότυπα DVB-H και DVB-T όπως και τα συστήματα Wi-Fi, WiMax και LTE. Επιπλέον ένα δεύτερο σχήμα διαμόρφωσης που υιοθετήθηκε για την δορυφορική διασύνδεση είναι η TDM (Time Division Multiplexing) εμπνευσμένοι από την εφαρμογή του στο DVB-S2.

Αυτό είχε σαν αποτέλεσμα την σχεδίαση δύο αρχιτεκτονικών οι οποίες είναι γνωστές ως SH-A και SH-B, όπου στην πρώτη αρχιτεκτονική χρησιμοποιείται η διαμόρφωση OFDM κατά την επίγεια και την δορυφορική λήψη σε αντίθεση με την SH-B όπου η OFDM χρησιμοποιείται για την επίγεια διασύνδεση ενώ η TDM για την δορυφορική διασύνδεση. Ανεξάρτητα από την επιλογή της αρχιτεκτονικής SH-A ή SH-B που καλείται να υλοποιηθεί οι παρακάτω διεργασίες εφαρμόζονται πάντα κατά την ροή εισόδου δεδομένων πριν αυτά επεξεργαστούν σύμφωνα με τα σχήματα της OFDM και της TDM.

- Προσαρμογή λειτουργίας (mode adaptation), όπου τα πακέτα δεδομένων MPEG2-TS κωδικοποιούνται με βάση το CRC-16 καθώς επίσης προστίθεται επικεφαλίδα πλαισίου.
- Προσαρμογή ροής (stream adaptation), όπου στο ενθυλακωμένο πλαίσιο προστίθενται μηδενικά bit (padding) και γίνεται ανακατανομή (scrambling).
- Κωδικοποίηση για εύρεση και διόρθωση λαθών (FEC) σύμφωνα με το 3GPP turbo code.
- Διεμπλοκή ανά bit κατά τμήματα στα οποία έχει προστεθεί η πλεονάζουσα πληροφορία κωδικοποίησης FEC.
- Συσχετισμός διεμπλοκής χρόνου και πλαισιοποίησης.

Στο παρακάτω σχήμα 2 παρουσιάζεται η επεξεργασία των πακέτων MPEG-TS κατά την μετάδοση δεδομένων τόσο κατά την αρχιτεκτονική SH-A όσο και την SH-B.



Σχήμα 2: Το λειτουργικό διάγραμμα μετάδοσης DVB-SH

Οι βασικές διεργασίες λειτουργίας της OFDM και της TDM όπως καταγράφονται στο αρχείο ETSI 30 EN 302 583 V1.1.3 είναι οι ακόλουθες:

OFDM λειτουργία:

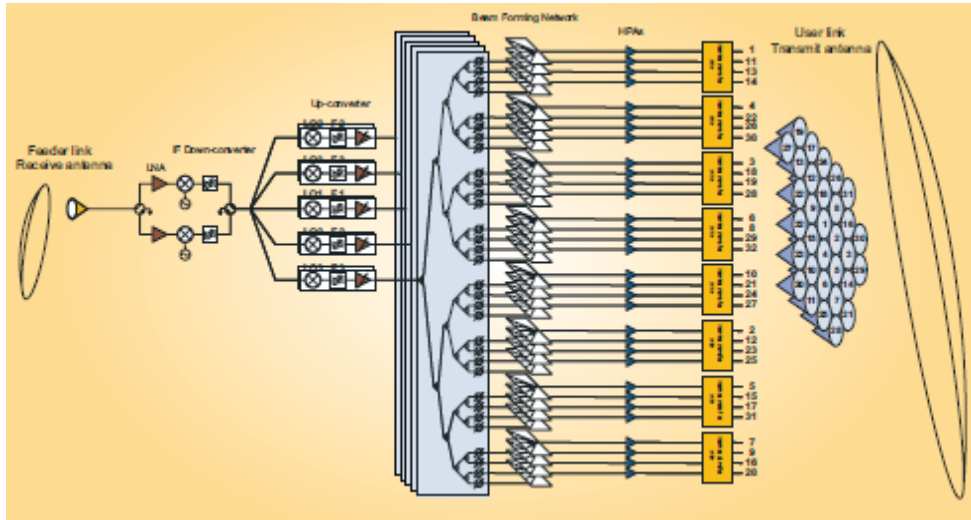
- Διεμπλοκή σε επίπεδο συμβόλων.
- Καθορισμός αντιστοιχίας λέξεων bit σε διάγραμμα αστερισμού.
- OFDM πλαισιοποίηση και εισαγωγή TPS (Transmission Parameter Signaling) bit.

TDM λειτουργία:

- Καθορισμός αντιστοιχίας λέξεων bit σε διάγραμμα αστερισμού.
- Πλαισιοποίηση TDM σε φυσικό επίπεδο.
- Εισαγωγή πιλοτικών bit και ανακατανομή (scrambling).
- Μορφοποίηση παλμών.

Ένας από τους πιο σημαντικούς παράγοντες που θα καθορίσει την επιλογή της αρχιτεκτονικής που θα υλοποιηθεί είναι αν εφαρμοστεί ένα μοναδικό φυσικό επίπεδο

πολυπλεξίας DVB-SH ανά ενισχυτή υψηλής ισχύος ή η εφαρμογή πολλαπλών. Η δεύτερη περίπτωση, όπου έχουμε πολυπλεξία πολλαπλών φυσικών επιπέδων ανά ενισχυτή υψηλής ισχύος και απεικονίζεται στο σχήμα 3, εφαρμόζεται σε δορυφόρους πολλαπλών δεσμών.



Σχήμα 3: Το σύστημα μετάδοσης δορυφόρου πολλαπλών δεσμών

Στη πρώτη περίπτωση η λειτουργία της SH-B πλεονεκτεί αφού ο δορυφορικός αναμεταδότης λειτουργεί σε πλήρη κορεσμό σε αντίθεση με την SH-A που απαιτεί τη λειτουργία του δορυφορικού αναμεταδότη σχεδόν γραμμική. Στη περίπτωση της πολυπλεξίας πολλαπλών φυσικών επιπέδων δεν υπάρχει ξεκάθαρο πλεονέκτημα για καμία από τις δύο αρχιτεκτονικές. Στη τελική απόφαση για την υλοποίηση της αρχιτεκτονικής SH-A ή SH-B θα έχουν επίσης καθοριστικό ρόλο ο προγραμματισμός διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων καθώς και η ευελιξία απόζευξης μεταξύ δορυφορικών και επίγειων μεταδόσεων.

Στο επόμενο βήμα της σχεδίασης του συστήματος είναι η επιλογή των τεχνικών προδιαγραφών σε φυσικό επίπεδο και επίπεδο διασύνδεσης (link layer) με τις οποίες θα αντιμετωπιστούν τα προβλήματα διαλείψεων, που συμβαίνουν λόγω διακοπής της οπτικής επαφής μεταξύ δορυφόρου και κινούμενης τερματικής συσκευής. Η επιλογή αυτή υπαγορεύεται από το κόστος και το απαιτούμενο μέγεθος μνήμης των φορητών τερματικών συσκευών που απαιτείται για την υλοποίηση μακροχρόνιας διεμπλοκής (long interleaver) σε φυσικό επίπεδο. Πειραματικές μετρήσεις αλλά και εργαστηριακές προσομοιώσεις απέδειξαν ότι ο συνδυασμός βραχυχρόνιας διεμπλοκής σε φυσικό επίπεδο σε συνεργασία με μακροχρόνια διεμπλοκή σε επίπεδο διασύνδεσης αποτελεί το

προτιμητέο συνδυασμό σε φορητές συσκευές. Αντιθέτως, φορητά τερματικά ενσωματωμένα σε οχήματα, τα οποία δεν έχουν περιορισμούς στη ζωή της μπαταρίας, ευνοούνται από τον συνδυασμό μακροχρόνιας διεμπλοκής σε φυσικό επίπεδο σε συνδυασμό με βραχυχρόνια διεμπλοκή σε επίπεδο διασύνδεσης. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα να οριστούν οι παρακάτω δύο τύποι δεκτών:

- Η πρώτη κατηγορία δέκτη (Class 1) μπορεί να αντιμετωπίσει τις βραχύχρονες διαλείψεις και την εξασθένηση λόγω κινητού καναλιού μέσω κατάλληλων μηχανισμών στο φυσικό επίπεδο ενώ για την αντιμετώπιση μακροχρόνιων διαλείψεων χρησιμοποιεί τους μηχανισμούς μακροχρόνιας διεμπλοκής σε επίπεδο διασύνδεσης.
- Η δεύτερη κατηγορία δέκτη (Class 2) μπορεί να αντιμετωπίσει μακροχρόνιες διαλείψεις εύρους μέχρι 10 δευτερολέπτων με την χρήση μεγάλης σε χωρητικότητα μνήμης απευθείας συνδεδεμένης στο chip του δέκτη.

1.3 Κατανομή φάσματος συχνοτήτων

Εξετάζοντας την κατανομή φάσματος, θα πρέπει να τονίσουμε ότι το SH-B χρειάζεται μια αφιερωμένη υποζώνη για τη δορυφορική μετάδοση η οποία συμπληρώνεται με ένα μέρος της διαθέσιμης υποζώνης για το επίγειο τοπικό σταθμό για την ενίσχυση της ποιότητας λήψης των δορυφορικών προγραμμάτων. Αντιθέτως το σύστημα SH-A παρέχει την δυνατότητα στο επίγειο συμπληρωματικό αναμεταδότη (CGC) να επαναλαμβάνει το δορυφορικό περιεχόμενο στην ίδια υποζώνη με τη δορυφορική μετάδοση. Επομένως στη περίπτωση του συστήματος SH-A έχουμε το πλεονέκτημα να χρησιμοποιούμε την ίδια υποζώνη συχνοτήτων για την δορυφορική και την επίγεια μετάδοση πληροφορίας αφήνοντας τις υπόλοιπες υποζώνες διαθέσιμες μόνο για επίγεια μετάδοση. Μια τέτοια δομή δικτύου είναι γνωστή ως δίκτυο μονής συχνότητας SFN (Single Frequency Network).

Στην περίπτωση της SH-A SFN, ο τύπος διαμόρφωσης OFDM, η κωδικοποίηση καθώς και η διαμόρφωση των υποφερουσών μεταξύ δορυφορικής και επίγεια μετάδοσης είναι αυστηρά ίδια. Αντιθέτως στην SH-B, οι παραπάνω παράμετροι είναι ανεξάρτητοι, καθώς μόνο το περιεχόμενο του δορυφορικού καναλιού πρέπει να επαναληφθεί στον επίγειο αναμεταδότη.

Ας θεωρήσουμε για παράδειγμα εύρος ζώνη 15MHz MSS (Mobile Satellite Service)³, η οποία χωρίζεται σε τρεις υποζώνες των 5 MHz. Έστω ότι οι υποζώνες αυτές διατίθενται σε τρεις δορυφορικές δέσμες για την γεωγραφική κάλυψη τριών χωρών, με κάθε χώρα ικανή να επαναχρησιμοποιήσει δύο υποζώνες των 5MHz για επίγεια μόνο μετάδοση.

Στα συστήματα SH-A SFN, οι επίγειοι επαναλήπτες θα παράγουν αυστηρά την ίδια διαμορφωμένη πληροφορία με αυτή του δορυφόρου, στην ίδια υποζώνη 5MHz, με κάθε επίγειο αναμεταδότη να είναι συγχρονισμένος με τους γείτονες του και με το δορυφόρο. Ο συγχρονισμός επιτυγχάνεται με την χρήση ενός πακέτου SHIP (SH frame Information packet), παρόμοιο με το πακέτο MIP του DVB-T [9], το οποίο επιτρέπει να συγχρονίσει τα SH πλαίσια μεταξύ τους, με τα επίγεια SH πλαίσια να έχουν σχέση 'σκλάβου' με το δορυφορικό σήμα. Παράλληλα το δίκτυο SFN παρέχει μια πρόβλεψη της καθυστέρησης σήματος δορυφόρου προς γη και της αναγέννησης σήματος σε επίγειο επίπεδο ώστε να δημιουργήσει ένα ευρύ υβριδικό δίκτυο μετάδοσης γης-διαστήματος SFN. Οι υπόλοιπες δύο υποζώνες 5MHz παραμένουν διαθέσιμες για επίγεια μόνο τη μετάδοση.

Στα συστήματα SH-B μια διαφορετική υποζώνη 5MHz χρησιμοποιείται για να διαβιβάσει το δορυφορικό περιεχόμενο μέσω του επίγειο δικτύου σε περιοχές που λαμβάνουν ασθενής ισχύς του δορυφορικού σήματος. Δεδομένου ότι σε φυσικό επίπεδο ο δέκτης μπορεί να χρησιμοποιήσει και τις δύο ροές συμβόλων που μεταδίδονται δορυφορικά και επίγεια, η ίδια τεχνική συγχρονισμού εφαρμόζεται όπως για το SH-A. Σύμβολα πληροφοριών από το ίδιο τηλεοπτικό πρόγραμμα είναι κοντά χρονικά μεταξύ τους ώστε να μπορούν να συνδυαστούν στην είσοδο του αποκωδικοποιητή και έτσι να βελτιωθεί απόδοση της διασύνδεσης. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι στην επίγεια μετάδοση κατά την SH-B MFN⁴ επιτυγχάνουμε υψηλότερη απόδοση φάσματος από την ευρεία δορυφορική μετάδοση λόγω της καλύτερης αναλογίας σήματος προς θορύβου. Επομένως, ο επίγειος επαναλήπτης μπορεί να μεταβιβάσει το πρόσθετο τοπικό περιεχόμενο στην ίδια επίγεια υποζώνη 5MHz, όπου μεταφέρει και το δορυφορικό περιεχόμενο. Κατά συνέπεια, υπάρχει μια πλήρης υποζώνη 5MHz συν ένα ποσοστό μιας δεύτερης υποζώνης 5MHz διαθέσιμης για επίγεια μόνο μετάδοση.

Ο ακόλουθος πίνακας παρέχει τη θεωρητική συνολική χωρητικότητα ανά

³ Οι κινητές δορυφορικές υπηρεσίες MSS εφαρμόζονται στις ζώνες L και S.

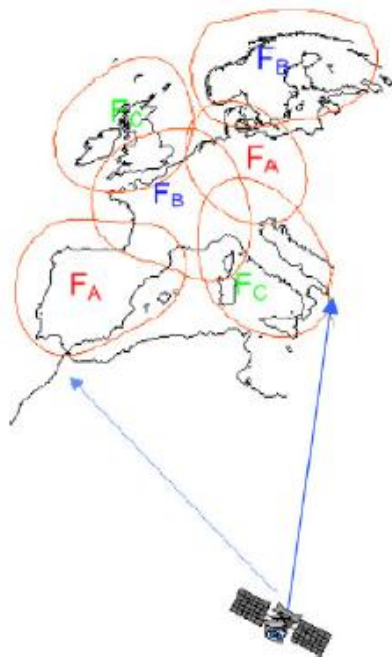
⁴ Multiple Frequency Network

δορυφορικό εύρος ζώνης 5MHz και ανά δέσμη κατά την δορυφορική κάλυψη (SAT) και κατά την επίγεια κάλυψη (TER). Σημειώστε ότι η χωρητικότητα της επίγειας κάλυψης περιλαμβάνει την επανάληψη της χωρητικότητας της δορυφορικής κάλυψης, εκφρασμένη σε Mbps.

ΠΙΝΑΚΑΣ 1: Τυπικές και μέγιστες τιμές της χωρητικότητας του DVB-SH (Mbps) για δορυφορική μόνο κάλυψη (SAT) και επίγεια μόνο κάλυψη (TER)

System		SH-A				SH-B	
Frequency Network type		SFN		MFN		MFN	
3x5 MHz, 3 beams 3-color pattern	Mbps:	Typical	Maximal	Typical	Maximal	Typical	Maximal
	SAT/beam	2.5	10.0	2.5	10.0	2.66	10.64
	TER/beam	10.0	30.0	7.5	20.0	7.42	20.53

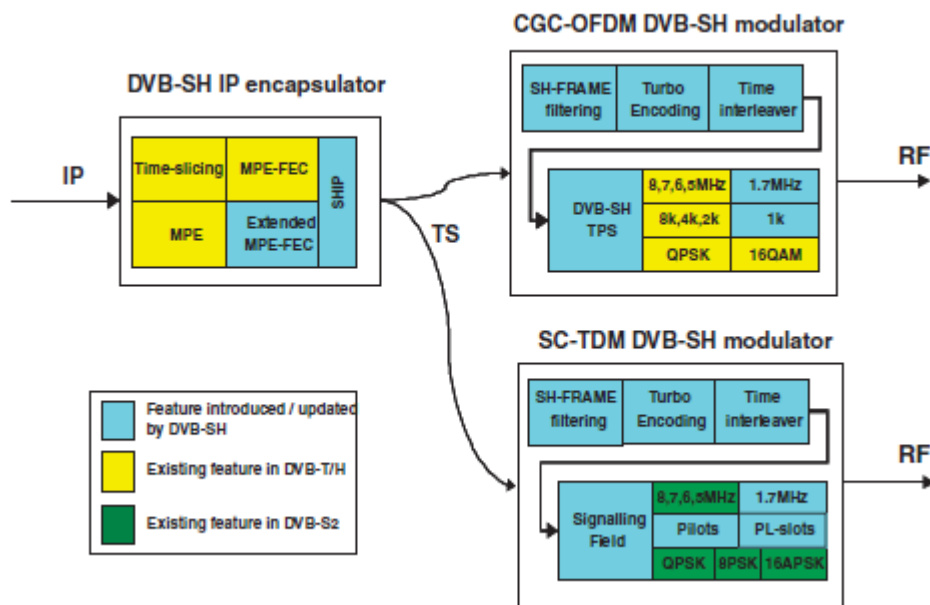
Υψηλότερη συνολική χωρητικότητα συστήματος μπορεί να επιτευχθεί με μεγαλύτερη επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων, μεγαλύτερη πυκνότητα επίγειων αναμεταδοτών (CGC) καθώς και με πιο προηγμένες τεχνολογικά τερματικές συσκευές. Στη περίπτωση ενός δορυφορικού συστήματος 6 δεσμών, με σύστημα επαναχρησιμοποίησης 3-χρώματων όπως διευκρινίζεται στο σχήμα 4, μπορεί εύκολα να διαπιστωθεί ότι η τυπική χωρητικότητα συστημάτων των 15MHz να αυξηθεί σε 45 Mbps με το SH-A ή το SH-B MFN και σε 60 με το SH-A SFN.



Σχήμα 4: Δορυφόρος πολλαπλών δεσμών

1.4 Φυσικό επίπεδο DVB-SH

Τα 3G δίκτυα έχουν αυξήσει τις προσδοκίες της αγοράς για την κάλυψη εσωτερικών χώρων (indoor coverage) σε επίπεδο που πρέπει το λιγότερο να αντιστοιχηθεί. Καλή εσωτερική κάλυψη με έναν ελαφρύτερο σύστημα υποδομής από αυτό των 3G δικτύων συνεπάγεται την επιλογή νέων τεχνικών για την ευρωστία του σήματος. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ένας από τους πιο σύγχρονους κώδικες διορθώσεων λάθους (FEC), ο 3GPP2 turbo code άνω των 12 kbits ανά μπλοκ. Επιπλέον το DVB-SH χρησιμοποιεί ένα ιδιαίτερα ευέλικτο κανάλι διεμπλοκής όπου μπορούν να αντιμετωπιστούν διαλείψεις από περίπου 100 ms έως αρκετά δευτερόλεπτα ανάλογα με την επιζητούμενη ποιότητα της υπηρεσίας και την αντίστοιχη ικανότητα της τερματικής συσκευής. Μια λειτουργική περιγραφή των στοιχείων που απαιτούνται κατά την μετάδοση συστήματος SH-B παρέχεται στο σχήμα 5.



Σχήμα 5: Σύστημα μετάδοσης SH-B

Οι παραπάνω διαφορετικές ενότητες, όπως καταγράφονται στο σχήμα 5 ομαδοποιούνται ως ακολούθως:

- MPE (Multi-Protocol Encapsulation), FEC, διεμπλοκή και προσαρμογή πλαισίου.
- OFDM διαμορφωτή συμπεριλαμβανομένης της εισαγωγής σημάτων αναφοράς και TPS καθώς επίσης και επεξεργασίας μετασχηματισμού κατά Fourier. Η έννοια της

διαμόρφωσης πολλαπλών φερουσών προέρχεται από την DVB-T.

- c. TDM διαμορφωτή συμπεριλαμβανομένης της εισαγωγής πιλοτικού πεδίου και φιλτραρίσματος κυματομορφής (roll-off). Η έννοια της διαμόρφωσης μιας φέρουσας προήλθε μετά από προσαρμογή από την DVB-S2 τεχνολογία.

Όσο αφορά του σχήματος διαμόρφωσης κατά την OFDM, οι επιλογές είναι QPSK, 16-QAM καθώς και η μη ομοιόμορφη 16-QAM με την ταυτόχρονη παρουσίαση ιεραρχικής διαμόρφωσης. Επιπλέον ο 1K-mode έχει προστεθεί στους συνήθεις 2k, 4k και 8k modes FFT (Fast Fourier Transform) που συναντάμε στην DVB-T και DVB-H. Ο παραπάνω mode στοχεύει στην L ζώνη συχνοτήτων όπου το σχεδιασμένο εύρος καναλιού είναι 1.712 MHz. Όσο αφορά την TDM, οι επιλογές είναι QPSK, 8-PSK, 16-APSK για την καλύτερη δυνατή απόδοση φάσματος και ισχύος χρησιμοποιώντας μια ποικιλία συντελεστών φιλτραρίσματος (roll-off) 0.15, 0.25 και 0.35.

1.5 Ειδικότερα θέματα DVB-SH

Συνθήκες λήψης και χαρακτηριστικά DVB-SH:

Ο παρακάτω πίνακας 2 παρουσιάζει περιληπτικά τις συνθήκες λήψεις σε διαφορετικούς τύπους περιβάλλοντος (αγροτικό, αστικό ή προαστιακό) όπως έχουν καθοριστεί από το πρότυπο DVB-SH. Σε κάθε περίπτωση έχουν συμπεριληφθούν οι τυπικές παράμετροι και χαρακτηριστικά του καναλιού καθώς και τα ειδικότερα γνωρίσματα του DVB-SH.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2: Συνθήκες λήψεις και ειδικότερα χαρακτηριστικά καναλιών στο DVB-SH

Συνθήκη Λήψης	Κατάσταση	Χαρακτηριστικά	Περιβάλλον	Κάλυψη	Χαρακτηριστικά καναλιού	Παράμετροι καναλιού και DVB-SH χαρακτηριστικά
A	Εξωτερική Πεζός	Ταχύτητα μέχρι 3 km/h	Αγροτικό	Δορυφορική	Στάσιμο, Χαμηλή καθυστέρηση και διασπορά	LOS: AWGN/Rice K>10dB : επιπρόσθετη περιθώριο για την αντιμετώπιση της απόσβεσης Με σκίαση K<7dB: διεμπλοκή χρόνου.
					Χαμηλής ταχύτητας: Μεγάλη μεταβολή σήματος	LMS τύπος καναλιού σε χαμηλή ταχύτητα: διεμπλοκή χρόνου.

			Αστικό	Επίγεια	Στάσιμο, Rayleigh/ πολύ χαμηλό Doppler	TU6 τύπος καναλιού, χρήση χαμηλού πλεονάζοντα κώδικα εύρεσης λαθών, διαφορική λήψη
					Χαμηλής ταχύτητας, Rayleigh/πολύ χαμηλό Doppler	Υψηλότερα περιθώρια για την αντιμετώπιση των αργών φαινομένων εξασθένισης
			Προαστιακό	Επίγεια υβριδική	Όπως την επίγεια παραπάνω	Όπως την επίγεια παραπάνω
					Δεν υπάρχει υβριδικό μοντέλο καναλιού	Δεν υπάρχει υβριδικό μοντέλο καναλιού
B1	Εσωτερική (ελαφριά μορφή)	Ταχύτητα μέχρι 3 km/h, ελαφριά θωρακισμένο κτίριο	Αγροτικό	*		
			Αστικό	Επίγεια	Το κανάλι είναι το ίδιο με την περίπτωση Α με υψηλότερα περιθώρια διείσδυσης	TU6 τύπος καναλιού, χρήση χαμηλού πλεονάζοντα κώδικα εύρεσης λαθών, διαφορική λήψη
			Προαστιακό	Επίγεια	Όπως παραπάνω με χαμηλότερα περιθώρια	Όπως παραπάνω
B2	Εσωτερική	Ταχύτητα μέχρι 3 km/h, βαριά θωρακισμένο κτίριο	Αγροτικό	*		
			Αστικό	Επίγεια	Το κανάλι είναι το ίδιο με την περίπτωση Α με υψηλότερα περιθώρια διείσδυσης από B1	TU6 τύπος καναλιού, χρήση χαμηλού πλεονάζοντα κώδικα εύρεσης λαθών, διαφορική λήψη
			Προαστιακό	Επίγεια	Όπως παραπάνω με χαμηλότερα περιθώρια	Όπως παραπάνω
C	Κινούμενο με την κεραία στην οροφή του οχήματος	Ταχύτητα μέχρι 200 km/h	Αγροτικό	Δορυφορική	Μεγάλες και απότομες μεταβολές του σήματος που εξαρτώνται από το περιβάλλον	LMS τύπος καναλιού σε μεσαίες ή υψηλές ταχύτητες για διάφορα περιβάλλοντα
			Αστικό	Επίγεια	Πολλαπλή διάδοση κατά Rayleigh. Η διασπορά χρονικής καθυστέρησης εξαρτάται κυρίως από τα χαρακτηριστικά του δικτύου	TU6 τύπος καναλιού καλύπτουν επαρκώς το σενάριο με επαναλήπτες χαμηλής ή μεσαίας ισχύς. Κρίσιμα SFN σενάρια απαιτούν μοντέλα καναλιών με υψηλότερη διασπορά.
			Προαστιακό	Επίγεια, υβριδική	Για επίγεια όπως παραπάνω. Δεν υπάρχουν	Για επίγεια όπως παραπάνω

					διαθέσιμα υβριδικά μοντέλα καναλιών	
D	Κινούμενο με την συσκευή ενσωματωμένη στο όχημα	Ταχύτητα μέχρι 130 km/h	Αγροτικό	#		
			Αστικό	Επίγεια	Πολλαπλή διάδοση κατά Rayleigh. Η διασπορά χρονικής καθυστέρησης εξαρτάται κυρίως από τα χαρακτηριστικά του δικτύου	ΤΥ6 τύπος καναλιού καλύπτουν επαρκώς το σενάριο με επαναλήπτες χαμηλής ή μεσαίας ισχύος. Κρίσιμα SFN σενάρια απαιτούν μοντέλα καναλιών με υψηλότερη διασπορά.
			Προαστιακό	Επίγεια	Όπως παραπάνω	Όπως παραπάνω

* Για τις περιπτώσεις B1 και B2 σε αγροτικό περιβάλλον υπό δορυφορική κάλυψη έχουμε υποθέσει την πρόσθετη χρήση τοπικών προσωπικών αναμεταδοτών TR(b). Ο υπολογισμός ισχύος διασύνδεσης αφορά την λήψη του σήματος μέχρι τις συσκευές TR(b) και όχι τις τερματικές συσκευές.

Για την περίπτωση D σε αγροτικό περιβάλλον υπό δορυφορική κάλυψη έχουμε υποθέσει την πρόσθετη χρήση κινούμενου αναμεταδότη TR(c). Ο υπολογισμός ισχύος διασύνδεσης αφορά την λήψη του σήματος μέχρι τη συσκευή TR(c) και όχι τις τερματικές συσκευές.

Συνδυάζοντας τεχνικές:

Ο συνδυασμός τεχνικών μεταξύ δορυφόρου και επίγειου συμπληρωματικού αναμεταδότη εξαρτάται από την αρχιτεκτονική DVB-SH που έχουμε υλοποιήσει:

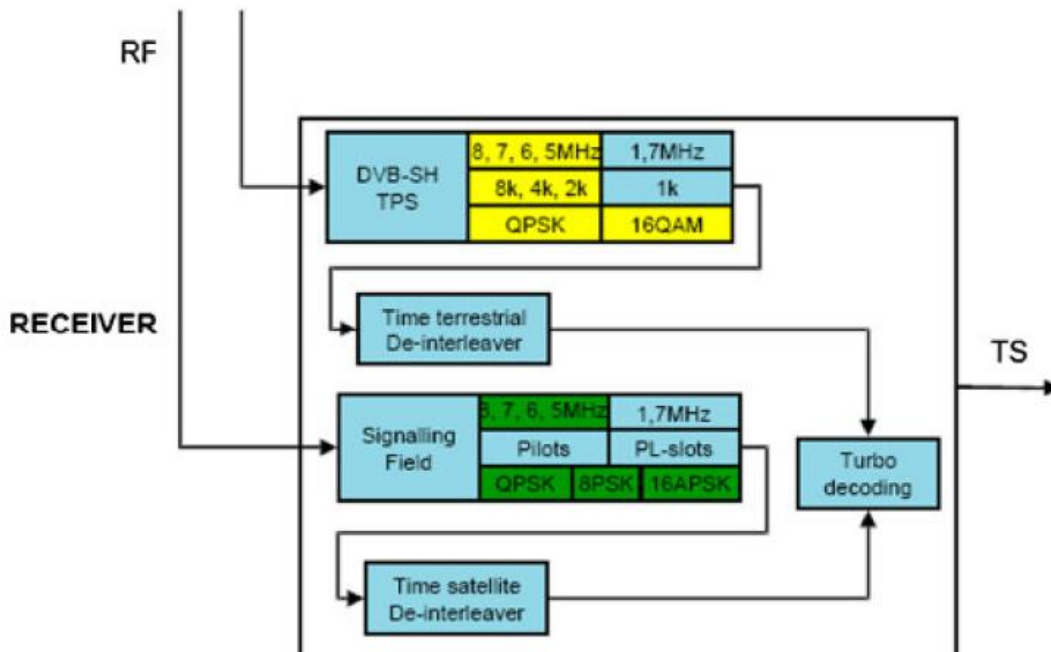
- SH-A, SFN: Στην αρχιτεκτονική αυτή δεν υπάρχει ανάγκη για συνδυασμό τεχνικών. Στη περίπτωση αυτή θεωρούμε ότι το δορυφορικό σήμα προέρχεται από έναν πρόσθετο επαναλήπτη του SFN δικτύου. Η διασπορά καθυστέρησης θα πρέπει να προσεχθεί κατά τον προσδιορισμό της μέγιστης ακτίνας της κυψέλης ως συνάρτηση του διαστήματος φρουράς (guard interval, GI). Στα υβριδικά δίκτυα SFN η παρεμβολή του ίδιου του δικτύου αποτελεί τον περιορισμό της SFN τεχνικής. Εάν η καθυστέρηση μεταξύ του σήματος που φθάνει από το δορυφορικό και επίγειο επαναλήπτη είναι μεγαλύτερη του επιτρεπομένου διαστήματος φρουράς, το φαινόμενο της παρεμβολής θα εμφανιστεί. Η δύναμη τέτοιων σημάτων παρεμβολής εξαρτάται από τους όρους διάδοσης, οι οποίοι ποικίλουν με το χρόνο. Η παρεμβολή ενός υβριδικού SFN για ένα δεδομένο αναμεταδότη μειώνεται με την επιλογή ενός αρκετά μεγάλου διαστήματος φρουράς, το οποίο όμως μειώνει και την απόδοση του ρυθμού μετάδοσης (throughput) του δικτύου. Ανάλογα με το χρόνο συμβόλου και το επιλεγόμενο κλάσμα που αντιστοιχεί στο διάστημα ασφαλείας, λαμβάνουμε την μέγιστη καθυστέρηση σήματος που μπορεί να λάβει ο

δέκτης είτε λόγω πολλαπλών διαδρομών είτε από κάποιο αναμεταδότη. Σήματα από γειτονικούς αναμεταδότες θεωρούνται αμελητέα λόγω της πολύ μεγάλης απόσβεσης που έχουν υποστεί. Ο παρακάτω πίνακας 3 παρουσιάζει την μέγιστη ακτίνα κελιών για να εξασφαλίσει SFN λειτουργία μεταξύ δορυφορικού και επίγειου δικτύου στην άκρη ενός επαναλήπτη, για την περίπτωση της OFDM (2k mode), με 5MHz εύρος ζώνης.

ΠΙΝΑΚΑΣ 3: Μέγιστη ακτίνα κάλυψης (km) για εξασφάλιση SFN λειτουργίας μεταξύ δορυφορικού και επίγειου δικτύου στην άκρη ενός επαναλήπτη.

Max cell radius (Km)	Max delay (μs)	GI=1/4	GI=1/8	GI=1/16	GI=1/32
12	79.8	80.64			
6	39.9		40.32		
3	19.5			20.16	
1	6.55				10.18

- SH-B: Στην αρχιτεκτονική αυτή το δορυφορικό και το επίγειο σήμα αποδιαμορφώνονται από ξεχωριστούς αποδιαμορφωτές όπως διαφαίνεται στο σχήμα 6.



Σχήμα 6: Το λειτουργικό διάγραμμα ενός DVB-SH-B δέκτη

Στη περίπτωση αυτή τρεις συνδυαστικές τεχνικές μπορούν να χρησιμοποιηθούν:

- Το σήμα επιλέγεται μετά την FEC αποκωδικοποίηση. Το δορυφορικό ή αντίστοιχα το επίγειο σήμα που παρέχει την καλύτερη ποιότητα είναι τελικά αυτό που επιλέγεται από τον δέκτη. Παρόλο αυτά η μέθοδος δεν παρέχει τα καλύτερα αποτελέσματα. Η μέθοδος αυτή είναι γνωστή ως επιλεκτικός συνδυασμός σήματος.

- Ο συνδυασμός γίνεται πριν την διαδικασία de-interleaving. Στη περίπτωση αυτή τα σήματα συνδυάζονται και εξετάζονται σύμφωνα με τις αντίστοιχες συνθήκες ποιότητας λήψης. Ενώ θα περιμέναμε καλύτερα αποτελέσματα από την προηγούμενη μέθοδο, αυτό συμβαίνει μονάχα όταν κατά την δορυφορική και επίγεια διασύνδεση χρησιμοποιείται η ίδια αναλογία κώδικα προστασίας λαθών καθώς και οι ίδιοι παράμετροι διεμπλοκής. Η μέθοδος αυτή είναι γνωστή ως μεγιστοποίηση του συνδυασμένου σήματος.

- Ο συνδυασμός πραγματοποιείται μετά από την διαδικασία de-interleaving και πριν την αποκωδικοποίηση FEC του turbo κώδικα. Σε αυτή τη συμπληρωματική μέθοδο συνδυασμού σημάτων, έχουμε εκμετάλλευση του πρωτογενούς χαμηλής αναλογίας κώδικα για την διαβίβαση συμπληρωματικών τροποποιημένων ροών δεδομένων που επιτρέπει τον συνδυασμό τους σε μια μη τροποποιημένη ροή. Με αυτήν την μέθοδο, μπορούν να χρησιμοποιηθούν δορυφορικές και επίγειες διασυνδέσεις με διαφορετική αναλογία κωδικών προστασίας λαθών και με διαφορετικούς παραμέτρους διεμπλοκής. Η μέθοδος αυτή ονομάζεται ως συμπληρωματικός συνδυασμός σημάτων.

✚ SH-A, MFN: Η περίπτωση αυτή είναι αρκετά παρεμφερής με αυτή της SH-B. Το ίδιο περιεχόμενο πληροφορίας είναι διαθέσιμο σε διαφορετικά φέροντα και σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Οι μέθοδοι της μεγιστοποίησης και του συμπληρωματικού συνδυασμού σημάτων μπορούν να εφαρμοστούν με τα ίδια αποτελέσματα για μεταδόσεις με διαφορετικούς παραμέτρους διεμπλοκής και αναλογίας κωδικών. Η χρήση δύο ξεχωριστών αποδιαμορφωτών θα μπορούσε επίσης να προβλεφθεί για την απρόσκοπτη λειτουργία μεταπομπής (handover).

Εισαγωγή τοπικού περιεχομένου:

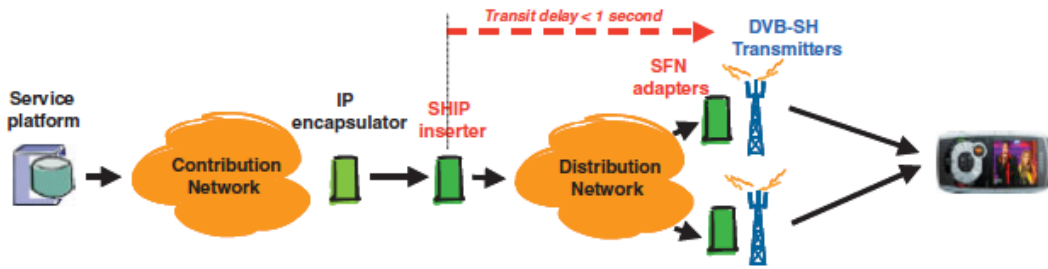
Ως τοπικό περιεχόμενο ονομάζεται το περιεχόμενο που διαβιβάζεται μέσω των επίγειων υποζωνών, και το οποίο δεν αποτελεί επανάληψη του δορυφορικού περιεχομένου πληροφορίας που είναι γνωστό ως κοινό περιεχόμενο. Υπάρχουν δύο διαφορετικές μέθοδοι για την εισαγωγή τοπικού περιεχομένου, οι οποίες εξαρτώνται από την αναλογία των ρυθμών μετάδοσης ανά bit (bit rate) μεταξύ κοινού και τοπικού περιεχομένου.

Η μέθοδος της ιεραρχικής διαμόρφωσης χρησιμοποιείται εάν αυτή η αναλογία είναι μεγαλύτερη από 2. Στην περίπτωση αυτή το περιεχόμενο διασπάται σε δύο ρεύματα ροής μεταφοράς TS (Transport stream). Το πρώτο TS εισάγεται στην αρχική διεπαφή (interface) του επίγειου διαμορφωτή και είναι ακριβώς το ίδιο με αυτό που πηγαίνει στη δορυφορικό αναμεταδότη. Το δεύτερο TS εισάγεται στη δευτεροβάθμια διεπαφή του επίγειου διαμορφωτή και χρησιμοποιείται για να εισάγει το τοπικό περιεχόμενο.

Η δεύτερη μέθοδος είναι γνώστη ως μέθοδος αφαίρεσης περιεχομένου, όπου παράγεται ένα ενιαίο TS και αποστέλλεται προς όλους τους αναμεταδότες δορυφορικούς ή επίγειους. Με την χρησιμοποίηση του πακέτου συγχρονισμού SHIP, οι συσκευές αποστολής σημάτων θα διαβιβάσουν μόνο το αντίστοιχο μέρος του TS. Η δορυφορική συσκευή αναμετάδοσης θα αφαιρέσει ολόκληρο το τοπικό περιεχόμενο, ενώ οι επίγειες συσκευές θα αφαιρέσουν το μέρος του τοπικού περιεχομένου που δεν χρειάζονται να προωθήσουν στους δέκτες.

Οι βασικές αρχές συγχρονισμού (σχήμα 7) είναι οι ακόλουθες:

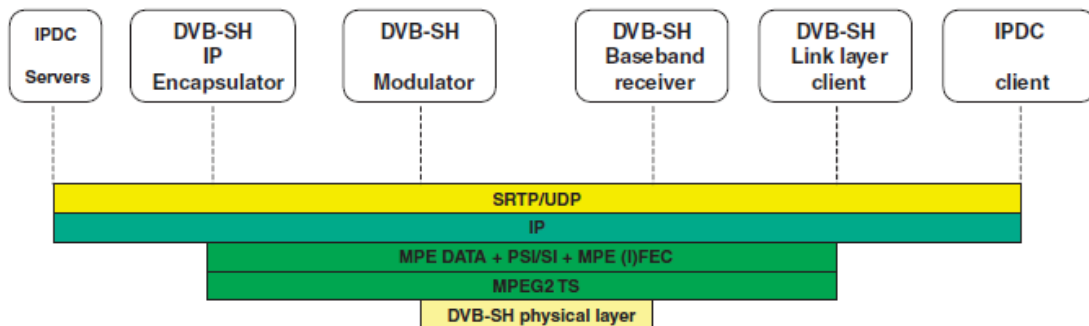
- Η συσκευή εισαγωγής πακέτου SHIP (SH Frame Information packet) ενσωματώνει μέσω GPS και με ακρίβεια ± 0.1 us το χρόνο μετάδοσης (timestamp) της αρχή του επόμενου SH πλαισίου.
- Οι SFN adapters στις συσκευές μετάδοσης εκτελούν την προσωρινή αποθήκευση των εισερχομένων πακέτων MPEG-TS και την μετάδοση του SH πλαισίου που ευθυγραμμίζεται με το σχετικό χρονικό αποτύπωμα.



Σχήμα 7: Συγχρονισμός SFN

1.6 Επισκόπηση επιπέδων διασύνδεσης και υπηρεσιών

Ο κυριότερος λόγος για την επιτυχία του προτύπου DVB-H οφείλεται στην δομή στρωμάτων που ακολουθεί, γεγονός που επιτρέπει σε συσκευές που λειτουργούν σε συγκεκριμένο στρώμα να διασυνδεθούν εύκολα με συσκευές που λειτουργούν σε γειτονικό στρώμα. Αναγνωρίζοντας αυτήν την προσέγγιση, το πρότυπο DVB-SH επαναχρησιμοποίησε σε μεγάλη έκταση το στρώμα διασύνδεσης και υπηρεσιών του DVB-H προκειμένου να επιτύχει απρόσκοπτη διασύνδεση με το ήδη ανεπτυγμένο σύστημα και επομένως να ωφεληθεί από όλα τα διαθέσιμα χαρακτηριστικά γνωρίσματα του. Το σχήμα 8 παρουσιάζει την δομή στρωμάτων του DVB-SH.



Σχήμα 8: Η δομή στρωμάτων του DVB-SH

Στο παραπάνω σχήμα 8 αξίζει να παρατηρήσουμε τα εξής:

- ❖ Μια ομάδα διακομιστών IPDC (IP DataCasting) παραδίδει ροές IP, συμπεριλαμβανομένων των τηλεοπτικών ροών.
- ❖ Οι ροές IP ενθυλακώνονται από ένα DVB-SH IP ενθυλακωτή, όπου εκτελείται η ενθυλάκωση IP σε MPE [10], η εισαγωγή PSI/SI σηματοδοσίας (Program Specific Information /Service Information) και η προστασία MPE-IFEC (Inter-burst FE C) ώστε να παραδοθεί μια ροή MPEG2 TS στον διαμορφωτή.
- ❖ Οι DVB-SH διαμορφωτές παράγουν την τελική μορφή του σήματος που παραλαμβάνεται τελικά από τον DVB-SH δέκτης, ο οποίος με την σειρά του θα εκτελέσει την αποδιαμόρφωση, την αποκωδικοποίηση και την επεξεργασία της ροής MPEG2 TS μέσω του client στο στρώμα διασύνδεσης.
- ❖ Το τελευταίο επεξεργάζεται τα τμήματα, MPE, MPE-FEC, MPE-IFEC, PSI/SI, και παραδίδει μια ροή IP στον IPDC client.
- ❖ IPDC client επεξεργάζεται την IP ροή, για να μεταφέρει στην τερματική συσκευή την ESG (Electronic Service Guide) πληροφορία, την αποκρυπτογράφηση ασφάλειας καθώς επίσης το σήμα εικόνας και ήχου.

Τα κύρια χαρακτηριστικά του στρώματος διασύνδεσης και υπηρεσιών στο DVB-SH είναι:

Η λειτουργία MPE:


- Το DVB-H παρέχει ένα επίπεδο μεταφοράς για πολλαπλή διανομή IP πάνω από MPEG2 TS, ώστε να μπορέσει να ενθυλακώσει IP datagram σε MPE [10]. Στο DVB-SH το φυσικό στρώμα είναι επίσης βασισμένο σε MPEG2 TS ώστε να επαναχρησιμοποιήσει το MPE για τη μεταφορά των IP datagram διαμέσου του φυσικού στρώματος.
- Από την στιγμή που το στρώμα μεταφοράς είναι βασισμένο στο MPEG2 TS καθώς και η παρουσία του MPE επιτρέπουν στο πρότυπο DVB-SH να επαναχρησιμοποιήσει το μεγαλύτερο μέρος της σηματοδοσίας που εφαρμόζεται στο DVB-H.

✚ Λειτουργία χρονικής κατάτμησης (time slicing):

- Το DVB-H χρησιμοποιεί παραμέτρους σε πραγματικό χρόνο και συγκεκριμένα τη πληροφορία Delta-t, η οποία ενσωματώνεται μέσα στις επικεφαλίδες των MPE και MPE-FEC προκειμένου να ενημερώσει για την επόμενη ριπή (burst) δεδομένων. Το πρότυπο DVB-SH αντέγραψε την παραπάνω έννοια ώστε κάθε τμήμα MPE, MPE-IFEC που φέρονται από το MPEG2 TS στο φυσικό στρώμα να περιλαμβάνουν την ίδια Delta-t πληροφορία.
- Ο παραπάνω μηχανισμός επιτρέπει τερματικό να εξοικονομεί ενέργεια κατά τη διάρκεια των περιόδων όπου δεν διαβιβάζεται κάποια πληροφορία. Επιπλέον επιτρέπει την μεταπομπή δεκτών με ένα ενιαίο αποδιαμορφωτή για την επίτευξη συγχρονισμού με το αντίστοιχο TS.
- Επιπλέον, η χρονική κατάτμηση επιτρέπει την αποδοτική υποστήριξη υπηρεσιών με μεταβλητό ρυθμό μετάδοση bit, καθώς η πληροφορία Delta-t μπορεί να προσαρμοστεί για κάθε μέγεθος ριπής δεδομένων. Αυτό είναι ένας αποδοτικός τρόπος για να υποστηρίξει αποτελεσματικά την στατιστική πολυπλεξία.

✚ Λειτουργία προστασίας διασύνδεσης:

- Το DVB-H επιτρέπει τη χρήση της προστασίας στρώματος διασύνδεσης με την εφαρμογή MPE-FEC [10] ως αντιστάθμισης της επίγειας απόσβεσης. Το πρότυπο DVB-SH επίσης υποστηρίζει τη χρήση του MPE-FEC.
- Εναλλακτικά, DVB-SH παρέχει και την προστασία MPE-IFEC [8] η οποία είναι καλύτερα προσαρμοσμένη για την δορυφορική κάλυψη και ειδικά για τους δέκτες κατηγορίας 1.
- Μέσω της προστασίας στρώματος διασύνδεσης, είναι εφικτή η μεμονωμένη προστασία για κάθε υπηρεσία ξεχωριστά. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της υπηρεσίας και την απόδοση του φυσικού στρώματος, η συσκευή αναμετάδοσης σημάτων μπορεί να επιλέξει από ποικίλες παραμέτρους του στρώματος διασύνδεσης, όπως για παράδειγμα την χρήση MPE-FEC ή MPE-IFEC. Κάθε μέθοδος προστασίας FEC ή IFEC μπορεί να είναι πλήρως διαμορφωμένη στις απαιτήσεις των υπηρεσιών χάριν σε ένα αριθμό παραμέτρων.

 Υποστήριξη των χαρακτηριστικών γνωρισμάτων IPDC:

- Το DVB-SH είναι πλήρως συμβατό με τις προδιαγραφές DVB IPDC καθώς επίσης συμπεριλαμβάνει: α) το ESG, β) τα πρωτόκολλα παράδοσης περιεχομένου CDP (Content Delivery Protocols) και γ) το πρωτόκολλο αγοράς και προστασίας της υπηρεσίας SPP (Service Purchase and Protection). Το γεγονός αυτό επιτρέπει τη γρήγορη επέκταση των υπηρεσιών πάνω από το φυσικό επίπεδο και το επίπεδο διασύνδεσης του DVB-SH μέσω της επαναχρησιμοποίησης της στρωματοποίησης του πρωτοκόλλου IDPC.
- Το DVB-SH είναι πλήρως ενημερωμένο για την σηματοδότηση PSI/SI. Κατά αυτό τον τρόπο μπορεί να μεταβιβάζει παραμέτρους του συστήματος και του προγράμματος. Ταυτόχρονα του παρέχει την δυνατότητα να πραγματοποιεί ομαλά σενάρια μετάβασης μεταξύ του DVB-SH και των δικτύων DVB-H και πιο συγκεκριμένα για δέκτες που διαθέτουν την δυνατότητα να λαμβάνουν περιεχόμενο και από τα δύο δίκτυα.

1.7 Σενάρια υλοποίησης DVB-SH

Τα ακόλουθα δύο σενάρια παρουσιάζονται για λόγους πληρότητας και είναι το αποτέλεσμα αυθαίρετης επιλογής μεταξύ πολλών δυνατοτήτων. Στον πραγματικό κόσμο, οι Ευρωπαϊκοί και εθνικοί κανονισμοί σε συνδυασμό με της επιχειρηματικές εκτιμήσεις της αγοράς θα καθορίσουν το πραγματικό σχέδιο της υλοποίησης.

Σενάριο 'τροχαίιας μόνο' εισαγωγής:

Το σενάριο αυτό στοχεύει στην υλοποίηση ενός συστήματος DVB-SH που να μπορεί αρχικά να εξυπηρετήσει τερματικές συσκευές που έχουν εγκαταστήσει τις κεραίες τους στην οροφή οχημάτων (συνθήκη λήψης C).

Βήμα 1: Έναρξη λειτουργίας δορυφόρου, που στοχεύει σε δέκτες κατηγορίας 1 χρησιμοποιώντας την MPE-IFEC για την μακροχρόνια διεμπλοκή καθώς και χρησιμοποίηση διαφορικής λήψης για την κάλυψη μεγάλης γεωγραφικής περιοχής.

Βήμα 2: Παράλληλη, επέκταση ενός επίγειου αναμεταδότη (CGC) για να ενισχύσει την τροχαία λήψη στις πυκνοκατοικημένες αστικές περιοχές όπου το δορυφορικό σήμα είναι ασθενές.

Βήμα 3: Επέκταση των επίγειων αναμεταδοτών CGC για να υποστηρίξει την λήψη σήματος από φορητές συσκευές (handheld) σε μεγάλες αστικές και προαστιακές περιοχές (συνθήκη λήψης A), ενώ όσο αφορά τις αγροτικές περιοχές να μπορεί να επιτευχθεί η λήψη του σήματος σε φορητές συσκευές με την ταυτόχρονη συνεργασία χρηστών. Εισαγωγή τοπικού περιεχομένου, στοιχείο που εμπλουτίζει τη προσφορά των τηλεοπτικών καναλιών. Χρήση των προσωπικών τοπικών αναμεταδοτών TR(b) (personal gap filters) για τις περιπτώσεις εσωτερικής κάλυψης, και κινητών αναμεταδοτών TR(c) για χρήση μέσα στο αμάξι (συνθήκη λήψης D).

Βήμα 4: Έναρξη λειτουργίας πρόσθετου δορυφορικού αναμεταδότη ή και τοποθέτηση περισσότερων επίγειων αναμεταδοτών για τη λήψη σήματος από δέκτες κατηγορίας 2 ώστε να βελτιωθεί η λήψη για όλες τις συνθήκες που περιγράφηκαν στη παράγραφο 1.5§.

Σενάριο 'φορητής μόνο' εισαγωγής:

Το σενάριο εισαγωγής του επίγειου στοιχείου CGC πριν από την έναρξη ενός δορυφόρου θα μπορούσε να ακολουθούσε τα παρακάτω βήματα:

Βήμα 1: Υλοποίηση του επίγειου στοιχείου CGC για την εξυπηρέτηση φορητών δεκτών κατηγορίας 1, με χρήση MPE-IFEC για την μακροχρόνια διεμπλοκή καθώς και χρήση διαφορικής λήψης σε υψηλής πυκνότητας αστικές περιοχές, καλύπτοντας έτσι το 30% του πληθυσμού μιας χώρας. Η λειτουργία εισαγωγής τοπικού περιεχομένου έχει αφετηρία από την πρώτη ημέρα για την παροχή μιας πολύ πλούσιας προσφοράς τηλεοπτικών καναλιών. Χρήση τοπικών προσωπικών αναμεταδοτών TR(b) για την εσωτερική κάλυψη, και κινητών αναμεταδοτών TR(c) σε οχήματα.

Βήμα 2: Έναρξη του δορυφορικού στοιχείου που επιτρέπει την πανεθνική κάλυψη για τροχαία λήψη (συνθήκη λήψης C) και με την βοήθεια του χρήστη επίτευξη της συνθήκης

λήψης A σε φορητές συσκευές (handheld) για περιοχές όπου δεν υπάρχει ακόμα επέκταση CGC.

Βήμα 3: Επέκταση CGC αναμεταδοτών για την υποστήριξη φορητής λήψης και για να βελτιώσει την τροχιά υποδοχή σε περισσότερες αστικές και προαστιακές περιοχές.

Βήμα 4: Έναρξη λειτουργίας πρόσθετου δορυφορικού αναμεταδότη ή και τοποθέτηση περισσότερων επίγειων αναμεταδοτών για τη λήψη σήματος από δέκτες κατηγορίας 2 ώστε να βελτιωθεί η λήψη για όλες τις συνθήκες που περιγράφηκαν στη παράγραφο 1.5§.

1.8 Ανακεφαλαίωση

Το φυσικό στρώμα του DVB-SH παρέχει ένα εξελιγμένο κώδικα προστασίας λαθών (FEC) και μια ιδιαίτερα ευέλικτη λειτουργία διεμπλοκής, τα οποία αντιμετωπίζουν επιτυχώς τις προκλήσεις των επίγειων και δορυφορικών κινητών καναλιών. Με την διεμπλοκή αντιμετωπίζονται οι μακροχρόνιες διαλείψεις λόγω των εμποδίων που εμφανίζονται κατά τη διάρκεια των κινητών δορυφορικών καναλιών. Η επίγεια λήψη βελτιώθηκε, ειδικότερα η εσωτερική, καθώς η λήψη του διαμορφωμένου σήματος έχει ως προϋπόθεση ελάχιστες απαιτήσεις C/N για δεδομένη απόδοση φάσματος.

Στις περιπτώσεις όπου ο συνδυασμός των δορυφορικών και επίγειων σημάτων σε μονή συχνότητα (SFN) δεν είναι εφικτή, το πρότυπο DVB-SH προώθησε συνδυαστικές τεχνικές για να εξασφαλιστεί η πρόσθετη λήψη και των δύο σημάτων. Για τις τερματικές συσκευές με περιορισμένη μνήμη, η παρουσία του MPE-IFEC εξασφαλίζει την προστασία από τις μακροχρόνιες διακοπές των δορυφορικών καναλιών.

Το συγκριτικό πλεονέκτημα του DVB-SH πρότυπου απέναντι σε παρεμφερή, προκύπτει από το γεγονός ότι ανήκει στην οικογένεια προτύπων DVB που είναι προσανατολισμένη στην αγορά ανοικτών προτύπων για την παροχή των νέων υπηρεσιών. Απολαμβάνοντας την στήριξη της πλούσιας οικογένειας προτύπων DVB (DVB-H, DVB-S2, DVB-IDPC κ.τ.λ.), οι προδιαγραφές του DVB-SH επιτρέπουν την ανάπτυξη κοινών προϊόντων και υπηρεσιών της οικογένειας DVB. Με αναφορά στο DVB-H το οποίο λειτουργεί στην ζώνη UHF και το δορυφορικό του στοιχείο, η ανάπτυξη του παρόν προτύπου επιτρέπει την επέκταση του τελευταίου για προσφορά υπηρεσιών σε άλλες συχνότητες κάτω από 3GHz

για μεγάλη γεωγραφική κάλυψη, χρησιμοποιώντας μειωμένο κόστος υποδομής και με ταυτόχρονη διεύρυνση της προσφοράς από άποψη αριθμού τηλεοπτικών καναλιών ή υπηρεσιών πολυμέσων.

1.9 Αναφορές

1. Reimers U (ed.). DVB—The Family of International Standards for Digital Video Broadcasting (2nd edn). Springer: Berlin, Heidelberg, New York, 2004, ISBN 3-540- 43545-X.
2. Reimers U. DVB—the family of international standards for digital video broadcasting. Proceedings of the IEEE 2006; 94(1):173–182.
3. Reimers U, Morello A. DVB-S2: the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting. International Journal of Satellite Communications and Networking 2004; 22(3):249–268.
4. Morello A, Mignone V. DVB-S2: the second generation standard for satellite broadband services. Proceedings of the IEEE 2006; 94(1):210–227.
5. Faria G, Henriksson J, Stare E, Talmola P. Digital broadcast services to handheld devices. Proceedings of the IEEE 2006; 94(1):194–209.
6. ETSI TS 102 585(2008-04): Digital Video Broadcasting (DVB); System Specifications for Satellite Services to Handheld Devices (SH) below 3GHz.
7. ETSI EN 302 583(2008-03): Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Satellite Services to Handheld Devices (SH) below 3 GHz.
8. ETSI TS 102 584(2008-12): DVB-SH Implementation Guidelines.
9. ETSI TS 101 191(2004-06): Digital Video Broadcasting (DVB); DVB Mega-Frame for Single Frequency Network (SFN) Synchronization.
10. ETSI EN 301 192(2008-04): Digital Video Broadcasting (DVB); DVB Specification for Data Broadcasting (DVBDATA).
11. ETSI TS 102 468(2007-11): Digital Video Broadcasting (DVB); IP Datacast over DVB-H: Set of Specifications for Phase 1.
12. Philip Kelley. Overview of the DVB-SH specifications INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS Int. J. Commun. Syst. Network 2009; 27:198–214 Published online 11 May 2009 in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com).
DOI: 10.1002/sat.935

Κεφάλαιο 2^ο :

Το δορυφορικό στοιχείο του DVB-SH

2.1 Εισαγωγή

Στην σημερινή εποχή τα πρότυπα ανταγωνίζονται παγκοσμίως για την υπεροχή στο τοπίο της κινητής τηλεόρασης και σε αυτά φυσικά περιλαμβάνεται το DVB-SH [13]. Σε αντίθεση με τα προηγούμενα πρότυπα, τα οποία κληρονόμησαν τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα τους από τα δίκτυα ραδιοφωνικής μετάδοσης ή από τα κυψελοειδή δίκτυα, στο DVB έχουν υιοθετήσει μια διαφορετική προσέγγιση για το νέο αστέρι τους. Καταρχήν, ο κύριος στόχος της TM-SSP⁵ βασίστηκε στην παρατήρηση ότι η καλή πληθυσμιακή κάλυψη είναι εξίσου σημαντική με την καλή γεωγραφική κάλυψη μιας εθνικής περιοχής. Σε μία εποχή όπου η αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος και η προώθηση κινητών χαρακτηριστικών αποτελούν τις κορυφαίες προτεραιότητες στο κατάλογο των ρυθμιστικών αρχών, η παραπάνω εκτίμηση είναι θεμελιώδης. Δεύτερον, για την ταχύτερη διάθεση του προτύπου στην παγκόσμια αγορά, η ειδική ομάδα TM-SSP επέλεξε να υιοθετήσει τα καλύτερα χαρακτηριστικά από άλλα ώριμα πρότυπα της οικογένειας DVB όπως το DVB-H [1] και DVB-S2 [2]. Τρίτον, η αναγνώριση της σημασίας των κινητών τηλεφώνων στην καθημερινή ζωή, είχε ως συνέπεια η TM-SSP να λάβει υπόψη την ανάγκη για συνύπαρξη και κοινή εξέλιξη με τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Τέλος, η TM-SSP αγκάλιασε πλήρως την ιδέα για σύγκλιση σε μια παγκόσμια IP δικτύωση, η οποία συμβαίνει σε όλους τους τομείς της τεχνολογία επικοινωνιών.

Η λειτουργία του προτύπου DVB-SH βασίζεται στη χρήση των επίγειων κινητών δορυφορικών (Land Mobile Satellite) καναλιών με την ταυτόχρονη παρουσία ενός συμπληρωματικού επίγειου τμήματος για την παροχή υπηρεσιών σε αστικό, σε πυκνό προαστιακό και σε εσωτερικό περιβάλλον όπου μόνο το δορυφορικό στοιχείο δεν μπορεί να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις. Το σύστημα είναι οικονομικά βιώσιμο, όταν το δορυφορικό τμήμα μπορεί να προσφέρει καλή ποιότητα υπηρεσίας (QoS) στα ανοικτά και αγροτικά περιβάλλοντα καθώς επίσης και τις αραιοκατοικημένες περιοχές όπου μια επίγεια υποδομή δεν δικαιολογείται. Συνεπώς το κυρίαρχο στοιχείο στο DVB-SH είναι το δορυφορικό στοιχείο του. Ανεξαρτήτως των οικονομικών, τεχνικών ή και ρυθμιστικών κριτηρίων που μπορούν να τεθούν κατά την προώθηση ενός συστήματος DVB-SH, η υλοποίηση της πρότασης θα βασίζεται πάντοτε στις δυνατότητες κάλυψης του δορυφόρου. Χωρίς έναν ισχυρό δορυφορικό στοιχείο το DVB-SH θα ήταν απλά μια ακόμη λύση σε ένα κορεσμένο τοπίο προτύπων κινητής τηλεόρασης.

⁵ TM-SSP είναι το όνομα της ειδικής ομάδας του DVB που παρήγαγε τις προδιαγραφές DVB-SH

Το παρόν κεφάλαιο στοχεύει στην διατύπωση μιας βαθύτερης περιγραφής και ανάλυσης αυτού του ζωτικής σημασίας τμήματος. Για το σκοπό αυτό θα γίνει αρχικά αναφορά στο πρότυπο καναλιών LMS και τα εργαλεία που περιέλαβε το DVB-SH για να εξετάσει συγκεκριμένους περιορισμούς καναλιών. Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των δοκιμαστικών μεταδόσεων που πραγματοποιήθηκαν χάρις στο χρηματοδοτούμενο, από την ESA, πρόγραμμα Ortigia [1] και σύγκριση αυτών με αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοιώσεων. Επιπλέον θα αναφερθούν επιπρόσθετα αποτελέσματα δοκιμών υβριδικής λήψης χωρίς όμως την υποστήριξη προσομοιώσεως. Η χρησιμοποίηση αυτών των εκτενών αποτελεσμάτων θα αποτελέσουν την βάση για την παρουσίαση παραδειγμάτων προϋπολογισμού ισχύος διασύνδεσης καθώς και πιθανών τεχνικών συμβιβασμών, που μπορεί να προκύψουν λαμβάνοντας υπόψη υποθετικές απαιτήσεις της αγοράς.

2.2 Χαρακτηριστικά LMS καναλιού

Τα χαρακτηριστικά LMS εξαρτώνται από βασικές παραμέτρους του συστήματος όπως για παράδειγμα η γωνία ανύψωσης, η ύπαρξη οπτικής επαφής (Line of Sight), η αναλογία σήματος προς θόρυβο (SNR), η μορφή του περιβάλλοντος και η ταχύτητα του κινητού δέκτη. Επομένως, η ακριβής μοντελοποίηση καναλιών LMS έχει μείζονα σημασία στο σχεδιασμό του συστήματος DVB-SH και την επικείμενη αξιολόγηση του. Η ειδική ομάδα TM-SSP υιοθέτησε το μοντέλο αλυσίδας Markov τριών καταστάσεων, που ανέπτυξε ο Fontan [3,4,12]. Το παραπάνω μοντέλο βασίστηκε στις πειραματικές εκστρατείες μετρήσεων, που χρηματοδοτούνται από την ESA, για διάφορες ευρωπαϊκές περιοχές και για διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης. Ο δορυφόρος προσομοιώθηκε για διαφορετικές γωνίες ανύψωση με την χρήση ενός ελικόπτερου. Το μοντέλο του Fontan ταξινομεί τις συνθήκες LMS καναλιών σε τρεις πιθανές καταστάσεις:

- Κατάσταση 1: ύπαρξη οπτικής επαφής
- Κατάσταση 2: περίπτωση μέτριας σκίασης
- Κατάσταση 3: περίπτωση βαθιάς σκίασης

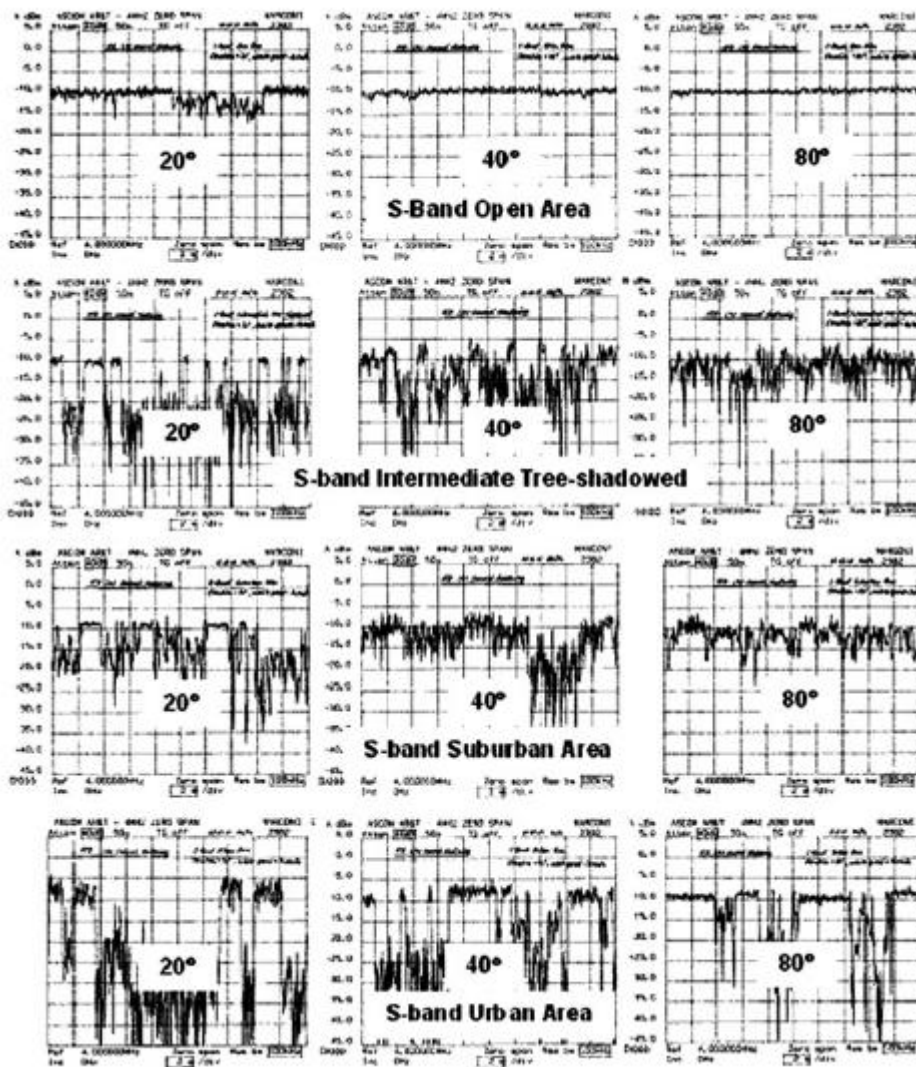
Κάθε κατάσταση χαρακτηρίζεται από μια μέση τιμή, τη σταθερή απόκλιση και το χωρικό συσχετισμό μετρούμενο σε m , ο οποίος εξαρτάται από την παρουσία αργών διαλείψεων λόγω σκίασης και ενός παράγοντα Rice που χαρακτηρίζει την παρουσία γρήγορων διαλείψεων λόγω πολλαπλών διαδρομών. Η προδιαγραφή των καναλιών LMS ολοκληρώνεται με τον προσδιορισμό πιθανοτήτων μετάβασης μεταξύ των καταστάσεων οι οποίες καθορίζονται από την μορφολογία του εδάφους. Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι οποιαδήποτε προδιαγραφή καναλιών εξαρτάται έντονα από τη δορυφορική γωνία ανύψωσης. Γίνεται λοιπόν σαφές ότι η επιλογή ενός αντιπροσωπευτικού μοντέλου καναλιού LMS είναι μια σύνθετη εργασία. Για αυτόν τον λόγο η ομάδα TM-SSP περιόρισε την αξιολόγηση της απόδοσης στις τρέχουσες DVB-SH οδηγίες εφαρμογή (SH-IG [5]) για γωνίες ανύψωση μέχρι 40° και για τους ακόλουθους τρεις τύπους περιβάλλοντος: ανοικτό, μέτρια σκιασμένο από δέντρα αγροτικό (ITS⁶) και προαστιακό περιβάλλον.

Η κατά Rice εξασθένιση αντιπροσωπεύει την πολυδιαδρομική εξασθένιση λόγω παρουσίας επίγειων σκεδαστών. Αντιθέτως η λογαριθμική κατανομή σκίασης αναφέρεται στους μακροπρόθεσμους συντελεστές διάδοσης οι οποίοι επηρεάζουν την βραχυχρόνια μέση τιμή ισχύος του σήματος. Το εύρος ζώνης πολλαπλών διαδρομών B_F δίνεται από την σχέση $B_F = f_0 v / c$, όπου v η ταχύτητα του δέκτη, c η ταχύτητα του φωτός και f_0 η συχνότητα του φέροντος. Ο χρόνος συσχέτισης T_F λόγω πολλαπλών διαδρομών ορίζεται ως το αντίστροφο του εύρους ζώνης B_F . Θεωρώντας την περίπτωση φέροντος 2.2 GHz και ενός κινητού δέκτη με πεπερασμένη ταχύτητα 3 km/h τότε ο χρόνος συσχέτισης T_F θα είναι 200 msec και επομένως 3 sec χρόνου διεμπλοκής θα είναι επαρκή για την αντιμετώπιση του φαινομένου της πολυδιαδρομής. Για τις αργές διαλείψεις ο χρόνος συσχέτισης αυξάνεται περίπου κατά έναν παράγοντα 12 για χωρικό συσχετισμού μήκους 1.6 m. Σε αυτήν την περίπτωση ο χρόνος συσχετισμού σκίασης T_{LGN} υπολογίζεται απλά από την σχέση $T_{LGN} = d_{LGN} / v$. Για $v = 3$ km/h ο χρόνος T_{LGN} είναι κοντά στα 2 sec και κατά συνέπεια είναι δυσκολότερο να καταπολεμηθούν οι αργές διαλείψεις έναντι του φαινομένου πολλαπλών διαδρομών που αναφέραμε προηγουμένως.

Οι λεπτομερείς παράμετροι για διαφορετικά περιβάλλοντα, γωνίες ανύψωσης και θέσεις αναφέρονται στο έγγραφο “DVB-H: digital broadcast services to handheld devices” [1]. Το σχήμα 9 παρουσιάζει παραδείγματα χρονικών σειρών που παράγονται χρησιμοποιώντας το μοντέλο Fontan. Για την ανοικτή περιοχή, οι διακυμάνσεις ισχύος του

⁶ Intermediate tree-shadowed (ITS)

σήματος είναι μάλλον περιορισμένες εκτός από την γωνία ανύψωσης 20°. Για περιβάλλον ITS, η παρουσία πολλαπλών καταστάσεων στην συμπεριφορά της χρονικής σειράς είναι ορατή, ειδικότερα για γωνία ανύψωσης μέχρι 40°. Όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή σήματος, τότε μεγάλες διακυμάνσεις στην ισχύ του σήματος λόγω σκίασης εμφανίζονται πάνω από τις γρήγορες διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομής. Στο προαστιακό περιβάλλον παρουσιάζεται παρόμοια συμπεριφορά δυο καταστάσεων με πιο μακροχρόνια διάρκεια του όρου LoS έναντι της περίπτωσης περιβάλλοντος ITS. Το αστικό περιβάλλον επιδεικνύει συμπεριφορά on-off ακόμη και στις υψηλές δορυφορικές γωνίες ανύψωσης λόγω της παρουσίας κτηρίων τα οποία είναι πολύ κοντά μεταξύ τους.



Σχήμα 9: Παραδείγματα χρονικών σειρών καναλιών LMS για διαφορετικές γωνίες ανύψωσης και περιβάλλοντα διάδοσης.

2.3 Περιορισμοί δορυφορικής μετάδοσης

Σε αυτή την ενότητα θα αναφερθούν βασικά ζητήματα περιορισμών που προκύπτουν σε ένα δορυφορικό κινητό σύστημα αναμετάδοσης και τα αντίστοιχα αντίμετρα στο DVB-SH.

2.3.1. Διαφορικά θέματα

Αν και οι εγγενείς περιορισμοί στους ενισχυτές υψηλής ισχύος (HPA) μπορούν να αντιμετωπιστούν εν μέρει με την παράλληλη τοποθέτηση διάφορων HPAs ή/και χρησιμοποιώντας αρχιτεκτονικές ενισχυτών πολλαπλών θυρών, η μέγιστη δορυφορική ισχύς RF για ένα κινητό σύστημα αναμετάδοσης είναι ακόμα περιορισμένη. Οι περιορισμοί οφείλονται κυρίως στην δορυφορική πλατφόρμα ισχύος σταθερού ρεύματος, καθώς επίσης και στους περιορισμούς που εμφανίζονται στην ικανότητα σκέδασης και τον ενισχυτή ισχύς υψηλής ισχύος RF. Επιπλέον η χρήση κεραιών με μεγάλους αναπτυσσόμενους ανακλαστήρες RF έχει ως συνέπεια να επιτρέπει τη μετάδοση προς συγκεκριμένες μόνο περιοχές. Εν τούτοις, συγκρινόμενο με το επίγειο αντίστοιχο τμήμα, ο δορυφόρος από τη φύση του δημιουργεί μια πιο ομοιόμορφη ροή πυκνότητας ισχύος προς τη γη και τα διαθέσιμα περιθώρια ισχύος διασύνδεσης θα πρέπει να κρατηθούν χαμηλά για ένα οικονομικό βιώσιμο σύστημα σχετικά.

Κατά συνέπεια, για να επιτευχθεί η απαιτούμενη ποιότητα υπηρεσίας διαμέσου των καναλιών LMS, ο σχεδιαστής θα πρέπει να προσφύγει στα ακόλουθα μέτρα:

Διαφορισμός χρόνου: Με τον διαφορισμό χρόνου οι διακοπές συνδέσεων διασπείρονται στη διάρκεια του χρόνου έτσι ώστε να επιτευχθεί ανάκτηση της πληροφορίας μέσω τεχνικών διόρθωσης λαθών (FEC). Η τεχνική του χρονικού διαφορισμού υποστηρίζεται στο DVB-SH με δύο τρόπους. Στο φυσικό στρώμα (PL), ένας εξελικτικός διεμπλοκέας λειτουργεί σε στενή συνεργασία με ένα turbo κώδικα. Στο στρώμα διασύνδεσης (LL) παρέχεται προαιρετικά ένας συμπληρωματικός διεμπλοκέας, ο οποίος συνεργάζεται και αυτός με ένα κώδικα διόρθωσης λαθών. Η λύση στο επίπεδο διασύνδεσης (LL) έχει ως αποτέλεσμα την μικρότερη απαίτηση μνήμης στο chip του δέκτη με κόστος όμως την υποβάθμιση της απόδοσης όπως θα παρατηρήσουμε παρακάτω στην παράγραφο 2.4. Το μήκος διεμπλοκής σε επίπεδο LL εξαρτάται αποκλειστικά από την κάθε υπηρεσία. Ο χρονικός διαφορισμός έχει ως συνέπεια να εισάγει μια επιπλέον καθυστέρηση

στην επικοινωνία μεταξύ του χρήστη και του επίγειου ή/και του δορυφορικού τμήματος, η οποία ανάλογα με την εφαρμογή μπορεί να είναι αποδεκτή ή όχι. Επιπλέον η προκύπτων αύξηση του χρόνου μεταγωγής καναλιών⁷ μπορεί να ασκήσει αρνητική επίδραση στο χρήστη κατά την εκτίμηση ποιότητας υπηρεσίας. Ο διεμπλοκέας σε επίπεδο φυσικού στρώματος μπορεί να καθορισθεί με διάφορους τρόπους για να παρέχει ανταλλαγή μεταξύ αυξανόμενου χρόνου μεταγωγής και μεγαλύτερο περιθώριο πιθανότητας επιτυχούς διασύνδεσης. Οι πιο σημαντικοί τρόποι είναι οι ακόλουθοι τρεις: α) Short για το επίγειο κανάλι, β) Uniform Long και γ) Uniform Late για το δορυφορικό κανάλι. Η περίπτωση της τελευταίας χρησιμοποιείται όταν υπάρχει καλό περιθώριο διασύνδεσης όποτε μειώνεται ο αυξανόμενος χρόνος (zapping time). Οι DVB-SH δέκτες χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: η κατηγορία 1 υποστηρίζει Short διεμπλοκείς στο φυσικό επίπεδο σε αντίθεση με την κατηγορία 2 όπου οι διεμπλοκείς επιβάλλεται να υποστηρίζουν την δομή Late στο φυσικό επίπεδο.

Διαφορική λήψη: Αυτή η πραγματοποιείται στην άκρη της επίγειας κάλυψης όταν ικανοποιούνται οι υβριδικοί όροι υποδοχής, δηλ. θέσεις για τις οποίες, κατά μέσον όρο, οι ισχύεις των σημάτων από το δορυφορικό και το επίγειο δίκτυο είναι συγκρίσιμες. Αυτός ο συνδυασμός σημάτων μπορεί να βοηθήσει σημαντικά στην αύξηση της συνολικής διαθεσιμότητας του συστήματος στις προαστιακές περιοχές ή να μειώσει την πυκνότητα των επίγειων επαναληπτών.

Διαφορική λήψη μέσω χρήσης πολλαπλών κεραιών λήψης: Σε αυτήν την περίπτωση το τερματικό είναι εξοπλισμένο με δύο ή περισσότερες κεραιές λήψης και αλυσίδες RF για να επιτρέψει ανεξάρτητη αποδιαμόρφωση των σημάτων λήψης και το συνδυασμό τους στη ζώνη βάσης. Η τεχνική αυτή έχει ιδιαίτερα οφέλη σε επίγειες συνθήκες λήψης, κυρίως σε εσωτερικούς χώρους (σχεδόν στατική λήψη), αλλά απαιτεί αποδιαμορφωτές να λειτουργούν σε χαμηλότερα SNRs. Για τη δορυφορική λήψη, η χρήση πολλαπλών κεραιών μπορεί να φέρει βελτίωση εάν ο χωρισμός κεραιών είναι αρκετά μεγάλος (π.χ. 1m ή περισσότερο), το οποίο είναι συχνά δύσκολο να εφαρμοστεί στην πράξη. Η διαφορική πόλωσης μπορεί να είναι ευεργετική εφ' όσον τα ανακλώμενα σήματα φέρνουν ικανοποιητική ισχύ.

⁷ γνωστός και ως zapping time

Διαφορική λήψη μέσω χρήσης πολλαπλών δορυφόρων: Η δορυφορική μετάδοση σήματος πραγματοποιείται μέσω δορυφόρων σε διαφορετικές γεωσύγχρονες τροχιές ή και σε διαφορετικές τροχιές ιδιαίτερα στην περίπτωση των ελλειπτικών τροχιών, για την αξιοποίηση της διαφορικής λήψης σημάτων που φθάνουν στο δέκτη από διαφορετικές γωνίες. Η προσέγγιση αυτή συναντάται κυρίως στα αμερικάνικα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης Sirius και XM.

2.3.2.Θέματα αποδιαμόρφωσης

Η παρουσία αποδιαμορφωτών για γρήγορη και ισχυρή δυνατότητα επανάκτησης σημάτων καθώς και ικανότητα ανίχνευσης ποιότητας του σήματος λήψης είναι απαραίτητη σε ένα κανάλι LMS. Αν και οι παραπάνω πτυχές είναι αναγνωρισμένες στα επίγεια πρότυπα, όπως στο DVB-H, υπάρχουν ορισμένα ζητήματα αποδιαμόρφωσης στα οποία έχει αποκλειστικά επικεντρωθεί το DVB-SH:

1. Δορυφορική λειτουργία με τα περιορισμένα περιθώρια σύνδεσης έναντι των επίγειων συστημάτων, με άμεση κατάληξη συχνότερα γεγονότα κατά τα οποία ο αποδιαμορφωτής λειτουργεί κάτω από το κατώτατο όριο.
2. Λειτουργία αποδιαμορφωτών σε χαμηλότερο SNR από τα επίγεια συστήματα.

Το πρώτο ζήτημα είναι ότι δεδομένου ότι το ρολόι του αποδιαμορφωτή λειτουργεί με κάποιο βαθμό ελευθερίας για κάποιο χρόνο μέχρι την νέα και πλήρη απόκτηση του σήματος, είναι σημαντικό επιτευχθεί μείωση του χρόνου αυτού ώστε να αποφευχθεί η εισαγωγή χρόνου διαγραφής από το LMS κανάλι.

Το δεύτερο σημείο είναι συνέπεια δύο αποκλειστικών γνωρισμάτων του DVB-SH. Καταρχήν, η παρουσία turbo κώδικα και η υποστήριξη μικρότερων ρυθμών κωδικοποίησης σε σχέση με το DVB-H έχει ως αποτέλεσμα να επιβάλλουν χαμηλότερο SNRs στο οποίο ο αποδιαμορφωτής πρέπει να λειτουργήσει. Δεύτερον, στις συνθήκες λήψης LoS και μέτριας σκίασης, που αντιστοιχούν στις καταστάσεις 1 και 2 του προτύπου Fontan, η εξασθένιση στο δορυφορικό κανάλι είναι λιγότερο έντονη από ότι στο επίγειο κανάλι. Χαρακτηριστικά, το δορυφορικό κανάλι είναι τοπικά Ricean με έναν υψηλό παράγοντα Rice για την αντιμετώπιση και της πιο απαιτητικής περίπτωσης. Κατά συνέπεια, το απαραίτητο SNR για

να επιτευχτεί ο PER⁸ στόχος στα κανάλια LMS είναι κοντά στις τιμές AWGN σε αντίθεση με τα επίγεια δίκτυα. Επιπλέον η εισαγωγή πιλοτικών σύμβολων επιτρέπει την αξιόπιστη εκτίμηση καναλιών και τη γρήγορη αποδιαμόρφωση σημάτων τόσο κατά την OFDM διαμόρφωση (επιλογή SH-A αρχιτεκτονική) όσο και κατά την TDM (επιλογή SH-B). Η πιλοτική στρατηγική OFDM είναι ίδια με αυτήν του DVB-H όπου υπάρχουν εκπομπές συνεχών και διεσπαρμένων πιλοτικών συμβόλων. Δεδομένου ότι το κανάλι LMS δεν παρουσιάζει συμπεριφορά επιλεκτική ως προς τη συχνότητα, η εκτίμηση καναλιών για την OFDM μπορεί να είναι απλούστερη από αυτή για τα επίγεια κανάλια.

Στην περίπτωση της TDM που συναντάμε στην SH-B αρχιτεκτονική, η πιλοτική δομή είναι παρόμοια με αυτήν του προτύπου DVB-S2, με την εισαγωγή στο SH πλαίσιο του φυσικού στρώματος (PL) δύο ομάδων από 80 πειραματικά σύμβολα που χωρίζονται από 1008 σύμβολα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η επικεφαλίδα να είναι περίπου 8% υψηλότερη από την αντίστοιχη του DVB-S2. Τα πιλοτικά σύμβολα TDM έχουν ως σκοπό να αντιμετωπίσουν τα προβλήματα που δημιουργούν υψηλές ταχύτητες όπως τα 170 km/h. Αν και τα πειραματικά σύμβολα διαμορφώνονται από μια ακολουθία ανακατανομής της PL που έχει μια περίοδο ίση με το SH πλαίσιο, αυτά είναι γνωστά στον αποδιαμορφωτή. Επομένως εκτελώντας μια συνεκτική ολοκλήρωση πάνω από τα 80 σύμβολα μπορεί να γίνει εκτίμηση της μέγιστης πιθανότητας (Maximum Likelihood) για το πλάτος και για τη φάση του λαμβανόμενου σήματος. Η κατάσταση καναλιού κατά την μετάδοση ομάδων πειραματικών συμβόλων μπορεί να μεταβληθεί χρησιμοποιώντας αλγορίθμους παρόμοιους με εκείνους που περιγράφονται στο παράρτημα A11 των οδηγιών εφαρμογής (SH-IG [5]). Επιπλέον, πιλότοι πλαισίων SH μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να βοηθήσουν τη γρήγορη επανάκτηση του αποδιαμορφωμένου σήματος μέσω μιας επίλυση αμφισημίας χρονισμού ίση με τη SH διάρκεια πλαισίων (2176 σύμβολα).

2.3.3. Δορυφορικά θέματα μη γραμμικότητας

Η επιτυχία του DVB-SH στηρίζεται στην αποφυγή ανεπαρκής χρήσης της δορυφορικής ισχύος. Το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του δορυφορικού HPA⁹ καθορίζεται από τα χαρακτηριστικά της περιβάλλουσας, τη γραμμική και μη γραμμική παραμόρφωση (καθυστερήση λόγω ομάδας φίλτρων, απόκριση πλάτους, στα χαρακτηριστικά AM/AM και AM/PM) καθώς και στο περιθώριο SNR για την επίτευξη του PER στόχου. Η αξιολόγηση της

⁸ Probability Error Rate

⁹ High Power Amplifier

μη γραμμικότητας θα επικεντρωθεί στις δύο κύριες επιλογές δορυφορικών ωφέλιμων φορτίων :

1. Την ενιαία πολλαπλή ενίσχυση DVB-SH ανά HPA (συνδυασμός δικτύου με πόλωση)
2. Πολλαπλοί πολυπλέκτες DVB-SH ενίσχυσης ανά HPA (συνδυασμός διαφορικής χωρικής λήψης κεραιών και πολλαπλών δορυφορικών δεσμών).

Στην πρώτη περίπτωση, ο ενισχυτής HPA οδηγείται στον κορεσμό, δηλ. σε 0,5-1 dB OBO¹⁰, εάν έχει επιλεγεί η TDM διαμόρφωση. Σε αυτήν την περίπτωση, η σχεδόν σταθερή περιβάλλουσα TDM μπορεί να έχει ένα πλεονέκτημα κατά 1 με 1,5 dB σε σύγκριση με την OFDM διαμόρφωση, όπου η περιβάλλουσα έχει μεγαλύτερες διακυμάνσεις.

Στη δεύτερη περίπτωση, κάθε HPA ενισχύει αρκετούς DVB-SH πολυπλέκτες. Αυτό έχει ως συνέπεια, το βέλτιστο σημείο λειτουργίας HPA να αντιστοιχεί σε ένα OBO, το οποίο είναι περίπου 2 με 3 dB, ανεξάρτητα από την επιλογή της κυματομορφής. Επομένως καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι για την πρώτη περίπτωση η TDM σε σχέση με την OFDM είναι περισσότερη αποδοτική από άποψη ισχύος, πλεονέκτημα που όμως εξαφανίζεται με την επιλογή της δεύτερης αρχιτεκτονικής.

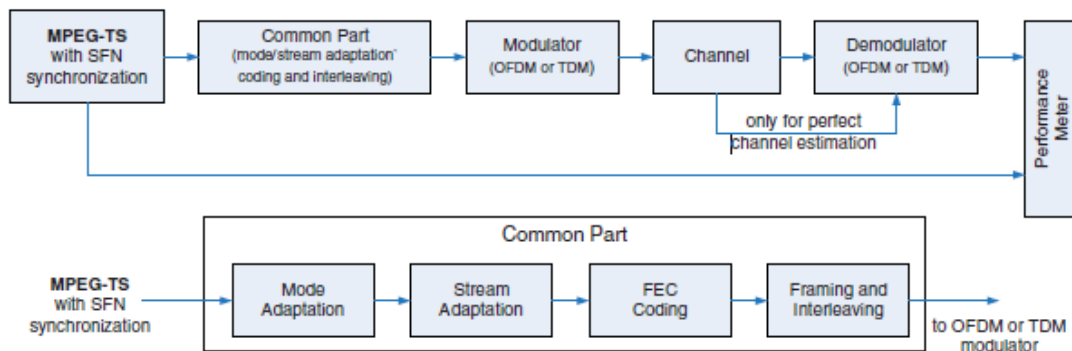
2.4 Μεθοδολογία προσομοίωσης και αποτελέσματα.

Η ομάδα TM-SSP υιοθέτησε μια μεθοδολογία προσομοίωσης για την αξιολόγηση των διαφορετικών αρχιτεκτονικών DVB-SH, περιλαμβάνοντας δύο βήματα. Το πρώτο βήμα εστιάζει στο FEC (PL και LL) καθώς επίσης στους διεμπλοκείς για διάφορα κανάλια διάδοσης αναφοράς. Σε αυτό το βήμα, υποτίθεται ότι το κανάλι είναι γνωστό στο δέκτη. Το δεύτερο βήμα περιλαμβάνει τους πρακτικούς αλγορίθμους εκτίμησης καναλιών για δεδομένη επιλογή δομής πλαισίου και εκπομπής πιλοτικών συμβόλων τόσο για την OFDM όσο και για την TDM.

Το σχήμα 10 παρουσιάζει το λειτουργικό διάγραμμα του μοντέλου προσομοίωσης. Σε αυτό αποτυπώνονται τα διάφορα μπλοκ διαμορφωτών όπως διευκρινίζονται στο DVB-SH πρότυπο [3], δηλ. η προσαρμογή ροής που ακολουθείται από την κωδικοποίηση FEC και τις λειτουργίες πλαισιοποίησης και διεμπλοκής. Οι παραπάνω λειτουργίες είναι κοινές

¹⁰ Το OBO (output back-off) υπολογίζεται σε dB και καθορίζεται από το λόγο της ισχύς του ενισχυτή προς τη μέγιστη ισχύ του.

ανεξάρτητα από την επιλογή της OFDM ή της TDM. Στην περίπτωση της TDM, ο διαμορφωτής αρχικά καθορίζει την αντιστοιχία λέξεων bit σε διάγραμμα αστερισμού (mapping), το πλαίσιο της PL και την εισαγωγή TDM πιλοτικών συμβόλων, ακολουθούμενο από το ανακάτωμα της PL, το διαμορφωτή βασικής ζώνης και τη μορφοποίηση του τελικού παλμού με την χρήση παλμού SRRC¹¹. Ο OFDM διαμορφωτής είναι ελαφρώς πιο σύνθετος, καθώς τα εισερχόμενα κωδικοποιημένα bit αρχικά αποπολυπλέκονται σε δύο (QPSK) ή τέσσερις (16QAM) παράλληλες ροές δεδομένων τα οποία διαπλέκονται σε επίπεδο συμβόλων πριν αντιστοιχηθούν σε λέξεις bit με βάση τον κατάλληλο αστερισμό. Η προσαρμογή πλαισίων της PL με πιλοτικά σύμβολα και εισαγωγή TPS πραγματοποιείται πριν από το διαμορφωτή OFDM. Τέλος, το πρόθεμα κύκλων (prefix cycle) εισάγεται στο διαβιβασθέν σήμα.



Σχήμα 10: Το δομικό διάγραμμα προσομοίωσης

Στην συνέχεια το σύνθετο σήμα βασικής ζώνης διέρχεται έπειτα από τον προσομοιωτή καναλιών LMS όπως περιγράφεται στην παράγραφο 2.2. Για την επιτάχυνση των προσομοιώσεων, λαμβάνεται ένα δείγμα ανά σύμβολο για την αντιπροσώπευση σημάτων TDM. Αυτή η προσέγγιση υπονοεί την τέλεια εκτίμηση συγχρονισμού TDM στον αποδιαμορφωτή και κανένα φίλτράρισμα SRRC δεν απαιτείται. Σε ορισμένες περιπτώσεις ο προσομοιωτής καναλιών LMS μπορεί να απλοποιηθεί από ένα πλήρες μοντέλο Fontan τριών καταστάσεων σε ένα καθαρό Ricean μοντέλο.

Ο αποδιαμορφωτής εκτελεί τις αντίστροφες διαδικασίες του διαμορφωτή. Στην περίπτωση της TDM, τα δείγματα εισαγωγής (ένα δείγμα/σύμβολο) οργανώνονται σε πλαίσια, τα πειραματικά δείγματα εξάγονται για την εκτίμηση καναλιών όταν υπάρχει η

¹¹ SRRC: Square root raised cosine

σχετική εκπομπή τους, τα σύνθετα δείγματα δεδομένων στρέφονται ανά φάση και πολλαπλασιάζονται με το ανάλογο πλάτος σύμφωνα με την κατ' εκτίμηση φάση του φέροντος και το κέρδος του καναλιού. Κατόπιν η αντίστροφη διαδικασία της διεμπλοκής και εν συνεχεία του καθορισμού bit λέξεων από τα λαμβανόμενα σύμβολα (de-mapping) πραγματοποιούνται πριν την αποκωδικοποίηση FEC. Στην περίπτωση της OFDM υποθέτουμε έναν ιδανικό συγχρονισμό σε επίπεδο σύμβολου OFDM. Μετά από την αφαίρεση προθέματος κύκλου και τον FFT¹² υπολογισμό, η ίδια αντίστροφη διαδικασία αποδιαμόρφωσης καναλιών ακολουθείται όπως στην περίπτωση της TDM μόνο που εκτελείται σε επίπεδο υποζώνης. Οι λεπτομέρειες στους αλγορίθμους που εφαρμόζονται στον αποδιαμορφωτή αναφοράς για την εκτίμηση καναλιών μπορούν να βρεθούν στα παραρτήματα A11.1.1 και A11.1.2 του SH-IG [5] για τους αποδιαμορφωτές TDM και OFDM, αντιστοίχως.

Δεδομένου ότι ο χρόνος επανάκτησης σήματος των αποδιαμορφωτών είναι σημαντικός σε ένα κανάλι LMS, μια προσομοίωση του χρόνου επανάκτησης ενός πραγματικού αποδιαμορφωτή συμπεριλήφθηκε. Η γενική συμπεριφορά αποδιαμορφωτών μπορεί να οριστεί ως μια αλυσίδα του Markov τεσσάρων καταστάσεων που αντιπροσωπεύουν τις ακόλουθες λειτουργίες: (α) locked, (β) unlocked coasting, (γ) unlocked re-acquisition και (δ) idle. Όταν το λαμβανόμενο SNR πηγαίνει κάτω από ένα καθορισμένο κατώτατο όριο λόγω εξασθένησης, η κατάσταση unlocked coasting εισάγεται. Εάν μετά από έναν καθορισμένο μέγιστο χρόνο (coasting) το SNR είναι ακόμα κάτω από το κατώτατο όριο, τότε εισέρχεται η κατάσταση unlocked re-acquisition. Η κατάσταση locked συμβαίνει όταν παρέλθει ένας δεδομένος χρόνος επανάκτησης όπου το SNR παραμένει επάνω από το κατώτατο όριο. Για λόγους απλότητας, το κατώτατο όριο αντιπροσωπεύεται με μια ενιαία τιμή, ανεξάρτητα από τη συμπεριφορά καναλιών, ενώ στην πραγματικότητα μπορεί να ποικίλει σύμφωνα με τις συνθήκες των κινητών καναλιών. Περαιτέρω λεπτομέρειες περιγράφονται στο παράρτημα A5 του SH-IG [5].

¹² Fast Fourier Transform

2.4.1. Αποδιαμορφωτής με ιδανική εκτίμηση καναλιών

Τα αποτελέσματα προσομοίωσης που θα αναφερθούν εδώ είναι βασισμένα στις συνθέσεις συστημάτων που ονομάζονται ως περιπτώσεις αναφοράς στο SH-IG [5] και περιγράφονται παρακάτω εν συντομία. Αυτά επιτρέπουν τη σύγκριση των διαφορετικών διαμορφώσεων της PL κάτω από τα ίδια υψηλού επιπέδου χαρακτηριστικά (απόδοση φάσματος, χαρακτηριστικά δορυφόρου και τερματικού, χρονικό μήκος διεμπλοκής), ανεξάρτητα από την πολυπλοκότητα των τερματικών. Συμπληρωματικές προσομοιώσεις έχουν επίσης εκτελεσθεί, αναφερόμενες ως αναλύσεις ευαισθησίας και οι οποίες δίνουν συμπληρωματικές πληροφορίες για τις αντίστοιχες ικανότητες διαφορετικών συνθέσεων DVB-SH δικτύων, όταν τροποποιούνται συγκεκριμένα περιορισμοί. Ο πίνακας 4 παρέχει τα κύρια χαρακτηριστικά στις κατηγορίες των τερματικών.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4: Χαρακτηριστικά τερματικών

	Χειροκίνητη		Φορητή	Τροχαία
	κατηγορία 3	κατηγορία 2b	κατηγορία 2a	κατηγορία 1
Πόλωση Γραμμική ή Κυκλική	Γ ή Κ	Γ ή Κ	Γ ή Κ	Κ
G/T (dB/K)	-32.1	-29.1	-24.9	-21.10

Ο συνδυασμός περιβαλλόντων διάδοσης, περιπτώσεων χρήσης και κατηγοριών τερματικών οδηγεί σε έναν πολύ μεγάλο αριθμό προσομοίωσης. Οι προσομοιώσεις για τη δορυφορική μόνο υποδοχή έχουν περιοριστεί για τις ακόλουθες τρεις περιπτώσεις:

- I. Τερματικά κατηγορίας 1, μοντέλο LMS-SU (προαστιακό περιβάλλον).
- II. Τερματικά κατηγορίας 1, μοντέλο LMS -ITS (αγροτικό περιβάλλον με μέτρια σκίαση λόγω δέντρων).
- III. Τερματικά κατηγορίας 2b, μοντέλο LMS -SU (προαστιακό περιβάλλον).

Δύο παράμετροι QoS έχουν υπολογιστεί:

- a. Η ESR5(20) αναλογία εκπλήρωσης. Αυτό είναι το ποσοστό που αντιστοιχεί στην παρατήρηση παραθύρων διάρκειας 20 sec τα οποία έχουν σφάλματα διάρκειας λιγότερο από 1 sec, σε σχέση με το συνολικό αριθμό παρατηρημένων παραθύρων. Μια ελάχιστη απόδοση στόχου είναι το 90% ESR5(20).

b. Η παράμετρος BER, για ορισμένες περιπτώσεις όπως τα κανάλια Rice.

Οι άλλες παράμετροι που απαιτούνται σε μια περίπτωση προσομοίωσης αποτελούνται: από παραμέτρους του φυσικού στρώματος καθώς και του στρώματος διασύνδεσης (διαμόρφωση, κωδικοποίηση, διεμπλοκείς, κ.λπ.), το μήκος της διεμπλοκής, τη συμπεριφορά συγχρονισμού του δέκτη (τέλεια ή με προσομοίωση), το G/T του τερματικού, το δορυφορικό EIRP, το C/ I, και οι παράμετροι MPE-IFEC. Περισσότερες λεπτομέρειες μπορούν να βρεθούν στο παράρτημα Α του SH-IG [5].

2.4.1.1. Σύγκριση της PL (κατηγορία 2) με την προστασία LL (κατηγορία 1+MPE-IFEC)

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δείχνουν ότι η προστασία που παρέχεται αποκλειστικά από το PL (για κατηγορία 2 δεκτών) αποδεικνύεται καλύτερη από έναν ισοδύναμο συνδυασμό προστασίας από PL και LL (κατηγορία 1 δεκτών με MPE-IFEC), για τους ίδιους περιορισμούς. Ακριβέστερα, όταν το σύστημα σχεδιάζεται μόνο για τα τροχαία τερματικά (κατηγορία 1) τότε παρατηρήθηκαν τα ακόλουθα:

- ❖ Στο μοντέλο LMS-SU, για το ESR5(20) η εκπλήρωση είναι επάνω από 99% για την κατηγορία 2, ενώ για την κατηγορία 1 είναι από 88 μέχρι 98%.
- ❖ Στο μοντέλο LMS-ITS, για το ESR5(20) η εκπλήρωση είναι από 86 μέχρι 100% για την κατηγορία 2, ενώ η κατηγορία 1 δεν μπορεί επιτύχει ποσοστό εκπλήρωσης 90%.
- ❖ Η κατηγορία 2 συχνά υπερβαίνει τον απαιτούμενο στόχο, ακόμη και για 63 dBW δορυφορικό EIRP, και για τα δύο μοντέλα LMS-ITS και LMS-SU. Επιπλέον, η μείωση C/I για την κατηγορία 2 εξετάζεται παρακάτω στην παράγραφο ανάλυσης ευαισθησίας.
- ❖ Η κατηγορία 1 με MPE-IFEC απαιτεί πιθανότατα διεμπλοκή μήκους 10 sec (παράγραφος 10 του SH-IG [5]). Η βελτίωση του ποσοστού ESR5 (20) σε σχέση με το μήκος διεμπλοκής εξετάζεται και αυτό στην παράγραφο των αναλύσεων ευαισθησίας παρακάτω.

Εξετάζοντας τη χειροκίνητη υποδοχή (κατηγορία 2b), στο LMS-SU μοντέλο και για το υψηλότερο δορυφορικό EIRP, τα αποτελέσματα προσομοίωσης δείχνουν ότι το ESR5(20) είναι κάτω από το στόχο για όλες τις συνθέσεις σε φυσικό επίπεδο. Εντούτοις, η κατηγορία 2 είναι σε θέση να φθάσει σε εκπλήρωση 88% ESR5(20), ενώ η κατηγορία 1 με MPE-IFEC

φθάνει μόνο στο 62%.

2.4.1.2. Uniform Late (UL) και Uniform Long (U) διεμπλοκή στην PL

Η UL διεμπλοκή είναι συγκεκριμένα σχεδιασμένη για να αντιμετωπίσει το πρόβλημα του μεγάλου χρόνου μεταγωγής (zapping time) λόγω μεγάλου μήκους διεμπλοκής. Για το σκοπό αυτό επιτρέπει γρηγορότερους χρόνους μεταγωγής σε συνθήκες καλής υποδοχής καθώς και τη συνύπαρξη των κατηγοριών 1 και 2 στο ίδιο δίκτυο. Εντούτοις, τα πλεονεκτήματα αυτά επιβαρύνονται με κάποια αντιστάθμιση στην απόδοση. Για το δεδομένο στόχο εκπλήρωσης 90% ESR5(20), απώλειες της UL σε σχέση με την U είναι:

- ❖ Μέχρι 4 dB στο LMS-SU μοντέλο, για τερματικό κατηγορίας 1 για 50 km/h.
- ❖ Λιγότερο από 2 dB στο LMS-ITS μοντέλο, για τερματικό κατηγορίας 1 για 50 km/h.
- ❖ Περίπου 1,5 dB στο LMS-SU μοντέλο, για το τερματικό κατηγορίας 2b για 3 km/h.

Ομοίως, όταν εξετάζεται το ίδιο περιθώριο διασύνδεσης, η U διεμπλοκή εξασφαλίζει ένα υψηλότερο QoS σε σύγκριση με την UL.

2.4.1.3. Διαμόρφωσης υψηλότερου επιπέδου με το χαμηλότερο ποσοστό κωδικοποίησης

Όταν εξετάζεται η δυνατότητα μιας σταθερής κατά μέσο όρο φασματική απόδοσης, τότε διάφοροι σχεδιασμοί μπορούν υιοθετηθούν όπως (PHY/MPE-IFEC). Σε σχέση με την κατηγορία 2, τα αποτελέσματα για τα σενάρια αναφοράς (A12.2 [5]) κρίνονται μη ασφαλή δεδομένου ότι αυτές οι περιπτώσεις παρουσιάζουν εκπλήρωση 100% ESR5(20). Τα αποτελέσματα για την κατηγορία 1 παρουσιάζουν μικρό πλεονέκτημα για τη διαμόρφωση χαμηλότερου επιπέδου με μικρότερο επίπεδο προστασίας FEC, ειδικά για το LMS-ITS. Για τις υπό ανάλυση συνθέσεις, τα αποτελέσματα δείχνουν ότι η διαμόρφωση σε υψηλότερο επίπεδο με χαμηλότερο ποσοστό κωδικοποίησης λαμβάνει ισοδύναμη απόδοση μόνο κατά λειτουργία σε περιοχές με υψηλά ποσοστά εκπλήρωσης ESR5(20).

2.4.2. Αποδιαμόρφωση με πραγματική εκτίμηση καναλιών

Στην ενότητα αυτή θα αναφερθούμε στην αποδιαμόρφωση βασιζόμενοι σε πραγματικές εκτιμήσεις καναλιών τόσο για την περίπτωση της TDM όσο και της OFDM. Για την πρώτη περίπτωση, οι αλγόριθμοι αποδιαμορφωτών που περιγράφονται μέσα στην αναφορά [5] είναι βασισμένοι στην προσέγγιση κατά στοιχείο και θεωρούνται αντιπροσωπευτικοί πρακτικών εφαρμογών. Η εύρεση της συχνότητας της φέουσας και η εξαγωγή ρολογιού των μεταδιδόμενων συμβόλων δεν συμπεριλήφθηκαν στο μοντέλο προσομοίωσης καθώς οι επιδράσεις τους θεωρούνται αμελητέες. Ο προτεινόμενος αποδιαμορφωτής αναφοράς εκμεταλλεύεται σε μεγάλο βαθμό τα πειραματικά σύμβολα TDM. Ο DVB-S2 εκτιμητής φάσης και πλάτους που περιγράφεται στην παράγραφο 3.6 αναφορά [6] προσαρμόστηκε για την DVB-SH περίπτωση. Η σωστή εκτίμηση του SNR είναι απαραίτητη για την ορθή λειτουργία των turbo αποκωδικοποιητών. Για τον σκοπό αυτό ως μηχανισμό εκτίμησης SNR υιοθετήθηκε η έκδοση του αλγόριθμου SNORE [7] που βασίζεται στην εκπομπή πιλοτικών συμβόλων. Περαιτέρω αλγοριθμικές λεπτομέρειες μπορούν να αναζητηθούν στην αναφορά [6].

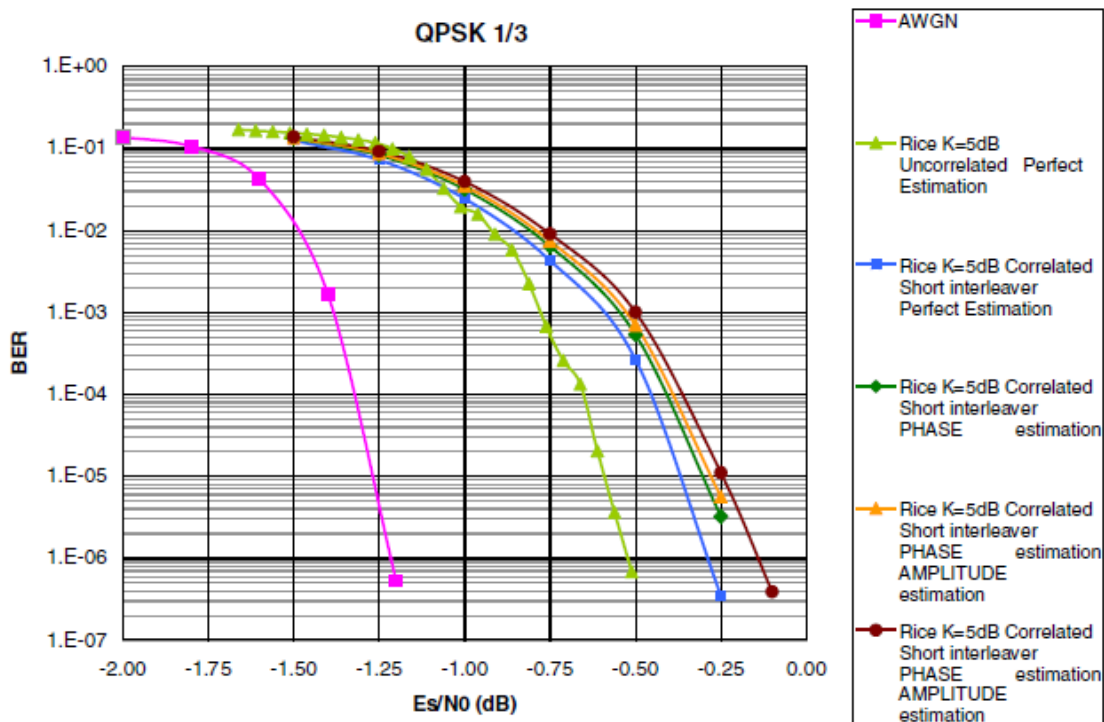
Μια ανάλυση του αντίκτυπου της εκτίμησης καναλιών εκτελέστηκε εξετάζοντας την απόδοση BER σε σχέση με το λόγο E_s/N_0 για κανάλια Ricean με $K=5$ dB. Στο σχήμα 11 παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για το ενδεχόμενο σύντομης διεμπλοκής στην PL. Οι αποδόσεις αναφοράς για AWGN και Rice για τέλεια εκτίμηση καναλιών αναφέρονται ενδεικτικά. Από το παρακάτω διάγραμμα μπορεί να συναχθεί το ένα Ricean το κανάλι με συντελεστή $K=5$ dB ασκεί αμελητέα επίδραση για την εκτίμηση καναλιού στον προτεινόμενο αποδιαμορφωτή αναφοράς.

Μια πρόσθετη επαλήθευση που εκτελείται στον αποδιαμορφωτή αναφοράς TDM σχετίζεται με την επίδραση του θορύβου φάσης του φέροντος. Ο προσομοιωμένος θόρυβος φάσης σε σχέση με τη μάσκα φασματικής πυκνότητας ισχύος (PSD) παρουσιάζεται στο πίνακα 5. Παρατηρούμε λοιπόν ότι το χαμηλής συχνότητας συστατικό του SH-IG [5] του θορύβου φάσης είναι μικρότερο από το αντίστοιχο του DVB-S2 (περίπου 30 dB στα 100 Hz), αλλά το αντίστοιχο συστατικό υψηλής συχνότητας (άνω των 10^5 Hz) είναι μεγαλύτερο.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5: DVB-SH μάσκα θορύβου για S ζώνη με δορυφορική μόνο λήψη

	10Hz	100Hz	1000Hz	10kHz	100kHz	1MHz	10MHz
Phase noise (dBc/Hz)	-29	-59	-69	-74	-83	-95	-101

Η ήπια κλίση του θορύβου φάσης PSD έχει ως αποτέλεσμα τα τμήματα υψηλής συχνότητας να έχουν τη μεγαλύτερη συμβολή. Αυτό καθιστά τη χρονική σειρά θορύβου φάσης πολύ πιο γρηγορότερη από τις αντίστοιχες χρονικές σειρές της εξασθένισης ή και της σκίασης. Διαπιστώθηκε επίσης ότι για το κανάλι με $K=5$ dB Rice και κινητή ταχύτητα 50km/h, η επίδραση θορύβου της φάσης του φέροντος για QPSK με $r=1/3$ είναι λιγότερο από 0,05 dB για BER=1E -5.



Σχήμα 11: Η γραφική παράσταση του BER για την προσομοίωση του TDM αποδιαμορφωτή αναφοράς για $v=50$ Km/h και συντελεστή καναλιού Rice $K=5$ dB

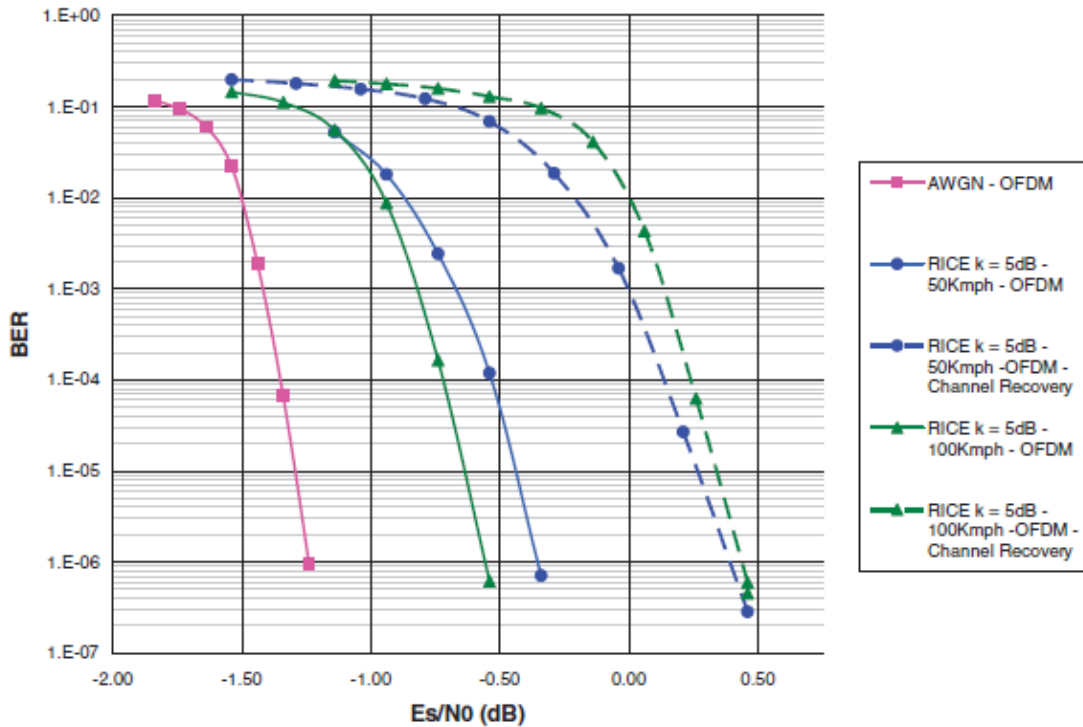
Τέλος, η απόδοση του αποδιαμορφωτή αναφοράς αξιολογήθηκε και για το μοντέλο του Fontan για τα LMS κανάλια τριών καταστάσεων. Τα αποτελέσματα για $C/N=10$ dB συνοψίζονται στον πίνακα 6, όπου γίνεται προφανές ότι η εκτίμηση καναλιών αποδιαμορφωτών αναφοράς TDM δεν διαφέρουν αρκετά από την περίπτωση ενός ιδανικού αποδιαμορφωτή.

ΠΙΝΑΚΑΣ 6: Αποτελέσματα TDM προσομοίωσης υιοθετώντας το μοντέλο Fontan για C/N= 10dB

	Interleaver	ESR5(20) Ideal channel estimation (%)	ESR5(20) Reference demodulator channel estimation (%)
Suburban (SU) v=3km/h	Short PL	46*	49
	Non-uniform Long PL	88	88
	Uniform Long PL	89	88
	Short PL interleaver plus upper layer FEC	88	Not available
Intermediate tree-shadowing (ITS) v=50km/h	Short PL	0	0
	Non-uniform Long PL	25	25
	Uniform Long PL	80	78
	Short PL interleaver plus upper layer FEC	19	Not available

*Το γεγονός ότι η τιμή αυτή είναι μικρότερη από την αντίστοιχη τιμή που επιτυγχάνεται με την πραγματική εκτίμηση του καναλιού οφείλεται στο γεγονός της αβεβαιότητας που υπάρχει για την απόδοση της ESR5(20)

Για τον αποδιαμορφωτή αναφοράς OFDM, η εκτίμηση μετάδοσης καναλιού εκτελείται μέσω μιας διαδικασίας προσαρμοστικής παρεμβολής μέσω τετραγώνων που λειτουργεί τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και αυτό της συχνότητας χρησιμοποιώντας τις τιμές του καναλιού στις πιλοτικές θέσεις. Αρχικά εκτελείται η προσαρμοστική παρεμβολή στο πεδίο του χρόνου για να υπολογιστεί η συνάρτηση μετάδοσης καναλιού στις διεσπαρμένες πιλοτικές υποφέρουσες. Με βάση αυτές τις εκτιμήσεις εκτελείται η προσαρμοστική παρεμβολή στο πεδίο της συχνότητας για τις μη πιλοτικές υποφέρουσες. Περισσότερες πληροφορίες για το σχήμα που έχει υιοθετηθεί μπορούν να αναζητηθούν στην αναφορά [8]. Οι αλγόριθμοι αποδιαμορφωτών αναφοράς είναι οι ίδιοι τόσο για την επίγεια όσο και την δορυφορική επικοινωνία καθώς ο ίδιος αποδιαμορφωτής αναμένεται να λειτουργήσει και για τους δύο τύπους δικτύων. Στην περίπτωση της δορυφορικής μόνο λήψης, το εξασθετισμένο κανάλι είναι χαρακτηριστικά οριζόντιο και συνεπώς δεν υπάρχει καμία ανάγκη για την παρεμβολή συχνότητας για την εκτίμηση καναλιών. Η απόδοση του BER σε σχέση με το λόγο E_s/N_0 αποτυπώνεται στο σχήμα 12. Η απώλεια του προτεινόμενου OFDM αποδιαμορφωτή αναφοράς για την εκτίμηση καναλιού προκύπτει ίση 0,7 dB για κανάλι Ricean και ταχύτητα κινητού ίση με 100 km/h.



Σχήμα 12: Η γραφική παράσταση του BER για την προσομοίωση του OFDM αποδιαμορφωτή αναφοράς για $v=50 \text{ Km/h}$ και συντελεστή καναλιού Rice $K=5 \text{ dB}$.

2.4.3. Ανάλυση ευαισθησίας των DVB-SH παραμέτρων κωδικοποίησης

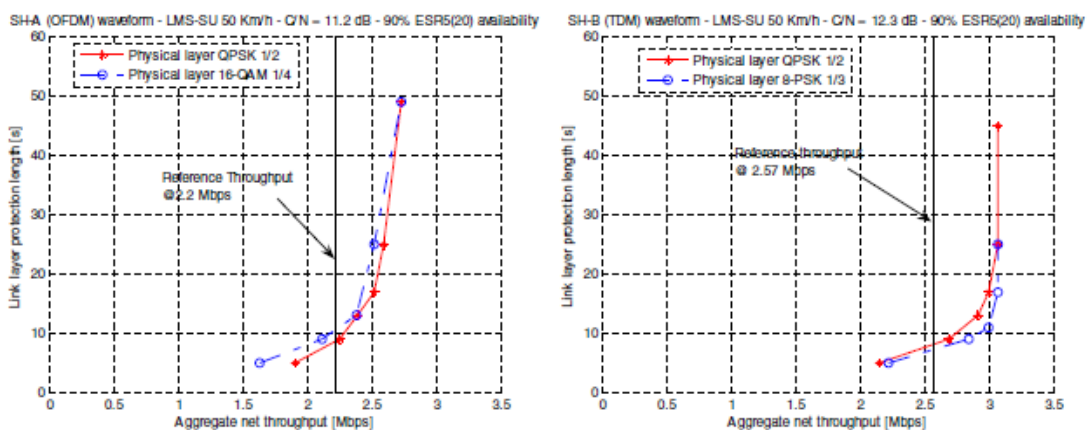
Το DVB-SH πρότυπο παρέχει αντίμετρα στο φυσικό στρώμα (PL) και στο στρώμα διασύνδεσης (LL) για την αντιμετώπιση της εξασθένησης. Αξίζει να τονιστεί ότι, λαμβάνοντας υπόψη ένα γενικό ποσοστό κωδικοποίησης $R=R_{PL}R_{LL}$ τότε υπάρχουν πολύ δυνατοί συνδυασμοί προστασίας σε επίπεδο PL και LL. Η βελτιστοποίηση του διαχωρισμού μεταξύ της προστασίας PL και LL θα απαιτούσε ένα τεράστιο αριθμό από προσομοιώσεις. Για το λόγο αυτό θα παρουσιάσουμε μια απλούστερη αλλά συνάμα χρήσιμη ανάλυση για την απόδοση του DVB-SH συστήματος σε συνάρτηση με την προστασία σε επίπεδο PL και LL.

2.4.3.1. Ανάλυση ευαισθησίας LL

Η απόδοση των δεκτών κατηγορίας 1 που χρησιμοποιούν MPE-IFEC με μήκος διεμπλοκής μέχρι 10 sec δεν εκπληρώνει πάντα το στόχο του 90% ESR5(20). Επομένως, μια ανάλυση ευαισθησίας στο μήκος προστασίας και στην αναλογία κωδικοποίησης (code rate) είναι αναγκαία με το στόχο την εύρεση των βέλτιστων παραμέτρων MPE-IFEC για το κάθε

σενάριο. Επιπλέον θα υποθέσουμε ότι η αναλογία κωδικοποίησης της PL και το σημείο λειτουργίας C/N του συστήματος έχουν σταθερές τιμές και ικανές να ανταποκριθούν σε συνθήκες LOS. Συνεπώς ως μεταβλητές της ανάλυσης μας θα θεωρήσουμε το ποσοστό κωδικοποίησης R_{LL} και το μήκος προστασίας LL. Για καθορισμένη φασματική απόδοση της PL, ένα μεγάλο ποσοστό κωδικοποίησης R_{LL} αυξάνει τη ρυθμοαπόδοση (throughput) αλλά σε βάρος ευρωστίας του συστήματος ως προς την σωστή αποδιαμόρφωση του λαμβανόμενου σήματος, ενώ αντιθέτως το χαμηλό ποσοστό κωδικοποίησης αυξάνει την ευρωστία του συστήματος σε βάρος της μείωσης της ρυθμοαπόδοσης. Εντούτοις, ένα υψηλότερο ποσοστό κωδικοποίησης μπορεί να εξασφαλίσει κατά μέσο όρο γρηγορότερη επανάκτηση σήματος εξαιτίας της μεγαλύτερης ευρωστίας του συστήματος.

Τα ακόλουθα αποτελέσματα είναι ένα απόσπασμα του παραρτήματος A12 στο SH-IG [5]. Ειδικότερα, οι αποδόσεις προσομοίωσης που αναφέρονται παρακάτω εκτελέστηκαν για LMS-SU περιβάλλον, τόσο για OFDM όσο και για TDM διαμόρφωση, για δορυφόρο με 63dBW EIRP και C/N =11.2 και 12.3 dB αντιστοίχως για την κάθε περίπτωση διαμόρφωσης. Αυτές οι περιπτώσεις εξετάστηκαν για τροχαίες εφαρμογές και έχουν αναλυθεί για μια ταχύτητα ίση με 50 km/h. Το σενάριο αναφοράς (που χρησιμοποιείται στο SH-IG [5] για τη σύγκριση με τον τύπο δέκτη κατηγορίας 2) θεωρεί 1/3 ποσοστό κώδικα και μια κατά μέσο όρο μέγιστη καθυστέρηση ίση με 10 sec. Αυτό έχει ως συνέπεια να οδηγήσει τις συνολικές καθαρές ρυθμοαποδόσεις κατά προσέγγιση σε 2,2 Mbps για OFDM και 2.6Mbps για TDM όπως αναφέρονται στο σχήμα 13.



Σχήμα 13: Μήκος προστασίας LL σε σύγκριση με την καθαρά ρυθμοαπόδοση για ποσοστό εκπλήρωσης ESR5(20) μεγαλύτερο του 90%. Στην αριστερή εικόνα παρουσιάζεται η SH-A αρχιτεκτονική (OFDM) για QPSK-RPL=1/2 and 16QAM-RPL=1/4. Στην δεξιά μεριά η SH-B (TDM) για QPSK-RP

Η σχέση μεταξύ του ποσοστού κωδικοποίησης LL και του μήκους προστασίας απεικονίζεται στο σχήμα 13 όταν ο στόχος QoS είναι 90%. Το μήκος προστασίας LL προσομοιώθηκε σε δευτερόλεπτα σε σύγκριση με την καθαρή συνολική ρυθμοαπόδοση και ως εκ τούτου του ποσοστού κωδικοποίησης LL. Στην αριστερή πλευρά, οι δύο καμπύλες αναφέρονται σε δύο διαφορετικές διαμορφώσεις κυματομορφής OFDM. Στην δεξιά πλευρά, οι δύο καμπύλες αναφέρονται σε δύο διαφορετικές διαμορφώσεις TDM. Η περιοχή που βρίσκεται επάνω από τις καμπύλες, έχει QoS ίσο με 90%, Ως εκ τούτου, ένα σύστημα του οποίου το σημείο λειτουργίας εμπίπτει σε αυτήν περιοχή θα είχε εξασφαλισμένη επιτυχή σχεδίαση λειτουργίας όσον αφορά την επίτευξη του στόχου του 90%. Αντιθέτως, ένα σύστημα που λειτουργεί στην περιοχή κάτω από τις καμπύλες θα αδυνατούσε να πετύχει το στόχο του 90% QoS.

Μερικά συμπεράσματα που προκύπτουν από την παρατήρηση των διαγραμμάτων στο σχήμα 13 είναι τα ακόλουθα:

- Για το παρόν περιβάλλον και την περίπτωση της SH-B, ο στόχος QoS μπορεί να επιτευχθεί και με λιγότερο από 10 sec προστασίας.
- Η απαίτηση μιας μεγαλύτερης ρυθμοαπόδοση θα απαιτούσε ένα αυξανόμενο μήκος προστασίας μέχρι το κάθετο ασυμπτωτικό όριο που αντιστοιχεί στο μέγιστο ανεκτό ποσοστό κώδικα LL, περιορισμένο με βάση την σχέση $R_{LL}^{max} = 1 - \bar{\epsilon}$.¹³
- Για τις συγκεκριμένες αυτές παραμέτρους καναλιών και τα εξεταζόμενα ποσοστά κωδικοποίησης, η καλύτερη απόδοση μπορεί να επιτευχθεί με την εξέταση ενός χαμηλότερου ποσοστού πλεονασμού κώδικα σε επίπεδο LL. Εντούτοις, για αυτήν την συγκεκριμένη περίπτωση, η μέγιστη συνολική ρυθμοαπόδοση περιορίζεται από τη ρυθμοαπόδοση της PL. Έτσι παρατηρούμε ότι ο σωστός διαχωρισμός μεταξύ της PL και LL ακόμα δεν έχει επιτευχθεί.
- Για τον διαχωρισμό μεταξύ διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, αντίθετα προς τη γενική τάση των σεναρίων αναφοράς (A12.2 στην αναφορά [5]), σε μερικές περιπτώσεις θα μπορούσε να αξίζει η διαμόρφωση υψηλότερης τάξης με ταυτόχρονα χαμηλότερο ποσοστό κώδικα (π.χ. SH-B στο σχήμα 13). Εντούτοις, το

¹³ όπου το $\bar{\epsilon}$ αντιστοιχεί στην μέση τιμή της πιθανότητας να χαθεί ένα πακέτο.

θέμα δεν έχει εντελώς αποσαφηνιστεί [5] για να υπάρξουν και τα ανάλογα συμπεράσματα.

2.4.3.2. Ανάλυση ευαισθησίας PL

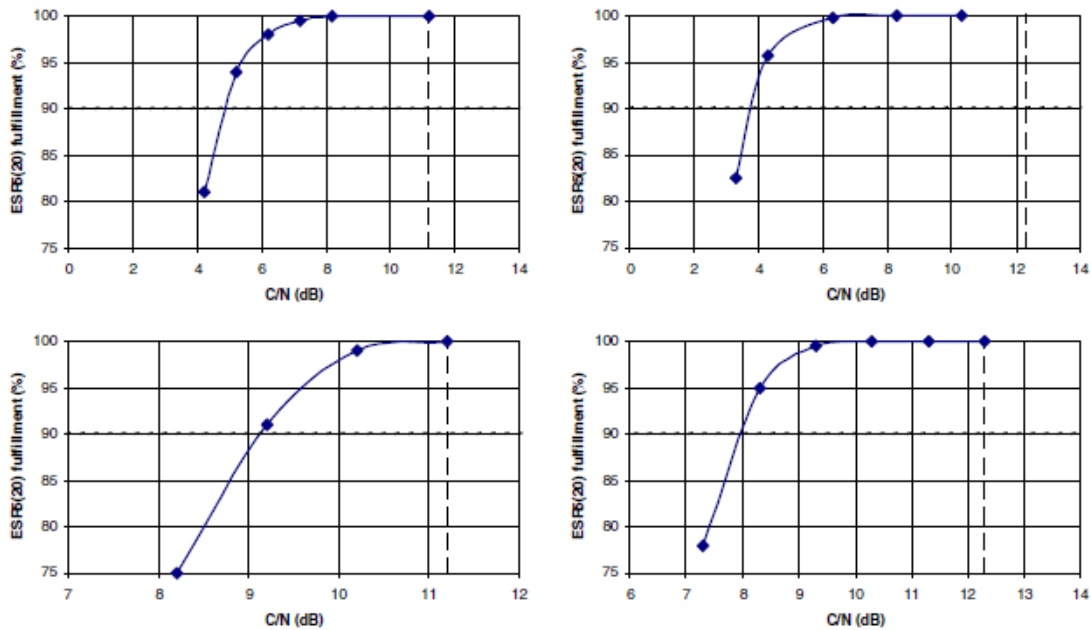
Σε αυτή την ενότητα θα θεωρήσουμε ότι υπάρχει προστασία μονάχα σε επίπεδο PL. Οι δέκτες της κατηγορίας 2 σε τερματικά κατηγορίας 1 γενικά υπερβαίνουν το 90% QoS. Επομένως, μια παραμετρική ανάλυση του QoS ως συνάρτηση του C/ N εκτελέσθηκε για ένα σύνολο περιπτώσεων όπου εξετάζεται η κατηγορία 2. Επιπλέον υποτίθεται το ίδιο C/I όπως αναφέρεται στις περιπτώσεις αναφοράς. Ισοδύναμα, ο μόνος βαθμός ελευθερίας που λαμβάνεται υπόψη είναι το δορυφορικό EIRP, θεωρώντας σταθερή τη συνολική απόδοση του συστήματος.

Τα ακόλουθα αποτελέσματα αναφέρονται σε ένα απόσπασμα του A12 στο SH-IG [5]. Ειδικότερα, οι αναφερόμενες παρακάτω αποδόσεις προσομοίωσης λήφθηκαν για περιπτώσεις περιβάλλοντος LMS-SU και LMS-ITS για 1/3 ποσοστό κωδικοποίησης της PL και συνολικής μέγιστης καθυστέρησης ίση με 10 δευτερόλεπτα. Οι παράμετροι αυτοί οδήγησαν τις συνολικές καθαρές ρυθμοαποδόσεις σε 2.2Mbps για την OFDM και 2.6Mbps για την TDM. Αυτές οι περιπτώσεις εξετάζονται για τις τροχαίες εφαρμογές με χαρακτηριστική ταχύτητα 50 km/h. Το σενάριο αναφοράς (που χρησιμοποιείται μέσα στην [5] για τη σύγκριση με την κατηγορία 2 τύπο δέκτη) εξετάζει ένα σημείο λειτουργίας LOS με C/N=11.2 και 2.3 dB αντιστοίχως για τις κυματομορφές OFDM και TDM.

Ακολουθούν μερικά συμπεράσματα, που μπορούν να εξαχθούν με την παρατήρηση του σχήματος 14 όπου παρουσιάζεται η χαρακτηριστική συμπεριφορά του QoS σε σχέση με τις διαθέσιμες τιμές C/N για τις κυματομορφές OFDM και TDM:

- Στα υπό μελέτη περιβάλλοντα για OFDM και TDM, ο στόχος QoS μπορεί να επιτευχθεί με μείωση 8 dB του EIRP σε σχέση με τις ρυθμίσεις του καθορισμένου συστήματος αναφοράς.
- Οι καμπύλες παρουσιάζουν δύο διαφορετικές περιοχές: στην πρώτη περιοχή, το QoS αυξάνεται γρήγορα με μικρές αυξήσεις του C/N ενώ στη δεύτερη περιοχή απαιτείται μεγάλη αύξηση του C/N για μικρή αύξηση του QoS. Αυτό δείχνει ότι το

ελάχιστο QoS δεν παρέχει καμιά ένδειξη για το περιθώριο συνδέσεων.



Σχήμα 14: PL ESR5(20) εκπλήρωση σε σχέση με την C/N. Προφίλ διεμπλοκής Uniform Long με QPSK 1/3. Τα πάνω διαγράμματα σχετίζονται με το LMS-SU περιβάλλον ενώ τα κάτω με το LMS-ITS περιβάλλον. Τα δύο αριστερά διαγράμματα αφορούν SH-A αρχιτεκτονική και τα δύο δεξιά

Ένας άλλος τρόπος να αξιολογήσης της ευαισθησία δεκτών κατηγορίας 2 θα μπορούσε να ήταν η μείωση του χρόνου προστασίας με την χρήση ενός πιο σύντομου διεμπλοκέα, που θα επέτρεπε μια μικρότερη από άκρο σε άκρο καθυστέρηση. Εντούτοις αξίζει να αναγνωρίσουμε ότι το ενδιαφέρον στις προσομοιώσεις επικεντρώνεται στις πιο δύσκολες περιπτώσεις λήψης με τον λιγότερο αποδοτικό τύπο τερματικού.

2.5 Αποτελέσματα υπαίθριας δοκιμής

Μια κοινοπραξία που συγκροτήθηκε από το Eutelsat, Fraunhofer, DLR και την εταιρεία AWE πραγματοποίησε μια σειρά τεχνικών αναλύσεων, εξελίξεις και δοκιμαστικές δραστηριότητες που στοχεύουν στην αξιολόγηση ενός παρεμφερές DVB-SH συστήματος. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκε ο δορυφόρος ESA ARTEMIS, στα πλαίσια της συγχρηματοδότησης από την ESA για το πρόγραμμα Ortigia.

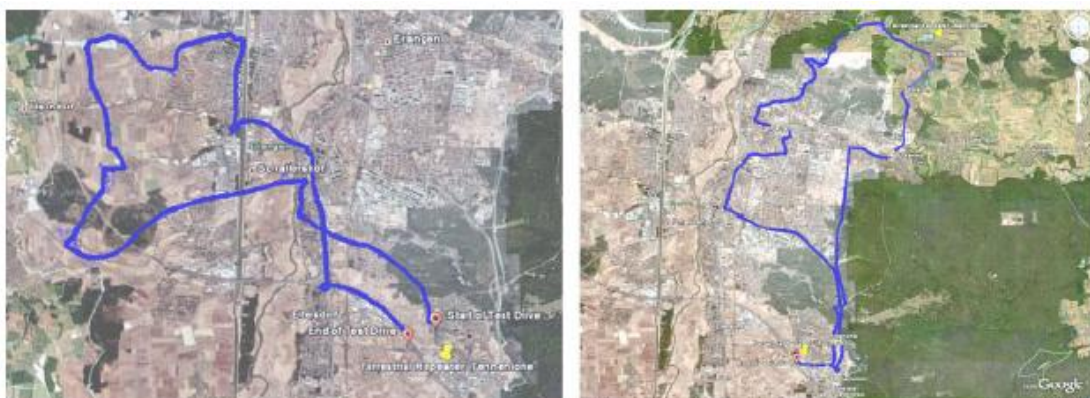
Το πρόγραμμα Ortigia περιελάμβανε διάφορες συνόδους δοκιμών που πραγματοποιήθηκαν σε δύο φάσεις. Η φάση 1 στόχευσε στο σενάριο της δορυφορικής

μόνο λήψης. Η εκτέλεση της δεύτερης φάσης συμπλήρωσε το πρώτο σενάριο με την παρουσία υβριδικής λήψης όπου τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην επόμενη παράγραφο (2. 6).

2.5.1 Οργάνωση πειράματος και πειραματικά στοιχεία

Οι δοκιμαστικές διαδρομές επιλέχτηκαν ακριβώς για να περιέχουν αντιπροσωπευτικά τμήματα των ακόλουθων είδη περιβαλλόντων: αγροτικό, εθνική οδό, προαστιακό και αστικό. Επιπλέον, οι διαδρομές περιέλαβαν μια ποικιλία κατεύθυνσης κατά την οδήγηση. Τέλος, λαμβάνοντας υπόψη την ανάγκη για επικύρωση της υβριδικής λήψης κατά τη διάρκεια της δεύτερης φάσης, οι διαδρομές βρέθηκαν σε περιοχή όπου οι επίγειοι επαναλήπτες μπορούσαν να εγκατασταθούν για να εξασφαλίσουν την κάλυψη στα αστικά και προαστιακά περιβάλλοντα.

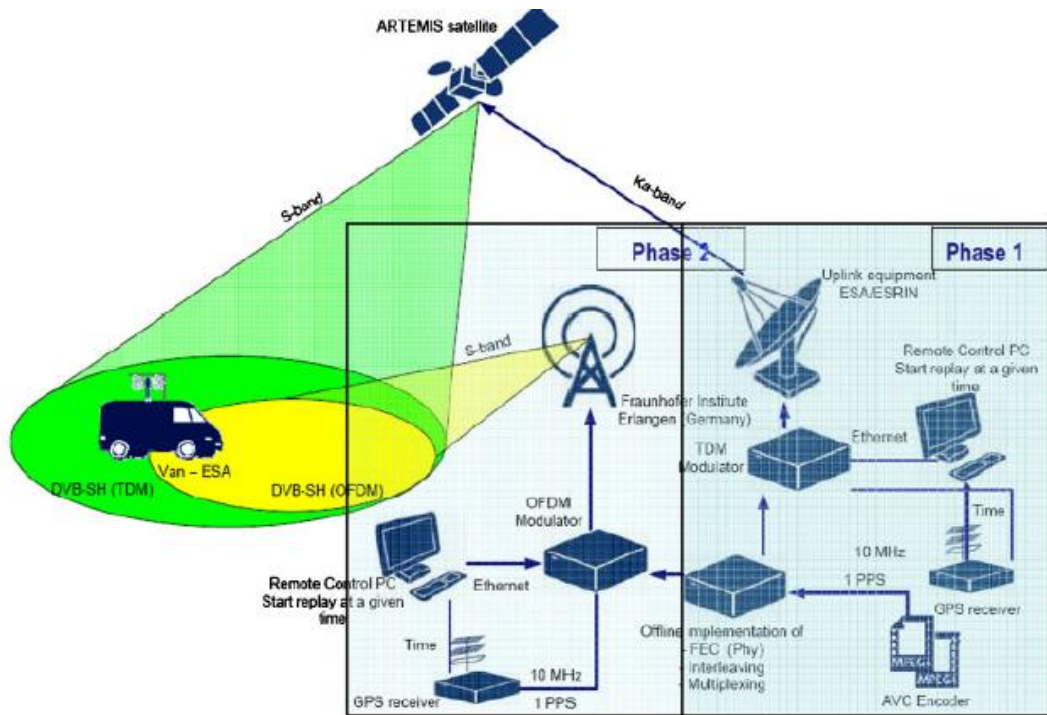
Τα αποτελέσματα αυτής της επιλογής είναι οι διαδρομές που απεικονίζονται στο σχήμα 15. Αυτές θα αναφερθούν ως διαδρομή Α και Β αντιστοίχως. Η πρώτη διαδρομή περιλαμβάνει τα ακόλουθα τμήματα: προαστιακό, σκιασμένο από δέντρα, εθνική οδό καθώς και ζώνες αγροτικών και μερικών αστικών τμημάτων. Αντιθέτως η διαδρομή Β βρίσκεται κυρίως σε αστικό περιβάλλον ενώ παράλληλα παρουσιάζει και τμήμα σκιασμένο από δέντρα. Γίνεται λοιπόν κατανοητό ότι η διαδρομή Β αντιπροσωπεύει ένα πιο προκλητικό σενάριο για τη δορυφορική μόνο λήψη, λόγω του μεγάλου ποσοστού του αστικού περιβάλλοντος. Οι θέσεις των δύο επίγειων επαναληπτών αποτυπώνονται στα διαγράμματα του σχήματος 15.



Σχήμα 15: Στο χάρτη αριστερά αποτυπώνεται η διαδρομή Α και στο χάρτη δεξιά η διαδρομή Β

Το επιλεγμένο ωφέλιμο φορτίο (payload) του δορυφόρου ARTEMIS [9] για την ζώνη S παρέχει ένα EIRP αρκετά πιο κάτω από τα εμπορικά DVB-SH συστήματα. Επομένως η κεραία λήψης, το εύρος ζώνης και οι παράμετροι κυματομορφής προσαρμόστηκαν για να παραγάγουν ένα περιθώριο συνδέσεων παρόμοιο με αυτό που αναμένεται για τα εμπορικά συστήματα με τις δορυφορικές τιμές EIRP γύρω από 61dBW για τροχαία τερματικά (παράγραφος 2.9).

Η γενική αρχιτεκτονική του συστήματος απεικονίζεται στο σχήμα 16. Για το δορυφορικό τμήμα, η υποδομή για άνω διασύνδεση (uplink), που λειτουργεί στη Κα ζώνη, βρίσκεται στις εγκαταστάσεις ESA/ESRIN στο Frascati της Ρώμης. Η κινητή μονάδα υποδοχής αποτελείται από ένα φορτηγό που έχει εξοπλιστεί με την κεραία, front-end RF, το τμήμα αποδιαμόρφωσης-αποκωδικοποίησης σήματος βασικής ζώνης, το τμήμα σύνθεσης και αποσύνθεσης MPE, καθώς και με δυνατότητα αναπαραγωγής και καταγραφής. Η κεραία έχει κατεύθυνση πάντα προς το δορυφόρο χάρις στις πληροφορίες από έναν δέκτη GPS και τη χρήση ενός γυροσκοπίου. Μια ομοιοκατευθυντική κεραία ήταν επίσης παρούσα στη οροφή του φορτηγού για την επίγεια λήψη. Η δορυφορική κεραία είχε κέρδος 9 dBic με ένα κατ' εκτίμηση $G/T = -15$ dB/K. Η επίγεια κεραία είχε κατ' εκτίμηση $G/T = -21$ dB/K. Η δορυφορική ανύψωση ήταν 34° . Τέλος δεν υπήρχε το φαινόμενο της παρεμβολής διότι ο δορυφόρος ARTEMIS ενεργοποιεί μια ενιαία ακτίνα και η παρακείμενη παρεμβολή καναλιών που προκλήθηκε από τα συστήματα UMTS ήταν αμελητέα στη θέση των δοκιμών.



Σχήμα 16: Αρχιτεκτονική συστήματος

2.5.1.1. Καθορισμός PL και LL

Οι δοκιμές πραγματοποιήθηκαν εκτελώντας δύο διαφορετικές διαμορφώσεις της PL προκειμένου να υπάρξει μια άμεση σύγκριση των δύο κατηγοριών δεκτών που προβλέφθηκαν στο DVB-SH πρότυπο: της κατηγορίας 1 (με σύντομη διεμπλοκή PL) και της κατηγορίας 2 (με βραδεία διεμπλοκή PL). Για την αξιολόγηση απόδοσης της μακροχρόνιας λύσης της PL, μόνο ένας τύπος της PL διεμπλοκής μπορεί να εξεταστεί σε κάθε σύνοδο μέτρησης. Για τη λύση FEC σε επίπεδο LL, διάφοροι τύποι κωδίκων μπορούν να εξεταστούν σε κάθε σύνοδο, μέσω της μη απευθείας επεξεργασίας των καταγραμμένων πακέτων MPEG-TS.

Για τον προσδιορισμό των παραμέτρων κωδικοποίησης και διεμπλοκής, διατηρήθηκαν κοινά σημεία με τα DVB-SH σενάρια αναφοράς. Οι βασικές παράμετροι είναι ίδιες με ένα χαρακτηριστικό σύστημα SH-B: μεταφορά RTP/UDP/IP διαμέσου MPEG-TS (MPE), 3GPP2 turbo κώδικα με μήκος λέξης πληροφοριών 12,282 bit, TDM διαμόρφωση για το δορυφορικό συστατικό, OFDM για την επίγεια σύνδεση, μεταβλητός χρόνος PL με διεμπλοκή (από 10 έως 30 sec) και προστασία σε επίπεδο LL κωδικοποίησης με ποσοστό 1/2 (με μήκος 10,20 και 30 sec).

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, για να αντιμετωπιστεί ο περιορισμός που εισήγαγε ο δορυφορικός αναμεταδότης ARTEMIS, συγκεκριμένα γνωρίσματα προσαρμόστηκαν. Συγκεκριμένα χαρακτηριστικά εισήχθησαν στην PL και στην τελική απόδοση RF προκειμένου να επιτρέψουν ένα περιθώριο συνδέσεων όπως αυτό που αναμένεται για τα εμπορικά συστήματα. Καταρχήν ο DVB-SH πολυπλέκτης περιορίστηκε σε δύο κωδικοποιημένα τηλεοπτικά ρεύματα MPEG4 στα 300 kbps το κάθε ένα. Για την κατηγορία 2 χρησιμοποιήθηκε διαμόρφωση QPSK με ποσοστό turbo κωδικοποίησης 1/4. Για την κατηγορία 1, ο πλεονασμός πραγματοποιείται από κοινού μεταξύ του κώδικα 1/2 στην PL και το 1/2 σε επίπεδο LL FEC. Συνεπώς η φασματική απόδοση και η καθαρή ρυθμοαπόδοση ήταν ίδιες και για τις δύο περιπτώσεις.

Για πρακτικούς λόγους εφαρμογής υπάρχουν μερικές μικρές διαφορές μεταξύ του LL FEC που υιοθετήθηκε στο Ortigia και ενός τυπικού συστήματος DVB-SH. Η απόδοση της εφαρμοσμένης λύσης βασίστηκε στους ML αποκωδικοποιητές κωδίκων LDPC και αποδείχθηκε ισοδύναμη με αυτήν των Raptor κωδίκων που προτάθηκαν στις προδιαγραφές MPE-IFEC [10,11]. Επιπλέον, η λύση Ortigia επιτρέπει την εφαρμογή χαμηλής πολυπλοκότητας αποκωδικοποιητών με μικρή μόνο υποβάθμιση υπηρεσιών (της τάξεως 1–2% QoS).

Η αρχική οργάνωση του πειράματος καθορίστηκε ώστε να εγγυηθεί ένα πλήρες σύνολο μετρήσεων με μη απευθείας ανάλυση των δεδομένων. Πιο συγκεκριμένα, καταγράφηκαν όλες οι διαθέσιμες παράμετροι PL/LL συμπεριλαμβανομένων των επισημάνσεων λάθους του κάθε πακέτο MPEG-TS, η πλήρης αποκωδικοποιημένη πληροφορία του πολυπλέκτη, η αναλογία SNR και τα καθαρά ίχνη ισχύος των φερουσών (χρησιμοποιώντας μια συσκευή ανάλυσης φάσματος). Όλες οι καταγραμμένες τιμές αποθηκεύτηκαν ως προς τη θέση και το χρόνο με βάση ενός δέκτη GPS. Αυτό επέτρεψε μια ακριβή αξιολόγηση της συμπεριφοράς του συστήματος για κάθε σημείο της επιλεγόμενης διαδρομής. Επιπλέον, ο φακός μιας μηχανής video προσαρμόστηκε στην οροφή του φορτηγού μέτρησης, για να καταγράψει με βίντεο το περιβάλλον κατά τη διάρκεια των δοκιμαστικών συνόδων. Το βίντεο επίσης συγχρονίστηκε ως προς τη θέση και το χρόνο μέσω GPS.

2. 5.2. Αποτελέσματα δοκιμών

Η φάση 1 αφιερώθηκε στην αξιολόγηση της απόδοσης της δορυφορικής μόνο λήψης στις επιλεγμένες διαδρομές. Η διαδικασία μέτρησης μπορεί να διαιρεθεί σε δύο ομάδες:

- Δοκιμές σε μικτά περιβάλλοντα: Ο σκοπός αυτών των δοκιμών είναι να ελεγχθεί η συμπεριφορά του συστήματος για μια τυπική διαδρομή του χρήστη και μπορεί να περιλαμβάνει: αστικό, προαστιακό, αγροτικό και δασικό περιβάλλον.
- Δοκιμές σε συγκεκριμένα περιβάλλοντα: Ο σκοπός αυτών των δοκιμών είναι να ελεγχθεί η συμπεριφορά του συστήματος που εστιάζει σε ένα συγκεκριμένο σενάριο ανά σύνοδο. Κάθε σύνοδος αφορά ένα δεδομένο ομοιογενές περιβάλλον.

2. 5.2.1. Δορυφορική - μόνο λήψη σε μικτά περιβάλλοντα

Ο πίνακας 7 συνοψίζει τα αποτελέσματα που επιτυγχάνονται κατά τη διάρκεια των δοκιμών για τα μικτά περιβάλλοντα. Η απόδοση δίνεται με βάση το ποσοστό ESR5(20) δεδομένου ότι αυτό το κριτήριο είναι ακριβέστερο από το MFER5 [1] για την ποσοτική αξιολόγηση της τηλεοπτικής ποιότητας. Για την κατηγορία 2, τα δύο είδη διεμπλοκής που συζητήθηκαν στην παράγραφο 2.4 εξετάστηκαν: α) Uniform (U) και β) Uniform Late (UL).

ΠΙΝΑΚΑΣ 7: Αποτελέσματα δοκιμών σε μικτά περιβάλλοντα για 10 και 30 sec προστασίας

			ESR5(20) (%)		MPEG-TS (PER)	
PL Διεμπλοκή*	Διαδρομή	Κατηγορία δέκτη	10 sec	30 sec	10 sec	30 sec
UL	A	2	87	91	$3.75 \cdot 10^{-2}$	$3.70 \cdot 10^{-2}$
		1	81	89	$8.48 \cdot 10^{-2}$	$6.80 \cdot 10^{-2}$
	B	2	81	82	$7.04 \cdot 10^{-2}$	$9.04 \cdot 10^{-2}$
		1	71	75	$1.45 \cdot 10^{-2}$	$1.89 \cdot 10^{-2}$
U	A	2	90	95	$3.92 \cdot 10^{-2}$	$2.11 \cdot 10^{-2}$
		1	84	92	$9.20 \cdot 10^{-2}$	$4.56 \cdot 10^{-2}$
	B	2	82	86	$7.15 \cdot 10^{-2}$	$6.37 \cdot 10^{-2}$
		1	71	76	$1.53 \cdot 10^{-1}$	$1.48 \cdot 10^{-1}$

- Μονάχα για τους δέκτες κατηγορίας 2

Τα αποτελέσματα δοκιμών επιβεβαιώνουν το χάσμα απόδοσης μεταξύ των δεκτών κατηγορίας 1 και της κατηγορίας 2 όπως σχολιάστηκε αναλυτικά στην παράγραφο 2.4. Αν

και η κατηγορία 1 απαιτεί μια απλούστερη εφαρμογή, η κατηγορία 2 παρέχει κέρδος ποιότητας υπηρεσιών QoS της τάξεως 5–10% όταν υπάρχει προστασία άνω των 10 sec και κέρδος της τάξεως 3–10% όταν υπάρχει προστασία άνω των 30 sec για QoS περίπου 80–90%. Για το σχήμα της διεμπλοκής αξίζει να επισημάνουμε ότι το προφίλ Uniform (U) υπερισχύει του Uniform Late (UL) κατά 2,5–3,5% QoS για το ίδιο SNR.

Σχετικά με το μήκος προστασίας, οι δοκιμές δείχνουν ότι η απόδοση του συστήματος δεν αυξάνεται εντυπωσιακά με την αύξηση του μήκους προστασίας σε 30 sec. Εντούτοις, είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι η αύξηση της απόδοσης είναι αρκετά ορατή για την περίπτωση LL FEC. Πρέπει όμως να επισημανθεί ότι μεγαλύτερη LL FEC προστασία υπονοεί μεγαλύτερο χρόνο αποκατάστασης μετά από απώλεια τηλεοπτικού σήματος.

Πρέπει να τονιστεί ότι με μόνο 10 sec προστασίας οι δέκτες κατηγορίας 2 είναι σε θέση να παρέχουν ένα QoS πάνω από 80% για δορυφορική μόνο υποδοχή. Οι αστικές περιοχές στις επιλεγμένες διαδρομές δυσχεραίνουν την δορυφορική λήψη. Επιπλέον, με 30 sec προστασία οι κατηγορίες δεκτών 1 και 2 παρέχουν υψηλό QoS για την διαδρομή A (90% ή ακόμα και περισσότερο), ενώ για την διαδρομή B παρουσιάζουν χαμηλό QoS λόγω του μεγαλύτερου χρόνου προστασίας που χρησιμοποιείται στην αστική περιοχή Erlangen.

2.5.2.1. Δορυφορική - μόνο λήψη σε συγκεκριμένα περιβάλλοντα

Ο πίνακας 8 συνοψίζει τα αποτελέσματα που επιτυγχάνονται σε συγκεκριμένα περιβάλλοντα για προστασία 10 και 30 sec. Οι διαδρομές A και το β χωρίστηκαν σε τμήματα, ανάλογα με το περιβάλλον. Για κάθε τμήμα διαδρομών, η διαθεσιμότητα υπηρεσιών αξιολογήθηκε, και το μέσο QoS παρήχθη με τη στάθμιση των αποτελεσμάτων των τμημάτων και της διάρκειας αυτών. Προκειμένου να επιτευχθούν έγκυρα στατιστικά συμπεράσματα, διατηρήθηκαν μόνο τα αποτελέσματα των οποίων η συνολική διάρκεια ήταν μεγαλύτερη από 240 sec.

Τα παρακάτω αποτελέσματα επιβεβαιώνουν ότι το QoS που παρέχει το δορυφορικό στοιχείο του DVB-SH στην εθνική οδό και τα αγροτικά περιβάλλοντα είναι άριστο. Στις προαστιακές περιοχές, το QoS είναι υψηλό, ειδικά για την κατηγορία δεκτών 2 (90% ή και παραπάνω). Στις αστικές περιοχές και οι δύο κατηγορίες δεκτών υφίστανται ένα υποβιβασμένο QoS της τάξεως του 50%. Αστικό και προαστιακό περιβάλλοντα είναι τα σενάρια για τα οποία το επίγειο στοιχείο αναμένεται να παρέχει ουσιαστικό κέρδος

(παράγραφος 2.6). Αξίζει να παρατηρήσει κανείς ότι για λίγες περιπτώσεις η διαθεσιμότητα με χρήση προστασίας των 30 sec φαίνεται να είναι χαμηλότερη από αυτή της προστασίας των 10 sec γεγονός που οφείλεται στην μεταβλητότητα των όρων κυκλοφορίας και ταχύτητας κατά τις δύο διαφορετικές ημέρες των δοκιμών.

ΠΙΝΑΚΑΣ 8: Αποτελέσματα δοκιμών σε συγκεκριμένα περιβάλλοντα για 10 και 30 sec προστασίας

			QoS=ESR5(20) avail. (%)							
			Highway		Rural		Suburban		Urban	
PL διεμπλοκή*	Route	Receiver class	10s	30s	10s	30s	10s	30s	10s	30s
UL	A	2	87	93	100	100	96	96	---	---
		1	91	100	100	100	85	100	---	---
	B	2	100	100	---	100	89	90	64	67
		1	100	100	---	100	79	77	56	54
U	A	2	100	100	100	100	92	100	---	---
		1	100	100	100	100	89	100	---	---
	B	2	100	92	100	100	95	---	68	75
		1	100	100	100	92	85	---	50	53

- Μονάχα για τους δέκτες κατηγορίας 2

2.6 Προκαταρκτικά αποτελέσματα δοκιμών υβριδικής λήψης.

Στη δεύτερη φάση των δοκιμών Ortigia, δύο επίγειοι επαναλήπτες σε λειτουργία MFN ενεργοποιήθηκαν κοντά στην περιοχή Erlangen (σχήμα 17). Οι δοκιμές επικεντρώθηκαν σε διαδρομές που περιλαμβάνουν τα μικτά είδη περιβαλλόντων της φάσης 1.



Σχήμα 17: Διαθεσιμότητα υπηρεσίας για την διαδρομή B, για δορυφορική μόνο λήψη αριστερά και με τον υβριδική λήψη δεξιά. Τα βέλη δείχνουν τις περιοχές όπου το ESR5(20) κριτήριο δεν εκπληρώθηκε

2.6.1. Πειραματική οργάνωση, μετρήσεις, διαδικασία καταχώρησης δοκιμών

Η κωδικοποίηση και η διαμόρφωση της PL είναι αυτές που χρησιμοποιήθηκαν στη φάση 1, ενώ για το επίγειο στοιχείο χρησιμοποιήθηκαν τα ακόλουθα χαρακτηριστικά για την κυματομορφή OFDM:

- Διαμόρφωση υποφερουσών 16QAM με ποσοστό turbo κώδικα 1/4 για την επίτευξη λήψης για την κατηγορία 2.
- Διαμόρφωση υποφερουσών 16QAM με ποσοστό turbo κώδικα 1/2 για την επίτευξη λήψης για την κατηγορία 1. Μαζί με τον κώδικα LL που χρησιμοποιείται για την κατηγορία 1, οδηγεί σε ένα γενικό ποσοστό κώδικα 1/4, και κατά συνέπεια στην ίδια ρυθμοαπόδοση με την κατηγορία 2.

Κατά την φάση δοκιμών της πρώτης φάσης, η οργάνωση των δοκιμών καθορίστηκε κατά τέτοιο τρόπο ώστε να εγγραφεί ένα πλήρες σύνολο μετρήσεων για την περαιτέρω

ανάλυση των στοιχείων. Όλες οι καταγραμμένες τιμές αποθηκεύτηκαν ως προς την θέση και τον χρόνο με την βοήθεια ενός δέκτη GPS για κάθε είδους λήψη δορυφορική, επίγεια και υβριδική.

2.6.2. Αποτελέσματα δοκιμών

Τα αποτελέσματα των δοκιμών για τις διαδρομές A και B παρουσιάζονται στον πίνακα 9 ενώ στο σχήμα 17 παρουσιάζονται με γραφική μορφή μόνο για την διαδρομή B.

Τα αποτελέσματα δείχνουν μια σημαντική ώθηση στην απόδοση που επιτυγχάνεται με την υβριδική λήψη (10% κέρδος σε ESR5(20) σε σύγκριση με την αντίστοιχη τιμή για την δορυφορική μόνο λήψη). Η αύξηση του QoS στην απόδοση είναι υψηλότερη στη διαδρομή B όπου κυριαρχεί το αστικό περιβάλλον.

ΠΙΝΑΚΑΣ 9: Αποτελέσματα απόδοσης για δορυφορική, επίγεια και υβριδική λήψη

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

Με βάση το μήκος προστασίας, με 12 sec προστασίας στην διασύνδεση της δορυφορικής λήψης, και οι δύο κατηγορίες (class) παρέχουν QoS της τάξεως του 90% όταν μελετάμε την υβριδική λήψη. Αντιθέτως για την δορυφορική μόνο λήψη τα αποτελέσματα περιορίζονται στο 80% ή λιγότερο κατά την διαδρομή B. Όταν αυξήθηκε η προστασία σε επίπεδο LL στα 24 sec, η απόδοση στην υβριδική λήψη βελτιώθηκε κατά 4% σε σχέση με την περίπτωση της χρήσης των 12 sec. Το κέρδος στην ποιότητα υπηρεσίας γίνεται εμφανής αν εξετάσουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα της δορυφορικής μόνο λήψης. Η προστασία 36 sec σε επίπεδο LL παρέχει περίπου πρόσθετο κέρδος 2% σε σχέση με την περίπτωση 24 sec για τις δύο πρώτες συνόδους, ενώ για τις δύο τελευταίες παρατηρούμε κορεσμό στην απόδοση.

Το κύριο συμπέρασμα είναι ότι η παρουσία επίγειας υποδομής οδηγεί σε απόδοση ποιότητας (QoS) της τάξεως του 90% αν χρησιμοποιούμε διάρκεια προστασία 12 sec ανεξάρτητα αν αυτή είναι σε επίπεδο PL ή LL.

2.7 Παράδειγμα προϋπολογισμού διασύνδεσης

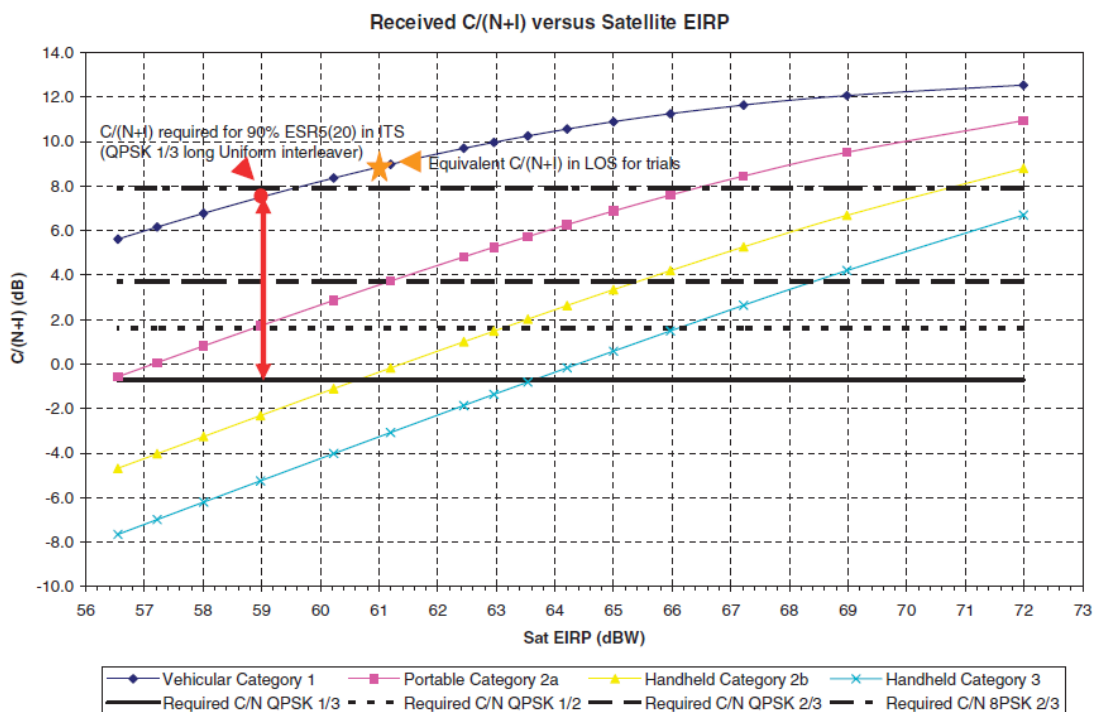
Η ομάδα TM-SSP καθόρισε τις συνθήκες λήψης των χρηστών (επίσης γνωστές ως συνθήκες χρήσης) που εφαρμόζονται στο DVB-SH σύστημα ως σύνολο παραμέτρων που περιλαμβάνουν την τελική ταχύτητα, το είδος κάλυψης, τα χαρακτηριστικά του τερματικού και το πρότυπο καναλιών που εφαρμόζεται. Ο πίνακας που συνοψίζει τους όρους λήψης χρηστών μπορεί να αναζητηθεί στο κεφάλαιο 11 του SH-IG [5].

Για την περίπτωση της δορυφορικής μόνο λήψης, οι όροι λήψης ενδιαφέροντος εμφανίζονται στις αγροτικές περιοχές: α) είτε σε υπαίθριο περιβάλλον για ταχύτητες πεζών β) είτε σε οχήματα με κεραία οροφής για ταχύτητες που υπερβαίνουν τα 100 km/h. Επομένως, ο προϋπολογισμό ισχύος της δορυφορικής μόνο λήψης θα πρέπει να εξασφαλίσει την ζητούμενη ποιότητα στόχων.

Στο σχήμα 18 παρουσιάζεται ο λόγος $C/(N+I)$ όπως λαμβάνεται για διάφορες κατηγορίες τερματικών του DVB-SH σε συνάρτηση με το EIRP του δορυφόρου. Η γραφική παράσταση επικεντρώνεται στο SH-B. Στους υπολογισμούς του προϋπολογισμού διασύνδεσης έχει θεωρηθεί ότι η παρεμβολή C/I είναι ίση ή μεγαλύτερη από 14dB. Οι υπολογισμοί αναφέρονται σε Ευρωπαϊκή περιοχή με γωνία ανύψωσης στις 38°. Στη γραφική παράσταση επίσης σημειώνεται ο απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος C/N για ένα κανάλι AWGN για τις ακόλουθες τέσσερις PL διαμορφώσεις: α) QPSK 1/3, β) QPSK 1/2, γ) QPSK 2/3 και δ) 8PSK 2/3.

Για την ανάλυση μας θα υποθέσουμε αρχικά ότι το διαθέσιμο EIRP είναι 63 dBW για κάθε δέσμη και έχουμε ως στόχο φασματική απόδοση 0.67 bps/Hz. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί είτε χρησιμοποιώντας QPSK 1/3 με τερματικά κατηγορίας 2, είτε με QPSK 1/2 με 2/3 FEC κωδικοποίηση σε επίπεδο LL για τα τερματικά κατηγορίας 1. Το σχήμα 18 δείχνει ότι τα τροχαία τερματικά κατηγορίας 2 απολαμβάνουν ένα μεγάλο περιθώριο σε ένα AWGN κανάλι για το συγκεκριμένο EIRP. Με βάση την ανάλυση ευαισθησίας της

παραγράφου 2.4.3, για την περίπτωση μόνο της κατηγορίας 2 σε τροχαία τερματικά, απαιτείται 8 dB σηματοθορυβικού λόγου C/N για την επίτευξη διαθεσιμότητας 90% ESR5(20) σε περιβάλλον ITS (για την QPSK 1/3). Επομένως το EIRP του δορυφόρου μπορεί να μειωθεί στο 59 dBW, το οποίο αποτελεί και το άνω όριο ακόμα και για την πιο δυσχερή περίπτωση σε αγροτική περιοχή. Από την στιγμή που 59dBW EIRP ανά δέσμη εγγυώνται την διαθεσιμότητα υπηρεσιών για λήψη σε τροχαία τερματικά κατηγορίας 2, αυτό σημαίνει ότι θα απαιτηθεί πρόσθετη ισχύς εάν μελετάτε η δυνατότητα λήψης και για τις υπόλοιπες κατηγορίες. Επομένως 63dBW EIRP ανά δέσμη δορυφόρου αντιπροσωπεύει ένα σενάριο όπου το τροχαίο τερματικό κατηγορίας 2 απολαμβάνει ένα μεγάλο περιθώριο ισχύος και πολύ υψηλό ESR5(20) στις αγροτικές περιοχές, ενώ ο προϋπολογισμός διασύνδεσης σε ένα κανάλι AWGN μπορεί επίσης να εκπληρωθεί για άμεση λήψη σε ανοιχτές περιοχές (LoS) για φορητά ή χειροκίνητα τερματικά με κυκλική πόλωση. Στην περίπτωση των χειροκίνητων συσκευών κατηγορίας 2 που λειτουργούν με κεραία γραμμικής πόλωση απαιτείται περίπου, 1 dB πρόσθετου EIRP.



Σχήμα 18: Προϋπολογισμός διασύνδεσης στο DVB-SH.

Παρόμοια συμπεράσματα ισχύουν επίσης και για την περίπτωση SH-A (OFDM) όπου συναντάμε μια πρόσθετη υποβάθμιση 1,5 dB λόγω του μεγαλύτερου εύρους ζώνης θορύβου στο OFDM σήμα, της απαραίτητη προώθηση πιλοτικής πληροφορίας και μια ελαφρώς υψηλότερης απώλεια στο δέκτη.

Στην περίπτωση μελέτης τερματικών κατηγορίας 1, το ποσοστό κωδικοποίησης στην PL πρέπει να αυξηθεί σε ένα ποσοστό 1/2 για να εξασφαλιστεί η ίδια τελική φασματική απόδοση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να έχει περιοριστική επίδραση στα τροχαία τερματικά, τα οποία όμως εξακολουθούν να μπορούν να διαθέτουν ένα σχετικά μεγάλο περιθώριο διασύνδεσης. Επιπλέον η τελική ποιότητα ESR5(20) μπορεί να διατηρηθεί με αύξηση του μήκους προστασίας FEC σε επίπεδο LL (όπως αναφέρθηκε στην ανάλυση ευαισθησίας της παραγράφου 2.4.3 και επιβεβαιώθηκαν από τα δοκιμαστικά αποτελέσματα των παραγράφων 2.5 και 2.6. Εντούτοις, όπως διαφαίνεται και στο σχήμα 18, απαιτείται μια αύξηση σε EIRP για την επίτευξη διασύνδεσης για όλες τις χειροκίνητες συσκευές.

Θεωρώντας 68 dBW EIRP, θα είχε ως συνέπεια να επιτραπεί η διασύνδεση όλων των εξεταζόμενων χειροκίνητων τερματικών της κατηγορίας 1 (QPSK 1/2) σε συνθήκες LOS για ανοικτές περιοχές (AWGN κανάλι). Επιπλέον θα εγγυότανε υψηλή διαθεσιμότητα ESR5(20) για τα τροχαία τερματικά. Συνεπώς η παραπάνω δορυφορική ισχύς θα ικανοποιούσε όλες τις περιπτώσεις της δορυφορικής μόνο υποδοχής που εξετάζονται στο σύστημα SH.

Μια πρόσθετη αύξηση του EIRP θα πρόσφερε τη δυνατότητα για αύξηση της χωρητικότητας συστήματος. Για παράδειγμα 72dBW EIRP, θα σήμαινε ότι η διασύνδεση θα μπορούσε να εκπληρωθεί με χρησιμοποίηση QPSK και ποσοστό κωδικοποίησης 2/3, επιτυγχάνοντας περιθώριο λήψης μεταξύ 1,5 και 2,5 dB ακόμα και για το πιο περιοριστικό χειροκίνητο τερματικό. Η παραπάνω κωδικοποίηση θα επέτρεπε τον διπλασιασμό της χωρητικότητας του συστήματος για δέκτες κατηγορίας 2 ή αύξηση της χωρητικότητας σε 50% για δέκτες κατηγορίας 1. Εναλλακτικά, το πρόσθετο περιθώριο διασύνδεσης θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για την παροχή κάλυψης σε εσωτερικούς χώρους (light indoor) ή σκιασμένες αγροτικές περιοχές.

2.8 Ανακεφαλαίωση

Αρχίζοντας από την παρατήρηση ότι το δορυφορικό συστατικό είναι ο στυλοβάτης του DVB-SH πρότυπου, το κεφάλαιο αυτό παρουσίασε τη λογική πίσω από τα καινοτόμα εργαλεία που εισήχθησαν στην οικογένεια προτύπων DVB για να αντισταθμίσουν συγκεκριμένους περιορισμούς ενός δορυφορικού καναλιού για υπηρεσίες σε κινητά τερματικά (συμπεριλαμβανομένου των χειροκίνητων). Ο υβριδικός τρόπος λειτουργίας επιτρέπει υψηλό QoS πέρα από μια ευρεία κάλυψη και με μειωμένο αριθμό επίγειων επαναληπτών για την ανάγκη επέκτασης. Επιπλέον περιγράφηκε η μεθοδολογία που υιοθετήθηκε από την ομάδα TM-SSP για την αξιολόγηση του νέου πρότυπου σε σχέση με μια πρώτη επιλογή σεναρίων χρήσης.

Αν και αυτή η άσκηση αξιολόγησης δεν έχει καλύψει όλα τα σενάρια και τις πτυχές του μεγάλου φάσματος των εφαρμογών που μπορεί να εφαρμοστεί στο DVB-SH, τα επιτευχθέντα αποτελέσματα μας οδηγούν στα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα που εισάγονται από το DVB-SH πρότυπο είναι αποτελεσματικά κατά την εξέταση LMS χαρακτηριστικά καναλιών. Ειδικότερα, ο ευέλικτος PL διεμπλοκείας που λειτουργεί σε συνεργασία διαδοχικά με ένα turbo κώδικα και την παροχή multiburst MPE-IFEC σε επίπεδο LL αποτελούν ουσιώδη εργαλεία.
- Το φαινόμενο Doppler και ο θόρυβος φάσης δεν αποτελούν ουσιώδη θέματα στο DVB-SH.
- Η απόδοση του συγχρονισμού αποδιαμορφωτών απαιτεί την ιδιαίτερη προσοχή.
- Για προϋπολογισμό ισχύος 63dBW ανά δέσμη, με μήκος διεμπλοκείας 10 sec σε επίπεδο PL μπορεί να παρέχει άριστο QoS για τροχαία τερματικά ή palmtop σε ανοιχτά, αγροτικά και προαστιακά περιβάλλοντα. Το bit rate είναι από 2.2 έως 2.6 Mbps για την περίπτωση των 5 MHz.
- Για προϋπολογισμό ισχύος 68dBW ανά δέσμη, η περάτωση διασύνδεσης λαμβάνεται για χειροκίνητα τερματικά, σε συνθήκες Los , απαιτώντας κατά συνέπεια τη συνεργασία χρηστών.
- Για προϋπολογισμό ισχύος 72 dBW ανά δέσμη, ενισχύεται το QoS για τα χειροκίνητα τερματικά ή εναλλακτικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί για αύξηση της χωρητικότητας κατά 50% έναντι της αντίστοιχης περίπτωσης των 68dBW.

2.9 Αναφορές

1. Faria G, Henriksson JA, Stare E, Talmola P. DVB-H: digital broadcast services to handheld devices. Proceedings of the IEEE 2006; 94(1):194–209.
2. Morello A, Mignone V. DVB-S2: the second generation standard for satellite broad-band services. Proceedings of the IEEE 2006; 94(1):210–227.
3. Heuberger A, Stadali H, Matuz B, Del Bianco A, Bolea-Alamanac A, Smeyers O, De Gaudenzi R, Hoppe R, Pulvirenti O. Experimental validation of advanced mobile broadcasting waveform in S-band. The 4th Advanced Satellite Mobile Systems Conference (ASMS), Bologna, Italy, July 2008; 134–139.
4. Perez-Fontan F, Vazquez-Castro M, Buonomo S, Poiares-Baptista JP, Arbesser-Rastburg B. S-band LMS channel behaviour for different environments, degrees of shadowing and elevation angles. IEEE Transactions on Broadcasting 1998; 44(1):40–75.
5. ETSI. Digital Video Broadcasting (DVB): DVB-SH Implementation Guidelines, Doc. Ref. ETSI TS 102 584 v1.1.1 (2008-12).
6. Casini E, De Gaudenzi R, Ginesi A. DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels. International Journal on Satellite Communication Networks 2004; 22:281–318.
7. Gilchrist CE. Signal-to-noise monitoring. JPL Space Programs Summary No. 37-27, vol. IV; 169–176.
8. Adaptive interpolation for channel estimation. United States Patent Application Publication, US 2006/0269016 A1, November 30, 2006.
9. Sandberg J. ARTEMIS, S-band and Ka-band inter orbit link. AIAA 17th International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit, Yokohama, Japan, 23–27 February, 1998. Technical Papers (A98-18881 03– 32).
10. Paolini E, Liva G, Matuz B, Chiani M. Generalized IRA erasure correcting codes for hybrid iterative/maximum likelihood decoding. IEEE Communications Letters 2008; 12(6):450–452.
11. Paolini E, Liva G, Varrella M, Matuz B, Chiani M. Low-complexity LDPC codes with near-optimum performance over the BEC. Advanced Mobile Satellite Conference, Bologna, August 2008. Preview available at <http://aps.arxiv.org/abs/0804.2991>.
12. Perez-Fontan F, Vazquez-Castro M, Enjamio Cabado C, Pita Garcia J, Kubista E. Statistical modelling of the LMS Channel. IEEE Transactions on Vehicular Technology 2001; 50(6):1549–1567.
13. ETSI. Framing structure, channel coding and modulation for satellite services to handheld devices (SH) below 3 GHz. ETSI EN 302 583 V1.1.0 (2008-01) EN, 2008.

14. Ana Bolea Alamanac, Paolo Burzigotti¹, Riccardo De Gaudenzi, Gianluigi Liva, Huu Nghia Pham and Sandro Scalise “In-depth analysis of the satellite component of DVB-SH: Scenarios, system dimensioning, simulations and field trial results” (INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS Int. J. Commun. Syst. Network 2009; 27:215–240 published online 18 June 2009 in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI: 10.1002/sat.933)

Κεφάλαιο 3^ο :

Γενικευμένα μοντέλα LMS καναλιών στενής διέλευσης

3.1 Εισαγωγή

Οι μελέτες απόδοσης των υποψηφίων προτάσεων για την εφαρμογή νέων κινητών δορυφορικών συστημάτων μέσω καναλιών LMS, για μετάδοση πληροφορίας, στηρίζονται στη χρήση συνθετικών χρονικών σειρών που περιγράφουν τη δυναμική του καναλιού διάδοσης. Υπάρχει ένας σημαντικός αριθμός από διάφορα στατιστικά πρότυπα που επιχειρούν να αναπαραγάγουν τη συμπεριφορά καναλιών για διάφορα σενάρια διάδοσης, όπως σε ανοιχτό, σε σκιασμένο από δέντρα, προαστιακό και αστικό περιβάλλον. Ως χαρακτηριστικά παραδείγματα μπορεί να θεωρηθούν τα μοντέλα των Loo [1], Corazza και Vatalaro (C&V) [2] ή Suzuki [3], τα οποία συχνά χρησιμοποιούνται για την περιγραφή της δυναμικής του διαύλου στενής ζώνης (narrowband) καναλιού LMS τόσο για γεωστατική τροχιά (GEO) όσο και μη (non-GEO). Στο κεφάλαιο 3 θα εξεταστούν γεννήτριες χρονικών σειρών οι οποίες βασίστηκαν στα παραπάνω στατιστικά μοντέλα.

Δύο κύρια στοιχεία εξετάζονται ως προς τη λήψη στα κανάλια στενού διαύλου, το άμεσο σήμα και το σήμα λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Οι υποθέσεις που πραγματοποιούνται στα παραπάνω μοντέλα έχουν ως αντικείμενο τη στατιστική συμπεριφορά αυτών των δύο. Μια χαρακτηριστική υπόθεση θα ήταν μια μεταβλητή λογαριθμοκανονικής κατανομής για το άμεσο σήμα λόγω σκίασης συν μια σταθερά λόγω φαινομένου πολλαπλών διαδρομών ή μια σταθερά άμεσου σήματος συν μια σταθερά λόγω πολυδιαδρομής η οποία πολλαπλασιάζεται με μια μεταβλητή λογαριθμοκανονικής κατανομής λόγω σκίασης. Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι οι αθροιστικές συναρτήσεις πυκνότητας κατανομής των μοντέλων καναλιών διάδοσης συμφωνούν αρκετά καλά με τα λαμβανόμενα πειραματικά στοιχεία [1,2,4].

Η βασική εφαρμογή των στατιστικών προτύπων είναι η παραγωγή χρονικών σειρών για την αξιολόγηση της απόδοσης των συστημάτων. Τα στατιστικά πρότυπα, σε αντίθεση με τα εμπειρικά πρότυπα, είναι πολύ καλά προσαρμοσμένα για την ανάπτυξη χρονικών σειρών. Τα στατιστικά πρότυπα κάνουν διάφορες φυσικές υποθέσεις στη συμπεριφορά των κύριων στοιχείων του καναλιού: το άμεσο και το πολυδιαδρομικό σήμα. Εντούτοις, οι παράμετροί τους πρέπει να εξαχθούν με βάση πειραματικές μετρήσεις. Κατά συνέπεια, τα στατιστικά πρότυπα αντιπροσωπεύουν ένα ενδιάμεσο στάδιο μεταξύ των καθαρώς εμπειρικών προτύπων και εκείνων του φυσικού ή αιτιοκρατικού χαρακτήρα.

Σκοπός του κεφαλαίου είναι να περιγράψει εκτενώς την περίπτωση στενού δίαυλου, η οποία είναι πολύ πιθανόν να συναντηθεί στην πράξη κατά την διάδοση σε ένα κανάλι LMS [4]. Γεγονότα μεγάλης χρονική διασποράς συμβαίνουν σπάνια στο κινητό κανάλι διάδοσης, καθώς αντιστοιχούν σε σημεία κατά μήκος της κινητής διαδρομής όπου υπάρχουν κοντινά εμπόδια με αποτέλεσμα οι μακρινές ανακλάσεις του σήματος να φθάνουν με υπερβολική καθυστέρηση στο δέκτη μέσω μεγάλων φυσικών εμποδίων ή κτισμάτων. Επιπλέον έχει διαπιστωθεί ότι οι μακρινές ηχώ θα εμφανιστούν πιθανότερα για χαμηλές γωνίες δορυφορικής ανύψωσης, ενώ, για τις υψηλότερες ο νόμος του Snell για την αντανάκλαση εκπληρώνεται μονάχα στην περίπτωση πολύ υψηλών εμποδίων.

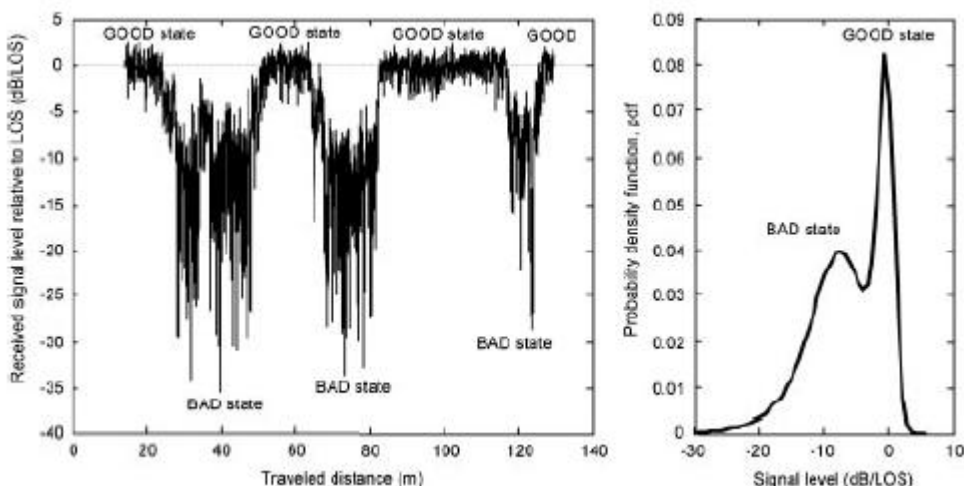
Ο όρος χρονικές σειρές στην περίπτωση στενού δίαυλου αναφέρεται στις παραλλαγές της σύνθετης περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος, δηλαδή στο πλάτος και τη φάση. Όταν εμφανίζονται συνθήκες ευρύ δίαυλου, ο όρος χρονικές σειρές θα αναφέρεται στις σύνθετες σειρές που προσομοιώνουν τις συνθήκες διάδοσης ανά περιοχή του καναλιού διάδοσης. Επομένως κατά την προσομοίωση ενός καναλιού περιορισμένου δίαυλου, το μεταδιδόμενο σήμα πολλαπλασιάζεται με τις συντεθειμένες παραλλαγές της περιβάλλουσας που καλύπτουν τα φαινόμενα σκίασης, εξασθένησης και Doppler.

Ένα σημαντικό πεδίο ενδιαφέροντος είναι το ποσοστό αλλαγής των συστατικών διάδοσης του καναλιού, δηλαδή του φαινομένου της σκίασης και της πολυδιαδρομής. Η εξασθένηση λόγω πολλαπλών διαδρομών οφείλεται στην υπέρθεση διαφορετικών εκδοχών του σήματος και προκαλεί την αύξηση ή την ακύρωση της ισχύς του σήματος. Όσο αφορά την σκίαση, αυτή είναι μια πιο αργή διαδικασία και σχετίζεται άμεσα με τα μεγέθη των περιβαλλοντικών χαρακτηριστικών γνωρισμάτων στην κοντινή εγγύτητα του τερματικού.

Σε ένα κανάλι LMS, τα αποτελέσματα σκίασης μπορούν να παρουσιάσουν σημαντικές αλλαγές λόγω των περιβαλλοντικών χαρακτηριστικών γνωρισμάτων, π.χ. ο κινούμενος χρήστης λόγω εμποδίων μεταβαίνει από κατάσταση οπτική επαφής (LOS) σε κατάσταση χωρίς οπτική επαφή (NLOS). Αυτές οι έντονες μεταβολές μεγάλης κλίμακας μπορούν να καθοριστούν με την χρήση διαφορετικών καταστάσεων (π.χ. χρησιμοποιώντας τις αλυσίδες Markov), για την κατάσταση LOS και NLOS. Μερικές φορές, είναι καλύτερο να καθοριστούν οι καταστάσεις ως GOOD και BAD και να αναφέρονται σε συνθήκες LOS ή ελαφριάς σκίασης για την πρώτη, ενώ σε συνθήκες βαριάς σκίασης για την δεύτερη κατάσταση.

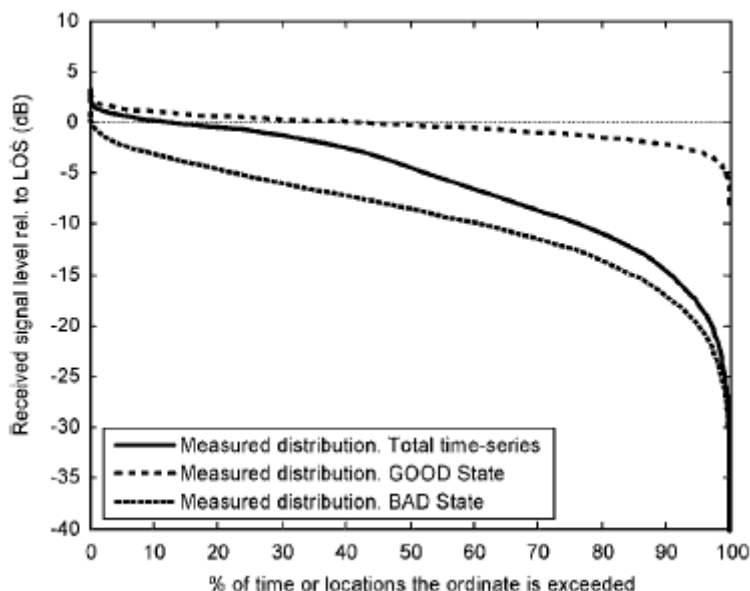
Από την άλλη, η σκίαση μπορεί επίσης να προκαλέσει μικρές αλλαγές της ισχύος του σήματος γύρω από μια δεδομένη μέση τιμή. Παραδείγματος χάριν, αυτό εμφανίζεται όταν το τερματικό βρίσκεται σε μια ανομοιόμορφη δασική περιοχή, όπου καταγράφονται διαφορετικές πυκνότητες κλάδων και φύλλων.

Συνδυασμένες στατιστικές κατανομές όπως αυτές του Loο, των C&V ή του Suzuki [1-4] συμφωνούν πολύ καλά με τις μετρήσεις όταν δεν αλλάζουν δραστικά οι όροι σκίασης, δηλαδή όταν το λαμβανόμενο σήμα παραμένει στην ίδια κατάσταση. Εντούτοις, όταν χρησιμοποιούνται για να διαμορφώσουν καταστάσεις όπου οι όροι LOS και βαθιάς σκίασης συνυπάρχουν τότε τα αποτελέσματα διαφέρουν αρκετά από τις πειραματικές μετρήσεις. Αυτό αποτυπώνεται στα σχήματα 19 και 20.



Σχήμα 19: Χρονική σειρά μετρούμενη σε σκιασμένο από δέντρα περιβάλλον, για γωνία ανύψωσης 40^ο για την S-Band

Στο σχήμα 19 η χρονική σειρά μετρήθηκε για μια δασική περιοχή [4] ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζεται και η αντίστοιχη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας. Στο σχήμα 20 αποτυπώνεται η συνολική αθροιστική συνάρτηση κατανομής που αντιστοιχεί στην χρονική σειρά του σχήματος 19. Μπορεί να παρατηρηθεί πώς η καμπύλη της αθροιστικής συνάρτησης κατανομής ή αντιστοίχως της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας μπορεί να διαχωριστεί σε δύο ευδιάκριτες περιοχές που αντιστοιχούν σε όρους LOS και NLOS.



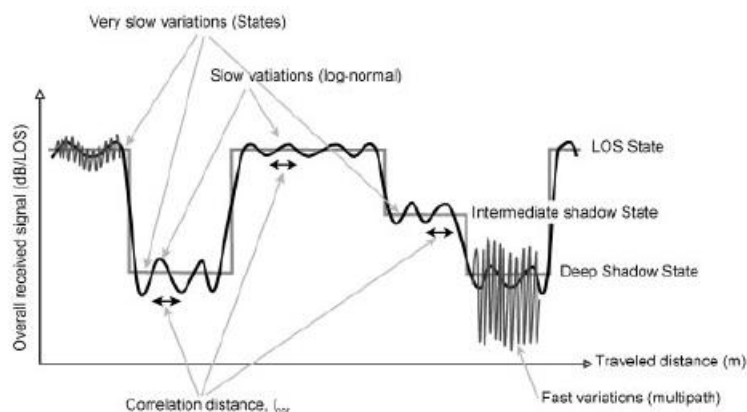
Σχήμα 20: Οι αθροιστικές κατανομές πιθανότητας: η συνολική, καθώς και οι αντίστοιχες για τις καταστάσεις GOOD και BAD.

Η παραπάνω αθροιστική συνάρτηση κατανομής δεν μπορεί να περιγραφεί με τη βοήθεια μιας ενιαίας θεωρητικής κατανομής εξαιτίας της παρουσίας του σημείου καμπής που υποδεικνύει την ύπαρξη δυο διαφοροποιημένων συμπεριφορών. Εάν όμως η χρονική σειρά χωριστεί σε ομοιογενή τμήματα, τότε τα αποτελέσματα των θεωρητικών μοντέλων μπορούν να προσεγγίσουν αρκετά καλά τις πειραματικές μετρήσεις .

Επομένως μπορεί να υιοθετηθεί μια προσέγγιση δύο σταδίων για την περιγραφή θεμάτων σκίασης, όπως διαφαίνεται στο σχήμα 21. Στο συγκεκριμένο διάγραμμα αποτυπώνονται τρία διαφορετικά ποσοστά σκίασης: α) πολύ αργές διαλείψεις, β) αργές διαλείψεις και γ) γρήγορες διαλείψεις

Οι πολύ αργές διαλείψεις αντιστοιχούν σε γεγονότα σκίασης που προκαλούνται από ενιαία ή ομαδοποιημένα φυσικά χαρακτηριστικά γνωρίσματα όπως δέντρα, σπίτια, κ.λπ., τα οποία μπορούν να χαρτογραφηθούν με μια ένα ενιαία κατάσταση Markov. Οι αργές διαλείψεις προκαλούνται από την ανομοιομορφία μεγάλων εμποδίων παραδείγματος χάριν, διαφορετικές πυκνότητες κλάδων σε μια ομάδα δέντρων ή διαφορετικά ύψη οικοδόμησης σε μια οδό. Οι γρήγορες διαλείψεις προκύπτουν από φαινόμενα πολυδιάδοσης. Οι παραπάνω παρατηρήσεις σημαίνουν ότι συνδυασμοί κατανομών όπως εκείνοι των Loo, C&V ή Suzuki δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον

άμεσο χαρακτηρισμό της γενικής δυναμικής των καναλιών .



Σχήμα 21: Το μοντέλο Markov για διαφορετικά ποσοστά αλλαγής πλάτους του λαμβανόμενου σήματος στο κανάλι περιορισμένης ζώνης.

Συνεπώς, ένας συνδυασμός των κατανομών αυτών είναι πιο κοντά στη πραγματικότητα. Εφαρμόζοντας το παραπάνω λογισμό, η συνολική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας θα ακολουθήσει τη γενική έκφραση που δίνεται παρακάτω για τα τμήματα GOOD και BAD που συναντιούνται κατά μήκος της διαδρομής του τερματικού:

$$f_{\text{overall}}(r) = p_{\text{GOOD}} \times f_{\text{GOOD}}(r) + p_{\text{BAD}} \times f_{\text{BAD}}(r) \quad (3.1)$$

όπου p_{GOOD} η πιθανότητα ότι η σύνδεση βρίσκεται σε συνθήκες καλής σκίασης (GOOD), f_{GOOD} η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του πλάτους του σήματος υπό καλές συνθήκες σκίασης και αντιστοίχως ισχύουν για του όρους p_{BAD} και f_{BAD} για την περίπτωση όπου η σύνδεση βρίσκεται σε συνθήκες κακής σκίασης.

Το κεφάλαιο ασχολείται μόνο με εκείνα τα στατιστικά πρότυπα που περιγράφουν τις παραλλαγές σήματος μέσα σε μία μόνο πιθανή κατάσταση (σχήμα 21). Τα πρότυπα αυτά εξακολουθούν να λαμβάνουν υπόψη φαινόμενα πολυδιαδρομής και επιδράσεις σκίασης σε μικρή κλίμακα. Αυτό σημαίνει ότι οι συναρτήσεις f_{GOOD} και f_{BAD} προκύπτουν από τη συνδυαστική περιγραφή κατανομής πολλαπλών διαδρομών και μιας άλλης που περιγράφει τα αποτελέσματα σκίασης. Μια γενική περιγραφή της αλυσίδας καταστάσεων Markov μπορεί να αναζητηθεί στην αναφορά [5]. Σε αυτή δίνεται μια περίληψη των παραμέτρων για την ζώνη L και S συμπεριλαμβανομένων των παραμέτρων του προτύπου L_{00} και των

πιθανοτήτων μετάβασης από την μια κατάσταση στην άλλη.

Ένα τελευταίο θέμα που μας απασχολεί είναι η μορφοποίηση της συμβολής της φασματικής διαμόρφωσης της πολυδιάδοσης. Για την αναπαράσταση αποτελεσμάτων Doppler, σε σχήμα U, το πρότυπο φάσματος Jakes [6] χρησιμοποιείται. Μια περισσότερο ρεαλιστική προσέγγιση προκύπτει εφαρμόζοντας ένα πρότυπο Butterworth σύμφωνα με [7]. Εντούτοις, στο παρόν κεφάλαιο οι προσομοιώσεις εκτελούνται μόνο χρησιμοποιώντας το κλασσικό πρότυπο Jakes. Σύμφωνα με αυτό μια δέλτα συνάρτηση για το άμεσο στοιχείο πρέπει να προστεθεί. Η φασματική διαμόρφωση επιτυγχάνεται μέσω του φιλτραρίσματος δύο λευκών Gaussian πηγών θορύβου.

3.2 Στατιστικά μοντέλα καναλιών LMS

Στα κυψελώδη κανάλια τα αποτελέσματα του φαινομένου της πολυδιάδοσης περιγράφονται καλύτερα με τη βοήθεια της κατανομής Rayleigh, η οποία υποθέτει ότι το άμεσο σήμα εμποδίζεται ολοκληρωτικά. Εντούτοις, για το κανάλι LMS, η συνηθέστερη χρησιμοποιημένη κατανομή είναι αυτή του Rice, η οποία υποθέτει ότι το άμεσο σήμα μπορεί να έχει μειωθεί αλλά δεν είναι αμελητέο. Σε κάθε περίπτωση, η κατανομή Rice συμπεριλαμβάνει την κατανομή Rayleigh ως ειδική περίπτωση όταν το άμεσο σήμα είναι ίσο με μηδέν.

Η κατανομή Rice χρησιμοποιείται γιατί τα συστήματα LMS λειτουργούν με μικρά περιθώρια εξασθένισης και παρουσία άμεσου σήματος. Εντούτοις, πρόσφατα, με το τρέχον ενδιαφέρον και τις δραστηριότητες τυποποίησης εν εξελίξει στον τομέα των δορυφορικών κινητών συστημάτων μετάδοσης TV, οι δορυφορικές υπηρεσίες για τις φορητές συσκευές (DVB-SSP) [8], αναμένονται να λειτουργούν με μεγαλύτερα περιθώρια εξασθένισης από εκείνα προηγούμενων συστημάτων. Κατά συνέπεια, υπάρχει σημαντικό ενδιαφέρον για επανεξέταση των υπάρχοντων πρότυπων και καθορισμό εκ νέου των παραμέτρων τους, ειδικά για τους όρους βαριάς σκίασης [5]. Παρά την αναμενόμενη αύξηση του περιθωρίου εξασθένισης, το άμεσο σήμα θα πρέπει να φθάνει στο κινητό δέκτη είτε εντελώς ανεμπόδιστα είτε υπό συνθήκες μέτριας σκίασης. Επομένως καθαρά Rayleigh όροι, που υπονοούν ότι το άμεσο σήμα χάνεται ολοκληρωτικά, έχουν μικρή χρησιμότητα εκτός αν το ποσό διάχυσης της ισχύος της πολυδιάδοσης είναι αρκετά μεγάλο.

Για να είναι εφικτές οι επικοινωνίες LMS, θα πρέπει να εφαρμοστούν δορυφορικές τεχνικές διαμόρφωσης για να επιτευχθούν αποδεκτά επίπεδα διαθεσιμότητας. Στα συστήματα μετάδοσης, τοπικοί προσωπικοί αναμεταδότες χρησιμοποιούνται για να παρέχουν την απαραίτητη διαθεσιμότητα μέσα σε αστικές περιοχές, ενώ τεχνικές δορυφορικού διαμορφισμού χρησιμοποιούνται σε εθνικές οδούς ή προαστιακές περιοχές.

Αρχικά θα υποθέσουμε ότι τα σήματα κανονικοποιούνται ως προς το σήμα ελεύθερου χώρου (FS). Κατά συνέπεια, το $r(t)$ ή $r(x)$ αντιπροσωπεύει την κανονικοποιημένη σύνθετη περιβάλλουσα σε ένα δεδομένο σημείο, στο χρόνο t ή στη θέση x . Η κανονικοποιημένη τάση, υπό συνθήκες ελεύθερου χώρου, θα τεθεί έτσι ώστε $|r(t)| = |r(x)| = 1$, δηλαδή 0 dB.

Η πραγματική λαμβανόμενη ισχύς και τάση συνδέονται μέσω της σχέσης $p = v^2 / (2R)$ όπου το R είναι η αντίσταση φορτίων. Η κανονικοποιημένη ισχύς προκύπτει από την σχέση:

$$p' = \frac{p}{p_{FS}} = \frac{v^2 / 2R}{v_{FS}^2 / 2R} = \frac{v^2}{v_{FS}^2} = r^2 \quad (3.2)$$

Η κατανομή Rice εξαρτάται από δύο παραμέτρους, το κανονικοποιημένο πλάτος άμεσου σήματος α (σταθερό διάνυσμα) και την κανονικοποιημένη μέση ισχύς της πολυδιάδοσης (τυχαίο διάνυσμα) $2\sigma^2$ ή σε dB $MP = 10 \log(2\sigma^2)$, όπου ο όρος MP αντιπροσωπεύει την ισχύ της πολυδιάδοσης. Στην ειδική περίπτωση που $\alpha=0$ η κατανομή Rice μεταλλάσσεται σε κατανομή Rayleigh. Ανάλογα με τις υποθέσεις, δύο ερμηνείες μπορούν να γίνουν σχετικά με την κατανομή Rice [9]:

Υπόθεση(α): Η ισχύς του σταθερού διανύσματος είναι σταθερή ενώ ο συνολικός συνδυασμός ισχύος των σταθερών και τυχαίων διανυσμάτων ποικίλλει. Σε αυτήν την περίπτωση, η μέση συνολική ισχύς δίνεται από την έκφραση:

$$\alpha^2 + 2\sigma^2 = \alpha^2(1+\kappa)/\kappa \quad (3.3)$$

όπου ο όρος $\kappa = \alpha^2 / 2\sigma^2$ είναι ο λόγος της ισχύος σταθερού προς τυχαίο διάνυσμα (ισχύς φέροντος προς πολυδιάδοση).

Υπόθεση(β): Η συνολική ισχύς (σταθερό συν τυχαίο διάνυσμα) παραμένει σταθερή αλλά οι ισχύς και των δύο μεταβάλλονται.

Για τις παραπάνω περιπτώσεις οι αντίστοιχες αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής έχουν σχεδόν ακριβώς την ίδια μορφή με εξαίρεση την κατάλληλη αντιστάθμιση στον άξονα του σήματος όπου σε dB είναι: $10 \log \left(\frac{k+1}{k} \right) dB$ (3.4)

Η **κατανομή Loo** [1] στηρίζεται στην κατανομή Rice και μάλιστα εφαρμόζεται η πρώτη υπόθεση όπου θεωρούμε ότι το απευθείας σήμα είναι σταθερό και η συνολική ισχύς μεταβάλλεται. Το λαμβανόμενο σήμα υποτίθεται ότι ακολουθεί Rice κατανομή με παραμέτρους a και σ^2 , δηλαδή:

$$f(r|a) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{r^2+a^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left(\frac{ra}{\sigma^2} \right) \quad (3.5)$$

με $r \geq 0$. Η παραπάνω έκφραση είναι έγκυρη για μικρά τμήματα της κινητής διαδρομής. Για μεγαλύτερα τμήματα, θεωρούμε ότι το απευθείας σήμα μεταβάλλεται ακολουθώντας λογαριθμοκανονική κατανομή και επομένως προκύπτει:

$$f(a) = \frac{1}{\Sigma_{Np} a \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(\ln(a) + M_{Np})^2}{2 \Sigma_{Np}^2} \right] = \frac{8.686}{\Sigma_{dB} a \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(20 \log(a) - M_{dB})^2}{2 \Sigma_{dB}^2} \right] \quad (3.6)$$

με $r \geq 0$, M και Σ είναι ο μέσος όρος και η σταθερή απόκλιση της σχετική κανονικής κατανομής για το πλάτος του απευθείας σήματος είτε σε Nepers (\ln) είτε σε dB (\log_{10}), όπου η έκφραση $8.686 \ln(x) = 20 \log(x)$ χρησιμοποιείται για τη μετατροπή μονάδων. Κατά συνέπεια, η μετατροπή των παραμέτρων από Nepers σε dB είναι απλή διαδικασία, όπου $M_{dB} = 8.686 M_{Np}$ και $\Sigma_{dB} = 8.686 \Sigma_{Np}$.

Επιπλέον το μοντέλο Loo προϋποθέτει ότι η λαμβανόμενη σύνθετη περιβάλλουσα αποτελείται από το άθροισμα δύο φασιθέτων:

$$r_T \exp(j\phi_T) = r_D \exp(j\phi_D) + r_M \exp(j\phi_M) \quad (3.7)$$

όπου το T αναπαριστά το συνολικό σήμα, το D το απευθείας σήμα και M το σήμα πολυδιάδοσης. Όπως αναφέρθηκε ανωτέρω, το πλάτος του απευθείας σήματος διανέμεται λογαριθμικοκανονικά λόγω να σκίασης, ενώ η πολυδιαδρομική παράμετρος $2\sigma^2$ παραμένει σταθερή.

Η συνολική κατανομή για μεγαλύτερα ομογενή τμήματα της κινητής διαδρομής δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$f(r) = \int_0^\infty f(r|a)f(a)da = \frac{8.686r}{\sigma^2 \Sigma_{dB} \sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{a} \exp\left[-\frac{(20\log(a)-M_{dB})^2}{2\Sigma_{dB}^2}\right] \exp\left[-\frac{r^2+a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{ra}{\sigma^2}\right) da \quad (3.8)$$

όπου το $\sigma = \sqrt{10^{MP/10}/2}$, με MP την κανονικοποιημένη μέση ισχύς της πολυδιάδοσης εκφρασμένης σε dB.

Η κατανομή Loo είναι ευπροσάρμοστη δεδομένου ότι περιλαμβάνει ειδικές περιπτώσεις όπως την κανονική και την Rice κατανομή για μεγάλες τιμές του α, καθώς και την κατανομή Rayleigh όταν η τιμή του α είναι αμελητέα. Αυτή η ιδιότητα καθιστά την κατανομή έγκυρη για ένα ευρύ φάσμα συνθηκών από το LoS μέχρι συνθήκες βαριάς σκίασης [4]. Για την ευκολία, αναπαράγουμε εδώ τη διατύπωση που χρησιμοποιείσαι ο Loo [1] για την συνάρτηση πυκνότητα πιθανότητας:

$$f(r) = \int_0^\infty f(r|z)f(z)dz = \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln(z)-\mu)^2}{2d_0}\right] \exp\left[-\frac{r^2+z^2}{2b_0}\right] I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz \quad (3.9)$$

όπου το z είναι το απευθείας σήμα, το b_0 αντιστοιχεί στο σ^2 , το μ στο M_{Np} και το $\sqrt{d_0}$ στο Σ_{Np} .

Για το **μοντέλο C&V** [2] παρόμοιες υποθέσεις έχουν γίνει αλλά όχι ίδιες, το συνολικό λαμβανόμενο πλάτος r για μεγάλα τμήματα της κινητής διαδρομής δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$f(r) = \int_0^{\infty} f(r|s)f(s)ds \quad (3.10)$$

με $r \geq 0$, όπου $f(r|s)$ η υπό συνθήκη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rice για δεδομένο επίπεδο σκίασης s και με βάση τη [2] προκύπτει:

$$f(r|s) = \frac{s(k+1)r}{s^2} \exp\left(- (k+1)\left(\frac{r}{s}\right)^2 - k\right) I_0\left(2\frac{r}{s}\sqrt{k(k+1)}\right) \quad (3.11)$$

όπου το k είναι ο λόγος φέροντος προς σήματος πολυδιάδοσης που ορίσαμε προηγουμένως. Αυτή η μορφή κατανομής Rice προκύπτει βάση της υπόθεσης β που αναφέραμε προηγουμένως.

Η μεταβλητή s περιγράφει το αποτέλεσμα της σκίασης και δίνεται από την σχέση $\alpha^2 + 2\sigma^2 = s^2$ που αναπαριστά την ολική κανονικοποιημένη ισχύ του σήματος, περιλαμβάνοντας τα συστατικά του άμεσου σήματος και αυτό λόγω πολυδιάδοσης. Θεωρούμε ότι η μεταβλητή σκίασης s ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή που δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$f(s) = \frac{1}{s \Sigma_{N_p} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln(s)M_{N_p})^2}{2 \Sigma_{N_p}^2}\right] = \frac{8.686}{s \Sigma_{dB} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(20\log(s)M_{dB})^2}{2 \Sigma_{dB}^2}\right] \quad (3.12)$$

σημειώστε ότι το s^2 αφορά στην ισχύ ενώ το s αφορά τάση και επομένως με την σχέση $20\log(s)$ γίνεται η μετατροπή σε dB.

Η συνολική λαμβανόμενη σύνθετη περιβάλλουσα ερμηνεύεται ως το παράγωγο δύο ανεξάρτητων διαδικασιών $r_{CV} = r_{Rise} s_{NL}$. Με βάση τη χρήση φασιθέτων η συνολική περιβάλλουσα δίνεται από την σχέση:

$$r_T \exp(j\phi_T) = s[r_D \exp(j\phi_D) + r_M \exp(j\phi_M)] \quad (3.13)$$

Η ουσιαστική διαφορά μεταξύ του προτύπου Loo και του C&V είναι η υπόθεση της ανεξαρτησίας. Για τις ανεξάρτητες κατανομές του s και r , η ακόλουθη έκφραση ισχύει [2,10]:

$$f_{CV}(r) = \int_0^{\infty} f_{Rice}\left(\frac{r}{s}\right) f_{LN}(s) ds \quad (3.14)$$

για $r \geq 0$ και συγκρίνοντας τις σχέσεις 3.10 και 3.14 καταλήγουμε στην ακόλουθη σχέση [2]:

$$f(r|s) = \frac{1}{s} f_{Rice}\left(\frac{r}{s}\right) \triangleq \frac{r}{s^2 \sigma_R^2} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r^2}{s^2 \sigma_R^2} + 2k\right)\right] I_0\left(\frac{r}{s \sigma_R} \sqrt{2k}\right) \quad (3.15)$$

όπου το $\sigma_R^2 = [2(k+1)]^{-1}$

Επομένως μπορούμε να υπολογίσουμε την αντίστοιχη αθροιστική συνάρτηση κατανομής (CDF) χρησιμοποιώντας την μαθηματική σχέση:

$$CDF(R) = Prob(r \leq R) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{s} f_{RICE}\left(\frac{r}{s}\right) f_{LN}(s) ds dr = 1 - E\left[Q\left(\sqrt{2k}, \frac{R}{s} \sqrt{s(k+1)}\right)\right] \quad (3.16\alpha)$$

ή ισοδύναμα η συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση κατανομής

$$CCDF(R) = Prob(r > R) = 1 - E\left[Q\left(\sqrt{2k}, \frac{R}{s} \sqrt{s(k+1)}\right)\right] \quad (3.16\beta)$$

όπου το $E[\cdot]$ αναπαριστά το μέσο όρο ως προς s και Q τη συνάρτηση Marcum με Q

$$Q(a, b) = \int_b^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax) dx \quad (3.17)$$

με a, b μη αρνητικοί πραγματικοί αριθμοί [11].

Για λόγους αναφοράς, χρησιμοποιείται η αρχική διατύπωση C&V [2]. Κατά συνέπεια, η έκφραση για το $f(r|s)$ είναι ίδια με (3.11) ενώ η λογαριθμοκανονική συνάρτηση πυκνότητα πιθανότητας ήταν στη μορφή:

$$f(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi h \sigma s}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln(s) - \mu}{h \sigma}\right)^2\right] \quad (3.18)$$

όπου $h = \ln(10)/20 = 1/8.686$, μ σε Nepers, σ σε dB και το k μια γραμμική παράμετρος.

Με τον ίδιο τρόπο όπως και στην περίπτωση κατανομής L_{oo} , η κατανομή C&V συμπεριλαμβάνει άλλες ειδικότερες περιπτώσεις: εάν $k=0$, δηλ. όταν δεν υπάρχει κανένα άμεσο σήμα, καταλήγουμε στη κατανομή Suzuki ενώ για $\Sigma=0$ (η σταθερή απόκλιση του λογαριθμοκανονικού μέρους) η κατανομή C&V τείνει στην κατανομή Rice.

Για το **μοντέλο Suzuki** [3], παρόμοιες υποθέσεις γίνονται, δηλ. οι γρήγορες διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομής ακολουθούν την κατανομή Rayleigh:

$$f(r|\sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.19)$$

με $r \geq 0$. Η παράμετρος κατανομής $2\sigma^2$ παραμένει σταθερή για τα σύντομα τμήματα της διαδρομής, ενώ για τις μακρύτερες διαδρομές υποθέτουμε οι λογαριθμοκανονικές παραλλαγές του s :

$$f(\sigma) = \frac{1}{\Sigma_{Np} \sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln(\sigma) - M_{Np})^2}{2 \Sigma_{Np}^2}\right] = \frac{8.686}{\Sigma_{dB} \sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(20 \log(\sigma) - M_{dB})^2}{2 \Sigma_{dB}^2}\right] \quad (3.20)$$

Η γενική κατανομή Suzuki δίνεται από την σχέση:

$$f(r) = \int_0^\infty f(r|\sigma) f(\sigma) d\sigma = \frac{8.686r}{\Sigma_{dB} \sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{\sigma^3} \exp\left[-\frac{(20 \log(\sigma) - M_{dB})^2}{2 \Sigma_{dB}^2}\right] \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] d\sigma \quad (3.21)$$

Αυτή η κατανομή είναι χαρακτηριστική για κυψελοειδείς κινητές εφαρμογές και έχει συμπεριληφθεί διότι, όπως συζητήθηκε προηγούμενος, μεγαλύτερα περιθώρια εξασθένισης αναμένονται για τα νέα συστήματα μετάδοσης SSP. Αυτά θα επιτρέπουν την περιορισμένη λειτουργία μέσα σε περιβάλλοντα βαριάς σκίασης. Επιπλέον μια παρόμοια κατανομή, που θα αναφερθεί παρακάτω, προτάθηκε από τον Lutz [12] για την κατάσταση BAD.

Υπό την μορφή φασιθέτη, η κατανεμημένη σύνθετη περιβάλλουσα Suzuki αποτελείται από ένα μοναδικό στοιχείο, αυτό της πολυδιάδοσης ή μιας τυχαίας συνιστώσας όπου η παράμετρος σ μεταβάλλεται αργά καθώς ο χρήστης κινείται.

$$r_T \exp(j\phi_T) = \sigma r_M \exp(j\phi_M) \quad (3.22)$$

Η παράμετρος σ ακολουθεί ο κατανομή Rayleigh και η αντίστοιχη μέση τετραγωνική της ρίζας (RMS) είναι $\sqrt{2\sigma^2}$. Ομοίως με τις άλλες κατανομές το μοντέλο Suzuki συμπεριλαμβάνει απλούστερες κατανομές, π.χ. εάν $\Sigma=0$ τότε η κατανομή Suzuki καταλήγει σε Rayleigh.

Μερικές μελέτες [12] αναφέρουν ότι τελικά δεν μοντελοποιείται το λαμβανόμενο κανονικοποιημένο πλάτος (τάση) αλλά η ισχύς, p' , όπου $p'=r^2$. Σε αυτήν την περίπτωση, για τα περιβάλλοντα βαριάς σκίασης, που συναντώνται συνήθως σε αστικές περιοχές, παρόμοιες υποθέσεις έγιναν με αυτές του μοντέλου Suzuki.

Σε μια κατανομή Rayleigh το πλάτος r αντιστοιχεί σε μια εκθετική κατανομή της ισχύος p' . Σε αυτήν την περίπτωση, η κανονικοποιημένη λαμβανόμενη κατανομή ισχύος δίνεται από την σχέση:

$$f(p'|s_0) = \frac{1}{s_0} \exp\left[-\frac{p'}{s_0}\right] \quad (3.23)$$

με $p' \geq 0$, και s_0 ο μέσος όρος και η σταθερή απόκλιση της κατανομής. Επιπλέον εκπληρώνεται η σχέση $s_0 = 2\sigma^2$ δηλαδή ο μέσος όρος της κατανομής της ισχύος είναι ίσος με την RMS τιμή της κατανομής για το πλάτος.

Επιπλέον θεωρούμε ότι το s_0 ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή, δηλαδή:

$$f(s_0) = \frac{1}{\sum_{N_p} s_0 \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(20\ln(s_0) - M_{N_p})^2}{2 \sum_{N_p}^2}\right] =$$

$$= \frac{4.343}{\sum_{dB} s_0 \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(10\log(s_0) - M_{dB})^2}{2 \sum_{dB}^2}\right] \quad (3.24)$$

όπου M_{dB} και \sum_{dB} είναι ο μέσος όρος και η σταθερή απόκλιση του $10 \log(s_0)$.

Η γενική κατανομή των ομαλοποιημένων λαμβανόμενων παραλλαγών ισχύος σε μια κατάσταση βαριάς σκίασης δίνεται από την σχέση:

$$f(p) = \int_0^\infty f(p|s_0)f(s_0)ds_0 = \frac{4.383}{\Sigma_{dB}\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{s_0^2} \exp\left[-\frac{(20\log(s_0)-M_{dB})^2}{2\Sigma_{dB}^2}\right] \exp\left[-\frac{p'}{s_0}\right] ds_0 \quad (3.25)$$

Σημειώστε ότι η βασική διαφορά μεταξύ των παραμέτρων της ανωτέρω κατανομής και εκείνων της Suzuki είναι ότι:

$$M_{dB}(\text{Suzuki,voltage}) = M_{dB}(\text{Lutz,power}) - 3 \text{ dB} \quad (3.26)$$

ενώ $\Sigma_{dB}(\text{Suzuki})=\Sigma_{dB}(\text{Lutz})$.

Οι ανωτέρω σχέσεις είναι σημαντικές κατά την προσπάθεια να χρησιμοποιηθούν οι παράμετροι του πρότυπου με βάση την βιβλιογραφία. Είναι σημαντικό να γίνουν κατανοητές οι διαφορετικές συμβάσεις για να γίνουν οι απαραίτητες μετατροπές.

Άλλα περιπλοκότερα πρότυπα αντί δύο ή τριών παραμέτρων, απαιτούν τέσσερα ή και περισσότερα. Για παράδειγμα μια βελτίωση του προτύπου Loo [13] υποθέτει ότι το άμεσο σήμα υποβάλλεται σε λογαριθμοκανονικές μεταβολές s_1 αλλά και το πολυδιαδρομικό σήμα επίσης υποβάλλεται σε λογαριθμοκανονικές μεταβολές s_2 . Επομένως υπό μορφή φασιθέτων το πρότυπο ακολουθεί την έκφραση:

$$r_T \exp(j\phi_T) = s_1 r_D \exp(j\phi_D) + s_2 r_M \exp(j\phi_M) \quad (3.27)$$

Μια εξέλιξη του προτύπου C&V έχει επίσης προταθεί [14,15] το οποίο είναι γνωστό ως γενικευμένο λογαριθμοκανονικό πρότυπο. Στην περίπτωση αυτή, εκτός από τη κατανομημένη Ricean σειρά που πολλαπλασιάζεται με τις πιο αργές λογαριθμοκανονικές διακυμάνσεις, εισάγεται ένας νέος Rayleigh φασιθέτης:

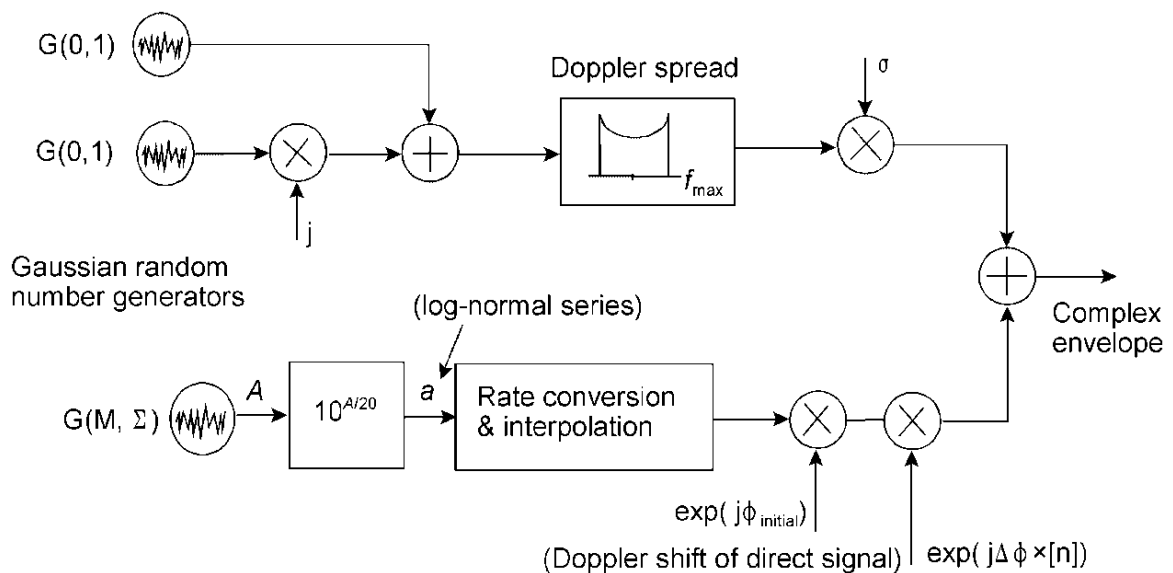
$$r_T \exp(j\phi_T) = s[r_D \exp(j\phi_D) + r_{M1} \exp(j\phi_{M1})] + r_{M2} \exp(j\phi_{M2}) \quad (3.28)$$

Πολλά πρότυπα μπορούν να αναζητηθούν στην βιβλιογραφία. Η αναφορά [16] περιέχει ένα κατάλογο και μια περιγραφή των στατιστικών προτύπων που μπορούμε συνήθως να συναντήσουμε. Όλα αυτά τα πολύπλοκα πρότυπα παρέχουν λογικές εξηγήσεις

για τα χαρακτηριστικά του λαμβανόμενου σήματος. Εντούτοις, στην ανάλυση συστημάτων, μια τέτοια αυξανόμενη πολυπλοκότητα, μπορεί να είναι σημαντική για την κατανόηση του καναλιού αλλά ταυτόχρονα μπορεί να μην είναι απαραίτητη για τις περισσότερες περιπτώσεις.

3.3 Παραγωγή συνθετικών χρονικών σειρών

Για τους σκοπούς της προσομοίωσης, τα προηγούμενα στατιστικά μοντέλα περιγράφονται με την μορφή κυκλωμάτων όπως διαφαίνεται στα σχήματα 22 και 29–31. Τα παρακάτω κυκλώματα όχι μόνο αναπαράγουν το πλάτος της σύνθετης περιβάλλουσας αλλά ταυτόχρονα εκτιμούν τα διαφορετικά ποσοστά μεταβολής των φαινομένων της εξασθένησης και της πολυδιάδοσης, που επιδρούν στο σήμα κατά τις πραγματικές συνθήκες. Αυτό σημαίνει ότι η εξασθένηση λόγω πολυδιάδοσης μοντελοποιείται να επιδρά στο σήμα γρήγορα ενώ η εξασθένηση λόγω σκίασης να επιδρά με πιο αργούς ρυθμούς. Επιπλέον τα χαρακτηριστικά φάσης και Doppler των φασμάτων εισάγονται επίσης στις παραγόμενες σύνθετες περιβάλλουσες $r_T \exp(j\phi_T)$.



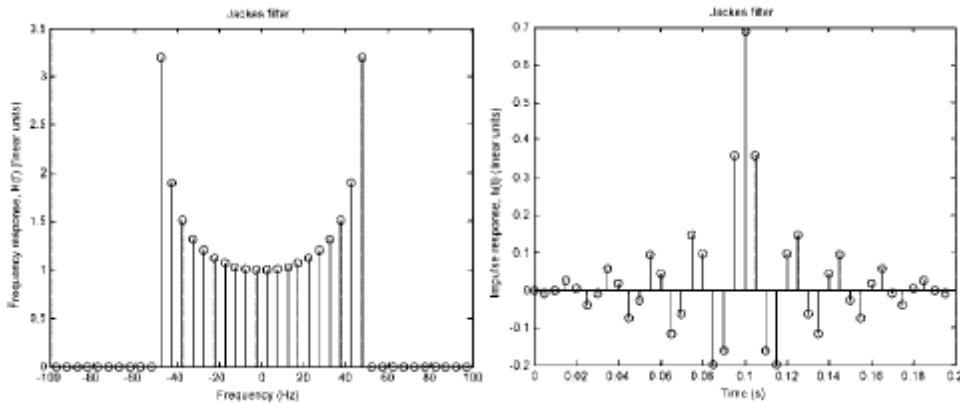
Σχήμα 22: Εφαρμογή του μοντέλου Loo με μορφοποίηση Jake των φαινομένων Doppler

Το σχήμα 22 παρουσιάζει το κύκλωμα που υλοποιεί το μοντέλο Loo. Σε αυτό δυο ορθογώνιες Gaussian σειρές με μηδενικό μέσο όρο και μοναδιαία τυπική απόκλιση περνούν μέσα από ένα φίλτρο. Το φίλτρο διακρίνεται για την εισαγωγή μοναδιαία ενέργειας, είναι χαμηλοπερατό και μορφοποιεί κατά U μιμούμενο έτσι το αποκαλούμενο φάσμα Jakes [6]

που αντιστοιχεί σε μια ομοιόμορφη κατανομή της αζιμούθιου γωνίας κατά τις αφίξεις των πολυδιαδρομικών συνεισφορών. Επίσης στο μοντέλο Jakes υποθέτουμε σταθερή ανύψωση ως προς την κεραία λήψης των 0°. Η μέγιστη φασματική διασπορά Doppler είναι $\pm f_{\max} = \pm v/\lambda$, με v την κινητή ταχύτητα. Η φασματική μορφοποίηση περιγράφεται από την έκφραση:

$$S_{\text{Doppler}}(f) = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{1-(f/f_{\max})^2}} & \text{for } |f| \leq f_{\max} \\ 0 & \text{for } |f| > f_{\max} \end{cases} \quad (3.29)$$

όπου η σταθερά A χρησιμοποιείται για να εξαναγκάσει μια συνολική επίδραση του φίλτρου στην ενέργεια ίση με την μονάδα έτσι ώστε η σταθερή απόκλιση της σύνθετης Gaussian διαδικασίας (λόγω πολυδιάδοσης) να μην μεταβληθεί λόγω φιλτραρίσματος. Το σχήμα 23 παρουσιάζει μια απλή εφαρμογή του φίλτρου Jakes Doppler βασισμένο στον υπολογισμό του αντίστροφου γρήγορου μετασχηματισμού κατά Fourier (IFFT) για την εύρεση της απόκλιση συχνοτήτων του φίλτρου.



Σχήμα 23: Φίλτρο Doppler Jakes στην περιοχή συχνοτήτων και ο αντίστοιχος υπολογισμός IFFT.

Ένα εναλλακτικό και πιο ρεαλιστικό φάσμα Doppler περιγράφεται στις [6,17]:

$$S_{\text{Doppler}}(f) = \begin{cases} 0 & |f| > f_{\max} \\ \frac{A}{4 \sin \beta_m} \left(\frac{1}{f_{\max}} \right) & f_{\max} \cos \beta_m \leq |f| \leq f_{\max} \\ \frac{A}{f_{\max}} \left\{ \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \left[\frac{2 \cos^2 \beta_m - 1 - (f/f_{\max})^2}{1 - (f/f_{\max})^2} \right] \right\} & |f| < f_{\max} \cos \beta_m \end{cases} \quad (3.30)$$

όπου αντιστοιχεί στην περίπτωση όπου οι πολυδιαδρομικές συνεισφορές απλώνονται μέχρι

μια μέγιστη/ελάχιστη γωνία $\pm b_m$.

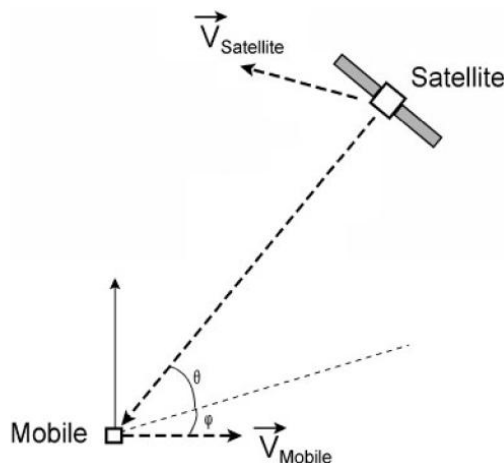
Μετά την Doppler μορφοποίηση, η προκύπτουσα σύνθετη σειρά πολλαπλασιάζεται με το σ , όπου το $2\sigma^2$ αντιστοιχεί στην κανονικοποιημένη πολυδιαδρομική ισχύς. Το κάτω τμήμα του διαγράμματος 22 μοντελοποιεί τις μεταβολές στο πλάτος του άμεσου σήματος και τις παραλλαγές στη φάση. Κατ' αρχήν δημιουργούνται Gaussian σειρές με μέση τιμή M (dB) και σταθερή απόκλιση Σ (dB). Η μετατροπή των σειρών από dB σε γραμμικές μονάδες βασίζονται στον μετασχηματισμό $\alpha=10^{A/20}$. Κατόπιν εισάγονται οι παραλλαγές φάσης στο άμεσο σήμα. Αυτές υποτίθεται ότι είναι γραμμικές προκαλώντας μια σταθερή φασματική απόδοση Doppler η οποία εξαρτάται από την κινητή ταχύτητα, τη γωνία άφιξης, το αζιμούθιο και την ανύψωση σε σχέση με την κινητή τροχιά:

$$f_{Dir} = \left(\frac{v}{\lambda}\right) \cos(\varphi) \cos(\theta) = f_{max} \cos(\varphi) \cos(\theta) \quad (3.31)$$

όπου αντιστοίχως οι γωνίες φ και θ αναφέρονται στο σχετικό αζιμούθιο (δηλαδή την κατεύθυνση διαδρομής σε σχέση με το δορυφόρο) και την γωνία ανύψωσης. Οι γωνίες αυτές αποτυπώνονται στο σχήμα 24. Η σταθερά αύξησης της φάσης που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα 24 δίνεται από την σχέση (3.32) όπου το T_s είναι η περίοδος δειγματοληψίας σε δευτερόλεπτα που χρησιμοποιείται στον συνθέτη χρονικών σειρών.

$$\Delta\varphi_{Dir} = 2\pi f_{Dir} T_s \quad (3.32)$$

Στο διάγραμμα του προσομοιωτή στο σχήμα 22 έχει συμπεριληφθεί μια τυχαία αρχική φάση.



Σχήμα 24: Η γεωμετρία των επιδράσεων Doppler.

Ένα εναλλακτικό μοντέλο Doppler σε αυτό του Jakes χρησιμοποιεί ένα φίλτρο Butterworth [7] με την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$|H_{Butt}(f)|^2 = \frac{A}{1 + (\frac{f}{f_c})^{2k}} \quad (3.33)$$

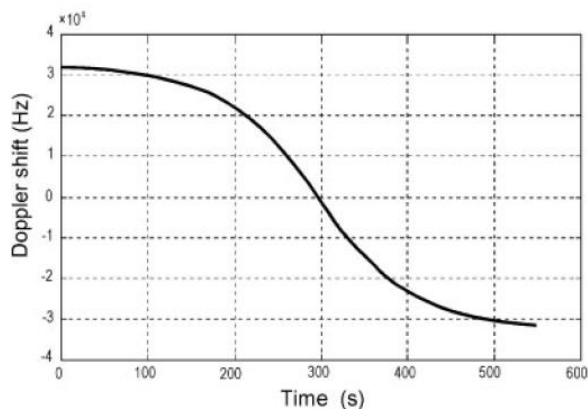
όπου f_c είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου και k η τάξη του φίλτρου.

Η εφαρμογή των μη συμμετρικών φασμάτων Doppler είναι επίσης δυνατή με χωριστό φιλτράρισμα των τμημάτων I και Q και εισαγωγή κάποιου βαθμού παρεμβολής (cross-talk) μεταξύ των δύο κλάδων [15,18] (Σχήμα 29).

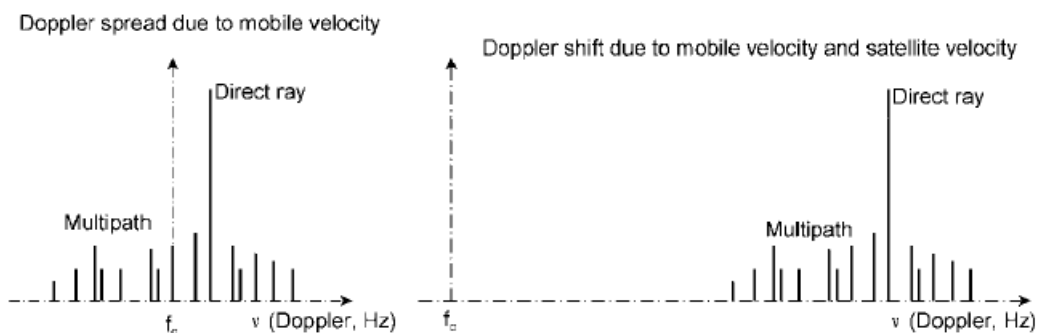
Τα ανωτέρω ισχύουν μόνο για σύντομα χρονικά διαστήματα. Πρέπει επίσης να αναφέρουμε ότι η επίδραση Doppler έχει ως συνέπεια δύο φαινόμενα: α) την φασματική μετατόπιση και β) την φασματική διασπορά (σχήματα 24-26). Μέχρι στιγμής μονάχα το φαινόμενο της φασματικής διασποράς έχει αναφερθεί.

Η μετατόπιση Doppler είναι σημαντική στους μη γεωσύγχρονους δορυφόρους όπου οι σχετικές θέσεις δορυφόρου και χρηστών μεταβάλλονται. Η μετατόπιση Doppler εξαρτάται από την θέση του δορυφόρου και το μήκος της πορείας του τερματικού. Αυτές οι μετατοπίσεις μπορούν να μοντελοποιηθούν ξεχωριστά από εκείνες που οφείλονται λόγω της μετακίνησης του τερματικού μέσα σε ένα διασκορπισμένο περιβάλλον και έχουν ως αποτέλεσμα την διασπορά το Doppler.

Η μετατόπιση Doppler προκαλείται από την κίνηση δορυφόρων και μπορεί να μερικών εκατοντάδων kHz η οποία μεταβάλλεται αργά ακόμα και για την περίπτωση δορυφόρου χαμηλής τροχιάς (LEO) στις μπάντες L και S όπως διαφαίνεται στο σχήμα 25. Αυτές οι μεταβολές μπορούν να ανιχνευθούν και να διορθωθούν στο δέκτη. Το σχήμα 26 παρουσιάζει τα φαινόμενα της μετατόπισης και διασποράς Doppler.



Σχήμα 25: Μετατόπιση Doppler για δορυφόρο LEO L-band



Σχήμα 26: Φαινόμενα μετατόπισης και διασποράς Doppler

Όσο αφορά το πλάτος άμεσου σήματος αυτό υποβάλλεται σε επιδράσεις πιο αργές από εκείνες που εμφανίζονται σε περιβάλλοντα πολλαπλών διαδρομών λόγω σκίαση. Το ποσοστό αλλαγής λόγω αργών διαλείψεων χαρακτηρίζεται από το χρόνο συσχετισμού t_{corr} ή από το μήκος συσχετισμού, l_{corr} (σχήμα 21). Χαρακτηριστικά, μήκη συσχετισμού είναι της τάξεως 3–5m [19]. Η λογαριθμοκανονική γεννήτρια σειρών (το κάτω τμήμα στο σχήμα 22) παράγει τα ασυσχέτιστα δείγματα τα οποία προϋποθέτουμε ότι διαχωρίζονται κατά t_{corr} δευτερόλεπτα.

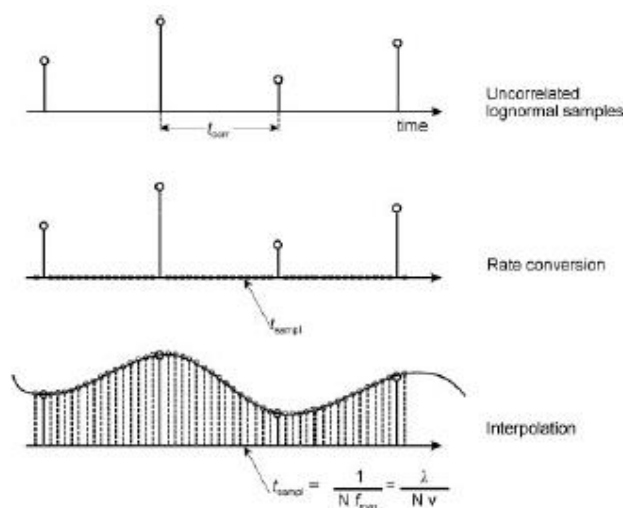
Συγχρόνως, οι γρήγορες διαλείψεις παράγονται με ένα πολύ υψηλότερο ποσοστό δειγματοληψίας για τον υπολογισμό του εύρος ζώνης της διασποράς Doppler, δηλ. $\pm f_{max} = \pm v/\lambda$. Αυτό σημαίνει ότι η συνδυασμένη μετατροπή ποσοστού μαζί με ένα μπλοκ διάγραμμα παρεμβολής (interpolation) θα πρέπει να συμπεριληφθεί (σχήμα 27). Συνεπώς το αργά μεταβαλλόμενο άμεσο σήμα μετασχηματίζεται έτσι ώστε να επιτραπεί η προσθήκη του σύνθετου άμεσου σήματος με τους φασιθέτες λόγω πολλαπλών διαδρομών που προστίθενται στο τέλος της αλυσίδας προσομοίωσης (σχήμα 22). Για παράδειγμα, εάν το

κινητό τερματικό κινείται με ταχύτητα $v=10$ m/s, για L-band φέρουσα 1500MHz και ποσοστό δειγματοληψίας 8 φορές (Nf_{max}), με υιοθέτηση μέγιστης συχνότητας (4 φορές το ποσοστό Nyquist), το διάστημα δειγματοληψίας θα ήταν:

$$f_s(\text{fast variations})=8\frac{v}{\lambda}=400\text{Hz} \rightarrow T_s = 0.0025\text{s} \quad (3.34)$$

Από την άλλη, υποθέτοντας ένα μήκος συσχετισμού 3m (ισοδύναμο με χρόνο συσχετισμού 0,3 sec για ταχύτητα κινητού ίση 10 m/s) το οποίο αντιστοιχεί σε διάστημα δειγματοληψίας για αργές διαλείψεις, το ποσοστό μετατροπής που απαιτείται είναι 120 (0.3/0.0025) φορές.

Το στάδιο μετατροπής ποσοστού ακολουθείται από μια διαδικασία παρεμβολής (σχήμα 27). Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι χρησιμοποιείται μια κυβική συνάρτηση αντί μιας γραμμικής συνάρτηση παρεμβολής. Οι κυβικές συναρτήσεις αποτελούν στην ουσία χαμηλοπερατά φίλτρα με πολύ καλές ιδιότητες παρεμβολής. Επιπλέον δεν χρειάζεται να αναπαραχθούν ακριβώς τα φασματικά χαρακτηριστικά αυτοσυσχέτισης των αργών διαλείψεων καθώς αυτό θεωρείται αποδεκτό δεδομένου του κατά πολύ ευρύτερου φάσμα του φαινομένου της πολυδιάδοσης το οποίο προστίθεται στην συνέχεια.

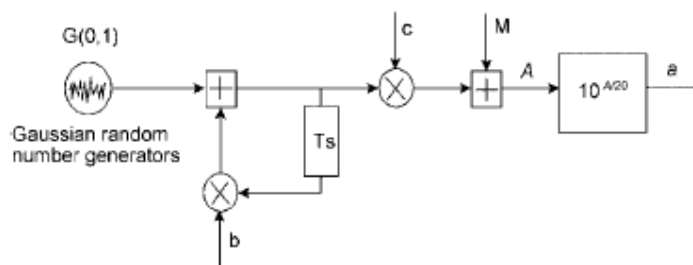


Σχήμα 27: Ποσοστό μετατροπής και παρεμβολής αργών διαλείψεων

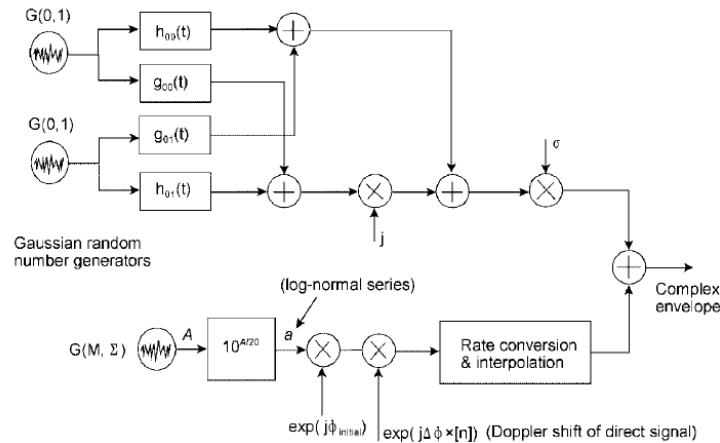
Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι η παραγωγή όλων των δειγμάτων, για τις αργές και γρήγορες διαλείψεις, χρησιμοποιώντας το ίδιο ποσοστό ($1/T_s$) που αντιστοιχεί στο ποσοστό δειγματοληψίας των πολλαπλών διαδρομών. Για την επιβολή ενός πιο αργού ποσοστού στις διαλείψεις σκίασης, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένα χαμηλοπερατό φίλτρο σε ανάδραση όπως προτείνεται μέσα [20] (Σχήμα 28). Εάν το μήκος συσχετισμού είναι l_{corr} , η ταχύτητα του κινητού, v , ο μέσος όρος M , και η σταθερή απόκλιση Σ , τότε οι πολλαπλασιαστικοί παράγοντες στο φίλτρο (το σχήμα 28) δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$b = \Sigma \sqrt{1 - c^2} \quad \text{και} \quad c = \exp\left(-\frac{vT_s}{l_{corr}}\right) \quad (3.35)$$

Οι χρονικές σειρές από τα δύο τμήματα (αργές και γρήγορες διαλείψεις), οι οποίες δειγματολειτουργούν στο ίδιο ποσοστό, μπορεί τώρα να προστεθούν για την παραγωγή χρονικών σειρών σύμφωνα με το μοντέλο L_{oo} . Το μοντέλο αυτό που συντηρεί και τα δύο ποσοστά αλλαγής λόγω σκίασης ή φαινομένου πολυδιαδρομής, καθώς και τα Doppler φάσματα του άμεσου σήματος και αυτό λόγω πολλαπλών διαδρομών (σχήμα 22).



Σχήμα 28: Εναλλακτική μέθοδος με χρήση χαμηλοπερατού φίλτρου για την παραγωγή αργών και γρήγορων διαλείψεων χρησιμοποιώντας το ίδιο ποσοστό δειγματοληψίας

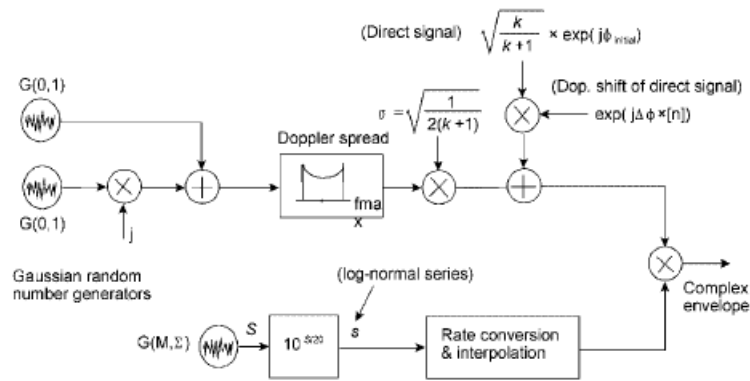


Σχήμα 29: Μοντέλο Loo με ασυμμετρικό φάσμα Doppler

Η υλοποίηση ενός προσομοιωτή σύμφωνα με το μοντέλο C&V, απαιτεί τον πολλαπλασιασμό μιας λογαριθμοκανονικής διαδικασίας με μια Ricean. Υπάρχουν πολλές ομοιότητες μεταξύ του μοντέλου αυτού και του Loo. Σε αυτό το μοντέλο, το άνω τμήμα στο σχήμα 30 αντιπροσωπεύει την παραγωγή μιας Ricean χρονικής σειράς με πλάτος του άμεσου σήματος $\alpha = \sqrt{k/(k+1)}$ και ενός παράγοντα πολυδιαδρομής $\sigma = [2(k+1)]^{-1/2}$. Αυτό έχει ως συνέπεια ότι η συνολική ισχύς να είναι ίση με το ένα, δηλ. $\alpha^2 + 2\sigma^2 = 1$. Επιπλέον στο σχήμα 30 έχει υποθεθεί ότι η μορφοποίηση Doppler ακολουθεί σχηματισμό Jakes πολλαπλών διαδρομών.

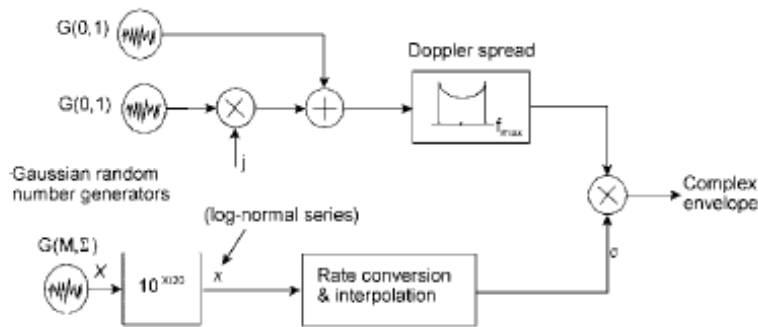
Όσον αφορά τη φασματική μορφοποίηση του συστατικού λόγω πολλαπλών διαδρομών και την εισαγωγή φάσης στο άμεσο σήμα, αυτά υλοποιούνται κατά τον ίδιο τρόπο με αυτό με την περίπτωση Loo.

Το κάτω τμήμα στο σχήμα 30 παράγει την λογαριθμοκανονική χρονική σειρά που αντιπροσωπεύει την διαδικασία σκίασης. Αυτή η σειρά απαιτεί ένα πιο αργό ποσοστό δειγματοληψίας σε σχέση με την χρονική σειρά Rice του άνω τμήματος και επομένως απαιτείται: α) η μετατροπή ποσοστού μαζί με μια διαδικασία παρεμβολής ή β) ένα χαμηλοπερατό φίλτρο, όπως στο σχήμα 28 πριν από τον πολλαπλασιασμό των δύο σειρών.



Σχήμα 30: Μοντέλο C&V με μορφοποίηση του φάσματος Doppler πολυδιαδρομής κατά Jakes

Τέλος, το κύκλωμα προσομοίωσης Suzuki εφαρμόζεται με τον πολλαπλασιασμό μιας διανεμημένης σειράς Rayleigh με μια αργά λογαριθμοκανονική σειρά. Στη συνέχεια η παραγόμενη σειρά Rayleigh μορφοποιείται φασματικά. Οι αργές διαλείψεις μετατρέπονται ποσοτικά χρησιμοποιώντας την ίδια προσέγγιση όπως και στις δύο προηγούμενες περιπτώσεις. Σε αυτό το πρότυπο δεν περιλαμβάνεται το άμεσο σήμα. Στο σχήμα 31 το κύκλωμα προσομοίωσης περιλαμβάνει και την φασματική μορφοποίηση Doppler κατά Jakes.



Σχήμα 31: Μοντέλο Suzuki με μορφοποίηση του φάσματος Doppler πολυδιαδρομής κατά Jakes

Στους παραπάνω τρεις προσομοιωτές, έχουν χρησιμοποιηθεί τρεις Gaussian τυχαίες γεννήτριες που παράγουν τυχαία δείγματα. Επιπλέον μια εφαρμογή λογισμικού στο MATLAB έχει χρησιμοποιηθεί για να παραγάγει τα αποτελέσματα του παραδείγματος που αναφέρεται στην επόμενη παράγραφο. Οι παράμετροι εισαγωγής που απαριθμούνται στον πίνακα 10 έχουν χρησιμοποιηθεί για κάθε περίπτωση. Οι κατανομές Loo C&V έχουν τρεις

παραμέτρους, ενώ η κατανομή Suzuki έχει μόνο δύο. Τα απαιτούμενα πρόσθετα στοιχεία στον προσομοιωτή είναι η κινητή ταχύτητα, ο χρόνος/απόσταση συσχετισμού και ο αριθμός δειγμάτων.

ΠΙΝΑΚΑΣ 10: Παράμετροι προσομοιωτών

Loo	M_L	Σ_L	MP_L
Corazza and Vatalaro	$M_{C\&V}$	$\Sigma_{C\&V}$	$K_{C\&V}$
Suzuki	M_S	Σ_S	

3.4 Παραδείγματα και συγκρίσεις

Στην αυθεντική εργασία του Loo [1], αναγνωρίστηκαν στις μετρήσεις δύο ακραίες συμπεριφορές: οι όροι ελαφριάς και βαριάς σκίασης, οι οποίοι μπορούν να περιγραφούν από δύο διαφορετικά σύνολα παραμέτρων. Αργότερα, οι C&V [2] περιέγραψαν τις ίδιες δύο περιπτώσεις με βάση την καινούργια διανομή που εισήγαγαν και κατά συνέπεια προσάρμοσαν δύο σύνολα παραμέτρων με βάση τις πειραματικές αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής της προηγούμενης εργασίας [1]. Σε αυτή την ενότητα, αυτές οι δύο περιπτώσεις θα προσομοιωθούν και οι παραγόμενες χρονικές σειρές θα συγκριθούν. Επιπλέον, θα συντεθεί και η χρονική σειρά που ακολουθεί κατανομή Suzuki για την περίπτωση βαριάς σκίασης για λόγους σύγκρισης.

Το κύριο ενδιαφέρον σε αυτή την εργασία είναι η επαλήθευση των ομοιοτήτων και των διαφορών μεταξύ των παραγόμενων σειρών όχι μόνο σε όρους πλάτους των αντίστοιχων συμπληρωματικών αθροιστικών συναρτήσεων κατανομής (CCDF) αλλά επίσης και σε όρους φάσης και φάσματος Doppler. Επομένως αναλύθηκαν οι δύο περιπτώσεις που αναγνωρίστηκαν από τον Loo όπου: η περίπτωση 1 αναφέρεται σε συνθήκες ελαφριάς σκίασης και η περίπτωση 2 αναφέρεται σε συνθήκες βαριάς σκίασης. Ο Loo παρέιχε τις παραμέτρους του μοντέλου του όπως αναγράφονται στο Πινάκα 11.

ΠΙΝΑΚΑΣ 11: Περίληψη των παραμέτρων Loo για τις περιπτώσεις 1 και 2

Conditions	Mean $10\log(\mu)$ (dB)	Standard deviation $10\log\sqrt{d_0}$ (dB)	Multipath power $10\log(b_0)$ (dB)
Infrequent light shadowing	0.5	0.5	-8.5
Frequent heavy shadowing	-17.0	3.5	-12.5

Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι υπάρχει μια μικρή απόκλιση μεταξύ των ορισμών των παραμέτρων που περιέχονται στο κεφάλαιο αυτό και τους αντίστοιχους στην εργασία του Loo. Για την μετατροπή από γραμμικές μονάδες σε dB του μέσου όρου και της σταθερής απόκλισης των μεταβολών του πλάτους του απευθείας σήματος, χρησιμοποιήθηκε το $20\log$ όπου στην εργασία του Loo η μετατροπή έγινε με βάση το $10\log$. Επομένως για την πραγματοποίηση των συγκρίσεων, οι γραμμικές τιμές των d_0 και μ μετατράπηκαν σε dB με βάση το $20\log$. Οι καινούργιες τιμές αναφέρονται στον Πίνακα 13. Όσο αφορά τον ορισμό της πολυδιάδοσης ο Loo ορίζει την μέση τιμή ισχύος της πολυδιάδοσης ως $10\log(b_0)$, το οποίο είναι ισοδύναμο με $10\log(\sigma^2)$, ενώ στο κεφάλαιο αυτό η μετατροπή γίνεται με βάση τη σχέση $MP=10\log(2\sigma^2)$. Συνεπώς η μετατροπή των παραμέτρων του Loo με βάση τους ορισμούς που χρησιμοποιούμε στο παρόν κεφάλαιο πραγματοποιείται με βάση τις ακόλουθες σχέσεις:

$$M_{dB} = 2 \times 10 \log(\mu), \quad \Sigma_{dB}=2 \times 10 \log(\sqrt{d_0}) \quad \text{και} \quad MP_{dB}=10\log(b_0) + 3 \quad (3.36)$$

ΠΙΝΑΚΑΣ 12: Περίληψη των παραμέτρων Loo για τις περιπτώσεις 1 και 2 βάση των συμβάσεων που χρησιμοποιούνται στο κεφάλαιο

Conditions	M (dB)	Σ (dB)	MP (dB)	Average K (dB)
Light shadowing	1	1	-5	6
Heavy shadowing	-34	7	-9	-25

Για την περίπτωση της C&V κατανομής, οι παράμετροι θα πρέπει και αυτοί να μετατραπούν για να είναι σύμφωνοι με τους ορισμούς που χρησιμοποιούμε στο κεφάλαιο και για αυτό το λόγο παρουσιάζονται οι παρακάτω σχέσεις:

$$M_{dB} = 8.686\mu, \quad \Sigma_{dB} = \sigma \quad \text{και} \quad K_{dB} = 10\log(K) \quad (3.37)$$

Τα παραπάνω αποτελέσματα συνοψίζονται στο Πινάκα 13, ενώ ταυτόχρονα για την πρώτη περίπτωση δύναται μια εναλλακτική τιμή του μ , με την οποία επιτυγχάνεται καλύτερη προσαρμογή στην περίπτωση του μοντέλου Loo.

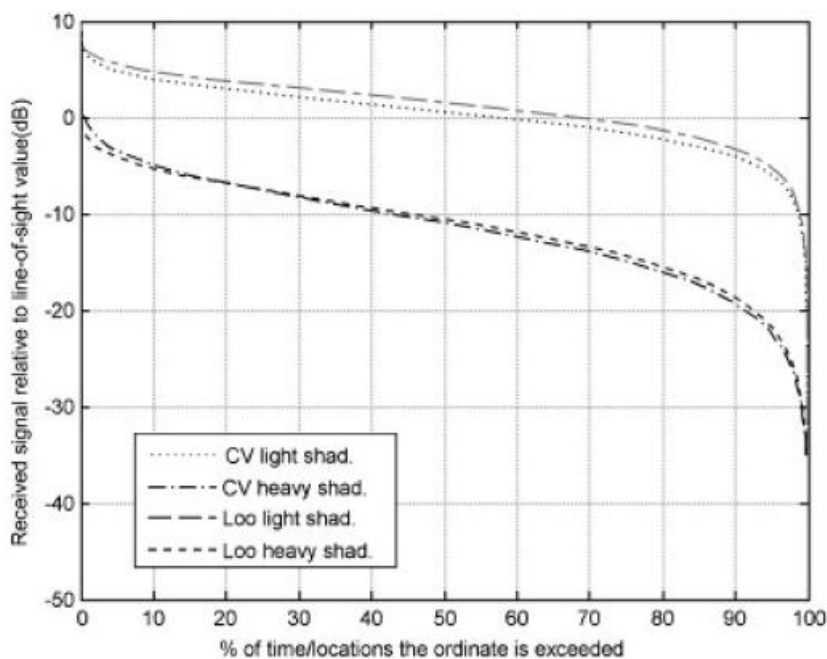
ΠΙΝΑΚΑΣ 13: Περίληψη των παραμέτρων C&V για τις περιπτώσεις 1 και 2 βάση των συμβάσεων που χρησιμοποιούνται στο κεφάλαιο

Conditions	M (dB)	Σ (dB)	Average K (dB)
Light shadowing	1.13 (1.9978 improved)	1	6
Heavy shadowing	-9.38	2.5	-2.22

ΠΙΝΑΚΑΣ 14: Περίληψη των παραμέτρων όπως διατυπώθηκαν από C&V [2]

Conditions	μ (Np)	σ (dB)	k (linear)
Light shadowing	0.13 (0.23 improved)	1.0	4.0
Heavy shadowing	-1.08	2.5	0.6

Το σχήμα 32 παρουσιάζει τις γραφικές παραστάσεις των συμπληρωματικών αθροιστικών συναρτήσεων κατανομής Loo και C&V με βάση τις θεωρητικές μαθηματικές εκφράσεις που αναφέρθηκαν στην παράγραφο 3.2. Η συμφωνία μεταξύ των δύο είναι πάρα πολύ μεγάλη αλλά δεν είναι ακριβώς ίδια. Όμως θα πρέπει να ειπωθεί ότι μεγαλύτερη συμφωνία μεταξύ των αντιστοιχών γραφικών παραστάσεων Loo και C&V μπορεί να επιτευχθεί αν χρησιμοποιηθεί η βελτιωμένη παράμετρος για την ελαφριά σκίαση όπως καταγράφεται στους Πίνακες 13 και 14.

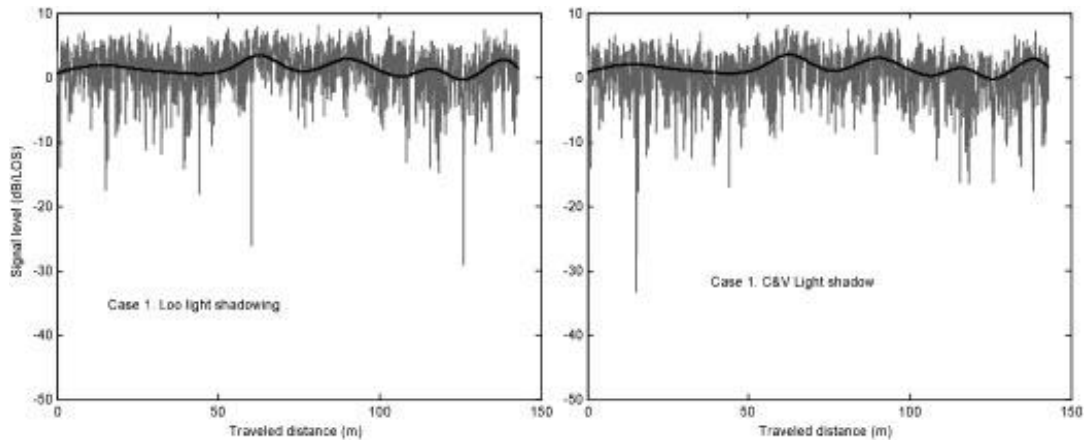


Σχήμα 32: Συμπληρωματικές αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής Loo και C&V

Στη συνέχεια θα αναφερθούμε στα αποτελέσματα προσομοίωσης για την πρώτη περίπτωση (ελαφριά σκίαση). Το σχήμα 33 παρουσιάζει τα αποτελέσματα σε dB του πλάτους των χρονικών σειρών Loo και C&V για την πρώτη περίπτωση. Η κατανομή Suzuki υποθέτει ότι το απευθείας σήμα είναι αμελητέο, δηλαδή $a=0$, οπότε η κατανομή αυτή δεν εφαρμόσιμη σε αυτή την περίπτωση και επομένως καμία αντίστοιχη προσομοίωση δεν πραγματοποιήθηκε. Επιπλέον στο σχήμα 33 σημειώνονται οι αργές διαλείψεις που αντιστοιχούν στο απευθείας σήμα (Loo) και η πολλαπλασιαστική διαδικασία σκίασης (C&V). Οι ίδιες τυχαίες σειρές γεννητριών χρησιμοποιήθηκαν σε όλα τα παραδείγματα και για τις δύο περιπτώσεις για να διευκολύνουν τις συγκρίσεις. Οι αντίστοιχες συμπληρωματικές αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής συμφωνούν με τις αντίστοιχες θεωρητικές για μεγάλα διαστήματα προσομοίωσης.

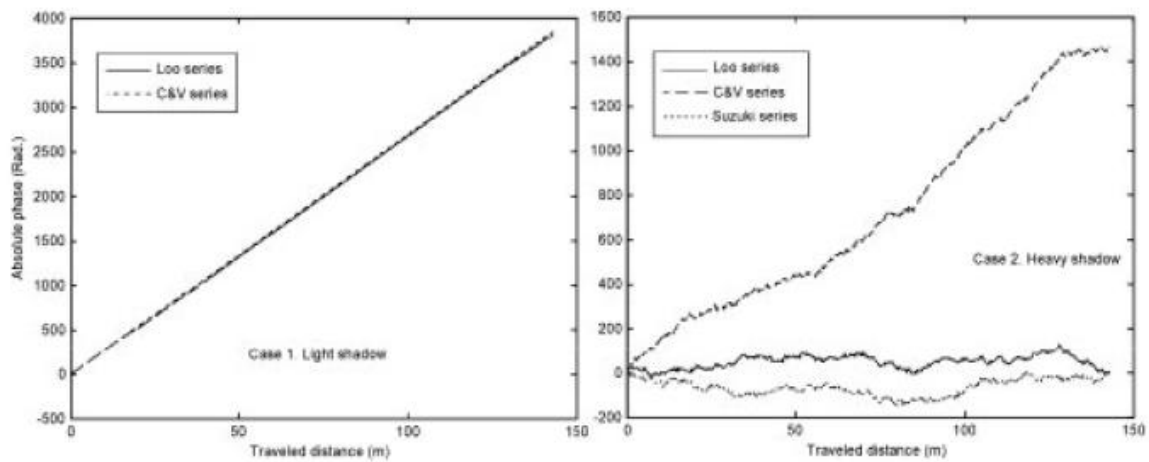
Στις προσομοιώσεις που παρουσιάζονται, οι τετμημένες είναι οι διανυόμενες αποστάσεις σε μέτρα. Ο δέκτης υποτίθεται ότι βρίσκεται στην κατεύθυνση του δορυφόρου που έχει γωνία ανύψωση 30° . Κατά συνέπεια η κατά Doppler μετατόπιση του άμεσου σήματος είναι $(v/\lambda)\cos(\beta)$ δηλαδή $(10/0.2)\cos(30)\cos(0)=43.3$ Hz για ταχύτητα κινητού τερματικού 10 m/sec. Η μέγιστη διασπορά Doppler λόγω πολυδιάδοσης εξακολουθεί να είναι $\pm v/\lambda$, για παράδειγμα ± 50 Hz. Επιπλέον θεωρήσαμε ότι το φαινόμενο Doppler λόγω της κίνησης του δορυφόρου είναι αμελητέο. Το μήκος συσχέτισης τέθηκε στα 9m για

καθαρότερες γραφικές παραστάσεις ενώ ο αριθμός των δειγμάτων ανά μήκος κύματος ήταν 4.



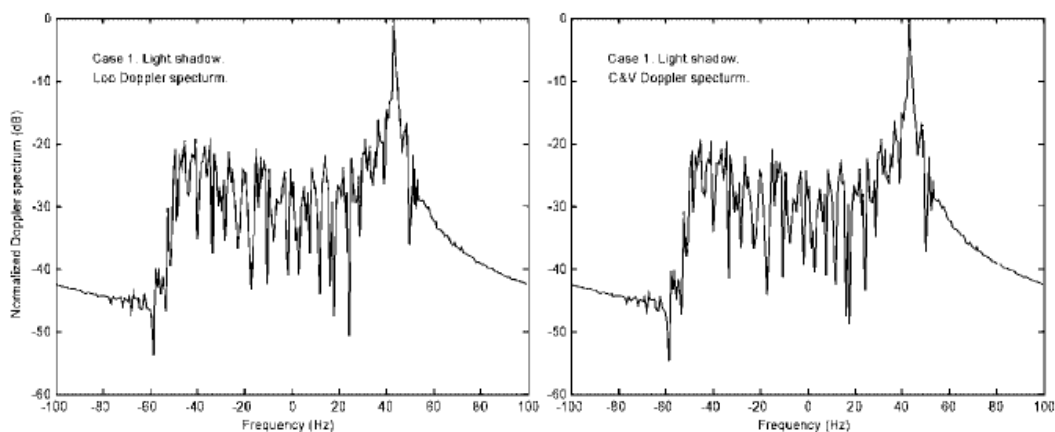
Σχήμα 33: Χρονικές σειρές Loo και C&V για την πρώτη περίπτωση

Μια λεπτομερής μελέτη του σχήματος 33 εμφανίζει ότι οι δύο κατανομές δε παρουσιάζουν εμφανείς διαφορές. Το ίδιο ισχύει και στο σχήμα 34 όπου παρουσιάζονται οι απόλυτες φάσεις των χρονικών σειρών Loo και C&V.



Σχήμα 34: Απόλυτες φάσεις την περίπτωση 1 και 2

Το σχήμα 35 αναπαριστά τη διασπορά Doppler. Με βάση και αυτό το διάγραμμα παρατηρούμε ότι διαφορές μεταξύ των δύο κατανομών είναι σχεδόν αμελητέες με εξαίρεση τις ουρές στις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις για την συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση κατανομής.

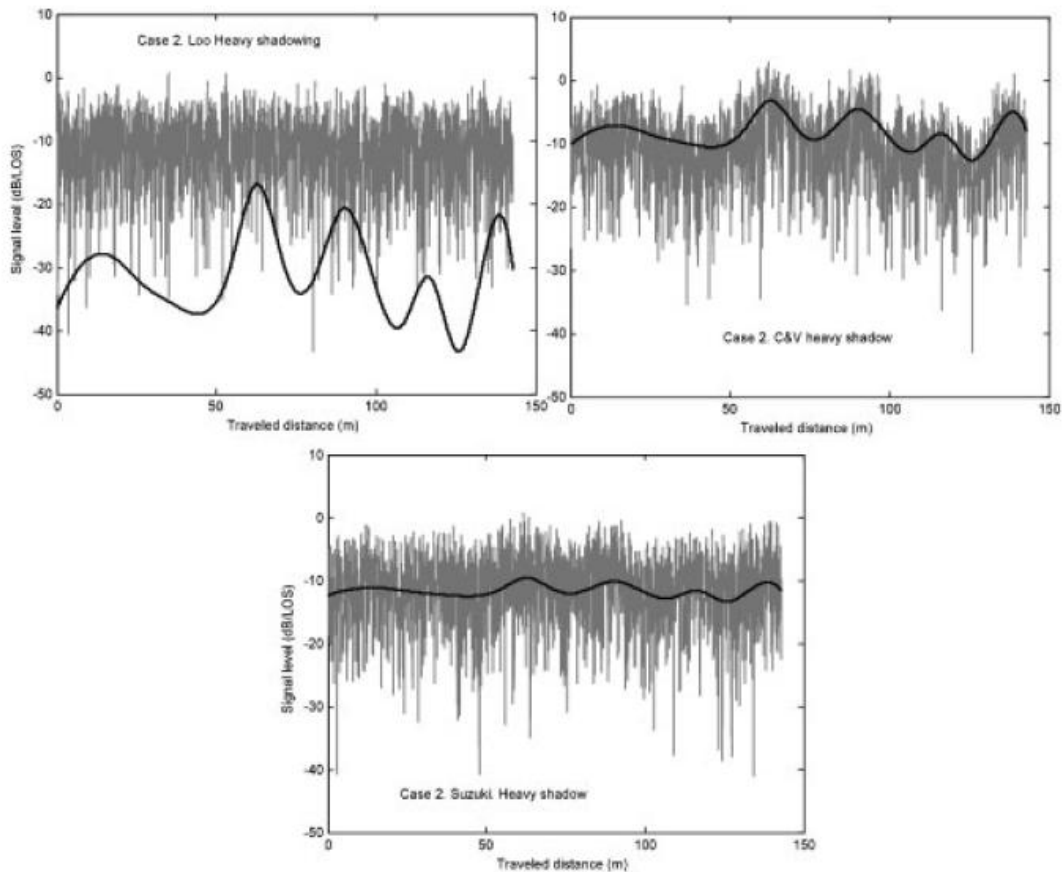


Σχήμα 35: Διασπορά Doppler Loos και C&V για την περίπτωση 1

Οι παρατηρήσεις για την δεύτερη περίπτωση αλλάζουν σημαντικά για την βαριά σκίαση (Περίπτωση 2). Το σχήμα 36 παρουσιάζει το πλάτος σε dB των σειρών Loos, C&V και Suzuki. Παρατηρούμε λοιπόν ότι τώρα οι σειρές φαίνονται διαφορετικές ακόμα κι αν υπάρχει μια καλή αντιστοιχία μεταξύ των αντίστοιχων συμπληρωματικών αθροιστικών συναρτήσεων κατανομής. Οι διαφορές εμφανίζονται στην περίπτωση των αργών διαλείψεων, οι οποίες όμως δεν χρειάζονται να είναι ίδιες δεδομένου ότι αντιπροσωπεύουν διαφορετικά στοιχεία: το άμεσο σήμα (Loos), την επίδραση σκίασης (C&V) ή τις μεταβολές στην κατανομή Rayleigh στο μοντέλο Suzuki.

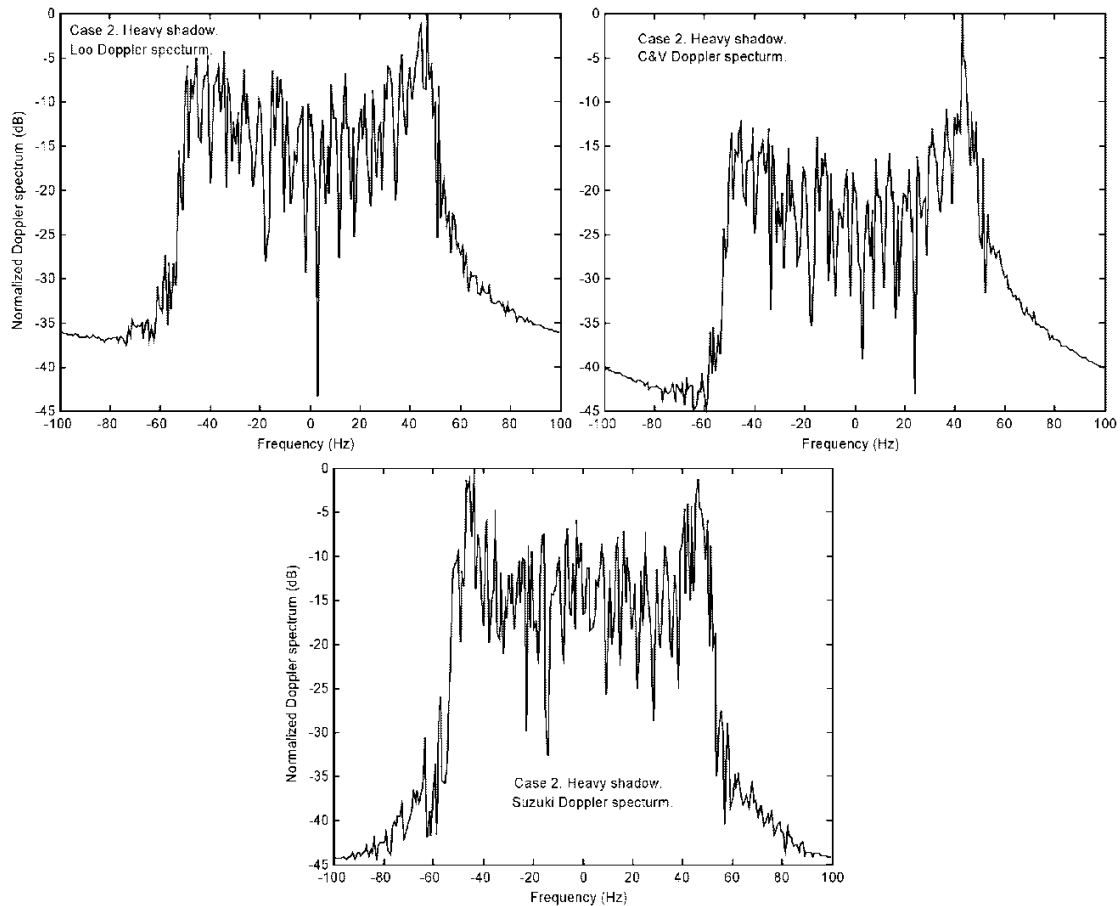
Περισσότερες πληροφορίες παρέχονται από τις σειρές ως προς τη φάση του σχήματος 34. Είναι σαφές ότι C&V η σειρά παρουσιάζει αυξανόμενη φάση λόγω του άμεσου σήματος, που διαστρεβλώνεται μόνο λόγω του φαινομένου της πολυδιάδοσης και συνεπώς των παραλλαγών φάσης κατά την Rice διαδικασία. Επιπλέον η σειρά Loos είναι αρκετά τυχαία σημαίνοντας ότι το άμεσο σήμα εξασθενίζει πάρα πολύ και η φάση της πολυδιάδοσης κυριαρχεί. Οι παραλλαγές φάσης της σειράς Suzuki θα πρέπει να είναι ίδια με την Loos καθώς οι ίδιες τρεις τυχαίες γεννήτριες αριθμών έχουν χρησιμοποιηθεί. Η διαφορά συμβαίνει όταν δεν έχουμε τόσο μειωμένες τιμές του άμεσου σήματος με

συνέπεια η φάση να τείνει να πλησιάζει την ίδια γραμμική τάση όπως στην περίπτωση της C&V.



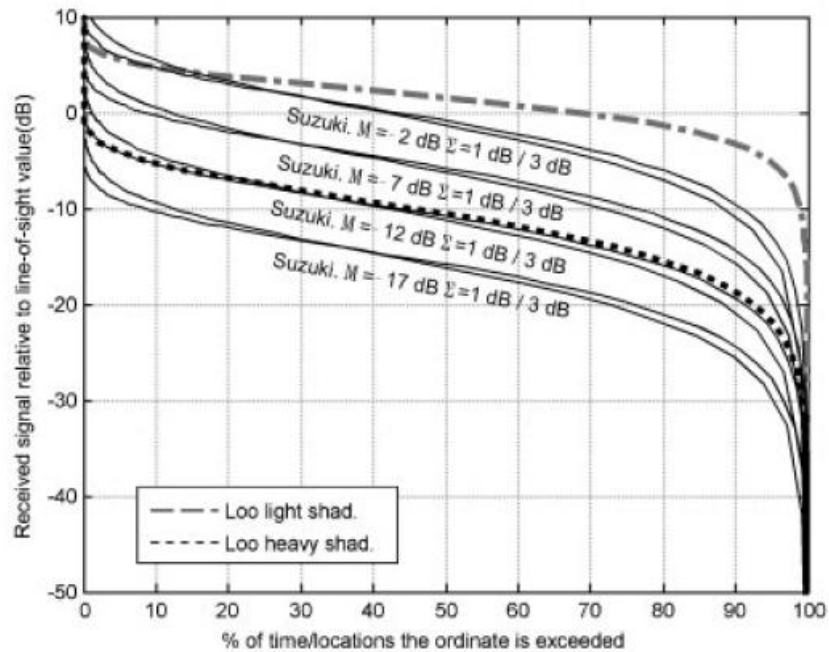
Σχήμα 36: Φάσμα Doppler για την περίπτωση 2

Ως επιβεβαίωση των παραπάνω παρατηρήσεων μπορούμε να ανατρέξουμε στο σχήμα 37 όπου παρουσιάζει το αποτέλεσμα των αντίστοιχων φασμάτων Doppler. Στην περίπτωση C&V το φάσμα Jakes (σε μορφή U) συνοδεύεται συνεχώς από ένα δέλτα φάσμα που αντιστοιχεί στο άμεσο σήμα. Στην Loo περίπτωση, το άμεσο σήμα είναι λιγότερο σημαντικό δεδομένου ότι έχει μόνο επιρροή κατά τη διάρκεια των περιόδων που δεν εξασθενεί καθολικά. Στη περίπτωση της Suzuki το άμεσο σήμα απουσιάζει.



Σχήμα 37: Φάσμα Doppler για την περίπτωση 2

Μια σύντομη μελέτη έχει επίσης διεξαχθεί για την Suzuki κατανομή σε σύγκριση με τις δύο περιπτώσεις σκίασης που προσδιορίστηκαν από τον Loo. Μια πολύ καλή ταυτιση για την Περίπτωση 2 έχει επιτευχθεί με τις παραμέτρους $M=-12\text{dB}$ and $\Sigma=1\text{dB}$ (οι σειρές στο σχήμα 36). Το σχήμα 38 παρουσιάζει την σύγκριση για M από -2 μέχρι -17 dB and Σ ίσο με 1 και 2 dB. Από το τελευταίο γράφημα διαφαινετάί ότι είναι δύσκολο οι ελαφριοί όροι σκίασης να αναπαραχθούν με αυτήν την κατανομή καθώς περιοχές μεγάλης εξασθένησης με πιθανότητες 90% ή υψηλότερες είναι δύσκολο να αναπαραχθούν χωρίς παραγωγή υπερβολικά υψηλών αυξήσεων σήματος για επίπεδα πιθανότητας 10% ή χαμηλότερα. Όσον αφορά στις περιπτώσεις βαριάς σκίασης, αυτές αναπαράγονται εύκολα με αυτήν την κατανομή.



Σχήμα 38: Συμπληρωματικές αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής για τις περιπτώσεις 1 και 2

Με βάση τις ανωτέρω εκτιμήσεις, οι ακόλουθες βασικές παρατηρήσεις πρέπει να αναφερθούν:

- Βασικά και τα τρία μοντέλα μπορούν περίπου να αναπαραγάγουν τις ίδιες αθροιστικές κατανομές, εκτός από το μοντέλο Suzuki που αποτυγχάνει για τις συνθήκες ελαφριάς σκίασης.
- Κατά την παρατήρηση της τοπικής συμπεριφοράς της εξασθετισμένης σειράς πλάτους, το μοντέλο C&V model παράγει χρονικές σειρές που περιλαμβάνουν πάντα ένα Ricean παράγοντα, ενώ το μοντέλο Suzuki περιέχει πάντα ένα Rayleigh χαρακτήρα. Στη περίπτωση της Loo model ο Rice/Rayleigh χαρακτηρισμός εξαρτάται από τον τρόπο με τον οποίο εξασθενίζει η λογαριθμοκανονική κατανομή του άμεσου σήματος.
- Οι ανωτέρω παρατηρήσεις επιβεβαιώνονται κατά την εξέταση της φάση και του φάσματος Doppler των συνθετικών σειρών που αντιστοιχούν στα τρία μοντέλα. Παρατηρήσαμε ότι στην περίπτωση C&V είναι γραμμική με μερικές υπερθέσεις, στοιχείο που αντιστοιχεί σε χαρακτηριστικό Ricean. Στην Suzuki, η φάση ποικίλλει

τυχαία χωρίς κυρίαρχη τάση, όπως θα περιμέναμε σε μια Rayleigh εξασθένιση. Για το μοντέλο Loo, σε συνθήκες βαριάς σκίασης κυριαρχεί το χαρακτηριστικό Rayleigh, ενώ σε περιπτώσεις με όχι μεγάλης εξασθένισης η συνολική φάση απεικονίζει μεταβολές ενός άμεσου σήματος.

- Φυσικά τα μοντέλα C&V και Loo είναι πιά ευπροσάρμοστα από ότι το Suzuki αφού προϋποθέτει μόνο δύο παράμετρους ενώ τα άλλα έχουν τρεις.

3.5 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο εξετάσαμε τις υποθέσεις για τρία στατιστικά πρότυπα (Loo [1], C&V [2] και Suzuki [3]) που χρησιμοποιούνται για την παραγωγή χρονικών σειρών. Στη λογοτεχνία τα πρότυπα αυτά έχουν αποδειχθεί να παρέχουν στοιχεία για το πλάτος τα οποία είναι κοντά στις μετρήσεις. Επίσης περισσότερες περιπτώσεις τα μοντέλα παραγάγουν σχεδόν ίδια CCDF για διαφορετικές συνθήκες καναλιών. Εντούτοις, όταν οι συνθετικές σειρές που παράγονται μπορεί να είναι τοπικά διαφορετικές και να παρουσιάζουν ένα Rice ή Rayleigh παράγοντα. Οι διαφορές αυτές εμφανίζονται όταν εξετάζουμε τις αντίστοιχες σειρές φάσης.

3.6 Αναφορές

1. Loo C. A statistical model for land mobile satellite link. IEEE Transactions on Vehicular Technology 1985;34:122–127.
2. Corazza GE, Vatalaro F. A statistical model for land mobile satellite channels and its application to non geostationary orbit systems. IEEE Transactions on Vehicular Technology 1994; 43:738–742.
3. Suzuki H. A statistical model for urban radio propagation. IEEE Transactions on Communications 1979;25(7):213–225.
4. Fontan FP, Vazquez-Castro M, Enjamio C, Pita Garcí'a J, Kubista E. Statistical modeling of the LMS channel. IEEE Transactions on Vehicular Technology 2001; 50(6):1549–1567.
5. Fontan FP, Sanchez Lago I, Prieto Cerdeira R, Bolea Alaman~ ac A. Consolidation of a multi-state narrowband land mobile satellite channel model. The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, The EICC, Edinburgh, U.K., 11–16 November 2007.
6. Parsons JD. The Mobile Radio Propagation Channel. Wiley: New York, 2000.
7. Loo C. Further results on the statistics of propagation data at L-band (1542MHz) for mobile satellite communications. 41st IEEE Vehicular Technology Conference, 19–22 May 1991, St. Louis, MO, USA. 51–56.
8. DVB Document A110: System Specifications for Satellite services to Handheld devices (SH) below 3 GHz. March 2007.
9. Boithias L. Propagation des ondes radioelectriques dans l'environnement terrestre (2nd edn). Dunod: Paris, 1984.
10. Papoulis A. Probabilities, Random Variables and Stochastic Processes (3rd edn). McGraw-Hill: New York, 1991.
11. Marcum JI. A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar: Mathematical Appendix. RAND Corporation: Santa Monica, CA. Research Memorandum RM-753, 1 July 1948. Reprinted in IRE Transactions on Information Theory 1960; IT-6:59–267.
12. Lutz E, Cygan D, Dippold M, Dolainsky F, Papke W. The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model. IEEE Transactions on Vehicular Technology 1991; 40(2):375–386.
13. Hwang SH, Kim KJ, Ahn JY, Whang KC. A channel model for nongeostationary orbiting satellite systems. 47th IEEE Vehicular Technology Conference, 1997, Volume 1, 4–7 May 1997, Phoenix, Arizona, USA. 41–45.

14. Vatalaro F. Generalised Rice-lognormal channel for wireless communications. *Electronic Letters* 1995; 31(22):1899–1900.
15. Mazzenga F, Vatalaro F. Channel modelling and performance evaluation of LEO systems. AP2000 Millennium Conference on Antennas and Propagation. 9–14 April 2000, Davos, Switzerland.
16. Karaliopoulos MS, Pavlidou FN. Modelling the land mobile satellite channel: a review. *IEE Electronics and Communications Engineering Journal* 1999; 11(5):235–248.
17. Kanatas AG, Constantinou P. A narrowband land mobile satellite channel software simulator for urban environments. *International Journal of Satellite Communications* 2000; 18(1):17–45.
18. Patzold M, Li Y, Laue F. A study of a land mobile satellite channel model with asymmetrical Doppler power spectrum and lognormally distributed line-of-sight component. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 1998; 47(1):297–310.
19. Fontan FP, Castro MAV, Buonomo S, Baptista P, Arbesser-Rastburg B. S-band LMS propagation channel behaviour for different environments, degrees of shadowing and elevation angles. *IEEE Transactions on Broadcasting* 1998; 44(1):40–76.
20. Saunders SR. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, Chapter 9. Wiley: New York, 1999.
21. Castro MAV, Fontan FP, Villamary`n AA, Buonomo S, Baptista P, Arbesser B. L-band land mobile satellite (LMS) amplitude and multipath phase modeling in urban areas. *IEEE Communications Letters* 1999; 3(1):12–14.
20. F. P. Fontan, A. Mayo, D. Marote, R. Prieto-Cerdeira, P. Marino, F. Machado and N. Riera. “Review of generative models for the narrowband land mobile satellite propagation channel” (*INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS Int. J. Commun. Syst. Network* 2008; 26:291–316 Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI: 10.1002/sat.914)

Κεφάλαιο 4^ο :

Υλοποίηση καναλιών LMS

-

Αριθμητικά Αποτελέσματα

4.1 Εισαγωγή

Η κάλυψη εκτεταμένων περιοχών υπηρεσιών (megacells), σε μακρινές θέσεις, μπορεί μόνο να επιτευχθεί με τη χρήση δορυφόρων είτε σε γεωστατική τροχιά (GEO) είτε σε μη γεωστατική όπως συμβαίνει με α) την χαμηλή γήινη τροχιά (LEO), β) την μέση γήινη τροχιά (MEO) ή γ) την ιδιαίτερα ελλειπτική τροχιά (HEO)¹⁴. Οι περιπτώσεις αυτές συναντώνται σε συστήματα μετάδοσης ραδιοφώνων και TV στους χρήστες σε κίνηση, ή σε κυψελοειδή δορυφορικά συστήματα. Επιπλέον και τα δορυφορικά συστήματα ναυσιπλοΐας όπως το GPS¹⁵ επηρεάζονται από παρόμοιους όρους διάδοσης. Χαρακτηριστικά οι δορυφορικές ζώνες L (1–2 GHz) και S (2–4 GHz) χρησιμοποιούνται στις κινητές δορυφορικές (LMS) υπηρεσίες εδάφους.

Η διάδοση LMS¹⁶ επηρεάζεται με τους διαφορετικούς τρόπους από την ιονόσφαιρα, την τροπόσφαιρα και το περιβάλλον γύρω από τον κινητό δέκτη. Σκοπός του κεφαλαίου είναι η μοντελοποίηση των περιβαλλοντικών επιπτώσεων λόγω των φαινόμενων της σκίασης και της πολυδιάδοσης. Άλλωστε σε αυτές τις συχνότητες, η τροπόσφαιρα προκαλεί πολύ μικρή απόσβεση σήματος εξαιτίας της παρουσίας αέριων μαζών ή βροχής, και συνεπώς τα αποτελέσματά τους μπορούν να αμεληθούν. Αντιθέτως η ιονόσφαιρα προκαλεί περιστροφή Faraday, η οποία είναι αξιοπρόσεκτη ακόμα και σε αυτές τις ζώνες. Αυτό είναι ένας από τους λόγους για τους οποίους χρησιμοποιείται η κυκλική πόλωση σε αυτές τις συχνότητες. Περιστροφές πόλωσης μέχρι 48^ο μπορούν να παρατηρηθούν στην L ζώνη στη χειρότερη περίπτωση. Αυτή η περιστροφή θα προκαλούσε πολλά προβλήματα στις γραμμικά πολωμένες κεραιές. Για τους κινητούς δέκτες, είτε τροχιαίους είτε φορητούς, θα υποθέσουμε κεραιές μη κατευθυντικές, όπου παρουσιάζουν ημισφαιρικό διάγραμμα ακτινοβολίας με μικρή κατευθυντικότητα.

Ένα σημαντικό στοιχείο στα συστήματα LMS είναι ότι ένας δορυφόρος δεν είναι ικανοποιητικός για την επίτευξη της επιθυμητής αξιοπιστίας κάλυψης αλλά συνήθως χρησιμοποιούνται αστερισμοί δορυφόρων. Αυτό επιτρέπει τη χρήση της διαφορικής λήψης για τη βελτίωση της διαθεσιμότητας συστημάτων. Εάν μια σύνδεση με έναν από τους δορυφόρους διακοπεί λόγω σκίασης, τότε ένας εναλλακτικός δορυφόρος πρέπει να είναι παρών για να μειώσει την πιθανότητα διακοπής λειτουργίας. Στη περίπτωση του DVB-SH έχουμε χρήση επίγειων επαναληπτών σε αστικά περιβάλλοντα και όχι αστερισμό

¹⁴ Leo Earth Orbit (LEO), Medium Earth Orbit (MEO), Highly Elliptical Orbit (HEO)

¹⁵ Global Positioning System

¹⁶ Land Mobile Satellite

δορυφόρων, μειώνοντας έτσι σημαντικά το κόστος.

Το σήμα λήψης αποτελείται από το άμεσο σήμα και το σήμα λόγω πολλαπλών διαδρομών. Γενικά, η χρονική διασπορά που προκαλείται από το κανάλι LMS είναι αντικειμενικά μέτρια για αυτό και επικεντρωνόμαστε στα χαρακτηριστικά στενής ζώνης (narrowband). Το άμεσο σήμα μπορεί να φθάσει στο δέκτη υπό όρους οπτικής επαφής (LoS), μέσω σκέδασης στα κτήρια, ή περίθλασης μέσω των φύλλων των δέντρων. Οι συνεισφορές περίθλασης παράγονται κυρίως από τις οριζόντιες άκρες των κτηρίων της οδού όπου κινείται ο φορητός δέκτης. Η σκέδαση μέσω των δέντρων εξαρτάται από το μήκος της πορείας και της πυκνότητας του φυλλώματος και των κλάδων. Ο χαρακτηρισμός της παραπάνω απόσβεσης πραγματοποιείται με τον χαρακτηρισμό του τύπου περιβάλλοντος δέντρων, γ (dB/m). Οι χαρακτηριστικές μετρημένες τιμές για την L ζώνη είναι από 0,7 έως 2 dB/m.

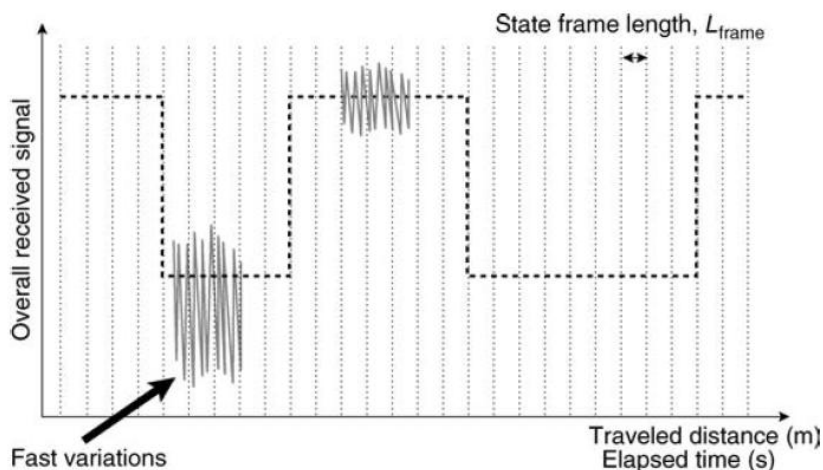
Η πολυδιάδοση του σήματος μπορεί να οφείλεται λόγω κατοπτρικών ανακλάσεων ή του φαινομένου της περίθλασης. Το στοιχείο της κατοπτρικής ανάκλασης προκαλείται από αντανάκλασεις σε ομαλές επιφάνειες σε φυσικά ή τεχνητά εμπόδια, καθώς και από το έδαφος. Επιπλέον περιπτώσεις αντιστροφής πόλωσης εμφανίζονται εάν ξεπεραστεί η γωνία Brewster, όπου οι ανακλώμενες ακτίνες ακυρώνονται με βάση το πολικό διάγραμμα ακτινοβολίας λήψης της κεραίας.

Η περίθλαση του σήματος παράγεται εξαιτίας διάφορων περιβαλλοντολογικών χαρακτηριστικών. Η ανώμαλη έκταση προκαλεί μη κατοπτρικές αντανάκλασεις, όπως επίσης η παρουσία δέντρων και κτιρίων μπορεί να είναι οι πηγές αυτού του τύπου της πολυδιάδοσης. Η εξασθένηση με παράμετρο την απόσταση είναι πολύ μεγαλύτερη κατά το φαινόμενο της διάχυσης σε σύγκριση με τις κατοπτρικές ανακλάσεις. Η περιοχή γύρω από το δέκτη που παράγει αυτό το είδος πολυδιάδοσης περιορίζεται σε μερικές εκατοντάδες μέτρα.

4.2 Προσομοίωση μοντέλου Markov δύο σταδίων

Ένα κατάλληλο μοντέλο για το κανάλι LMS περιορισμένης ζώνης είναι μια μέθοδο προσανατολισμένη στην χρήση καταστάσεων, δεδομένου ότι οι κατανομές Rice, Rayleigh και Loσ [1], δεν μπορούν να περιγράψουν σε ολόκληρη την έκταση του το λαμβανόμενο σήμα. Οι πειραματικά μετρημένες συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας τείνουν να παρουσιάζουν τουλάχιστον δύο τάσεις, δείχνοντας ότι περιγράφονται καλύτερα ως συνδυασμός τουλάχιστον δύο κατανομών. Ο καθορισμός καταστάσεων επιτρέπει τη χρήση πολλαπλών κατανομών στα τμήματα της κινητής διαδρομής με διαφορετικούς βαθμούς σκίασης. Στην γενικότερη περίπτωση η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίνεται από την σχέση:

$$f_{\text{overall}}(r) = p_{\text{GOOD}}f_{\text{GOOD}}(r) + p_{\text{BAD}}f_{\text{BAD}}(r) \quad (4.1)$$



Σχήμα 39: LMS κανάλι βασισμένο σε αλυσίδα Markov δύο καταστάσεων

Στην παράγραφο αυτή θα μελετήσουμε και θα προσομοιώσουμε ένα μοντέλο δύο καταστάσεων, όπου p_{GOOD} είναι η πιθανότητα να βρίσκεται ο δέκτης σε περίπτωση καλής κατάστασης και p_{BAD} σε περίπτωση κακής κατάστασης. Με τις μεταβλητές f_{GOOD} και f_{BAD} παριστάνουμε τις συναρτήσεις πιθανότητας πυκνότητας που περιγράφουν τις διαλείψεις στις αντίστοιχες καταστάσεις GOOD και BAD. Στην πράξη μπορεί να συναντήσουμε μοντέλα τριών ή και τεσσάρων καταστάσεων [3,4], για λόγους όμως απλότητας θα επικεντρωθούμε στο μοντέλο δύο καταστάσεων. Με την κατάσταση GOOD προσομοιώνουμε την περίπτωση LOS και ελαφριάς σκίασης, ενώ με την κατάσταση BAD προσομοιώνουμε την περίπτωση

μέτριας και βαθιάς σκίασης. Επιπλέον σε κάθε κατάσταση υπάρχουν μεταβολές μικρής κλίμακας όπως έχει σημειωθεί στο σχήμα 39 και που μπορούν να περιγραφούν με κάποια από τις γνωστές κατανομές Rayleigh και Rice ή πιο πολύπλοκων όπως αυτών των Suzuki [5] Loo [1] ή Corazza–Vatalaro [6]. Η μετάβαση από την μία κατάσταση στην άλλη ακολουθεί το πρότυπο διακριτής αλυσίδας Markov πρώτης τάξεως. Τέλος το μοντέλο είναι προσαρμοσμένο σε κανάλι LMS στενής διέλευσης καθώς οι επιδράσεις χρονικής διασποράς θεωρούνται αμελητέες.

Οι παράμετροι για κάθε κατάσταση καθώς και οι μεταβάσεις μεταξύ των καταστάσεων προκύπτουν από πειραματικές μετρήσεις και εμφανίζονται στους πίνακες πιθανοτήτων W και P , όπου μοντελοποιούν τις εμφανίσεις καταστάσεων και την διάρκεια τους. Τα στοιχεία του πίνακα πιθανοτήτων κατάστασης W και τα αντίστοιχα του πίνακα πιθανοτήτων μετάβασης P εκπληρώνουν τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\sum_{i=1}^2 p_i = p_{GOOD} + p_{BAD} = 1 \quad (4.2)$$

και

$$\sum_{j=1}^2 p_{i|j} = 1 \quad \text{για } j=1 \text{ και } 2 \quad (4.3)$$

όπου $p_{i|j}$ είναι η πιθανότητα μετάβασης από την κατάσταση j στην i .

Η ασυμπτωτική συμπεριφορά της αλυσίδας Markov ορίζεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$PW = W \text{ δηλαδή } \begin{pmatrix} p_{1|1} & p_{1|2} \\ p_{2|1} & p_{2|2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Επίσης ορίσαμε το ελάχιστο πλαίσιο κατάστασης (frame) ή διάρκεια κατάστασης L_{frame} μετρούμενο σε μέτρα. Ο όρος 'διάρκεια' υποδεικνύει ταυτόχρονα χρονική διάρκεια και απόσταση αφού τα δύο μεγέθη συνδέονται διαμέσου της ταχύτητας του δέκτη V η οποία θεωρείται σταθερή. Επομένως η διάρκεια μιας κατάστασης καθορίζεται από τις πιθανότητες μετάβασης $p_{i|j}$.

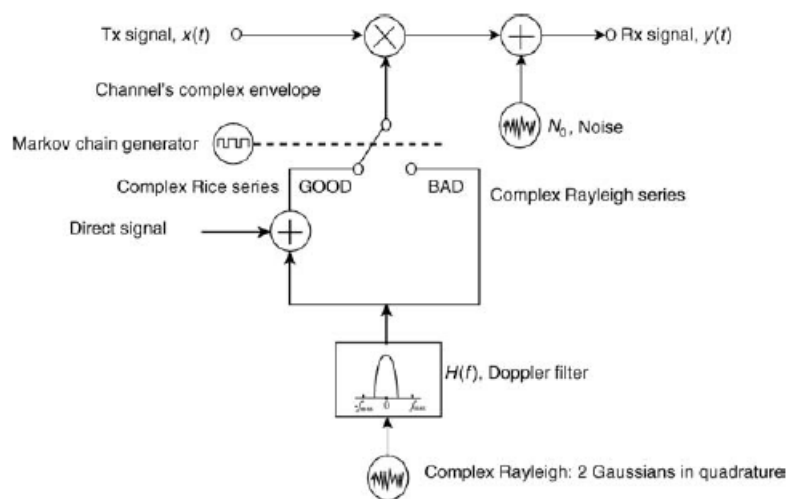
Η πιθανότητα να βρισκόμαστε σε μια συγκεκριμένη κατάσταση i της αλυσίδας Markov για n συνεχόμενα πλαίσια δηλαδή $n \times L_{\text{frame}}$ μέτρα ή $n \times L_{\text{frame}}/V$ sec δίνεται από την σχέση:

$$p_i(N = n) = p_{i|j}^{n-1}(1 - p_{i|j}) \quad (4.5)$$

και η αθροιστική συνάρτηση κατανομής για την διάρκεια μιας κατάστασης από την σχέση:

$$p_i(N \leq n) = (1 - p_{i|j}) \sum_{j=1}^n p_{i|i}^{j-1} \quad (4.6)$$

Το μοντέλο που προσομοιώθηκε είναι του Lutz [2], όπου το σχήμα 40 παρουσιάζει το διάγραμμα γεννήτριας χρονικών σειρών στο οποίο βασίζεται το μοντέλο. Οι μεταβολές του σήματος όταν βρισκόμαστε σε GOOD κατάσταση προσομοιώνονται με την βοήθεια μιας Rice κατανομής ενώ οι μεταβολές στην κατάσταση BAD μέσω μιας Rayleigh κατανομής. Η επιλογή της κατάστασης επιτυγχάνεται διαμέσου της επιλογής ενός τυχαίου αριθμού.



Σχήμα 40: Προσομοιωτής LMS καναλιού 2 καταστάσεων Markov

Κατά την προσομοίωση θεωρήσαμε ότι το μήκος διαδρομής είναι 100 m έτσι ώστε να μην έχουμε υπερβολικό αριθμό μεταβάσεων από την μια κατάσταση στην άλλη. Για την κατάσταση GOOD θεωρήσαμε τυπική απόκλιση 0.2 (-11 dB/LOS $10\log(2\sigma^2)$) και την BAD τυπική απόκλιση 0.15 (-13.47 dB/LOS $10\log(2\sigma^2)$) όπου χρησιμοποιούνται στις ορθογώνιες Gaussian γεννήτριες του σχήματος 40. Το φίλτρο Butterworth υλοποιείται με παραμέτρους $w_p=0.09$ $w_s=0.16$ $R_p=3$ και $R_s=50$. Ολόκληρος ο κώδικας της προσομοίωσης βρίσκεται στο Παράρτημα του κεφαλαίου.

Οι παρομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν για συχνότητες φέροντος 1.5 GHz (L ζώνη) και 2.5 GHz (S ζώνη) και για τους ακόλουθους πίνακες μετάβασης P_1 , P_2 , P_3 και P_4 όπου:

$$P_1 = [0.9 \quad 0.1; 0.1 \quad 0.9]$$

$$P_2 = [0.7 \quad 0.3; 0.1 \quad 0.9]$$

$$P_3 = [0.9 \quad 0.1; 0.3 \quad 0.7]$$

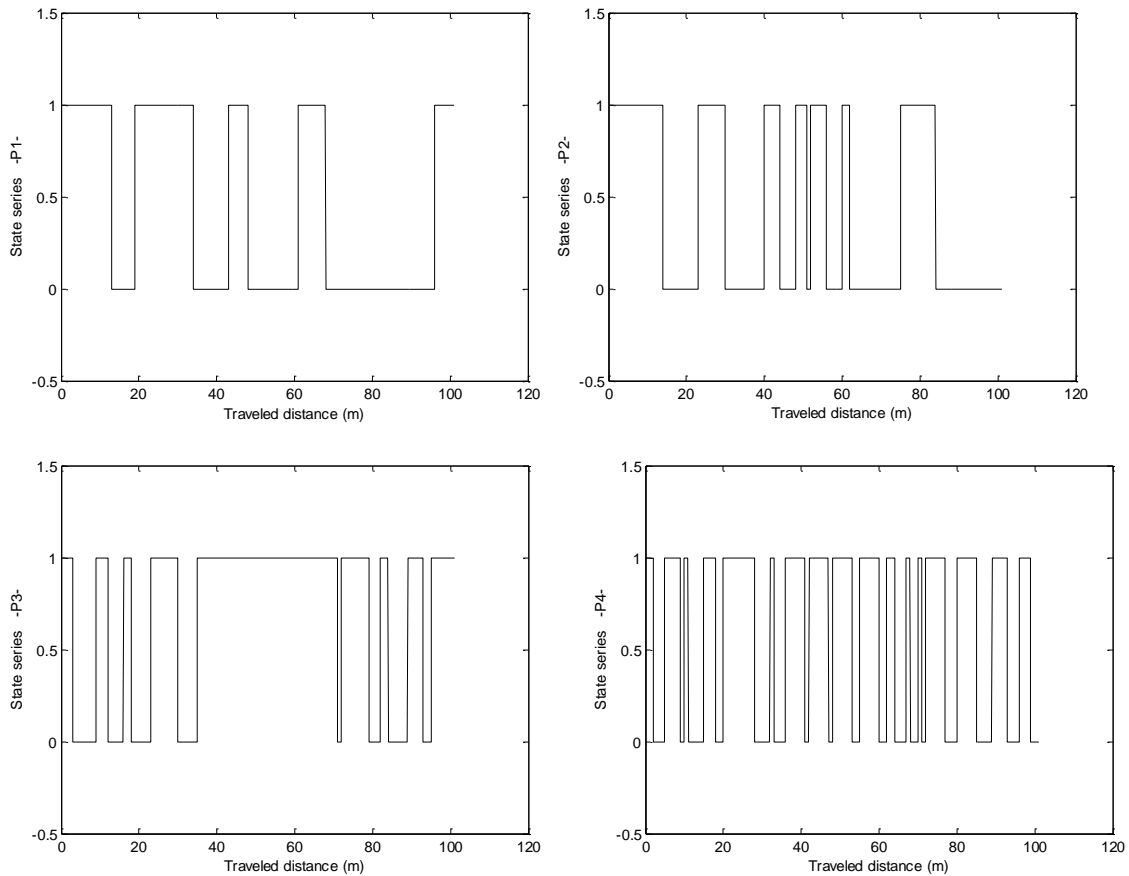
$$P_4 = [0.7 \quad 0.3; 0.3 \quad 0.7]$$

Ο πίνακας StateSeries είναι ένας πίνακας στήλη ο οποίος περιέχει άσσους και μηδενικά, όπου οι άσσοι προσδιορίζουν τις καταστάσεις GOOD και τα μηδενικά τις καταστάσεις BAD. Αρχικά υποθέτουμε ότι ο δέκτης βρίσκεται σε κατάσταση GOOD δηλαδή σε συνθήκες LOS ή ελαφριάς σκίασης δηλαδή η παράμετρος CurrentState έχει τιμή 1. Στην συνέχεια υπολογίζουμε τον συνολικό αριθμό καταστάσεων NoDraws. Για κάθε κατάσταση επιλέγουμε έναν τυχαίο αριθμό με την εντολή `rand(1,1)` και με βάση τον πίνακα μετάβασης P υπολογίζουμε αν θα παραμείνει η ίδια κατάσταση ή θα αλλάξει. Στην περίπτωση μετάβασης P_1 η πιθανότητα να παραμείνουμε σε κατάσταση GOOD όταν ήδη βρισκόμαστε σε αυτήν είναι 90% ενώ για τους πίνακες μετάβασης P_2 και P_4 είναι 70%. Για το σύνολο των καταστάσεων NoDraws εκτελούμε ένα βρόγχο που ενημερώνει τους πίνακες StateSeries και SigmaSeries. Ο πίνακας SigmaSeries περιέχει τις τιμές 0,2 (σ_{Rayleigh}) και 0,15 (σ_{Rice}). Για παράδειγμα αν ανιχνευτεί μετάβαση σε κατάσταση BAD ο πίνακας στήλη SigmaSeries ενημερώνεται με την τιμή 0,2 και ο StateSeries με 0.

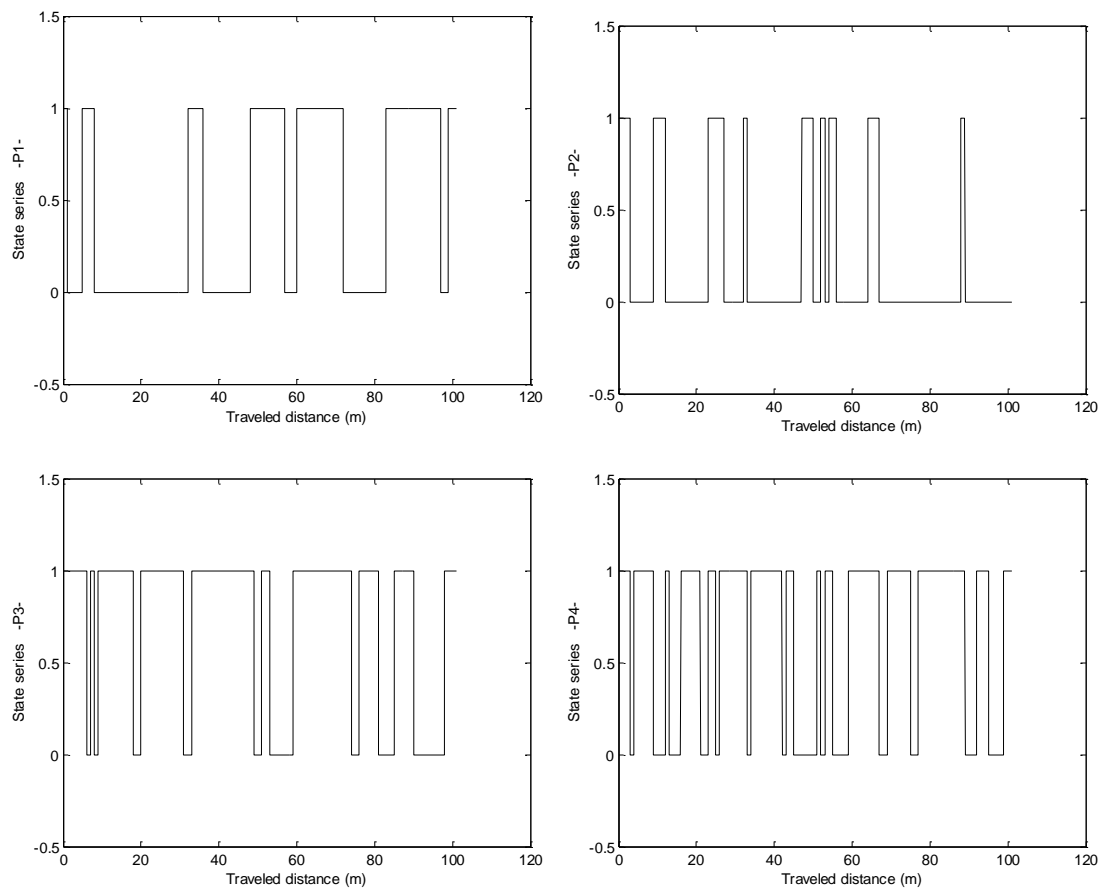
Η παράμετρος F είναι 6 και με αυτή θα δειγματολογήσουμε το μήκος κύματος λ (lambdac^{17}) και επομένως η `InterpRate` θα είναι L_{Frame}/ds όπου $ds=\text{lambdac}/F$. Στην συνέχεια για το σύνολο των καταστάσεων που διέρχεται ο δέκτης, όπου υπολογίζεται από το μήκος

¹⁷ $\text{lambdac}=300/\text{fMHZ}$

του StateSeries, υπολογίζουμε τους πίνακες InterpStateSeries και InterpSigmaSeries όπου μας δίνουν την απόσταση που διανύει ο δέκτης σε κάθε κατάσταση. Ουσιαστικά οι παραπάνω πίνακες προκύπτουν από τους αντίστοιχους StateSeries και SigmaSeries προσθέτοντας πλεονάζοντα στοιχεία. Δηλαδή όταν η τιμή του StateSeries είναι 0 τότε ο πίνακας στήλης InterpStateSeries εμπλουτίζεται με Interprate αριθμό μηδενικών και ο InterpSigmaSeries με τον αντίστοιχο αριθμό 0,2.



Σχήμα 41: Διαγράμματα καταστάσεων για $f=1500$ MHz



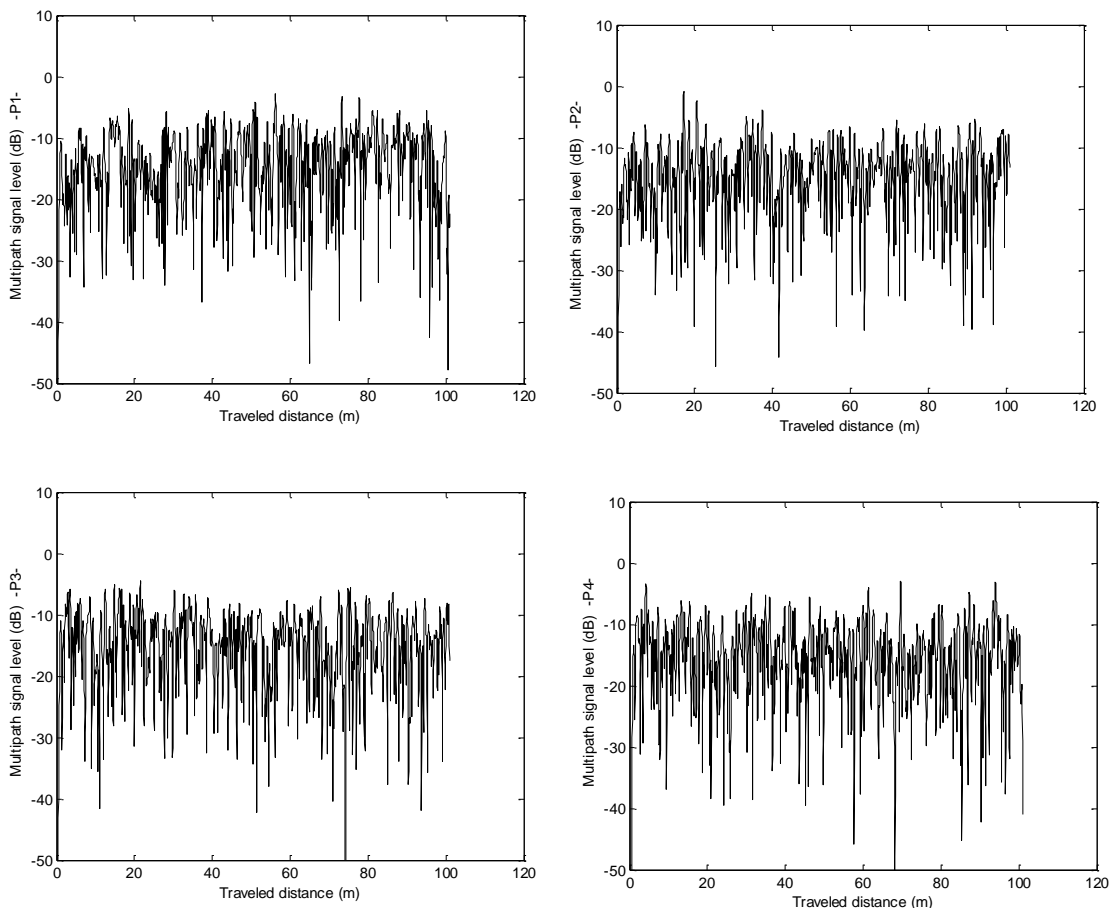
Σχήμα 42: Διαγράμματα καταστάσεων για $f=2500$ MHz

Στα σχήματα 41 και 42 αποτυπώνονται τα διαγράμματα καταστάσεων σε συνάρτηση με την συχνότητα φέροντος. Παρατηρούμε ότι ο αριθμός μεταβάσεων είναι μικρός στην περίπτωση που χρησιμοποιείται ο πίνακας μετάβασης P_1 ενώ η εμφάνιση μετάβασης αυξάνεται πάρα πολύ στην περίπτωση του πίνακα P_4 . Για τις περιπτώσεις P_2 και P_3 ο αριθμός μεταβάσεων είναι περισσότερες από αυτές με την P_1 και σαφώς λιγότερες από αυτές με την P_4 . Όσο αφορά την επίδραση της συχνότητας δεν μπορούν να εξαχθούν ασφαλή συμπεράσματα για την απόσταση των 100 m.

Στην συνέχεια με την βοήθεια ενός χαμηλοπερατού φίλτρου ισχύς 1 οδηγούμε σε συνέλιξη με αυτό τα ανύσματα (πίνακες στήλες) `InterpStateSeries` και `InterpSigmaSeries` με αποτέλεσμα να προκύψουν οι πίνακες `FiltInterpStateSeries` και `FiltInterpSigmaSeries`.

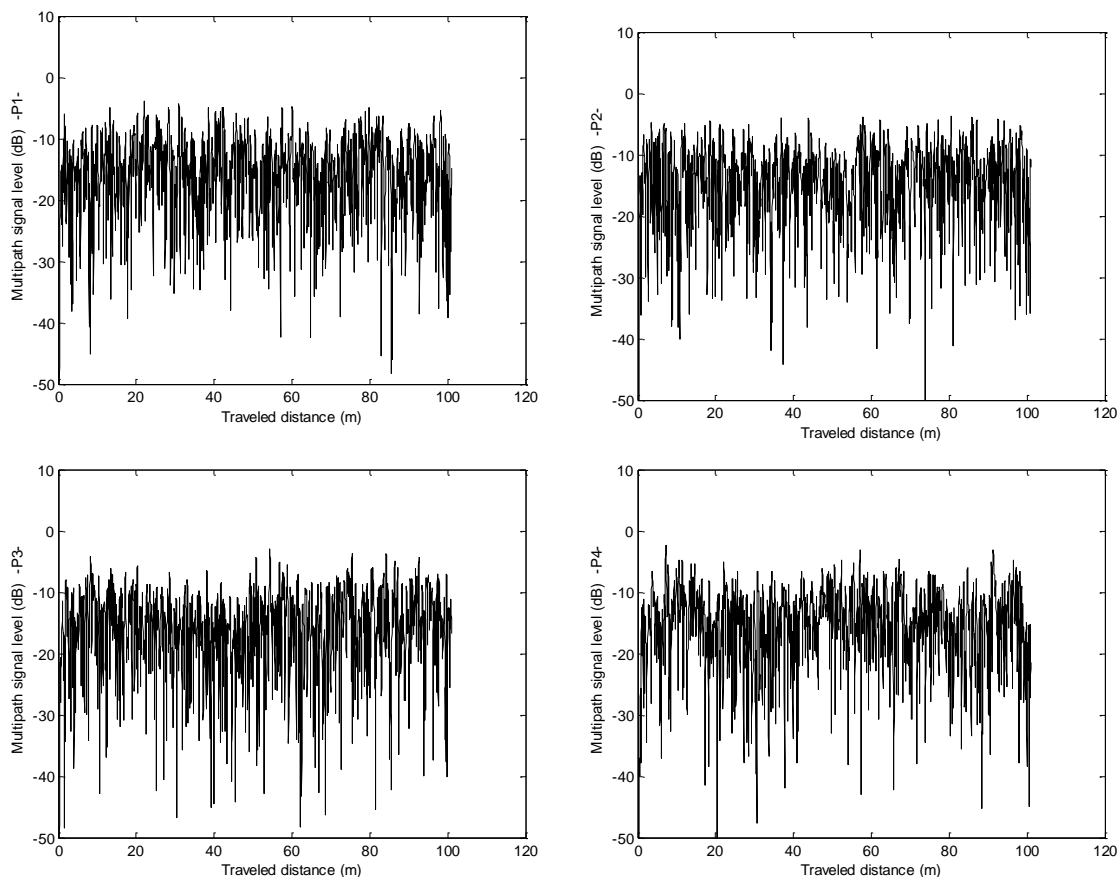
Η δημιουργία των γρήγορων διαλείψεων προκύπτει μέσω της συνάρτησης `rayleigh`, που εμπεριέχεται στον συμπληρωματικό κώδικα του Παραρτήματος και έχει ως

παραμέτρους το άνωσμα `FiltInterpSigmaSeries` και το μήκος του `FiltInterpStateSeries`. Στην συνέχεια οι γρήγορες διαλείψεις οδηγούνται σε ένα φίλτρο Butterworth. Στα σχήματα 43 και 44 παρουσιάζονται οι φιλτραρισμένες γρήγορες διαλείψεις λόγω πολυδιάδοσης.



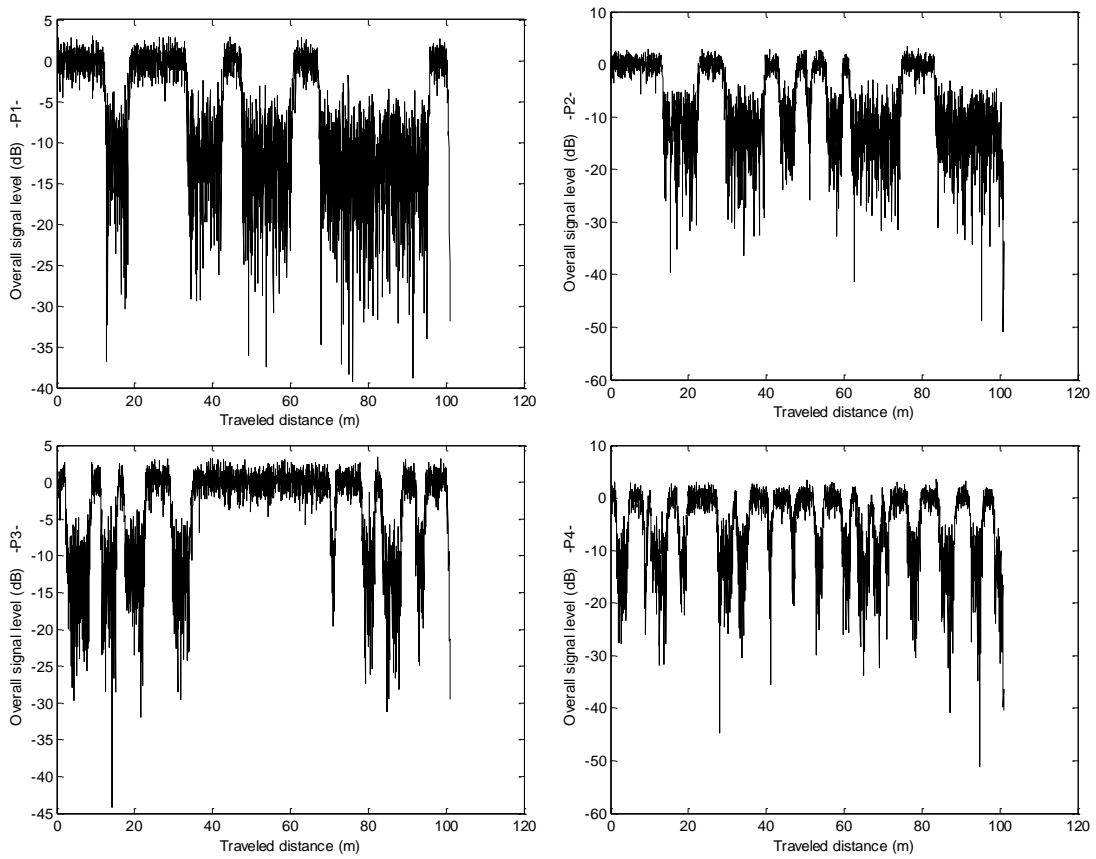
Σχήμα 43: Διαγράμματα πολυδιάδοσης για $f=1500$ MHz

Ο υπολογισμός του φίλτρου Butterworth πραγματοποιείται με την βοήθεια της συνάρτησης `filtersignal`, όπου μπορεί να αναζητηθεί ο κώδικάς της στον συμπληρωματικό κώδικα του Παραρτήματος. Η συνάρτηση `buttord` του Matlab δέχεται ως παραμέτρους τις τιμές W_p και W_s , που αντιστοιχούν στις κανονικοποιημένες κατά Nyquist συχνότητες διέλευσης και αποκοπής, καθώς και τις R_p και R_s που αντιστοιχούν στην κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης και την απόσβεση στην ζώνη αποκοπής. Η έξοδος του `buttord` μας παρέχει την τάξη n του φίλτρου Butterworth και την κανονικοποιημένη συχνότητα αποκοπής W_n . Η δημιουργία του φίλτρου πραγματοποιείται με την βοήθεια της συνάρτησης `butter` του Matlab.

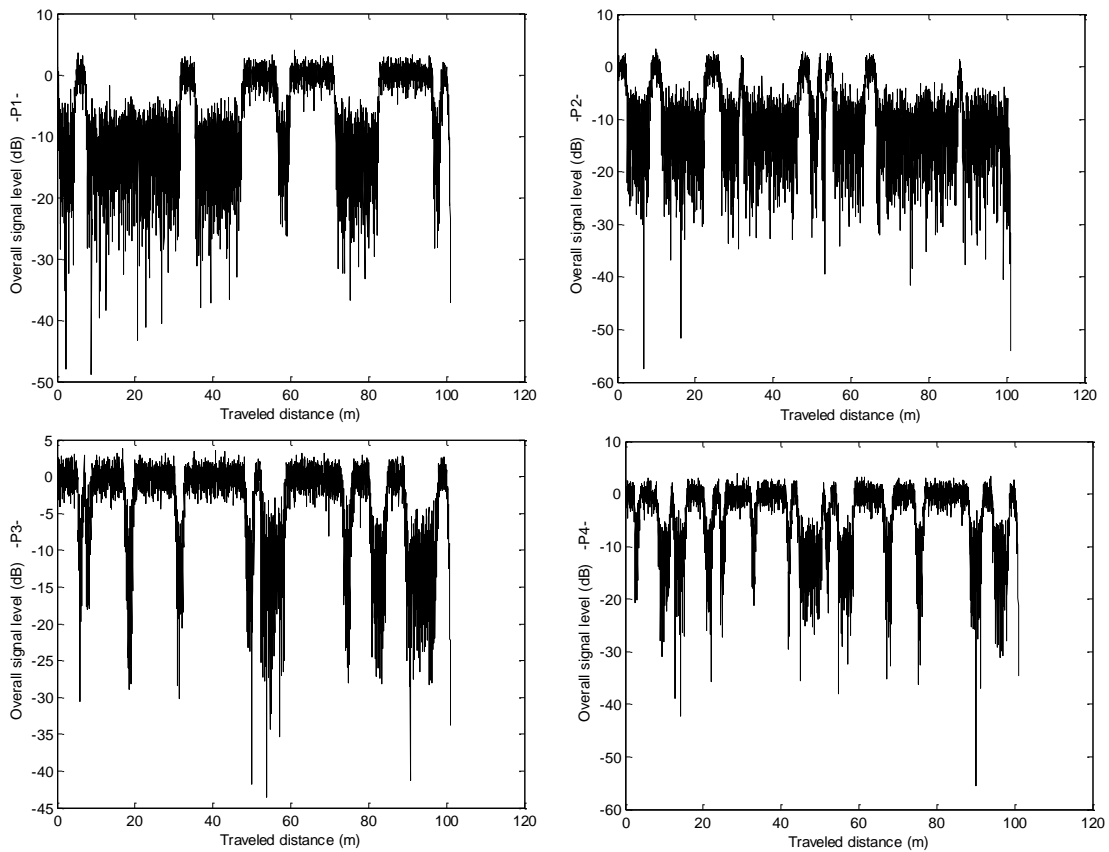


Σχήμα 44: Διαγράμματα πολυδιάδοσης για $f=2500$ MHz

Τα διαγράμματα στα σχήματα 45 και 46 παρουσιάζουν το συνολικό σήμα σε κάθε περίπτωση και το οποίο προκύπτει από την υπέρθεση του σήματος πολυδιάδοσης με το φιλτραρισμένο σήμα `FiltInterpStateSeries`. Τα διαγράμματα του σχήματος 45 αναπαριστούν τις περιπτώσεις όπου η συχνότητα φέροντος είναι 1500 MHz. Παρατηρούμε ότι για τον πίνακα μετάβασης P_1 το συνολικό σήμα παρουσιάζει λίγες μεταβάσεις, περισσότερες υπάρχουν στις P_2 και P_3 ενώ συνεχείς μεταβάσεις έχουμε στην P_4 , όπως και αναμενότανε και από τα αντίστοιχα σχήματα 41 και 42. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα διαγράμματα του σχήματος 46, όπου χρησιμοποιούμε συχνότητα φέροντος 2500 MHz και παρατηρούμε ότι η εξασθένιση του συνολικού σήματος είναι ποιοτικά χαμηλότερη από 1 έως 9 dB με τα αντίστοιχα διαγράμματα του σχήματος 45. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην χρήση μεγαλύτερης συχνότητας φέροντος το οποίο συνεπάγεται με μικρότερο μήκος κύματος και επομένως μεγαλύτερη εξασθένιση.



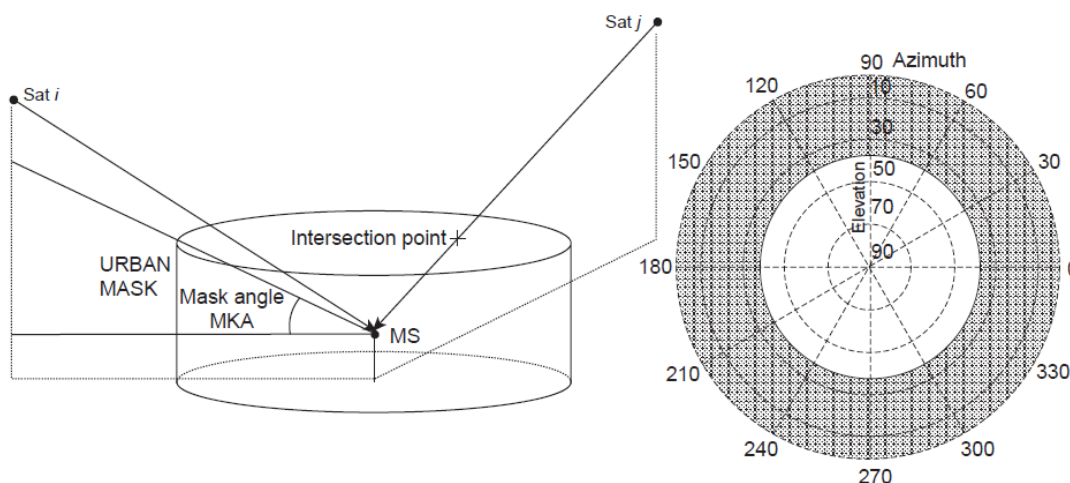
Σχήμα 45: Διαγράμματα συνολικού σήματος για $f=1500$ MHz



Σχήμα 46: Διαγράμματα συνολικού σήματος για $f=2500$ MHz

4.3 Προσομοίωση μοντέλου κάλυψης με αστερισμό δορυφόρων

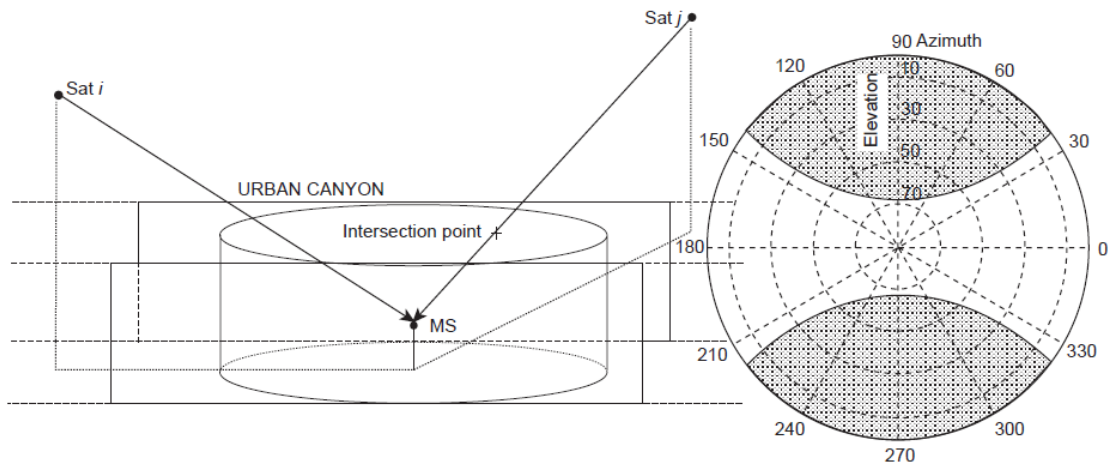
Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούμε στην έννοια της δορυφορικής διαφορικής λήψης. Υποθέτουμε ότι έχουμε ένα στατικό χρήστη σε αστική περιοχή, και γνωρίζουμε την θέση των δορυφόρων σε κάθε χρονικό σημείο. Διαθεσιμότητα υπηρεσίας επιτυγχάνεται εάν υπάρχει οπτική επαφή τουλάχιστον με έναν δορυφόρο. Η επιρροή του αστικού περιβάλλοντος μπορεί να ληφθεί υπόψη με τη βοήθεια μιας αποκαλούμενης αστικής μάσκας. Η απλούστερη μορφή μάσκας είναι μια μάσκα από σταθερής γωνίας κάλυψης που είναι γνωστή με τον αγγλικό όρο MKA¹⁸. Αυτό είναι ισοδύναμο με το να θεωρήσει κανείς ότι το κινητό τερματικό βρίσκεται στο κέντρο ενός κυλίνδρου όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 47. Το ίδιο σχήμα επεξηγεί την μάσκα σε πολικές συντεταγμένες καθώς επίσης το αζιμούθιο την γωνία ανύψωσης για σταθερή MKA 40^ο.



Σχήμα 47: Κυλινδρική μάσκα

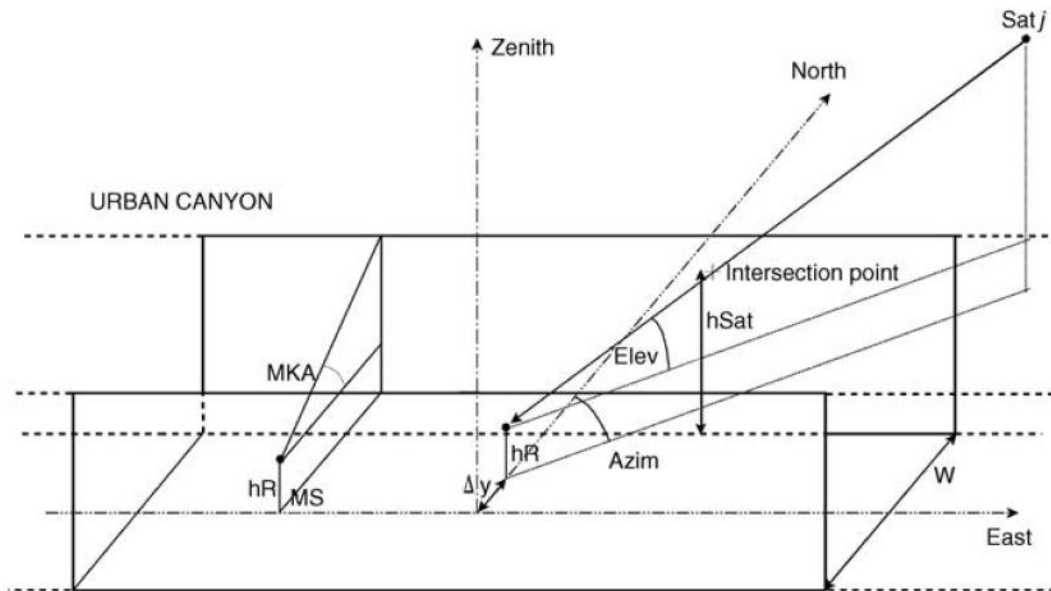
Μια άλλη κοινή γεωμετρία που χρησιμοποιείται σε πολλές δορυφορικές μελέτες είναι το αποκαλούμενο “φαράγγι οδών”, που διευκρινίζεται στο σχήμα 48 σε σχέση με τη μάσκα κυλίνδρων. Ένα φαράγγι οδών είναι μια ρεαλιστικότερη αντιπροσώπευση του αστικού περιβάλλοντος, καθώς θεωρούμε ότι ο χρήστης βρίσκεται σε ένα δρόμο χωρίς διασταυρώσεις με κτίρια το ένα δίπλα στο άλλο και τα οποία έχουν όλα το ίδιο ύψος. Στο σχήμα 48 παρουσιάζουμε και την αντίστοιχη μάσκα στις πολικές συντεταγμένες. Αυτή η έννοια μασκών έχει δανειστεί από τις φωτομετρικές μελέτες [8].

¹⁸ Masking angle



Σχήμα 48: Φαράγγι οδούς και η αντίστοιχη μάσκα

Η προσομοίωση μας έγινε για φαράγγι οδούς με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του σχήματος 49. Ο χρήστης είναι ακίνητος και η κάλυψη πραγματοποιείται με την χρήση 10 μη γεωστατικών δορυφόρων. Κάθε σειρά του αρχείου newSatMatrix.mat περιέχει σε μοίρες την γωνία ανύψωσης (elevation) και το αζιμούθιο (azimuth) καθώς και την απόσταση (range) σε Km για καθένα δορυφόρο ξεχωριστά. Η κάθε σειρά διαφέρει χρονικά από την άλλη κατά ένα δευτερόλεπτο.



Σχήμα 49: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά

Στην προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε τις ακόλουθες παραμέτρους: συχνότητα φέροντος 2 GHz, ύψος κτιρίων 10 m (BldHeight), πλάτος οδού 15 m (StWidth) απόσταση από το κέντρο του δρόμου 3 m (Dy), ύψος κεραίας δέκτη 1,5 m (hR). Η προκύπτουσα γωνία κάλυψης ΜΚΑ για τον εγγραμμένο κύλινδρο είναι 39,8^ο.

Ο κώδικας της προσομοίωσης βρίσκεται στο Παράρτημα του κεφαλαίου. Ο αριθμός των στηλών του NewSatMatrix.mat είναι 30 καθώς έχουμε 10 δορυφόρους για τους οποίους υπάρχουν τρεις τιμές (elevation, azimuth, range). Επομένως με την συνάρτηση size του Matlab βρίσκουμε τον αριθμό στηλών b τον οποίο διαιρούμε με τρία για να βρούμε τον αριθμό των δορυφόρων NoSats και τον αριθμό γραμμών a ο οποίος μας δίνει την συνολική διάρκεια της προσομοίωσης. Επομένως ο κώδικας μας εκτελεί ένα βρόγχο ελέγχου for από 1 έως a ελέγχοντας αν έχουμε οπτική επαφή με κάποιον από τους 10 δορυφόρους. Τα αποτελέσματα των ελέγχων τα αποθηκεύει στο πίνακα SatConnections μεγέθους a x NoSats ο οποίος αρχικά περιέχει μηδενικά.

Η αρχική συνθήκη για να έχουμε οπτική επαφή μεταξύ δέκτη και δορυφόρου είναι ότι θα πρέπει η γωνία ανύψωσης να είναι μεγαλύτερη του 0^ο. Συνεπώς εξετάζουμε αρχικά το περιεχόμενο των στηλών 1+3(ii-1) για ii από 1 έως 10, δηλαδή την γωνία ανύψωσης για κάθε δορυφόρο ξεχωριστά. Στην συνέχεια εξετάζουμε σε ποιο τεταρτημόριο ανήκει το αζιμούθιο, με βάση το περιεχόμενο των στηλών 2+3(ii-1) και υπολογίζουμε τα μεγέθη azim και hsat (σχήμα 49).

$$azim = \begin{cases} azimuth & \text{αν } azimuth \in [0,90^{\circ}) \\ 180^{\circ} - azimuth & \text{αν } azimuth \in [90^{\circ},180^{\circ}) \\ azimuth - 180^{\circ} & \text{αν } azimuth \in [180^{\circ},270^{\circ}) \\ 360^{\circ} - azimuth & \text{αν } azimuth \in [270^{\circ},360^{\circ}) \end{cases} \quad (4.7)$$

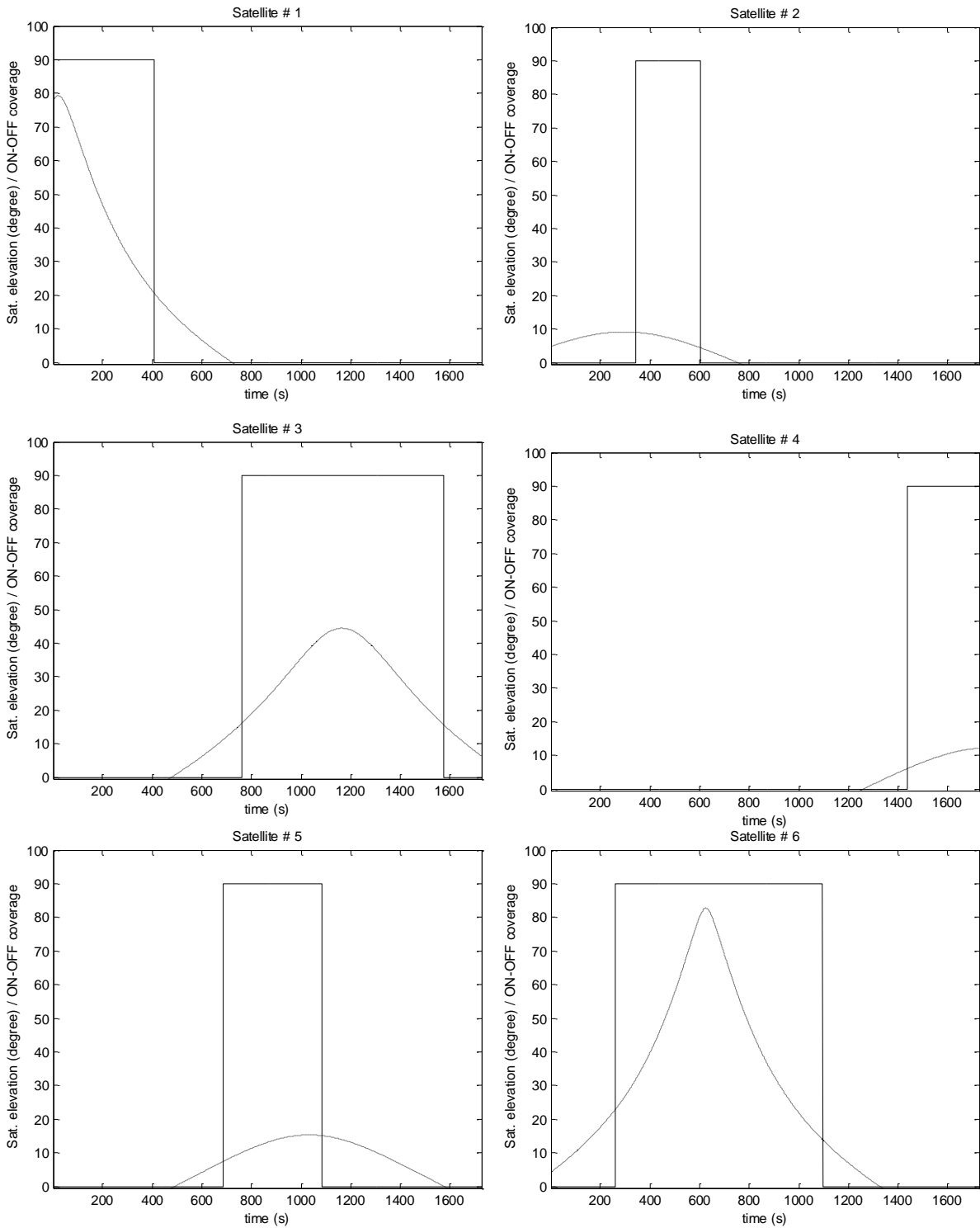
και

$$hsat = \begin{cases} \frac{StWidth - Dy}{\cos(azim)} * \tan(elev) + hR & \text{αν } azimuth \in [0,90^{\circ}) \cup [180^{\circ},270^{\circ}) \\ \frac{StWidth + Dy}{\cos(azim)} * \tan(elev) + hR & \text{αν } azimuth \in [90^{\circ},180^{\circ}) \cup [270^{\circ},360^{\circ}) \end{cases}$$

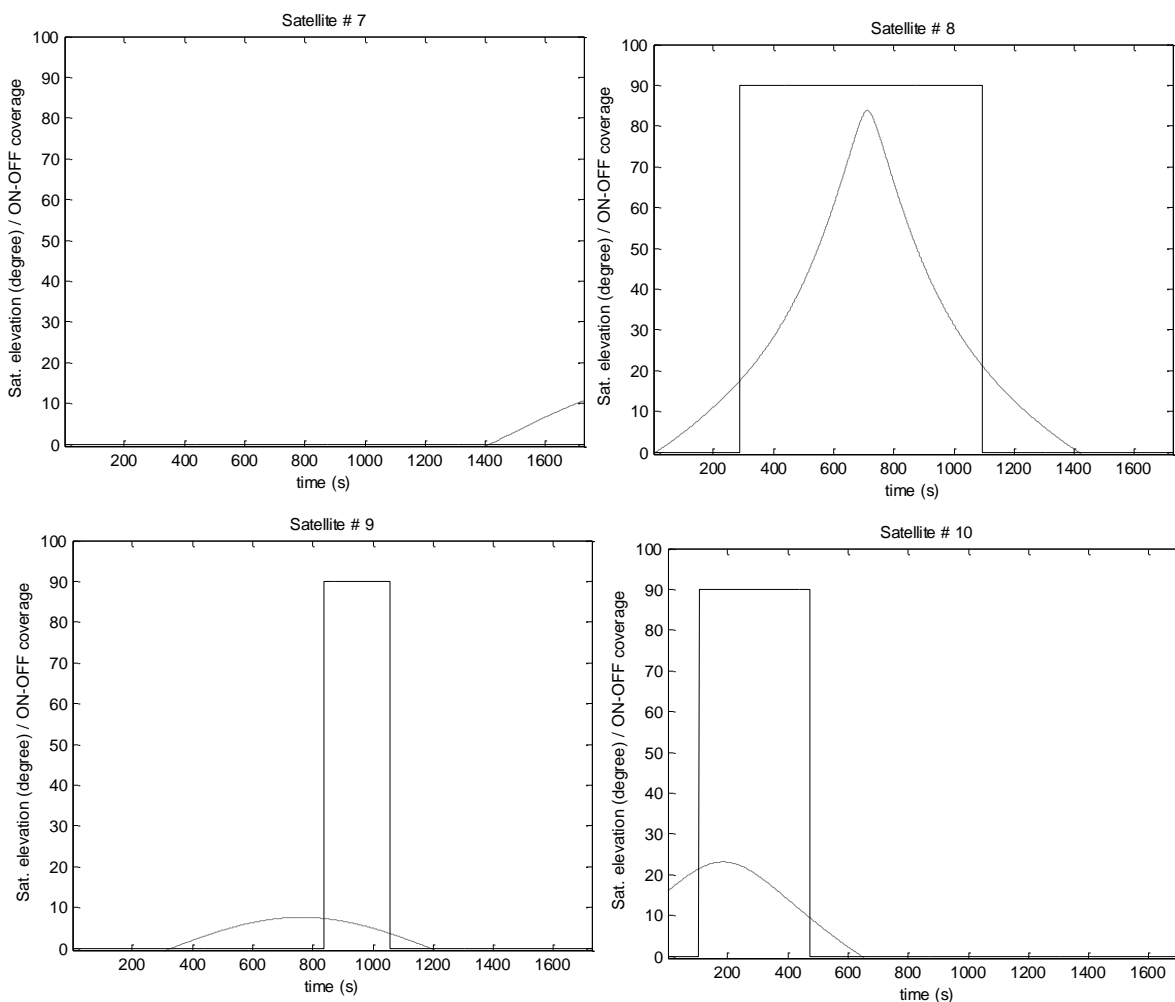
(4.8)

Ως τελικό βήμα απαιτείται η σύγκριση του hsat με το ύψος των κτιρίων BldHeight. Αν το hsat ξεπερνάει το ύψος του κτιρίου τότε υπάρχει οπτική επαφή με τον δορυφόρο και

ο πίνακας SatConnections ενημερώνεται με την τιμή 1, ειδάλλως με την τιμή 0 για την περίπτωση μη οπτικής επαφής για την δεδομένη χρονική στιγμή.

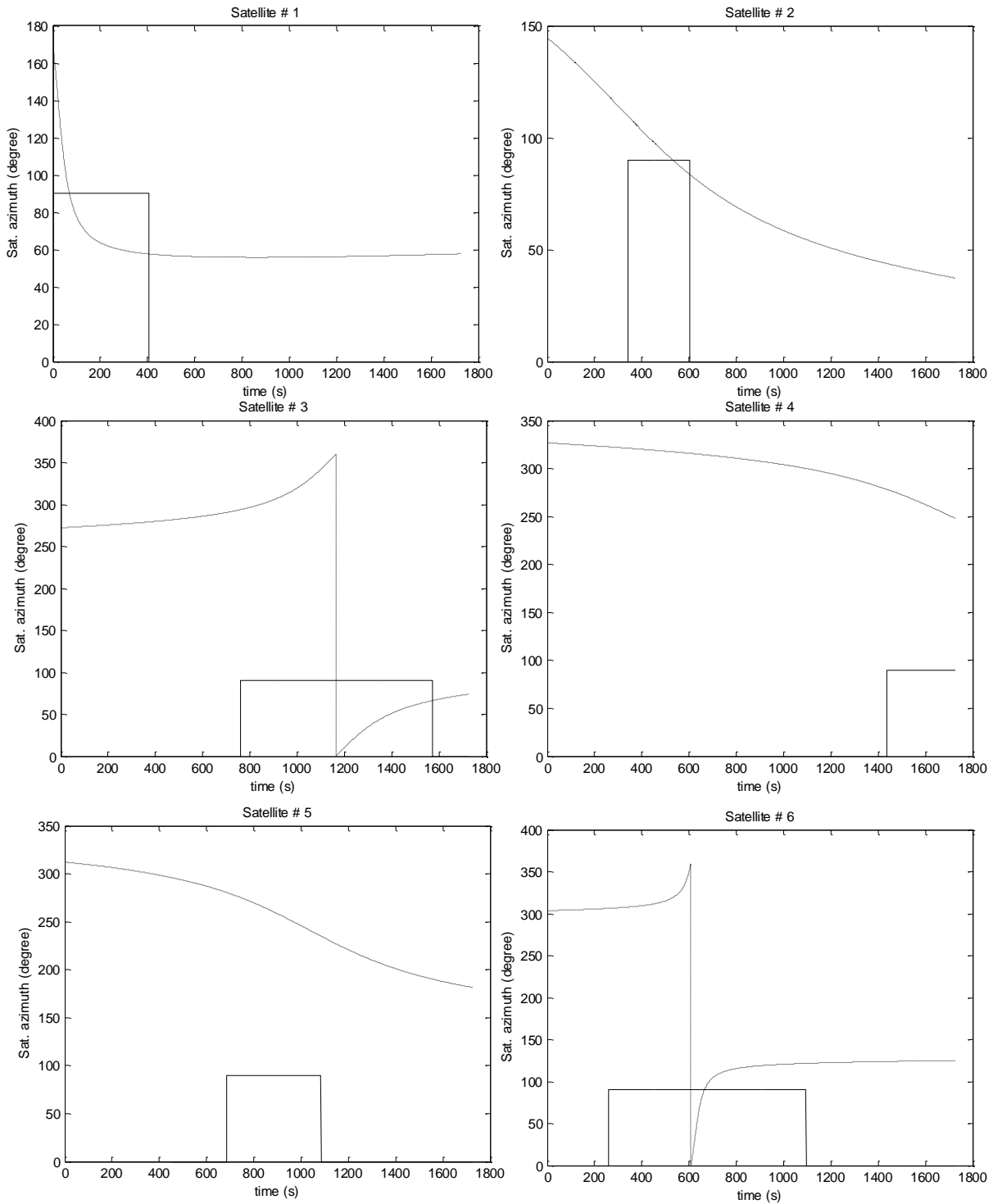


Σχήμα 50: Διαγράμματα γωνίας ανύψωσης και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 1-6)

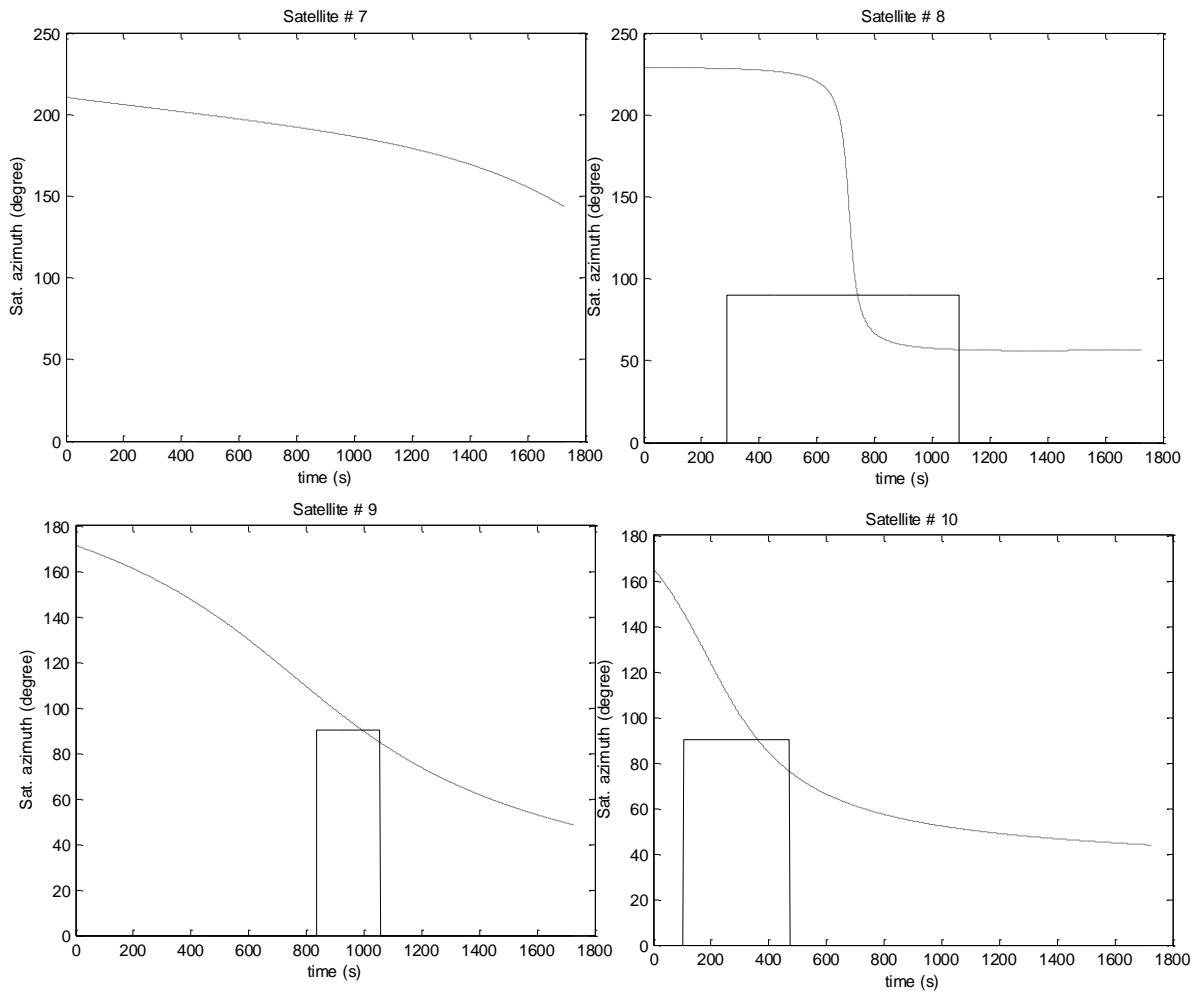


Σχήμα 51: Διαγράμματα γωνίας ανύψωσης και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 7-10)

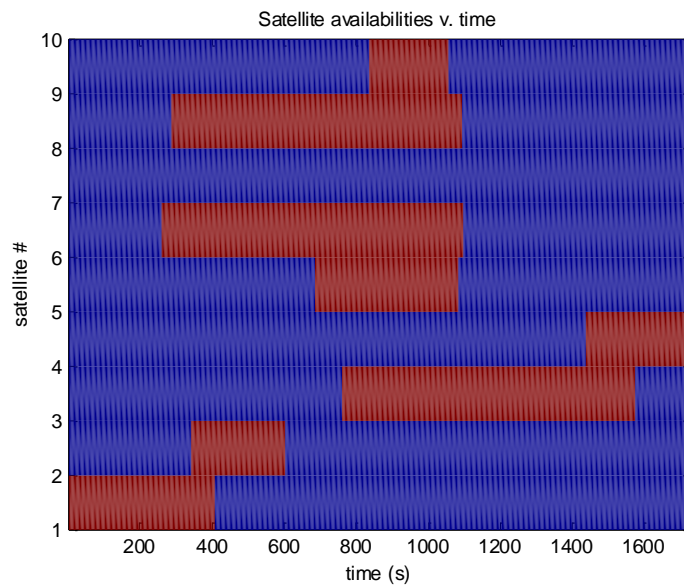
Τα σχήματα 50 και 51 παρουσιάζουν τα διαγράμματα γωνίας ανύψωσης μαζί με τις συνθήκες ON-OFF κάλυψης ενώ τα σχήματα 52 και 53 τα διαγράμματα γωνίας αζιμούθιου μαζί με τις συνθήκες ON-OFF κάλυψης. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το σχήμα 54 που μας παρουσιάζει την διαθεσιμότητα του συστήματος. Ο χρήστης έχει επαφή τουλάχιστον με έναν δορυφόρο σε ολόκληρη την χρονική περίοδο της προσομοίωσης και συνεπώς η διαθεσιμότητα του συστήματος είναι 100%. Ο δορυφόρος 7 δεν έχει σε καμία χρονική στιγμή της προσομοίωσης οπτική επαφή με τον χρήστη. Η συνολική διάρκεια της προσομοίωσης είναι 1727 sec καθώς ο πίνακας NewSatMatrix.mat περιέχει 1727 γραμμές. Σε αρκετές χρονικές στιγμές χρήστης καλύπτεται από ένα μόνο δορυφόρο ενώ στο διάστημα από 837 έως 1055 sec υπάρχει οπτική επαφή με τους ακόλουθους πέντε δορυφόρους 3,5,6,8 και 9, όπου και είναι ο μεγαλύτερος αριθμός δορυφόρων με τους οποίους έχει παράλληλη οπτική επαφή.



Σχήμα 52: Διαγράμματα γωνίας αζιμούθιου και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 1-6)



Σχήμα 53: Διαγράμματα γωνίας αζιμούθιου και κάλυψης ON-OFF (Δορυφόροι 7-10)



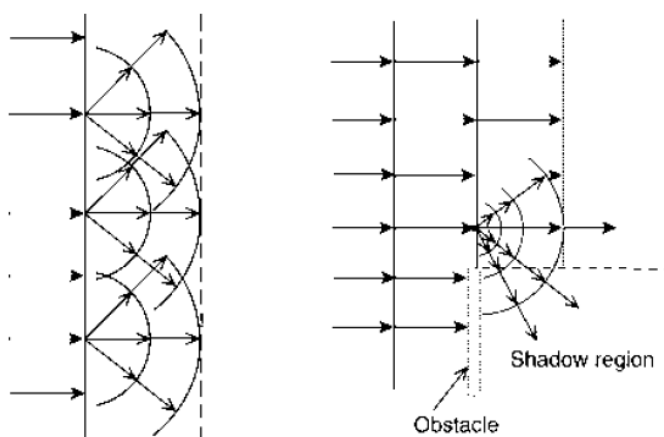
Σχήμα 54: Διαθεσιμότητα δορυφορικής διαφορικής λήψης

4.4 Προσομοίωση διάδοσης LMS καναλιών σε εικονική πόλη

Στόχος της προσομοίωσης είναι να παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα της πολυδιάδοσης σε συνδυασμό με τις επιδράσεις της περίθλασης. Στην προσομοίωση της παραγράφου 4.2§ (μοντέλου Markov δύο σταδίων) είχαμε κυρίως επικεντρωθεί στις διαλείψεις του λαμβανόμενου σήματος, όπου θεωρούσαμε ότι ακολουθούσαν Rice κατανομή στην κατάσταση GOOD και κατανομή Rayleigh στην κατάσταση BAD. Στην διαδικασία που θα ακολουθήσουμε θα θεωρήσουμε αντί ενός σταθερού σήματος λήψης, ένα μεταβλητό σήμα το οποίο αντιστοιχεί στο αποτέλεσμα του υπολογισμού περίθλασης.

Αυτό θα προκαλέσει μια κατανομή Ricean με μεταβλητό k-factor που εξαρτάται από τις παραλλαγές στο σήμα λόγω περίθλασης. Η παραπάνω υπόθεση μπορεί να μην ακολουθεί μια συνολικά αυστηρή διαδικασία αλλά μπορεί να εξεταστεί ως μια απλουστευμένη μέθοδος για τη δημιουργία μιας ρεαλιστικής χρονικής σειράς. Συνεπώς η παρακάτω μέθοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως εναλλακτική της Markov προσέγγισης που παρουσιάζεται στην προσομοίωση της 4.2§ παραγράφου.

Σύμφωνα με την Huygens-Fresnel αρχή [9], κάθε σημείο του κύματος αποτελεί μια νέα πηγή ακτινοβολίας όπως διαφαίνεται στο σχήμα 55.

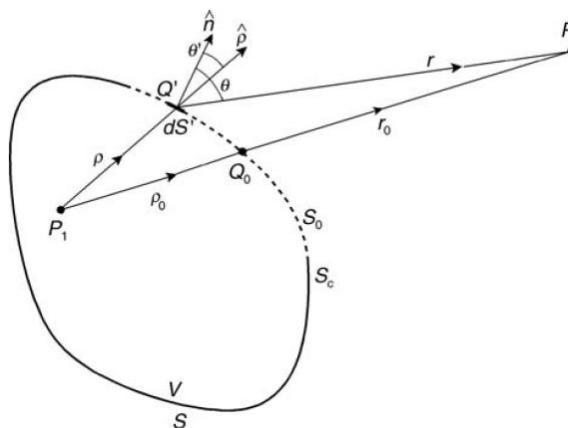


Σχήμα 55: Αρχή Huygens-Fresnel

Ο Kirchhoff διατύπωσε την παρακάτω μαθηματική έκφραση 4.8 [10], όπου εκφράζεται η αρχή Huygens-Fresnel και παρέχει καλά ποσοτικά αποτελέσματα αν και αμελεί τα αποτελέσματα της πόλωσης.

$$E(P) = \frac{j}{2\lambda} \int_{S_0} \int E_i(Q') \frac{\exp(-jkr)}{r} [\cos(\theta') + \cos(\theta)] dS' \quad (4.8)$$

Υποθέτουμε μια κλειστή επιφάνεια S , η οποία περιβάλλει μια πηγή ακτινοβολίας P_1 (σχήμα 56). Αυτή η επιφάνεια έχει ένα άνοιγμα, S_0 , έτσι ώστε η ακτινοβολία να βγαίνει από την εσωκλειόμενη περιοχή. Ενδιαφερόμαστε για τον καθορισμό της ισχύς του πεδίου που φθάνει στο ένα σημείο παρατήρησης P .



Σχήμα 56: Γεωμετρία της μαθηματικής έκφρασης του Kirchhoff

Η επίλυση απλών αλλά ταυτόχρονα σημαντικών προβλημάτων περίθλασης πραγματοποιείται με την βοήθεια δύο μαθηματικών εργαλείων όπως το ημίτονο και το συνημίτονο του Fresnel. Αρχικά ορίζουμε δύο αδιάστατες μεταβλητές u και v οι οποίες εξαρτώνται από το μήκος κύματος λ , τις θέσεις της πηγής P_1 , του σημείου παρατήρησης P και ένα σημείο της οπής Q' . Οι σχέσεις 4.9 μας δίνουν τις αδιάστατες μεταβλητές:

$$u = \sqrt{2} \frac{x' - x_0}{R_1} \quad \text{και} \quad v = \sqrt{2} \frac{y' - y_0}{R_1} \quad (4.9)$$

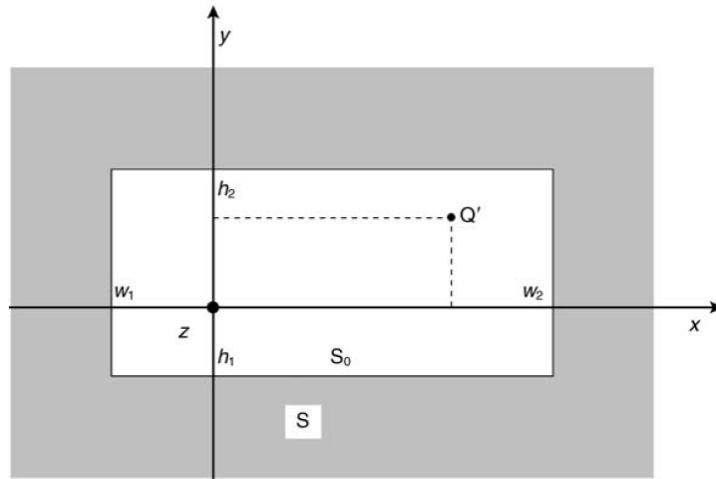
Τα x' και y' αποτελούν σημεία της οπής και τα σημεία x_0 και y_0 είναι οι συντεταγμένες του σημείου Q_0 το οποίο είναι συγγραμμικό με τα P_1 και P στην άπειρη επιφάνεια που περιλαμβάνει την οπή. Η παράμετρος R_1 αποτελεί την πρώτη ζώνη Fresnel και δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$R_1 = \sqrt{\lambda F_e} = \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (4.10)$$

Με αυτές τις μεταβλητές η οπή $S_0(x', y')$ μετασχηματίζεται σε ένα καινούργιο πεδίο τιμών $A_0(u, v)$ και επομένως η 4.8 τροποποιείται ακολούθως:

$$E(P) = \frac{j}{2} E_0(P) \int_{A_0} \exp \left[-j \frac{\pi}{2} (u^2 + v^2) \right] dudv = E_0(P) F_d(u, v) \quad (4.11)$$

Ας θεωρήσουμε το παράδειγμα μιας ορθογώνιας οπής του σχήματος 57 με διαστάσεις $w_1 \leq x' \leq w_2$ και $h_1 \leq y' \leq h_2$ σε μία άπειρη επιφάνεια.



Σχήμα 57: Παράδειγμα ορθογώνιας οπής σε άπειρη επιφάνεια

Με βάση τους παραπάνω ορισμούς προκύπτουν τα παρακάτω:

$$u_1 = \sqrt{2} \frac{w_1 - x_0}{R_1}, \quad u_2 = \sqrt{2} \frac{w_2 - x_0}{R_1}, \quad v_1 = \sqrt{2} \frac{h_1 - y_0}{R_1} \quad \text{και} \quad v_2 = \sqrt{2} \frac{h_2 - y_0}{R_1} \quad (4.12)$$

Στο παράδειγμα αυτό οι μεταβλητές είναι αμοιβαία ανεξάρτητες αυτό σημαίνει ότι μπορούν να διαχωριστούν και επομένως να προκύψει η ακόλουθη μαθηματική έκφραση:

$$F_d(u, v) = \frac{j}{2} \int_{u_1}^{u_2} \exp\left(-j\frac{\pi}{2}u^2\right) du \int_{v_1}^{v_2} \exp\left(-j\frac{\pi}{2}v^2\right) dv = F_d(u)F_d(v) \quad (4.13)$$

Όπου

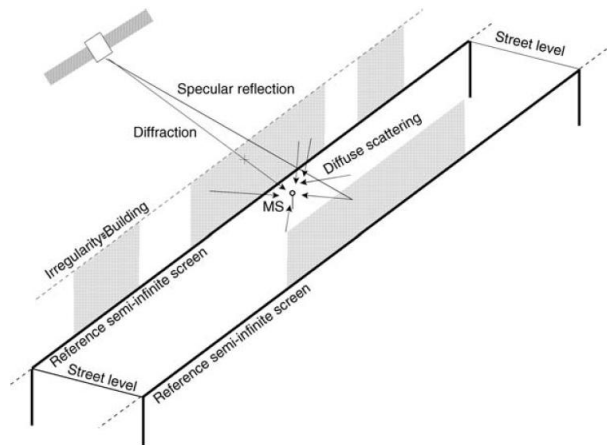
$$F_d(u) = \frac{j}{2} \int_{u_1}^{u_2} \exp\left(-j\frac{\pi}{2}u^2\right) du = [C(u_2) - jS(u_2)] - [C(u_1) - jS(u_1)]$$

$$F_d(v) = \frac{j}{2} \int_{v_1}^{v_2} \exp\left(-j\frac{\pi}{2}v^2\right) dv = [C(v_2) - jS(v_2)] - [C(v_1) - jS(v_1)]$$

με C και S αναπαριστώνται αντίστοιχα οι συναρτήσεις συνημίτονου και ημίτονου Fresnel οι οποίες μπορούν να υπολογιστούν εύκολα μέσω MATLAB και δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$C(\tau_i) = \int_0^{\tau_i} \cos\left(\frac{\pi}{2}\tau^2\right) d\tau \quad \text{και} \quad S(\tau_i) = \int_0^{\tau_i} \sin\left(\frac{\pi}{2}\tau^2\right) d\tau \quad (4.14)$$

Στο σχήμα 58 παρουσιάζεται το σενάριο προσομοίωσης όπου έχουμε τον χρήστη σε μια οδό μιας εικονικής πόλης και δέχεται το σήμα λήψης μέσω φαινομένων ανάκλασης και περίθλασης.

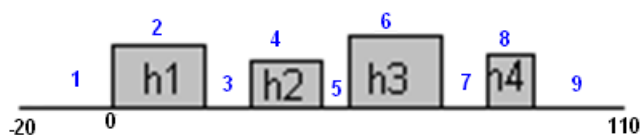


Σχήμα 58: Σενάριο προσομοίωσης

Τα δεδομένα σε αυτήν την μέθοδο μπορεί να είναι είτε πραγματικά, βασισμένα σε συγκεκριμένο σχεδιάγραμμα οικοδόμησης, είτε σε ένα τυχαία παραγόμενο σενάριο χρησιμοποιώντας μετρημένες κατανομές οικοδόμησης μεγεθών: εικονική πόλη [11] ή φυσική στατιστική προσέγγιση [12]. Όσο αφορά τα επίπεδα ισχύς του σήματος πολυδιάδοσης αυτά μπορεί να προκύψουν από πειραματικές μετρήσεις ή εναλλακτικά από πρότυπα μοντέλα σκέδασης τραχειών επιφανειών [13].

Στη συγκεκριμένη προσομοίωση θεωρούμε τέσσερα κτίρια με γνωστές διαστάσεις πλάτους (x_i) και ύψους (h_i). Σε αντίθεση με την προηγούμενη προσομοίωση (4.3§) τα κτίρια δεν είναι το ένα δίπλα στο άλλο. Ο πίνακας BuildingOutline περιέχει τις διαστάσεις του δρόμου όπου είναι τα κτίρια και θέλουμε να υπολογίσουμε τις επιδράσεις της περιθλασης. Στην παρακάτω προσομοίωση δεν λαμβάνουμε για λόγους απλότητας τις επιδράσεις των κατοπτρικών ανακλάσεων λόγω παρουσίας κτιρίων στην αντίθετη πλευρά του δρόμου καθώς ο συντελεστής ανάκλασης της κυκλικής πόλωσης μπορεί να μεταβληθεί αν ξεπεραστεί η γωνία Brewster.

Με βάση την γωνία ανύψωσης και το αζιμούθιο του δορυφόρου που είναι 30° και 0° αντίστοιχα υπολογίζουμε το σημείο διατομής της δορυφορικής ακτίνας με την επιφάνεια δηλαδή τα μεγέθη x_{0a} ¹⁹, y_{0a} και d_{2a} όπου με βάση το d_{2a} υπολογίζουμε την πρώτη ζώνη Fresnel R_{1a} . Για τον υπολογισμό της κανονικοποιημένη ισχύς του πεδίου $Fd(u,v)$ πρέπει να καθοριστούν τα όρια των συναρτήσεων του ημιτόνου και του συνημίτονου Fresnel. Για το σκοπό αυτό χωρίσαμε την περιοχή ολοκλήρωσης σε μικρότερες για τον ευκολότερο υπολογισμό του ολοκληρώματος.



Σχήμα 59: Διάγραμμα δόμησης

Στο σχήμα 59 παρατηρούμε το διάγραμμα δόμησης όπου ο δρόμος αρχίζει από την συνεταγμένη -20 και τελειώνει στην συνεταγμένη 110. Στο Παράρτημα του κεφαλαίου

¹⁹ Το x_{0a} εξαρτάται από την μεταβλητή x_{Rx} που παίρνει τιμές από -20 έως 110 με βήμα $step_{xRx}$ το οποίο είναι ένα ποσοστό του μήκους κύματος (λ/F).

υπάρχει ο κώδικας της προσομοίωσης και ταυτόχρονα τα δεδομένα του διαγράμματος δόμησης.

Στον πίνακα 15 έχουμε εισάγει τις συντεταγμένες των κτιρίων.

ΠΙΝΑΚΑΣ 15 Συντεταγμένες κτιρίων

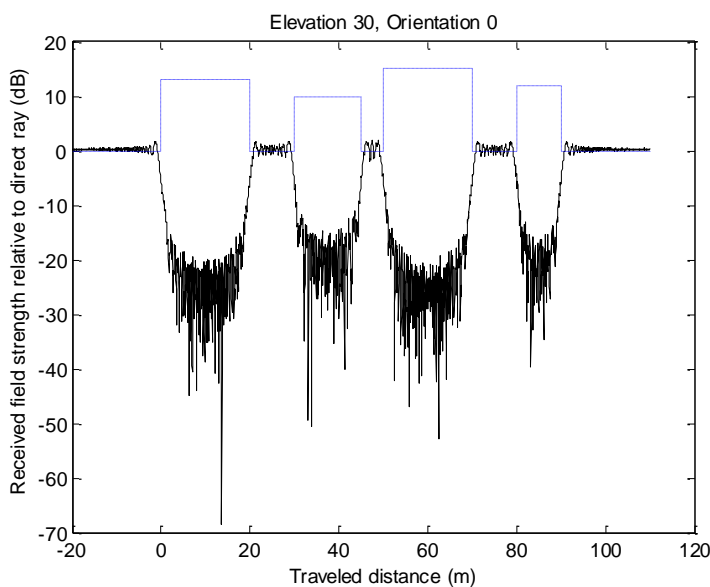
Κτίριο	H1	H2	H3	H4
Αρχή του κτιρίου (m)	0	30	50	80
Αρχή του κτιρίου (m)	20	45	70	90
Ύψος κτιρίου (m)	13	10	15	12

Ο συνολικός υπολογισμός του ολοκληρώματος πραγματοποιήθηκε με διαχωρισμό της περιοχής σε 9 μικρότερες περιοχές όπως διαφαίνεται στο σχήμα 59. Τα όρια των συναρτήσεων Fresnel ημιτόνου και συνημίτονου για την κάθε περιοχή αποτυπώνονται στο πίνακα 16.

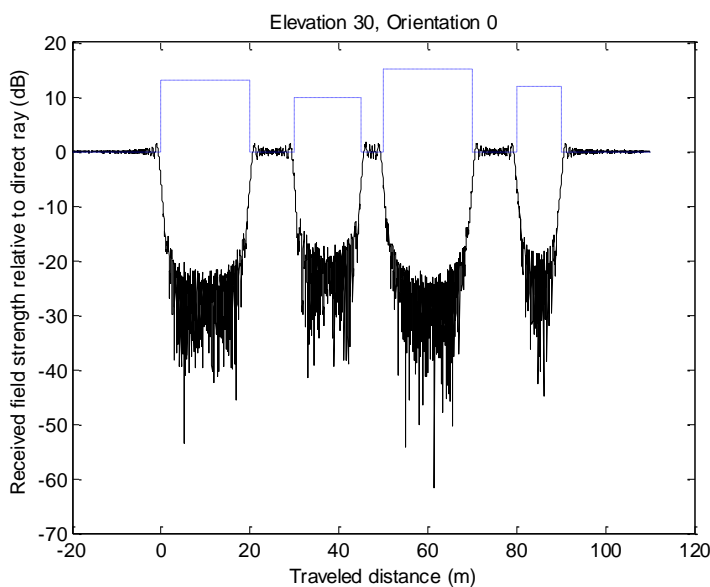
ΠΙΝΑΚΑΣ 16: Όρια συναρτήσεων Fresnel ημιτόνου και συνημίτονου

Περιοχή	Κάθετο άξονα	Οριζόντιο άξονα
-20..0	$\sqrt{2} \frac{0-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$-\infty$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_1-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
0..20	$\sqrt{2} \frac{h_{B1}-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_1-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_2-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
20..30	$\sqrt{2} \frac{0-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_2-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_3-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
30..45	$\sqrt{2} \frac{h_{B2}-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_3-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_4-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
45..50	$\sqrt{2} \frac{0-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_4-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_5-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
50..70	$\sqrt{2} \frac{h_{B3}-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_5-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_6-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
70..80	$\sqrt{2} \frac{0-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_6-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_7-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
80..90	$\sqrt{2} \frac{h_{B4}-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_7-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και $\sqrt{2} \frac{\chi_8-\chi_{0a}}{R_{1a}}$
90..110	$\sqrt{2} \frac{0-y_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞	$\sqrt{2} \frac{\chi_8-\chi_{0a}}{R_{1a}}$ και ∞

Στην προσομοίωση θεωρήσαμε ότι ο δέκτης κινείται με ταχύτητα 10 m/sec, δειγματολογούμε το μήκος κύματος λ με $F=4$ και η προσομοίωση έτρεξε για συχνότητες $f=1,5$ και $2,5$ GHz. Τα σχήματα 60 και 61 παρουσιάζουν τα αποτελέσματα της περίθλασης όπου η κανονικοποιημένη ισχύς του πεδίου υπολογίστηκε μέσω της χρήσης mfun του Matlab για τον υπολογισμό των ολοκληρωμάτων του ημιτόνου και του συνημίτονου του Fresnel.

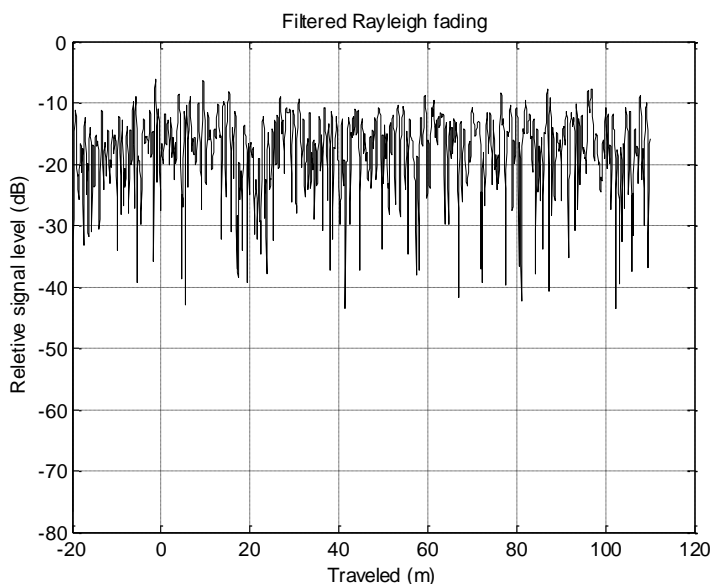


Σχήμα 60: Επίδραση περίθλασης για $f=1500$ MHz

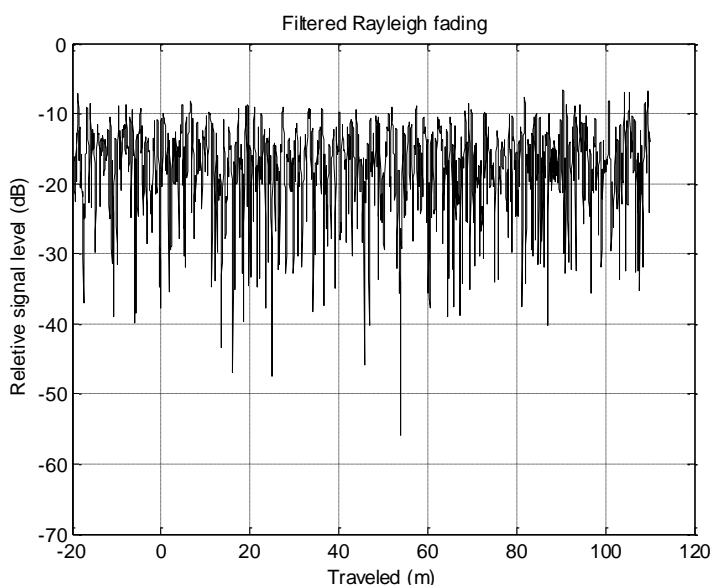


Σχήμα 61: Επίδραση περίθλασης για $f=2500$ MHz

Στην συνέχεια υπολογίσαμε την επίδραση της πολυδιάδοσης (σχήματα 62 και 63) όπου θεωρήσαμε την ίδια ισχύς πολυδιάδοσης $\sigma^2 = -15\text{dB}$ ανεξάρτητα αν έχουμε σκίαση ή όχι σε αντίθεση με τις καταστάσεις GOOD και BAD που μελετήσαμε στην παράγραφο 4.2ξ. Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφέρουμε ο κώδικας έχει κοινά στοιχεία με αυτόν της παραγράφου 4.1ξ, όπως μορφοποίηση του σήματος λόγω Doppler μέσω ενός φίλτρου Butterworth καθώς και δημιουργία της Rayleigh σειράς μέσω της βοηθητικής συνάρτησης rayleigh

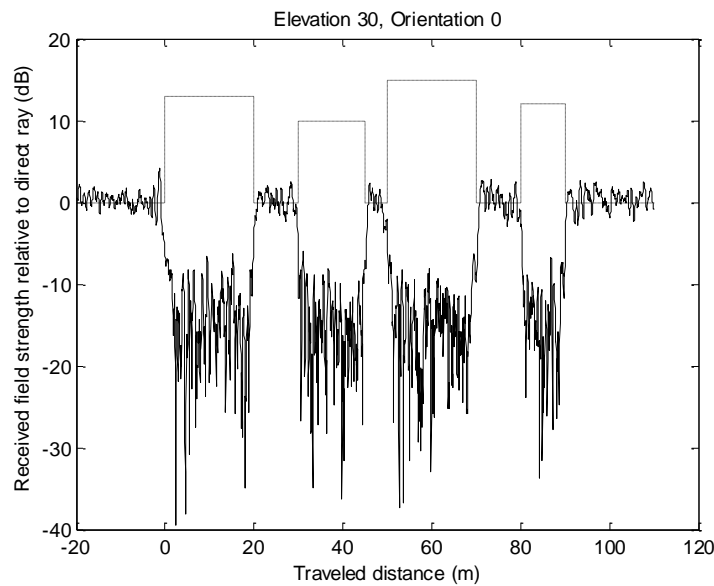


Σχήμα 62: Επίδραση πολυδιάδοσης για $f=1500\text{ MHz}$

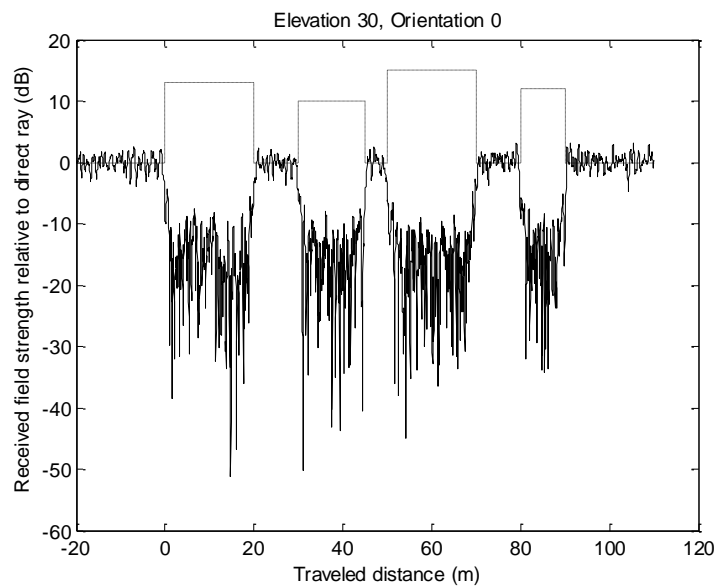


Σχήμα 63: Επίδραση πολυδιάδοσης για $f=2500\text{ MHz}$

Τα παρακάτω σχήματα 64 και 65 μας παρουσιάζουν την συνολική λαμβανόμενη κανονικοποιημένη ισχύς λόγω των επιδράσεων της περίθλασης και της πολυδιάδοσης.



Σχήμα 64: Λαμβανόμενη ισχύς για $f=1500$ MHz

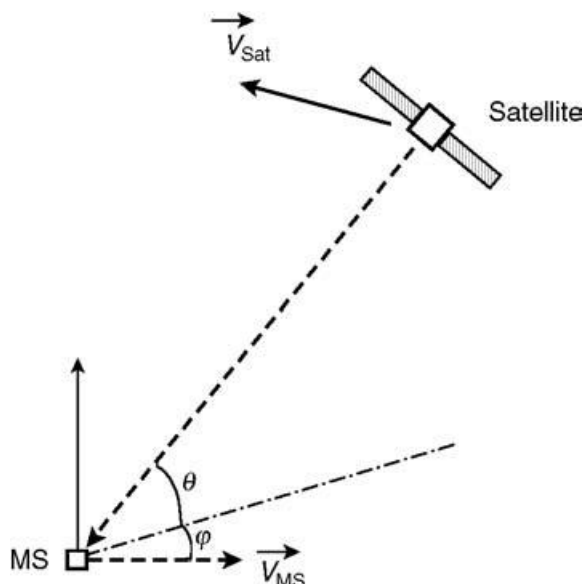


Σχήμα 65: Λαμβανόμενη ισχύς για $f=2500$ MHz

Στα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε ότι η εξασθένηση είναι εντονότερη στη δεύτερη περίπτωση, όπου χρησιμοποιούμε μεγαλύτερη συχνότητα λειτουργίας.

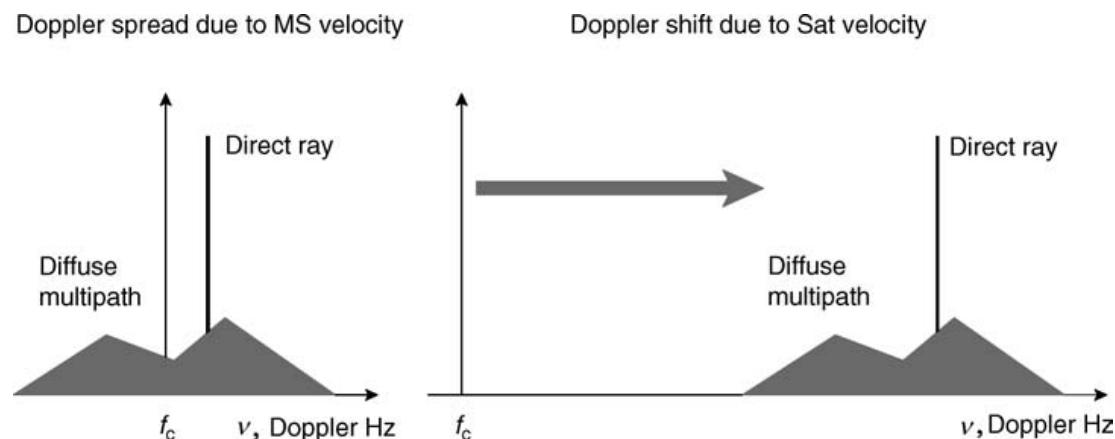
4.5 Προσομοίωση της μετατόπισης Doppler

Σε ένα κανάλι LMS δύο φαινόμενα Doppler μπορούν να παρατηρηθούν: α) η διασπορά Doppler και β) η μετατόπιση Doppler που θα προσομοιώσουμε. Η μετατόπιση Doppler είναι ένας σημαντικός παράγοντας που θα πρέπει ληφθεί υπόψη όταν χρησιμοποιούνται μη γεωσύγχρονοι δορυφόροι. Η μετατόπιση Doppler σχετίζεται την αλλαγή των σχετικών θέσεων μεταξύ των δορυφόρων και του χρήστη (σχήμα 66). Αντιθέτως η διασπορά Doppler οφείλεται λόγω της κίνησης του τερματικού στο περιβάλλον σκέδασης.



Σχήμα 66: Γεωμετρία για την επίδραση Doppler

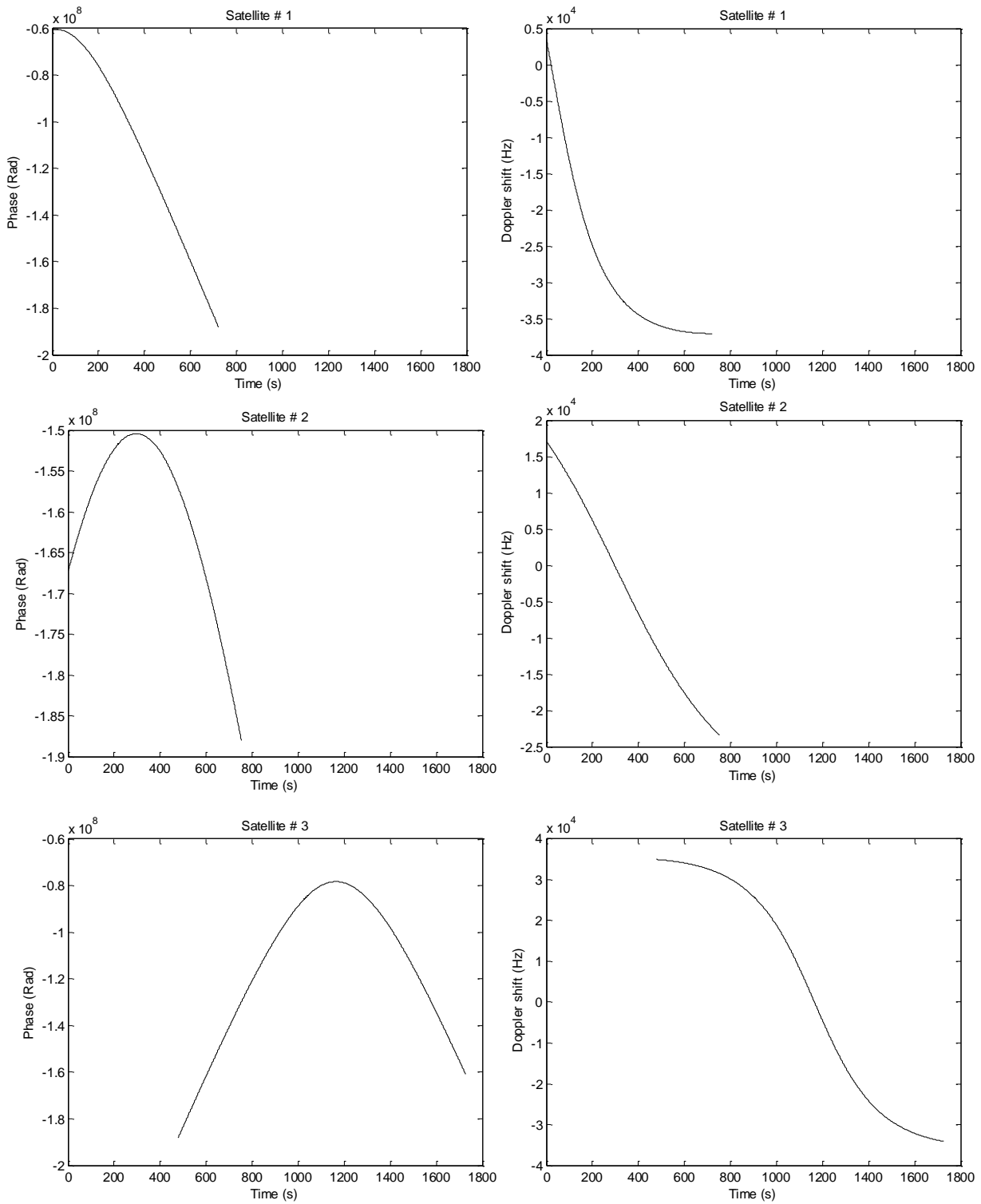
Οι μετατοπίσεις Doppler εξαιτίας της κίνησης του δορυφόρου μπορεί να αρκετές εκατοντάδες kHz και παρόλο που οι μεταβολές είναι αργές ακόμα και στις ζώνες L/S, θα πρέπει να ανιχνευθούν και να διορθωθούν στον δέκτη. Το σχήμα 67 παρουσιάζει και τις δύο έννοιες Doppler.



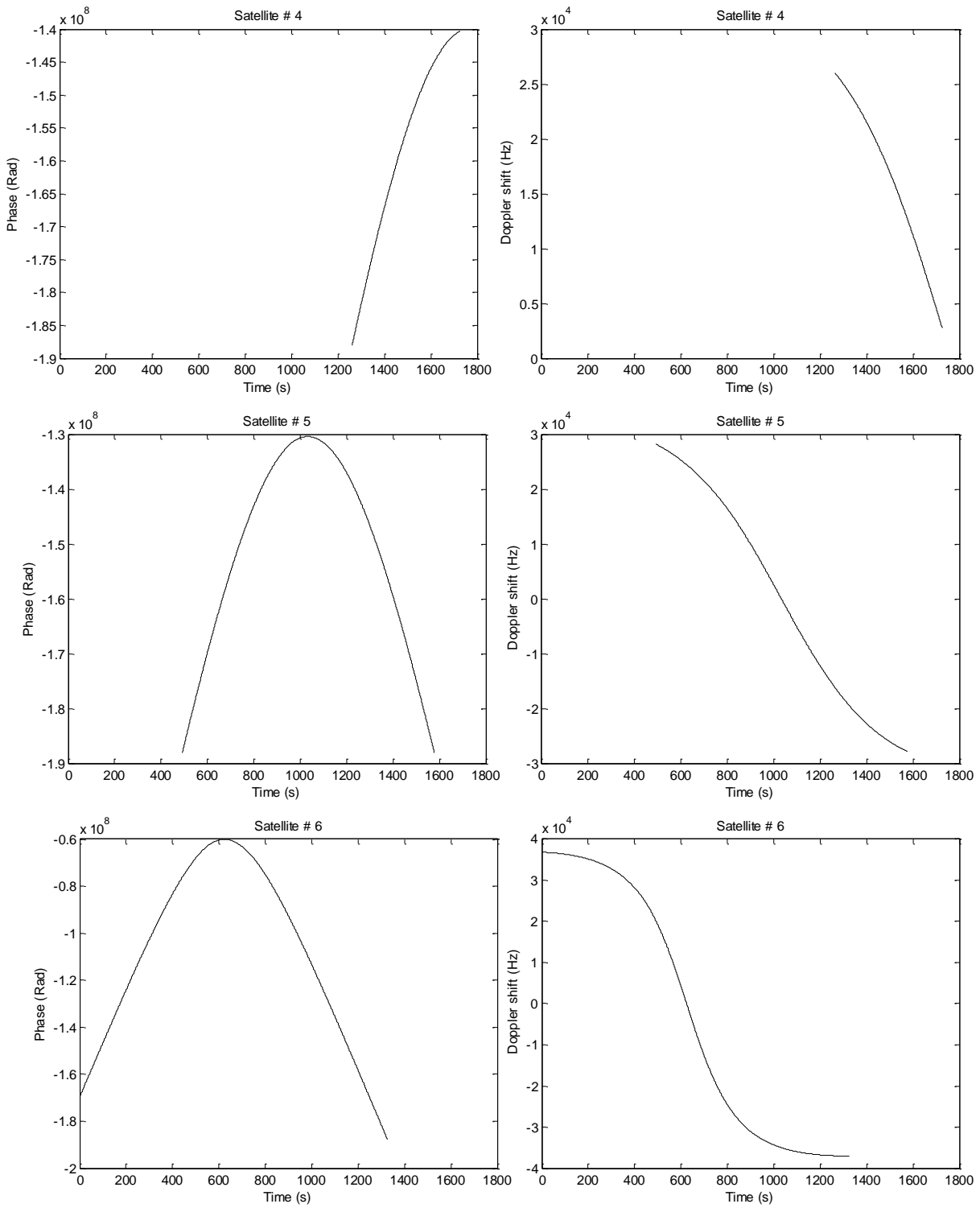
Σχήμα 67: Επιδράσεις Doppler

Στην προσομοίωση χρησιμοποιούμε το αρχείο newSatMatrix το οποίο περιέχει τις θέσεις των δέκα δορυφόρων ανά δευτερόλεπτο και περιλαμβάνει για κάθε θέση την γωνία ανύψωσης, το αζιμούθιο και την απόσταση. Η συχνότητα φέροντος είναι 2 GHz και ο υπολογισμός της φάσης γίνεται με βάση τη σχέση $\varphi(t) = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) dt$. Επομένως η μετατόπιση δίνεται από την σχέση $f_D = \frac{\Delta\varphi(t)}{2\pi\Delta t}$. Ο πίνακας SatPhases περιέχει την φάση $\varphi(t)$ και με την βοήθεια της συνάρτησης diff του Matlab υπολογίζεται η μετατόπιση Doppler.

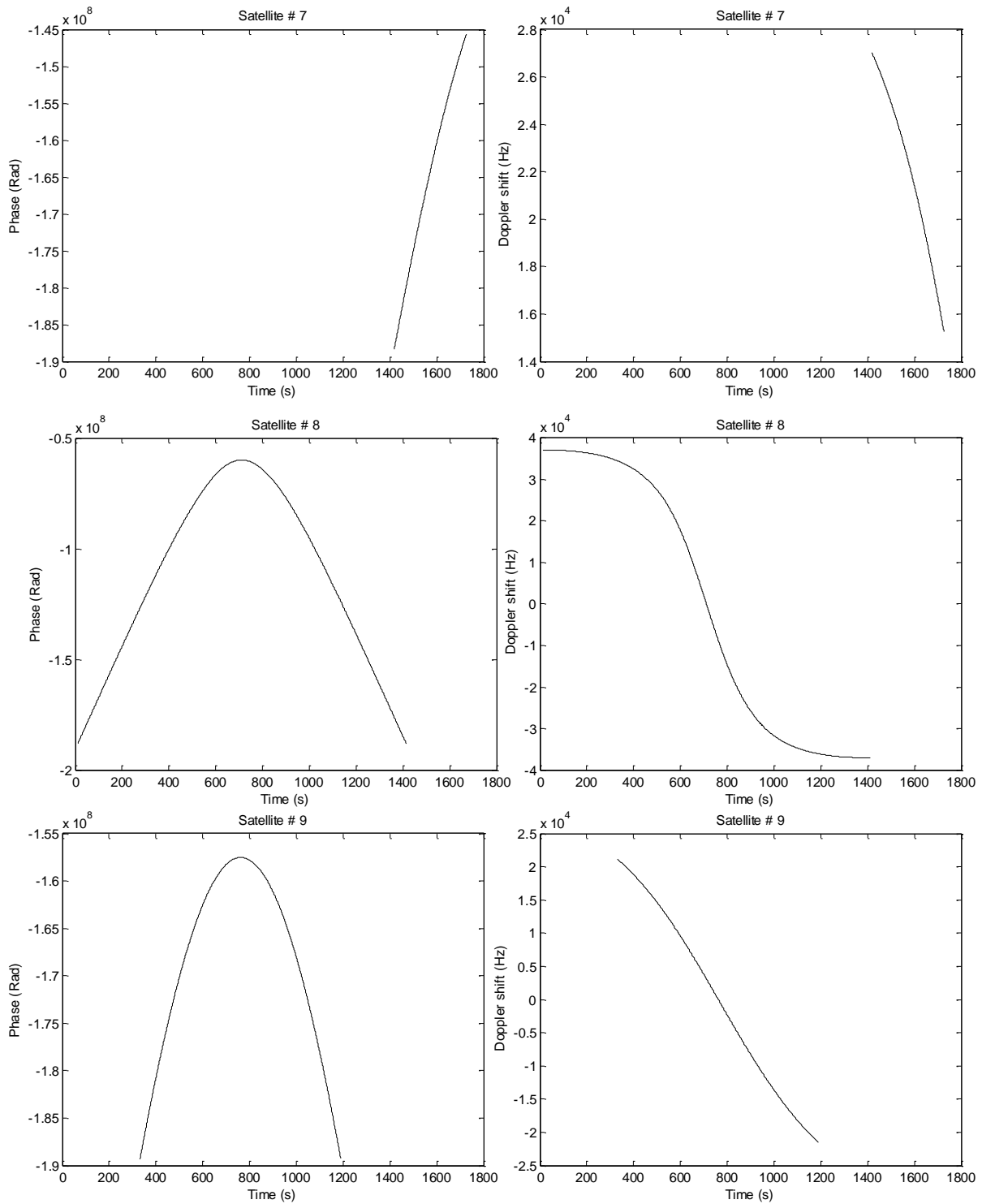
Τα σχήματα 68 έως 71 παρουσιάζουν την φάση και την μετατόπιση Doppler για το κάθε δορυφόρο ξεχωριστά.



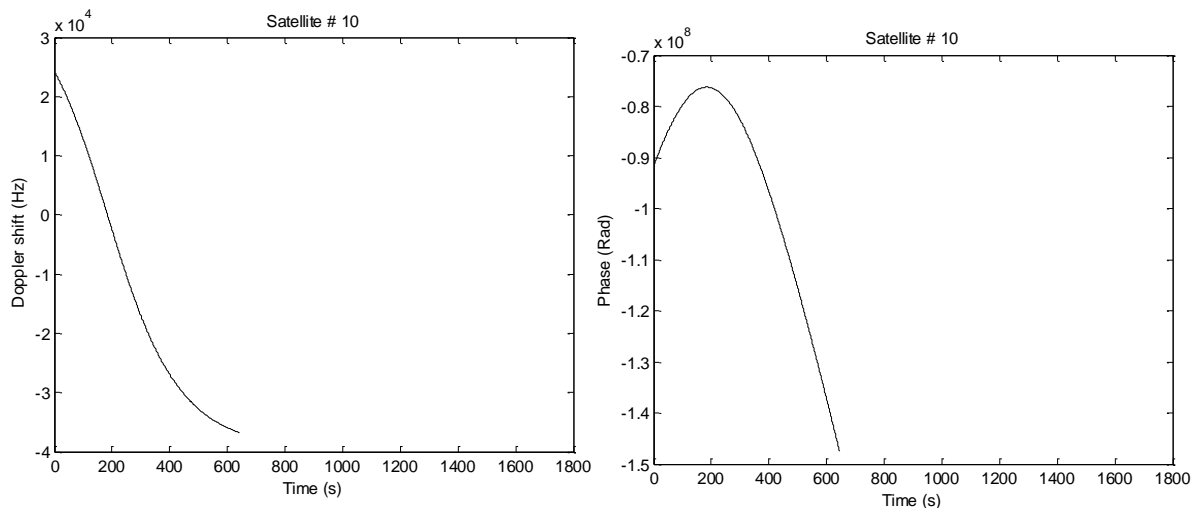
Σχήμα 68: Φάση και μετατόπιση Doppler για τους δορυφόρους 1-3



Σχήμα 69: Φάση και μετατόπιση Doppler για τους δορυφόρους 4-6



Σχήμα 70: Φάση και μετατόπιση Doppler για τους δορυφόρους 7-9



Σχήμα 71: Φάση και μετατόπιση Doppler για τον δορυφόρο 10

Στα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε ότι την μεγαλύτερη μετατόπιση Doppler την παρατηρούμε κατά την κίνηση του δορυφόρου 6 και 8 όπου πλησιάζει τα ± 40 kHz.

4.6 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο εξοικειωθήκαμε με συγκεκριμένα ζητήματα του καναλιού LMS. Παρουσιάσαμε εναλλακτικούς τρόπους δημιουργίας χρονικών σειρών, χρησιμοποιώντας μια στατιστική προσέγγιση βασισμένη στις αλυσίδες του Markov, και μια μικτή στατιστική – αιτιοκρατική προσέγγιση μέσω της μελέτης μιας εικονική πόλης. Επιπλέον, μελετήσαμε την διαθεσιμότητα που προσφέρει η χρησιμοποίηση ενός αστερισμού δορυφόρων καθώς επίσης υπολογίσαμε και την μετατόπιση Doppler που προκαλείται από τους μη γεωσύγχρονους δορυφόρους.

4.7 Αναφορές

- [1] C. Loo. A statistical model for land mobile satellite link. IEEE Trans. Vehic. Tech., 34, 1985, 122–127.
- [2] E. Lutz, D.M. Dippold, F. Dolainsky & W. Papke. The land mobile satellite communications channel –Recording, statistics and channel model. IEEE Trans. Vehic. Tech., 40, 1991, 375–386.
- [3] B. Vucetic & J. Du. Channel model and simulation in satellite mobile communication systems. IEEE Trans.Vehic. Tech., VT-34, 1985, 122–127.
- [4] F.P. Fontan, M. Vazquez-Castro, C. Enjamio, J. Pita Garcí'a & E. Kubista. Statistical modeling of the LMS channel. IEEE Trans. Vehic. Tech., 50, 2001, 1549–1567.
- [5] H. Suzuki. A statistical model for urban radio propagation. IEEE Trans. Comm., 25(7), 1979, 213–225.
- [6] G.E. Corazza & F. Vatalaro. A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems. IEEE Trans. Vehic. Tech., 43, 1994, 738–742.
- [7] L.E. Bra°ten & T. Tjelta. Semi-Markov multistate modeling of the land mobile propagation channel for geostationary satellites. IEEE Trans. Antennas Propag., 50(12), 2002, 1795–1802.
- [8] R. Akturan &W. Vogel. Photogrammetric mobile satellite service prediction. Electronic Lett., 31(3), 1996, 165–166.
- [9] J.D. Parsons. The Mobile Radio Propagation Channel, 2nd edition. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK,2000.
- [10] H.D. Hristov. Fresnel Zones in Wireless Links, Zone Plate Lenses and Antennas. Artech House, 2000.
- [11] Y. Karasawa, K. Minamisoto & T.Matsudo. Propagation channel model for personal mobile satellite systems, PIERS'94 Conference, Noordwijk, The Netherlands.
- [12] S.R. Saunders. Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems, Chapter 9, JohnWiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, 1999.
- [13] P. Beckman & A. Spizzichino. The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces, Macmillan, New York, 1963.
- [14] F. Perez Fontan and P. Marino Espineira. Modeling the Wireless Propagation ChannelA Simulation Approach with MATLAB.

4.8 Παράρτημα

A) Κώδικας μοντέλου Markov δύο σταδίων

```

%
%
%
=====
clear
close all
clc
%
=====
fMHz=1500;           % frequency in MHz
LFrame=1;           % min duration of one state in m

RouteLength=100;    % Simulated route length in m
lambdac=300/fMHz;   % wavelength in m
F=6;                % Sampling fraction of wavelength
%
=====
sigmaRayl=0.2;      % Sigma Rayleigh
sigmaRice=0.15      % Sigma Rice
aR=1;               % a Rice
ds=lambdac/F;       % sampling spacing

InterpRate=round(LFrame/ds);
ds=LFrame/InterpRate % change slightly ds so that LFrame is a multiple
of the new ds

%
=====
%
fs=1/ds;            % sampling frequency in cycles/m

% ===== Butterworth filter parameters =====
Wp=0.09;
Ws=0.16;
Rp=3; %dB
Rs=50; %dB

%
=====
% Markov channel parameters
P=[0.90  0.10
   0.10  0.90];

%
=====

CurrentState=1;
StateSeries=[CurrentState];
d_axis=[0];
SigmaSeries=[sigmaRice];           % because CurrentState = 1

NoDraws=round(RouteLength/LFrame);

for ii=1:NoDraws

```

```

drawState=rand(1,1);
if CurrentState ==1,
    if drawState<=P(1,1),
        StateSeries=[StateSeries; 1];
        SigmaSeries=[SigmaSeries; sigmaRice];
        d_axis=[d_axis; ii];
        CurrentState=1;
    else
        StateSeries=[StateSeries; 0];
        d_axis=[d_axis; ii];
        SigmaSeries=[SigmaSeries; sigmaRayl];
        CurrentState=0;
    end
else
    if drawState<=P(2,1),
        StateSeries=[StateSeries; 1];
        SigmaSeries=[SigmaSeries; sigmaRice];
        d_axis=[d_axis; ii];
        CurrentState=1;
    else
        StateSeries=[StateSeries; 0];
        SigmaSeries=[SigmaSeries; sigmaRayl];
        d_axis=[d_axis; ii];
        CurrentState=0;
    end
end
end
d_axis=d_axis*LFrame; % convert axis from samples to meters

% figure,plot(d_axis,StateSeries)
% aa=axis;
% axis([aa(1) aa(2) -0.5 1.5])

% figure,plot(d_axis,SigmaSeries)

%
=====

% Change sampling rate to fraction F of the wavelength

InterpStateSeries=[];
InterpSigmaSeries=[];
for ii=1:length(StateSeries)
    if StateSeries(ii)==0,
        InterpStateSeries=[InterpStateSeries; StateSeries(ii);
zeros(InterpRate-1,1)];
        InterpSigmaSeries=[InterpSigmaSeries;
ones(InterpRate,1)*sigmaRayl];
    else
        InterpStateSeries=[InterpStateSeries; StateSeries(ii);
ones(InterpRate-1,1)];
        InterpSigmaSeries=[InterpSigmaSeries;
ones(InterpRate,1)*sigmaRice];
    end
end
end

d_axisInterp=[0:length(InterpStateSeries)-1]*ds;
figure,plot(d_axisInterp,InterpStateSeries,'k')
aa=axis;
axis([aa(1) aa(2) -0.5 1.5])

```

```

xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('State series')

figure,plot(d_axisInterp,InterpSigmaSeries,'k')
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Sigma. Multipath parameter')
aa=axis;
axis([aa(1) aa(2) 0.0 0.5])

% Running mean low-pass filtering
=====

lengthwindow=InterpRate;          % Samples per state frame
averagingwindow=ones(lengthwindow,1)/lengthwindow;
FiltInterpStateSeries=conv(averagingwindow,InterpStateSeries);
FiltInterpSigmaSeries=conv(averagingwindow,InterpSigmaSeries);

FiltInterpStateSeries=FiltInterpStateSeries(lengthwindow:end); %
discard samples after convolution
FiltInterpSigmaSeries=FiltInterpSigmaSeries(lengthwindow:end); %
discard samples after convolution

figure, plot(d_axisInterp,FiltInterpStateSeries,'k')
aa=axis;
axis([aa(1) aa(2) -0.5 1.5])
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('State series')

figure, plot(d_axisInterp,FiltInterpSigmaSeries,'k')
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Sigma. Multipath parameter')

%
=====
% GENERATE FAST VARIATIONS

r=rayleigh(FiltInterpSigmaSeries,length(FiltInterpStateSeries));

% ===== Filtered Rayleigh series =====

[rFilt, B, A]=filtersignal(r,Wp,Ws,Rp,Rs);
[H, fre]=freqz(B,A,512,fs);          % For computing the filter's gain
% Calculation of filter gain
[h,T]=impz(B,A);
gainF=sqrt(sum(h.^2));
rFilt=rFilt/gainF;
% .....go on .....

figure,plot(d_axisInterp,20*log10(abs(rFilt)),'k')
aa=axis;
axis([aa(1) aa(2) -50 10])
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Multipath signal level (dB)')

% ===== Filter response =====

```

```
[H, fre]=freqz(B,A,512,fs);

figure, plot(fre,20*log10(abs(H)), 'k')
xlabel('Frequency (Cycles/m)')
ylabel('Magnitude of filter response (dB)')
auxx=axis;
axis([0 fs/2 auxx(3) 0])
grid

%
=====
TotalSeries=abs(FiltInterpStateSeries+r);
figure,plot(d_axisInterp,TotalSeries, 'k')
aa=axis;
axis([aa(1) aa(2) -0.5 1.5])
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Overall signal (lin. units)')

figure,plot(d_axisInterp,20*log10(TotalSeries), 'k')
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Overall signal level (dB)')
```

Συμπληρωματικός κώδικας μοντέλου Markov δύο σταδίων

```
function [r]=rayleigh(sigma,NSamples)
% generates a Rayleigh time series of length NSamples and modal value sigma

ii=randn(NSamples,1).*sigma;
qq=randn(NSamples,1).*sigma;
r=ii+j*qq;

function [rout,B,A]=filtersignal(rin,Wp,Ws,Rp,Rs)
[N,Wn]=buttord(Wp,Ws,Rp,Rs)
[B,A]=butter(N,Wn);
rout=filter(B,A,rin);
```

B) Κώδικας μοντέλου κάλυψης με αστερισμό δορυφόρων

```

%
%
=====
clear
close all
clc
%
=====
fMHz=2000;    % frequency in MHz

BldHeight=10; % building heights in m
StWidth=15;   % Street Width in m
Dy=3;        % Separation from center of street in m
hR=1.5;      % MS antenna height in m
%
=====

MKA=atan2(BldHeight/(StWidth-Dy));
message='Masking angle : '
disp([message num2str(MKA) ' degree'])

%
=====

load newSatMatrix

%
=====

[a,b]=size(newSatMatrix);
NoSats=b/3;

SatConnections=zeros(a,NoSats);

for ii=1:NoSats    % go through all satellites
    for jj=1:a     % go through all time instants
        if newSatMatrix(jj,1+3*(ii-1))> 0,    % coverage is possible
            only for elevations > 0 deg

                if newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))>= 0 &
newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))<= 90
                    % 1st quadrant
                    elev=newSatMatrix(jj,1+3*(ii-1));
                    azim=newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1));
                    hSat=(StWidth-Dy)/cosd(azim)*tand(elev)+hR;
                    if hSat > BldHeight,
                        SatConnections(jj,ii)=1;
                    else
                        SatConnections(jj,ii)=0;
                    end
                end
            end
        end
    end
end
% end of 1st quadrant

        if newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))> 90 &
newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))<= 180
            % 2nd quadrant
            elev=newSatMatrix(jj,1+3*(ii-1));

```

```

        azim=180-newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1));
        hSat=(StWidth+Dy)/cosd(azim)*tand(elev)+hR;
        if hSat > BldHeight,
            SatConnections(jj,ii)=1;
        else
            SatConnections(jj,ii)=0;
        end
    end % end of 2nd quadrant

    if newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))> 180 &
newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))< 270
        % 3rd quadrant
        elev=newSatMatrix(jj,1+3*(ii-1));
        azim=newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))-180;
        hSat=(StWidth+Dy)/cosd(azim)*tand(elev)+hR;
        if hSat > BldHeight,
            SatConnections(jj,ii)=1;
        else
            SatConnections(jj,ii)=0;
        end
    end % end of 3rd quadrant

    if newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))>= 270 &
newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1))< 360
        % 4th quadrant
        elev=newSatMatrix(jj,1+3*(ii-1));
        azim=360-newSatMatrix(jj,2+3*(ii-1));
        hSat=(StWidth-Dy)/cosd(azim)*tand(elev)+hR;
        if hSat > BldHeight,
            SatConnections(jj,ii)=1;
        else
            SatConnections(jj,ii)=0;
        end
    end % end of 4th quadrant

    else
        SatConnections(jj,ii)=0; % no coverage elev < 0
    end
end % end of jj for (time)
end % end of ii for (sats)

for ii=1:NoSats
    figure,plot(SatConnections(:,ii)*90,'k')
    hold
    plot(newSatMatrix(:,1+3*(ii-1)),'k:')
    title(['Satellite # ' num2str(ii)])
    xlabel('time (s)')
    ylabel('Sat. elevation (degree) / ON-OFF coverage')
    axis([1 a -0.5 100])
    figure,plot(newSatMatrix(:,2+3*(ii-1)),'k:')
    hold
    plot(SatConnections(:,ii)*90,'k')
    title(['Satellite # ' num2str(ii)])
    xlabel('time (s)')
    ylabel('Sat. azimuth (degree)')
end

figure, hold on

```

```
for ii=1:NoSats
    plot(SatConnections(:,ii))
    axis([1 a -0.5 1.5])
end
xlabel('time (s)')
ylabel('ON-OFF coverage')

figure, pcolor(SatConnections')
ylabel('satellite #')
xlabel('time (s)')
title('Satellite availabilities v. time')
shading flat
```


Γ) Κώδικας μοντέλου διάδοσης LMS καναλιών σε εικονική πόλη

```

%
%
% INITIALIZE
=====

close all
clear

% INPUT PARAMETERS =====

fMHz=1500;      % frequency in MHz
avPower=-15;   % sigma^2 diffuse multipath power rel to LOS in dB
V= 10;         % MS speed in m/s
F= 4;         % sampling fraction of wavelength

% ===== Butterworth filter parameters =====
Wp=0.1;
Ws=0.3;
Rp=3; %dB
Rs=40; %dB

% SECONDARY PARAMETERS =====

f=fMHz*1e6;
lambdac=300/fMHz;
kc=2*pi/lambdac;
sigma=sqrt(0.5*10.^(avPower/10)); % Rayleigh parameter

stepxRx=lambdac/F; % sampling spacing in mobile route
ts=stepxRx/V;      % sample time spacing
fs=1/ts;           % sampling frequency

% GEOMETRIC INPUTS =====

elev_a=30; % elevation (deg)
azim_a=0;  % azimuth (deg)

D=10; % distance from MS to building
hRx=1.5; % MS antenna hieght

% buldings

hB1=13; % bulding height (m)
x1=0; % beginning of building
x2=20; % end of building

hB2=10; % bulding 2 height (m)
x3=30; % beginning of building 2
x4=45; % end of building 2

hB3=15; % bulding 3 height (m)
x5=50; % beginning of building 3
x6=70; % end of building 3

hB4=12; % bulding 4 height (m)

```

```

x7=80;           % beginning of building 4
x8=90;           % end of building 4

% mobile route
=====

xRx=[-20:stepxRx:110];

% Building outline

BuidlingOutline=[min(xRx),0; x1,0; x1,hB1; x2,hB1; x2,0; ...
                 x3,0; x3,hB2; x4,hB2; x4,0; x5,0; x5,hB3; x6,hB3; x6,0; ...
                 x7,0; x7,hB4; x8,hB4; x8,0; max(xRx),0];

% Intersection point of ray with screen =====

x0a=D*tand(azim_a)+xRx;
y0a=D*tand(elev_a)/cosd(azim_a)+hRx;
d2a=(y0a-hRx)/sind(elev_a);

% Fresnel radius

R1a=sqrt(lambdac*abs(d2a));

% Integration limits
=====

% vertical
% link a
v11a=sqrt(2)*(0-y0a)/R1a;
v21a=inf;

v12a=sqrt(2)*(hB1-y0a)/R1a;
v22a=inf;

v13a=sqrt(2)*(0-y0a)/R1a;
v23a=inf;

v14a=sqrt(2)*(hB2-y0a)/R1a;
v24a=inf;

v15a=sqrt(2)*(0-y0a)/R1a;
v25a=inf;

v16a=sqrt(2)*(hB3-y0a)/R1a;
v26a=inf;

v17a=sqrt(2)*(0-y0a)/R1a;
v27a=inf;

v18a=sqrt(2)*(hB4-y0a)/R1a;
v28a=inf;

v19a=sqrt(2)*(0-y0a)/R1a;
v29a=inf;

```

```

% horizontal =====

% link a
u11a=-inf;
u21a=sqrt(2)*(x1-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u21a)

u12a=sqrt(2)*(x1-x0a)/R1a;
u22a=sqrt(2)*(x2-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u12a,'r',xRx,u22a,'b')

u13a=sqrt(2)*(x2-x0a)/R1a;
u23a=sqrt(2)*(x3-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u13a,'r',xRx,u23a,'b')

u14a=sqrt(2)*(x3-x0a)/R1a;
u24a=sqrt(2)*(x4-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u14a,'r',xRx,u24a,'b')

u15a=sqrt(2)*(x4-x0a)/R1a;
u25a=sqrt(2)*(x5-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u15a,'r',xRx,u25a,'b')

u16a=sqrt(2)*(x5-x0a)/R1a;
u26a=sqrt(2)*(x6-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u16a,'r',xRx,u26a,'b')

u17a=sqrt(2)*(x6-x0a)/R1a;
u27a=sqrt(2)*(x7-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u17a,'r',xRx,u27a,'b')

u18a=sqrt(2)*(x7-x0a)/R1a;
u28a=sqrt(2)*(x8-x0a)/R1a;
% figure,plot(xRx,u18a,'r',xRx,u28a,'b')

u19a=sqrt(2)*(x8-x0a)/R1a;
u29a=inf;
% figure,plot(xRx,u19a)

% Normalized field strength =====

% link a

Enormalized_a=j/2*(...

(mfun('FresnelC',u21a)-mfun('FresnelC',u11a))-j*(mfun('FresnelS',u21
a)-mfun('FresnelS',u11a))).*...

(mfun('FresnelC',v21a)-mfun('FresnelC',v11a))-j*(mfun('FresnelS',v2
1a)-mfun('FresnelS',v11a))).*...
+...

(mfun('FresnelC',u22a)-mfun('FresnelC',u12a))-j*(mfun('FresnelS',u22
a)-mfun('FresnelS',u12a))).*...

(mfun('FresnelC',v22a)-mfun('FresnelC',v12a))-j*(mfun('FresnelS',v2
2a)-mfun('FresnelS',v12a))).*...
+...

```

```

((mfun('FresnelC',u23a)-mfun('FresnelC',u13a))-j*(mfun('FresnelS',u23
a)-mfun('FresnelS',u13a))).*...

((mfun('FresnelC',v23a)-mfun('FresnelC',v13a))-j*((mfun('FresnelS',v2
3a)-mfun('FresnelS',v13a))))...
+...

((mfun('FresnelC',u24a)-mfun('FresnelC',u14a))-j*(mfun('FresnelS',u24
a)-mfun('FresnelS',u14a))).*...

((mfun('FresnelC',v24a)-mfun('FresnelC',v14a))-j*((mfun('FresnelS',v2
4a)-mfun('FresnelS',v14a))))...
+...

((mfun('FresnelC',u25a)-mfun('FresnelC',u15a))-j*(mfun('FresnelS',u25
a)-mfun('FresnelS',u15a))).*...

((mfun('FresnelC',v25a)-mfun('FresnelC',v15a))-j*((mfun('FresnelS',v2
5a)-mfun('FresnelS',v15a))))...
+...

((mfun('FresnelC',u26a)-mfun('FresnelC',u16a))-j*(mfun('FresnelS',u26
a)-mfun('FresnelS',u16a))).*...

((mfun('FresnelC',v26a)-mfun('FresnelC',v16a))-j*((mfun('FresnelS',v2
6a)-mfun('FresnelS',v16a))))...
+...

((mfun('FresnelC',u27a)-mfun('FresnelC',u17a))-j*(mfun('FresnelS',u27
a)-mfun('FresnelS',u17a))).*...

((mfun('FresnelC',v27a)-mfun('FresnelC',v17a))-j*((mfun('FresnelS',v2
7a)-mfun('FresnelS',v17a))))...
+...

((mfun('FresnelC',u28a)-mfun('FresnelC',u18a))-j*(mfun('FresnelS',u28
a)-mfun('FresnelS',u18a))).*...

((mfun('FresnelC',v28a)-mfun('FresnelC',v18a))-j*((mfun('FresnelS',v2
8a)-mfun('FresnelS',v18a))))...
+...

((mfun('FresnelC',u29a)-mfun('FresnelC',u19a))-j*(mfun('FresnelS',u29
a)-mfun('FresnelS',u19a))).*...

((mfun('FresnelC',v29a)-mfun('FresnelC',v19a))-j*((mfun('FresnelS',v2
9a)-mfun('FresnelS',v19a))))...
);

figure,plot(xRx,20*log10(abs(Enormalized_a),'k',BuidlingOutline(:,1)
,BuidlingOutline(:,2),'y:')
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Received field strength relative to direct ray (dB)')
title(['Elevation ' num2str(elev_a) ', Orientation ' num2str(azim_a)])

figure,plot(xRx,abs(Enormalized_a),'k',BuidlingOutline(:,1),BuidlingO
utline(:,2),'k:')
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Received field strength relative to direct ray (linear units)')

```

```

title(['Elevation ' num2str(elev_a) ', Orientation ' num2str(azim_a)])

figure,plot(xRx,abs(Enormalized_a),'k')
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Received field strength relative to direct ray (linear units)')
title(['Elevation ' num2str(elev_a) ', Orientation ' num2str(azim_a)])

%
=====
% Introducing diffuse multipath

leng=length(xRx);           % length of series of diffuse multipath to
be simulated
t_axis=[0:leng-1]*ts;      % create time axis

ry=rayleigh(sigma,leng);   % FUNCION for generating a Rayleigh series
ry_mod=abs(ry);
t_axis=[0:leng-1]*ts;
figure,plot(t_axis,20*log10(ry_mod),'k')
axis([0 max(t_axis) -50 10])
xlabel('Time (s)'), ylabel('Relative signal level (dB)')
title('Rayleigh fading'),grid

% ===== Filtered Rayleigh series =====

[ryfaux, B, A]=filtersignal(ry,Wp,Ws,Rp,Rs);
[H,fre]=freqz(B,A,512,fs); % For computinf the filter's gain
% Calculation of filter gain
[h,T]=impz(B,A);
h2=h.^2;
gainFaux=sqrt(cumsum(h2));
gainF=gainFaux(length(h))
ryf=ryfaux/gainF;
ryf=ryf'; % traspose to adapt to Enormalized_a
arrangement
% .....go on .....
ryf_mod=abs(ryf);
figure,plot(t_axis*V+xRx(1),20*log10(ryf_mod),'k')
% axis([0 max(t_axis*V) -50 10])
xlabel('Traveled (m)')
ylabel('Reletive signal level (dB)')
title('Filtered Rayleigh fading'), grid

%
=====

% add diffraction modeled series and diffuse scattering

Enormalized_aWithDiffuse=Enormalized_a+ryf;

figure,plot(xRx,20*log10(abs(Enormalized_aWithDiffuse)),'k',BuidlingO
utline(:,1),BuidlingOutline(:,2),'k:')
xlabel('Traveled distance (m)')
ylabel('Received field strength relative to direct ray (dB)')
title(['Elevation ' num2str(elev_a) ', Orientation ' num2str(azim_a)])

```

```
figure,plot(xRx,abs(Enormalized_aWithDiffuse),'k',BuidlingOutline(:,1),BuidlingOutline(:,2),'k:'),xlabel('Traveled distance (m)'),ylabel('Received field strength relative to direct ray (linear units)'),title(['Elevation ' num2str(elev_a) ', Orientation ' num2str(azim_a)])

figure,plot(xRx,abs(Enormalized_aWithDiffuse),'k'),xlabel('Traveled distance (m)'),ylabel('Received field strength relative to direct ray (linear units)'),title(['Elevation ' num2str(elev_a) ', Orientation ' num2str(azim_a)])
```

Δ) Κώδικας μοντέλου μετατόπισης Doppler

```

%
%
%
=====
clear
close all
clc
%
=====
fMHz=2000;      % frequency in MHz
lambdac=300/fMHz; % wavelength in m
ts=1;          % damping interval in s
%
=====
load newSatMatrix

%
=====

[a,b]=size(newSatMatrix);
NoSats=b/3;

SatPhases=zeros(a,NoSats);
for ii=1:NoSats                % go through all satellites
    for jj=1:a                  % go through all time instants
        if newSatMatrix(jj,1+3*(ii-1))> 0, % coverage is possible
            only for elevations > 0 deg
                SatPhases(jj,ii)=-2*pi*newSatMatrix(jj,3+3*(ii-1))*1000/lambdac;
            else
                SatPhases(jj,ii)=nan;          % no coverage elev < 0 degreee
            end
        end % end of jj for (time)
    end % end of ii for (sats)

for ii=1:NoSats
    figure,plot(SatPhases(:,ii),'k')
    xlabel('Time (s)')
    ylabel('Phase (Rad)')
    title(['Satellite # ' num2str(ii)])
end

SatDopplers=1/(2*pi)*diff(SatPhases);

for ii=1:NoSats
    figure,plot(SatDopplers(:,ii),'k')
    xlabel('Time (s)')
    ylabel('Doppler shift (Hz)')
    title(['Satellite # ' num2str(ii)])
end

```