



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

## Τεχνικές διαφορισμού σε δίκτυα Bluetooth

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παγώνα Κ. Γρίβα

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

Αθήνα, Μάρτιος 2010





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

## Τεχνικές διαφορισμού σε δίκτυα Bluetooth

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Παγόνα Κ. Γρίβα**

**Επιβλέπων : Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος**

Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την \_\_\_\_ Μαρτίου 2010.

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

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

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

Αθήνα, Μάρτιος 2010

.....  
Παγώνα Κ. Γρίβα

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Παγώνα Κ. Γρίβα, 2010

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

# ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τα τελευταία χρόνια η ασύρματη τεχνολογία του Bluetooth, αποκτά ολοένα και αυξανόμενο ενδιαφέρον καθώς παρέχει άμεσες, αδιάλειπτες και χαμηλού κόστους επικοινωνίες για εφαρμογές μικρών αποστάσεων. Οι κινητές αυτές επικοινωνίες πραγματικού χρόνου πραγματοποιούνται σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου, τα οποία χαρακτηρίζονται από αναξιόπιστες συνθήκες διάδοσης λόγω των φαινομένων των διαλείψεων, της σκίασης και της πιθανής παρεμβολής από πομπό άλλης ασύρματης τεχνολογίας.

Με σκοπό λοιπόν τη βελτίωση της αξιοπιστίας των συστημάτων Bluetooth, μελετάται στην παρούσα διπλωματική εργασία, η χρήση τεχνικών διαφορισμού στο δέκτη του συστήματος μέσω της εφαρμογής πολλαπλών κεραιών. Οι τεχνικές που μελετώνται είναι ο Επιλεκτικός Συνδυασμός (Selection Combining, SC) και η Συνδυαστική Μεγίστου Λόγου (Maximal Ratio Combining, MRC). Επίσης, εξετάζονται δύο περιπτώσεις, η περίπτωση όπου στο περιβάλλον μετάδοσης εκπέμπει μόνο ο πομπός του συστήματος Bluetooth και η περίπτωση όπου εκπέμπει ταυτόχρονα και πομπός της τεχνολογίας τοπικής δικτύωσης IEEE802.11g.

Η αξιολόγηση της επίδοσης του συστήματος πραγματοποιείται μέσω καμπυλών πιθανοτήτων λαθών, οι οποίες υλοποιήθηκαν σε περιβάλλον Matlab. Πιο συγκεκριμένα, διερευνώνται διεξοδικά οι πιθανότητες εσφαλμένου μπλοκ (Block Error Probability, BLEP) και εσφαλμένου πακέτου (Packet Error Probability, PEP) και οι πιθανότητες κάλυψης (Coverage Probability,  $P_{cov}$ ) και διακοπής ζεύξης (Outage Probability,  $P_o$ ).

Επιπρόσθετα, αναλύεται και ο αλγόριθμος ελέγχου ισχύος του Bluetooth, με σκοπό να μελετηθεί η μέση εκπεμπόμενη ισχύς που απαιτείται για δεδομένη πιθανότητα διακοπής υπό την παρουσία λογαριθμο-κανονικής σκίασης.

## Λέξεις Κλειδιά

Bluetooth, Τεχνικές Διαφορισμού, Κανάλια Διαλείψεων, Σκίαση, IEEE802.11g, Πιθανότητα Διακοπής Ζεύξης, Εκτίμηση απόδοσης, Έλεγχος Ισχύος



# **PREFACE**

During the last years Bluetooth technology has gained an increasing interest, providing direct, ubiquitous, and low-cost communication applications within short distances. These real time mobile communication networks appear in indoor environments, which are characterized by special propagation characteristics, due to fading, shadowing and possible interference generated by transmitter of other wireless technology.

At the present dissertation, in order to improve the reliability of Bluetooth systems, we study the use of diversity techniques at the system's receiver by assuming the adoption of multiple antennas. Selection Combining (SC) and Maximal Ratio Combining (MRC) are considered. Also, we examine two cases. The case where only the transmitter of Bluetooth system is transmitting and the case where a transmitter of IEEE802.11g local networking technology is simultaneously transmitting.

The evaluation of system's performance is assessed via error probabilities diagrams, implemented in Matlab environment. In particular, block error probability, packet error probability, coverage probability and outage probability are analytically investigated.

In addition, Bluetooth's power-control algorithm is analyzed, in order to study the mean transmit power required for a fixed value of outage probability in the presence of lognormal shadowing.

## **Keywords**

Bluetooth, Diversity Techniques, Fading Channels, Shadowing, IEEE802.11g, Outage Probability, Performance Evaluation, Power Control





## Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον κ. Αθανάσιο Παναγόπουλο, λέκτορα του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου, για την ευκαιρία που μου παρείχε να ασχοληθώ με το συγκεκριμένο θέμα και για την καθοδήγησή του καθ'όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διπλωματικής.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για την απλόχερη υλική και ηθική συμπαράσταση σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ στην αδερφή μου Ε. Γρίβα και στον συμφοιτητή μου Ν. Λαζαρόπουλο για την ενδυνάμωση και εμπύχωση όλα τα χρόνια της φοίτησής μας.



# **ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ**

<b><u>Κεφάλαιο 1 Bluetooth.....</u></b>	<b><u>15</u></b>
1.1 Τι είναι το Bluetooth.....	15
1.2 Σημασιολογία της ονομασίας Bluetooth.....	15
1.3 Ιστορική εξέλιξη του Bluetooth.....	16
1.3.1 Η ομάδα SIG.....	16
1.3.2 Ιστορία του Bluetooth.....	17
1.4 Εφαρμογές του Bluetooth.....	19
1.5 Τεχνικά χαρακτηριστικά του Bluetooth.....	21
1.6 Τύποι φυσικών ζεύξεων στο Bluetooth.....	22
1.6.1 SCO.....	22
1.6.2 ACL.....	22
1.7 Αρχιτεκτονική του Bluetooth.....	23
1.7.1 Piconet.....	23
1.7.1.1 Καταστάσεις σύνδεσης υπηρετή.....	24
1.7.1.2 Σχηματισμός piconet.....	24
1.7.1.3 Διερεύνηση για υπηρετές.....	26
1.7.1.4 Αναζήτηση για υπηρετές.....	31
1.7.2 Scatternet.....	33
1.8 Bluetooth Standards.....	34
1.8.1 Προφίλ του Bluetooth.....	34
1.8.2 Η στοίβα πρωτοκόλλων του Bluetooth.....	38
1.8.2.1 Πρωτόκολλα πυρήνα.....	40
1.8.2.2 Βασικά πρωτόκολλα.....	42
1.8.2.3 Υιοθετημένα πρωτόκολλα.....	42
1.9 Πακέτα του Bluetooth.....	43
1.9.1 Δομή των πακέτων.....	43
1.9.2 Τύποι πακέτων.....	45
1.9.2.1 Πακέτα ελέγχου.....	45
1.9.2.2 Πακέτα φωνής.....	47
1.9.2.3 Πακέτα δεδομένων.....	50
<b><u>Κεφάλαιο 2 Διαλείψεις και Ψηφιακές Τεχνικές.....</u></b>	<b><u>55</u></b>
<b><u>σε Ασύρματα Κανάλια</u></b>	
2.1 Μελέτη ασύρματων καναλιών με διαλείψεις.....	55
2.1.1 Διαλείψεις και χαρακτηρισμός ασύρματου καναλιού.....	55
2.1.1.1 Είδη διαλείψεων.....	55
2.1.1.2 Κανάλια επιλεκτικών και μη επιλεκτικών συχνοτήτων.....	57
2.1.1.3 Κανάλια ταχέων και βραδέων διαλείψεων.....	59
2.1.2 Κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων με ταχείες διαλείψεις των ραδιοσημάτων.....	60

2.1.2.1	Βασικά στατιστικά μεγέθη.....	61
2.1.2.2	Κατανομή Rayleigh.....	63
2.1.2.3	Κατανομή Rice.....	63
2.1.2.4	Κατανομή Nakagami-m.....	65
2.2	Διαφορισμός.....	68
2.2.1	Τεχνικές διαφορισμού.....	68
2.2.1.1	Μακροσκοπικές τεχνικές.....	68
2.2.1.2	Μικροσκοπικές τεχνικές.....	69
2.2.2	Διαφορική λήψη χώρου.....	71
2.2.2.1	Επιλεκτικός συνδυασμός (Selection Combining, SC).....	72
2.2.2.2	Διακοπτικός συνδυασμός (Switch-and-Stay Combining, SSC).....	73
2.2.2.3	Συνδυαστική μεγίστου λόγου (Maximal Ratio Combining, MRC).....	75
2.2.2.4	Συνδυαστική ίσου κέρδους (Equal Gain Combining, EGC).....	76
2.3	Ψηφιακή διαμόρφωση.....	77
2.3.1	Ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας FSK.....	79
2.3.2	Ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας GFSK.....	81
2.4	Διαμόρφωση OFDM.....	83

### **Κεφάλαιο 3 Τεχνικές Διαφορισμού σε Δίκτυα Bluetooth.....85**

3.1	Εισαγωγή.....	85
3.2	Σενάριο και περιβάλλον διάδοσης.....	86
3.3	Πιθανότητα εσφαλμένου bit.....	86
3.4	Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ.....	89
3.4.1	Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ σε δέκτη MRC.....	90
3.4.2	Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ σε δέκτη SC.....	94
3.4.3	Σύγκριση MRC και SC δέκτη.....	97
3.4.4	Σύγκριση σύμφωνης και ασύμφωνης αποδιαμόρφωσης σε MRC και SC δέκτη.....	99
3.5	Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου.....	101
3.6	Πιθανότητα διακοπής ζεύξης.....	101
3.6.1	Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη MRC.....	103
3.6.2	Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη SC.....	105

### **Κεφάλαιο 4 Τεχνικές Διαφορισμού σε Δίκτυα Bluetooth υπό την Παρουσία Παρεμβολής IEEE802.11g.....109**

4.1	Εισαγωγή.....	109
4.2	Τεχνολογίες και σενάριο.....	110
4.3	Πιθανότητα εσφαλμένου bit.....	111
4.4	Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ υπό την παρουσία θορύβου.....	112
4.5	Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ υπό την παρουσία θορύβου και παρεμβολής.....	113

4.6	Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου.....	116
4.6.1	Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου σε δέκτη MRC.....	119
4.6.2	Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου σε δέκτη SC.....	122
4.6.3	Σύγκριση MRC και SC δέκτη.....	123
4.6.4	Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου συναρτήσει του παράγοντα δραστηριότητας του παρεμβολέα IEEE801.11g.....	125
4.7	Πιθανότητα διακοπής ζεύξης.....	129
4.7.1	Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη MRC.....	130
4.7.2	Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη SC.....	131
4.7.3	Μελέτη $\bar{\gamma}_{dB}^{(I)*}$ για δεδομένη τιμή της $\overline{PEP}^{(I)*}$ σε δέκτη MRC.....	132
4.7.4	Μελέτη $\bar{\gamma}_{dB}^{(I)*}$ για δεδομένη τιμή της $\overline{PEP}^{(I)*}$ σε δέκτη SC.....	133
4.7.5	Μελέτη μέσης τιμής $\mu_{dB}$ του SNIR σε δέκτη MRC.....	134
4.7.6	Μελέτη μέσης τιμής $\mu_{dB}$ του SNIR σε δέκτη SC.....	136
4.8	Πιθανότητα κάλυψης.....	136
4.8.1	Πιθανότητα κάλυψης σε δέκτη MRC.....	138
4.8.2	Πιθανότητα κάλυψης σε δέκτη SC.....	140

## **Κεφάλαιο 5 Επίδραση του Ελέγχου Ισχύος και της Σκίασης**

### **στη Μέση Εκπεμπόμενη Ισχύ των συσκευών**

#### **Bluetooth.....143**

5.1	Εισαγωγή.....	143
5.2	Αλγόριθμος ελέγχου ισχύος.....	143
5.2.1	Ανάλυση αλγορίθμου.....	143
5.2.2	Αριθμητικά αποτελέσματα.....	148

#### **Παράρτημα.....151**

Matlab Κώδικας.....	153
---------------------	-----

#### **Βιβλιογραφία.....175**



# Κεφάλαιο 1

## Bluetooth

### 1.1 Τι είναι το Bluetooth

Το Bluetooth είναι ένα βιομηχανικό πρότυπο για τα ασύρματα προσωπικά δίκτυα (Wireless Personal Area Networks, WPAN). Πρόκειται για μια τηλεπικοινωνιακή τεχνολογία μικρών αποστάσεων (της τάξεως των 10 μέτρων), η οποία μπορεί να μεταδώσει σήματα μέσω ραδιοκυμάτων σε ψηφιακές συσκευές. Το Bluetooth επιτρέπει την οριστική κατάργηση όλων των καλωδίων που ήταν απαραίτητα για τη διασύνδεση των διάφορων ψηφιακών συσκευών, και παρέχει προτυποποιημένη, ασύρματη επικοινωνία ανάμεσα σε PDAs, κινητά τηλέφωνα, φορητούς υπολογιστές, προσωπικούς υπολογιστές, εκτυπωτές, scanners καθώς και σε ψηφιακές φωτογραφικές μηχανές ή ψηφιακές κάμερες, μικρόφωνα, ακουστικά, ραδιόφωνα κ.α. Η επικοινωνία αυτή επιτυγχάνεται, μέσω μιας ασφαλούς, φθηνής και παγκοσμίως διαθέσιμης, χωρίς ειδική άδεια, ραδιοσυχνότητας μικρής εμβέλειας.

### 1.2 Σημασιολογία της ονομασίας Bluetooth

Ως τα τέλη της δεκαετίας του 1990 δεν υπήρχε κάποιο ευρέως αποδεκτό πρότυπο WPAN, ούτε φυσικά ανάλογες εμπορικές εφαρμογές/πομποδέκτες. Όμως περίπου τότε, η εταιρεία Ericsson έδειξε ενδιαφέρον για τη σύνδεση των κινητών της τηλεφώνων σε άλλες συσκευές (όπως συσκευές PDA) χωρίς καλώδια και έθεσε τις βάσεις για την ανάπτυξη της τεχνολογίας που θα επέτρεπε την ασύρματη σύνδεση ψηφιακών συσκευών. Μαζί με άλλες τέσσερις εταιρείες (IBM, Intel, Nokia και Toshiba) σχημάτισε μια Ομάδα Ειδικών Ενδιαφερόντων (Special Interest Group, SIG), για την ανάπτυξη ενός προτύπου ασύρματης διασύνδεσης υπολογιστικών και επικοινωνιακών συσκευών και βοηθημάτων, με χρήση ραδιοκυματικών πομποδεκτών μικρής εμβέλειας, χαμηλής ισχύος και χαμηλού κόστους. Το πρότυπο που προέκυψε, υιοθετήθηκε στη συνέχεια από την ομάδα προτύπων του IEEE που μελετούσε τα ασύρματα δίκτυα προσωπικής περιοχής, την 802.15.

Οι σχεδιαστές του προτύπου κλήθηκαν να επιλέξουν το όνομα με το οποίο η τεχνολογία αυτή θα γινόταν αργότερα γνωστή σε όλον τον κόσμο. Οι Σουηδοί ήταν βέβαιοι ότι η τεχνολογία τους θα κατακτήσει τον κόσμο και θα φέρει ακόμη πιο κοντά τους ανθρώπους και τις συσκευές τους. Οι Σκανδιναβοί πιστεύουν ότι κάτι ανάλογο έκανε και ο Δανός Βασιλιάς των Βίκινγκς Harald Blatand II (ή Harold Bluetooth στα αγγλικά, δηλαδή μπλε δόντι), που έζησε στα τέλη του 10<sup>ου</sup> αιώνα μ.Χ. και συγκεκριμένα την περίοδο 940-981, και κατάφερε να ενώσει τη Δανία με τη Νορβηγία, επίσης χωρίς να χρησιμοποιεί καλώδια. Με ανάλογο τρόπο η τεχνολογία Bluetooth έχει επικρατήσει στην αγορά, ενώ κατάφερε να «ενώσει» διαφορετικά προϊόντα.

Ο Harald Blatand ήταν ο πρωτότοκος γιος του βασιλιά Gorm και της κόρης του βασιλιά Ethelred της Αγγλίας, Thyra Danebod. Ο βασιλιάς Gorm (The Old) κυβερνούσε για πολλά έτη τη Jutland (Γιουτλάνδη), τη μεγαλύτερη χερσόνησο της Δανίας. Ο Harald έμαθε από μικρός να τιμά την οικογένειά του και τις παραδόσεις των Βίκινγκς. Στην εποχή του, οι περισσότεροι Σκανδιναβοί ήταν αγρότες, ενώ οι φτωχότεροι και ασθενέστεροι υπηρετούσαν τους βασιλιάδες ως σκλάβοι. Σε αυτή την κοινωνία μεγάλωσε ο Harald Blatand (Bluetooth), το όνομα του οποίου έχει τις ρίζες του σε δύο αρχαίες δανέζικες λέξεις: bla που σημαίνει σκουρόδερμος και tan που σημαίνει γενναίος άνδρας. Στην περιοχή Jeiling της Δανίας, στον προαύλιο χώρο μιας εκκλησίας, βρίσκεται σήμερα το μνημείο που είναι αφιερωμένο στο βασιλιά Harald και τον πατέρα του. Στο μνημείο αυτό, το οποίο αποτελείται από δύο πέτρες, είναι χαραγμένη μια επιγραφή σε ρουνική γραφή, η οποία περιγράφει τη γενναιότητα του Harald και είναι η εξής: «Harald, king, bade these memorials to be made after Gorm, his father, and Thyra, his mother. The Harald who won the whole of Denmark and Norway and turned the Danes to Christianity».

### **1.3 Ιστορική εξέλιξη του Bluetooth**

#### **1.3.1 Η ομάδα SIG**

Το Σεπτέμβριο του 1998 ιδρύθηκε μια μη κερδοσκοπική, ιδιωτική, εμπορική ένωση, η Ομάδα Ειδικών Ενδιαφερόντων (SIG), με σκοπό την ανάπτυξη της τεχνολογίας Bluetooth, η οποία θα επέτρεπε την ασύρματη επικοινωνία μεταξύ προσωπικών συσκευών. Η SIG η ίδια δεν κατασκευάζει ούτε πουλά προϊόντα με ενσωματωμένη την τεχνολογία Bluetooth. Οι εταιρείες μέλη της SIG είναι ηγέτες στους τομείς των τηλεπικοινωνιών, των ηλεκτρονικών υπολογιστών, της αυτοκινητοβιομηχανίας, της μουσικής, των ειδών ένδυσης, της βιομηχανίας αυτοματισμού και της βιομηχανίας δικτύων. Τα μέλη της SIG οδηγούν την ανάπτυξη του Bluetooth, εφαρμόζοντας και εμπορεύοντας την τεχνολογία αυτή στα προϊόντα τους. Οι κύριες εργασίες της ομάδας SIG είναι να δημοσιεύει τις προδιαγραφές του Bluetooth, να διοικεί το πρόγραμμα, να προστατεύει το εμπορικό του σήμα και να επεκτείνει την ασύρματη αυτή τεχνολογία.

Η παγκόσμια έδρα της SIG είναι στο Bellevue της Ουάσινγκτον των Ηνωμένων Πολιτειών Αμερικής, ενώ διάφορα τοπικά γραφεία υπάρχουν στο Χονγκ Κονγκ και στο Πεκίνο της Κίνας, στη Σεούλ της Κορέας, στο Minato-ku, στο Τόκυο, στην Ταιβάν και στο Μάλμο της Σουηδίας.

Το προσωπικό της SIG αποτελείται από τον Εκτελεστικό Διευθυντή Michael Foley, Ph.D., τον Διευθυντή Παγκόσμιου Μάρκετινγκ Kevin Keating και τον Τεχνικό Διευθυντή Brandon Nott.

Εκτός από το προσωπικό της SIG, εθελοντές από εταιρείες-μέλη διαδραματίζουν καθοριστικό ρόλο στην επέκταση της ασύρματης τεχνολογίας Bluetooth και στην οργάνωση που βρίσκεται πίσω από αυτό. Τα μέλη στηρίζουν μια σειρά ομάδων εργασίας και επιτροπών που εστιάζουν σε συγκεκριμένες περιοχές, όπως η μηχανολογία και η διαφήμιση.



Η SIG περιλαμβάνει εταιρείες «οργανωτές» (promoter members), όπως είναι η Ericsson, η Intel, η IBM, η Lenovo, η Microsoft, η Motorola, η Nokia και η Toshiba και χιλιάδες άλλες εταιρείες, είτε ως «συνεργάτες» (associate members) είτε ως «χρήστες» (adopter members).

### **1.3.2 Ιστορία του Bluetooth**

Στην ενότητα αυτή, παρατίθενται επιγραμματικά η εξέλιξη της ασύρματης τεχνολογίας Bluetooth και η κατασκευή προϊόντων με ενσωματωμένη την τεχνολογία αυτή, τοποθετημένες χρονικά.

#### **1998:**

- Σχηματίζεται η Ομάδα Ειδικών Ενδιαφερόντων, SIG, με αρχικά μέλη πέντε εταιρείες, τις Ericsson, IBM, Intel, Nokia και Toshiba.
- Μέχρι το τέλος του χρόνου η SIG καλωσορίζει το τετρακοσίοστό της μέλος.
- Το όνομα Bluetooth υιοθετείται επίσημα.

#### **1999:**

- Εκδίδεται μια προδιαγραφή 1500 σελίδων για την έκδοση 1.0 του συστήματος.
- Η SIG φιλοξενεί το πρώτο UnPlugFest για μέλη μηχανικούς.
- Η τεχνολογία Bluetooth βραβεύεται ως “Best of Show Technology” στο COMDEX.

#### **2000:**

- Κατασκευάζεται το πρώτο κινητό τηλέφωνο με τεχνολογία Bluetooth.
- Κατασκευάζεται η πρώτη PC κάρτα με τεχνολογία Bluetooth.
- Πρωτότυπο ποντίκι και φορητός υπολογιστής επιδεικνύονται στη CeBIT 2000.
- Πρωτότυπο πρόγραμμα USB δείχνεται στο COMDEX.
- Κατασκευάζεται το πρώτο chip για την ενσωμάτωση των ραδιοσυχνοτήτων, της βασικής ζώνης και των λειτουργιών του μικροεπεξεργαστή στο λογισμικό του ασύρματου Bluetooth.
- Κατασκευάζονται τα πρώτα ακουστικά.

#### **2001:**

- Κατασκευάζεται ο πρώτος εκτυπωτής με τεχνολογία Bluetooth.
- Κατασκευάζεται ο πρώτος φορητός υπολογιστής με τεχνολογία Bluetooth.
- Κατασκευάζεται το πρώτο σετ handsfree.
- Κατασκευάζεται το πρώτο σετ handsfree με αναγνώριση ομιλίας.
- Η SIG διαμορφώνεται σε ιδιωτική εμπορική οργάνωση.

#### **2002:**

- Κατασκευάζεται το πρώτο πληκτρολόγιο και το πρώτο ποντίκι με τεχνολογία Bluetooth.

- Κατασκευάζεται ο πρώτος δέκτης GPS.
- Τα πιστοποιημένα ασύρματα Bluetooth προϊόντα αριθμούνται σε 500.
- Το IEEE ενέκρινε την ασύρματη τεχνολογία Bluetooth 802.15.1 ως πρότυπο Δικτύου Προσωπικής Περιοχής ή PAN.
- Κατασκευάζεται η πρώτη ψηφιακή κάμερα με τεχνολογία Bluetooth.

#### **2003:**

- Κατασκευάζεται το πρώτο MP3 player με τεχνολογία Bluetooth.
- Οι προδιαγραφές της έκδοσης 1.2 του Bluetooth Core υιοθετούνται από την SIG.
- Η αποστολή προϊόντων με ενσωματωμένη την τεχνολογία Bluetooth φτάνει σε ρυθμό το 1 εκατομμύριο την εβδομάδα.
- Κατασκευάζεται το πρώτο εγκεκριμένο σύστημα ιατρικής FDA με τεχνολογία Bluetooth.

#### **2004:**

- Η SIG υιοθετεί την έκδοση 2.0+Enhanced Data Rate (EDR).
- Η τεχνολογία Bluetooth φτάνει μια εγκατεστημένη βάση από 250 εκατομμύρια συσκευές.
- Η αποστολή προϊόντων ξεπερνά τα 3 εκατομμύρια την εβδομάδα.
- Κατασκευάζονται τα πρώτα στερεοφωνικά ακουστικά με τεχνολογία Bluetooth.

#### **2005:**

- Η αποστολή προϊόντων εκτινάσσεται στα 5 εκατομμύρια την εβδομάδα.
- Η SIG φτάνει τα 4000 μέλη.
- Η έδρα της SIG ανοίγει στο Bellevue της Ουάσινγκτον, ενώ τοπικά γραφεία ανοίγουν στο Μάλμο της Σουηδίας και στο Χονγκ Κονγκ.
- Κατασκευάζονται τα πρώτα γυαλιά ηλίου με τεχνολογία Bluetooth.

#### **2006:**

- Κατασκευάζεται το πρώτο ρολόι με τεχνολογία Bluetooth.
- Η τεχνολογία Bluetooth φτάνει μια εγκατεστημένη βάση από 1 δισεκατομμύριο συσκευές.
- Συσκευές με ενσωματωμένη την τεχνολογία Bluetooth αποστέλλονται με ρυθμό 10 εκατομμυρίων την εβδομάδα.
- Η SIG ανακοινώνει ότι θα ενοποιήσει την τεχνολογία Bluetooth με την έκδοση WiMedia Alliance του UWB.

#### **2007:**

- Κατασκευάζεται η πρώτη τηλεόραση με τεχνολογία Bluetooth.
- Η SIG φτάνει τα 8000 μέλη.
- Η τεχνολογία Bluetooth κάνει το ντεμπούτο της στο All Hands Meeting της SIG, στη Βιέννη της Αυστρίας.
- Ο Εκτελεστικός Διευθυντής Michael Foley κερδίζει το βραβείο Telematics Leadership.

## 2008:

- Το 2008 σηματοδοτεί τη 10χρονη ύπαρξη της τεχνολογίας Bluetooth.
- Η SIG φτάνει τα 10000 μέλη.

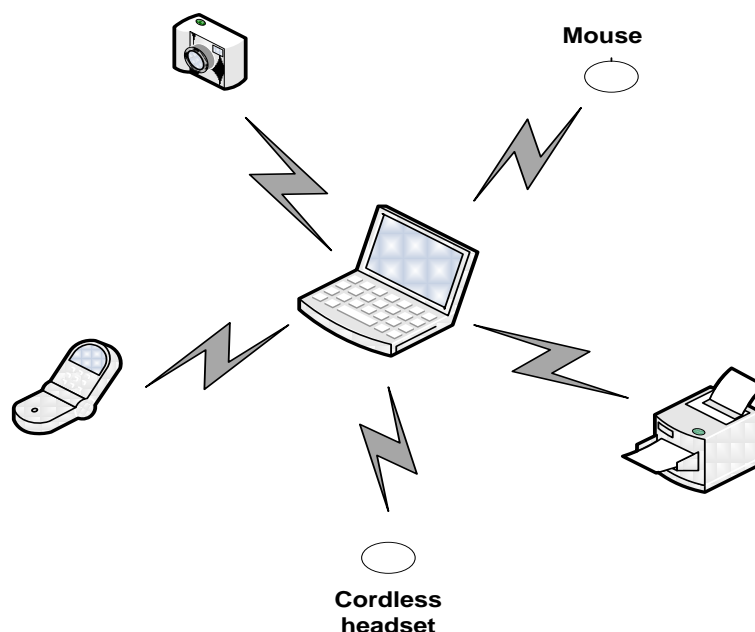
### 1.4 Εφαρμογές του Bluetooth

Το Bluetooth είναι σχεδιασμένο να λειτουργεί σε περιβάλλον με πολλούς χρήστες. Έως οχτώ συσκευές μπορούν να επικοινωνούν στο μικροσκοπικό δίκτυο piconet, το οποίο θα μελετηθεί στη συνέχεια, ενώ δέκα piconets μπορούν να συνυπάρχουν στην ίδια περιοχή κάλυψης των ραδιοκυμάτων Bluetooth. Για την παροχή ασφάλειας, κάθε σύνδεση είναι κωδικοποιημένη και προστατευμένη από τυχόν «κρυφο-ακούσματα» και από παρεμβολή.

Το Bluetooth παρέχει υποστήριξη για τρεις γενικές εφαρμογές, χρησιμοποιώντας ασύρματες συνδέσεις μικρών αποστάσεων. Οι εφαρμογές αυτές αναλύονται ακολούθως.

#### ➤ Αντικατάσταση καλωδίων (Cable replacement)

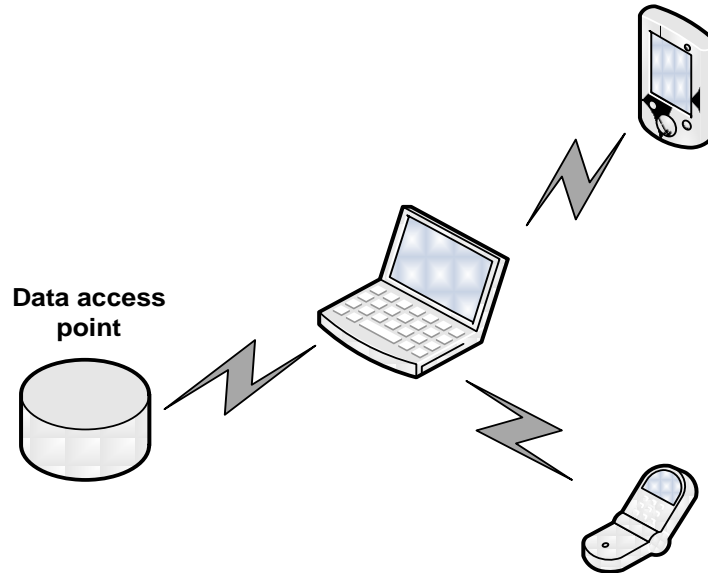
Το Bluetooth εξαλείφει την ανάγκη για πολυάριθμες, συχνά ιδιωτικές προσαρμογές καλωδίων, με σκοπό τη σύνδεση, πρακτικά κάθε είδους συσκευών επικοινωνίας. Οι συνδέσεις είναι στιγμιαίες και διατηρούνται ακόμη και όταν οι συσκευές δεν είναι μέσα στη γραμμή οπτικής επαφής. Η κάλυψη φτάνει περίπου τα 10 μέτρα, αλλά μπορεί και να επεκταθεί και στα 100 μέτρα με τη χρήση προαιρετικού ενισχυτή. Η υλοποίηση μιας τέτοιας εφαρμογής απεικονίζεται στο Σχήμα 1.1.



Σχήμα 1.1. Cable replacement.

➤ **Σημεία πρόσβασης δεδομένων/φωνής (Data/Voice access points)**

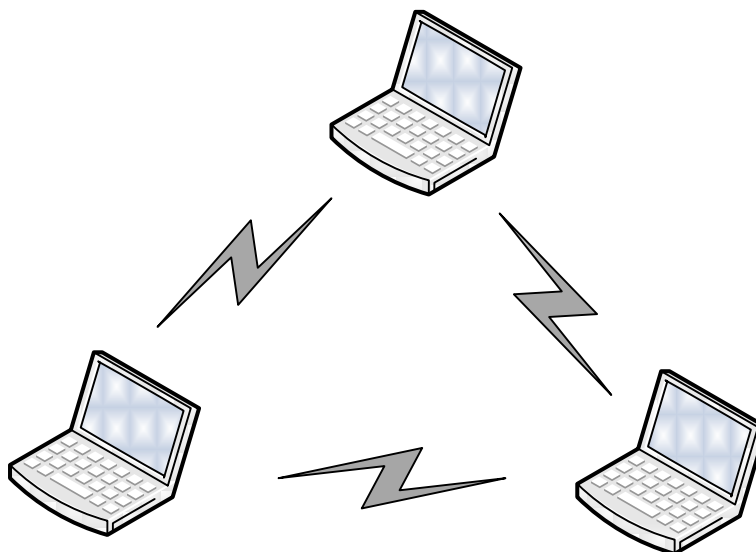
Το Bluetooth διευκολύνει τη μετάδοση σε πραγματικό χρόνο, φωνής και δεδομένων, παρέχοντας ασύρματη σύνδεση σε φορητές και σταθερές συσκευές επικοινωνίας. Η απεικόνιση μιας τέτοιας εφαρμογής φαίνεται στο Σχήμα 1.2.



Σχήμα 1.2. Data/Voice access points.

➤ **Προσωπικά Ad-hoc δίκτυα (Personal Ad-hoc networks)**

Μία συσκευή εξοπλισμένη με τεχνολογία Bluetooth, μπορεί να δημιουργήσει στιγμιαία σύνδεση με άλλη συσκευή, επίσης με ενσωματωμένη τεχνολογία Bluetooth, εφόσον αυτή βρίσκεται στην περιοχή κάλυψής της. Μια τέτοια εφαρμογή απεικονίζεται στο Σχήμα 1.3.

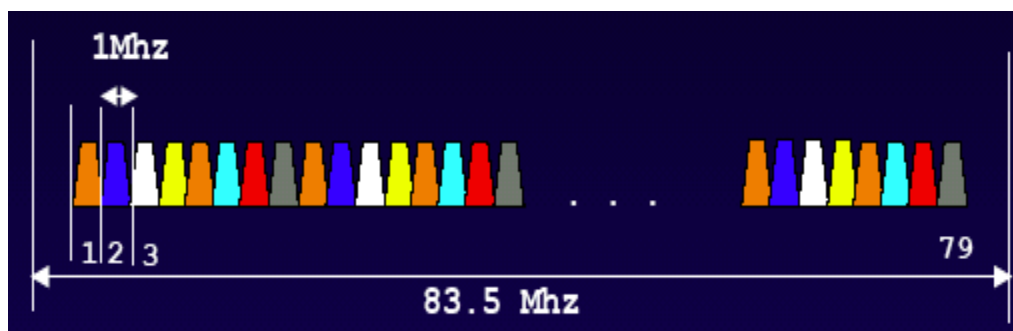


Σχήμα 1.3. Personal Ad-hoc networks.

## 1.5 Τεχνικά χαρακτηριστικά του Bluetooth

Το Bluetooth αντιπροσωπεύει μία από τις πιο γρήγορα αναπτυσσόμενες τεχνολογίες στις ασύρματες επικοινωνίες, η οποία λειτουργεί στην οικουμενικά ελεύθερη διαθέσιμη ζώνη συχνοτήτων των **2.4 GHz** (Industrial Scientific Medical Band, ISM), επιτρέποντας απλές, μικρής εμβέλειας και χαμηλού κόστους συνδέσεις μεταξύ ψηφιακών συσκευών. Το ISM φάσμα των 79 MHz διαιρείται σε **79 διαύλους εύρους 1 MHz** ( $2.4 \text{ GHz} + k \text{ MHz}$ ,  $k=0, \dots, 78$ ) ,όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.4.

Σχεδιασμένο να λειτουργεί σε ένα θορυβώδες και με παρεμβολές περιβάλλον ραδιοσυχνοτήτων, το Bluetooth εκμεταλλεύεται την αμφίδρομη επικοινωνία, χρησιμοποιώντας **εξάπλωση φάσματος (Spread Spectrum)** με **διαίρεση χρόνου (Time Division Duplex)**, όπου η παραμονή είναι ίση με **625 μsec**, και **μεταπήδηση συχνότητας (Frequency Hopping)** με **1600 hops/sec** (μεταπηδήσεις συχνότητας ανά δευτερόλεπτο). Η κωδικοποίηση μετατόπισης συχνότητας, με 1 bit ανά Hz, δίνει **μικτό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων** ίσο με **1 Mbps**, μεγάλο μέρος του οποίου όμως καταναλώνεται στις επιβαρύνσεις. Με σκοπό τη μείωση του κόστους και της πολυπλοκότητας, το Bluetooth χρησιμοποιεί **διαμόρφωση GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying)** με **ρυθμό συμβόλων (bit rate) 1 Mbit/sec**. Τέλος, η τεχνική διόρθωσης λαθών που χρησιμοποιείται στην τεχνολογία αυτή, είναι η τεχνική ευθείας διόρθωσης σφαλμάτων **FEC (Forward Error Correction)**.



Σχήμα 1.4. Φάσμα ISM.

Η τεχνολογία Bluetooth ανάλογα με την εμβέλεια της περιοχής κάλυψης και την ισχύ μετάδοσης, διακρίνεται σε τρεις κλάσεις, όπως φαίνεται στον Πίνακα 1. Στον Πίνακα 2, μπορούμε να δούμε ανάλογα με την περιοχή, τη ζώνη συχνοτήτων στην οποία λειτουργεί το Bluetooth, καθώς επίσης και τον αριθμό των ραδιοδιαύλων και τη συχνότητα στην οποία λειτουργεί ο κάθε ραδιοδιάυλος.

Κλάση	Εμβέλεια (m)	Ισχύς Μετάδοσης (mW)
Class I	100	100
Class II	20	2.5
Class III	10	1

Πίνακας 1. Κλάσεις της τεχνολογίας Bluetooth.

Περιοχή	Ζώνη συχνοτήτων	Ραδιοδίαυλοι
ΗΠΑ, σχεδόν όλη η Ευρώπη και οι άλλες χώρες	2.4 - 2.4835 GHz	$f=2.402 \text{ GHz} + n \text{ MHz}$ $n=0, \dots, 78$
Ιαπωνία	2.471 - 2.497 GHz	$f=2.473 \text{ GHz} + n \text{ MHz}$ $n=0, \dots, 22$
Ισπανία	2.445 - 2.475 GHz	$f=2.449 \text{ GHz} + n \text{ MHz}$ $n=0, \dots, 22$
Γαλλία	2.4465 - 2.4835 GHz	$f=2.454 \text{ GHz} + n \text{ MHz}$ $n=0, \dots, 22$

Πίνακας 2. Ζώνη συχνοτήτων του Bluetooth ανάλογα με την περιοχή.

## 1.6 Τύποι φυσικών ζεύξεων στο Bluetooth

Κάθε πλαίσιο μεταδίδεται μέσω ενός λογικού καναλιού, που ονομάζεται ζεύξη (link), ανάμεσα στον αποστολέα και τον παραλήπτη. Στην τεχνολογία Bluetooth υπάρχουν δύο είδη ζεύξεων, η **Σύγχρονη Συνδεοστρεφής** ζεύξη (Synchronous Connection Oriented, SCO) και η **Ασύγχρονη Ασυνδεμική** ζεύξη (Asynchronous Connection-Less, ACL).

### 1.6.1 SCO

Η Σύγχρονη Συνδεοστρεφής ζεύξη είναι μια **μεταγωγή κυκλώματος**, η οποία χρησιμοποιείται για φωνή, για δεδομένα δηλαδή πραγματικού χρόνου, όπως είναι οι τηλεφωνικές συνδέσεις. Είναι μία **σύγχρονη, συμμετρική** υπηρεσία που χαρακτηρίζεται από την εκχώρηση μίας υποδοχής (σχισμής) σε κάθε κατεύθυνση και σε σταθερά χρονικά διαστήματα. Λόγω της φύσης των ζεύξεων SCO (περιέχουν δεδομένα που είναι κρίσιμα ως προς το χρόνο), τα πλαίσια που στέλνονται μέσω αυτών δεν αναμεταδίδονται ποτέ. Αντιθέτως, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ευθεία διόρθωση σφαλμάτων (FEC) για την παροχή υψηλής αξιοπιστίας. Οι ζεύξεις SCO είναι ζεύξεις σημείου προς σημείο (point-to-point) και κάθε ζεύξη SCO μπορεί να μεταδίδει ένα κανάλι ήχου PCM (Pulse Coded Modulation) στα 64 Kbps.

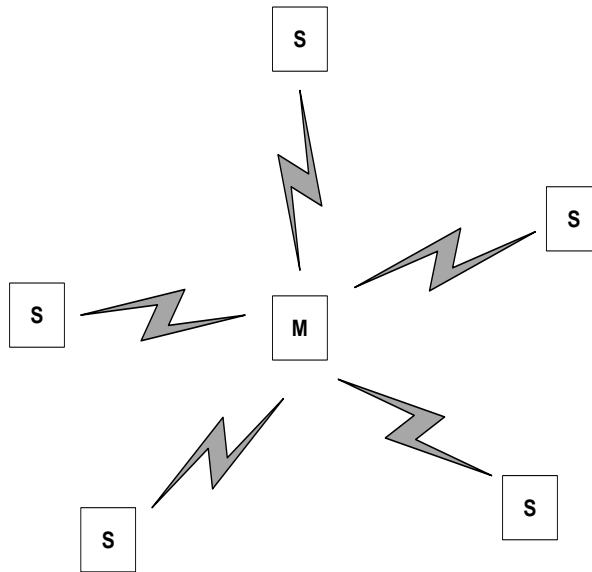
### 1.6.2 ACL

Η Ασύγχρονη Ασυνδεμική ζεύξη είναι μια **μεταγωγή πακέτου**, η οποία χρησιμοποιείται για δεδομένα τα οποία παράγονται σε ακανόνιστα χρονικά διαστήματα. Είναι μία **ασύγχρονη, συμμετρική ή ασύμμετρη** υπηρεσία που λειτουργεί με μηχανισμό ερωταπόκρισης (polling) μεταξύ αποστολέα και παραλήπτη. Η κίνηση ACL παραδίδεται με βάση τη βέλτιστη προσπάθεια. Δεν παρέχονται εγγυήσεις, ενώ τα πλαίσια μπορεί να χαθούν και κατά συνέπεια να χρειαστεί να αναμεταδοθούν. Οι ζεύξεις ACL μπορεί να είναι ζεύξεις σημείου προς σημείο (point-to-point) ή ζεύξεις σημείου προς πολλαπλά σημεία (point-to-multipoint).

## 1.7 Αρχιτεκτονική του Bluetooth

### 1.7.1 Piconet

Η βασική δομική μονάδα ενός συστήματος Bluetooth είναι ένα μικροσκοπικό δίκτυο, το **piconet**, το οποίο αποτελείται από έναν κόμβο κυρίου (**master**) και μέχρι και επτά ενεργούς κόμβους υπηρέτη (**slave**), μέσα σε μία απόσταση 10 μέτρων. Η δομή του piconet φαίνεται στο Σχήμα 1.5.



Σχήμα 1.5. Μικροσκοπικό δίκτυο Piconet.

Η αιτία για αυτή τη σχεδίαση κυρίου-υπηρέτη, οφείλεται στην επιθυμία υλοποίησης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων Bluetooth με χαμηλό κόστος (μικρότερο από 5\$). Συνέπεια αυτής της σχεδίασης είναι ότι οι υπηρέτες είναι σχετικά “χαζοί”, αφού κάνουν οτιδήποτε τους πει ο κύριος. Ο κύριος αναλαμβάνει το ρόλο του συντονιστή της μετάδοσης και είναι αυτός που ελέγχει την πρόσβαση στο κανάλι. Μεταδόσεις επιτρέπονται μόνο μεταξύ του κυρίου και ενός ή περισσότερων υπηρέτων, με τον υπηρέτη να μπορεί να επικοινωνήσει με τον κύριο μετά από δική του άδεια. Οποιοσδήποτε κόμβος σε ένα piconet μπορεί να οριστεί κύριος και είναι αυτός που αρχικοποιεί την επικοινωνία. Κάθε piconet έχει μέγιστη χωρητικότητα 1 Mbps, την οποία μοιράζονται οι χρήστες του, ενώ η επιμέρους διέλευση μειώνεται δραστικά καθώς προστίθενται νέες μονάδες. Τέλος, ο κύριος είναι αυτός που καθορίζει το σχέδιο μεταπήδησης συχνότητας.

### 1.7.1.1 Καταστάσεις σύνδεσης υπηρέτη

Οι καταστάσεις στις οποίες μπορεί να βρεθεί ένας υπηρέτης του piconet είναι οι εξής:

- ✚ **Active mode (ενεργός κατάσταση):** Στην κατάσταση αυτή ο υπηρέτης είναι ενεργός και «ακούει» κάθε μετάδοση του κυρίου. Οι υπηρέτες χωρίς διεύθυνση μπορούν να αδρανούν κατά τη διάρκεια μιας μετάδοσης, ενώ περιοδικές εκπομπές του κυρίου χρησιμοποιούνται για συγχρονισμό. Οι ενεργοί υπηρέτες δεν μπορούν να ξεπερνούν σε αριθμό τους επτά.
  
- ✚ **Park mode (κατάσταση στάθμευσης):** Εκτός από τους επτά ενεργούς κόμβους υπηρέτη του piconet, μπορούν να υπάρχουν μέχρι και 255 σταθμευμένοι κόμβοι στο δίκτυο. Οι κόμβοι αυτοί είναι συσκευές συγχρονισμένες και «κλειδωμένες» στον κύριο, τις οποίες ο κύριος έχει φέρει σε κατάσταση χαμηλής ισχύος, έτσι ώστε να μειώσει την κατανάλωση των μπαταριών τους. Στη σταθμευμένη κατάσταση, η συσκευή δεν μπορεί να κάνει τίποτα άλλο από το να αποκρίνεται σε ένα σήμα ενεργοποίησης ή σε ένα σήμα φάρου από τον κύριο. Κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αυτή, ο υπηρέτης παραδίδει την AM\_ADDR (Active Member Address) του, και για να βγει από την κατάσταση park χρησιμοποιεί την PM\_ADDR (Parked Member Address) του.
  
- ✚ **Hold mode (κατάσταση δέσμευσης):** Η κατάσταση hold είναι μια ενδιάμεση κατάσταση ισχύος, στην οποία ο κύριος και ο υπηρέτης συμφωνούν για τη χρονική διάρκεια που δεν θα γίνει ερωταπόκριση (polling) στον υπηρέτη. Η φυσική ζεύξη είναι ενεργοποιημένη μόνο σε χρονοσχισμές που έχουν κρατηθεί για λειτουργία SCO.
  
- ✚ **Sniff mode (κατάσταση ανίχνευσης):** Στην κατάσταση sniff, η οποία είναι μια ενδιάμεση κατάσταση ισχύος, ο υπηρέτης δεν ακούει κάθε μετάδοση του κυρίου. Ο κύριος κάνει polling σε τέτοιους υπηρέτες σε καθορισμένες χρονοσχισμές sniff. Η κατάσταση αυτή υφίσταται μόνο για τη φυσική ζεύξη ACL.

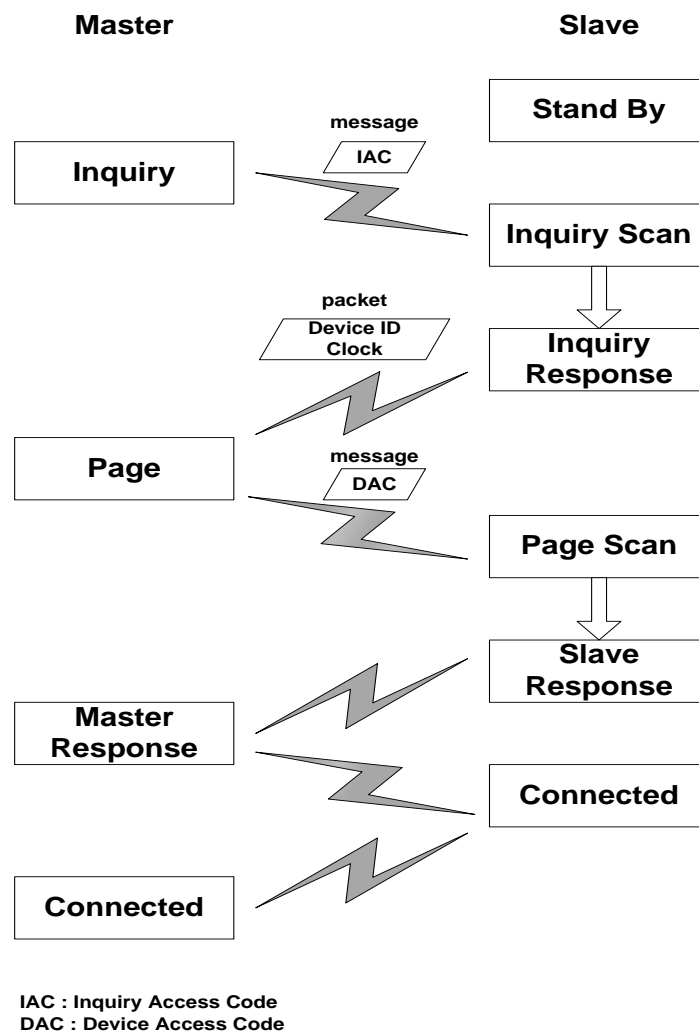
### 1.7.1.2 Σχηματισμός Piconet

Κατά τον σχηματισμό ενός μικροσκοπικού δικτύου piconet, χρησιμοποιείται το πρωτόκολλο **inquiry/ scan/ page**. Οι καταστάσεις που πραγματοποιούνται για να προστεθούν υπηρέτες ή να γίνουν συνδέσεις στο piconet, φαίνονται στο Σχήμα 1.6 και είναι οι εξής:

- Ο εν δυνάμει υπηρέτης είναι σε κατάσταση **αναμονής (stand by)** περιμένοντας να συνδεθεί σε ένα piconet.
- Ο κύριος στέλνει **διερευνητικά (inquiry)** μηνύματα, τα οποία χαρακτηρίζονται από την Inquiry Access Code (IAC). Τα μηνύματα αυτά χρησιμοποιούνται για την εύρεση των συσκευών Bluetooth στην εγγύς περιοχή του κυρίου.
- Κατά την αποστολή των inquiry μηνυμάτων, ο υπηρέτης βρίσκεται σε κατάσταση στην οποία «ακούει» τα inquiries, δηλαδή σε κατάσταση **inquiry scan**.



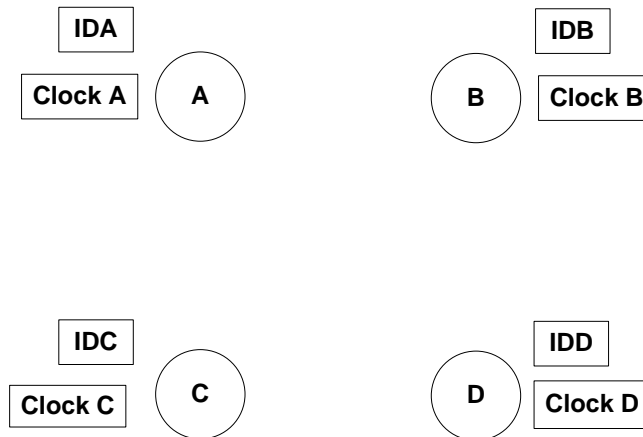
- Ο υπηρέτης αφού λάβει διερευνητικό μήνυμα, περιμένει για τυχαίο χρονικό διάστημα και στη συνέχεια στέλνει **απάντηση (inquiry response)** στον κύριο. Η απάντηση αυτή είναι ένα πακέτο που περιέχει την ταυτότητα (**device ID**), το ρολόι (**clock**) και κάποιες άλλες πληροφορίες του υπηρέτη.
- Ο κύριος αφού λάβει την απάντηση, στέλνει ένα μήνυμα **αναζήτησης (page)** στον υπηρέτη για να τον εντάξει. Το μήνυμα αυτό μεταδίδει την Device Access Code (DAC) του υπηρέτη σε διαφορετικά κανάλια συχνοτήτων.
- Κατά την αποστολή των page μηνυμάτων, ο υπηρέτης βρίσκεται σε κατάσταση **page scan**, στην οποία «ακούει» τα μηνύματα αναζήτησης του κυρίου.
- Ο υπηρέτης απαντάει στο μήνυμα page του κυρίου με ένα μήνυμα **slave response**.
- Όταν λάβει το μήνυμα slave response του υπηρέτη, ο κύριος βρίσκεται στην κατάσταση **master response**.
- Μετά την πραγματοποίηση των παραπάνω, έχει εγκατασταθεί σύνδεση μεταξύ υπηρέτη και κυρίου. Ο υπηρέτης είναι πια **συνδεδεμένος (connected)** στο piconet και μπορεί να είναι ενεργός ή να βρίσκεται σε κατάσταση park ή hold.



Σχήμα 1.6. Σχηματισμός Piconet.

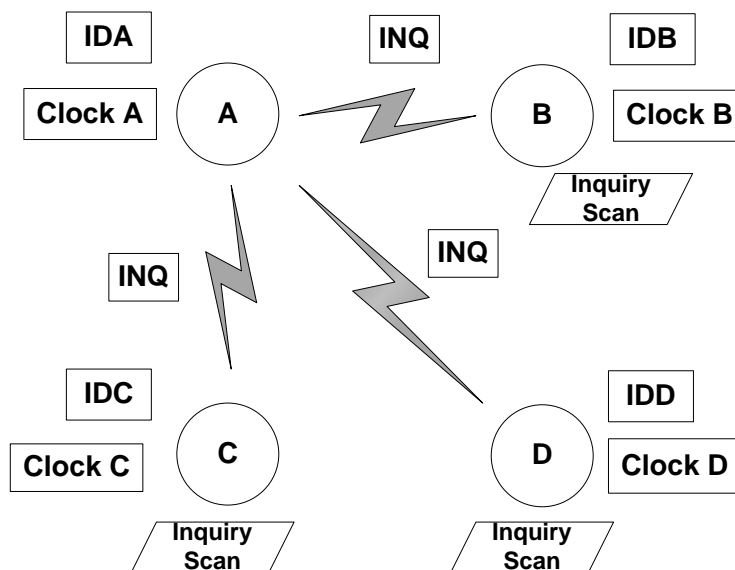
### 1.7.1.3 Διερεύνηση για υπηρέτες (Inquiring for slaves)

Σε αυτή την ενότητα θα μελετηθούν αναλυτικά οι καταστάσεις **inquiry**, **inquiry scan** και **inquiry response**, που αναφέρθηκαν συνοπτικά στην Ενότητα 1.7.1.2. Έστω ότι μελετάμε μια περιοχή στην οποία συνυπάρχουν τέσσερις συσκευές, οι A, B, C, D. Κάθε συσκευή έχει τη δική της ταυτότητα (device ID) και το δικό της ρολόι (clock). Τα παραπάνω απεικονίζονται στο Σχήμα 1.7.



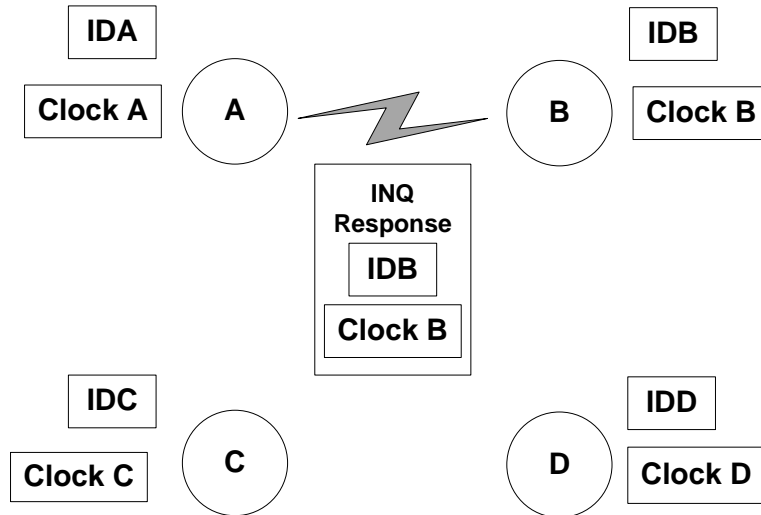
Σχήμα 1.7. Διερεύνηση για άλλες συσκευές.

Η συσκευή A θέλει να ανιχνεύσει τις άλλες συσκευές που βρίσκονται στην ίδια περιοχή. Έτσι, στέλνει μηνύματα **inquiry** προς τις συσκευές B, C, D, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.8. Οι B, C, D, κατά την αποστολή των μηνυμάτων **inquiry**, βρίσκονται σε κατάσταση **inquiry scan**.



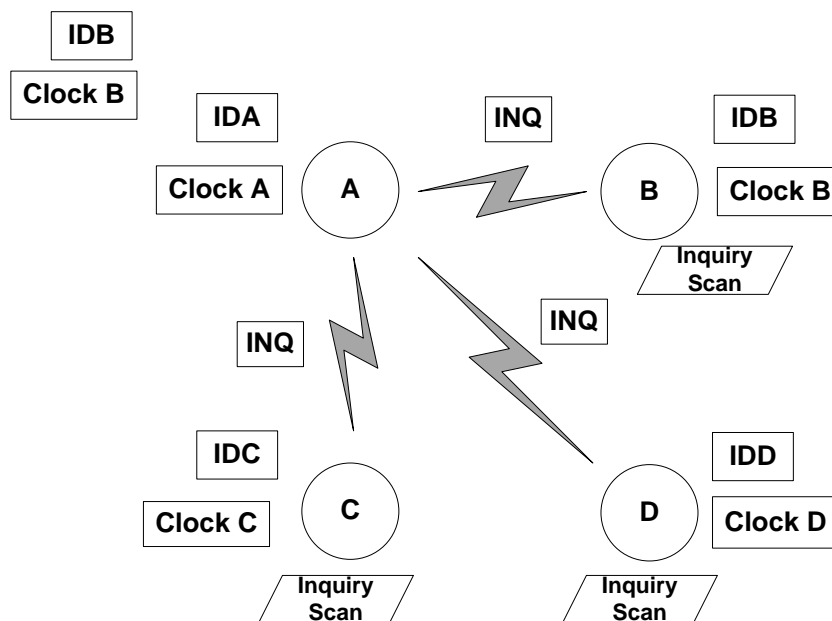
Σχήμα 1.8. Αποστολή μηνυμάτων inquiry.

Η συσκευή B αναγνωρίζει το μήνυμα inquiry και απαντά στην A με ένα μήνυμα απάντησης, inquiry response, το οποίο περιέχει την ταυτότητα της και το ρολόι της. Αυτά, απεικονίζονται στο Σχήμα 1.9. Τώρα πια η A γνωρίζει τις απαραίτητες πληροφορίες για τη B.



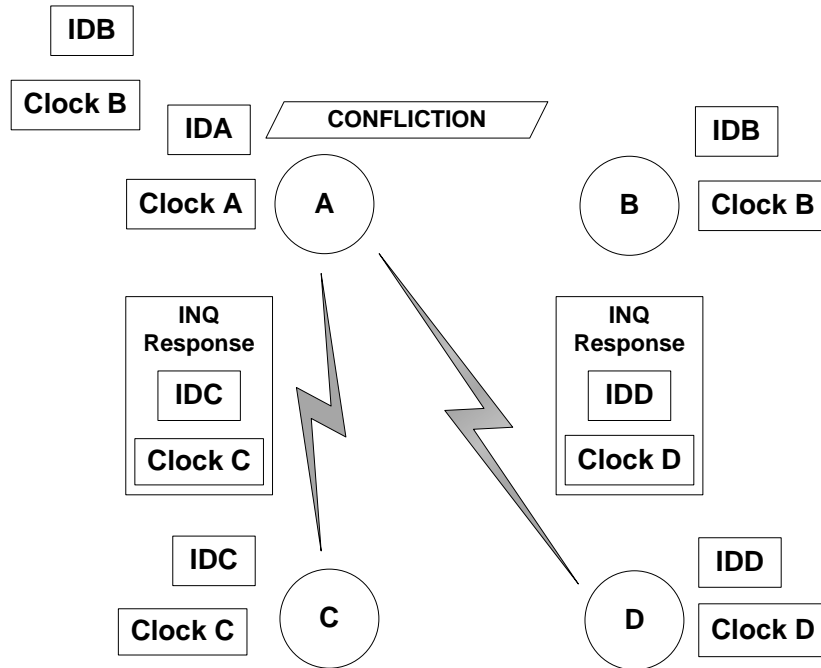
Σχήμα 1.9. Αποστολή μηνύματος inquiry response από τη B.

Η συσκευή A, με σκοπό να ανιχνεύσει και τις υπόλοιπες συσκευές, ξαναστέλνει μηνύματα inquiry. Παρόλο που έχει ανιχνεύσει τη B, μήνυμα inquiry θα λάβει πάλι και η B, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.10.

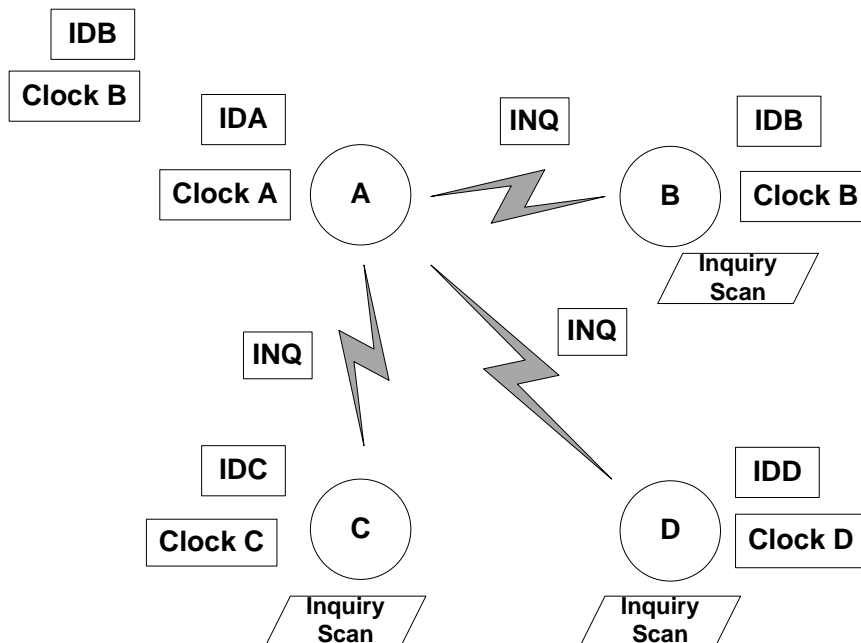


Σχήμα 1.10. Αποστολή μηνυμάτων inquiry προς ανίχνευση των C, D.

Σε περίπτωση που οι C, D στείλουν ταυτόχρονα inquiry response στην A, τα πακέτα θα συγκρουστούν και η A δε θα απαντήσει. Θα στείλει πάλι μηνύματα inquiry. Αυτά απεικονίζονται αντίστοιχα, στα Σχήματα 1.11 και 1.12.

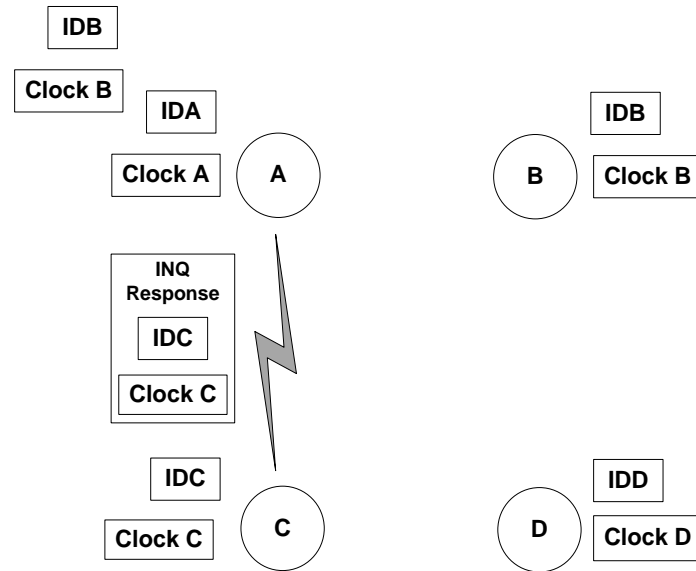


Σχήμα 1.11. Ταυτόχρονη αποστολή μηνυμάτων inquiry.



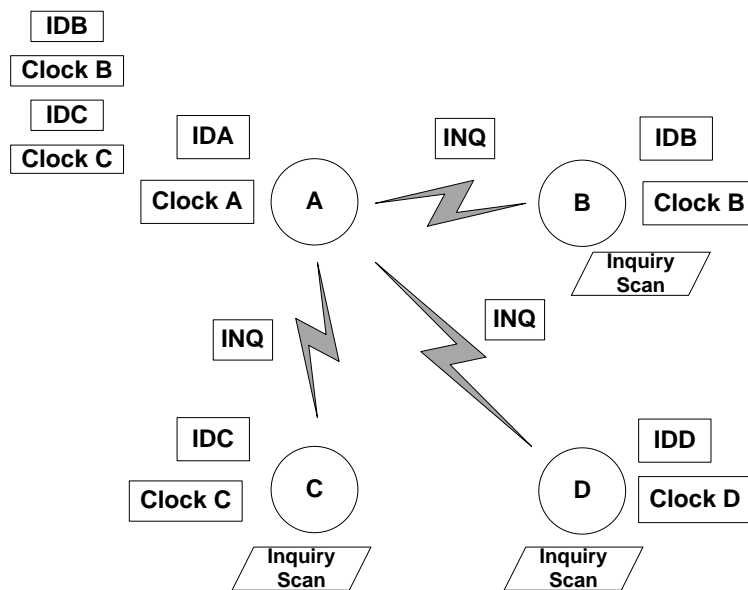
Σχήμα 1.12. Αποστολή ξανά μηνυμάτων inquiry.

Έστω ότι τώρα η συσκευή C, αφού αναγνωρίσει το μήνυμα inquiry, απαντά στην A με ένα μήνυμα inquiry response, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 1.13. Το μήνυμα αυτό περιέχει την ταυτότητα και το ρολόι της C και τώρα πια η A γνωρίζει τις απαραίτητες πληροφορίες για τη συσκευή αυτή.



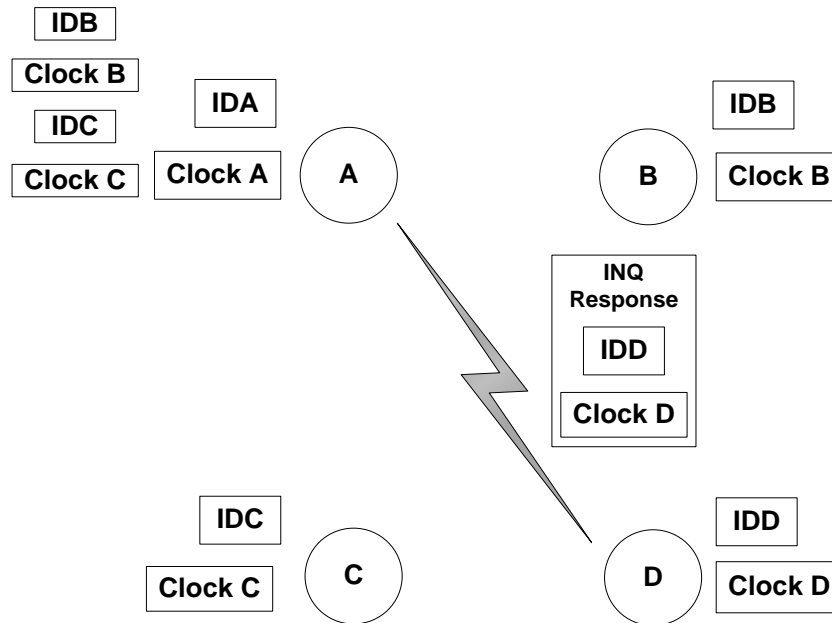
Σχήμα 1.13. Αποστολή μηνύματος inquiry response από τη C.

Η A θέλοντας να ανιχνεύσει και τη D ξαναστέλνει μηνύματα inquiry, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.14.

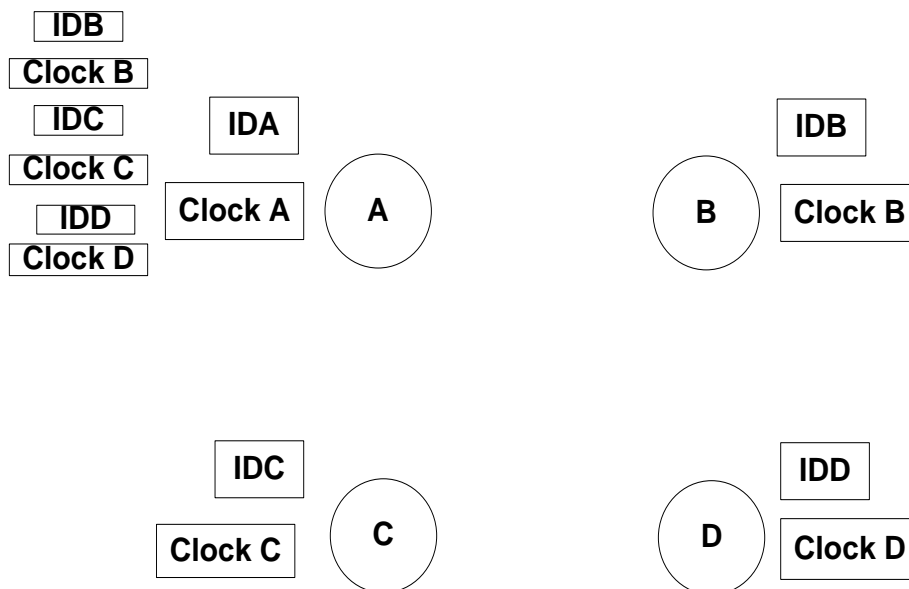


Σχήμα 1.14. Αποστολή μηνυμάτων inquiry προς ανίχνευση της D.

Τέλος, η D στέλνει inquiry response με τα στοιχεία της στην A, με αποτέλεσμα τώρα πια η A, να γνωρίζει όλες τις πληροφορίες για τις συσκευές στην περιοχή κάλυψής της. Τα παραπάνω απεικονίζονται αντίστοιχα, στα Σχήματα 1.15 και 1.16.



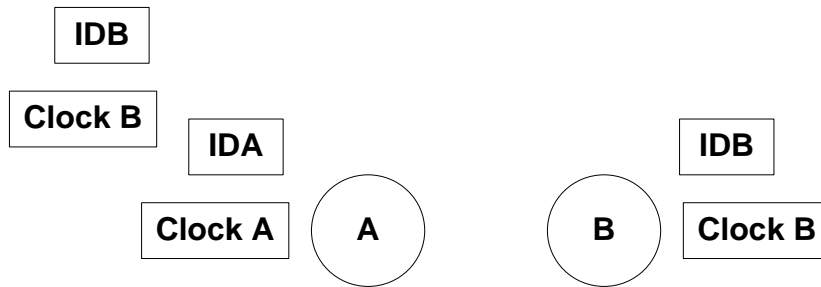
Σχήμα 1.15. Αποστολή μηνύματος inquiry response από τη D.



Σχήμα 1.16. Η A έχει τις απαραίτητες πληροφορίες για τις B, C, D.

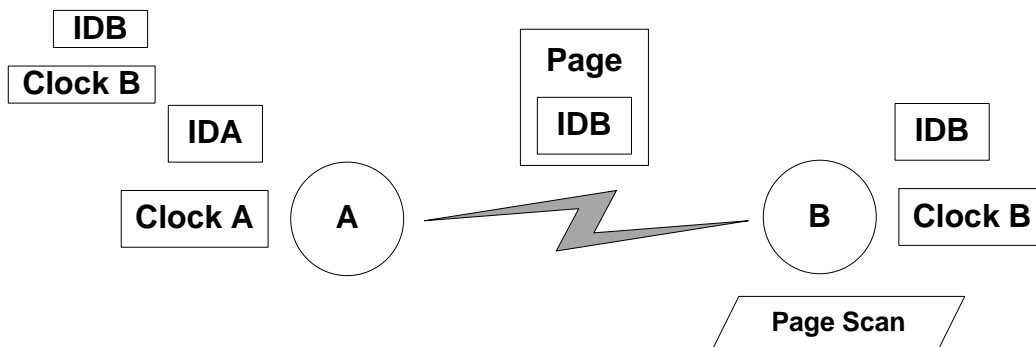
#### 1.7.1.4 Αναζήτηση για υπηρέτες (Paging for slaves)

Έχοντας μελετήσει τη διερεύνηση συσκευών, θα μελετήσουμε τώρα αναλυτικά την αναζήτηση υπηρέτων από τον κύριο. Συγκεκριμένα, θα εξετάσουμε τις καταστάσεις **page**, **page scan**, **slave response** και **master response**. Έστω ότι έχουμε δύο συσκευές, τις A και B. Από τη διερεύνηση που έχει προηγηθεί, η A γνωρίζει την ταυτότητα και το ρολόι της B, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.17.



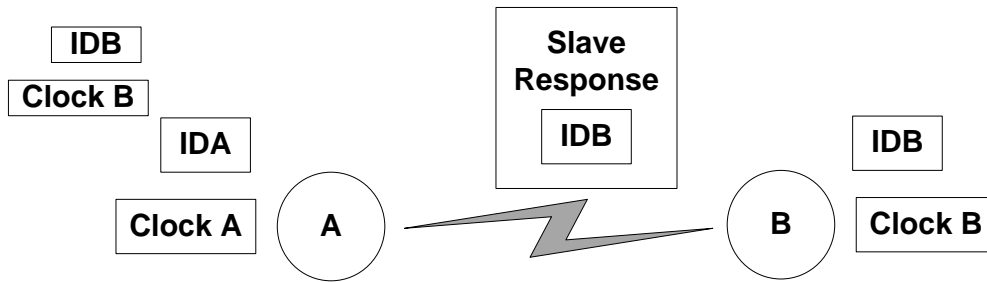
Σχήμα 1.17. Αναζήτηση για υπηρέτες.

Η A αναζητά τη B στέλνοντας ένα μήνυμα **page**. Το μήνυμα αυτό, περιέχει την ταυτότητα της B. Τα παραπάνω, απεικονίζονται στο Σχήμα 1.18. Η B, κατά την αποστολή του μηνύματος **page**, βρίσκεται σε κατάσταση **page scan**.



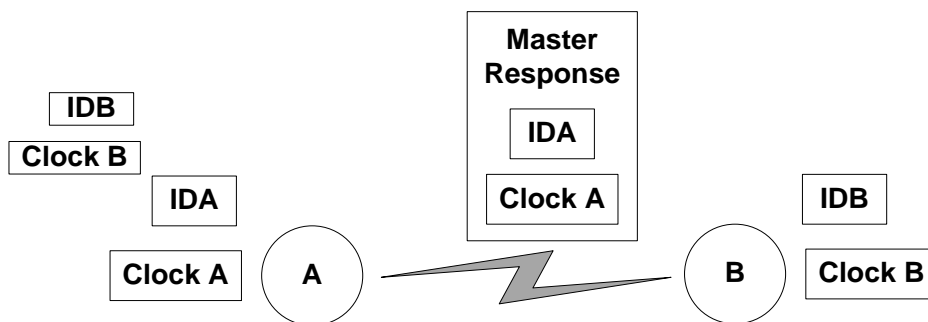
Σχήμα 1.18. Αποστολή μηνύματος **page**.

Η συσκευή B αναγνωρίζει το μήνυμα **page** και απαντά στην A με ένα μήνυμα απάντησης, **slave response**, το οποίο περιέχει την ταυτότητα της. Αυτά, απεικονίζονται στο Σχήμα 1.19.



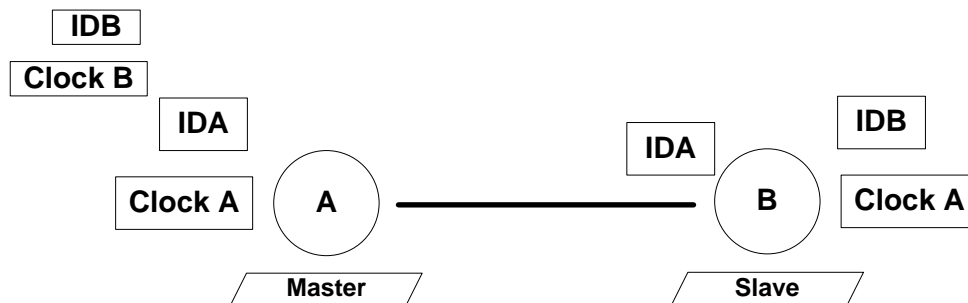
Σχήμα 1.19. Αποστολή μηνύματος page response.

Στη συνέχεια η A, αφού λάβει την απάντηση από τη B, στέλνει ένα μήνυμα master response, το οποίο περιέχει τη δική της ταυτότητα και το δικό της ρολόι, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.20. Σκοπός του μηνύματος αυτού είναι να συγχρονιστεί η B με την A.



Σχήμα 1.20. Αποστολή μηνύματος master response.

Τέλος, μετά την αποστολή του master response, η B είναι πλέον συνδεδεμένη και συγχρονισμένη (έχουν το ίδιο ρολόι) με την A και την αναγνωρίζει ως κύριο της, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.21.



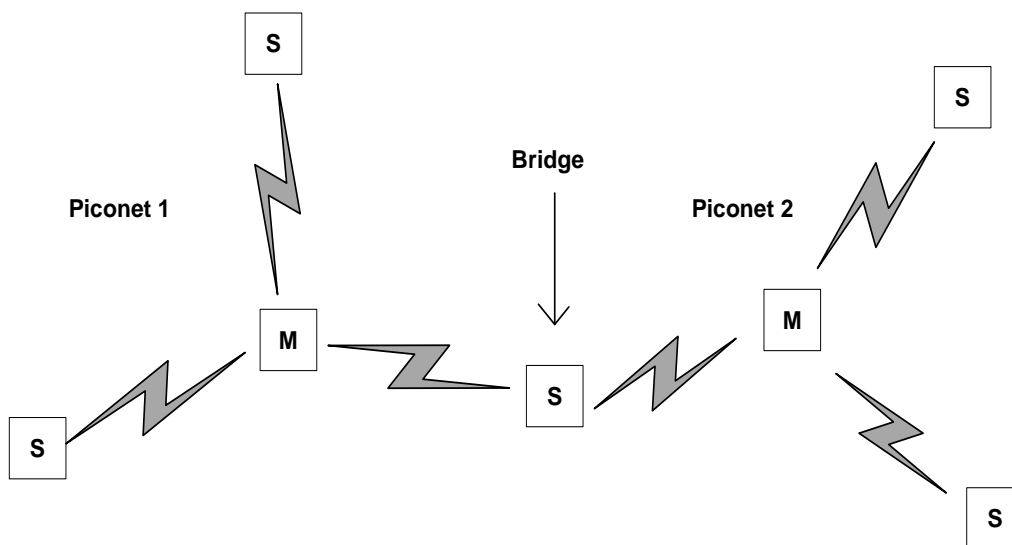
Σχήμα 1.21 Σύνδεση A και B.



### 1.7.2 Scatternet

Διάσπαρτο δίκτυο (**scatternet**), είναι ένα διασυνδεδεμένο σύνολο μικροσκοπικών δικτύων (piconets) που συνυπάρχουν στην ίδια περιοχή. Για το σχηματισμό του διάσπαρτου δικτύου, τα διάφορα μικροσκοπικά δίκτυα πρέπει να είναι συνδεδεμένα μέσω ενός υπηρέτη, που λειτουργεί ως κόμβος γέφυρα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.22. Ένα scatternet δηλαδή, διαμορφώνεται από πολλαπλά συνδεδεμένα piconets με επικαλυπτόμενες περιοχές κάλυψης.

Κάθε μικροσκοπικό δίκτυο του διάσπαρτου δικτύου έχει μοναδικό κύριο, ενώ οι υπηρέτες μπορούν να συμμετέχουν σε διαφορετικά μικροσκοπικά δίκτυα, με βάση την πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (Time Division Multiplexing, TDM). Για να συμμετέχει ένας υπηρέτης σε ένα piconet χρειάζεται να γνωρίζει την ταυτότητα του master και το clock offset, ενώ όταν εγκαταλείπει το piconet πληροφορεί τον κύριο. Ο κύριος ενός piconet μπορεί να είναι υπηρέτης άλλου piconet, αλλά όλη η κίνηση στο piconet του θα αναστέλλεται κατά την απουσία του. Κάθε piconet έχει το δικό του κανάλι μετάδοσης και εμφανίζονται συγκρούσεις όταν δύο piconets χρησιμοποιούν ταυτόχρονα το ίδιο κανάλι του 1 MHz.



Σχήμα 1.22. Διάσπαρτο δίκτυο Scatternet.

## 1.8 Bluetooth Standards

Τα Bluetooth Standards παρουσιάζονται και περιγράφονται σε έναν τεράστιο όγκο 1500 σελίδων και διακρίνονται σε δύο κατηγορίες, στη **στοίβα πρωτοκόλλων** (stack) και στα **προφίλ** (profiles).

Οι προδιαγραφές για τη στοίβα πρωτοκόλλων, περιγράφουν τις λεπτομέρειες των διαφόρων επιπέδων της αρχιτεκτονικής πρωτοκόλλων του Bluetooth, από το επίπεδο ραδιοκυμάτων (radio interface) έως το επίπεδο ελέγχου συνδέσμου (link control).

Οι προδιαγραφές για τα προφίλ, ενδιαφέρονται για τη χρήση της τεχνολογίας Bluetooth στην υποστήριξη ποικίλων εφαρμογών. Κάθε προφίλ ερευνά τη χρήση της τεχνολογίας, η οποία είναι ορισμένη από τις συγκεκριμένες προδιαγραφές της στοίβας πρωτοκόλλων, με σκοπό την πραγματοποίηση ενός καθορισμένου μοντέλου χρήσης (usage model). Οι προδιαγραφές των προφίλ περιέχουν μια περιγραφή των θεμάτων των προδιαγραφών της στοίβας πρωτοκόλλων, τα οποία είναι εντολοδόχα, προαιρετικά και μη εφαρμόσιμα. Ο σκοπός των προδιαγραφών για τα προφίλ είναι να καθορίσουν ένα στάνταρ αλληλεπίδρασης (standard of interoperability), έτσι ώστε προϊόντα από διαφορετικές εταιρείες που υποστηρίζουν ένα δοσμένο μοντέλο χρήσης να μπορούν να δουλεύουν μαζί. Σε γενικές γραμμές, οι προδιαγραφές για τα προφίλ κατηγοριοποιούνται στις εξής δύο κατηγορίες, στην αντικατάσταση καλωδίων και στην ασύρματη ακουστική (wireless audio).

Τα προφίλ της αντικατάστασης καλωδίων, παρέχουν βολικά μέσα για τη σύνδεση συσκευών που βρίσκονται σε γειτνίαση και για την ανταλλαγή δεδομένων. Για παράδειγμα, όταν δύο συσκευές πρωτοέλθουν στην περιοχή κάλυψης η μία της άλλης, τότε αυτόματα μπορούν να ερωτηθούν για τη χρήση ενός κοινού προφίλ. Αυτό στη συνέχεια, μπορεί να οδηγήσει στην ανταλλαγή δεδομένων.

Τα προφίλ της ασύρματης ακουστικής, ενδιαφέρονται για την εγκατάσταση συνδέσεων φωνής μικρής εμβέλειας.

### 1.8.1 Προφίλ του Bluetooth

Οι προδιαγραφές των διαφόρων εκδόσεων του Bluetooth, κατονομάζουν συγκεκριμένα προφίλ τα οποία θα υποστηρίζονται, και παρέχουν διαφορετικές στοίβες πρωτοκόλλων για το καθένα από αυτά. Ουσιαστικά, το κάθε προφίλ αποτελείται, από ένα σετ πρωτοκόλλων που πραγματοποιούν μια συγκεκριμένη εφαρμογή. Κάθε προφίλ ορίζει τα πρωτόκολλα και τα χαρακτηριστικά των πρωτοκόλλων που υποστηρίζουν τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Στον Πίνακα 3, παρατίθενται και περιγράφονται κάποια από τα προφίλ της τεχνολογίας Bluetooth.

<b>Όνομα προφίλ</b>	<b>Περιγραφή προφίλ</b>
Γενική πρόσβαση <b>(Generic Access Profile - GAP)</b>	Διαδικασίες διαχείρισης του συνδέσμου
Ανακάλυψη υπηρεσιών <b>(Service Discovery Profile - SDP)</b>	Πρωτόκολλο για την ανακάλυψη των προσφερόμενων υπηρεσιών
Σειριακή θύρα <b>(Serial Port Profile - SPP)</b>	Αντικατάσταση ενός καλωδίου σειριακής θύρας
Γενική ανταλλαγή αντικειμένων	Καθορίζει τη σχέση πελάτη-διακομιστή για τη μετακίνηση αντικειμένων
Πρόσβαση σε LAN <b>(LAN Access - LAN)</b>	Πρωτόκολλο ανάμεσα σε έναν κινητό υπολογιστή και ένα σταθερό LAN
Τηλεφωνική δικτύωση <b>(Dial-Up Networking Profile - DUN)</b>	Επιτρέπει σε έναν κινητό υπολογιστή να καλεί μέσω κινητού τηλεφώνου
Φαξ <b>(FAX)</b>	Επιτρέπει σε μια κινητή μηχανή φαξ να μιλάει σε ένα κινητό τηλέφωνο
Ασύρματη τηλεφωνία <b>(Three In One Phone)</b>	Συνδέει ένα ακουστικό κεφαλής με τον τοπικό του σταθμό βάσης
Ενδοσυνεννόηση <b>(Three In One Phone)</b>	Ψηφιακή ενδοσυνεννόηση
Ακουστικό κεφαλής <b>(Headset Profile - HSP)</b>	Επιτρέπει τη φωνητική επικοινωνία χωρίς χέρια
Ωθηση αντικειμένων <b>(Object Push Profile - OPP)</b>	Παρέχει μια μέθοδο ανταλλαγής απλών αντικειμένων
Μεταφορά αρχείων <b>(File Transfer Profile - FTP)</b>	Παρέχει μια πιο γενική βοηθητική λειτουργία μεταφοράς αρχείων
Συγχρονισμός <b>(Synchronization Profile - SYNCH)</b>	Επιτρέπει σε μια συσκευή PDA να συγχρονίζεται με έναν άλλο υπολογιστή
Εκτύπωση <b>(Basic Printing Profile - BPP)</b>	Επιτρέπει τη μετάδοση αρχείων σε εκτυπωτές χωρίς τη μεσολάβηση ηλεκτρονικών υπολογιστών
Πρόσβαση στην κάρτα SIM κινητού <b>(SIM Access Profile - SAP)</b>	Επιτρέπει σε συσκευές την πρόσβαση στην κάρτα SIM ενός κινητού
Βίντεο <b>(Video Distribution Profile - VDP)</b>	Επιτρέπει τη μετάδοση stream κινούμενης εικόνας
Βασική επεξεργασία και διαχείριση εικόνων <b>(Basic Imaging Profile - BIP)</b>	Επιτρέπει τη μεταφορά εικόνων σε ψηφιακές συσκευές
Διανομή ήχου υψηλής ποιότητας <b>(Advanced Audio Distribution Profile - A2DP)</b>	Καθορίζει τα πρωτόκολλα και τις διαδικασίες που απαιτούνται για τη διανομή ήχου υψηλής ποιότητας
Χρήση συσκευών ελέγχου <b>(Human Interface Device Profile - HID)</b>	Επιτρέπει σε συσκευές τη χρήση τους ως συσκευές ελέγχου

Πίνακας 3. Προφίλ του Bluetooth.

Εξετάζοντας σε συντομία αυτά τα προφίλ, μπορούμε να δούμε πιο καθαρά τι προσπαθεί να πετύχει η ομάδα του Bluetooth.

Το προφίλ *γενικής πρόσβασης* (GAP) δεν είναι μια πραγματική εφαρμογή, αλλά είναι η βάση πάνω στην οποία χτίζονται όλα τα υπόλοιπα προφίλ. Βασική του αρμοδιότητα, είναι η παροχή μιας μεθόδου εγκαθίδρυσης και διατήρησης ασφαλών συνδέσμων (καναλιών) ανάμεσα στον κύριο και τους υπηρέτες του. Το προφίλ αυτό ενσωματώνεται σε όλες τις συσκευές που υποστηρίζουν την τεχνολογία Bluetooth.

Το προφίλ *ανακάλυψης υπηρεσιών* (SDP) επιτρέπει στις συσκευές, την αναζήτηση και αναγνώριση όλων των προφίλ που υποστηρίζονται από τη συνδεδεμένη σε αυτές συσκευή. Και το προφίλ αυτό, υλοποιείται υποχρεωτικά από συσκευές που υποστηρίζουν την τεχνολογία Bluetooth. Τα ακόλουθα προφίλ είναι προαιρετικά.

Το προφίλ *σειριακής θύρας* (SPP) είναι ένα πρωτόκολλο μεταφοράς, που χρησιμοποιείται από τα περισσότερα από τα άλλα προφίλ, όπως είναι τα DUN, FAX, HSP και LAN. Το προφίλ αυτό χρησιμοποιεί το πρωτόκολλο RFCOMM και λειτουργεί όπως και μια κοινή, ενσύρματη, σειριακή θύρα. Είναι ιδιαίτερα χρήσιμο για παλαιότερες εφαρμογές, οι οποίες αναμένουν την παρουσία μιας σειριακής γραμμής.

Το προφίλ *γενικής ανταλλαγής αντικειμένων* προδιαγράφει μια σχέση πελάτη-διακομιστή για τη μεταφορά δεδομένων. Οι λειτουργίες ξεκινούν από τους πελάτες, αλλά ο υπηρέτης μπορεί να είναι είτε πελάτης είτε διακομιστής. Όπως και το προφίλ σειριακής θύρας, το προφίλ αυτό αποτελεί δομικό στοιχείο για τα άλλα προφίλ.

Τα επόμενα τρία προφίλ χρησιμοποιούνται για δικτύωση. Το προφίλ *πρόσβασης σε LAN* (LAN) επιτρέπει σε μια συσκευή Bluetooth να συνδέεται σε ένα σταθερό δίκτυο. Από τη στιγμή που η συσκευή θα συνδεθεί, θα λειτουργεί σαν να ήταν απευθείας συνδεδεμένη (καλωδιωμένη) στο LAN. Το προφίλ *τηλεφωνικής δικτύωσης* (DUN) επιτρέπει σε ένα φορητό υπολογιστή, να συνδέεται χωρίς καλώδια σε ένα κινητό τηλέφωνο που περιέχει ενσωματωμένο μόντεμ. Το προφίλ αυτό δηλαδή, επιτρέπει στους χρήστες H/Y την πρόσβαση στο Internet και σε άλλες υπηρεσίες, πραγματοποιώντας κλήση μέσω του κινητού τους τηλεφώνου. Το προφίλ *φαξ* (FAX) είναι παρόμοιο με το προφίλ τηλεφωνικής δικτύωσης, με τη διαφορά ότι επιτρέπει σε ασύρματες μηχανές φαξ να στέλνουν και να λαμβάνουν φαξ χρησιμοποιώντας κινητά τηλέφωνα, χωρίς να υπάρχει καλώδιο μεταξύ τους.

Η ομάδα των επόμενων τριών προφίλ χρησιμοποιείται για τηλεφωνία. Το προφίλ *ασύρματης τηλεφωνίας* και το προφίλ *ενδοσυνεννόησης* ομαδοποιούνται ουσιαστικά σε ένα προφίλ, το Three In One Phone. Το πρώτο, παρέχει έναν τρόπο σύνδεσης του ακουστικού ενός ασύρματου τηλεφώνου στο σταθμό βάσης και το δεύτερο, επιτρέπει σε δύο τηλέφωνα να συνδέονται ως ασύρματα τερματικά ενδοσυνεννόησης. Η τρίτη λειτουργία του Three In One Phone, είναι η χρήση των ασύρματων τηλεφώνων ως κινητά, κάτι που θα επιτευχθεί στο μέλλον. Μια σχηματική απεικόνιση του προφίλ αυτού φαίνεται στο Σχήμα 1.23. Τέλος, το προφίλ *ακουστικού κεφαλής* (HSP) υποστηρίζει επικοινωνία φωνής χωρίς χέρια (hands-free) ανάμεσα στο ακουστικό κεφαλής (headset) και το σταθμό βάσης. Υποστηρίζει βασικές λειτουργίες, οι οποίες εξασφαλίζουν την ενημέρωση της συνδεδεμένης συσκευής σε περίπτωση εισερχόμενης κλήσης, την αυξομείωση της έντασης, την πραγματοποίηση και τον

τερματισμό των κλήσεων, καθώς και την αναγνώριση του αριθμού του καλούντος. Το προφίλ αυτό, χρησιμοποιείται από όλα τα ασύρματα hands-free της τεχνολογίας Bluetooth της αγοράς.

Τα επόμενα τρία προφίλ χρησιμοποιούνται για την πραγματική ανταλλαγή αντικειμένων ανάμεσα σε δύο ασύρματες συσκευές. Το προφίλ *ώθησης αντικειμένων* (OPP) επιτρέπει την αποστολή αντικειμένων, όπως εικόνες, ηλεκτρονικές επαγγελματικές κάρτες και αρχεία δεδομένων. Τα αντικείμενα λαμβάνονται αυτόματα από τη συνδεδεμένη συσκευή, χωρίς να απαιτείται συνήθως η μεσολάβηση του χρήστη της. Το προφίλ *μεταφοράς αρχείων* (FTP) επιτρέπει την ασύρματη πρόσβαση σε αρχεία, τα οποία έχουν αποθηκευτεί σε μια απομακρυσμένη συσκευή. Με την χρήση του επιτυγχάνεται η πρόσβαση στις λίστες των αρχείων, η μεταφορά και η τροποποίησή τους. Για τη μεταφορά των πληροφοριών χρησιμοποιείται το πρωτόκολλο OBEX. Τέλος, το προφίλ *συγχρονισμού* (SYNCH) επιτρέπει το συγχρονισμό πληροφοριών PIM (Personal Information Management), όπως των στοιχείων που έχουν αποθηκευτεί στον τηλεφωνικό κατάλογο ή στην ατζέντα ενός κινητού τηλεφώνου.

Το προφίλ *εκτύπωσης* (BPP) επιτρέπει στις ψηφιακές συσκευές να μεταδίδουν κείμενα, e-mails, ηλεκτρονικές κάρτες και άλλα στοιχεία σε εκτυπωτές, ώστε αυτά να εκτυπώνονται αυτόματα χωρίς τη μεσολάβηση H/Y. Για τη λειτουργία του δεν είναι απαραίτητη η ύπαρξη οδηγών (drivers).

Το προφίλ *πρόσβασης στην κάρτα SIM* (SAP) ενός κινητού τηλεφώνου επιτρέπει σε συσκευές, να αποκτήσουν πρόσβαση στα περιεχόμενα της κάρτας SIM για να αντλήσουν τα στοιχεία που περιέχονται σε αυτήν ή ακόμη και να την χρησιμοποιήσουν για να συνδεθούν με το δίκτυο κινητής τηλεφωνίας.

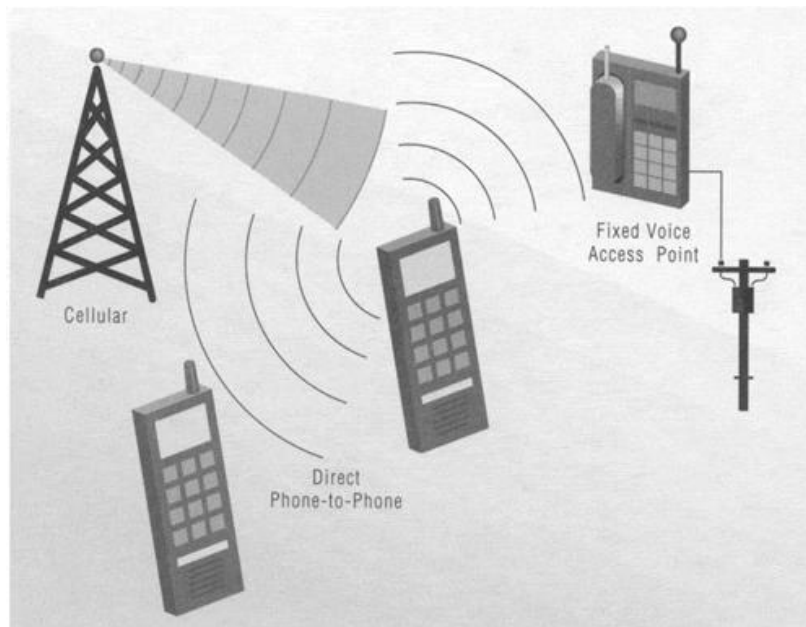
Το προφίλ *βίντεο* (VDP) επιτρέπει τη μετάδοση stream κινούμενης εικόνας. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μεταφορά και παράλληλη απεικόνιση βίντεο, που έχει καταγραφεί από την κάμερα ενός κινητού, στην οθόνη οποιασδήποτε συμβατής τηλεοράσεως.

Το προφίλ *βασικής επεξεργασίας και διαχείρισης εικόνων* (BIP) έχει σχεδιαστεί για να διευκολύνει τη μεταφορά εικόνων και έχει την ικανότητα να αλλάζει αυτόματα το μέγεθος και τη φόρμα τους, ώστε να είναι εφικτή η απεικόνισή τους, χωρίς προβλήματα, από την ψηφιακή συσκευή που τις λαμβάνει.

Το προφίλ *διανομής ήχου υψηλής ποιότητας* (A2DP) καθορίζει τα πρωτόκολλα και τις διαδικασίες που απαιτούνται για τη διανομή ήχου υψηλής ποιότητας σε συμβατές συσκευές Bluetooth. Μια τυπική χρήση του συγκεκριμένου προφίλ είναι η μονόδρομη μεταφορά μουσικής από τα κινητά τηλέφωνα προς ασύρματα στερεοφωνικά ακουστικά. Το A2DP εξασφαλίζει τη συμπίεση των δεδομένων του ήχου με τέτοιο τρόπο, ώστε να γίνεται η καλύτερη δυνατή χρήση του περιορισμένου εύρους ζώνης του Bluetooth.

Το προφίλ *χρήσης συσκευών ελέγχου* (HID) επιτρέπει τη χρήση συσκευών ελέγχου, όπως ποντίκια, πληκτρολόγια, joysticks κ.α., ενώ έχει σχεδιαστεί ώστε να καταναλώνει ελάχιστη ενέργεια και παράλληλα να προσφέρει αρκετή ακρίβεια στο χειρισμό. Τα κινητά τηλέφωνα που ενσωματώνουν το συγκεκριμένο προφίλ, μπορούν

να χρησιμοποιηθούν για τον απομακρυσμένο έλεγχο Η/Υ, αφού με τη βοήθεια του κατάλληλου λογισμικού μπορούν να μεταμορφωθούν σε ποντίκια ή πληκτρολόγια.



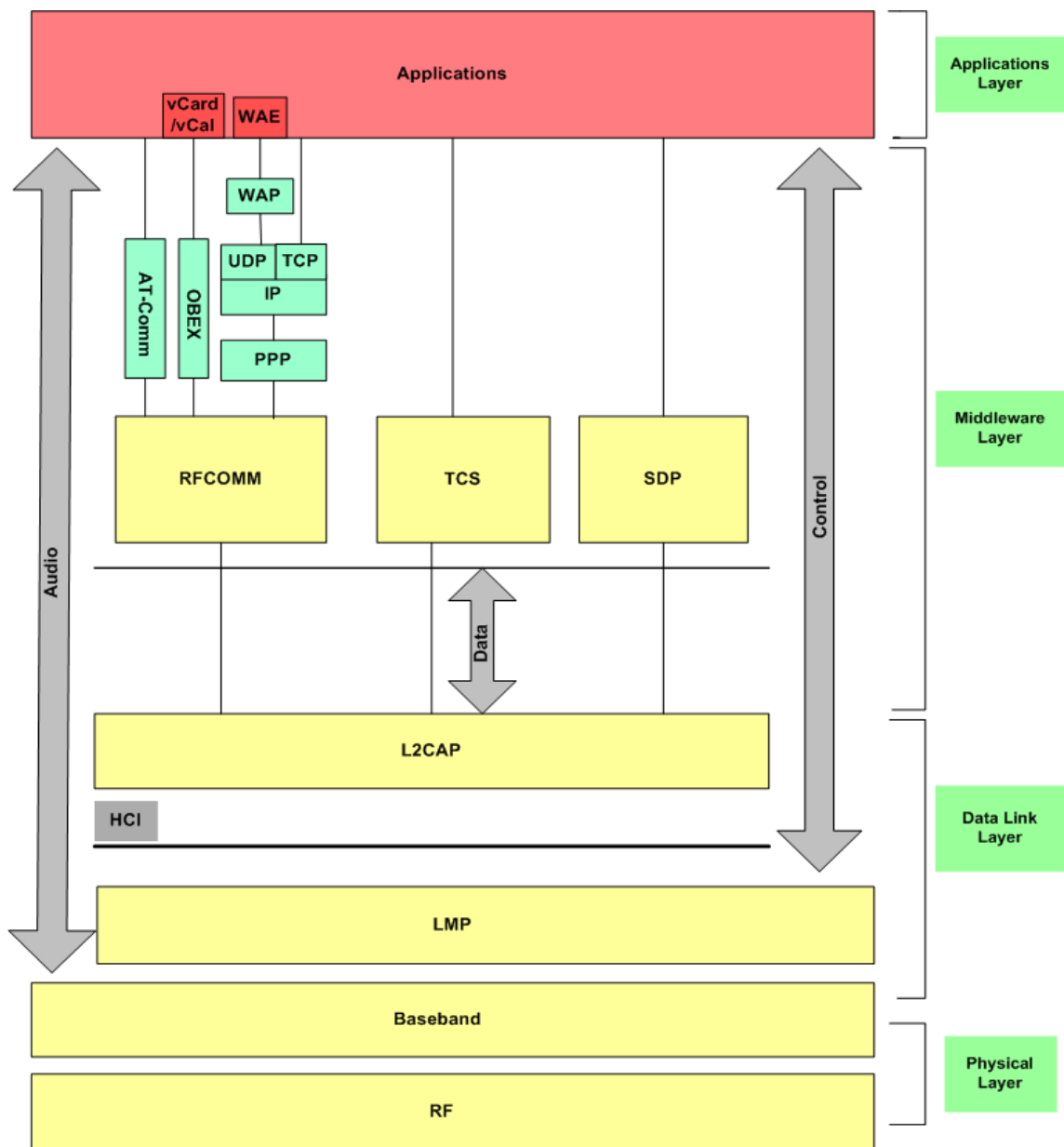
Σχήμα 1.23. To Three In One Phone προφίλ του Bluetooth.

## 1.8.2 Η στοίβα πρωτοκόλλων του Bluetooth

Το πρότυπο του Bluetooth περιέχει πολλά πρωτόκολλα τα οποία ομαδοποιούνται σε επίπεδα. Τα επίπεδα αυτά είναι, το **φυσικό επίπεδο** (physical layer), το **επίπεδο συνδέσμου μετάδοσης δεδομένων** (data link layer), το **επίπεδο ενδιάμεσου λογισμικού** (middleware layer) και το **επίπεδο εφαρμογών** (applications layer).

Η στοίβα πρωτοκόλλων του Bluetooth, ορίζεται από μία ιεραρχημένη αρχιτεκτονική πρωτοκόλλων, η οποία περιέχει τα **πρωτόκολλα πυρήνα** (core protocols), τα **βασικά πρωτόκολλα** και άλλα **υιοθετημένα πρωτόκολλα** (adopted protocols) ανάλογα με τις προς υλοποίηση εφαρμογές. Η στοίβα πρωτοκόλλων του Bluetooth φαίνεται στο Σχήμα 1.24. Η στοίβα περιλαμβάνει ακόμη, πρωτόκολλα **ήχου** (audio) και **ελέγχου** (control), που όπως υποδηλώνουν και τα όνοματά τους ασχολούνται αντίστοιχα με τον ήχο και τον έλεγχο. Οι εφαρμογές μπορούν να φτάσουν απευθείας σε αυτά, χωρίς να χρειαστεί να περάσουν πρώτα από το L2CAP, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.24. Τέλος, το υψηλότερο επίπεδο της στοίβας είναι αυτό στο οποίο βρίσκονται οι εφαρμογές και τα προφίλ. Οι εφαρμογές χρησιμοποιούν τα πρωτόκολλα των χαμηλότερων επιπέδων για να κάνουν τη δουλειά τους. Κάθε εφαρμογή έχει το δικό της αποκλειστικό υποσύνολο πρωτοκόλλων και κάθε συσκευή περιέχει συνήθως μόνο τα πρωτόκολλα που χρειάζεται για την αντίστοιχη εφαρμογή και τίποτα άλλο.

Η στοίβα του Bluetooth σχεδιάστηκε να περιέχει τα υπάρχοντα πρωτόκολλα, όπως τα TCP, UDP, OBEX, όσον το δυνατόν καλύτερα όσο τα συγκεκριμένα πρωτόκολλα του Bluetooth, όπως το LMP και το L2CAP. Η επαναχρησιμοποίηση πρωτοκόλλων εξασφαλίζει την ομαλή αλληλεπίδραση (interoperability) των υπάρχουσων εφαρμογών και του εξοπλισμού (hardware). Παρόλο που διαφορετικές εφαρμογές μπορεί να «τρέχουν» πάνω από διαφορετικά πρωτόκολλα, όλες χρησιμοποιούν το φυσικό επίπεδο (φυσικά ραδιοκύματα και βασική ζώνη) και το επίπεδο συνδέσμου μετάδοσης δεδομένων (LMP και L2CAP). Τέλος, η στοίβα είναι «ανοιχτή» επιτρέποντας το «χτίσιμο» νέων απαραίτητων εφαρμογών.



Σχήμα 1.24. Στοίβα πρωτοκόλλων του Bluetooth.

### **1.8.2.1 Πρωτόκολλα πυρήνα**

Τα πρωτόκολλα πυρήνα (core protocols) σχηματίζουν μία στοίβα πέντε επιπέδων και περιέχονται σε όλα τα επίπεδα του προτύπου του Bluetooth εκτός από το επίπεδο εφαρμογών. Τα πρωτόκολλα πυρήνα αποτελούνται από τα ακόλουθα στοιχεία, τα οποία φαίνονται στο Σχήμα 1.24 με κίτρινο χρώμα.

#### **RF**

Το χαμηλότερο επίπεδο είναι το επίπεδο των φυσικών ραδιοκυμάτων (RF), το οποίο ασχολείται με τη μετάδοση των ραδιοκυμάτων και τη διαμόρφωση. Ειδικότερα, καθορίζει τις λεπτομέρειες του περιβάλλοντος μετάδοσης, περιλαμβανομένων της συχνότητας, της χρησιμοποίησης μεταπήδησης συχνότητας, του σχήματος της διαμόρφωσης και της εκπεμπόμενης ισχύος.

Το επίπεδο ραδιοκυμάτων είναι αυτό που μεταφέρει τα bit από τον κύριο στον υπηρέτη ή αντίστροφα. Είναι ένα σύστημα χαμηλής ισχύος με μικρή εμβέλεια, που λειτουργεί στη ζώνη ISM των 2.4 GHz. Η ζώνη διαιρείται σε 79 κανάλια του 1 MHz το καθένα. Η διαμόρφωση είναι η κωδικοποίηση μετατόπισης συχνότητας, με 1 bit ανά Hz, δίνοντας μικτό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 1 Mbps. Για να κατανέμονται δίκαια τα κανάλια, χρησιμοποιείται εξάπλωση φάσματος με διαίρεση χρόνου και συνεχή αλλαγή συχνότητας, με 1600 αλλαγές/sec και χρόνο παραμονής ίσο με 625 μsec. Όλοι οι κόμβοι του μικροσκοπικού δικτύου piconet αλλάζουν συχνότητα ταυτόχρονα, με τον κύριο να επιβάλλει την ακολουθία συχνοτήτων.

Τέλος, πολλά από τα ζητήματα του επιπέδου αυτού σχετίζονται με το στόχο να είναι το σύστημα φτηνό, έτσι ώστε να μπορεί να γίνει μαζικό προϊόν.

#### **Baseband**

Το επίπεδο βασικής ζώνης (Baseband), το οποίο περιέχει το πρωτόκολλο baseband που επιτρέπει τη σύνδεση μεταξύ δύο συσκευών που υποστηρίζουν την τεχνολογία Bluetooth, καθορίζει τον έλεγχο της ζεύξης σε επίπεδο bit και σε επίπεδο πλαισίου. Ασχολείται με την κωδικοποίηση, την κρυπτογράφηση, την εγκατάσταση σύνδεσης σε ένα piconet, τη διευθυνσιοδότηση, τη μορφοποίηση του πλαισίου, τον χρονισμό και τον έλεγχο της ισχύος.

Στο επίπεδο αυτό, μετατρέπεται η ανεπεξέργαστη ροή των bit σε πλαίσια και ορίζονται κάποιες βασικές μορφές πλαισίων. Τα πλαίσια μεταδίδονται μέσω ζεύξεων που υλοποιούνται από το επίπεδο βασικής ζώνης και μπορεί να είναι είτε ζεύξη ACL είτε ζεύξη SCO.

Για την εγκατάσταση της σύνδεσης, το πρωτόκολλο baseband, χρησιμοποιεί inquiry και paging διαδικασίες για να συγχρονίσει τη μετάδοση μεταξύ διαφορετικών συσκευών Bluetooth. Οι διαδικασίες αυτές μελετήθηκαν αναλυτικά στις Ενότητες 1.7.1.3 και 1.7.1.4.

Ο χρονισμός αφορά τον έλεγχο από τον κύριο των χρονικών υποδοχών και τον τρόπο ομαδοποίησής τους σε πλαίσια. Στην απλούστερη περίπτωση, ο κύριος κάθε μικροσκοπικού δικτύου καθορίζει μια ακολουθία χρονικών υποδοχών των 625 μsec, με τις μεταδόσεις του κυρίου να ξεκινούν στις άρτιες υποδοχές και τις μεταδόσεις



των υπηρετών να ξεκινούν στις περιττές υποδοχές. Η μέθοδος αυτή είναι κλασική πολύπλεξη με διαίρεση χρόνου, με τον κύριο να παίρνει τις μισές υποδοχές και τους υπηρέτες να μοιράζονται τις άλλες μισές. Τα πλαίσια μπορεί να έχουν μήκος 1, 3 ή 5 υποδοχές.

### **LMP**

Το πρωτόκολλο LMP (Link Manager Protocol - Διαχειριστής συνδέσμου) είναι υπεύθυνο για την εγκαθίδρυση και τη διαχείριση των συνδέσεων ανάμεσα στις συσκευές. Αυτά περιλαμβάνουν τη διαχείριση ισχύος, την ποιότητα των υπηρεσιών, τον έλεγχο και τη διαπραγμάτευση (απόφαση) του μεγέθους των πακέτων μετάδοσης καθώς και θέματα ασφάλειας, όπως είναι η πιστοποίηση ταυτότητας και η διαχείριση των κλειδιών κρυπτογράφησης που θα χρησιμοποιηθούν. Επίσης, το LMP ελέγχει την κατάσταση των μονάδων στο riconet και προγραμματίζει την κίνηση.

### **L2CAP**

Το πρωτόκολλο προσαρμογής ελέγχου λογικού συνδέσμου (Logical link Control and Adaptation Protocol, L2CAP), σε γενικές γραμμές, αποκρύπτει από τα ανώτερα επίπεδα τις λεπτομέρειες της μετάδοσης και προσαρμόζει τα πρωτόκολλα των ανωτέρων επιπέδων στο επίπεδο βασικής ζώνης. Επίσης, παρέχει ταυτόχρονα και υπηρεσίες με σύνδεση και υπηρεσίες χωρίς σύνδεση.

Το L2CAP έχει τρεις κύριες λειτουργίες. Η πρώτη, είναι ότι δέχεται πακέτα μέχρι 64 KB από τα ανώτερα επίπεδα και τα τεμαχίζει σε πλαίσια για μετάδοση. Στο άλλο άκρο, τα πλαίσια συναρμολογούνται ξανά σε πακέτα.

Η δεύτερη, είναι η διαχείριση της πολύπλεξης και της αποπολύπλεξης πακέτων από πολλαπλές πηγές. Όταν συναρμολογηθεί ξανά ένα πακέτο, το L2CAP προσδιορίζει σε ποιο πρωτόκολλο ανωτέρου επιπέδου πρέπει να το παραδώσει (για παράδειγμα, στο RFCOMM ή στο TCS).

Η τρίτη λειτουργία του L2CAP, είναι ο χειρισμός των απαιτήσεων για ποιότητα υπηρεσιών, τόσο κατά την εγκαθίδρυση των συνδέσεων όσο και κατά την λειτουργία τους. Ένα άλλο αντικείμενο διαπραγμάτευσης κατά την εγκαθίδρυση της σύνδεσης, είναι το μέγιστο επιτρεπόμενο μέγεθος του ωφέλιμου φορτίου, έτσι ώστε να μην μπορεί μια συσκευή με μεγάλα πακέτα να κατακλύσει μια συσκευή μικρών πακέτων. Αυτό το χαρακτηριστικό απαιτείται, επειδή δεν μπορούν όλες οι συσκευές να χειριστούν πακέτα με το μέγιστο μέγεθος των 64 KB.

### **SDP**

Το πρωτόκολλο ανακάλυψης υπηρεσιών (Service Discovery Protocol, SDP) χρησιμοποιείται για τον εντοπισμό υπηρεσιών μέσα στο δίκτυο. Οι πληροφορίες για τις συσκευές, οι υπηρεσίες και τα χαρακτηριστικά των υπηρεσιών εντοπίζονται από το SDP με σκοπό να επιτραπεί η σύνδεση δύο ή περισσότερων συσκευών Bluetooth.

### **1.8.2.2 Βασικά πρωτόκολλα**

Τα βασικά πρωτόκολλα περιλαμβάνουν το πρωτόκολλο αντικατάστασης καλωδίων (cable replacement protocol) RFCOMM και το πρωτόκολλο ελέγχου τηλεφωνίας (telephony control protocol) TCS.

#### **RFCOMM**

Το πρωτόκολλο επικοινωνίας ραδιοκυματικών συχνοτήτων (Radio Frequency Communication, RFCOMM) είναι ένα πρωτόκολλο αντικατάστασης καλωδίων, το οποίο εξομοιώνει την τυπική σειριακή θύρα που υπάρχει στους περισσότερους υπολογιστές για τη σύνδεση πληκτρολογίων, ποντικιών, μόντεμ, και άλλων συσκευών. Το RFCOMM χρησιμοποιείται για το προφίλ SPP (προφίλ σειριακής θύρας) κι έχει σχεδιαστεί για να επιτρέπει την εύκολη χρήση του από παλαιότερες συσκευές.

#### **TCS**

Το πρωτόκολλο ελέγχου τηλεφωνίας (Telephony Control Signaling, TCS) είναι ένα πρωτόκολλο πραγματικού χρόνου, για τη δημιουργία κλήσεων φωνής και δεδομένων μεταξύ συσκευών. Χρησιμοποιείται για τα τρία προφίλ τα οποία είναι προσανατολισμένα στην ομιλία. Τα προφίλ αυτά, είναι το προφίλ ασύρματης τηλεφωνίας, το προφίλ ενδοσυννεύσης και το προφίλ ακουστικού κεφαλής που μελετήθηκαν αναλυτικά στην Ενότητα 1.8.1. Το πρωτόκολλο τηλεφωνίας διαχειρίζεται επίσης, την εγκαθίδρυση και τον τερματισμό των κλήσεων.

### **1.8.2.3 Υιοθετημένα πρωτόκολλα**

Τα υιοθετημένα πρωτόκολλα (adopted protocols) είναι πρωτόκολλα που περιλαμβάνονται στο επίπεδο ενδιάμεσου λογισμικού και χρησιμοποιούνται ανάλογα με τις προς υλοποίηση εφαρμογές/προφίλ. Παραδείγματα τέτοιων πρωτοκόλλων φαίνονται με το γαλάζιο χρώμα στο Σχήμα 1.24.

#### **PPP**

Το πρωτόκολλο σημείο προς σημείο (Point To Point Protocol, PPP) είναι ένα βασικό πρωτόκολλο του Ίντερνετ για τη μεταφορά IP δεδομενογραμμμάτων πάνω από μία ζεύξη σημείου προς σημείο.

#### **TCP/UDP/IP**

Τα πρωτόκολλα TCP/UDP/IP είναι τα θεμελιώδη πρωτόκολλα της σειράς TCP/IP.

#### **OBEX**

Το πρωτόκολλο ανταλλαγής αντικειμένων (Object Exchange Protocol, OBEX) είναι ένα πρωτόκολλο επικοινωνίας που χρησιμοποιείται για την ανταλλαγή αντικειμένων μεταξύ συσκευών. Αναπτύχθηκε από την IrDA (Infrared Data Association) και υιοθετήθηκε από την ομάδα SIG του Bluetooth. Παραδείγματα εφαρμογών που

χρησιμοποιούν το OBEX είναι τα vCard και vCal, τα οποία επιτρέπουν αντίστοιχα, τη μορφοποίηση ηλεκτρονικής επαγγελματικής κάρτας και τον προγραμματισμό μέσω ενός προσωπικού ημερολογίου. Τέλος, το OBEX χρησιμοποιείται από το προφίλ μεταφοράς αρχείων, FTP.

## WAP

Το πρωτόκολλο εφαρμογής ασύρματης επικοινωνίας (Wireless Application Protocol, WAP) χρησιμοποιείται από την ανωτέρου επιπέδου εφαρμογή ασύρματου περιβάλλοντος WAE (Wireless Application Environment).

## AT-Comm

Το πρωτόκολλο AT-Comm χρησιμοποιείται για τον έλεγχο των κινητών τηλεφώνων και των μόντεμ.

Ένα ακόμη παράδειγμα υιοθετημένου πρωτόκολλου που δεν περιλαμβάνεται στο Σχήμα 1.24 είναι το HID, το οποίο χρησιμοποιείται από συσκευές Bluetooth που υλοποιούν το προφίλ της χρήσης συσκευών ελέγχου (HID).

## 1.9 Πακέτα του Bluetooth

### 1.9.1 Δομή των πακέτων

Τα πακέτα στην τεχνολογία Bluetooth μπορεί να έχουν μήκος 1, 3 ή 5 υποδοχές. Υπάρχουν πολλές δομές πακέτων, με την πιο σημαντική από αυτές να φαίνεται στο Σχήμα 1.25. Η δομή αυτή ξεκινά με έναν **κωδικό πρόσβασης** (access code) μήκους 72 bits, συνεχίζει με μία **κεφαλίδα** (header) μήκους 54 bits και τελειώνει με το **πεδίο δεδομένων** (payload) το οποίο μπορεί να έχει μήκος από 0 έως 2744 bits. Τα τρία αυτά πεδία του πακέτου παρουσιάζονται ακολούθως αναλυτικά.

<b>Access Code</b> (72 bits)	<b>Header</b> (54 bits)	<b>Payload</b> (0-2744 bits)
---------------------------------	----------------------------	---------------------------------

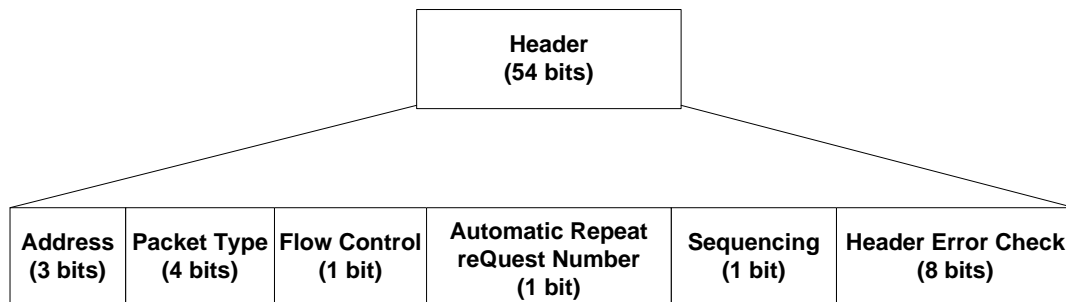
Σχήμα 1.25. Δομή πακέτου.

### Κωδικός πρόσβασης

Το πεδίο του κωδικού πρόσβασης, το οποίο έχει μήκος 72 bits, είναι υπεύθυνο για το συγχρονισμό, την αντιστάθμιση DC offset, την αναγνώριση και τη σηματοδότηση. Είναι αυτό που προσδιορίζει τον κύριο, έτσι ώστε οι υπηρέτες που βρίσκονται εντός της εμβέλειας δύο κυρίων να μπορούν να αποφασίσουν ποια κίνηση προορίζεται για αυτούς. Υπάρχουν τρεις διαφορετικοί τύποι κωδικού πρόσβασης, οι οποίοι είναι ο κωδικός πρόσβασης καναλιού (**Channel Access Code, CAC**), ο κωδικός πρόσβασης συσκευής (**Device Access Code, DAC**) και ο κωδικός πρόσβασης διερεύνησης (**Inquiry Access Code, IAC**).

## Κεφαλίδα

Το πεδίο της κεφαλίδας, το οποίο έχει μήκος 54 bits, περιέχει τα πεδία **Διεύθυνση** (Address), **Τύπος** (Packet Type), **Ροή** (Flow Control), **Επιβεβαίωση** (Automatic Repeat reQuest Number, ARQN), **Ακολουθία** (Sequencing) και **Άθροισμα Ελέγχου** (Header Error Check , HEC), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.26.



Σχήμα 1.26. Κεφαλίδα πακέτου.

Το πεδίο Διεύθυνση, το οποίο έχει μήκος 3 bits, προσδιορίζει για ποια από τις οχτώ ενεργές συσκευές προορίζεται το πακέτο. Το πεδίο Τύπος, μήκους 4 bits, προσδιορίζει τον τύπο του πακέτου, τον τύπο διόρθωσης σφαλμάτων που χρησιμοποιείται στο πεδίο δεδομένων και το πλήθος των υποδοχών που περιέχονται στο πακέτο. Οι τύποι των πακέτων Bluetooth θα μελετηθούν παρακάτω. Το πεδίο Ροή, το οποίο έχει μήκος 1 bit, είναι ένα μέτρο ελέγχου της ροής των δεδομένων και ενεργοποιείται από έναν υπηρέτη όταν γεμίσει η περιοχή προσωρινής μνήμης του και δε μπορεί να δεχτεί άλλα δεδομένα. Το πεδίο Επιβεβαίωση, μήκους 1 bit, χρησιμοποιείται για να τοποθετηθεί μια επιβεβαίωση εμβόλιμα μέσα σε ένα πακέτο. Τα πακέτα Broadcast δεν επαληθεύονται. Το πεδίο Ακολουθία, το οποίο έχει μήκος 1 bit, χρησιμοποιείται για την αρίθμηση πακέτων, ώστε να εντοπίζονται οι αναμεταδόσεις. Επομένως, τα επαναμεταδιδόμενα πακέτα φιλτράρονται. Το πρωτόκολλο χρησιμοποιεί παύση και αναμονή, οπότε το 1 bit είναι αρκετό. Τέλος, το πεδίο Άθροισμα Ελέγχου, μήκους 8 bits, χρησιμοποιείται για τον έλεγχο ορθότητας της κεφαλίδας.

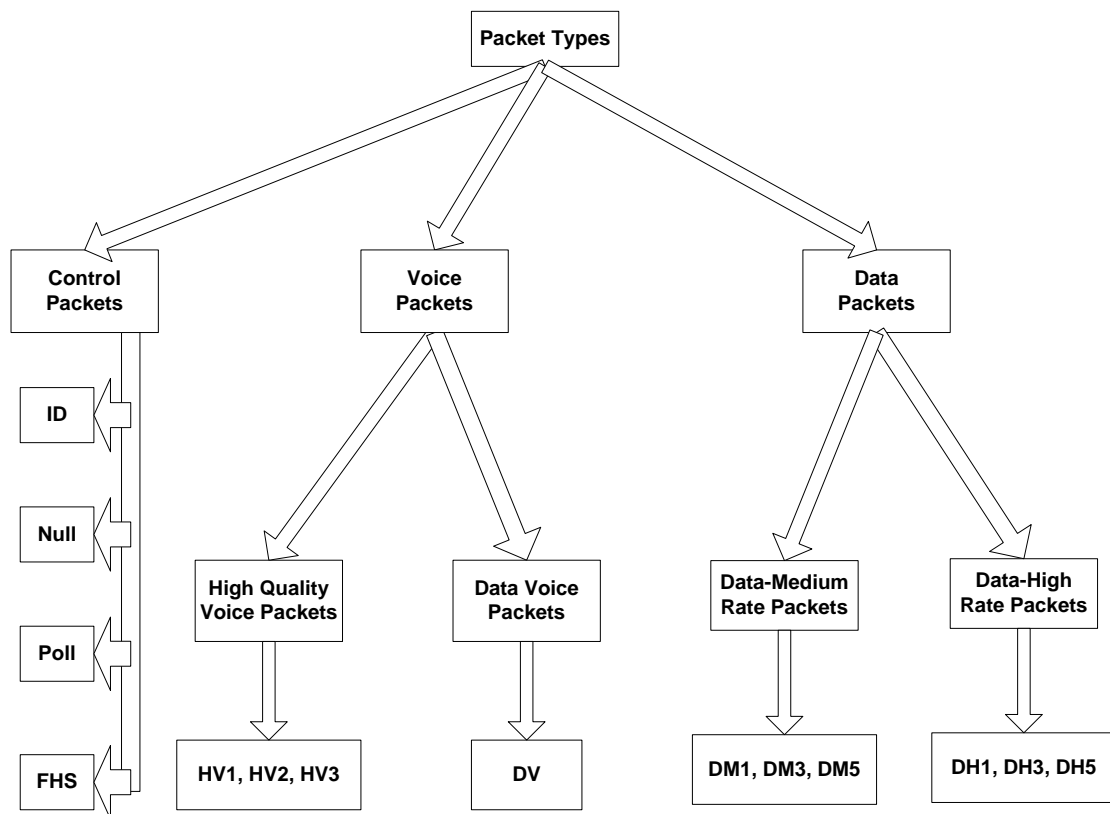
Αν αθροίσουμε το μέγεθος των επιμέρους πεδίων της κεφαλίδας παρατηρούμε ότι ολόκληρη η κεφαλίδα είναι 18 bits. Για να προκύψουν τα 54 bits που φαίνονται στο Σχήμα 1.26, η 18-μπιτη κεφαλίδα επαναλαμβάνεται τρεις φορές με κωδικοποίηση 1/3 FEC.

## Δεδομένα

Το πεδίο δεδομένων ενός πακέτου μπορεί να έχει διάφορες μορφές και μήκος από 0 έως 2744 bits, τα οποία εξαρτώνται από τον τύπο του πακέτου και από τον τύπο της ζεύξης. Στις ζεύξεις ACL χρησιμοποιούνται διάφορες μορφές, ενώ στις ζεύξεις SCO τα πράγματα είναι απλούστερα. Στις SCO το πεδίο δεδομένων έχει μήκος 240 bits, ένα μέρος των οποίων αποτελούν ωφέλιμο φορτίο ενώ τα υπόλοιπα χρησιμοποιούνται για διόρθωση σφαλμάτων.

## 1.9.2 Τύποι πακέτων

Τα πακέτα της τεχνολογίας Bluetooth κατηγοριοποιούνται σε πακέτα **ελέγχου** (control packets), σε πακέτα **δεδομένων** (data packets) και σε πακέτα **φωνής** (voice packets). Τα πακέτα ελέγχου διακρίνονται σε πακέτα **ID**, **Null**, **Poll** και **FHS**. Τα πακέτα δεδομένων διακρίνονται σε **Data-Medium Rate** πακέτα (DM1, DM3, DM5) και σε **Data-High Rate** πακέτα (DH1, DH3, DH5). Τέλος, τα πακέτα φωνής διακρίνονται σε **High-Quality Voice** πακέτα (HV1, HV2, HV3) και σε **Data and Voice** πακέτα (DV).



Σχήμα 1.27. Τύποι πακέτων του Bluetooth.

### 1.9.2.1 Πακέτα ελέγχου

Τα πακέτα ελέγχου κατηγοριοποιούνται σε πακέτα **ID**, πακέτα **Null**, πακέτα **Poll** και πακέτα **FHS** (Frequency Hopping Synchronization). Οι διάφοροι αυτοί τύποι πακέτων φαίνονται στο Σχήμα 1.28.

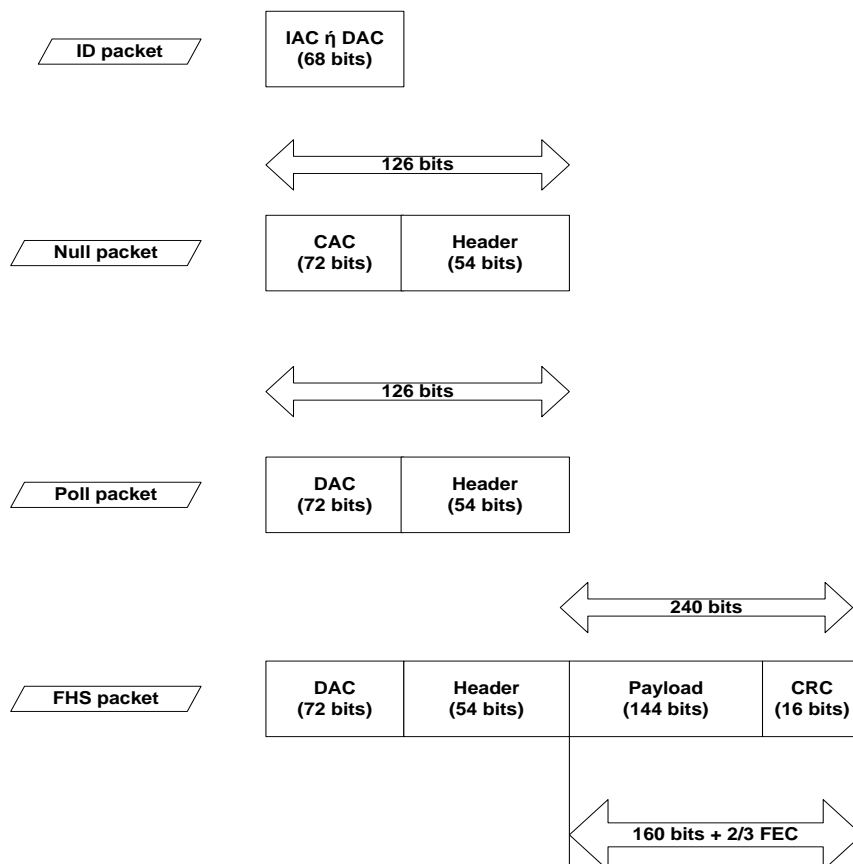
Το **πακέτο ID** είναι ένα πακέτο μήκους 68 bits, το οποίο περιλαμβάνει μόνο το πεδίο του κωδικού πρόσβασης. Χρησιμοποιείται στις διαδικασίες διερεύνησης (inquiring) και αναζήτησης (paging) υπηρετών και στη διαδικασία απάντησης (response). Κατά τη διαδικασία inquiring, το πακέτο ID περιέχει τον κωδικό πρόσβασης διερεύνησης,

IAC, ενώ κατά τις διαδικασίες paging και response περιέχει τον κωδικό πρόσβασης συσκευής, DAC.

Το **πακέτο Null** είναι ένα πακέτο μήκους 126 bits, το οποίο περιλαμβάνει τα πεδία του κωδικού πρόσβασης και της κεφαλίδας. Στο πεδίο του κωδικού πρόσβασης περιέχει τον κωδικό πρόσβασης καναλιού, CAC. Το πακέτο αυτό χρησιμοποιείται για την επιστροφή στην πηγή, πληροφοριών για τη σύνδεση και δεν χρειάζεται να είναι εξουσιοδοτημένο.

Το **πακέτο Poll** είναι παρόμοιο με το πακέτο Null. Έχει το ίδιο μήκος και περιέχει τα ίδια πεδία. Η μόνη διαφορά είναι ότι αυτό απαιτεί επιβεβαίωση από τον προορισμό. Αφού ληφθεί δηλαδή ένα πακέτο Poll από έναν υπηρετή, πρέπει αυτός να απαντήσει με ένα άλλο πακέτο.

Το **πακέτο FHS** είναι ένα ειδικό πακέτο ελέγχου, το οποίο περιλαμβάνει και τα τρία πεδία ενός πακέτου Bluetooth. Το FHS περιέχει πληροφορίες για τη διεύθυνση και το ρολόι της συσκευής που το αποστέλλει. Το πεδίο δεδομένων του έχει μήκος 160 bits. Τα 144 bits είναι το ωφέλιμο φορτίο, ενώ τα 16 bits χρησιμοποιούνται για τον κωδικό CRC (Cyclic Redundancy Check). Ο κωδικός αυτός καθορίζει αν το φορτίο είναι σωστό ή όχι. Το φορτίο του FHS είναι κωδικοποιημένο με κωδικοποίηση 2/3 FEC, γι' αυτό και το συνολικό μήκος του πεδίου δεδομένων είναι 240 bits. Τέλος, το πακέτο FHS είναι πακέτο μίας χρονικής υποδοχής.



Σχήμα 1.28. Πακέτα ελέγχου.

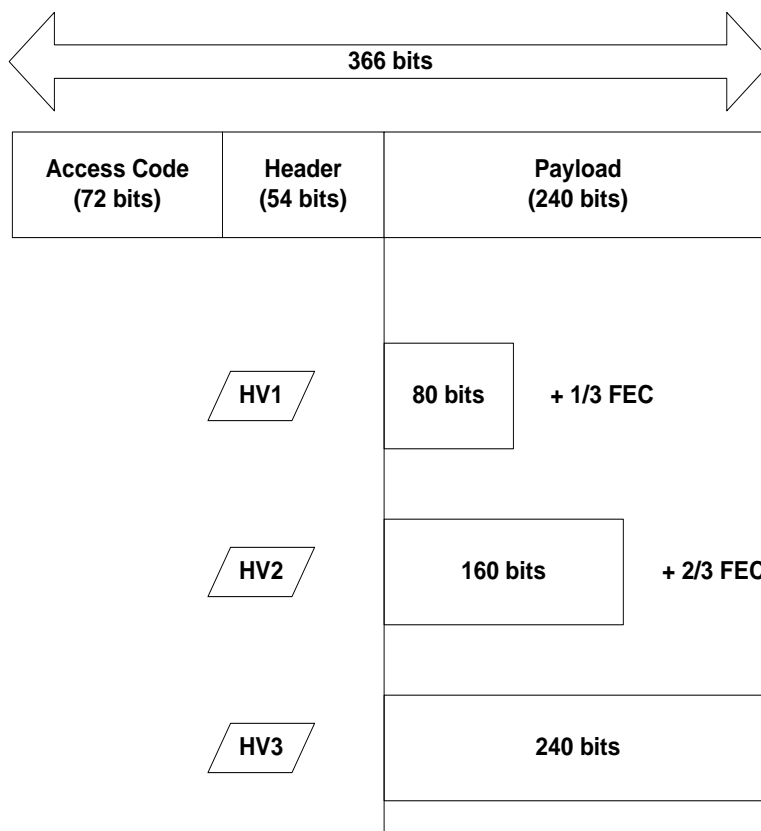
### 1.9.2.2 Πακέτα φωνής

Τα πακέτα φωνής κατηγοριοποιούνται σε πακέτα High-Quality Voice (HV) και σε πακέτα Data and Voice (DV). Χρησιμοποιούνται στις SCO ζεύξεις και έχουν μήκος μία χρονική υποδοχή.

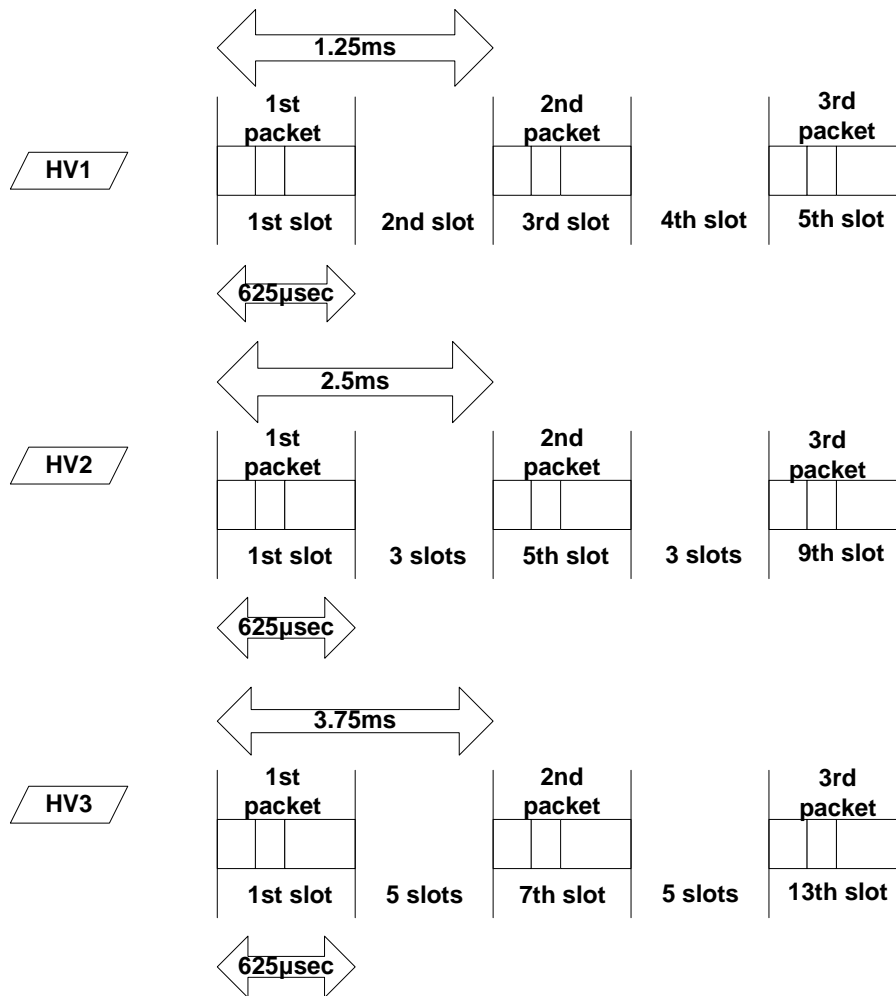
Το **πακέτο HV** είναι ένα πακέτο συνολικού μήκους 366 bits, εκ των οποίων τα 72 είναι του πεδίου κωδικού πρόσβασης, τα 54 του πεδίου κεφαλίδας και τα 240 του πεδίου δεδομένων. Το HV δεν επαναμεταδίδεται αν γίνει κάποιο λάθος, ενώ δεν περιέχει στα δεδομένα του το πεδίο CRC. Η ύπαρξη κωδικοποίησης FEC είναι προαιρετική. Τα HV πακέτα διακρίνονται σε HV1, HV2 και HV3.

Το HV1 έχει ωφέλιμο φορτίο 80 bits και προστατεύεται από κωδικοποίηση 1/3 FEC. Το HV2 έχει ωφέλιμο φορτίο 160 bits και προστατεύεται από κωδικοποίηση 2/3 FEC. Το HV3 έχει ωφέλιμο φορτίο 240 bits και δεν προστατεύεται από κωδικοποίηση FEC.

Κατά τη μετάδοση πακέτων HV, ένα νέο πακέτο HV1 μεταδίδεται κάθε δύο υποδοχές, δηλαδή κάθε 1.25 ms ( $2 \cdot 625 \mu\text{sec}$ ), ένα νέο πακέτο HV2 κάθε τέσσερις υποδοχές, δηλαδή κάθε 2.5 ms ( $4 \cdot 625 \mu\text{sec}$ ) και ένα νέο πακέτο HV3 κάθε έξι υποδοχές, δηλαδή κάθε 3.75 ms ( $6 \cdot 625 \mu\text{sec}$ ). Οι διάφορες μορφές των πακέτων HV και ο χρόνος μεσολάβησης μεταξύ δύο πακέτων φαίνονται αντίστοιχα, στα Σχήματα 1.29 και 1.30.



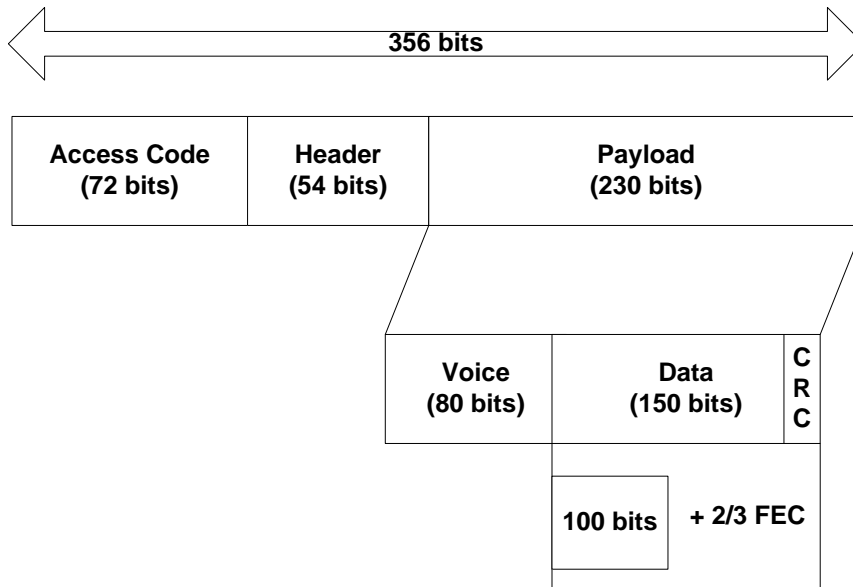
Σχήμα 1.29. Πακέτα HV.



Σχήμα 1.30. Χρόνος μεσολάβησης μεταξύ πακέτων HV.

Το **πακέτο DV** είναι ένα πακέτο που περιέχει και φωνή και δεδομένα. Το συνολικό του μήκος είναι 356 bits, με τον κωδικό πρόσβασης να καταλαμβάνει τα 72, την κεφαλίδα τα 54 και το φορτίο τα 230. Από τα bits του φορτίου τα 80 είναι φωνή και τα 150 δεδομένα. Το πεδίο φωνής δεν προστατεύεται από κωδικοποίηση FEC, σε αντίθεση με το πεδίο δεδομένων που προστατεύεται από 2/3 FEC. Τα δύο πεδία αντιμετωπίζονται ξεχωριστά. Το πεδίο φωνής χειρίζεται σαν κανονικά δεδομένα SCO και δεν επαναμεταδίδεται. Επομένως, δεν περιέχει CRC και περιλαμβάνει πάντα νέες πληροφορίες. Αντίθετα, το πεδίο δεδομένων περιλαμβάνει πεδίο CRC, ελέγχεται για λάθη και επαναμεταδίδεται όταν αυτό είναι αναγκαίο. Η μορφή του πακέτου DV φαίνεται στο Σχήμα 1.31.





**Σχήμα 1.31.** Πακέτο DV.

Στον Πίνακα 4, παρατίθενται συνοπτικά τα χαρακτηριστικά των πακέτων HV και DV όσον αφορά στο μήκος τους σε χρονικές υποδοχές, στην ύπαρξη CRC, στην προστασία από κωδικοποίηση FEC και στην χωρητικότητα του καναλιού. Το μήκος όλων των πακέτων είναι μία χρονική υποδοχή αφού τα πακέτα αυτά χρησιμοποιούνται στις SCO ζεύξεις, στις οποίες όπως γνωρίζουμε, εκχωρείται μία υποδοχή σε κάθε κατεύθυνση σε σταθερά χρονικά διαστήματα.

Κάθε ζεύξη SCO μπορεί να μεταδίδει ένα κανάλι ήχου PCM (Pulse Coded Modulation) στα 64 Kbps ανά κατεύθυνση, αφού οι ζεύξεις SCO είναι συμμετρικές. Λόγω του ότι ο υπηρέτης μπορεί να χρησιμοποιεί μόνο τις μισές υποδοχές, έχει στη διάθεσή του 800 υποδοχές/sec, ακριβώς όπως και ο κύριος. Επομένως, στα πακέτα HV1, με ωφέλιμο φορτίο 80 bits, η χωρητικότητα του καναλιού από τον υπηρέτη είναι 64 Kbps και η χωρητικότητα του καναλιού από τον κύριο είναι πάλι 64 Kbps, ακριβώς όσο χρειάζεται για ένα πλήρως αμφίδρομο κανάλι φωνής PCM (γεγονός που εξηγεί γιατί επιλέχθηκε ρυθμός αλλαγής συχνότητας ίσος με 1600 υποδοχές/sec). Στα πακέτα HV2, με ωφέλιμο φορτίο 160 bits, η συνολική χωρητικότητα που μπορεί να υποστηριχθεί και από τον υπηρέτη και από τον κύριο είναι 128 Kbps κι επομένως, μπορούν να υποστηριχθούν ταυτόχρονα δύο πλήρως αμφίδρομα κανάλια φωνής. Τέλος, στα πακέτα HV3, με ωφέλιμο φορτίο τα 240 bits, η συνολική χωρητικότητα που μπορεί να υποστηριχθεί και από τον υπηρέτη και από τον κύριο είναι 192 Kbps κι επομένως, μπορούν να υποστηριχθούν ταυτόχρονα τρία αμφίδρομα κανάλια φωνής. Τα παραπάνω εξηγούν γιατί επιτρέπονται μέχρι και τρεις ζεύξεις SCO ανά υπηρέτη.

Τύπος πακέτου		Τύπος ζεύξης	Χρονικές υποδοχές	CRC	FEC	Symmetric (kbps)
HV1		SCO	1	όχι	1/3	≤64
HV2		SCO	1	όχι	2/3	≤64
HV3		SCO	1	όχι	όχι	≤64
DV	φωνή	SCO	1	όχι	όχι	≤64
	δεδομένα			ναι	2/3	

**Πίνακας 4.** Χαρακτηριστικά πακέτων φωνής.

### 1.9.2.3 Πακέτα δεδομένων

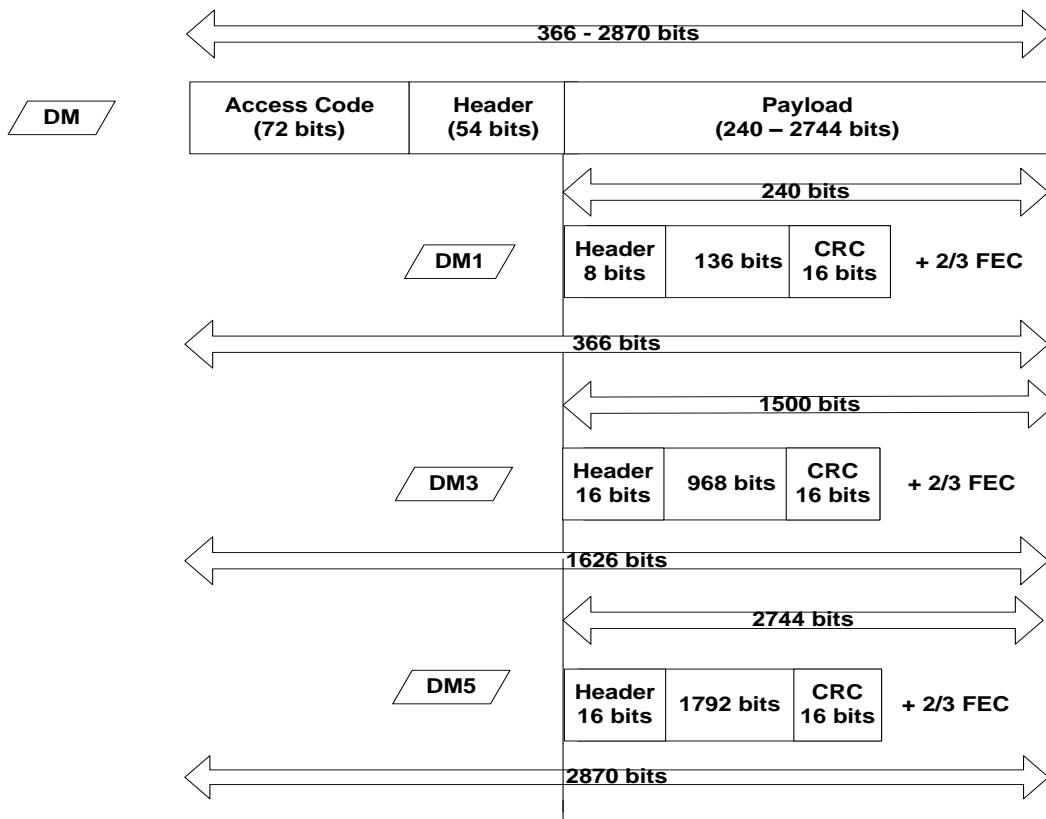
Τα πακέτα δεδομένων κατηγοριοποιούνται σε πακέτα Data-Medium Rate (DM) και σε Data-High Rate (DH).

Το **πακέτο DM** είναι ένα πακέτο συνολικού μήκους 366 έως 2870 bits που χρησιμοποιείται στις ACL ζεύξεις. Από το συνολικό αριθμό των bits του DM, τα 72 καταλαμβάνει ο κωδικός πρόσβασης, τα 54 η κεφαλίδα και τα 240 έως 2744 τα δεδομένα. Το πεδίο δεδομένων περιέχει μία κεφαλίδα των 8 έως 16 bits και ένα πεδίο CRC των 16 bits, ενώ προστατεύεται από κωδικοποίηση 2/3 FEC. Τα πακέτα DM ανάλογα με το μήκος τους σε χρονικές υποδοχές διακρίνονται σε DM1, DM3 και DM5.

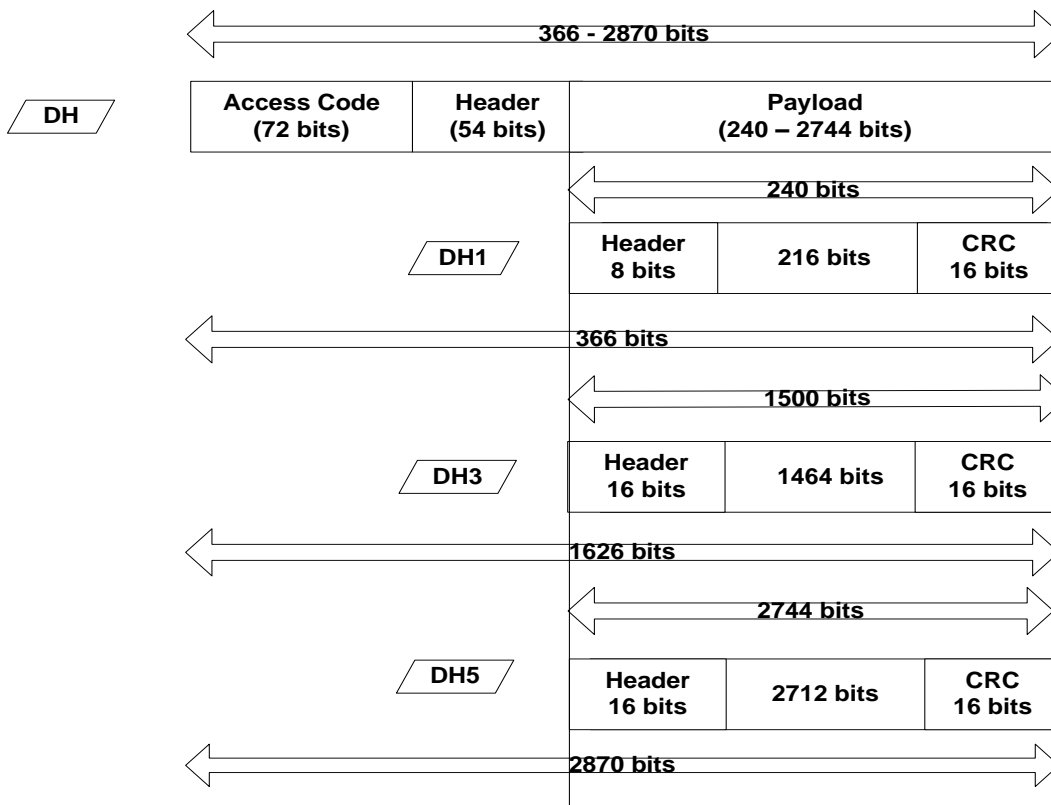
Το DM1 έχει μήκος 1 υποδοχή και φορτίο 160 bits, εκ των οποίων τα 8 είναι κεφαλίδα, τα 136 ωφέλιμα και τα 16 CRC. Λόγω της κωδικοποίησης 2/3 FEC το συνολικό μήκος του payload του DM1 είναι 240 bits. Το DM3 έχει μήκος 3 υποδοχές και φορτίο 1000 bits, εκ των οποίων τα 16 είναι κεφαλίδα, τα 968 ωφέλιμα και τα 16 CRC. Λόγω της κωδικοποίησης 2/3 FEC το συνολικό μήκος του payload του DM3 είναι 1500 bits. Το DM5 έχει μήκος 5 υποδοχές και φορτίο 1824 bits, εκ των οποίων τα 16 είναι κεφαλίδα, τα 1792 ωφέλιμα και τα 16 CRC. Λόγω της κωδικοποίησης 2/3 FEC το συνολικό μήκος του payload του DM5 είναι 2736 bits. Οι διάφορες μορφές των πακέτων DM φαίνονται στο Σχήμα 1.32.

Το **πακέτο DH** είναι παρόμοιο με το πακέτο DM με τη διαφορά ότι δεν προστατεύεται από κωδικοποίηση FEC. Ισχύουν τα ίδια με το DM για το συνολικό του μήκος και τα μήκη των πεδίων του. Διακρίνονται και αυτά σε DH1, DH3 και DH5.

Το DH1 έχει μήκος 1 υποδοχή και φορτίο 240 bits, εκ των οποίων τα 8 είναι κεφαλίδα, τα 216 ωφέλιμα και τα 16 CRC. Το DH3 έχει μήκος 3 υποδοχές και φορτίο 1496 bits, εκ των οποίων τα 16 είναι κεφαλίδα, τα 1464 ωφέλιμα και τα 16 CRC. Το DH5 έχει μήκος 5 υποδοχές και φορτίο 2744 bits, εκ των οποίων τα 16 είναι κεφαλίδα, τα 2712 ωφέλιμα και τα 16 CRC. Οι διάφορες μορφές των πακέτων DH φαίνονται στο Σχήμα 1.33.

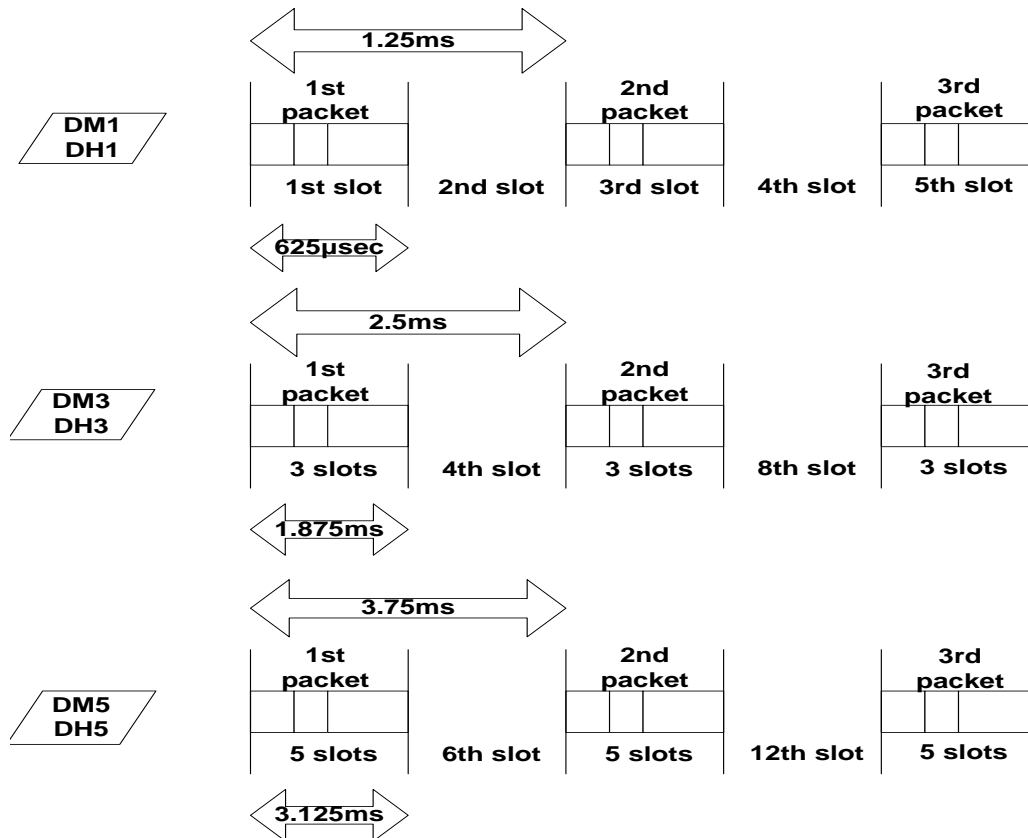


Σχήμα 1.32. Πακέτα DM.



Σχήμα 1.33. Πακέτα DH.

Κατά τη μετάδοση πακέτων DM (DH) , ένα νέο πακέτο DM1 (DH1) μεταδίδεται κάθε δύο υποδοχές, δηλαδή κάθε 1.25 ms ( $2 \cdot 625 \mu\text{sec}$ ), ένα νέο πακέτο DM3 (DH3) κάθε τέσσερις υποδοχές, δηλαδή κάθε 2.5 ms ( $4 \cdot 625 \mu\text{sec}$ ) και ένα νέο πακέτο DM5 (DH5) κάθε έξι υποδοχές, δηλαδή κάθε 3.75 ms ( $6 \cdot 625 \mu\text{sec}$ ). Ο χρόνος μεσολάβησης μεταξύ δύο πακέτων DM (DH) φαίνεται στο Σχήμα 1.34.



Σχήμα 1.34. Χρόνος μεσολάβησης μεταξύ πακέτων DM (DH).

Στον Πίνακα 5, παρατίθενται τα χαρακτηριστικά των πακέτων DM και DH όσον αφορά στο μήκος τους σε χρονικές υποδοχές, στην ύπαρξη CRC, στην προστασία από κωδικοποίηση FEC και στην χωρητικότητα του καναλιού. Τα πακέτα αυτά χρησιμοποιούνται στις ACL ζεύξεις, οι οποίες μπορεί να είναι είτε συμμετρικές είτε ασύμμετρες. Επομένως, στον Πίνακα 5, δίνονται οι χωρητικότητες του καναλιού και για τις δύο περιπτώσεις ζεύξεων ACL.

Τύπος πακέτου	Τύπος ζεύξης	Χρονικές υποδοχές	CRC	FEC	Symmetric (kbps)	Asymmetric (kbps)	
						Forward	Reverse
DM1	ACL	1	ναι	2/3	108	108	108
DM3	ACL	3	ναι	2/3	258	387	54
DM5	ACL	5	ναι	2/3	286	477	36
DH1	ACL	1	ναι	όχι	172	172	172
DH3	ACL	3	ναι	όχι	390	585	86
DH5	ACL	5	ναι	όχι	433	723	57

**Πίνακας 4.** Χαρακτηριστικά πακέτων δεδομένων.



## Κεφάλαιο 2

# Διαλείψεις και Ψηφιακές Τεχνικές σε Ασύρματα Κανάλια

### 2.1 Μελέτη ασύρματων καναλιών με διαλείψεις

Η μετάδοση ραδιοσημάτων μέσω καναλιών ασύρματης επικοινωνίας είναι μία περίπλοκη διαδικασία, η οποία επηρεάζεται από ποικίλα σύνθετα φαινόμενα, όπως είναι η σκίαση (shadowing) και η πολυδιαδρομική διάδοση ή απλά πολυδιόδευση (multipath propagation ή απλά multipath). Τα δύο φαινόμενα επιδρούν στο λαμβανόμενο σήμα, με αποτέλεσμα αυτό να υφίσταται μεταβολή στη φάση και την περιβάλλουσά του. Αυτές οι διακυμάνσεις που παρατηρούνται στην ένταση του λαμβανόμενου σήματος σε μικρό χρονικό διάστημα, περιγράφονται με τον όρο διαλείψεις (fading). Το μέγεθος των διαλείψεων μπορεί να ποικίλει ανάλογα με τη χρονική στιγμή, τη γεωγραφική θέση και τη ραδιοσυχνότητα λειτουργίας, γι' αυτό και οι διαλείψεις αντιμετωπίζονται και προτυποποιούνται ως μια στοχαστική (τυχαία) διαδικασία.

Μία ακριβής μαθηματική περιγραφή του φαινομένου των διαλείψεων, με σκοπό την ανάλυση των συστημάτων επικοινωνίας, είναι υπερβολικά περίπλοκη. Ωστόσο, σημαντικές προσπάθειες έχουν πραγματοποιηθεί για τη στατιστική μοντελοποίηση και τον χαρακτηρισμό της σκίασης και της πολυδιόδευσης, των δύο φαινομένων που οδηγούν σε διαλείψεις. Το αποτέλεσμα των προσπαθειών αυτών, είναι η ύπαρξη σχετικά απλών και ακριβών στατιστικών μοντέλων για κανάλια με διαλείψεις, τα οποία εξαρτώνται από το εκάστοτε περιβάλλον μετάδοσης και το σύστημα επικοινωνίας.

#### 2.1.1 Διαλείψεις και χαρακτηρισμός ασύρματου καναλιού

##### 2.1.1.1 Είδη διαλείψεων

Οι διαλείψεις μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δύο είδη, τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading) και τις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading). Οι δύο αυτές κατηγορίες παρουσιάζονται και αναλύονται ακολούθως.

- **Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας**

Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας ή αλλιώς διαλείψεις σκίασης (shadowing fading) οφείλονται στη σκίαση, ένα φαινόμενο που προκαλείται από την παρεμπόδιση του μεταδιδόμενου σήματος από αντικείμενα που βρίσκονται πάνω στο ηλεκτρικό μονοπάτι διάδοσης, καθώς και από τυχόν αλλαγές στους σκεδαστές και στις επιφάνειες ανάκλασης που βρίσκονται στο περιβάλλον μετάδοσης. Αποτέλεσμα

αυτών, είναι οι διακυμάνσεις της λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη για δεδομένη απόσταση.

Επειδή η θέση, το μέγεθος και οι διηλεκτρικές ιδιότητες των αντικειμένων καθώς και οι αλλαγές στους σκεδαστές και στις επιφάνειες ανάκλασης, που προκαλούν την τυχαία εξασθένηση στο σήμα λήψης, είναι γενικά άγνωστα, πρέπει να χρησιμοποιηθούν στατιστικά μοντέλα για τον χαρακτηρισμό της τυχαίας αυτής εξασθένησης.

Το πιο κοινό μοντέλο για την περιγραφή της εξασθένησης λόγω της σκίασης, είναι το λογαριθμο-κανονικό μοντέλο (lognormal model), σύμφωνα με το οποίο, η μέση λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη, εκφρασμένη σε λογαριθμο-κανονική κλίμακα, ακολουθεί την κανονική κατανομή. Το μοντέλο αυτό το οποίο έχει επαληθευθεί εμπειρικά και για εσωτερικά και για εξωτερικά περιβάλλοντα μετάδοσης ραδιοσημάτων, θα μελετηθεί διεξοδικά σε επόμενο κεφάλαιο.

#### ▪ Διαλείψεις μικρής κλίμακας

Θεωρούμε τηλεπικοινωνιακό σύστημα το οποίο πραγματοποιεί μετάδοση σε δυναμικό περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης. Σε ένα τέτοιο περιβάλλον, οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται, αφενός στη χρονική διασπορά (delay spread) του εκπεμπόμενου σήματος λόγω πολυδιαδρομική διάδοσης, και αφετέρου στη χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω της κίνησης του δέκτη.

#### ➤ Διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης

Ο πομπός εκπέμπει σήμα και ο δέκτης λαμβάνει διαδοχικές συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος μέσω πολλαπλών μηχανισμών διάδοσης, όπως είναι η ανάκλαση, η περίθλαση και η διάχυση. Κάθε συνιστώσα διανύει διαφορετικό ηλεκτρικό μονοπάτι και καταφθάνει στο δέκτη με διαφορετική χρονική καθυστέρηση (delay time) και διαφορετική σχετική ολίσθηση φάσης (phase shift). Η υπέρθεση των διαφορετικών συνιστωσών που καταφθάνουν στο δέκτη, οδηγεί στην αθροιστική ή την αφαιρετική συμβολή των ραδιοκυμάτων ανάλογα με τις σχετικές φάσεις των συνιστωσών. Αποτέλεσμα αυτού, είναι η πρόκληση διακυμάνσεων στη φάση και την περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος, δηλαδή η εμφάνιση διαλείψεων.

#### ➤ Διαλείψεις λόγω χρονικής μεταβολής του διαύλου

Ένας άλλος παράγοντας που προκαλεί διαλείψεις, είναι η χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης του δέκτη. Ο ρυθμός της χρονικής αυτής μεταβολής, υποδεικνύεται από ένα μέγεθος, το οποίο ονομάζεται ολίσθηση συχνότητας ή ολίσθηση Doppler (Doppler shift). Εξαιτίας της κίνησης του δέκτη, τα ηλεκτρικά μήκη των μονοπατιών διάδοσης συνεχώς αλλάζουν, κι επομένως αλλάζουν και οι σχετικές ολισθήσεις φάσης μεταξύ των συνιστωσών.



Αν όλες οι συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος έχουν την ίδια ολίσθηση Doppler, τότε, με μια μικρή διόρθωση στον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη το πρόβλημα θα ήταν πολύ μικρό. Οι συνιστώσες όμως έχουν διαφορετικές ολισθήσεις Doppler, γεγονός που προκαλεί την τυχαία μετατόπιση της συχνότητας του σήματος λήψης, δηλαδή τις διαλείψεις στο δέκτη.

### 2.1.1.2 Κανάλια επιλεκτικών και μη επιλεκτικών συχνοτήτων

Για τον χαρακτηρισμό των ασύρματων καναλιών σε επιλεκτικών ή μη επιλεκτικών συχνοτήτων, χρησιμοποιούνται δύο παράμετροι που χαρακτηρίζουν το κανάλι και οι οποίες είναι, η διασπορά καθυστέρησης (delay spread) του καναλιού,  $\tau$ , και το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) του καναλιού,  $B_c$ .

Η διασπορά καθυστέρησης περιγράφει το κανάλι στο πεδίο του χρόνου και μας πληροφορεί για τη χρονική διαφορά με την οποία καταφθάνουν στο δέκτη οι διάφορες συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος, λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης που προκαλεί το ασύρματο κανάλι. Οι τιμές της ενεργούς διασποράς καθυστέρησης εξαρτώνται από το περιβάλλον διάδοσης και από τη συχνότητα λειτουργίας. Αξίζει να σημειωθεί ότι σε εξωτερικά περιβάλλοντα διάδοσης η ενεργός διασπορά είναι της τάξης μεγέθους των msec, ενώ σε εσωτερικά περιβάλλοντα διάδοσης είναι της τάξης μεγέθους των nsec.

Αντίστοιχα με το πεδίο του χρόνου, το εύρος ζώνης συνοχής περιγράφει το κανάλι στο πεδίο της συχνότητας και αποτελεί ένα στατιστικό μέτρο του εύρους συχνοτήτων, για το οποίο το κανάλι επηρεάζει το εκπεμπόμενο σήμα κατά τρόπο ομοιόμορφο. Ισοδύναμα, το εύρος ζώνης συνοχής μπορεί να οριστεί ως εκείνο το εύρος συχνοτήτων, πέραν του οποίου η συνάρτηση συσχέτισης δύο δειγμάτων της απόκρισης του καναλιού, λαμβανομένων την ίδια χρονική στιγμή αλλά σε διαφορετικές συχνότητες, πέφτει κάτω από μία ενδεδειγμένη τιμή. Το εύρος ζώνης συνοχής σχετίζεται με τη μέγιστη διασπορά καθυστέρησης,  $\tau_{\max}$ , μέσω της σχέσης  $B_c = \frac{1}{\tau_{\max}}$ .

Αν συγκρίνουμε το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού με το εύρος ζώνης του σήματος,  $B_s$ , διακρίνουμε τις εξής κατηγορίες συστημάτων:

- Τα συστήματα στενής ζώνης (narrowband systems) για τα οποία ισχύει  $B_s \ll B_c$ .
- Τα συστήματα ευρείας ζώνης (wideband systems) για τα οποία ισχύει  $B_s \gg B_c$ .

#### ■ Κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων

Ένα κανάλι ονομάζεται κανάλι μη επιλεκτικών συχνοτήτων (frequency-nonselctive channel) ή ισοδύναμα επίπεδο κανάλι (flat channel), όταν οι φασματικές συνιστώσες του σήματος εκπομπής επηρεάζονται από το κανάλι κατά τρόπο παρόμοιο, είναι δηλαδή «πολύ συσχετιστικές», και παρουσιάζουν ίδιο κέρδος, ίδια γραμμική φάση και υφίστανται την ίδια εξασθένηση. Επομένως, σε ένα τέτοιο κανάλι το φάσμα του

σήματος δεν αλλοιώνεται κατά τη διάρκεια της μετάδοσης. Παρολαυτά, η τιμή της λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη μεταβάλλεται λόγω των διαλείψεων.

Αν ορίσουμε ως  $B_s$  το εύρος ζώνης του σήματος,  $T_s$  τη διάρκεια συμβόλου και  $\sigma_\tau$  την ενεργό διασπορά καθυστέρησης, τότε για να είναι ένα κανάλι μη επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα θα πρέπει να ισχύει

$$B_s \ll B_c \quad \text{και} \quad T_s \gg \sigma_\tau \quad (2.1)$$

Από την πρώτη από τις ανισότητες και σύμφωνα με αυτά που ειπώθηκαν παραπάνω, παρατηρούμε ότι τα κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων είναι ουσιαστικά τα κανάλια στενής ζώνης (στενοζωνικά κανάλια). Τέλος, κατ'αντιστοιχία, και οι διαλείψεις που παρατηρούνται στο διάυλο χαρακτηρίζονται ως μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency-nonselective fading) ή επίπεδες (flat fading).

#### ▪ Κανάλια επιλεκτικών συχνοτήτων

Όταν οι φασματικές συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος επηρεάζονται κατά διαφορετικό τρόπο από το κανάλι, είναι δηλαδή «ασυσχέτιστες», και παρουσιάζουν διαφορετικά κέρδη και γραμμικές φάσεις και υφίστανται διαφορετική εξασθένηση, τότε το κανάλι ονομάζεται κανάλι επιλεκτικών συχνοτήτων (frequency-selective channel).

Σε ένα τέτοιο κανάλι στο πεδίο της συχνότητας, παρατηρείται φασματική αλλοίωση του σήματος που οφείλεται στη διασυμβολική παρεμβολή (inter-symbol interference, ISI) στο πεδίο του χρόνου, λόγω της χρονικής διασποράς των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής, εμφανίζεται όταν η μέγιστη διαφορά στην καθυστέρηση των συνιστωσών είναι μεγαλύτερη από τη διάρκεια του συμβόλου  $T_s$ , πράγμα το οποίο ισχύει σε ένα κανάλι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα, όπως θα δούμε παρακάτω. Η διασυμβολική παρεμβολή οδηγεί σε υψηλούς ρυθμούς σφαλμάτων, λόγω του ότι στο τελευταίο σύμβολο που λαμβάνει ο δέκτης παρεμβάλλονται και σύμβολα που έχει εκπέμψει ο πομπός σε προηγούμενες χρονικές στιγμές, και τα οποία έχουν καθυστερήσει γιατί τα σήματα που τα περιέχουν έχουν διανύσει ένα μεγαλύτερο ηλεκτρικό μονοπάτι εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

Αν υποθέσουμε ότι το  $B_s$  συμβολίζει το εύρος ζώνης του σήματος, το  $T_s$  τη διάρκεια συμβόλου και το  $\sigma_\tau$  την ενεργό διασπορά καθυστέρησης, τότε για να είναι το κανάλι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα θα πρέπει να ισχύει

$$B_s > B_c \quad \text{και} \quad T_s < \sigma_\tau \quad (2.2)$$

Από την πρώτη από τις ανισότητες και σύμφωνα με αυτά που ειπώθηκαν παραπάνω, παρατηρούμε ότι τα κανάλια επιλεκτικών συχνοτήτων είναι ουσιαστικά τα κανάλια ευρείας ζώνης (ευρυζωνικά κανάλια). Από τη δεύτερη ανισότητα, επιβεβαιώνεται η ύπαρξη της διασυμβολικής παρεμβολής σε ένα τέτοιο κανάλι. Τέλος, κατ'αντιστοιχία,

και οι διαλείψεις που παρατηρούνται στο διάυλο χαρακτηρίζονται ως επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency-selective fading).

### 2.1.1.3 Κανάλια ταχέων και βραδέων διαλείψεων

Οι δύο σημαντικές παράμετροι που πρέπει να οριστούν έτσι ώστε να γίνει χαρακτηρισμός των καναλιών σε ταχέων και βραδέων διαλείψεων, είναι η διασπορά Doppler (delay Doppler) ,  $B_D$ , και ο χρόνος συνοχής (coherence time) του καναλιού,  $T_c$ . Τα δύο αυτά μεγέθη περιγράφουν την επίδραση της χρονικής μεταβολής του καναλιού στο λαμβανόμενο σήμα, στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου αντίστοιχα.

Η διασπορά Doppler αποτελεί ένα μέτρο της φασματικής διεύρυνσης που προκαλείται από τη χρονική μεταβολή του ασύρματου καναλιού και ορίζεται ως το εύρος των συχνοτήτων, στο οποίο το λαμβανόμενο φάσμα Doppler (Doppler spectrum) είναι μη μηδενικό. Κατά τη μετάδοση ενός ημιτονοειδούς σήματος συχνότητας  $f_c$ , το φάσμα του σήματος λήψης, το οποίο καλείται φάσμα Doppler, θα έχει συνιστώσες στην περιοχή από  $f_c - f_d$  έως  $f_c + f_d$ , όπου  $f_d$  είναι η ολίσθηση Doppler (Doppler shift). Το μέγεθος της φασματικής διεύρυνσης εξαρτάται από την ολίσθηση Doppler, η οποία είναι συνάρτηση της ταχύτητας του δέκτη και της γωνίας που σχηματίζεται μεταξύ της διεύθυνσης του δέκτη και της διεύθυνσης των σημάτων λήψης.

Στο πεδίο του χρόνου, το κανάλι περιγράφεται από το χρόνο συνοχής, μέγεθος που χαρακτηρίζει το χρονικό διάστημα στο οποίο η απόκριση του καναλιού παραμένει αμετάβλητη. Ισοδύναμα, ο χρόνος συνοχής μπορεί να οριστεί και ως το χρονικό διάστημα, πέραν του οποίου η συνάρτηση συσχέτισης δύο δειγμάτων της απόκρισης του καναλιού, λαμβανομένων στην ίδια συχνότητα αλλά σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, πέφτει κάτω από ένα προκαθορισμένο κατώφλι. Ο χρόνος συνοχής σχετίζεται με τη μέγιστη ολίσθηση Doppler,  $f_{dmax}$ , μέσω της σχέσης  $T_c = \frac{1}{f_{dmax}}$ .

#### ▪ Κανάλια ταχέων διαλείψεων

Σε ένα κανάλι ταχέων διαλείψεων (fast fading channel) η απόκριση του καναλιού μεταβάλλεται ραγδαία κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου. Αυτό σημαίνει ότι ο χρόνος συνοχής του καναλιού είναι μικρότερος από τη διάρκεια του συμβόλου, γεγονός που οδηγεί στη φασματική διασπορά του σήματος με αποτέλεσμα την παραμόρφωσή του. Στο πεδίο της συχνότητας, η παραμόρφωση του σήματος λόγω των ταχέων διαλείψεων αυξάνει με την αύξηση της διασποράς Doppler.

Αν θεωρήσουμε ότι  $B_s$  είναι το εύρος ζώνης του σήματος,  $T_s$  είναι η διάρκεια συμβόλου και  $B_D$  είναι η διασπορά Doppler, τότε για να είναι το κανάλι ταχέων διαλείψεων θα πρέπει να ισχύει

$$B_s < B_D \quad \text{και} \quad T_s > T_c \quad (2.3)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι, στην πράξη ταχείες διαλείψεις συμβαίνουν μόνο για πολύ χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Επίσης, ένα κανάλι ταχέων διαλείψεων ονομάζεται και κανάλι επιλεκτικό ως προς το χρόνο (time selective channel).

#### ▪ Κανάλια βραδέων διαλείψεων

Όταν η απόκριση του καναλιού μεταβάλλεται με ρυθμό πολύ χαμηλότερο σε σχέση με τη χρονική διάρκεια του συμβόλου του μεταδιδόμενου σήματος, τότε το κανάλι υφίσταται βραδείες διαλείψεις. Στην περίπτωση αυτή το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί στατικό σε ένα ή περισσότερα διαστήματα συχνοτήτων. Κατ' αντιστοιχία στο πεδίο της συχνότητας, αυτό συνεπάγεται ότι, η διασπορά Doppler είναι πολύ μικρότερη από το εύρος ζώνης του σήματος.

Αν θεωρήσουμε ότι  $B_s$  είναι το εύρος ζώνης του σήματος,  $T_s$  είναι η διάρκεια συμβόλου και  $B_D$  είναι η ενεργός διασπορά Doppler, τότε για να είναι το κανάλι βραδέων διαλείψεων θα πρέπει να ισχύει

$$B_s \gg B_D \quad \text{και} \quad T_s < T_c \quad (2.4)$$

#### ➤ Ανακεφαλαίωση

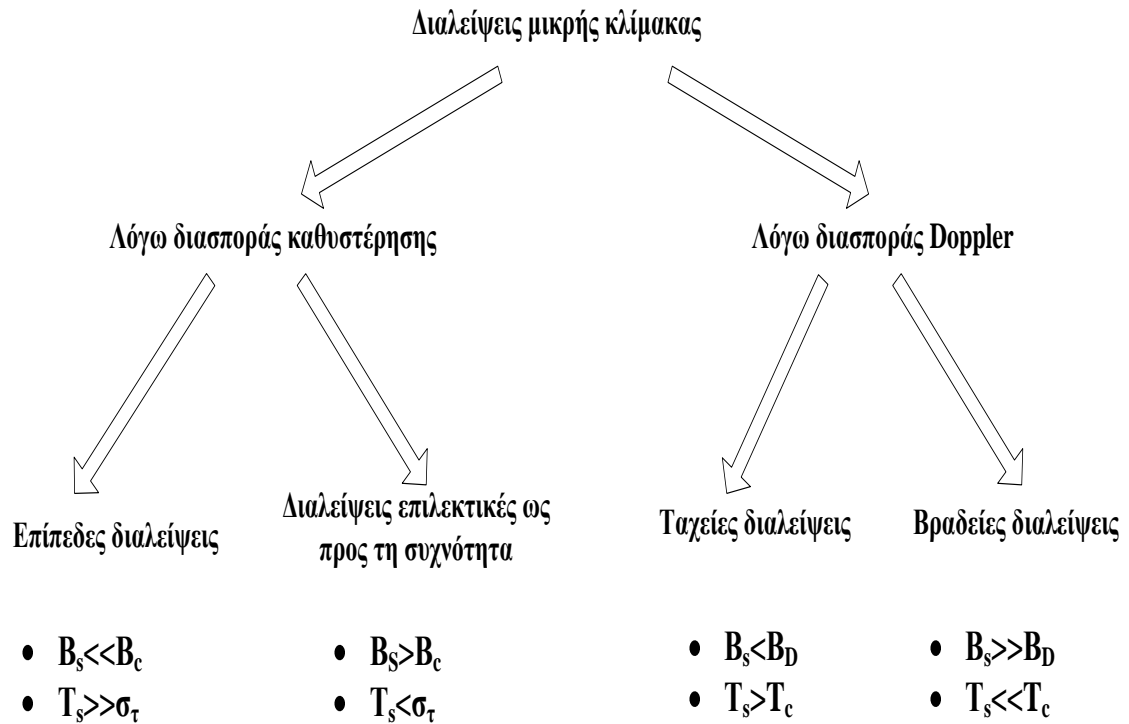
Ανάλογα λοιπόν με τη σχέση μεταξύ των παραμέτρων του σήματος (εύρος ζώνης, διάρκεια συμβόλου) και των παραμέτρων του καναλιού (ενεργός διασπορά καθυστέρησης, εύρος ζώνης συνοχής, διασπορά Doppler, χρόνος συνοχής), διαφορετικά σήματα εκπομπής υφίστανται διαφορετικά είδη διαλείψεων. Οι μηχανισμοί της χρονικής και της φασματικής διασποράς σε ένα ασύρματο κανάλι, οδηγούν σε τέσσερα πιθανά αποτελέσματα, τα οποία εξαρτώνται από τη φύση του μεταδιδόμενου σήματος, από το κανάλι και από την ταχύτητα του κινητού δέκτη.

Η διασπορά καθυστέρησης λόγω της πολυδιόδευσης, προκαλεί χρονική διασπορά με συνέπεια είτε επιλεκτικές είτε μη επιλεκτικές διαλείψεις. Η διασπορά Doppler λόγω της μετατόπισης του δέκτη, προκαλεί φασματική διασπορά με συνέπεια είτε ταχείες είτε βραδείες διαλείψεις. Οι δύο αυτοί μηχανισμοί είναι ανεξάρτητοι μεταξύ τους και παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στο Σχήμα 2.1.

### 2.1.2 Κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων με ταχείες διαλείψεις των ραδιοσημάτων

Στην παρούσα ενότητα, θεωρούμε περιβάλλον μετάδοσης ραδιοσημάτων, το οποίο χαρακτηρίζεται από επίπεδες και ταχείες διαλείψεις (flat and fast fading). Οι εμφανιζόμενες διαλείψεις λόγω πολυδιόδευσης στο λαμβανόμενο σήμα, οφείλονται στο συνδυασμό τυχαία καθυστερημένων, ανακλώμενων, διαχεόμενων και περιθλώμενων συνιστωσών του εκπεμπόμενου σήματος και είναι υπεύθυνες για τις μεταβολές της έντασης του σήματος λήψης σε μικρό χρονικό διάστημα.

Βασιζόμενοι στις δύο παραπάνω υποθέσεις για το περιβάλλον μας, θα παρουσιάσουμε και θα μελετήσουμε διάφορα στατιστικά μοντέλα, τα οποία περιγράφουν τη συμπεριφορά της περιβάλλουσας του σήματος λήψης. Πριν όμως, θα παραθέσουμε και θα αναλύσουμε τα στατιστικά μεγέθη και τις εξισώσεις που τα διέπουν και τα οποία είναι απαραίτητα για την κατανόηση αυτών των μοντέλων.



**Σχήμα 2.1.** Είδη διαλείψεων μικρής κλίμακας.

### 2.1.2.1 Βασικά στατιστικά μεγέθη

#### ➤ Λόγος Σήματος Προς Θόρυβο, $\gamma$

Το πιο κοινό και πιο κατανοητό χαρακτηριστικό των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise Ratio, SNR), ο οποίος συμβολίζεται με  $\gamma$ . Ο SNR, συνήθως μετράται με ευκολία στην έξοδο του δέκτη και αποτελεί ένα μέτρο της αξιοπιστίας του συστήματος. Ενώ παραδοσιακά η έννοια του θορύβου στον SNR αναφέρεται στην παρουσία του θερμικού θορύβου στην είσοδο του δέκτη, στα πλαίσια των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που υπόκεινται σε διαλείψεις ένα πιο κατάλληλο μέγεθος είναι η μέση τιμή του SNR, την οποία συμβολίζουμε με  $\bar{\gamma}$ . Το  $\gamma$  λοιπόν, λόγω της παρουσίας των διαλείψεων, αποτελεί τυχαία μεταβλητή, τ.μ. (random variable, RV), με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function, PDF) που συμβολίζεται με  $p_\gamma(\gamma)$ . Η μέση τιμή  $\bar{\gamma}$ , προκύπτει από τη στατιστική μεσοτίμηση της pdf και δίνεται από τη σχέση

$$\bar{\gamma} = \int_0^{\infty} \gamma p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.5)$$

➤ **Ροπογεννήτρια Συνάρτηση,  $M_{\gamma}(s)$**

Η ροπογεννήτρια συνάρτηση (Moment Generating Function, MGF) συνδέεται με την pdf της τ.μ.  $\gamma$ , μέσω Μετασχηματισμού Laplace ως εξής

$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(s) e^{s\gamma} d\gamma \quad (2.6)$$

➤ **Ροπή k-τάξης,  $E[\gamma^k]$**

Η ροπή k-τάξης δίνεται από τη σχέση

$$E[\gamma^k] = \int_0^{\infty} \gamma^k p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.7)$$

Παρατηρούμε ότι, η μέση τιμή  $\bar{\gamma}$  του SNR είναι η ροπή πρώτης τάξης της pdf. Δηλαδή,  $\bar{\gamma} = E[\gamma]$ .

➤ **Χαρακτηριστικά επίπεδων καναλιών**

Κατά τη μετάδοση ραδιοσημάτων μέσα από κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων, δηλαδή μέσα από στενοζωνικά κανάλια, το σήμα υφίσταται διαλείψεις πλάτους  $\alpha$ . Το πλάτος των διαλείψεων, το οποίο εξαρτάται από το εκάστοτε περιβάλλον μετάδοσης, είναι τυχαία μεταβλητή με στιγμιαία ισχύ  $\alpha^2$ , μέση ισχύ  $\Omega = \bar{\alpha}^2$  και pdf  $p_{\alpha}(\alpha)$ .

Λόγω της παρουσίας θορύβου στο δέκτη, ο οποίος είναι στατιστικά ανεξάρτητος από το πλάτος των διαλείψεων  $\alpha$ , η στιγμιαία τιμή και η μέση τιμή του SNR ανά σύμβολο, ορίζονται αντίστοιχα από τις σχέσεις

$$\gamma = \alpha^2 \frac{E_s}{N_o} \quad \text{και} \quad \bar{\gamma} = \Omega \frac{E_s}{N_o} \quad (2.8)$$

όπου  $E_s$  είναι η ενέργεια ενός συμβόλου και  $N_o$  είναι η πυκνότητα φασματικής ισχύος του θορύβου μονής πλευράς.

Από τις σχέσεις (2.8) και με κατάλληλη αλλαγή μεταβλητών στην έκφραση για την  $p_{\alpha}(\alpha)$ , εξάγεται η παρακάτω σχέση που συνδέει την pdf του  $\gamma$  με την pdf του πλάτους των διαλείψεων  $\alpha$ .

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{p_{\alpha}\left(\sqrt{\frac{\Omega\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)}{2\sqrt{\frac{\gamma\bar{\gamma}}{\Omega}}} \quad (2.9)$$

### 2.1.2.2 Κατανομή Rayleigh

Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται συχνά για την περιγραφή ενός καναλιού διαλείψεων, στο οποίο πραγματοποιείται μετάδοση μη-οπτικής επαφής (no line-of-sight, NLOS). Στην περίπτωση αυτή, το πλάτος  $\alpha$  των διαλείψεων έχει pdf που δίνεται από τη σχέση

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right) \quad , \quad \alpha \geq 0 \quad (2.10)$$

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (2.9) και (2.10) και με κατάλληλη αλλαγή μεταβλητών, η pdf του στιγμιαίου SNR ανά σύμβολο,  $\gamma$ , ακολουθεί την εκθετική κατανομή

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad , \quad \gamma \geq 0 \quad (2.11)$$

Η ροπογεννήτρια συνάρτηση και η ροπή  $k$ -τάξης που ανταποκρίνονται σε αυτό το μοντέλο, περιγράφονται αντίστοιχα από τις σχέσεις

$$M_{\gamma}(s) = (1 - s\bar{\gamma})^{-1} \quad (2.12)$$

Και

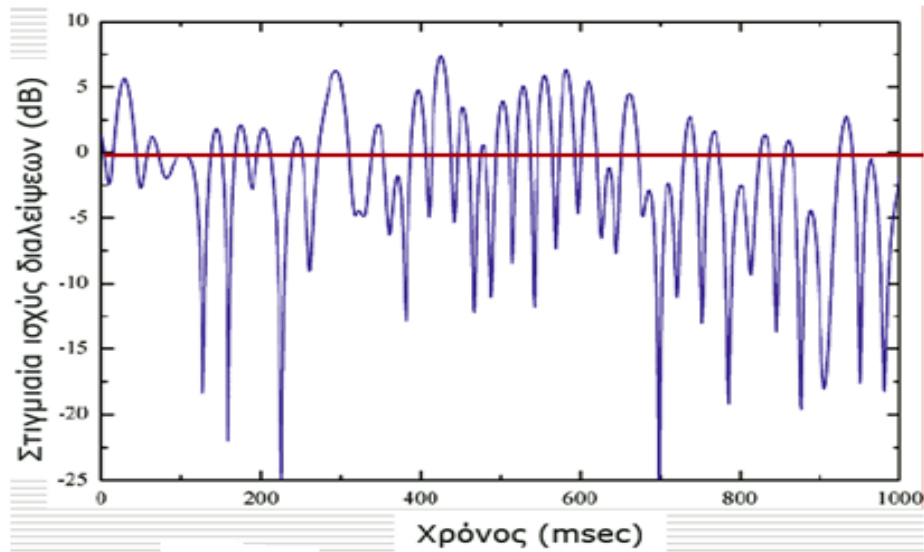
$$E(\gamma^k) = \Gamma(1 + k)\bar{\gamma}^k \quad (2.13)$$

όπου  $\Gamma(\cdot)$  είναι η συνάρτηση Γάμμα.

Το μοντέλο Rayleigh το οποίο χρησιμοποιείται όπως προαναφέραμε όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, επαληθεύεται πολύ καλά σύμφωνα με πειραματικές μετρήσεις σε συστήματα κινητών επικοινωνιών. Το μοντέλο μπορεί επίσης να εφαρμοστεί για την περιγραφή των σημάτων που ανακλώνται και διαθλώνται στην τροπόσφαιρα και την ιονόσφαιρα, καθώς και σε ραδιοζεύξεις μεταξύ πλοίων. Διαλείψεις που ακολουθούν την κατανομή Rayleigh απεικονίζονται στο Σχήμα 2.2.

### 2.1.2.3 Κατανομή Rice

Η κατανομή Rice, γνωστή και ως κατανομή Nakagami- $n$ , χρησιμοποιείται συχνά στην περίπτωση ύπαρξης, εκτός των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, και μιας συνιστώσας με ισχυρό πλάτος που συνήθως προέρχεται είτε από μονοπάτι οπτικής επαφής (line-of-sight, LOS) είτε από ισχυρή ανάκλαση. Εδώ λοιπόν, το πλάτος  $\alpha$  των διαλείψεων ακολουθεί την κατανομή



Σχήμα 2.2. Διαλείψεις τύπου Rayleigh.

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\alpha(1+n^2)e^{-n^2}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\alpha n \sqrt{\frac{1+n^2}{\Omega}}\right), \alpha \geq 0 \quad (2.14)$$

όπου  $I_0$  είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και μηδενικής τάξης και  $n$  είναι η παράμετρος διαλείψεων της κατανομής Nakagami- $n$ , η οποία παίρνει τιμές στο διάστημα  $[0, \infty)$ , και σχετίζεται με τον παράγοντα διαλείψεων της κατανομής Rice μέσω της σχέσης

$$K = n^2 \quad (2.15)$$

Ο παράγοντας  $K$ , ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος της συνιστώσας οπτικής επαφής προς την ισχύ των διασκορπισμένων πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Η pdf του  $\alpha$  συναρτήσει του  $K$  είναι

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\alpha(1+K)e^{-K}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\alpha\sqrt{K} \sqrt{\frac{1+K}{\Omega}}\right), \alpha \geq 0 \quad (2.16)$$

Για  $n=0$ , δηλαδή για  $K=0$ , η κατανομή Rice εκφυλίζεται σε Rayleigh, ενώ για  $n \rightarrow \infty$ , δηλαδή για  $K \rightarrow \infty$ , το κανάλι δεν υπόκειται σε διαλείψεις.

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (2.9) και (2.16), η pdf του στιγμιαίου SNR ανά σύμβολο,  $\gamma$ , σε κανάλι Rice ακολουθεί την κατανομή που δίνεται από τη σχέση



$$p_Y(\gamma) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}}\right) I_0\left(2\sqrt{K}\sqrt{\frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right), \gamma \geq 0 \quad (2.17)$$

Επίσης, αποδεικνύεται εύκολα ότι η ροπογεννήτρια συνάρτηση και η ροπή k-τάξης γι' αυτό το μοντέλο διαλείψεων εκφράζονται αντίστοιχα από τις σχέσεις

$$M_Y(s) = \frac{(1+K)}{(1+K) - s\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{s\bar{\gamma}K}{(1+K) - s\bar{\gamma}}\right) \quad (2.18)$$

Και

$$E(\gamma^k) = \frac{\Gamma(1+k)}{(1+K)^k} F_1^1(-k, 1; -K)\gamma^{-k} \quad (2.19)$$

όπου  $F_1^1(\cdot, \cdot; \cdot)$  είναι η υπεργεωμετρική συνάρτηση Kummer (Kummer hypergeometric function).

Το μοντέλο Rice παρατηρείται κυρίως σε μικροκυτταρικά αστικά και προαστιακά δίκτυα, καθώς και σε πικοκυτταρικά δίκτυα εσωτερικών χώρων. Εφαρμόζεται επίσης για την περιγραφή του κυρίαρχου σήματος οπτικής επαφής στις δορυφορικές επικοινωνίες και στις ζεύξεις μεταξύ πλοίων.

#### 2.1.2.4 Κατανομή Nakagami-m

Μια πολύ χρήσιμη κατανομή είναι η κατανομή Nakagami-m, η οποία έχει συμπεριφορά παρόμοια με τη Ricean και μπορεί να περιγράψει είτε καλύτερες είτε χειρότερες συνθήκες διαλείψεων από τη Rayleigh, επιλέγοντας κατάλληλες τιμές για την παράμετρο m. Στο περιβάλλον αυτό, η pdf του πλάτους α των διαλείψεων ακολουθεί κατανομή που δίνεται από τη σχέση

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (2.20)$$

όπου m η παράμετρος Nakagami η οποία παίρνει τιμές στο διάστημα  $[1/2, \infty]$ .

Για  $m=1/2$  η κατανομή Nakagami εκφυλίζεται σε Gaussian, για  $m=1$  εκφυλίζεται σε Rayleigh ενώ για  $m \rightarrow \infty$  δεν υπάρχουν καθόλου διαλείψεις στο κανάλι. Για  $m > 1$  παρατηρείται αντιστοιχία ένα-προς-ένα μεταξύ της παραμέτρου m και της παραμέτρου n (ή ισοδύναμα μεταξύ της παραμέτρου m και του παράγοντα K της Ricean), η οποία επιτρέπει την προσέγγιση της κατανομής Nakagami-m από την κατανομή Nakagami-n (ή ισοδύναμα την προσέγγιση της κατανομής Nakagami-m από την κατανομή Rice) κι εκφράζεται από τις σχέσεις

$$m = \frac{(1 + n^2)^2}{(1 + 2n^2)} \quad , \quad n \geq 0 \quad (2.21)$$

Και

$$n = \sqrt{\frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}} \quad , \quad m \geq 1 \quad (2.22)$$

Ή ισοδύναμα

$$m = \frac{(1 + K)^2}{(1 + 2K)} \quad , \quad K \geq 0 \quad (2.23)$$

Και

$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \quad , \quad m \geq 1 \quad (2.24)$$

Με τη χρήση των σχέσεων (2.9) και (2.20), αποδεικνύεται ότι η pdf του στιγμιαίου SNR ανά σύμβολο,  $\gamma$ , σε κανάλι Nakagami- $m$  ακολουθεί κατανομή Γάμμα σύμφωνα με τη σχέση

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad , \quad \gamma \geq 0 \quad (2.25)$$

Ακόμη, σε ένα τέτοιο κανάλι η ροπογεννήτρια συνάρτηση και η ροπή  $k$ -τάξης μπορούν να υπολογιστούν αντίστοιχα από τις παράκατω εκφράσεις

$$M_\gamma(s) = \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m} \quad (2.26)$$

Και

$$E(\gamma^k) = \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma(m)m^k} \bar{\gamma}^k \quad (2.27)$$

Τέλος, η κατανομή Nakagami- $m$  δίνει μια καλή περιγραφή του φαινομένου των διαλείψεων σε συστήματα κινητών επικοινωνιών εσωτερικών και εξωτερικών χώρων, καθώς και σε δορυφορικές επικοινωνίες.

Τα βασικά στατιστικά χαρακτηριστικά των παραπάνω μοντέλων περιγραφής των διαλείψεων σε ασύρματα κανάλια επικοινωνίας, παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.

Τύπος Κατανομής	Rayleigh	Rice	Nakagami-m
Παράμετρος Κατανομής		$K \geq 0$	$m \geq 1/2$
PDF του $\alpha$ $p_\alpha(\alpha)$	$\frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right)$	$\frac{2\alpha(1+K)e^{-K}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\alpha\sqrt{K} \sqrt{\frac{1+K}{\Omega}}\right)$	$\frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right)$
PDF του $\gamma$ $p_\gamma(\gamma)$	$\frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$	$\frac{(1+K)e^{-K}}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}}\right) I_0\left(2\sqrt{K} \sqrt{\frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)$	$\frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$
Ροπογεννήτρια Συνάρτηση $M_\gamma(s)$	$(1 - s\bar{\gamma})^{-1}$	$\frac{(1+K)}{(1+K) - s\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{s\bar{\gamma}K}{(1+K) - s\bar{\gamma}}\right)$	$\left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m}$
Ροπή $k$ -τάξης $E[\gamma^k]$	$\Gamma(1+k)\bar{\gamma}^k$	$\frac{\Gamma(1+k)}{(1+K)^k} F_1^1(-k, 1; -K)\gamma^{-k}$	$\frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma(m)m^k} \bar{\gamma}^k$

Πίνακας 1. Τύποι διαλείψεων και βασικά τους χαρακτηριστικά.

## 2.2 Διαφορισμός

Η χρήση διαφορισμού (diversity) στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, είναι μια ευρέως χρησιμοποιούμενη τεχνική για τη βελτίωση της ποιότητας των ραδιοζεύξεων με σχετικά χαμηλό κόστος. Μπορεί να υλοποιηθεί είτε στον πομπό, είτε στο δέκτη, είτε και στους δύο. Συνήθως αξιοποιείται στο σύστημα του δέκτη, έχουμε δηλαδή διαφορική λήψη (diversity reception), με σκοπό την αντιμετώπιση του φαινομένου των διαλείψεων και την αύξηση του συνολικού σηματοθορυβικού λόγου (signal-to-noise ratio, SNR) για τη λήψη ενός σήματος βελτιωμένης ποιότητας.

Η βασική αρχή του διαφορισμού είναι η εκμετάλλευση της τυχαίας φύσης της ασύρματης διάδοσης, χρησιμοποιώντας στο σύστημα εκπομπής ή/και λήψης πολλά κανάλια, πολλαπλές δηλαδή εκδοχές του εκπεμπόμενου ή λαμβανόμενου σήματος, που ονομάζονται κλάδοι διαφορισμού (diversity branches) και είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα ή ασυσχέτιστα σε μεγάλο βαθμό. Έτσι, αν ένα κανάλι παρουσιάζει υψηλά επίπεδα διαλείψεων, θορύβου, ή παρεμβολής η πιθανότητα και τα υπόλοιπα κανάλια να παρουσιάζουν τα ίδια δυσμενή χαρακτηριστικά είναι πολύ χαμηλή, λόγω του ότι είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους. Έχοντας λοιπόν περισσότερα του ενός κανάλια προς επιλογή, και ο στιγμιαίος SNR στο δέκτη και η μέση τιμή του μπορούν να βελτιωθούν κατά δεκάδες dB, συνήθως 20 με 30 dB. Χωρίς τη χρήση διαφορισμού κατά την ασύρματη επικοινωνία, θα έπρεπε να αυξηθεί η εκπεμπόμενη ισχύς για την προστασία της ραδιοζεύξης στις χρονικές στιγμές που ισχυρές διαλείψεις (deep fade) θα έθεταν σε κίνδυνο την επικοινωνία.

### 2.2.1 Τεχνικές διαφορισμού

Οι τεχνικές διαφορισμού, οι οποίες χρησιμοποιούνται από το 1950, διακρίνονται σε μακροσκοπικές (macrodiversity techniques) και σε μικροσκοπικές (microdiversity techniques), ανάλογα με το είδος των διαλείψεων που σκοπό έχουν να καταπολεμήσουν και παρουσιάζονται και μελετώνται στη συνέχεια.

#### 2.2.1.1 Μακροσκοπικές τεχνικές

Οι μακροσκοπικές τεχνικές διαφορισμού χρησιμοποιούνται για την αντιμετώπιση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας, των διαλείψεων δηλαδή που οφείλονται στο φαινόμενο της σκίασης. Σε συνθήκες ισχυρής σκίασης, ο κινητός δέκτης μπορεί να επιλέξει ανάμεσα στους σταθμούς βάσης εκείνον που δεν επισκιάζεται, με συνέπεια τη σημαντική βελτίωση του SNR στην άνω-ζεύξη (up-link). Οι μακροσκοπικές τεχνικές είναι επίσης χρήσιμες και στο σύστημα του σταθμού βάσης. Με τη χρήση πολλών κεραιών σε κατάλληλη απόσταση μεταξύ τους, ο σταθμός βάσης μπορεί να βελτιώσει την κάτω-ζεύξη (down-link) επιλέγοντας την κεραιά που λαμβάνει το ισχυρότερο σήμα.

### 2.2.1.2 Μικροσκοπικές τεχνικές

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας, οι οποίες επιφέρουν ισχυρές και ταχείες διακυμάνσεις στο λαμβανόμενο σήμα, μπορούν να προληφθούν με τη χρήση τεχνικών, οι οποίες ονομάζονται μικροσκοπικές. Το βασικό ζητούμενο στην υλοποίηση μιας μικροσκοπικής τεχνικής, είναι ο καθορισμός του τρόπου με τον οποίο δημιουργούνται τα ανεξάρτητα κανάλια. Με βάση λοιπόν αυτόν τον παράγοντα, διαφοροποιούνται και παρουσιάζονται ακολούθως οι πιο γνωστές μικροσκοπικές τεχνικές.

#### ▪ Διαφορισμός χώρου

Η τεχνική του διαφορισμού χώρου (space diversity ή antenna diversity), υλοποιείται στο δέκτη με την τοποθέτηση περισσοτέρων της μίας κεραίας, που απέχουν μεταξύ τους κατάλληλη απόσταση (μισό μήκος κύματος ή παραπάνω), ώστε τα κανάλια μέσω των οποίων οι κεραίες λαμβάνουν το σήμα να είναι ασυσχέτιστα. Σημαντικό πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής, είναι η δραματική αύξηση της αξιοπιστίας του συστήματος χωρίς ταυτόχρονη μείωση του ρυθμού μετάδοσης. Ωστόσο, δύο περιοριστικά μειονεκτήματα είναι το αυξημένο κόστος του δέκτη και η δυσκολία τοποθέτησης δύο ή περισσοτέρων κεραιών πάνω στις μικρές κινητές μονάδες επικοινωνίας, όπως είναι τα κινητά τηλέφωνα.

Ο διαφορισμός χώρου αποτελεί και την πιο ευρέως διαδεδομένη τεχνική διαφορισμού για τους σταθμούς βάσης στα συστήματα κινητών επικοινωνιών. Τώρα όμως, οι αποστάσεις μεταξύ των κεραιών σε έναν σταθμό βάσης είναι της τάξης των δεκάδων μηκών κύματος, γεγονός που καθιστά την τεχνική αυτή λιγότερο πρακτική σε σχέση με την εφαρμογή της σε έναν κινητό δέκτη.

#### ▪ Διαφορισμός πόλωσης

Εξαιτίας της μη πρακτικότητας του διαφορισμού χώρου σε έναν σταθμό βάσης, υποκινήθηκε η ιδέα της χρήσης του διαφορισμού πόλωσης, σύμφωνα με τον οποίο το σήμα εκπέμπεται σε δύο ορθογωνικές πολώσεις, μία οριζόντια και μία κατακόρυφη. Η τεχνική αυτή, σε αντίθεση με το διαφορισμό χώρου, παρέχει δύο μόνο ανεξάρτητους κλάδους διαφορισμού. Μπορεί επίσης να υλοποιηθεί και στο δέκτη για τη λήψη του ισχυρότερου σήματος, ανεξάρτητα από τη μεταβολή που έχει υποστεί η πόλωσή του κατά τη διάρκεια της ασύρματης μετάδοσης.

#### ▪ Διαφορισμός συχνότητας

Ένας απλός τρόπος διαφορισμού είναι ο διαφορισμός συχνότητας (frequency diversity). Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, το σήμα μεταδίδεται ταυτόχρονα σε περισσότερες από μία φέρουσες ραδιοσυχνότητες, που απέχουν περισσότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού, έτσι ώστε τα κανάλια να είναι ασυσχέτιστα (κανάλια επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα). Με αυτό τον τρόπο βελτιώνουμε την

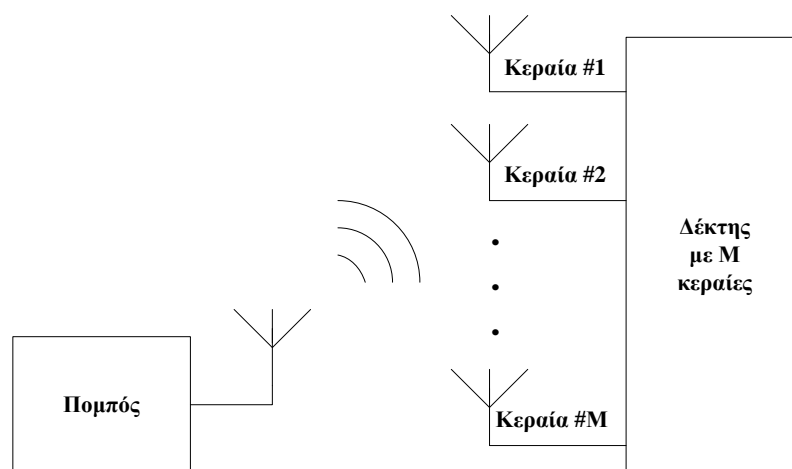
αξιοπιστία του συστήματος, διότι για να «χάσουμε» το σήμα θα έπρεπε η απόκριση του σε όλες τις συχνότητες να είναι ασθενής. Σημαντικό όμως μειονέκτημα, αποτελεί η σπατάλη του διατιθέμενου εύρους ζώνης και η απαίτηση της ύπαρξης τόσων δεκτών όσων και οι χρησιμοποιούμενες συχνότητες.

#### ▪ Διαφορισμός χρόνου

Σύμφωνα με την τεχνική του διαφορισμού χρόνου (time diversity) το σήμα μεταδίδεται επαναληπτικά, σε χρονικά διαστήματα που απέχουν περισσότερο από το χρόνο συνοχής του καναλιού, έτσι ώστε τα κανάλια να είναι στατιστικά ανεξάρτητα. Η τεχνική αυτή επωφελείται από τη δυναμική του καναλιού, καθώς τη μία χρονική στιγμή το κανάλι μπορεί να υφίσταται ισχυρές διαλείψεις, ενώ κάποια άλλη χρονική στιγμή να έχει αλλάξει αρκετά, έτσι ώστε η λαμβανόμενη ισχύς να έχει ικανοποιητική στάθμη. Αυτός ο τρόπος διαφορισμού, ο οποίος ονομάζεται και κωδικοποίηση επανάληψης (repetition code), είναι μη αποδοτικός ως προς το ρυθμό μετάδοσης, αλλά μπορεί να μειώσει την πιθανότητα σφάλματος στο δέκτη.

Άλλες μικροσκοπικές τεχνικές διαφορισμού είναι ο διαφορισμός κατεύθυνσης (direction diversity), ο διαφορισμός μονοπατιού (path diversity) και ο διαφορισμός πολλών χρηστών (multiuser diversity).

Η επιλογή μιας συγκεκριμένης τεχνικής ή και συνδυασμός αυτών, εξαρτάται από το εκάστοτε τηλεπικοινωνιακό σύστημα και τις απαιτήσεις του. Στη συνέχεια του παρόντος κεφαλαίου, θα εστιάσουμε στη μικροσκοπική τεχνική του διαφορισμού χώρου και συγκεκριμένα όταν αυτή υλοποιείται στο σύστημα του δέκτη, όταν δηλαδή έχουμε σύστημα διαφορικής λήψης (diversity reception system), όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3.



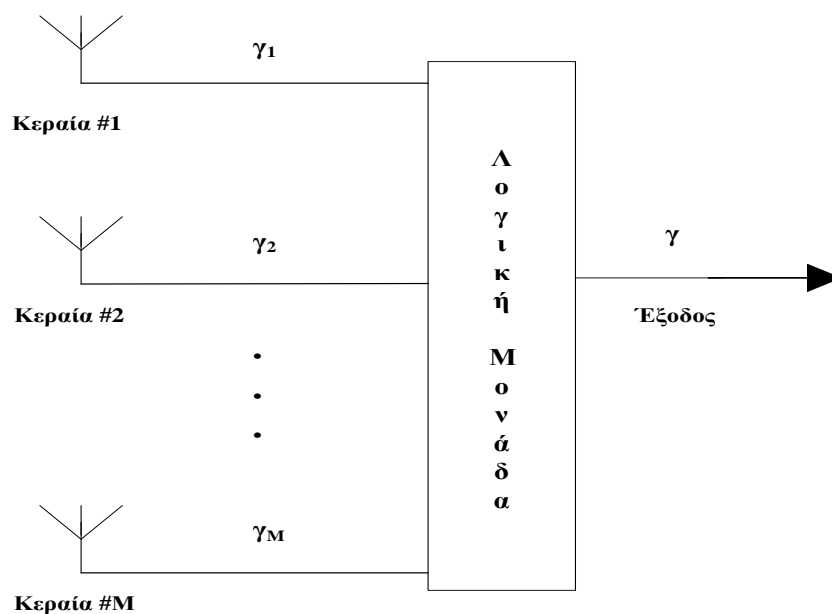
Σχήμα 2.3. Σύστημα διαφορικής λήψης χώρου.

### 2.2.2 Διαφορική λήψη χώρου

Διαφορική λήψη χώρου ονομάζεται η μέθοδος, η οποία υλοποιείται με την τοποθέτηση τουλάχιστον δύο κεραιών στη διάταξη του δέκτη, σε κατάλληλη απόσταση, ώστε τα κανάλια μέσω των οποίων οι κεραιές λαμβάνουν το σήμα να είναι ασυσχέτιστα. Με την τεχνική αυτή, λαμβάνονται στο δέκτη πολλαπλά αντίγραφα του εκπεμπόμενου σήματος και συνδυάζονται κατάλληλα προκειμένου να προκύψει ένα σήμα ενισχυμένο. Έτσι, επιτυγχάνεται σημαντική βελτίωση της μέσης τιμής του SNR, με άμεση συνέπεια τη μείωση του ρυθμού των λαθών χωρίς αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος.

Η βελτίωση στην ποιότητα της ραδιοζεύξης εκφράζεται με δύο μεγέθη, το κέρδος διάταξης (array gain) και το κέρδος διαφορισμού (diversity gain). Το κέρδος διάταξης οφείλεται στην αύξηση του SNR, που προκύπτει από τον σύμφωνο συνδυασμό των πολλαπλών σημάτων στο δέκτη, ενώ το διαφορικό κέρδος εκφράζει τη μείωση της πιθανότητας λάθους, η οποία επιτυγχάνεται όταν χρησιμοποιηθεί διαφορική λήψη.

Το γενικό διάγραμμα του δέκτη σε διάταξη διαφορικής λήψης χώρου απεικονίζεται στο Σχήμα 2.4.



**Σχήμα 2.4.** Γενική μορφή δέκτη διάταξης διαφορικής λήψης χώρου.

Στο δέκτη λοιπόν είναι τοποθετημένες  $M$  κεραιές. Το σήμα μεταδίδεται από  $M$  κανάλια καθένα από τα οποία χαρακτηρίζεται από στιγμιαίο SNR,  $\gamma_i$ . Τα κανάλια διαφορισμού συνδυάζονται και δίνουν στην έξοδο της διάταξης τον τελικό στιγμιαίο SNR τον οποίο συμβολίζουμε με  $\gamma$ . Η στατιστική κατανομή του  $\gamma$  είναι συνάρτηση του αριθμού  $M$  των κλάδων διαφορισμού και της τεχνικής με την οποία αυτοί συνδυάζονται, καθώς και του τύπου των διαλείψεων σε κάθε κλάδο. Με βάση την

τεχνική που χρησιμοποιείται στο δέκτη για το συνδυασμό των κλάδων διαφορισμού, η οποία εξαρτάται από τις απαιτήσεις του τηλεπικοινωνιακού συστήματος, περιγράφονται στη συνέχεια οι βασικές τεχνικές για το συνδυασμό των καναλιών οι οποίες επιγραμματικά είναι οι εξής:

- Επιλεκτικός Συνδυασμός (Selection Combining, SC)
- Διακοπτικός Συνδυασμός (Switched Combining ή Switch-and-Stay Combining, SSC)
- Συνδυαστική Μεγίστου Λόγου (Maximal Ratio Combining, MRC)
- Συνδυαστική Ίσου Κέρδους (Equal Gain Combining, EGC)

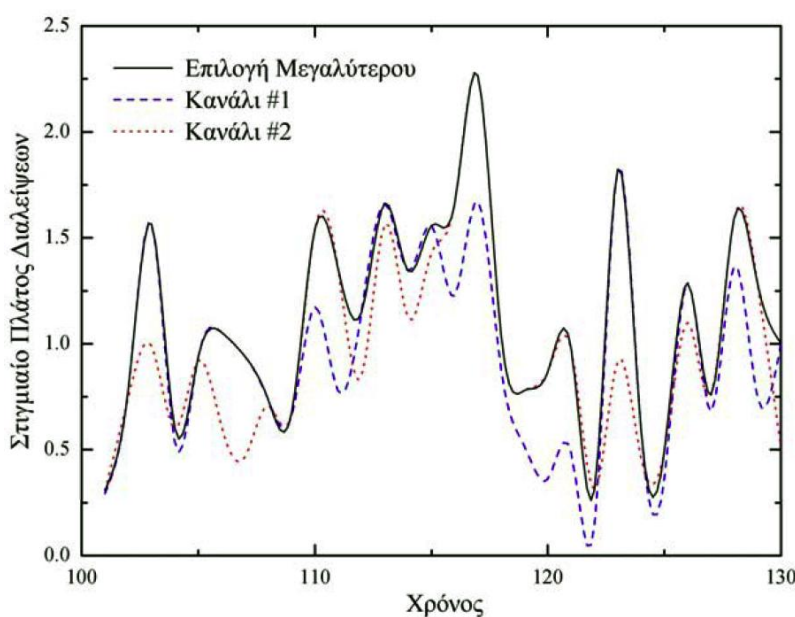
### 2.2.2.1 Επιλεκτικός Συνδυασμός

Μία απλή τεχνική διαφορικής λήψης χώρου είναι η τεχνική του επιλεκτικού συνδυασμού, κατά την οποία η λογική μονάδα κάθε χρονική στιγμή επιλέγει εκείνη την κεραία της οποίας η έξοδος παρουσιάζει το μεγαλύτερο στιγμιαίο SNR. Ο επιλεγθείς κλάδος, ο οποίος χαρακτηρίζεται από SNR που εκφράζεται από τη σχέση

$$\gamma_{SC} = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M\} \quad (2.28)$$

συνδέεται στη συνέχεια με τον αποδιαμορφωτή.

Αυτός ο τρόπος επιλογής, για διάταξη με δύο κλάδους διαφορισμού, διαφαίνεται στο Σχήμα 2.5. Η γενική μορφή της διάταξης ενός δέκτη με SC απεικονίζεται στο Σχήμα 2.6.

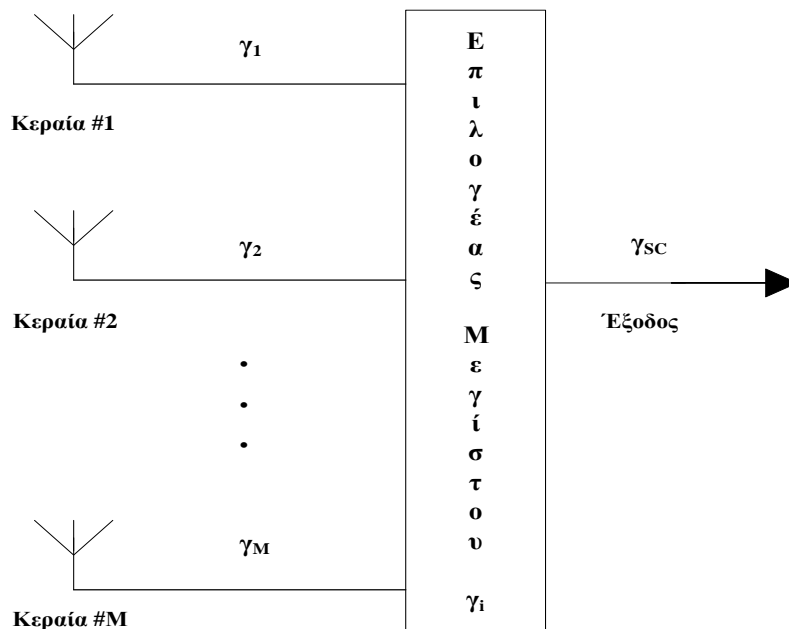


Σχήμα 2.5. Επιλογή καναλιού με το μεγαλύτερο SNR.



Με τη χρήση της SC επιτυγχάνεται σημαντική βελτίωση της ραδιοζεύξης, καθώς η πιθανότητα να βρεθούν ταυτόχρονα όλες οι κεραίες σε σημεία μεγάλης εξασθένησης είναι πολύ μικρή. Ακόμη, η SC είναι εύκολη στην υλοποίηση, διότι απαιτεί μόνο τη μέτρηση του στιγμιαίου SNR σε κάθε κλάδο λήψης και έναν επιλογέα για την επιλογή του κλάδου με το μεγαλύτερο SNR. Έτσι, ο δέκτης δεν παρουσιάζει αυξημένη πολυπλοκότητα.

Ωστόσο, δεν είναι η βέλτιστη τεχνική διότι γίνεται σπατάλη πόρων, καθώς κάθε χρονική στιγμή χρησιμοποιείται ένας κλάδος και δεν αξιοποιούνται τα σήματα που λαμβάνουν οι υπόλοιποι. Επίσης, ένα σημαντικό μειονέκτημα της SC, είναι ότι σε συστήματα συνεχούς μετάδοσης εισάγει μεγάλες καθυστερήσεις, λόγω της συνεχούς μέτρησης του SNR σε όλους τους κλάδους διαφορισμού. Εναλλακτική λύση στο πρόβλημα αυτό είναι η ακόλουθη τεχνική.



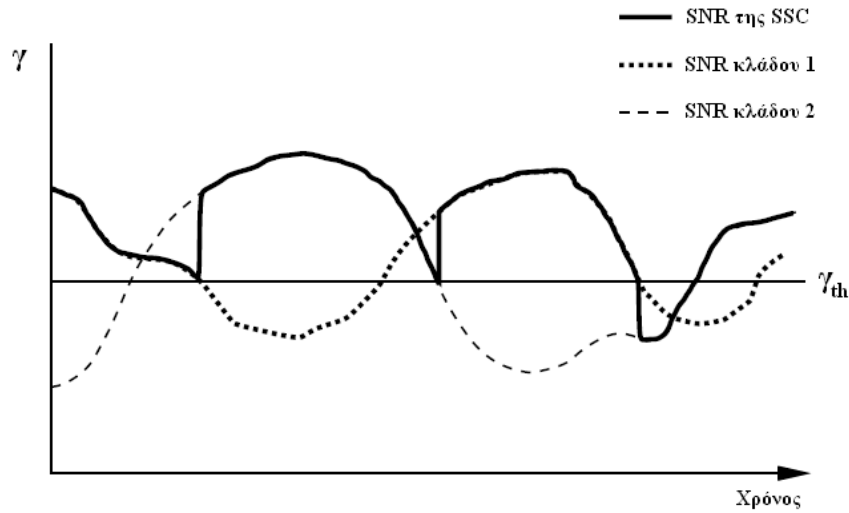
**Σχήμα 2.6.** Γενικό διάγραμμα υλοποίησης της τεχνικής SC.

### 2.2.2.2 Διακοπτικός Συνδυασμός

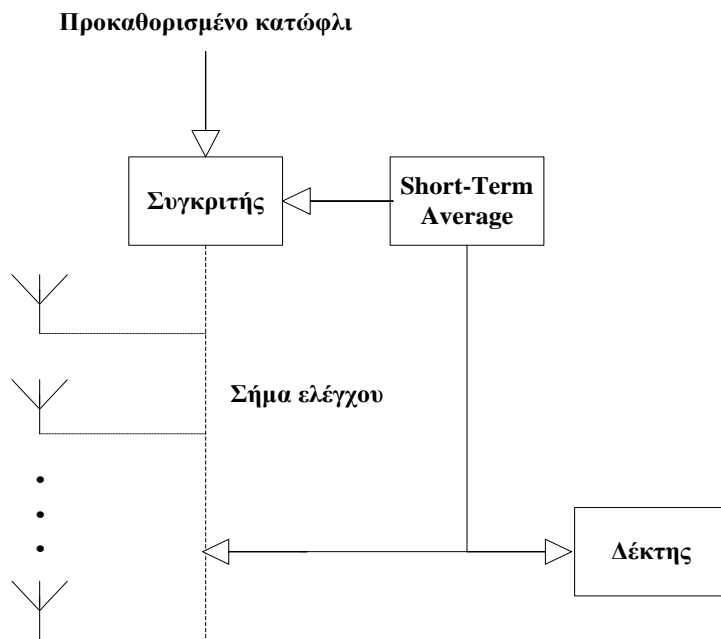
Ο διακοπτικός συνδυασμός είναι μία τεχνική διαφορισμού παρόμοια με την SC, με την εξής διαφορά: αντί να επιλέγεται το καλύτερο από τα  $M$  κανάλια, τα κανάλια «σαρώνονται» με σταθερή σειρά μέχρι να βρεθεί ένα με σήμα που να υπερβαίνει ένα προκαθορισμένο κατώφλι. Το κανάλι αυτό συνεχίζει να χρησιμοποιείται ακόμη κι αν κάποιο άλλο έχει καλύτερο σήμα, έως ότου το σήμα του πέσει κάτω από το κατώφλι. Τότε η διαδικασία ξεκινά πάλι, «σαρώνονται» οι άλλοι κλάδοι κι επιλέγεται εκείνος

που έχει αποδεκτή τιμή SNR. Η επιλογή, σε διάταξη με δύο κλάδους διαφορισμού, απεικονίζεται στο Σχήμα 2.7.

Η τεχνική αυτή, η οποία ονομάζεται και Διαφορισμός Σάρωσης (Scanning Diversity), είναι εύκολη στην υλοποίηση αφού απαιτείται ένας δέκτης. Το γενικό διάγραμμα της μεθόδου αυτής φαίνεται στο Σχήμα 2.8.



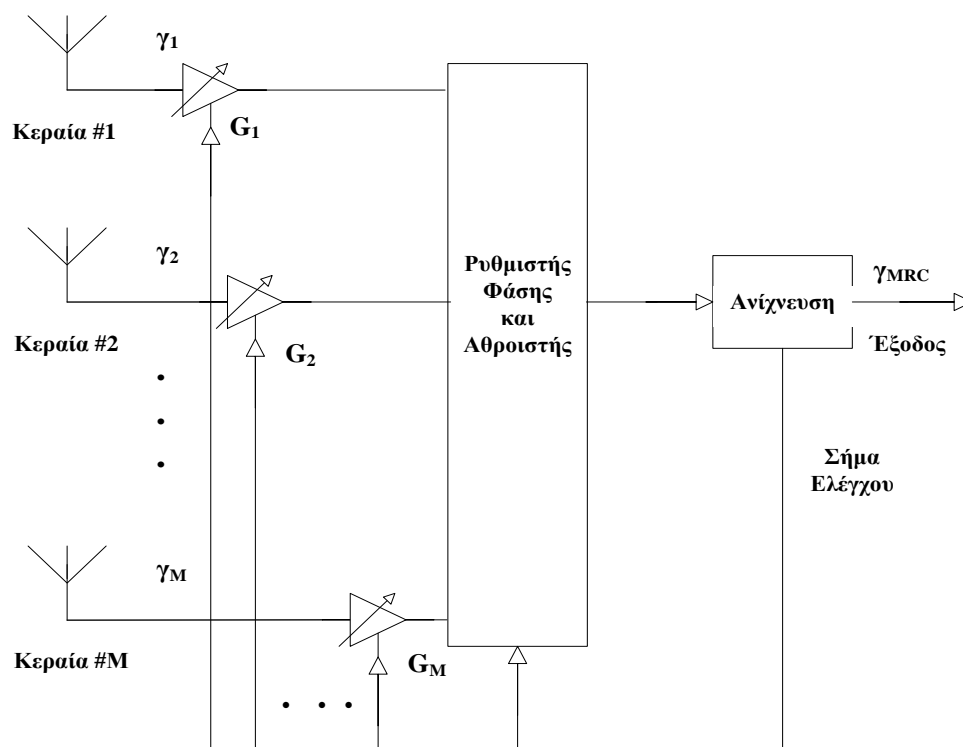
Σχήμα 2.7. Επιλογή καναλιού με SNR μεγαλύτερο από το κατώφλι  $\gamma_{th}$ .



Σχήμα 2.8. Γενικό διάγραμμα υλοποίησης της τεχνικής SSC.

### 2.2.2.3 Συνδυαστική Μεγίστου Λόγου

Η συνδυαστική μέγιστου λόγου, η οποία προτάθηκε πρώτα από τον Kahn, είναι η βέλτιστη τεχνική για την αντιμετώπιση των διαλείψεων αλλά και η πιο πολύπλοκη, καθώς απαιτεί τη γνώση των παραμέτρων διαλείψεων σε όλους τους κλάδους διαφορισμού. Χρειάζεται δηλαδή, όλες τις πληροφορίες για το πλάτος και τη φάση κάθε κλάδου. Η αρχή λειτουργίας της MRC, η οποία απεικονίζεται στο Σχήμα 2.9, βασίζεται στην ταυτόχρονη χρήση όλων των κλάδων με κατάλληλη ρύθμιση του πλάτους και της φάσης τους, με σκοπό την επίτευξη της υψηλότερης τιμής του SNR.



Σχήμα 2.9. Γενικό διάγραμμα υλοποίησης της τεχνικής MRC.

Για να μεγιστοποιηθεί ο τελικός SNR, χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα ρύθμισης των βαρών  $G_i$ , το οποίο ρυθμίζει τα βάρη των κλάδων ανάλογα με τις αντίστοιχες τιμές των SNR τους. Δηλαδή, όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του SNR ενός κλάδου τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η τιμή του βάρους του. Στη συνέχεια, το κύκλωμα ρύθμισης της φάσης, συμφασίζει τα σήματα των κλάδων, τα οποία προστίθενται στον αθροιστή με αποτέλεσμα η στιγμιαία τιμή του τελικού SNR να είναι το άθροισμα των SNR όλων των κλάδων του διαφοριστή

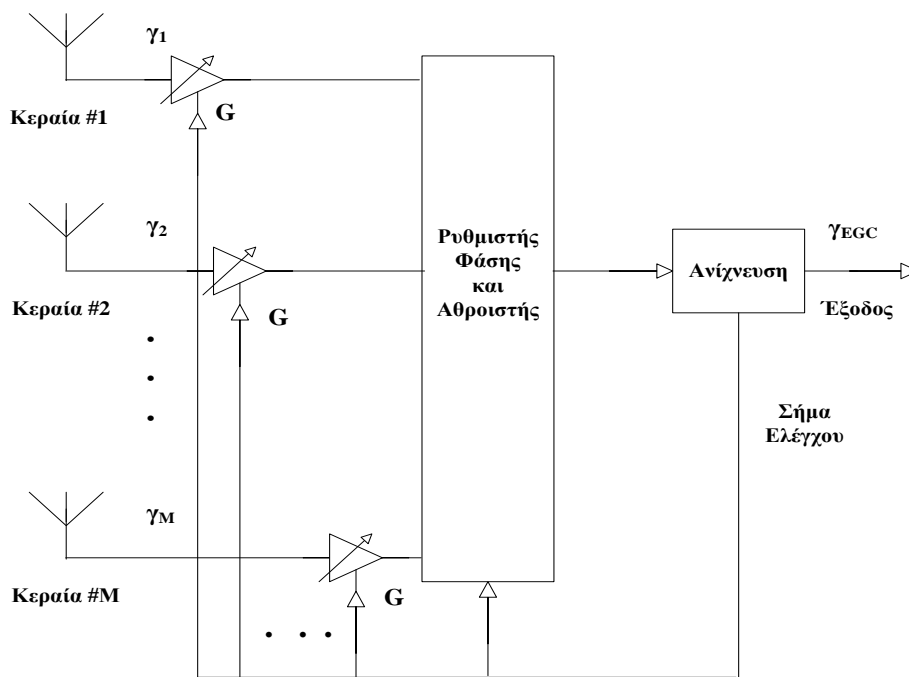
$$\gamma_{MRC} = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (2.29)$$

Η MRC αποτελεί τη βέλτιστη γραμμική τεχνική διαφορικής λήψης για την αντιμετώπιση των διαλείψεων, διότι ακόμη κι αν κανένας κλάδος δεν έχει αποδεκτή τιμή SNR εκείνη επιτυγχάνει αποδεκτή τιμή για τον τελικό SNR, αφού σύμφωνα με την παραπάνω σχέση ο τελικός SNR είναι μεγαλύτερος από τον SNR οποιουδήποτε κλάδου.

Ωστόσο, η MRC παρουσιάζει σημαντικό μειονέκτημα όσον αφορά στην πολυπλοκότητα του δέκτη, αφού απαιτεί συνεχή έλεγχο και μεταβολή των βαρών των κλάδων του διαφοριστή. Επιπλέον, λόγω των καθυστερήσεων που εισάγουν οι διαδικασίες των υπολογισμών, η εφαρμογή της MRC δεν είναι πρακτική σε συστήματα συνεχούς μετάδοσης. Σε αυτές τις περιπτώσεις εναλλακτική λύση αποτελεί η τεχνική που ακολουθεί.

#### 2.2.2.4 Συνδυαστική Ίσου Κέρδους

Μία απλοποιημένη εκδοχή της MRC, η οποία χρησιμοποιείται όταν δεν είναι δυνατή η ρύθμιση των βαρών, είναι η συνδυαστική ίσου λόγου. Στην τεχνική αυτή, τα σήματα σε όλους τους κλάδους διαφορισμού ενισχύονται το ίδιο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της πολυπλοκότητας του δέκτη, αφού δεν είναι απαραίτητη η γνώση του πλάτους κάθε κλάδου. Τα σήματα των κλάδων γίνονται συμφασικά πριν προστεθούν και η βελτίωση του τελικού SNR είναι οριακά κατώτερη από αυτή που επιτυγχάνεται με τη χρήση MRC. Το γενικό διάγραμμα της διάταξης ενός δέκτη με EGC, το οποίο είναι ίδιο με εκείνο για την MRC με κάποιες μικρές αλλαγές, απεικονίζεται στο Σχήμα 2.10.



Σχήμα 2.10. Γενικό διάγραμμα υλοποίησης της τεχνικής EGC.

Αξίζει να σημειωθεί ότι, με τη χρήση EGC όταν ένας κλάδος έχει αρκετά χαμηλό SNR τότε επιφέρεται μείωση και στον τελικό SNR, λόγω της ίδιας ενίσχυσης που παρέχεται στα κανάλια. Αυτό δεν παρατηρείται στην MRC, διότι κλάδοι με χαμηλό SNR ενισχύονται λιγότερο σε σχέση με τους υπόλοιπους κλάδους.

### 2.3 Ψηφιακή διαμόρφωση

Ψηφιακή διαμόρφωση (digital modulation) καλείται η διαδικασία, κατά την οποία το προς μετάδοση μήνυμα κωδικοποιείται σε μία ισοδύναμη ακολουθία δυαδικών ψηφίων (binary digits, bits), συμβόλων δηλαδή από το δίτιμο σύνολο  $\{0,1\}$ . Στη συνέχεια, τα μεταδιδόμενα bits ομαδοποιούνται ανά  $n$ , σχηματίζοντας ψηφιακά σύμβολα και αποστέλλονται μέσω του ασύρματου διαύλου. Το σύνολο των πιθανών ψηφιακών συμβόλων είναι  $M=2^n$ , ή αντίστροφα, κάθε ένα από τα  $M$  ψηφιακά σύμβολα αναπαριστά  $n=\log_2 M$  bits.

Έτσι, το προς μετάδοση μήνυμα εγγράφεται σε συμβολοσειρές ή αλλιώς παλμοσειρές. Ο κάθε παλμός είναι ένα ημιτονικό σήμα διάρκειας  $T_s$  και μήκους  $n$  bits, η γενική μορφή του οποίου είναι

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E(t)}{T_s}} \cos[2\pi f(t) + \varphi(t)] \quad , \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.30)$$

Ορίζουμε ως ρυθμό μετάδοσης συμβόλων ή παλμών (baud rate ή symbol rate) το μέγεθος  $R=1/T_s$ . Ο δυαδικός ρυθμός μετάδοσης (bit rate) προκύπτει αν πολλαπλασιάσουμε το baud rate με τον αριθμό  $n$  των bits ανά παλμό, είναι δηλαδή  $R_b=n/T_s$ . Το baud rate μετριέται σε σύμβολα ανά δευτερόλεπτο (symbols per second, sps), ενώ το bit rate σε bits ανά δευτερόλεπτο (bits per second, bps).

Όπως φαίνεται από την εξίσωση (2.30), το πλάτος, η συχνότητα και η φάση του ημιτονοειδούς φέροντος είναι χαρακτηριστικά τα οποία μπορεί να μεταβάλλονται ανάλογα με το δυαδικό σήμα πληροφορίας. Ανάλογα λοιπόν με το χαρακτηριστικό του φέροντος το οποίο μεταβάλλεται, υπάρχουν πολλές τεχνικές πραγματοποίησης μιας ψηφιακής διαμόρφωσης. Μερικές από τις τεχνικές έχουν «λεπτές» διαφορές μεταξύ τους και κάθε τεχνική ανήκει σε μια οικογένεια συγγενών μεθόδων διαμόρφωσης. Οι βασικές τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης είναι οι:

- Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (Amplitude Shift Keying, ASK)
- Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας (Frequency Shift Keying, FSK)
- Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (Phase Shift Keying, PSK)
- Ψηφιακή Εγκάρσια Διαμόρφωση Πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation, QAM), η οποία είναι συνδυασμός των PSK/ASK

Η επιλογή μιας συγκεκριμένης τεχνικής ψηφιακής διαμόρφωσης επηρεάζεται από πολλούς παράγοντες. Μία αρεστή τεχνική πρέπει:

- να επιτυγχάνει υψηλό ρυθμό μετάδοσης
- να απασχολεί το ελάχιστο του διαθέσιμου εύρους ζώνης
- να απαιτεί την ελάχιστη μεταδιδόμενη ισχύ
- να αποδίδει σε συνθήκες σκίασης και πολυδιόδευσης, να εμφανίζει δηλαδή χαμηλό ρυθμό εσφαλμένων bits (Bit Error Rate, BER)
- να είναι εφικτή ως προς στο κόστος και εύκολη στην υλοποίηση

Συχνά οι παραπάνω απαιτήσεις είναι αλληλοσυγκρουόμενες, με αποτέλεσμα η επιλογή μιας τεχνικής να βασίζεται στον καλύτερο συμβιβασμό μεταξύ αυτών των απαιτήσεων.

Η επίδοση μιας μεθόδου ψηφιακής διαμόρφωσης αξιολογείται με βάση την αποδοτικότητα ισχύος (power efficiency) και την αποδοτικότητα φάσματος (spectral efficiency). Η αποδοτικότητα ισχύος εκφράζει την ικανότητα της τεχνικής διαμόρφωσης να διαφυλάσσει την αξιοπιστία του ψηφιακού μηνύματος, όταν η ισχύς του είναι χαμηλή σε σχέση με την ισχύ του θορύβου και των παρεμβολών. Η αποδοτικότητα ισχύος, η οποία συμβολίζεται με  $\eta_p$ , χαρακτηρίζεται από την απαιτούμενη τιμή του λόγου της ενέργειας ενός bit προς τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου ( $E_b/N_0$ ), ώστε να εξασφαλίζεται μια συγκεκριμένη πιθανότητα εσφαλμένου bit (bit error probability,  $P_b$ ).

Η αποδοτικότητα φάσματος περιγράφει τη δυνατότητα της τεχνικής διαμόρφωσης να αξιοποιεί το περιορισμένο διαθέσιμο φάσμα για τη μετάδοση δεδομένων. Γενικά, η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης συνεπάγεται τη μείωση της χρονικής διάρκειας των παλμών, δηλαδή την απαίτηση για μεγαλύτερο φάσμα συχνοτήτων. Έτσι, υπάρχει μια αναπόφευκτη σχέση μεταξύ του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και της χρησιμοποίησης του φάσματος. Η αποδοτικότητα φάσματος, η οποία συμβολίζεται με  $\eta_B$ , δείχνει το πόσο αποτελεσματικά χρησιμοποιείται το διατιθέμενο φάσμα και ορίζεται ως ο λόγος του bit rate προς το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος ( $R_b/B$ , bps/Hz).

Κατά το σχεδιασμό συστημάτων επικοινωνίας, συχνά γίνεται συμβιβασμός μεταξύ της αποδοτικότητας ισχύος και της αποδοτικότητας φάσματος, δύο απαιτήσεων αντικρουόμενων. Ο συμβιβασμός πραγματοποιείται ανάλογα με το εκάστοτε σύστημα και τους εκάστοτε περιορισμούς που αυτό οφείλει να ικανοποιεί (ελάχιστος απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης, περιορισμένο διαθέσιμο εύρος ζώνης).

Στην παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιείται ασύρματη μετάδοση δεδομένων μέσω συσκευών Bluetooth, οι οποίες χρησιμοποιούν διαμόρφωση GFSK. Στη συνέχεια λοιπόν, θα μελετηθούν οι ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης FSK και GFSK.

### 2.3.1 Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας FSK

Στην ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας FSK, το πλάτος και η φάση του διαμορφωμένου σήματος παραμένουν σταθερά, ενώ η συχνότητα έχει μία από  $M$  πιθανές τιμές, μία για κάθε σύμβολο του ψηφιακού αλφαβήτου της διαμόρφωσης. Η FSK δηλαδή, συνίσταται στην αντιστοίχιση συμβόλων σε τμήματα ημιτονοειδών σημάτων διαφορετικών συχνοτήτων. Η γενική μορφή του FSK διαμορφωμένου σήματος, που αντιστοιχεί στο  $i$ -οστό ψηφιακό σύμβολο, είναι

$$s_i^{\text{FSK}}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[ \frac{\pi}{T_s} (\kappa + i)t \right] \quad 0 \leq t < T_s, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2.31)$$

όπου  $\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}$  το σταθερό πλάτος του σήματος. Η συχνότητα  $f_i$  του  $i$ -οστού συμβόλου, έχει μία από τις  $M$  πιθανές τιμές σύμφωνα με τη σχέση

$$f_i = \frac{\kappa + i}{2T_s} \quad \text{για σύμφωνη αποδιαμόρφωση} \quad (2.32)$$

Και

$$f_i = \frac{\kappa + i}{T_s} \quad \text{για ασύμφωνη αποδιαμόρφωση} \quad (2.33)$$

όπου  $i=1, 2, \dots, M$  και  $\kappa$  ακέραιος. Οι σχέσεις (2.32) και (2.33) προκύπτουν από την εφαρμογή της συνθήκης ορθογωνιότητας για κάθε τύπο αποδιαμόρφωσης. Τα σήματα λοιπόν είναι ορθογώνια όταν οι συχνότητες διαφέρουν κατ'ελάχιστο, για τη σύμφωνη αποδιαμόρφωση κατά  $1/2T_s$  και για την ασύμφωνη κατά  $1/T_s$ .

Ένα άνω φράγμα για την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου (symbol error probability,  $P_e$ ) στη διαμόρφωση FSK δίνεται από την έκφραση

$$P_e \leq \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) \quad \text{για σύμφωνη MFSK} \quad (2.34)$$

Και

$$P_e \leq \frac{M-1}{2} e^{-\frac{E_s}{2N_0}} \quad \text{για ασύμφωνη MFSK} \quad (2.35)$$

Η πιθανότητα εσφαλμένου bit,  $P_b$ , συνδέεται με την πιθανότητα εσφαλμένου συμβόλου,  $P_e$ , για συστήματα M-FSK μέσω της σχέσης

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} P_e \quad (2.36)$$

Ο ρυθμός εσφαλμένων bits, BER, συνδέεται με την πιθανότητα εσφαλμένου bit,  $P_b$ , και τον δυαδικό ρυθμό μετάδοσης,  $R_b$ , μέσω της έκφρασης

$$BER = R_b \cdot P_b \quad (2.37)$$

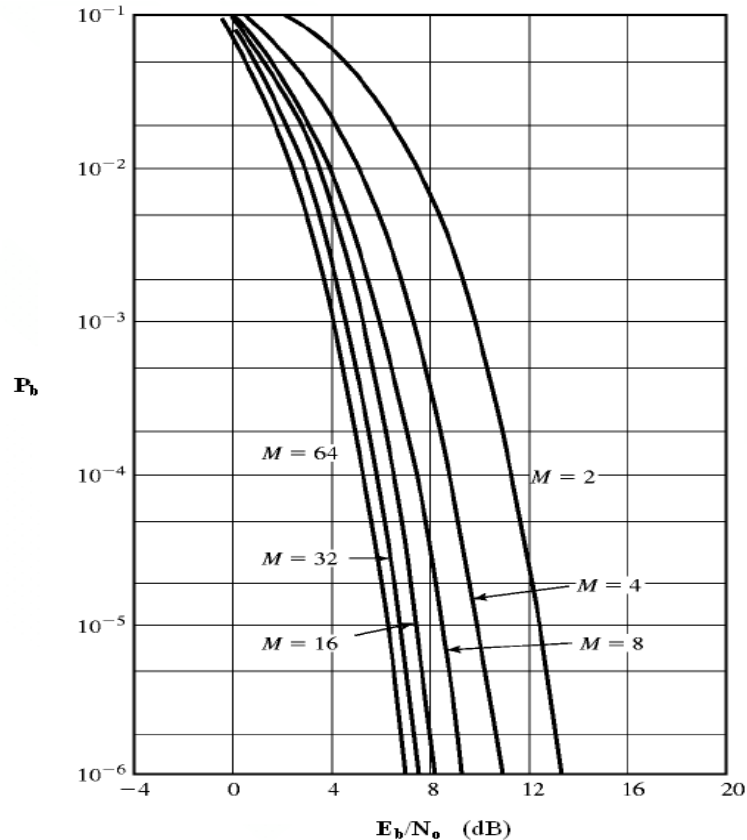
Το εύρος ζώνης του καναλιού  $B$  ορίζεται από τη σχέση

$$B = \frac{R_b(M+3)}{2\log_2 M} \quad \text{για σύμφωνη MFSK} \quad (2.38)$$

Και

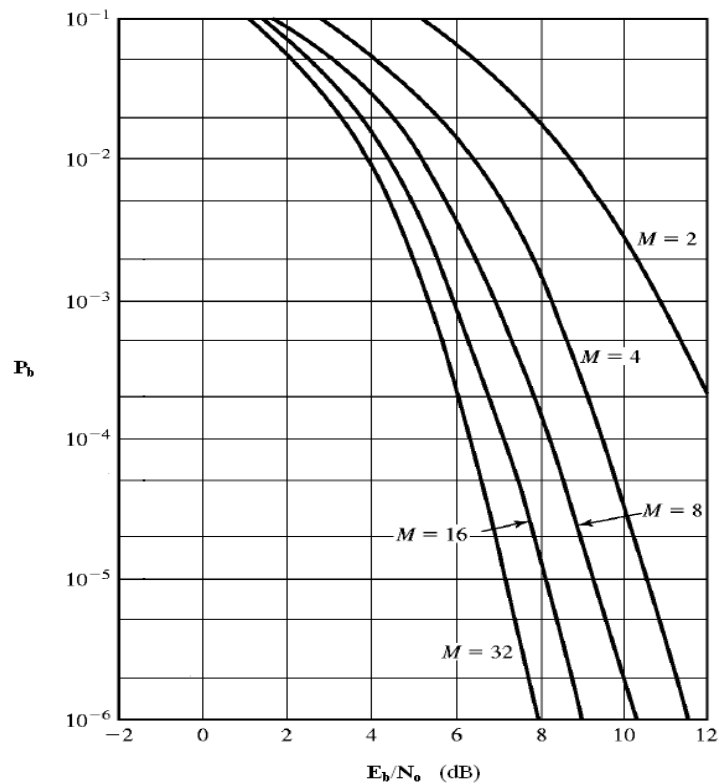
$$B = \frac{R_b M}{2\log_2 M} \quad \text{για ασύμφωνη MFSK} \quad (2.39)$$

Οι καμπύλες πιθανότητας εσφαλμένου bit,  $P_b$ , συναρτήσει του ανηγμένου σηματοθορυβικού λόγου ανά bit,  $E_b/N_o$ , τόσο για σύμφωνη FSK όσο και για ασύμφωνη, απεικονίζονται αντίστοιχα στα Σχήματα 2.11 και 2.12.



**Σχήμα 2.11.** Καμπύλη πιθανότητας εσφαλμένου bit  $P_b$  για σύμφωνη FSK.





**Σχήμα 2.12.** Καμπύλη πιθανότητας εσφαλμένου bit  $P_b$  για ασύμφωνη FSK.

Από τις σχέσεις (2.38) και (2.39) παρατηρούμε ότι, αυξανόμενου του  $M$  αυξάνεται το απαιτούμενο εύρος ζώνης  $B$ , άρα η αποδοτικότητα φάσματος, η οποία ισούται με  $R_b/B$ , μειώνεται. Συνεπώς, τα  $M$ -FSK σήματα είναι μη αποδοτικά ως προς το φάσμα. Παρολαυτά, επειδή όλα τα  $M$  σήματα είναι ορθογωνικά, δεν υπάρχει «συνωστισμός» στο σηματικό χώρο, με αποτέλεσμα η αποδοτικότητα ισχύος να αυξάνει με την αύξηση του  $M$ . Αυτό επιβεβαιώνεται και από τα σχήματα 2.11 και 2.12, καθώς αυξανόμενου του  $M$  για δεδομένη τιμή της  $P_b$  ο λόγος  $E_b/N_0$  μειώνεται, κι έτσι το σύστημά μας γίνεται πιο αποδοτικό ως προς την ισχύ, αφού απαιτείται χαμηλότερη ενέργεια σήματος. Για το λόγο αυτό, η διαμόρφωση  $M$ -FSK είναι κατάλληλη για συστήματα με περιορισμό στην ισχύ (power limited systems).

### 2.3.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας GFSK

Η ψηφιακή διαμόρφωση GFSK είναι μια μορφή ψηφιακής διαμόρφωσης που προκύπτει από την FSK, και υλοποιείται με τη διέλευση της FSK μέσω ενός φίλτρου μορφοποίησης παλμών Gauss. Με τη χρήση του φίλτρου αυτού επιτυγχάνεται βελτίωση των φασματικών χαρακτηριστικών, δηλαδή βελτίωση της αποδοτικότητας φάσματος. Η κρουστική απόκριση του φίλτρου και η συνάρτηση μετάφορας του είναι αντίστοιχα

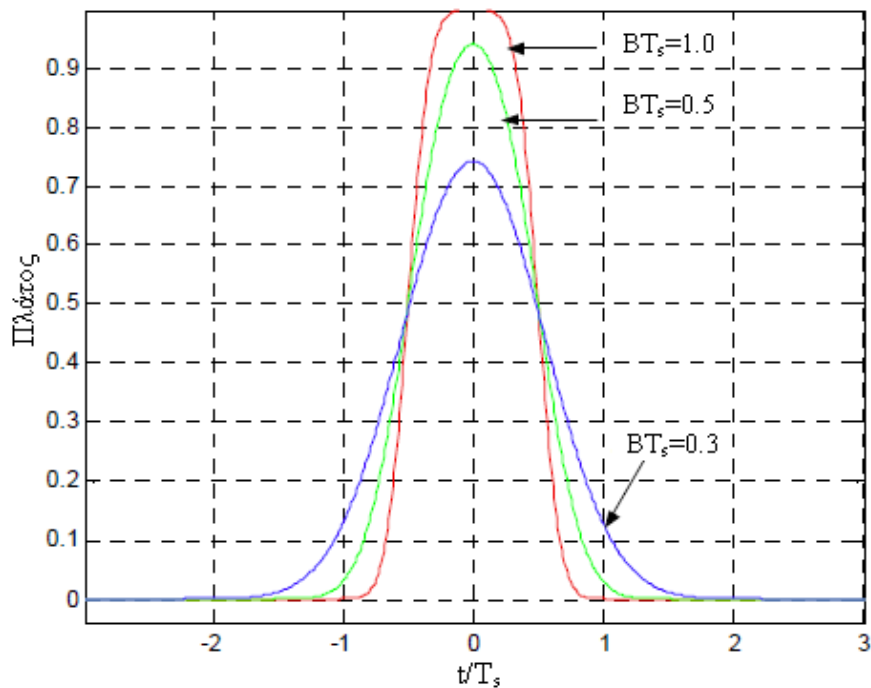
$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right) \quad (2.40)$$

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (2.41)$$

όπου  $\alpha$  παράμετρος που σχετίζεται με το εύρος ζώνης 3dB της  $H_G(f)$ , το οποίο συμβολίζουμε με  $B$ , μέσω της σχέσης

$$\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} \approx \frac{0.5887}{B} \quad (2.42)$$

Το φίλτρο παλμών Gauss, σκοπός του οποίου είναι ο έλεγχος του φάσματος του διαμορφωμένου σήματος, χαρακτηρίζεται πλήρως από τη χρονική διάρκεια  $T_s$  των παλμών και το εύρος  $B$ . Συνήθως, αντί των δύο παραμέτρων, χρησιμοποιείται το γινόμενο τους  $B \cdot T_s$ . Η κρουστική απόκριση του φίλτρου μορφοποίησης παλμών Gauss για διάφορες τιμές του γινομένου  $B \cdot T_s$ , απεικονίζεται στο Σχήμα 2.13.



**Σχήμα 2.13.** Παλμοί Gauss για  $BT_s=0.3, 0.5$  και  $1.0$ .

Η διαμόρφωση λοιπόν GFSK είναι αποδοτική και ως προς την ισχύ, αφού αποτελεί παράγωγο της FSK, και ως προς το φάσμα λόγω του φίλτρου μορφοποίησης. Για τους λόγους αυτούς και ιδίως για τον τελευταίο, η GFSK υλοποιείται σε συσκευές Bluetooth.

## 2.4 Διαμόρφωση OFDM

Η τεχνική της ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) βασίζεται στη διαίρεση του προς μετάδοση ευρυζωνικού (wideband) σήματος σε μεγάλο αριθμό παράλληλων σημάτων στενής ζώνης (narrowband). Η ψηφιακή πληροφορία διοχετεύεται παράλληλα στα  $N$  υποκανάλια και μεταδίδεται πάνω σε  $N$  ορθογώνιες φέρουσες που έχουν απόσταση  $1/T_s$ , όπου  $T_s$  η διάρκεια ενός συμβόλου. Κάθε υποκανάλι λοιπόν, μεταφέρει μικρό μέρος της πληροφορίας με αργό ρυθμό μετάδοσης, ώστε το καθένα να είναι σήμα στενής ζώνης.

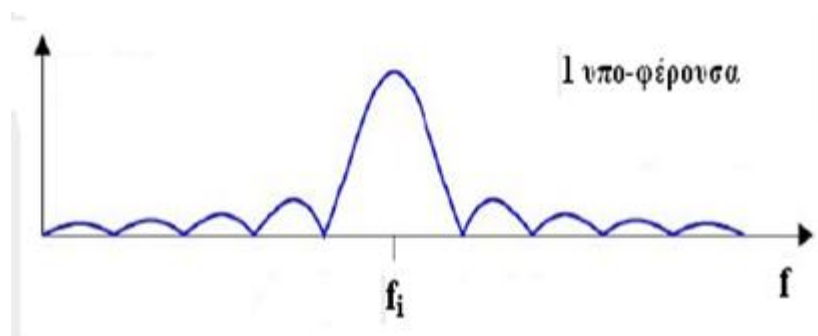
Η τεχνική OFDM επιτυγχάνει εξοικονόμηση φάσματος, αφού τα φάσματα των υπο-φερουσών είναι αλληλοκαλυπτόμενα. Η φασματική αλληλοκάλυψη επιτρέπεται όταν δεν προκαλεί το φαινόμενο inter-carrier interference (ICI). Για να εξασφαλιστεί αυτό πρέπει οι υπο-φέρουσες να είναι μαθηματικά ορθογώνιες, πράγμα το οποίο σημαίνει ότι στα σημεία που το φάσμα ενός υποκαναλιού παρουσιάζει κορυφή, το φάσμα των γειτονικών υποκαναλιών παρουσιάζει μηδενισμό. Για να ισχύει αυτό, θα πρέπει οι φέρουσες συχνότητες των υποκαναλιών να είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας, όπως φαίνεται από τη σχέση

$$f_i = k \cdot f_0 \quad (2.43)$$

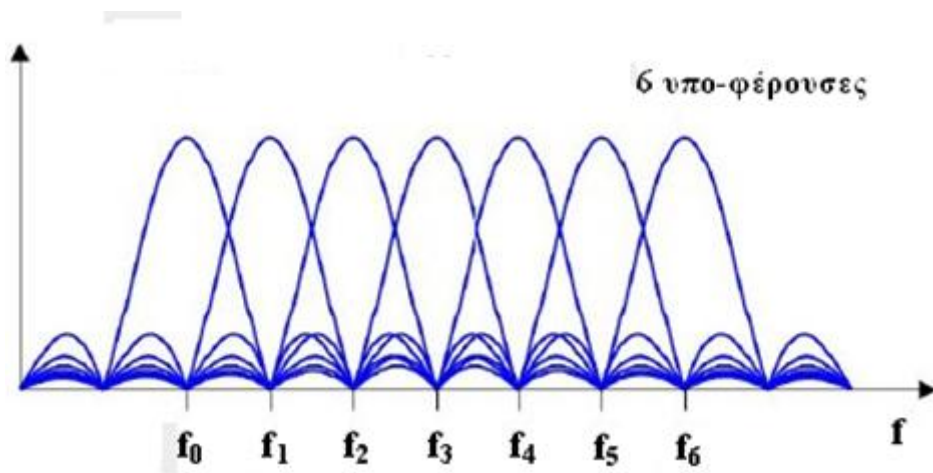
όπου  $f_i$  η φέρουσα συχνότητα του  $i$  καναλιού,  $f_0$  η βασική συχνότητα και  $k$  θετικός ακέραιος.

Στο Σχήμα 2.14 απεικονίζεται το φάσμα ενός υποκαναλιού OFDM, ενώ στο Σχήμα 2.15 το φάσμα του συνολικού σήματος OFDM με 6 υπο-φέρουσες συχνότητες.

Τέλος, συνοψίζοντας, η τεχνική OFDM επιτυγχάνει μέσω της παράλληλης μετάδοσης, σημαντική μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής, που προκαλείται από τη χρονική διασπορά του καναλιού και τα πολυδιαδρομικά φαινόμενα, και καλύτερη αξιοποίηση του φάσματος μέσω της ορθογωνιότητας των φέρουσων των υποκαναλιών.



Σχήμα 2.14. Φάσμα υποκαναλιού OFDM.



Σχήμα 2.15. Φάσμα συνολικού σήματος OFDM.

## Κεφάλαιο 3

# Τεχνικές Διαφορισμού σε Δίκτυα Bluetooth

### 3.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια μία από τις κύριες προκλήσεις για τα ασύρματα δίκτυα, είναι η προσφορά νέων υπηρεσιών για τις κινητές πραγματικές επικοινωνίες, με σκοπό την υποστήριξη εφαρμογών σε ετερογενή περιβάλλοντα που ανταλλάσσονται πληροφορίες μεταξύ των χρηστών. Αυτού του είδους οι επικοινωνίες απαιτούν την ανάπτυξη αξιόπιστων τεχνολογιών ραδιοεπικοινωνίας, ασύρματα δίκτυα, κινητές συσκευές στη θέση καλωδίων και παροχή υπηρεσιών πραγματικού χρόνου. Σε ένα τέτοιο σενάριο, η ασύρματη τεχνολογία του Bluetooth λαμβάνει ολοένα και αυξανόμενο ενδιαφέρον, υποστηρίζοντας μεγάλο αριθμό πιθανών εφαρμογών και υπηρεσιών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διάφορους τομείς.

Στην πραγματικότητα, το Bluetooth αντιπροσωπεύει την πιο πρόσφατη ανάπτυξη στην κατεύθυνση των αξιόπιστων, χαμηλού κόστους και αποδοτικών επικοινωνιών μικρής απόστασης, επιτρέποντας στους χρήστες να πραγματοποιούν ασύρματες, άκοπες, άμεσες και χαμηλού κόστους συνδέσεις μεταξύ συσκευών επικοινωνίας μέσα σε μία απόσταση από 10 έως 30 μέτρα.

Είναι σημαντικό να σημειώσουμε ότι, τα περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου, στα οποία πραγματοποιούνται αυτές οι επικοινωνίες, χαρακτηρίζονται από απρόβλεπτη διάδοση εξαιτίας της παρουσίας εμποδίων, τοίχων και άλλων αντικειμένων. Για το λόγο αυτό, πρέπει να εκτιμήσουμε και να αναπτύξουμε τεχνικές διάδοσης ικανές να αντιμετωπίσουν τις αναξιόπιστες αυτές συνθήκες, επεκτείνοντας τη ραδιοκάλυψη του ασύρματου συστήματος και παραμένοντας ταυτόχρονα συμβατές με το πρότυπο του Bluetooth.

Το Bluetooth σχεδιάστηκε αρχικά σαν χαμηλού κόστους τεχνολογία με σκοπό την παροχή υπηρεσιών σε συσκευές χαμηλής πολυπλοκότητας. Από τεχνολογικής πλευράς, αυτό σημαίνει ότι εξεζητημένες λύσεις δεν μπορούν να υιοθετηθούν. Ωστόσο, η τεχνολογία του Bluetooth είναι ενσωματωμένη και σε πολύπλοκες συσκευές, όπως οι φορητοί υπολογιστές και τα PDAs, όπου η απαίτηση χαμηλού κόστους είναι λιγότερο κρίσιμη κι έτσι μπορούν να εφαρμοστούν εξεζητημένες λύσεις για τη βελτίωση της αξιοπιστίας των επικοινωνιών.

Για τους παραπάνω λόγους, στο κεφάλαιο αυτό θα μελετηθεί η απόδοση ενός συστήματος Bluetooth, σε όρους ραδιοκάλυψης, όταν χρησιμοποιείται διαφορισμός στο δέκτη του ασύρματου δικτύου. Η μελέτη θα πραγματοποιηθεί για διάφορες τεχνικές διαφορισμού υποθέτοντας ότι στο δέκτη έχουν τοποθετηθεί πολλαπλές κεραιές. Ας σημειωθεί ότι, η εφαρμογή πολλαπλών κεραιών στο δέκτη δεν μεταβάλλει ούτε την τεχνική διαμόρφωσης ούτε τη χρησιμοποίηση φάσματος, έτσι είναι πλήρως συμβατή με τις προδιαγραφές του Bluetooth.

### 3.2 Σενάριο και περιβάλλον διάδοσης

Η μετάδοση των πακέτων Bluetooth πραγματοποιείται σε ασύρματο κανάλι που επηρεάζεται από φαινόμενα, όπως είναι οι ταχείες διαλείψεις Rayleigh (Rayleigh fast fading) και η σκίαση (shadowing). Τα μεταδιδόμενα πακέτα είναι DH (Data-High Rate) πακέτα δεδομένων και διαμορφώνονται σύμφωνα με τη διαμόρφωση GFSK. Επίσης, το ασύρματο περιβάλλον μετάδοσης χαρακτηρίζεται και από προσθετικό λευκό Γκαουσιανό θόρυβο (Additive White Gaussian Noise, AWGN).

Οι τεχνικές διαφορισμού που θα μελετηθούν είναι ο Επιλεκτικός Συνδυασμός (Selection Combining, SC) και η Συνδυαστική Μείζοντος Λόγου (Maximal Ratio Combining, MRC).

Αρχικά, σύμφωνα με το πρότυπο του Bluetooth, εξάγεται μία αυστηρή προσέγγιση για τη στιγμιαία πιθανότητα εσφαλμένου bit  $P_b$  (Bit Error Probability, BEP) και στη συνέχεια από αυτή την έκφραση παράγεται η μέση πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ  $P_{BL}$  (Block Error Probability, BLEP) για κάθε τεχνική διαφορισμού.

Επειδή όμως αναφερόμαστε σε εφαρμογές πραγματικού χρόνου, οι οποίες επηρεάζονται και από τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, οι πιθανότητες εσφαλμένου bit και εσφαλμένου μπλοκ δεν είναι επαρκείς για να χαρακτηρίσουν την απόδοση του συστήματος. Έτσι, εξάγεται και η πιθανότητα διακοπής ζεύξης  $P_o$  (Packet Error Outage Probability, PEO) μέσω της οποίας αποτιμάται και η ποιότητα των υπηρεσιών (Quality of Service, QoS).

Τέλος, η συμπεριφορά των συστημάτων Bluetooth που χρησιμοποιούν διαφορεική λήψη, θα μελετηθεί για σύμφωνη και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση στο δέκτη, για διάφορες τάξεις διαφορισμού  $N$  και διάφορα μήκη μπλοκ  $N_{BL}$ .

### 3.3 Πιθανότητα εσφαλμένου bit

Μια πλήρης διερεύνηση της απόδοσης του Bluetooth, απαιτεί σε γενικές γραμμές, την αποδοχή μιας ολοκληρωμένης προσέγγισης που συνυπολογίζει θέματα που σχετίζονται με τα διαφορετικά στρώματα πρωτοκόλλων. Σε όλες σχεδόν τις περιπτώσεις, ο μόνος πρακτικός τρόπος να εκτελεστεί μια τέτοια διερεύνηση είναι η επαλήθευση του συστήματος ή των προσομοιωτών του δικτύου, οι λεπτομέρειες των οποίων είναι συνήθως σπατάλη χρόνου. Η δυνατότητα για αναλυτικά μοντέλα που θα περιέγραφαν τη συνολική απόδοση πάνω από ένα δοσμένο στρώμα πρωτοκόλλων θα διευκόλυνε την πλήρη διερεύνηση του συστήματος. Έτσι λοιπόν, θα ληφθεί υπόψιν το μοντέλο συμπεριφοράς στο φυσικό επίπεδο και θα παραχθεί μια αναλυτική έκφραση της μέσης BLEP, για DH πακέτα που μεταδίδονται μέσω ζεύξεων με διαφορεική λήψη και οι οποίες επηρεάζονται από ταχείες διαλείψεις.

Αυτό θα επιτευχθεί ξεκινώντας από μία αυστηρή παραμετρική προσέγγιση για τη στιγμιαία BEP. Πιο συγκεκριμένα, η στιγμιαία BEP για μετάδοση σε κανάλι AWGN, περιγράφεται από μία εκθετική παραμετρική έκφραση η οποία δίνεται από τη σχέση

$$P_b \cong \alpha \cdot e^{-b\gamma} \quad (3.1)$$

όπου  $\gamma$  είναι ο στιγμιαίος λόγος σήματος προς θόρυβο ( Signal-to-Noise Ratio, SNR),  $a$  και  $b$  παράμετροι που έχουν προσεκτικά επιλεγθεί σύμφωνα με τη μέγιστη κανονικοποιημένη απόκλιση συχνότητας  $f_d T$  της διαμόρφωσης GFSK του Bluetooth,  $f_d$  είναι η μέγιστη απόκλιση συχνότητας και  $T$  είναι η διάρκεια του ενός bit.

Το διάστημα της κανονικοποιημένης μέγιστης απόκλισης συχνότητας που επιτρέπεται από τις προδιαγραφές της τεχνολογίας Bluetooth είναι το  $[0.14, 0.175]$ . Για τιμή της  $f_d T = 0.165$  και για **σύμφωνη αποδιαμόρφωση** βρέθηκε ότι η σχέση (3.1) επαληθεύεται για  $a = 0.47$  και  $b = 0.52$ , ενώ για  $f_d T = 0.16$  και **ασύμφωνη αποδιαμόρφωση** βρέθηκε ότι  $a = 0.08$  και  $b = 0.13$ . Τα ζεύγη αυτά προέκυψαν εμπειρικά, μέσω της ταύτισης αποτελεσμάτων προσομοίωσης με αποτελέσματα της τεχνικής των ελαχίστων τετραγώνων.

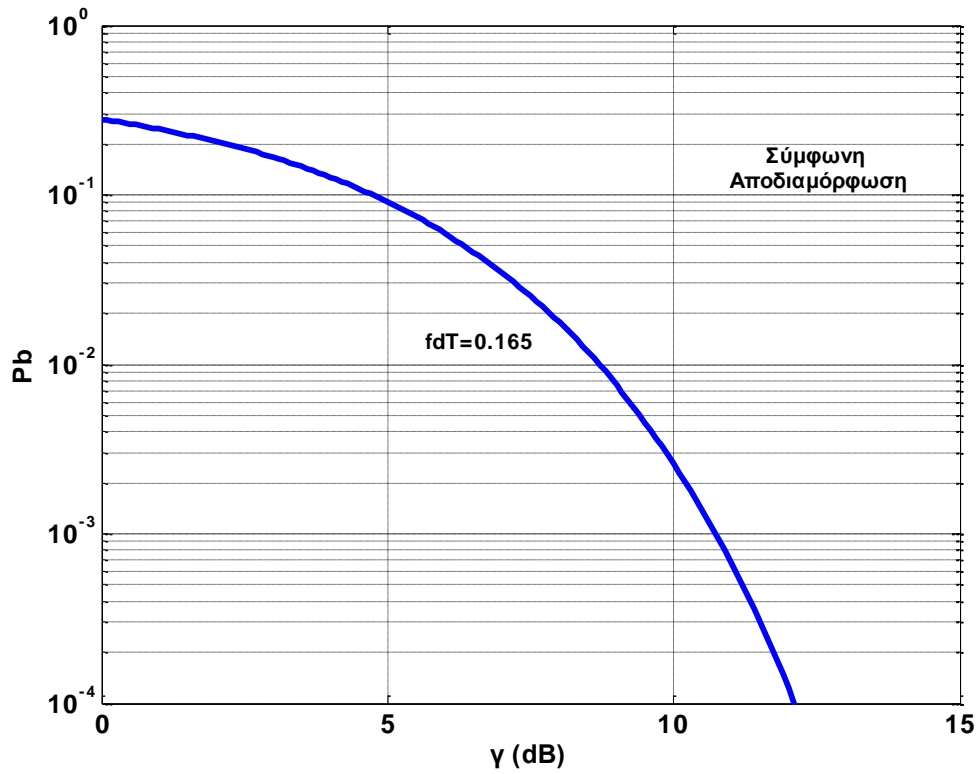
Για διαφορετικές τιμές της  $f_d T$ , ακόμη κι εκτός του επιτρεπόμενου εύρους του Bluetooth, είναι επίσης δυνατόν να βρεθούν διαφορετικά ζεύγη τιμών  $(a, b)$  που να προσεγγίζουν καλύτερα τη στιγμιαία BEP. Τέτοια ζεύγη τιμών  $(a, b)$  για ασύμφωνη αποδιαμόρφωση παρατίθενται στον Πίνακα 1.

$f_d T = 0.16$	$(a, b) = (0.08, 0.13)$	Ασύμφωνη Αποδιαμόρφωση
$f_d T = 0.21$	$(a, b) = (0.08, 0.22)$	Ασύμφωνη Αποδιαμόρφωση
$f_d T = 0.3$	$(a, b) = (0.22, 0.52)$	Ασύμφωνη Αποδιαμόρφωση
$f_d T = 0.4$	$(a, b) = (0.24, 0.66)$	Ασύμφωνη Αποδιαμόρφωση

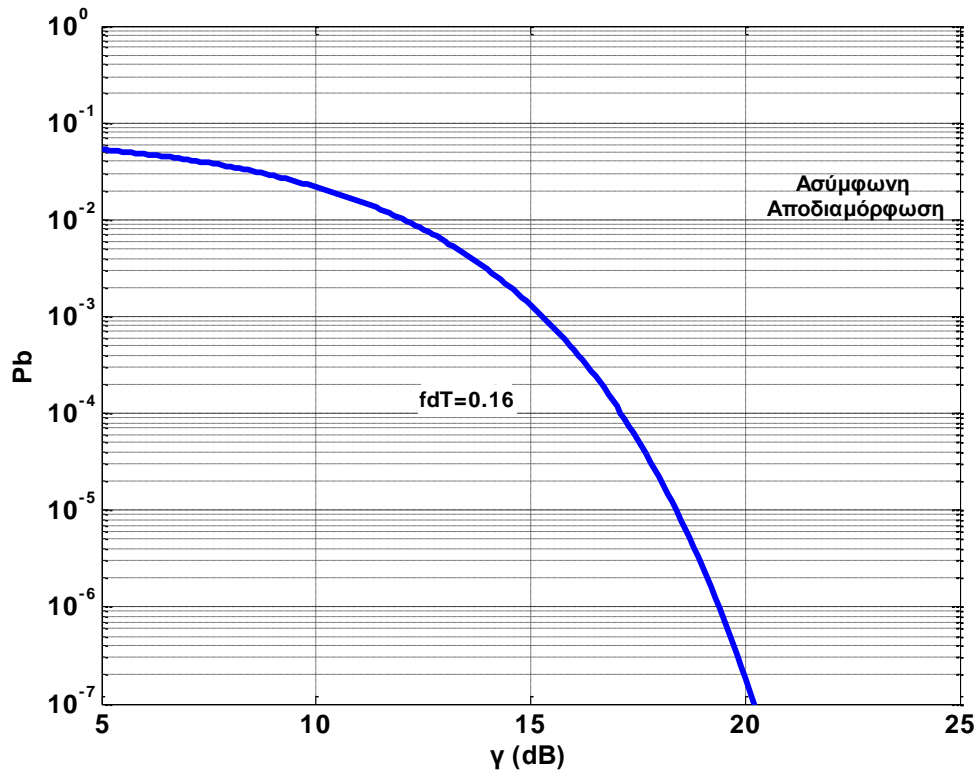
**Πίνακας 1.** Ζεύγη τιμών  $(a, b)$  για διάφορες τιμές του  $f_d T$  και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση.

Στα Σχήματα 3.1 και 3.2 απεικονίζεται η αναλυτική έκφραση για την BEP συναρτήσει του στιγμιαίου  $\gamma$ , για  $f_d T = 0.165$  και  $f_d T = 0.16$  αντίστοιχα.

Στην ανάλυση που ακολουθεί, θα μελετήσουμε και τη σύμφωνη και την ασύμφωνη αποδιαμόρφωση και θα χρησιμοποιήσουμε τα ζεύγη τιμών  $(a, b) = (0.47, 0.52)$  και  $(a, b) = (0.08, 0.13)$  που έχουν βρεθεί για  $f_d T = 0.165$  και  $f_d T = 0.16$ .



Σχήμα 3.1. Στιγμαία BEP συναρτήσει του στιγμιαίου SNR για  $f_d T=0.165$ .



Σχήμα 3.2. Στιγμαία BEP συναρτήσει του στιγμιαίου SNR για  $f_d T=0.16$ .



### 3.4 Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ

Αν θεωρήσουμε ανεξάρτητα λάθη σε ένα μπλοκ των  $N_{BL}$  bits, η στιγμιαία BLEP, η οποία εκφράζει την πιθανότητα να έχουμε τουλάχιστον ένα λάθος στο μπλοκ των bits, μπορεί να γραφτεί ως εξής

$$\begin{aligned}
 P_{BL}(\gamma) &= 1 - (1 - P_b(\gamma))^{N_{BL}} \\
 &= 1 - \sum_{k=0}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-\alpha)^k e^{-kb\gamma} \\
 &= \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k e^{-kb\gamma} \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

Υποθέτοντας ακόμη ότι, οι διαλείψεις είναι σταθερές σε όλο το μπλοκ αλλά στατιστικά ανεξάρτητες μεταξύ των κλάδων διαφορισμού με πανομοιότυπη κατανομή της μέσης τιμής του λόγου σήματος προς θόρυβο  $\bar{\gamma}$ , και υπολογίζοντας κατά μέσο όρο τη στιγμιαία BLEP πάνω από τα στατιστικά των διαλείψεων, λαμβάνουμε την ακόλουθη έκφραση για τη μέση BLEP

$$\begin{aligned}
 \overline{P}_{BL}(\bar{\gamma}) &= E_{\gamma} \left\{ \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k e^{-kb\gamma} \right\} \\
 &= \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k E_{\gamma} \{ e^{-kb\gamma} \} \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

Από τον ορισμό της όμως, η ροπογεννήτρια συνάρτηση  $M_{\gamma}(s)$  δίνεται από τη σχέση

$$M_{\gamma}(s) \triangleq E_{\gamma} \{ e^{s\gamma} \} \quad (3.4)$$

Επομένως, παρατηρώντας τις σχέσεις (3.3) και (3.4) προκύπτει ότι

$$\overline{P}_{BL}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k M_{\gamma}(-bk) \quad (3.5)$$

Η γενική μορφή της (3.5) μας επιτρέπει να θεωρήσουμε διαφορετικά είδη διαλείψεων και διαφορετικές τεχνικές διαφορισμού, καθώς η συνάρτηση  $M_{\gamma}(s)$  τροποποιείται αναλόγως.

### 3.4.1 Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ σε δέκτη MRC

#### ➤ Ακριβής έκφραση

Σε δέκτη  $N$  κλάδων διαφορισμού στον οποίο χρησιμοποιείται η τεχνική MRC και θεωρώντας ανεξάρτητα και πανομοιότυπα κατανομημένα κανάλια διαλείψεων Rayleigh, η ροπογεννήτρια συνάρτηση  $M_\gamma(s)$  είναι

$$M_\gamma(s) = (1 - s\bar{\gamma})^{-N} \quad (3.6)$$

Επομένως, η (3.5) καταλήγει στην

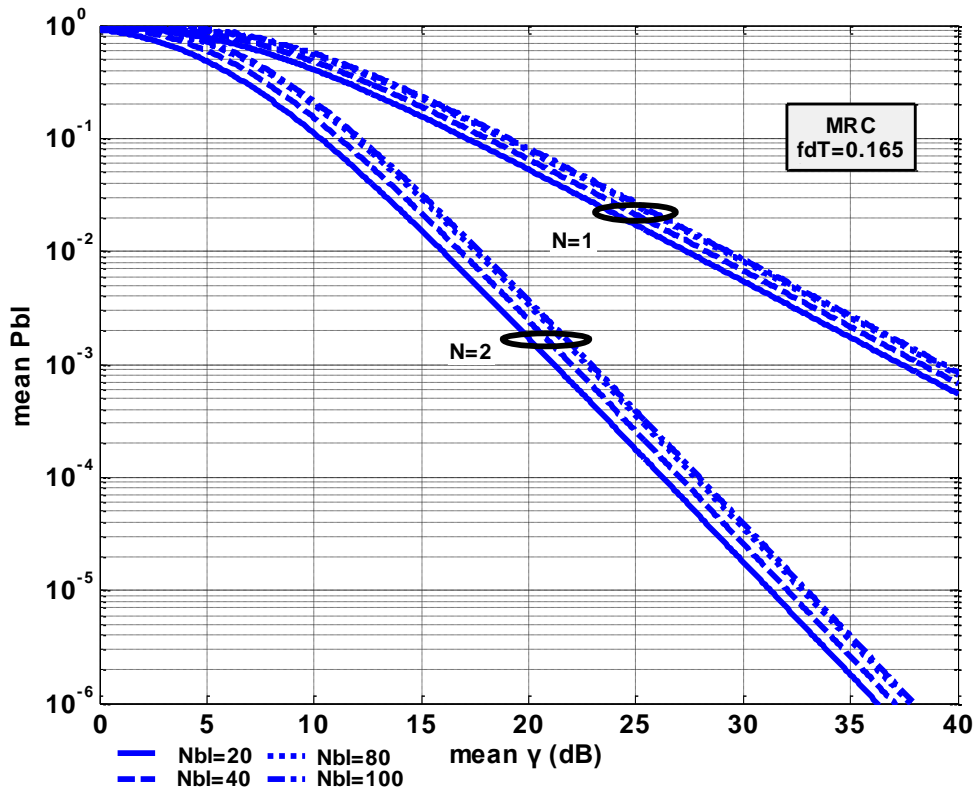
$$\overline{P}_{BL}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k (1 + k\bar{\gamma})^{-N} \quad (3.7)$$

Στο Σχήμα 3.3 παριστάνεται η μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη MRC  $N$  κεραιών, για  $f_d T = 0.165$  και διάφορα μήκη μπλοκ  $N_{BL}$ . Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η μέση BLEP για μία και δύο κεραιές στο δέκτη και για μήκος μπλοκ ίσο με 20, 40, 80 και 100 bits. Όμοια, στο Σχήμα 3.4 παρουσιάζεται η μέση BLEP για μία και δύο κεραιές στο δέκτη MRC, για  $f_d T = 0.16$  και για μήκος μπλοκ ίσο με 20, 40, 80 και 120 bits.

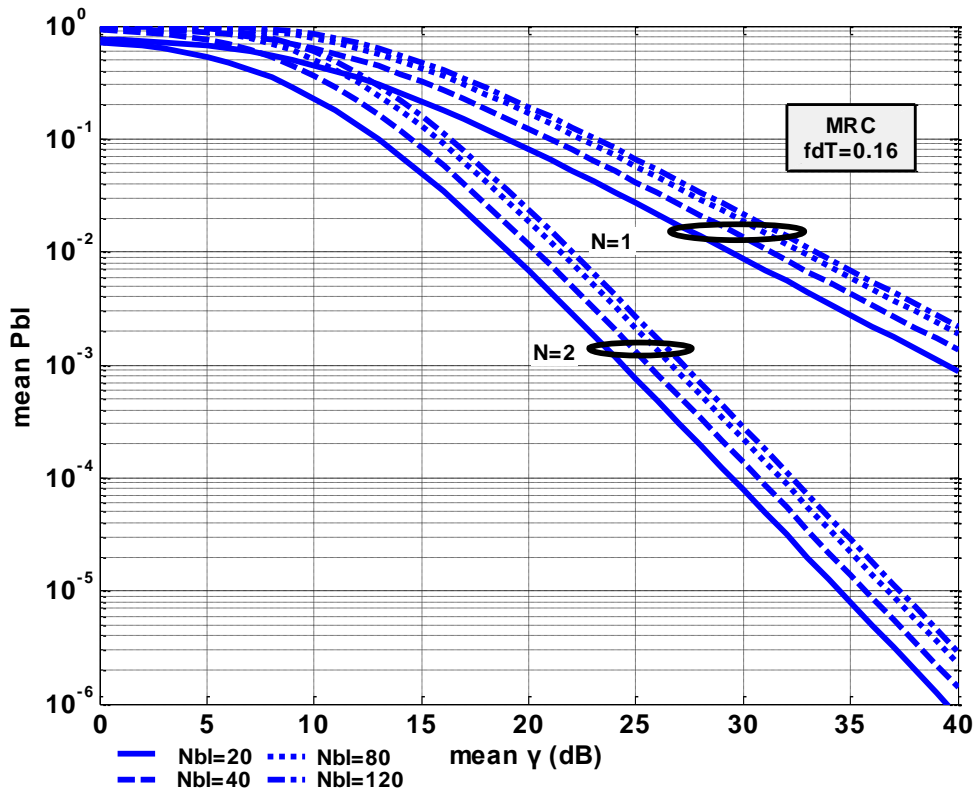
Από τα σχήματα αυτά παρατηρούμε ότι, και στα δύο είδη αποδιαμόρφωσης με αύξηση του  $N_{BL}$  χειροτερεύει η απόδοση του Bluetooth. Αυτό συμβαίνει διότι, για μεγαλύτερο αριθμό bits στο μπλοκ αυξάνεται η πιθανότητα να υπάρξει κάποιο λανθασμένο bit. Επίσης, με αύξηση του  $N$  βελτιώνεται η απόδοση, διότι με τη χρήση διαφορισμού εξουδετερώνονται οι διαλείψεις του καναλιού. Ακόμη και με την αντικατάσταση της μίας κεραιάς από δύο σημειώνεται σημαντική βελτίωση της μέσης BLEP. Επιπλέον, ένα άλλο πλεονέκτημα της χρήσης διαφορισμού είναι και η επίτευξη μικρότερης κατανάλωσης ενέργειας του δέκτη του συστήματος. Για παράδειγμα, για  $P_{BL} = 10^{-2}$  και  $N_{BL} = 20$ , απαιτείται στην περίπτωση σύμφωνης αποδιαμόρφωσης  $\bar{\gamma} = 27\text{dB}$  για δέκτη μίας κεραιάς, ενώ για δέκτη δύο κεραιών απαιτείται  $\bar{\gamma} = 16\text{dB}$ . Αντίστοιχα, στην ασύμφωνη αποδιαμόρφωση απαιτείται  $\bar{\gamma} = 29\text{dB}$  για δέκτη μίας κεραιάς, ενώ για δέκτη δύο κεραιών απαιτείται  $\bar{\gamma} = 19\text{dB}$ . Τέλος, παρατηρούμε ότι η απόδοση του συστήματος Bluetooth επηρεάζεται περισσότερο από τη μεταβολή του  $N$  παρά από τη μεταβολή του  $N_{BL}$ .

#### ➤ Ασυμπτωτική έκφραση

Σε πολλές εφαρμογές μεγέθη με σημασία, όπως η BLEP, είναι αναγκαία, και η αντιστροφή της (3.7) είναι απαραίτητη για να προκύψει ο SNR για δεδομένη τιμή της BLEP. Αυτό το πρόβλημα δεν είναι εύχρηστο αναλυτικά και σε αυτή την περίπτωση η BLEP υποκαθίσταται με ένα αυστηρό αναστρέψιμο όριο. Παρατηρώντας την (3.7), για μεγάλες τιμές του μέσου SNR, ο όρος 1 μπορεί να αγνοηθεί σε σχέση με τον όρο



Σχήμα 3.3. Μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη MRC, για  $f_d T=0.165$ ,  $N=1, 2$  και  $N_{BL}=20, 40, 80, 100$  bits.



Σχήμα 3.4. Μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη MRC, για  $f_d T=0.16$ ,  $N=1, 2$  και  $N_{BL}=20, 40, 80, 120$  bits.

$kb\bar{\gamma}$ , προσδίδοντας ασυμπτωτική συμπεριφορά στη μέση BLEP που ισοδυναμεί με ένα άνω όριο, όπως δίνεται από την παρακάτω αναστρέψιμη έκφραση

$$P_{BL,U} = \min \left\{ 1, \frac{C_{MRC}}{\bar{\gamma}^N} \right\} \quad (3.8)$$

όπου

$$C_{MRC} = \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k (kb)^{-N} \quad (3.9)$$

Στους παρακάτω πίνακες, αναφέρονται ενδεικτικά τιμές για τον  $C_{MRC}$  για διάφορα μήκη μπλοκ  $N_{BL}$  και διάφορες τάξεις διαφορισμού  $N$ . Ο Πίνακας 2, αναφέρεται στη σύμφωνη αποδιαμόρφωση και ο Πίνακας 3 στην ασύμφωνη, όπου είναι αντίστοιχα  $f_d T=0.165$  και  $f_d T=0.16$ , περιπτώσεις ενδιαφέροντος για το πρότυπο Bluetooth.

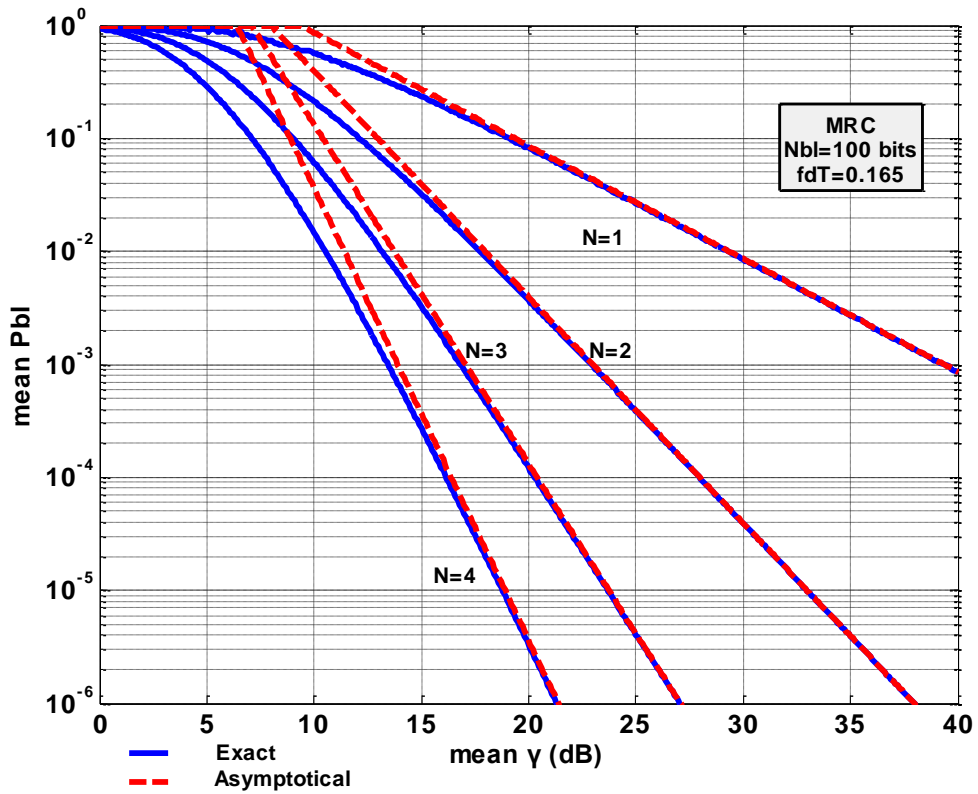
$N_{BL}/N$	1	2	3	4
	$C_{MRC}$			
20	5.47	17.89	46.21	104.94
40	6.78	25.95	75.00	184.11
80	8.10	35.80	115.77	309.38
110	5.40	41.08	139.16	387.11

**Πίνακας 2.** Τιμές του  $C_{MRC}$  για διάφορες τιμές των  $N_{BL}$  και  $N$  και για  $f_d T=0.165$ .

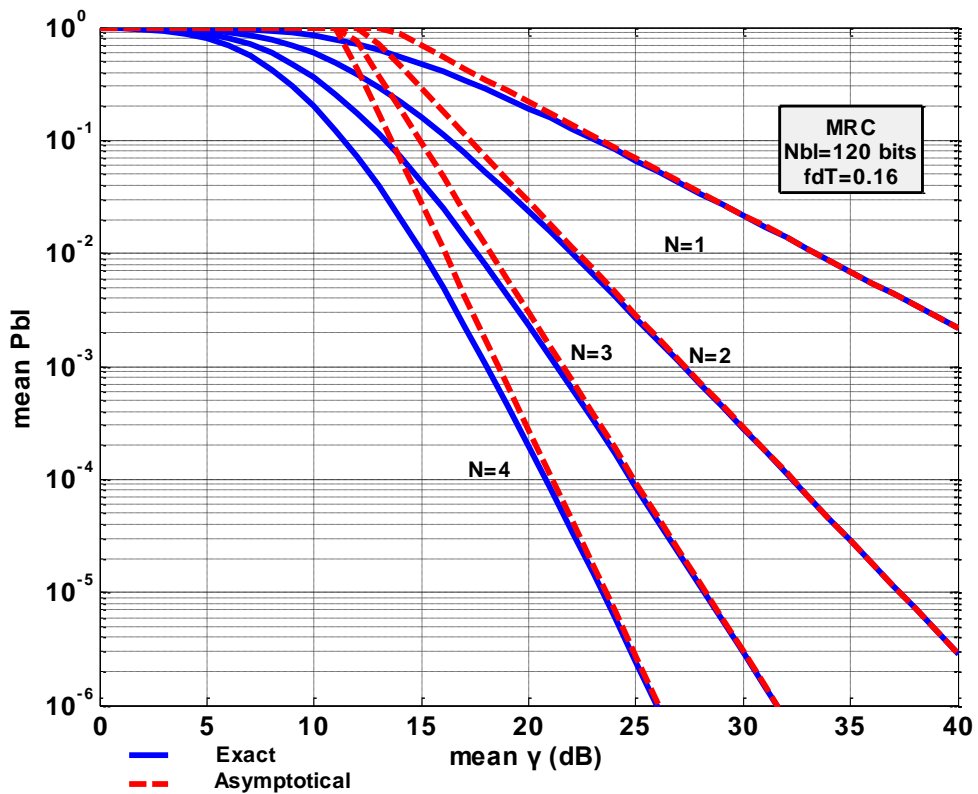
$N_{BL}/N$	1	2	3	4
	$C_{MRC}$			
20	8.82	79.90	667.68	5359
40	13.55	138.75	1237	10289
80	18.77	224.41	2190	19211
110	21.00	273.00	2798	25289

**Πίνακας 3.** Τιμές του  $C_{MRC}$  για διάφορες τιμές των  $N_{BL}$  και  $N$  και για  $f_d T=0.16$ .

Στα δύο ακόλουθα σχήματα απεικονίζεται η ακριβής και η ασυμπτωτική μέση BLEP συναρτήσεως του μέσου SNR σε δέκτη MRC, για διάφορα  $N$  και  $N_{BL}=100$  bits για σύμφωνη αποδιαμόρφωση, ενώ  $N_{BL}=120$  bits για ασύμφωνη. Παρατηρούμε μια «καλή συμφωνία» μεταξύ ακριβούς και ασυμπτωτικής μέσης BLEP και φυσικά αξιοσημείωτη βελτίωση της απόδοσης του συστήματος Bluetooth με αύξηση του αριθμού κεραιών στο δέκτη.



Σχήμα 3.5. Μέση BLER και η ασυμπτωτική της συμπεριφορά συναρτήσεσι του μέσου SNR σε δέκτη MRC, για  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $N_{BL}=100$  bits και  $f_d T=0.165$ .



Σχήμα 3.6. Μέση BLER και η ασυμπτωτική της συμπεριφορά συναρτήσεσι του μέσου SNR σε δέκτη MRC, για  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $N_{BL}=120$  bits και  $f_d T=0.16$ .

### 3.4.2 Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ σε δέκτη SC

Κρίνοντας τις διάφορες τεχνικές διαφορισμού, είναι γνωστό ότι, η τεχνική MRC παρέχει την καλύτερη απόδοση αλλά απαιτεί έναν αριθμό εκτιμητών της εξέλιξης των διαλείψεων των καναλιών ίσο με την τάξη διαφορισμού. Έτσι, από τότε που σε μερικές περιπτώσεις η μείωση της πολυπλοκότητας των συσκευών αντιπροσωπεύει ένα σημαντικό θέμα για την τεχνολογία Bluetooth, λόγω της παροχής χαμηλού κόστους, είναι σκόπιμο να διερευνηθεί και η απόδοση του συστήματος για δέκτη N κλάδων διαφορισμού που χρησιμοποιεί την τεχνική SC. Στην τεχνική αυτή απαιτείται μόνο η εκτίμηση του ισχυρότερου σήματος κι επιλέγεται εκείνος ο κλάδος με την υψηλότερη τιμή SNR.

#### ➤ Ακριβής έκφραση

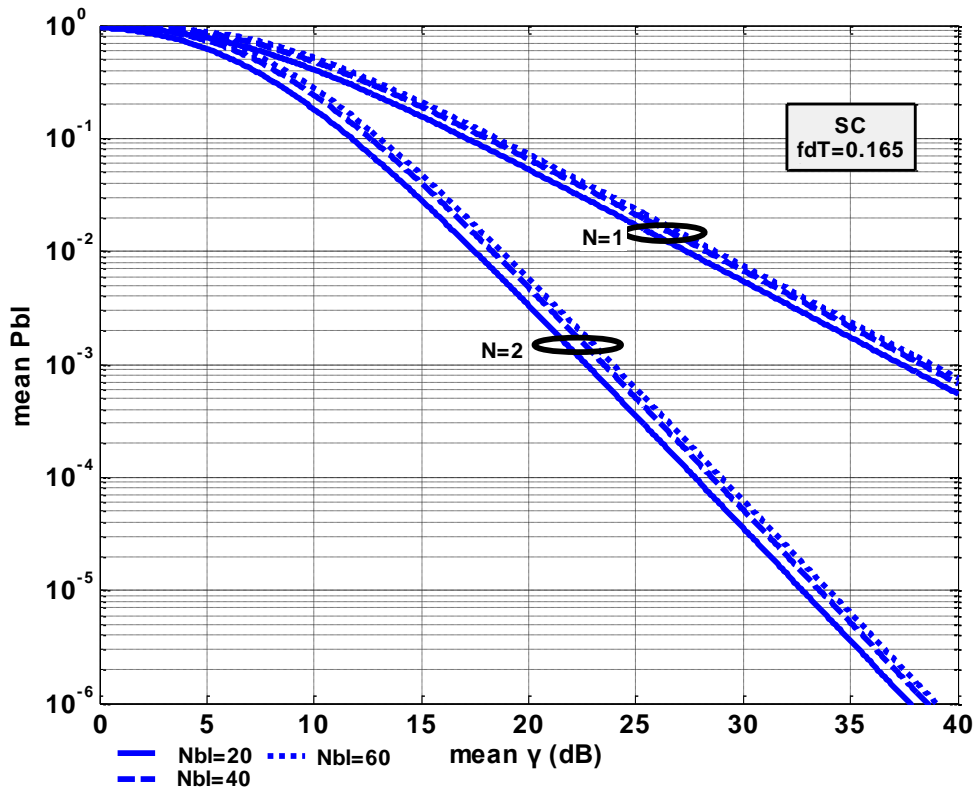
Σε δέκτη N κλάδων διαφορισμού στον οποίο χρησιμοποιείται η τεχνική SC και θεωρώντας ανεξάρτητα και πανομοιότυπα κατανομημένα κανάλια διαλείψεων Rayleigh, η ροπογεννήτρια συνάρτηση  $M_\gamma(s)$  δίνεται από τη σχέση

$$M_\gamma(s) = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{(-1)^h N \binom{N-1}{h}}{1+h-s\bar{\gamma}} \quad (3.10)$$

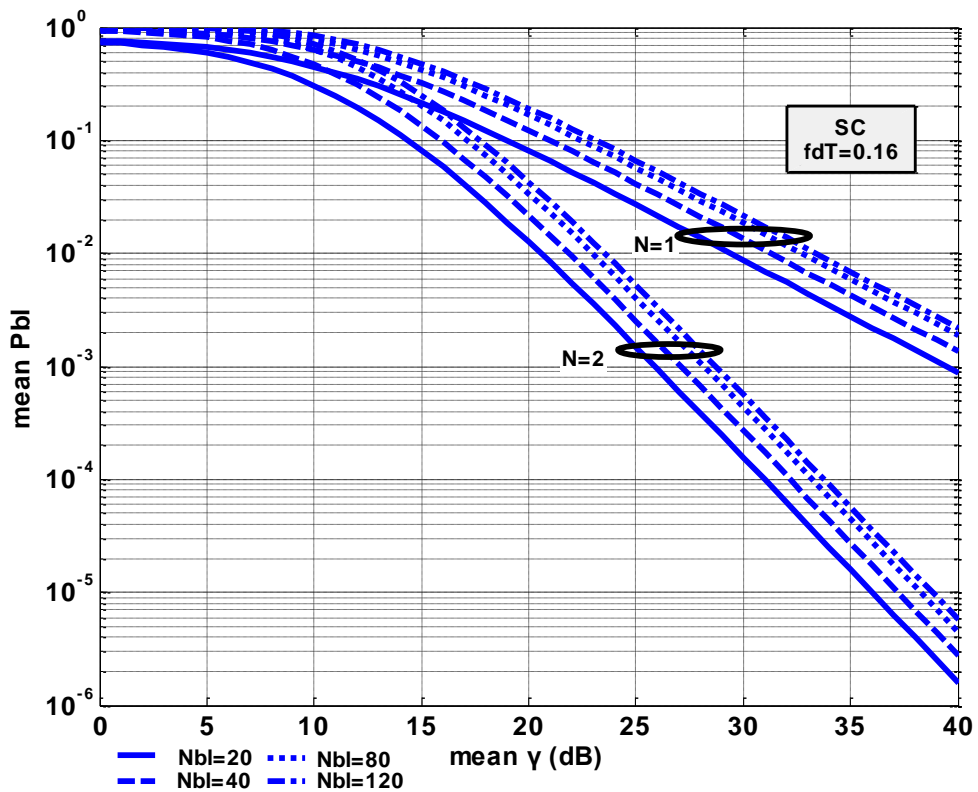
Επομένως, η (3.5) καταλήγει στην

$$\overline{P}_{BL}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k \sum_{h=0}^{N-1} \frac{(-1)^h N \binom{N-1}{h}}{1+h+kb\bar{\gamma}} \quad (3.11)$$

Στο Σχήμα 3.7 παριστάνεται η μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη SC, για διάφορες τιμές του πλήθους των κεραιών N στο δέκτη και διάφορα μήκη μπλοκ  $N_{BL}$ . Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η μέση BLEP για μία και δύο κεραιές στο δέκτη και για μήκος πακέτων ίσο με 20, 40 και 60 bits. Επίσης, είναι  $f_d T = 0.165$ . Όμοια, στο Σχήμα 3.8 παρουσιάζεται η ίδια απεικόνιση αλλά για  $f_d T = 0.16$  και μήκη μπλοκ ίσα με 20, 40, 80 και 120 bits. Και για τα δύο είδη αποδιαμόρφωσης, όπως και στην περίπτωση του δέκτη MRC, παρατηρούμε βελτίωση και χειροτέρευση της απόδοσης αυξανόμενου αντίστοιχα του N και του  $N_{BL}$ . Επίσης, η απόδοση του συστήματος Bluetooth επηρεάζεται περισσότερο από τη μεταβολή του N παρά από τη μεταβολή του  $N_{BL}$ .



Σχήμα 3.7. Μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη SC, για  $N=1, 2$ ,  $N_{BL}=20, 40, 60$  bits και  $f_d T=0.165$ .



Σχήμα 3.8. Μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη SC, για  $N=1, 2$ ,  $N_{BL}=20, 40, 80, 120$  bits και  $f_d T=0.16$ .

➤ **Ασυμπτωτική έκφραση**

Όμοια με την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε για το δέκτη MRC, έτσι κι εδώ είναι απαραίτητη η αντιστροφή της (3.11). Το πρόβλημα αυτό δεν είναι εύχρηστο αναλυτικά, αλλά ένα αυστηρό άνω όριο  $P_{BL,U}$  μπορεί να περιγραφεί από την ακόλουθη σχέση, η οποία προκύπτει από την (3.11) για μεγάλες τιμές του μέσου SNR  $\bar{\gamma}$ .

$$P_{BL,U} = \min \left\{ 1, \frac{C_{SC}}{\bar{\gamma}^N} \right\} \quad (3.12)$$

όπου

$$C_{SC} = \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} \frac{(-1)^{k+1} N! \alpha^k}{(kb)^N} \quad (3.13)$$

Στους Πίνακες 4 και 5, αναφέρονται αντίστοιχα για  $f_d T = 0.165$  και  $f_d T = 0.16$ , ενδεικτικά τιμές για τον  $C_{SC}$  για διάφορα μήκη μπλοκ  $N_{BL}$  και διάφορες τάξεις διαμορφισμού  $N$ .

$N_{BL}/N$	1	2	3	4
	$C_{SC}$			
20	5.47	35.79	277.27	2518.48
40	6.78	51.91	450.01	4418.66
80	8.10	71.60	694.61	7425.21
110	6.10	81.40	835.10	9290.69

**Πίνακας 4.** Τιμές του  $C_{SC}$  για διάφορες τιμές των  $N_{BL}$  και  $N$  και για  $f_d T = 0.165$ .

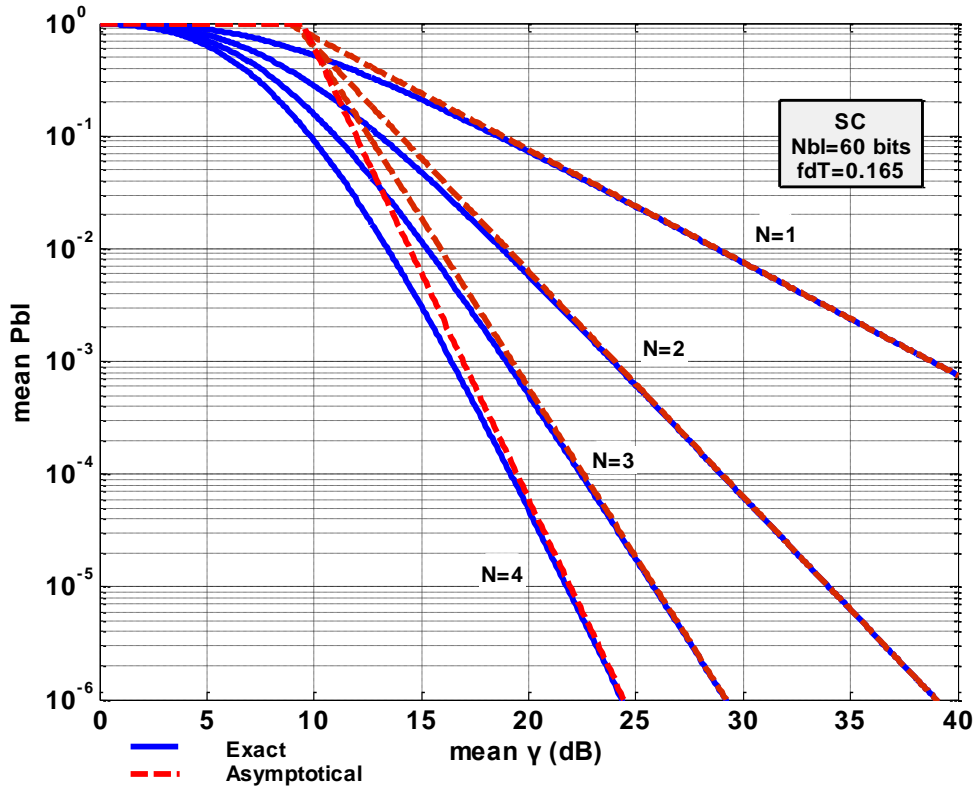
$N_{BL}/N$	1	2	3	4
	$C_{SC}$			
20	10	160	4010	128610
40	10	280	7420	246940
80	20	450	13140	461060
110	20	550	16790	606920

**Πίνακας 5.** Τιμές του  $C_{SC}$  για διάφορες τιμές των  $N_{BL}$  και  $N$  και για  $f_d T = 0.16$ .

Στα επόμενα δύο σχήματα απεικονίζεται η ακριβής και η ασυμπτωτική μέση BLEP συναρτήσεως του μέσου SNR σε δέκτη SC, για διάφορα  $N$  και  $N_{BL} = 60$  bits για  $f_d T = 0.165$ , ενώ  $N_{BL} = 120$  bits για  $f_d T = 0.16$ . Παρατηρούμε μια «καλή συμφωνία»



μεταξύ ακριβούς και ασυμπτωτικής μέσης BLEP και φυσικά αξιοσημείωτη βελτίωση της απόδοσης του συστήματος Bluetooth με αύξηση του αριθμού των κεραιών στο δέκτη.

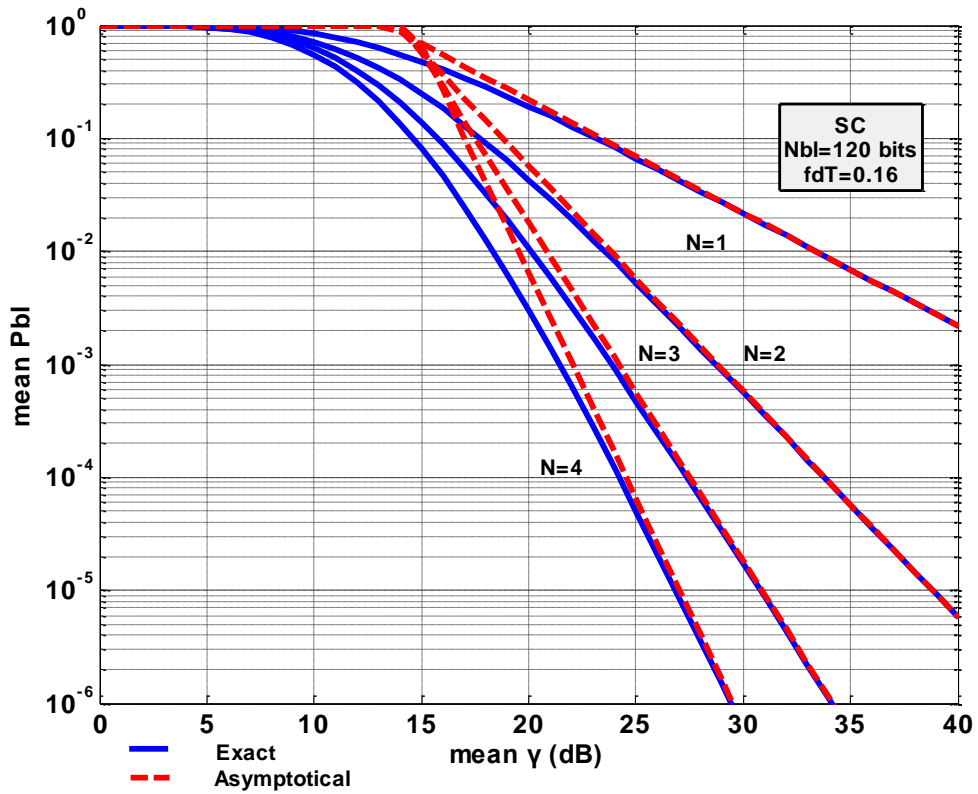


Σχήμα 3.9. Μέση BLEP και η ασυμπτωτική της συμπεριφορά συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη SC, για  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $N_{BL}=60$  bits και  $f_d T=0.165$ .

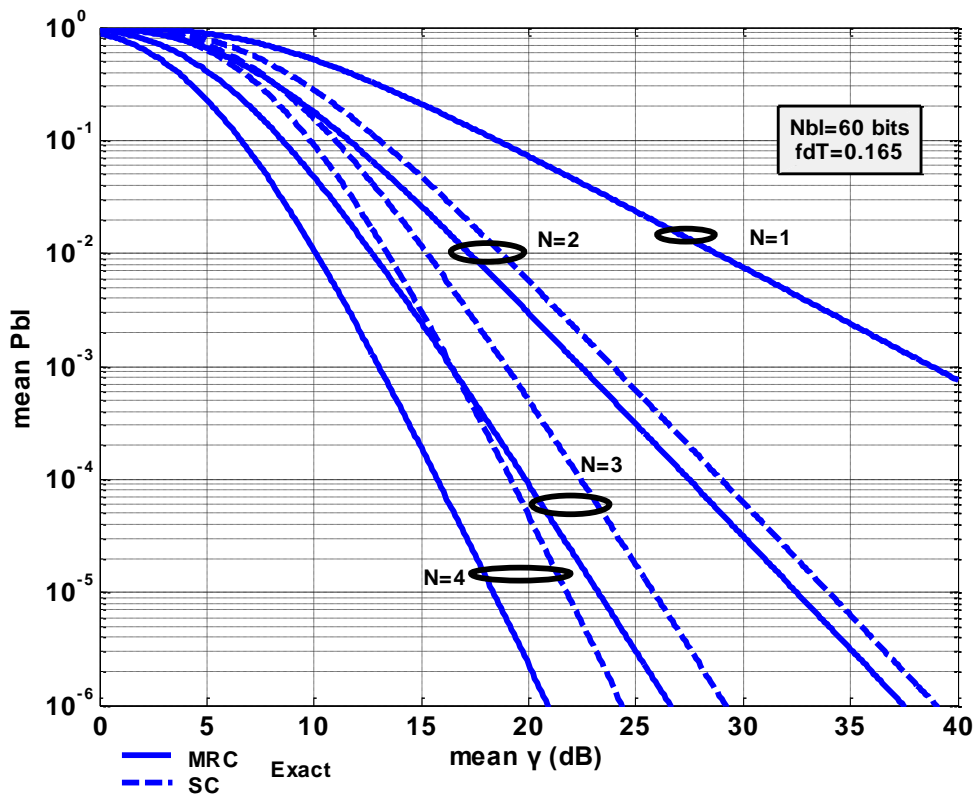
### 3.4.3 Σύγκριση MRC και SC δέκτη

Έχει ενδιαφέρον να συγκρίνουμε τις δύο τεχνικές διαφορισμού που αναλύθηκαν προηγουμένως και που υλοποιήθηκαν στο δέκτη του συστήματος Bluetooth με σκοπό τη βελίωση της απόδοσής του. Στο Σχήμα 3.11 απεικονίζεται η μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR για τις δύο τεχνικές και για σύμφωνη αποδιαμόρφωση, όταν το μήκος μπλοκ είναι ίσο με 60 bits και για διάφορες τιμές του αριθμού  $N$  των κεραιών, ενώ στο Σχήμα 3.12 παρουσιάζεται η ίδια απεικόνιση για μήκος μπλοκ ίσο με 120 bits και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση.

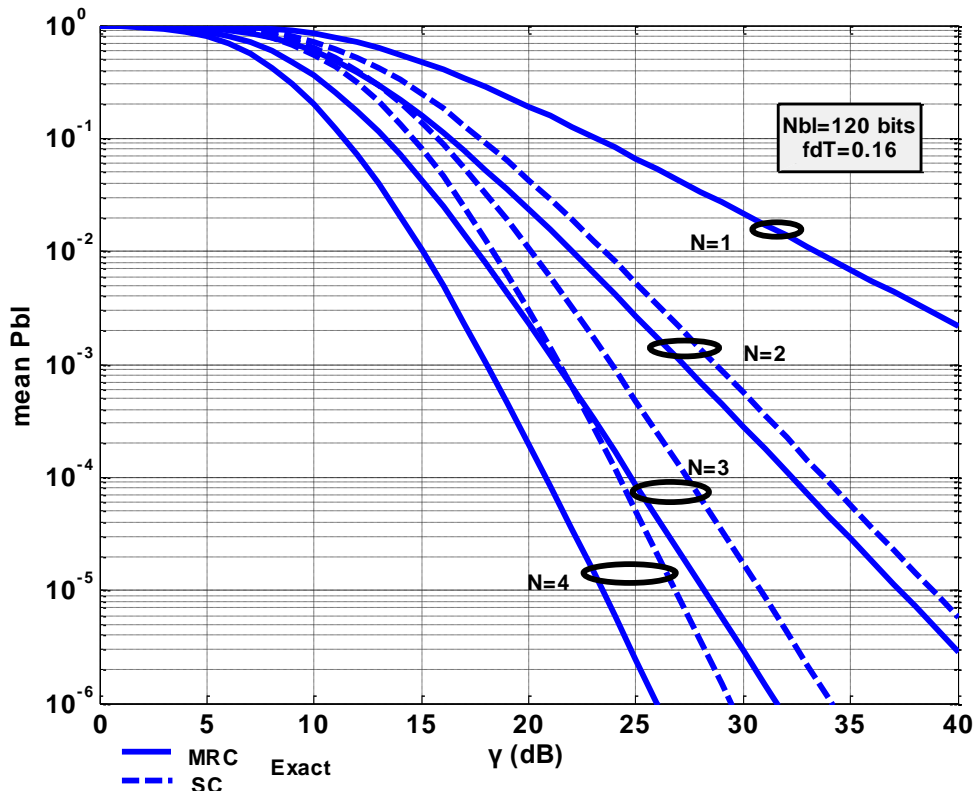
Είναι εμφανές ότι η τεχνική MRC υπερτερεί σε σχέση με την τεχνική SC τόσο στη σύμφωνη όσο και στην ασύμφωνη αποδιαμόρφωση. Για παράδειγμα, στη σύμφωνη αποδιαμόρφωση για συγκεκριμένη τιμή του μέσου SNR, για  $\bar{\gamma} = 15\text{dB}$  και για  $N=4$  κεραιές, η πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ είναι αντίστοιχα για τις τεχνικές MRC και SC,  $P_{BL}^{MRC}(15\text{dB}) = 2 * 10^{-4}$  και  $P_{BL}^{SC}(15\text{dB}) = 3 * 10^{-3}$ . Παρατηρούμε δηλαδή ότι η τεχνική MRC παρουσιάζει πιθανότητα 10 φορές περίπου μικρότερη από αυτή της SC. Αντίστοιχα, για ασύμφωνη αποδιαμόρφωση, είναι  $P_{BL}^{MRC}(15\text{dB}) = 10^{-2}$  και  $P_{BL}^{SC}(15\text{dB}) = 8 * 10^{-2}$ , δηλαδή βελτιωμένη κατά 8 φορές.



Σχήμα 3.10. Μέση BLEP και η ασυμπτωτική της συμπεριφορά συναρτήσεως του μέσου SNR σε δέκτη SC, για  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $N_{BL}=120$  bits και  $f_d T=0.16$ .



Σχήμα 3.11. Μέση BLEP συναρτήσεως του μέσου SNR σε MRC και SC δέκτη, για  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $N_{BL}=60$  bits και  $f_d T=0.165$ .

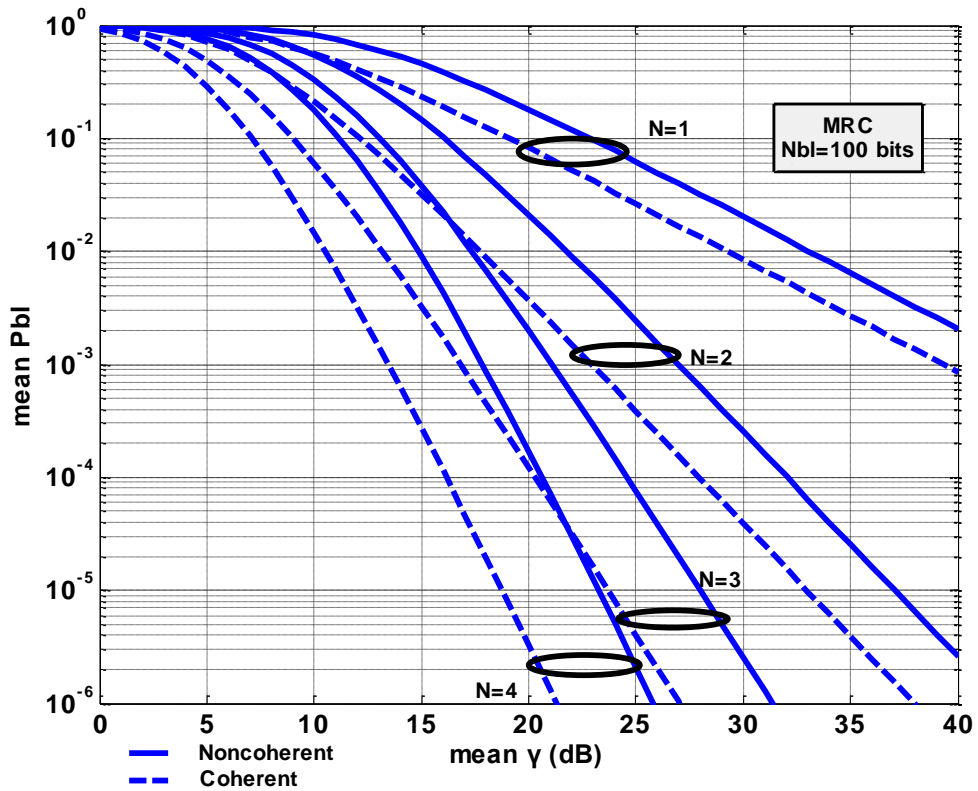


Σχήμα 3.12. Μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε MRC και SC δέκτη, για  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $N_{BL}=120$  bits και  $f_d T=0.16$ .

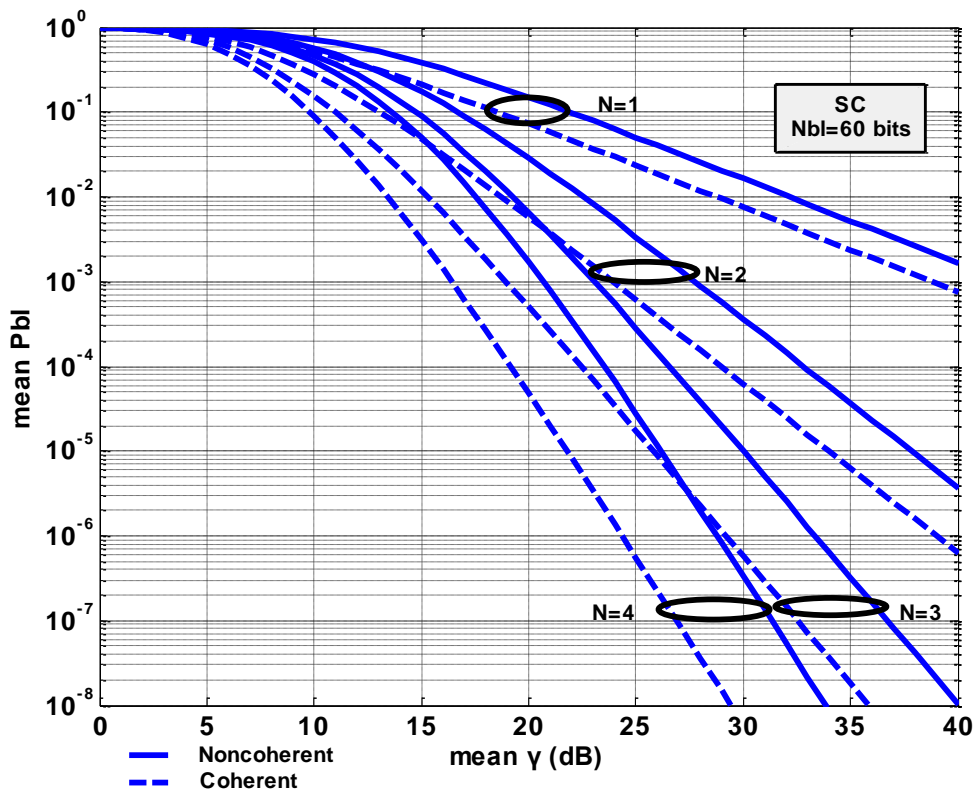
### 3.4.4 Σύγκριση σύμφωνης και ασύμφωνης αποδιαμόρφωσης σε MRC και SC δέκτη

Για να ολοκληρωθεί η ανάλυσή μας όσον αφορά στη μέση BLEP σε σχέση με τις δύο τεχνικές διαμορφώσεων και τα είδη αποδιαμόρφωσης στο δέκτη, αξίζει να παραθέσουμε και τις συγκριτικές καμπύλες που απεικονίζουν τη μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR για κάθε τεχνική και για τους δύο τύπους αποδιαμόρφωσης.

Στο Σχήμα 3.13 απεικονίζεται η μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη MRC, για σύμφωνη και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση,  $N=1,2,3,4$  και  $N_{BL}=100$  bits. Όμοια, στο Σχήμα 3.14 παρουσιάζεται η μέση BLEP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη SC, για σύμφωνη και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση,  $N=1,2,3,4$  και  $N_{BL}=60$  bits. Το συμπέρασμα που εξάγεται από τα σχήματα αυτά, είναι ότι η ασύμφωνη αποδιαμόρφωση προσδίδει χειρότερη συμπεριφορά στη μέση πιθανότητα λανθασμένου μπλοκ από την σύμφωνη. Επίσης, αυξανόμενου του αριθμού  $N$  των κεραιών στο δέκτη, αυτή η απόκλιση στη συμπεριφορά των δύο τύπων αποδιαμόρφωσης ολοένα και κλιμακώνεται.



Σχήμα 3.13. Μέση BLP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη MRC, για σύμφωνη και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση,  $N=1, 2, 3, 4$  και  $N_{BL}=100$  bits.



Σχήμα 3.14. Μέση BLP συναρτήσει του μέσου SNR σε δέκτη SC, για σύμφωνη και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση,  $N=1, 2, 3, 4$  και  $N_{BL}=60$  bits.

### 3.5 Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου

Σε ένα πακέτο Bluetooth το πεδίο δεδομένων είναι το μεγαλύτερο και το λιγότερο προστατευμένο πεδίο, με αποτέλεσμα η μέση πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου (Mean Packet Error Probability, PEP) να συμπίπτει με τη μέση πιθανότητα εσφαλμένου πεδίου δεδομένων  $PE_{pa}$  (Mean Payload Error Probability). Επιπλέον, για τα DH πακέτα που θεωρούμε στην ανάλυσή μας, το πεδίο δεδομένων δεν προστατεύεται από κωδικοποίηση FEC κι επομένως, έχοντας  $N_{BL}$  bits ίσα στον αριθμό με το μήκος του πεδίου δεδομένων μπορούμε να ισχυριστούμε ότι η PEP των DH πακέτων μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής

$$PEP(\bar{\gamma}) \cong PE_{pa}(\bar{\gamma}) = P_{BL}(\bar{\gamma}) \quad (3.14)$$

Από την τελευταία έκφραση συμπεραίνουμε ότι, οι σχέσεις (3.7) και (3.11) μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εκτίμηση της μέσης PEP των DH πακέτων, σε δέκτη MRC και SC αντίστοιχα.

### 3.6 Πιθανότητα διακοπής ζεύξης

Σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης και οι μικρής και οι μεγάλης κλίμακας επιδράσεις, εξαιτίας των διαλείψεων και της σκίασης αντίστοιχα, πρέπει να ληφθούν υπόψιν για τη σωστή αξιολόγηση της απόδοσης του συστήματος. Έτσι λοιπόν, θα θεωρήσουμε στη συνέχεια λογαριθμο-κανονικό κανάλι σκίασης επεκτείνοντας την περιγραφή μας και για τις επιρροές μεγάλης κλίμακας.

Στα περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου, οι διακυμάνσεις του καναλιού εξαιτίας του φαινομένου της σκίασης (που οφείλονται σε απώλειες εξαιτίας της παρουσίας εμποδίων ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη), έχουν μια συγκεκριμένη επίδραση στην απόδοση που αντιλαμβάνεται ο χρήστης. Στην πραγματικότητα, η σκίαση προκαλεί διακύμανση στο σήμα, η οποία συμβαίνει σε μεγαλύτερη περιοχή και για μεγαλύτερο χρονικό διάστημα σε σχέση με τις διαλείψεις.

Σε τέτοια περιβάλλοντα έχουμε μία γρήγορη διαδικασία που επιπροστίθεται σε μία αργή διαδικασία, έτσι η μέση BLEP (ή η PEP) από μόνη της δεν είναι αρκετή να περιγράψει την απόδοση του συστήματος και την ποιότητα της ζεύξης. Έτσι λοιπόν, ένα σημαντικό μέγεθος σχετικό με τις αργές διακυμάνσεις του καναλιού που χρησιμεύει για την εκτίμηση της απόδοσης του συστήματος, επίσης σε όρους μέγιστης απόστασης κάλυψης, είναι η πιθανότητα διακοπής ζεύξης  $P_o$  (Packet Error Outage Probability, PEO).

Η πιθανότητα διακοπής ζεύξης που υιοθετείται εδώ, είναι ένα κατάλληλο μέγεθος που περιγράφει την απόδοση του ψηφιακού κινητού ραδιοσυστήματος, όπου ο μέσος SNR  $\bar{\gamma}$  ποικίλει εξαιτίας της σκίασης με ρυθμό πολύ αργότερο από αυτόν των διαλείψεων. Η PEO, ορίζεται ως η πιθανότητα η μέση PEP να υπερβεί ένα μέγιστο ανεκτό όριο  $PEP^*$  κι εκφράζεται από τη σχέση

$$P_o = \mathbb{P}\{\overline{PEP} > PEP^*\} \quad (3.15)$$

Λαμβάνοντας υπόψιν την ασυμπτωτική συμπεριφορά της BLEP, η οποία μέσω της σχέσης (3.14) οδηγεί και σε ασυμπτωτική συμπεριφορά της PEP, προκύπτει μέσω της (3.15) ένα άνω όριο για την PEO το οποίο δίνεται από

$$\begin{aligned} P_o \leq P_{o,U} &= \mathbb{P}\{C \cdot (\bar{\gamma})^{-N} > \text{PEP}^*\} \\ &= \mathbb{P}\left\{\bar{\gamma}^N < \frac{C}{\text{PEP}^*}\right\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

όπου  $P_{o,U}$  το άνω όριο της PEO και  $C$ , το  $C_{\text{MRC}}$  ή το  $C_{\text{SC}}$  που αντιστοιχεί σε δέκτη MRC ή SC.

Θεωρώντας την περίπτωση περιβάλλοντος σκίασης όπου το  $\bar{\gamma}$  ακολουθεί λογαριθμικοκανονική κατανομή με παραμέτρους  $\mu_{\text{dB}}$  και  $\sigma_{\text{dB}}^2$ , τότε η μεταβλητή  $\bar{\gamma}_{\text{dB}}$  όπου

$$\bar{\gamma}_{\text{dB}} = 10\log_{10}\bar{\gamma} \quad (3.17)$$

ακολουθεί την κατανομή Gauss με μέση τιμή  $\mu_{\text{dB}}$  και διασπορά  $\sigma_{\text{dB}}^2$ . Επομένως, για το άνω όριο της PEO έχουμε

$$\begin{aligned} P_o \leq P_{o,U} &= \mathbb{P}\left\{10\log_{10}(\bar{\gamma})^N < 10\log_{10}\left(\frac{C}{\text{PEP}^*}\right)\right\} \\ &= \mathbb{P}\left\{10N\log_{10}(\bar{\gamma}) < 10\log_{10}\left(\frac{C}{\text{PEP}^*}\right)\right\} \\ &= \mathbb{P}\left\{10\log_{10}(\bar{\gamma}) < \frac{10}{N}\log_{10}\left(\frac{C}{\text{PEP}^*}\right)\right\} \\ &= \mathbb{P}\left\{\bar{\gamma}_{\text{dB}} < \frac{10}{N}\log_{10}\left(\frac{C}{\text{PEP}^*}\right)\right\} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Ορίζοντας ως  $\bar{\gamma}_{\text{dB}}^*$  το λόγο σήματος προς θόρυβο για τον οποίο η  $\overline{\text{PEP}}$  γίνεται ίση με  $\text{PEP}^*$ , δηλαδή

$$\bar{\gamma}_{\text{dB}}^* = \frac{10}{N}\log_{10}\left(\frac{C}{\text{PEP}^*}\right) \quad (3.19)$$

τότε για το άνω όριο της PEO προκύπτει ότι

$$P_o \leq P_{o,U} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\mu_{\text{dB}} - \bar{\gamma}_{\text{dB}}^*}{\sqrt{2}\sigma_{\text{dB}}}\right) \quad (3.20)$$

όπου  $\text{erfc}(\cdot)$  η συμπληρωματική συνάρτηση λάθους (Complementary Error Function). Αντικαθιστώντας την (3.19) στην (3.20) για το άνω όριο της PEO ισχύει

$$P_{o,U} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\mu_{dB} - \frac{10}{N} \log_{10} \left( \frac{C}{PEP^*} \right)}{\sqrt{2} \sigma_{dB}} \right) \quad (3.21)$$

Λόγω της ύπαρξης του  $C$  στην τελευταία σχέση, η συμπεριφορά της PEO διαφοροποιείται ανάλογα με την τεχνική διαφορισμού.

Επιπροσθέτως, αξίζει να σημειωθεί ότι, για μια δεδομένη επιθυμητή PEO μπορούμε να εξάγουμε από την (3.21), την απαιτούμενη τιμή της  $\mu_{dB}$  που αντιστοιχεί στο μέσο SNR σε κάθε κλάδο και η οποία διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στην εκτίμηση του προυπολογισμού της ζεύξης για τη σχεδίαση του συστήματος.

**Στη συνέχεια η συμπεριφορά της PEO θα μελετηθεί μόνο για την περίπτωση σύμφωνης αποδιαμόρφωσης.**

### 3.6.1 Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη MRC

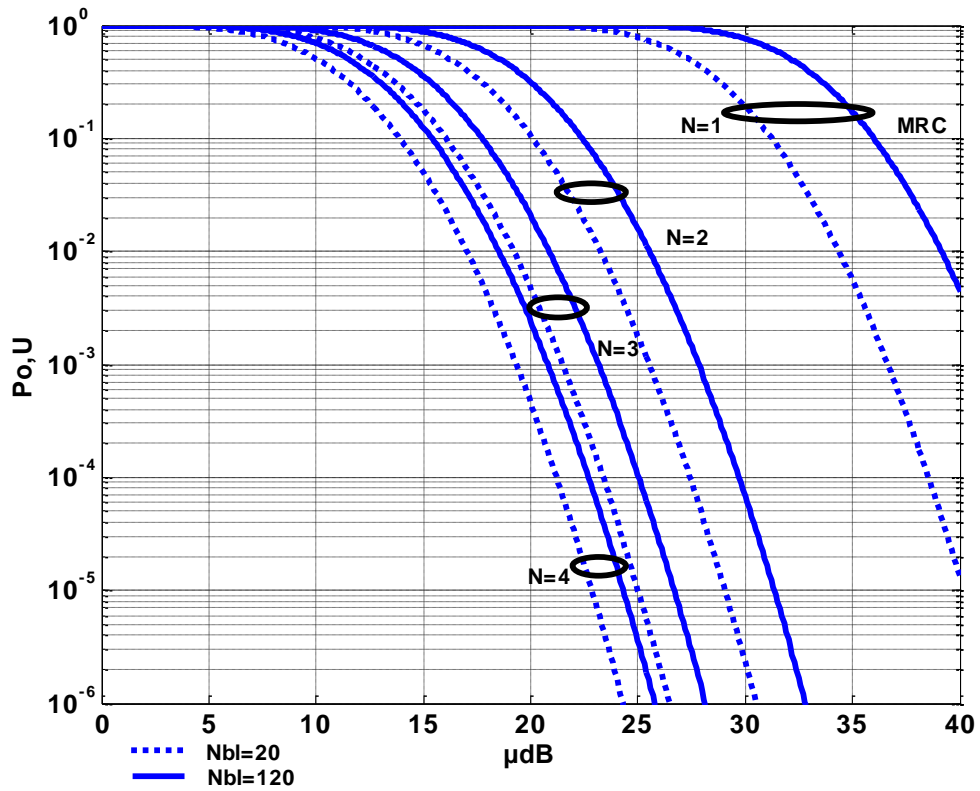
Για δέκτη MRC από τις σχέσεις (3.9) και (3.21) προκύπτει ότι η  $P_{o,U}$  δίνεται από την εξής έκφραση

$$P_{o,U} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\mu_{dB} - \frac{10}{N} \log_{10} \left( \frac{\sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k (kb)^{-N}}{PEP^*} \right)}{\sqrt{2} \sigma_{dB}} \right) \quad (3.22)$$

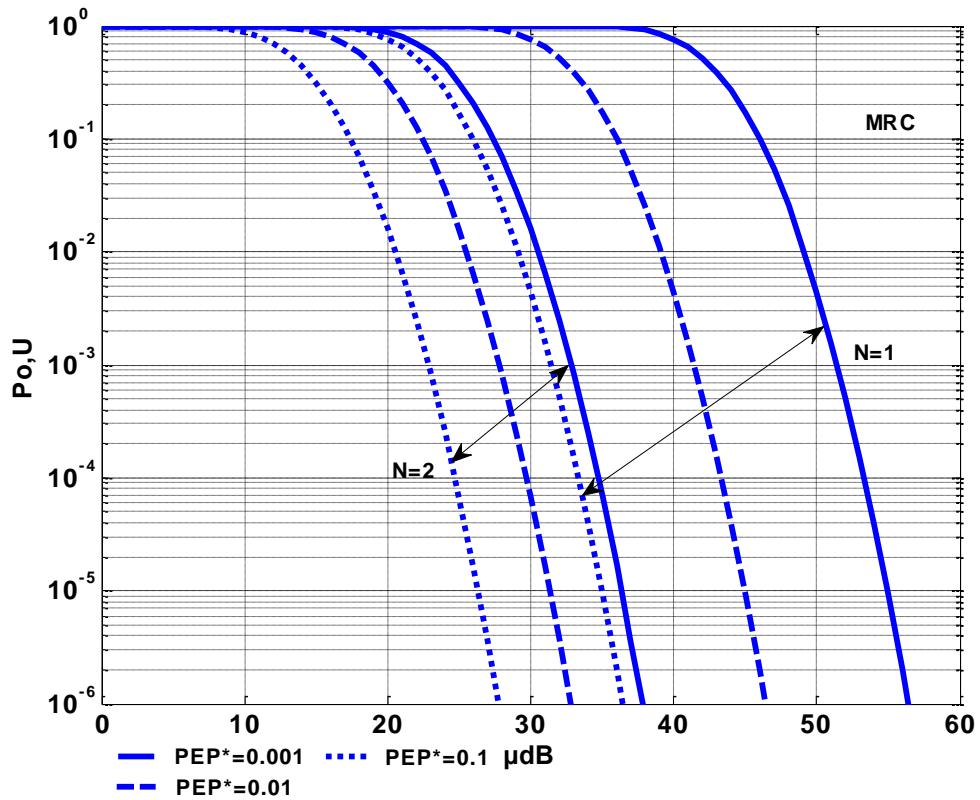
Στο Σχήμα 3.15 παρουσιάζεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσεως της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για διάφορα  $N$ , διάφορα  $N_{BL}$  και  $f_d T = 0.165$ . Θεωρούμε ότι,  $PEP^* = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB} = 3$  (τυπική τιμή της παραμέτρου σκίασης για περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου). Παρατηρούμε ότι, με αύξηση του αριθμού των κεραιών στο δέκτη για δεδομένη τιμή της  $\mu_{dB}$  του περιβάλλοντος σκίασης και δεδομένο μήκος μπλοκ  $N_{BL}$ , η πιθανότητα να διακοπεί η ζεύξη μειώνεται. Το ίδιο ισχύει και για μπλοκ με μικρότερο αριθμό bits. Δηλαδή, για δεδομένη τιμή της  $\mu_{dB}$  και δεδομένο  $N$  η πιθανότητα να διακοπεί η ζεύξη μειώνεται. Επίσης, η επίδραση της μεταβολής του  $N_{BL}$  στην PEO είναι πιο σημαντική απ' ό,τι στη μέση BLEP.

Στο Σχήμα 3.16 παριστάνεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσεως της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για  $f_d T = 0.165$ ,  $N_{BL} = 120$  bits,  $\sigma_{dB} = 3$ ,  $N = 1, 2$  και  $PEP^* = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$ . Αυξανόμενου της τιμής του μεγίστου ανεκτού ορίου  $PEP^*$  βελτιώνεται η συμπεριφορά της PEO, δηλαδή η πιθανότητα να διακοπεί η ζεύξη μειώνεται, αφού γινόμαστε πιο ελαστικοί ως προς τις απαιτήσεις μας για το σύστημα.

Τέλος, στο Σχήμα 3.17 απεικονίζεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσεως της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για  $f_d T = 0.165$ ,  $N_{BL} = 120$  bits,  $N = 1, 2$ ,  $PEP^* = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB} = 3, 5$  και  $7$ . Συμπεραίνουμε ότι, για μεγαλύτερες τιμές της τυπικής απόκλισης του περιβάλλοντος σκίασης η πιθανότητα διακοπής της ζεύξης αυξάνεται. Αυτό οφείλεται, στο ότι το φαινόμενο της σκίασης επιδρά σε μεγαλύτερο βαθμό στο μεταδιδόμενο σήμα προκαλώντας του εντονότερες διαλείψεις.

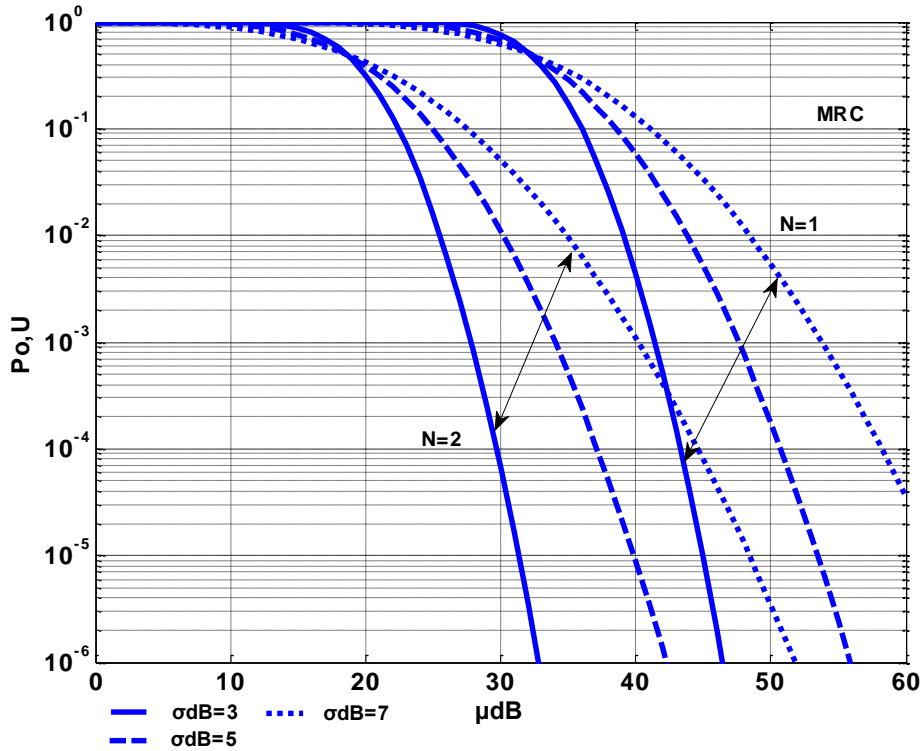


Σχήμα 3.15. Άνω όριο της PEO συναρτήσεως της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για  $f_d T = 0.165$ ,  $N=1, 2, 3, 4$  και  $N_{BL}=20, 120$  bits, όταν  $PEP^* = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB}=3$ .



Σχήμα 3.16. Άνω όριο της PEO συναρτήσεως της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για  $f_d T = 0.165$ ,  $N=1, 2$  και  $N_{BL}=120$  bits, όταν  $PEP^* = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$  και  $\sigma_{dB}=3$ .





Σχήμα 3.17. Άνω όριο της PEO συναρτήσεως της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για  $f_d T=0.165$ ,  $N=1, 2$  και  $N_{BL}=120$  bits, όταν  $\sigma_{dB}=3, 5, 7$  και  $PEP^* = 10^{-2}$ .

### 3.6.2 Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη SC

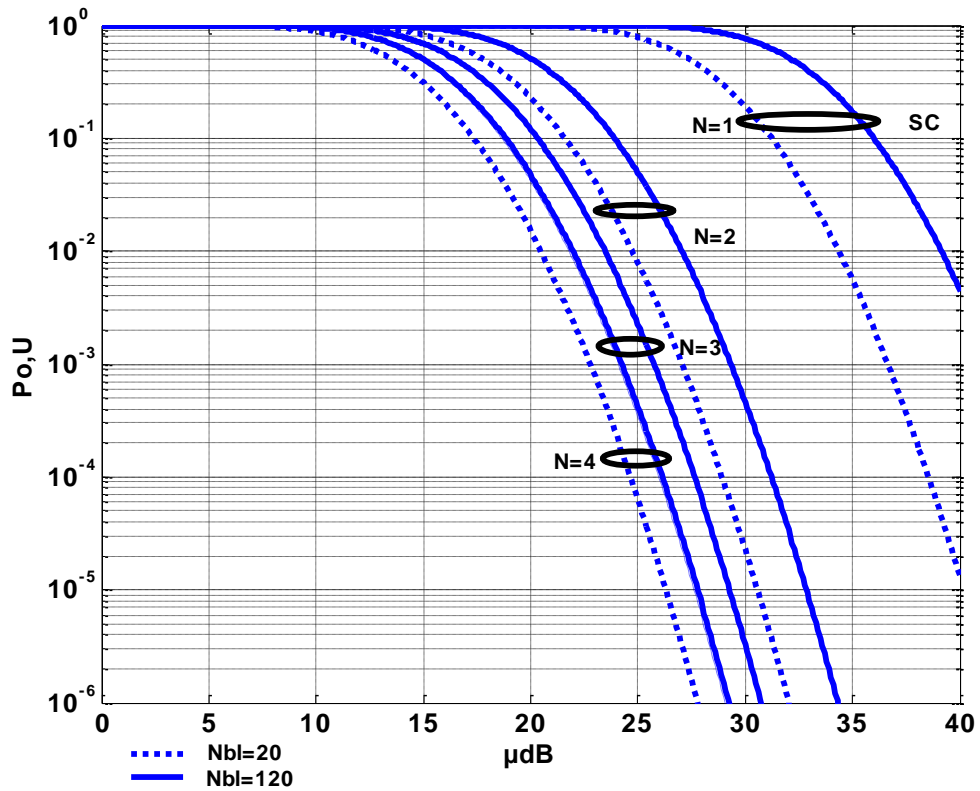
Για δέκτη SC από τις σχέσεις (3.13) και (3.21) προκύπτει για την  $P_{o,U}$  ότι

$$P_{o,U} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\mu_{dB} - \frac{10}{N} \log_{10} \left( \frac{\sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} \frac{(-1)^{k+1} N! \alpha^k}{(kb)^N}}{PEP^*} \right)}{\sqrt{2} \sigma_{dB}} \right) \quad (3.23)$$

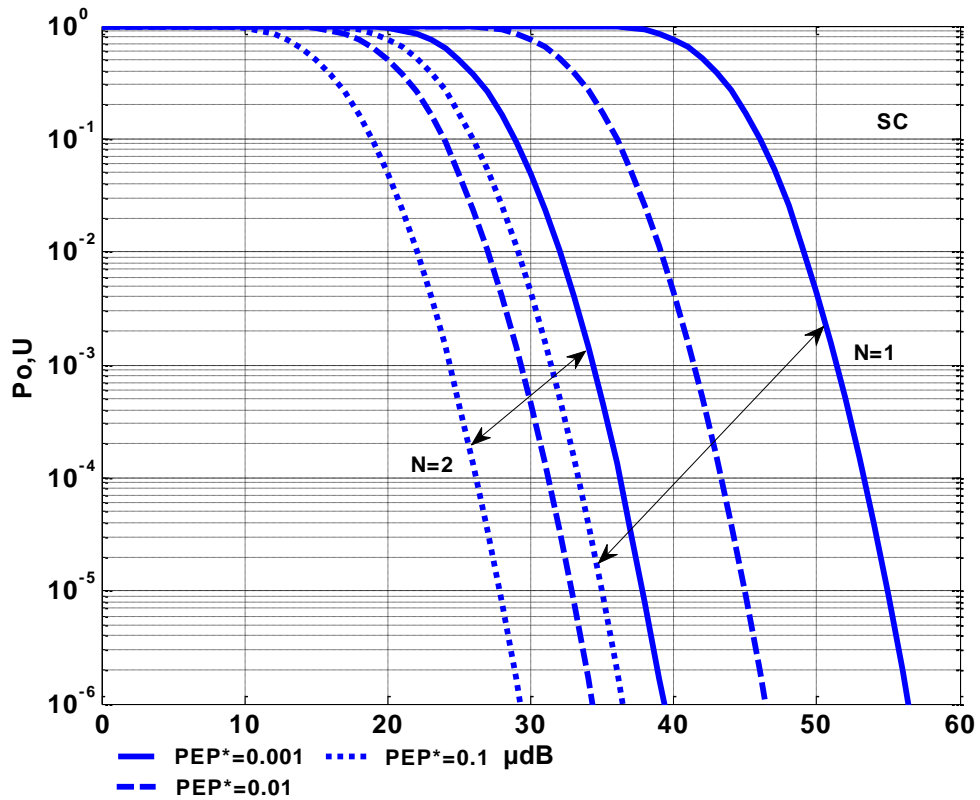
Στο Σχήμα 3.18 παρουσιάζεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσεως της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για διάφορα  $N$ , διάφορα  $N_{BL}$  και  $f_d T=0.165$ . Θεωρούμε επίσης ότι,  $PEP^* = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB}=3$ . Όμοια με την περίπτωση δέκτη MRC παρατηρούμε ότι, με αύξηση του  $N$  η πιθανότητα να διακοπεί η ζεύξη μειώνεται. Το ίδιο ισχύει και με μείωση του  $N_{BL}$ . Επίσης, και σε δέκτη SC, η επίδραση της μεταβολής του  $N_{BL}$  στην PEO είναι πιο σημαντική απ' ό,τι στη μέση BLEP.

Στο Σχήμα 3.19 παριστάνεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσεως της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για  $f_d T=0.165$ ,  $N_{BL}=120$  bits,  $\sigma_{dB}=3$ ,  $N=1,2$  και  $PEP^* = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$ .

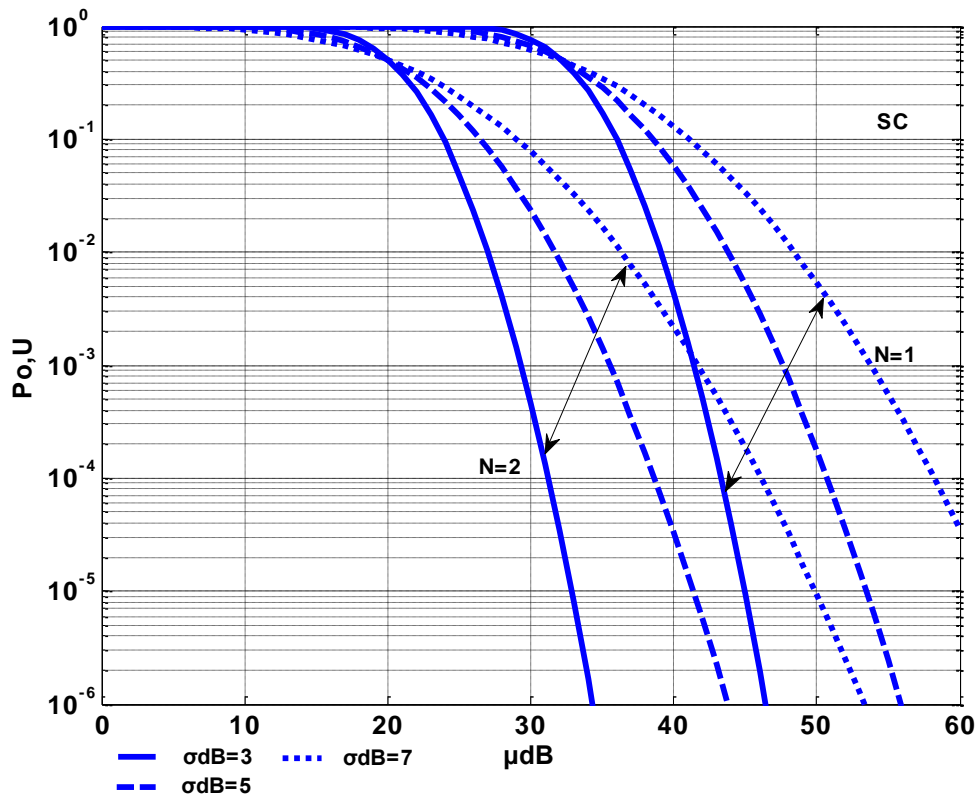
Τέλος, στο Σχήμα 3.20 απεικονίζεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσεως της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για  $f_d T=0.165$ ,  $N_{BL}=120$  bits,  $N=1,2$ ,  $PEP^* = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB}=3, 5$  και 7. Τα συμπεράσματα στα οποία καταλήγουμε, είναι αντίστοιχα με την περίπτωση του δέκτη MRC.



Σχήμα 3.18. Άνω όριο της PEO συναρτήσει της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για  $f_d T=0.165$ ,  $N=1, 2, 3, 4$  και  $N_{BL}=20, 120$  bits, όταν  $PEP^* = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB}=3$ .



Σχήμα 3.19. Άνω όριο της PEO συναρτήσει της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για  $f_d T=0.165$ ,  $N=1, 2$  και  $N_{BL}=120$  bits, όταν  $PEP^* = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$  και  $\sigma_{dB}=3$ .



**Σχήμα 3.20.** Άνω όριο της PEO συναρτήσει της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για  $f_d T = 0.165$ ,  $N=1, 2$  και  $N_{BL}=120$  bits, όταν  $\sigma_{dB}=3, 5, 7$  και  $PEP^* = 10^{-2}$ .



## Κεφάλαιο 4

# Τεχνικές Διαφορισμού σε Δίκτυα Bluetooth υπό την παρουσία παρεμβολής IEEE802.11g

### 4.1 Εισαγωγή

Όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενα κεφάλαια, η τεχνολογία του Bluetooth διεκδικεί μια αυξανόμενη σπουδαιότητα με το πέρασμα του χρόνου, καθώς επιτρέπει στους χρήστες να πραγματοποιούν άκοπες, στιγμιαίες και χαμηλού κόστους ασύρματες συνδέσεις μεταξύ ποικίλων συσκευών επικοινωνίας μικρής εμβέλειας, στην οικουμενικά ελεύθερη διαθέσιμη ζώνη συχνοτήτων των 2.4 GHz (ISM). Έτσι λοιπόν το Bluetooth, αντιπροσωπεύει μία «ικανή» τεχνολογία σχεδιασμένη να ενσωματωθεί σε μεγάλο εύρος προϊόντων, επιτρέποντας την αλληλεπίδραση τους εντός μικρών αποστάσεων.

Την ίδια στιγμή όμως η μεγάλη επιτυχία των ετερογενών συσκευών επικοινωνίας που λειτουργούν στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, δημιουργεί το θέμα της αμοιβαίας παρεμβολής, ένα θέμα που πρέπει να διερευνηθεί με σκοπό τη μελέτη πιθανών προβλημάτων συνύπαρξης. Για το λόγο αυτό, στο παρόν κεφάλαιο εξετάζουμε την επίδραση στην απόδοση του Bluetooth, παρεμβολής που δημιουργείται από την ευρύτατα διαδεδομένη τεχνολογία που λειτουργεί στη ζώνη ISM, την ασύρματη τεχνολογία τοπικής δικτύωσης (Wireless Local Area Network, WLAN) IEEE802.11g. Οι περισσότερες λύσεις που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία για να επιτρέπεται η συνύπαρξη συσκευών Bluetooth και συσκευών WLAN, βασίζονται σε προσαρμογές στον έλεγχο ισχύος και σε σχεδιαστικές τακτικές, ενώ άλλες περιλαμβάνουν διαφορισμό με χρήση κεραιών. Η χρήση τεχνικών διαφορισμού, όπως δείχτηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, εξουδετερώνει αποτελεσματικά την επίδραση των διαλείψεων στις ασύρματες επικοινωνίες. Για το λόγο αυτό, στην παρούσα μελέτη θα θεωρήσουμε την εφαρμογή πολλαπλών κεραιών στο δέκτη της σύνδεσης Bluetooth, με σκοπό να αξιολογήσουμε την πιθανή βελτίωση της επίδοσης υπό την παρουσία παρεμβολής.

Πιο συγκεκριμένα, θα μελετήσουμε δύο τεχνικές διαφορισμού, τη Συνδυαστική Μεγίστου Λόγου (MRC) και την πιο απλή αυτή του Επιλεκτικού Συνδυασμού (SC), όπου το λαμβανόμενο σήμα επιλέγεται μεταξύ των  $N$  διαθέσιμων κλάδων διαφορισμού. Αξίζει να παρατηρήσουμε ότι, η εύκολη υλοποίηση του σχήματος SC είναι πλήρως συμβατή με τη χαμηλού κόστους φύση των συσκευών Bluetooth και επιπλέον, η εφαρμογή πολλαπλών κεραιών στο δέκτη δεν αλλάζει ούτε το φάσμα ούτε τον τρόπο διαμόρφωσης, παραμένοντας έτσι απόλυτα σύμφωνη με τις προδιαγραφές του Bluetooth.

Σκοπός μας είναι η παραγωγή ενός αναλυτικού πλαισίου, ικανού να εκφράσει την απόδοση του Bluetooth όταν πολλαπλές κεραιές εφαρμόζονται στο δέκτη και όταν η επικοινωνία πραγματοποιείται υπό την παρουσία AWGN, διαλείψεων Rayleigh,

λογαριθμο-κανονικής σκίασης και παρεμβολής IEEE802.11g. Λαμβάνονται επίσης υπόψιν το σχήμα διαμόρφωσης, η παρουσία κωδικοποίησης FEC, η μεταπήδηση συχνότητας και οι επιδράσεις μικρής και μεγάλης κλίμακας, λόγω του ότι θεωρείται πραγματικό περιβάλλον διάδοσης.

## 4.2 Τεχνολογίες και σενάριο

Στη συνέχεια, πραγματοποιείται μια σύντομη περιγραφή των δύο τεχνολογιών που ενεργούν στο παραπάνω προτεινόμενο πλαίσιο, με σκοπό την αναφορά των κύριων χαρακτηριστικών τους που θα συμπεριληφθούν στην ανάλυση που ακολουθεί.

### ▪ Bluetooth

Σχεδιασμένο να λειτουργεί σε ένα θορυβώδες και παρεμβαλλόμενων ραδιοσυχνοτήτων περιβάλλον, το Bluetooth χρησιμοποιεί τα εξής:

1. Εξάπλωση φάσματος (spread-spectrum) με συνεχή αλλαγή συχνότητας (frequency hopping), διαίρεση χρόνου (time-slotted) και τεχνική κωδικοποίησης FEC.
2. Ένα σύνολο 79 διαύλων εύρους 1 MHz στην ISM ζώνη.
3. Δυναμική διαμόρφωση GFSK με σκοπό τη μείωση του κόστους και της πολυπλοκότητας της συσκευής.
4. Ρυθμό συμβόλων της τάξης του 1 Mbit/s για απασχολημένο εύρος 1 MHz.

### ▪ IEEE 802.11g

Η ασύρματη τεχνολογία τοπικής δικτύωσης IEEE802.11g που θεωρούμε ότι επενεργεί στο ίδιο περιβάλλον διάδοσης, βασίζεται στην Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM) και λειτουργεί στην ISM ζώνη των 2.4 GHz σε ένα εύρος των 22 MHz.

### ▪ Σενάριο

Στο σενάριο που θα εξεταστεί, υποθέτουμε ότι μία σύνδεση Bluetooth και μία σύνδεση IEEE802.11g είναι ταυτόχρονα ενεργές σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου και ότι και οι δύο επηρεάζονται από ταχείες διαλείψεις και σκίαση.

Ονομάζουμε με  $C$  τη στιγμιαία ωφέλιμη ισχύ και με  $I$  τη στιγμιαία ισχύ παρεμβολής που λαμβάνονται από τη συσκευή Bluetooth και δίνονται αντίστοιχα από τις σχέσεις

$$C = \frac{P_U}{PL(d_U)} \alpha_U^2 S_U^2 \quad (4.1)$$

$$I = \frac{P_I}{PL(d_I)} \alpha_I^2 S_I^2 \quad (4.2)$$

όπου  $P_U$  και  $P_I$  το χρήσιμο και το παρεμβαλλόμενο επίπεδο της μεταδιδόμενης ισχύος,  $PL(d)$  οι απώλειες σαν συνάρτηση της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη ( $d_U$  είναι η απόσταση μεταξύ του χρήσιμου πομπού και του δέκτη και  $d_I$  η απόσταση μεταξύ του δέκτη Bluetooth και του παρεμβαλλόμενου IEEE802.11g πομπού),  $\alpha_U^2$ ,  $\alpha_I^2$  και  $S_U^2$ ,  $S_I^2$  παράμετροι που αντιπροσωπεύουν τα κέρδη ισχύος ταχέων διαλείψεων και τη σκίαση, που επιδρούν στη χρήσιμη και την παρεμβαλλόμενη ζεύξη αντίστοιχα.

Οι μέσες λοιπόν ισχύεις υπολογισμένες πάνω από τα στατιστικά ταχέων διαλείψεων είναι

$$\bar{C} = \mathbb{E}_{\alpha_U^2} \{C\} = \frac{P_U}{PL(d_U)} S_U^2 \quad (4.3)$$

$$\bar{I} = \mathbb{E}_{\alpha_U^2} \{I\} = \frac{P_I}{PL(d_I)} S_I^2 \quad (4.4)$$

### 4.3 Πιθανότητα εσφαλμένου bit

Όπως και στο προηγούμενο κεφάλαιο έτσι κι εδώ, θεωρούμε ότι η στιγμιαία πιθανότητα εσφαλμένου bit δίνεται από τη σχέση

$$P_b \cong \alpha \cdot e^{-b\gamma} \quad (4.5)$$

όπου  $\gamma$  είναι ο στιγμιαίος λόγος σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise Ratio, SNR),  $\alpha$  και  $b$  παράμετροι που έχουν προσεκτικά επιλεγθεί σύμφωνα με τη μέγιστη κανονικοποιημένη απόκλιση συχνότητας  $f_d T$  της διαμόρφωσης GFSK του Bluetooth,  $f_d$  είναι η μέγιστη απόκλιση συχνότητας και  $T$  είναι η διάρκεια του ενός bit.

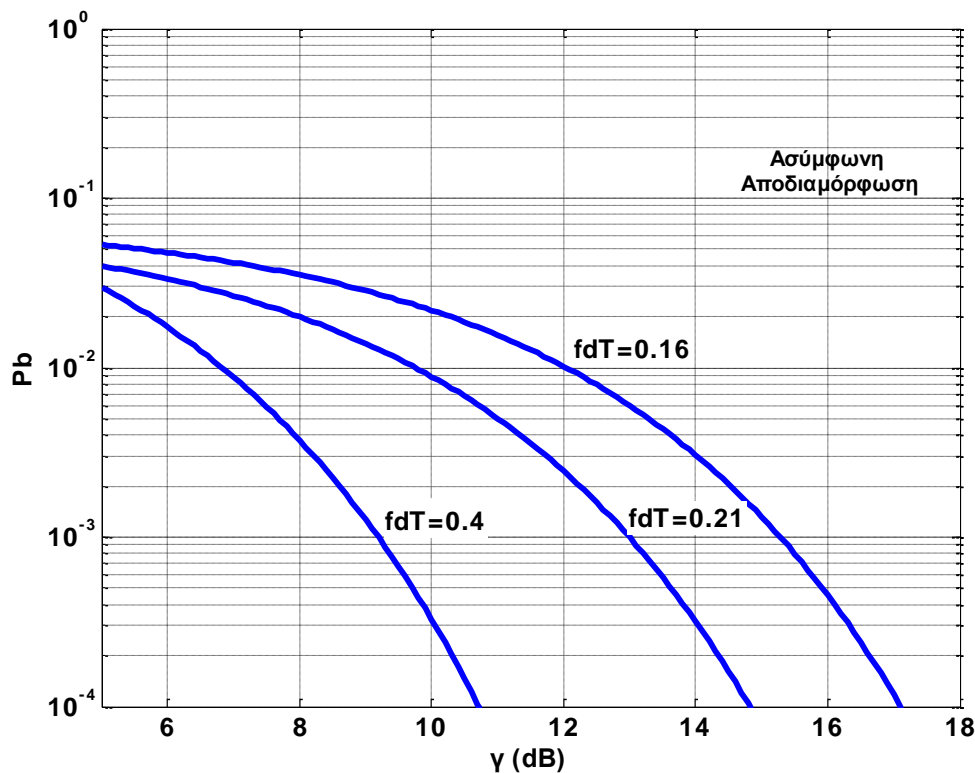
Η ακρίβεια της σχέσης (4.5) έχει επικυρωθεί μέσα από προσομοιώσεις που φανερώνουν μια «καλή συμφωνία» μεταξύ αυτής και των πειραματικών αποτελεσμάτων. Στο Σχήμα 4.1 απεικονίζεται αναλυτικά η στιγμιαία πιθανότητα εσφαλμένου bit  $P_b$  συναρτήσει του στιγμιαίου σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$  υπό την παρουσία θορύβου AWGN, για ασύμφωνη αποδιαμόρφωση και για διάφορες παραμέτρους αποδιαμόρφωσης, για διάφορες δηλαδή τιμές  $f_d T$ .

Για κάθε τιμή του  $f_d T$  η θεωρητική καμπύλη έχει σχεδιαστεί έπειτα από κατάλληλη επιλογή των παραμέτρων  $\alpha$ ,  $b$ . Για παράδειγμα, στην περίπτωση που  $f_d T = 0.16$  (τιμή συμβατή με τις προδιαγραφές του Bluetooth όπου  $f_d T \in [0.14, 0.175]$ ) και θεωρώντας ασύμφωνη αποδιαμόρφωση βρίσκουμε ότι, για  $\alpha = 0.08$  και  $b = 0.13$  επιτυγχάνεται μια «σφιχτή» προσέγγιση μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων.

Ακόμη και για τιμές  $f_d T$  εκτός του επιτρεπόμενου διαστήματος, με κατάλληλη επιλογή των  $\alpha$ ,  $b$  η (4.5) δίνει μια καλή προσέγγιση της  $P_b$ . Σύμφωνα με τον Πίνακα 1 του Κεφαλαίου 3, για  $f_d T = 0.21$  και  $0.4$  και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση είναι αντίστοιχα  $(\alpha, b) = (0.08, 0.22)$ ,  $(\alpha, b) = (0.24, 0.66)$ .

Παραπάνω αναφερθήκαμε στην ασύμφωνη αποδιαμόρφωση, ωστόσο η σχέση (4.5) με σωστές τιμές για τα  $\alpha$  και  $b$  επιβεβαιώνεται ικανοποιητικά και για σύμφωνα σχήματα αποδιαμόρφωσης. Στο προηγούμενο κεφάλαιο μελετήθηκε εκτενώς η περίπτωση σύμφωνης αποδιαμόρφωσης για  $f_d T = 0.165$  και  $(\alpha, b) = (0.47, 0.52)$ .

Στην ανάλυση που ακολουθεί θα μελετήσουμε μόνο την ασύμφωνη αποδιαμόρφωση και θα χρησιμοποιήσουμε το ζεύγος τιμών  $(\alpha, b) = (0.08, 0.13)$  που έχει βρεθεί για  $f_d T = 0.16$ .



Σχήμα 4.1. Στιγμαία BEP συναρτήσει του στιγμιαίου SNR για  $f_d T = 0.16, 0.21, 0.4$ .

#### 4.4 Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ υπό την παρουσία θορύβου

Το πρώτο βήμα για την παραγωγή των μεγεθών μέσω των οποίων θα μελετήσουμε και θα αξιολογήσουμε το σύστημά μας, είναι η εκτίμηση της στιγμιαίας και της μέσης πιθανότητας λανθασμένου μπλοκ BLEP. Θεωρώντας ανεξάρτητα λάθη σε ένα μπλοκ των  $N_{BL}$  bits, η στιγμιαία BLEP μπορεί να γραφτεί ως εξής

$$\begin{aligned}
 P_{BL}(\gamma) &= 1 - (1 - P_b(\gamma))^{N_{BL}} \\
 &= 1 - \sum_{k=0}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-\alpha)^k e^{-k b \gamma}
 \end{aligned}$$



$$= \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k e^{-kb\gamma} \quad (4.6)$$

Θεωρώντας ακόμη ότι, οι ταχείες διαλείψεις είναι σταθερές σε όλο το μπλοκ και στατιστικά ανεξάρτητες μεταξύ των κλάδων διαφορισμού με πανομοιότυπη κατανομή της μέσης τιμής του SNR  $\bar{\gamma}$ , και υπολογίζοντας κατά μέσο όρο τη στιγμιαία BLEP, λαμβάνουμε την ακόλουθη έκφραση για τη μέση BLEP

$$\begin{aligned} \overline{P}_{BL}(\bar{\gamma}) &= \mathbb{E}_{\gamma} \left\{ \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k e^{-kb\gamma} \right\} \\ &= \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k \mathbb{E}_{\gamma} \{ e^{-kb\gamma} \} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Από τον ορισμό της όμως, η ροπογεννήτρια συνάρτηση  $M_{\gamma}(s)$  δίνεται από τη σχέση

$$M_{\gamma}(s) \triangleq \mathbb{E}_{\gamma} \{ e^{s\gamma} \} \quad (4.8)$$

Επομένως, παρατηρώντας τις σχέσεις (4.7) και (4.8) προκύπτει ότι

$$\overline{P}_{BL}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^{N_{BL}} \binom{N_{BL}}{k} (-1)^{k+1} \alpha^k M_{\gamma}(-bk) \quad (4.9)$$

Η γενική μορφή της (4.9) μας επιτρέπει να θεωρήσουμε διαφορετικά είδη διαλείψεων και διαφορετικές τεχνικές διαφορισμού, καθώς η συνάρτηση  $M_{\gamma}(s)$  τροποποιείται αναλόγως.

#### 4.5 Πιθανότητα εσφαλμένου μπλοκ υπό την παρουσία θορύβου και παρεμβολής

Σε αυτή την ενότητα, θα επεκτείνουμε την ανάλυση μας στην περίπτωση της μετάδοσης πακέτων Bluetooth υπό την παρεμβολή σήματος IEEE802.11g. Υποθέτουμε ότι και στις δύο ζεύξεις, την ωφέλιμη και την παρεμβαλλόμενη, οι ταχείες διαλείψεις είναι ανεξάρτητες και πανομοιότυπα κατανομημένες.

Το σύστημα IEEE802.11g χρησιμοποιεί σχήμα διαμόρφωσης OFDM, με αποτέλεσμα μια ακριβής ανάλυση της επίδρασης της παρεμβολής στην απόδοση του Bluetooth να φαντάζει απαγορευτική. Παρολαυτά, οποιονδήποτε τύπο διαμόρφωσης κι αν χρησιμοποιεί κάθε φέρουσα υποσυχνότητα, το σήμα OFDM μπορεί να μοντελοποιηθεί από την οπτική γωνία των στατιστικών χαρακτηριστικών σαν άθροισμα  $N_i$  τόνων, όπου  $N_i$  είναι ο αριθμός των φέρουσων υποσυχνοτήτων OFDM.

Επομένως, αν συμβολίσουμε με  $H_I(f)$  τη συνάρτηση μεταφοράς του παρεμβalλόμενου καναλιού και με  $H_R(f)$  τη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου στο δέκτη, μπορούμε να γράψουμε προσεγγιστικά, την έκφραση του σήματος IEEE802.11g στην έξοδο του φίλτρου του δέκτη στη γενική χρονική στιγμή  $t_0$  ως εξής

$$\rho = r_{802.11g}(t_0) = \sqrt{\frac{2P_I}{N_t}} \sum_{n=1}^{N_t} \alpha_n \cos(2\pi f_n(t_0 - \tau) + \psi + \phi_n + \theta_n) \quad (4.10)$$

όπου  $f_n$  είναι η  $n$ -ιοστή φέρουσα υποσυχνότητα η οποία δίνεται από τη σχέση

$$f_n = f_0 + \Delta f(n - 1 - (N_t - \frac{1}{2})) \quad (4.11)$$

όπου  $\Delta f$  το διάστημα μεταξύ των υποσυχνοτήτων και  $f_0$  η βασική συχνότητα.

Ο όρος  $\alpha_n$  έχει την ίδια στατιστική συμπεριφορά με τα κέρδη πλάτους των ταχέων διαλείψεων και είναι ίσος με

$$\alpha_n \triangleq |H_I(f_n)| \cdot |H_R(f_n)| \quad (4.12)$$

Στη συνέχεια, υποθέτοντας ασύγχρονο παρεμβολέα και με σεβασμό στο επιθυμητό σήμα, μοντελοποιούμε τη χρονική καθυστέρηση  $\tau$  και την ολίσθηση φάσης  $\psi$  μεταξύ του χρήσιμου και του παρεμβalλόμενου σήματος, σαν τυχαίες μεταβλητές ομοιόμορφα κατανεμημένες στο διάστημα  $[0, 2\pi)$ . Ακόμη,  $\phi_n$  είναι ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανεμημένες τυχαίες φάσεις, λόγω της διαμόρφωσης ανεξάρτητων και ομοιόμορφα κατανεμημένων συμβόλων, για κάθε υποφέρουσα. Τέλος,  $\theta_n$  είναι η ομοιόμορφα κατανεμημένη στο διάστημα  $[0, 2\pi)$  γωνία της συνάρτησης μεταφοράς του παρεμβalλόμενου καναλιού, δηλαδή

$$\theta_n \triangleq \arg\{H_I(f_n)\} \quad (4.13)$$

Επομένως, λόγω των παραπάνω παρατηρήσεων και παραδοχών η σχέση (4.10) μπορεί να απλοποιηθεί στην παρακάτω σχέση

$$\rho = \sqrt{\frac{2P_I}{N_t}} \sum_{n=1}^{N_t} \alpha_n \cos(\varphi_n) \quad (4.14)$$

όπου  $\varphi_n$  τυχαία μεταβλητή ομοιόμορφα κατανεμημένη στο διάστημα  $[0, 2\pi)$ .

Για την παραγωγή της σχέσης (4.14) έχουμε λάβει υπόψιν ότι, εφόσον το  $\tau$  είναι η τυχαία χρονική καθυστέρηση, ο όρος  $-2\pi f_n \tau$  είναι ομοιόμορφα κατανεμημένος στο διάστημα  $[0, 2\pi)$  κι επομένως εξουδετερώνει τις μεταβολές εξαιτίας των  $\psi, \theta_n$  και  $\phi_n$ ,

κάνοντας το όρισμα του συνημιτόνου μία νέα τυχαία μεταβλητή με την ίδια κατανομή.

Παρατηρώντας ότι οι φέρουσες υποσυχνότητες του IEEE802.11g απέχουν 0.3125 MHz, δηλαδή  $\Delta f=0.3125$  MHz, συμπεραίνουμε ότι στο 1 MHz χρήσιμο εύρος του Bluetooth δεν υπάρχουν περισσότερες των τριών υποσυχνοτήτων OFDM. Επομένως, το σήμα παρεμβολής στο ωφέλιμο εύρος δίνεται από

$$\rho_{1\text{MHz}} \cong \sqrt{\frac{2P_I}{N_t}} \sum_{n=1}^3 \alpha_n \cos(\varphi_n) \quad (4.15)$$

Η τελευταία εξίσωση αντιπροσωπεύει το άθροισμα τριών συσχετισμένων Γκαουσιανών τυχαίων μεταβλητών, καθεμία από τις οποίες αποτελεί σήμα διαμορφωμένο υπό γωνία κι επηρεασμένο από διαλείψεις Rayleigh. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι στα τυπικά εσωτερικά περιβάλλοντα το εύρος συνοχής του καναλιού λαμβάνει τιμές μεγαλύτερες του 1 MHz, οι συντελεστές διαλείψεων  $\alpha_n$  προκύπτουν συσχετιστικοί μέσα στο ωφέλιμο εύρος του Bluetooth. Μπορεί να δειχθεί μέσω γραμμικού μετασχηματισμού, ότι είναι δυνατόν το άθροισμα των συσχετισμένων Γκαουσιανών μεταβλητών να μετασχηματιστεί σε μία τυχαία μεταβλητή που επίσης να χαρακτηρίζεται από κατανομή Gauss. Έτσι λοιπόν, η εξίσωση (4.15) θεωρώντας συσχετισμένους συντελεστές διαλείψεων μέσα στο χρήσιμο εύρος του 1 MHz, μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\rho_{1\text{MHz}} \cong \sqrt{\frac{2P_I}{N_t}} \alpha \sum_{n=1}^3 \cos(\varphi_n) \quad (4.16)$$

Σύμφωνα με τη σχέση (4.9) η μέση BLEP υπό την παρουσία θορύβου είναι συνάρτηση των  $\bar{\gamma}$ ,  $\alpha$ ,  $b$  και  $N_{BL}$ . Δηλαδή,

$$\overline{P_{BL}} = \overline{P_{BL}}(\bar{\gamma}, N_{BL}, \alpha, b) \quad (4.17)$$

Υπό την παρουσία θορύβου και παρεμβολής, λόγω των παραπάνω αποτελεσμάτων, η μέση BLEP επίσης εκφράζεται από τη σχέση (4.9), με τη διαφορά ότι ο μέσος SNR αντικαθίσταται από τον μέσο σηματο-θορυβο-παρεμβολικό λόγο  $\bar{\gamma}^{(1)}$  (Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio, SNIR) και χρησιμοποιώντας κατάλληλες ροπογεννήτριες συναρτήσεις. Επομένως, η μέση BLEP είναι συνάρτηση των  $\bar{\gamma}^{(1)}$ ,  $\alpha$ ,  $b$  και  $N_{BL}$ . Δηλαδή,

$$\begin{aligned} \overline{P_{BL}}^{(1)} &= \overline{P_{BL}}(\bar{\gamma}, \bar{I}, N_{BL}, \alpha, b) \\ &= \overline{P_{BL}}(\bar{\gamma}^{(1)}, N_{BL}, \alpha, b) \end{aligned} \quad (4.18)$$

όπου ο SNIR δίνεται από τη σχέση

$$\bar{\gamma}^{(1)} = \bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)} = \frac{1}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{F\Gamma_{\Delta f}}{C/\bar{I}}} \quad (4.19)$$

Η παράμετρος  $F$  είναι ένας συντελεστής που εξαρτάται από τον παλμό διαμόρφωσης του παρεμβαλλόμενου σήματος και από το φίλτρο στον δέκτη, ενώ  $\Gamma_{\Delta f}$  είναι ένας συντελεστής, ο οποίος εξαρτάται από την απόκλιση  $\Delta f$  μεταξύ των συχνοτήτων του χρήσιμου σήματος και του σήματος παρεμβολής.

Η παράμετρος  $\Gamma_{\Delta f}$  κανονικοποιείται ίση με 1 όταν  $\Delta f=1$  MHz, δηλαδή  $\Gamma_1=1$ , και το  $F$  προσαρμόζεται ανάλογα. Ο συντελεστής  $\Gamma_{\Delta f}$  μπορεί να παρατηρηθεί υπολογίζοντας την ισχύ παρεμβολής στην έξοδο του φίλτρου του δέκτη Bluetooth, κανονικοποιημένος στην αναφορική περίπτωση όπου  $\Delta f=1$  MHz.

Αξίζει να σημειωθεί ότι, όταν υπάρχει σήμα IEEE802.11g, ο υπολογισμός του  $\Gamma_{\Delta f}$  πραγματοποιείται ακολουθώντας τη φύση OFDM του θεωρούμενου σήματος. Στην πραγματικότητα, η φασματική πυκνότητα ισχύος του IEEE802.11g είναι σημαντική στο εύρος των 22 MHz και μπορεί να θεωρηθεί σταθερή σε αυτό το διάστημα. Έτσι μπορεί να βρεθεί ότι,  $\Gamma_{\Delta f} = 1$  για κάθε τιμή της συχνότητας  $f$  στο διάστημα  $[f_0 - 11 \text{ MHz}, f_0 + 11 \text{ MHz}]$ , ενώ όταν  $|\Delta f| > 11 \text{ MHz}$  η επίδραση της παρεμβολής μπορεί να αγνοηθεί, με αποτέλεσμα σε αυτή την περίπτωση να είναι  $\Gamma_{\Delta f} = 0$ . Επίσης, στην ακόλουθη ανάλυση η τιμή που χρησιμοποιείται για το  $F$  είναι ίση με **0.11**.

#### 4.6 Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου

Για την εκτίμηση της μέσης πιθανότητας λανθασμένου πακέτου σε μια ζεύξη Bluetooth υπό την παρουσία θερμικού θορύβου και παρεμβολής, πρέπει να ληφθούν υπόψιν οι τεχνικές κωδικοποίησης σύμφωνα με τις προδιαγραφές του Bluetooth. Τα μεταδιδόμενα πακέτα Bluetooth περιέχουν τρία πεδία, τον κωδικό πρόσβασης, την κεφαλίδα και τα δεδομένα, τα οποία προστατεύονται από λάθη μέσω διαφορετικών κωδικών μπλοκ FEC. Έτσι για να εκτιμηθεί η στιγμιαία PEP, πρέπει να συνυπολογιστούν και οι κωδικοί FEC που υιοθετούνται στα διάφορα πακέτα για τη διόρθωση των λαθών.

Ωστόσο, έχει δειχθεί ότι, αφού σε ένα πακέτο δεδομένων το πεδίο των δεδομένων είναι το μεγαλύτερο και λιγότερο προστατευμένο, τότε μετά την αποκωδικοποίηση η PEP σχεδόν ταυτίζεται με την πιθανότητα λανθασμένου φορτίου  $PE_{pl}$  (Payload Error Probability). Δηλαδή,

$$PEP(\gamma) \approx PE_{pl}(\gamma) \quad (4.20)$$

Έπειτα από αλγεβρικές πράξεις, παράγεται η ακόλουθη έκφραση για την πιθανότητα εσφαλμένου φορτίου

$$\begin{aligned} PE_{pl}(\gamma) &= 1 - \left(1 - P_e^{(cw)}\right)^{N_c} \\ &= \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} (P_e^{(cw)})^k \end{aligned} \quad (4.21)$$

όπου  $P_e^{(cw)}$  είναι η πιθανότητα λανθασμένης λέξης (Codeword Error Probability, CEP) και  $N_c$  ο αριθμός των λέξεων στο φορτίο.

Για λέξεις των  $N_b$  bits και κωδικούς FEC ικανούς να διορθώσουν  $t$  λάθη σε κάθε λέξη μέσω «δύσκολης απόφασης» (hard decision), η CEP δίνεται από τη σχέση

$$\begin{aligned} P_e^{(cw)}(\gamma, t, N_b) &= \sum_{n=t+1}^{N_b} \binom{N_b}{n} P_b(\gamma)^n (1 - P_b(\gamma))^{N_b-n} \\ &= \sum_{n=t+1}^{N_b} \binom{N_b}{n} P_b(\gamma)^n \sum_{k=0}^{N_b-n} \binom{N_b-n}{k} (-1)^k P_b(\gamma)^k \\ &= \sum_{n=t+1}^{N_b} \sum_{k=0}^{N_b-n} \binom{N_b}{n} \binom{N_b-n}{k} (-1)^k P_b(\gamma)^{(n+k)} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Παίρνοντας το μέσο όρο της  $PE_{pl}$  από την (4.21) προκύπτει ότι

$$\overline{PE}_{pl}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \mathbb{E}_{\gamma} \left\{ \left( P_e^{(cw)} \right)^k \right\} \quad (4.23)$$

Και λόγω της (4.20) είναι επίσης

$$\overline{PEP}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \mathbb{E}_{\gamma} \left\{ \left( P_e^{(cw)} \right)^k \right\} \quad (4.24)$$

Στη συνέχεια, θεωρώντας ότι έχουμε εσφαλμένη αποκωδικοποίηση μόνο στην περίπτωση των  $t+1$  λαθών, η CEP μπορεί να προσεγγισθεί σύμφωνα με την παρακάτω σχέση

$$P_e^{(cw)}(\gamma, t, N_b) \cong \binom{N_b}{t+1} P_b(\gamma)^{t+1} \quad (4.25)$$

Όμως από τη σχέση (4.5) ισχύει ότι

$$P_b \cong \alpha \cdot e^{-b\gamma}$$

Άρα, η (4.25) γίνεται

$$P_e^{(cw)}(\gamma, t, N_b) \cong \binom{N_b}{t+1} (\alpha e^{-b\gamma})^{t+1} \quad (4.26)$$

Και η (4.24) ισοδυναμεί με την

$$\begin{aligned} \overline{PEP}(\bar{\gamma}) &= \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \mathbb{E}_\gamma \left\{ \binom{N_b}{t+1} (\alpha e^{-b\gamma})^{t+1} \right\}^k \\ &= \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \mathbb{E}_\gamma \left\{ \binom{N_b}{t+1}^k \alpha^{k(t+1)} e^{-bk(t+1)\gamma} \right\} \\ &= \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_b}{t+1}^k \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \alpha^{k(t+1)} \mathbb{E}_\gamma \{ e^{-bk(t+1)\gamma} \} \\ &= \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k \mathbb{E}_\gamma \{ e^{-bk(t+1)\gamma} \} \quad (4.27) \end{aligned}$$

Αν συμβολίσουμε με

$$A = \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right) \quad (4.28)$$

Και

$$B = b(t+1) \quad (4.29)$$

Τότε η (4.27) μετατρέπεται στην

$$\overline{PEP}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} A^k \mathbb{E}_\gamma \{ e^{-Bk\gamma} \} \quad (4.30)$$

Παρατηρώντας την τελευταία σχέση και συγκρίνοντάς της με την (4.7) μπορούμε να γράψουμε ότι

$$\overline{\text{PEP}}(\bar{\gamma}) \cong \overline{\text{P}_{\text{BL}}}(\bar{\gamma}, N_c, A, B) \quad (4.31)$$

Η επίδραση λόγω της παρεμβολής μπορεί να διερευνηθεί αν αντικαταστήσουμε στην παραπάνω σχέση τη μεταβλητή  $\bar{\gamma}$  με την  $\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}$ . Έτσι λοιπόν θα είναι

$$\overline{\text{PEP}}^{(l)}(\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}) \cong \overline{\text{P}_{\text{BL}}}(\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}, N_c, A, B) \quad (4.32)$$

Και λόγω της (4.27) ισχύει

$$\overline{\text{PEP}}^{(l)}(\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}) = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k \mathbb{E}_{\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}} \left\{ e^{-bk(t+1)\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}} \right\} \quad (4.33)$$

Γνωρίζουμε όμως ότι  $M_{\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}}(s) \triangleq \mathbb{E}_{\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}} \{ e^{s\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}} \}$ , άρα

$$\overline{\text{PEP}}^{(l)}(\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}) = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k M_{\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}}(-bk(t+1)) \quad (4.34)$$

Η τελευταία σχέση αποτελεί μια γενική περιγραφή για τη μέση PEP, επιτρέποντάς μας να μελετήσουμε τη συμπεριφορά της για διάφορα είδη διαλείψεων και διάφορες τεχνικές διαφορισμού, αφού η ροπογεννήτρια συνάρτηση  $M_{\gamma}(s)$  διαφοροποιείται αναλόγως. Στη συνέχεια, θα διερευνήσουμε την περίπτωση διαλείψεων Rayleigh όπου στο δέκτη υλοποιούνται οι τεχνικές MRC και SC.

#### 4.6.1 Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου σε δέκτη MRC

##### ➤ Ακριβής έκφραση

Για δέκτη στον οποίο έχει εφαρμοστεί η τεχνική διαφορισμού MRC και για διαλείψεις Rayleigh, γνωρίζουμε ότι η ροπογεννήτρια συνάρτηση δίνεται από την έκφραση

$$M_{\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}}(s) = (1 - s\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)})^{-N} \quad (4.35)$$

Επομένως, για τη μέση πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου ισχύει ότι

$$\overline{\text{PEP}}^{(l)}(\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)}) = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (1 + bk(t+1)\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(l)})^{-N} \quad (4.36)$$

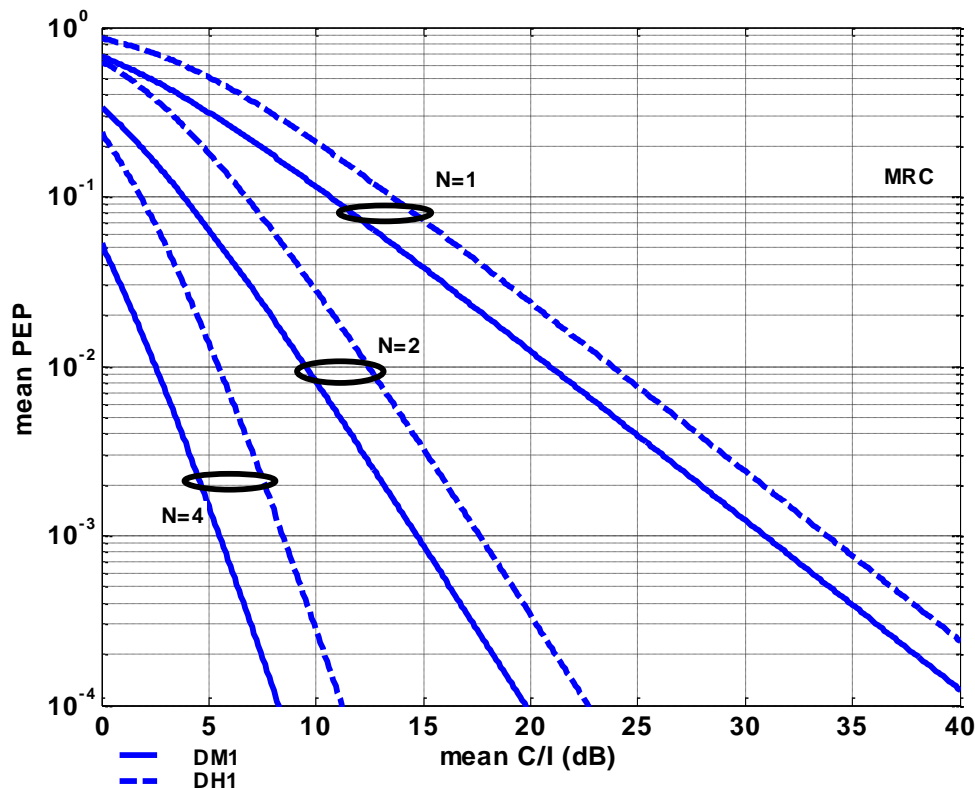
Όμως από την (4.19) είναι

$$\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)} = \frac{1}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{F\Gamma_{\Delta f}}{\bar{C}/\bar{I}}}$$

Κι έτσι η μέση PEP για δέκτη MRC δίνεται από την παρακάτω αναλυτική έκφραση

$$\overline{PEP}^{(1)} = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (1 + bk(t+1) \left( \frac{1}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{F\Gamma_{\Delta f}}{\bar{C}/\bar{I}}} \right))^{-N} \quad (4.37)$$

Στο Σχήμα 4.2 παρουσιάζονται τα αριθμητικά αποτελέσματα για την  $\overline{PEP}^{(1)}$  συναρτήσεως του λόγου  $\bar{C}/\bar{I}$  σε δέκτη MRC  $N$  κεραιών, για δύο τύπους πακέτων, DM1 και DH1. Για τα DM1 πακέτα υποθέτουμε ότι  $N_c=15$ ,  $N_b=15$  και  $t=1$ , ενώ για τα DH1 πακέτα ότι  $N_c=120$ ,  $N_b=1$  και  $t=0$ . Θεωρούμε ασύμφωνη αποδιαμόρφωση με  $f_d T=0.16$  κι επομένως  $(\alpha, b)=(0.08, 0.13)$ . Επίσης, είναι  $F=0.11$  και  $\Gamma_{\Delta f}=1$ . Τέλος, υποθέτουμε ότι  $\bar{\gamma} = 1000$  dB.



Σχήμα 4.2. Μέση PEP συναρτήσεως του  $\bar{C}/\bar{I}$  σε δέκτη MRC, για πακέτα DM1 και DH1,  $N=1, 2, 4$  και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση.



Από το παραπάνω σχήμα συμπεραίνουμε ότι, με αύξηση του αριθμού  $N$  των κεραιών στο δέκτη σημειώνεται σημαντική βελτίωση στην επίδοση του συστήματος υπό την παρουσία των διαλείψεων Rayleigh και της παρεμβολής IEEE802.11g. Για παράδειγμα, με την αύξηση των κεραιών από μία σε δύο και όταν  $\bar{C}/\bar{I} = 15$  dB, και για τα δύο είδη πακέτων παρατηρείται βελτίωση της πιθανότητας περίπου κατά 100 φορές.

Επίσης, με αύξηση της διαφορικής τάξης επιτυγχάνεται και μείωση στον απαιτούμενο λόγο  $\bar{C}/\bar{I}$ . Για  $\overline{PEP}^{(1)} = 10^{-2}$  και για μετάδοση DM1 πακέτων, απαιτείται  $\bar{C}/\bar{I} = 21$  dB για σύστημα μίας κεραιάς, ενώ για σύστημα δύο κεραιών απαιτείται  $\bar{C}/\bar{I} = 9.5$  dB. Αυτό το ωφέλιμο αποτέλεσμα οδηγεί σε χαμηλότερη κατανάλωση ενέργειας, με συνέπεια τον μεγαλύτερο χρόνο ζωής της μπαταρίας των συσκευών και την επέκταση της ραδιοκάλυψης.

### ➤ Ασυμπτωτική έκφραση

Για να υπολογιστεί το επίπεδο του SNIR για δοσμένη τιμή της PEP είναι απαραίτητη η αντιστροφή της (4.37). Το πρόβλημα αυτό όμως δεν είναι επιλύσιμο αναλυτικά και για το λόγο αυτό αντικαθιστούμε τη PEP με ένα αυστηρό αντιστρέψιμο όριο. Μετά από μερική άλγεβρα προκύπτει ότι, η ασυμπτωτική συμπεριφορά της μέσης PEP για μεγάλες τιμές του μέσου SNR ( $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ) δίνεται από την ακόλουθη αντιστρέψιμη έκφραση

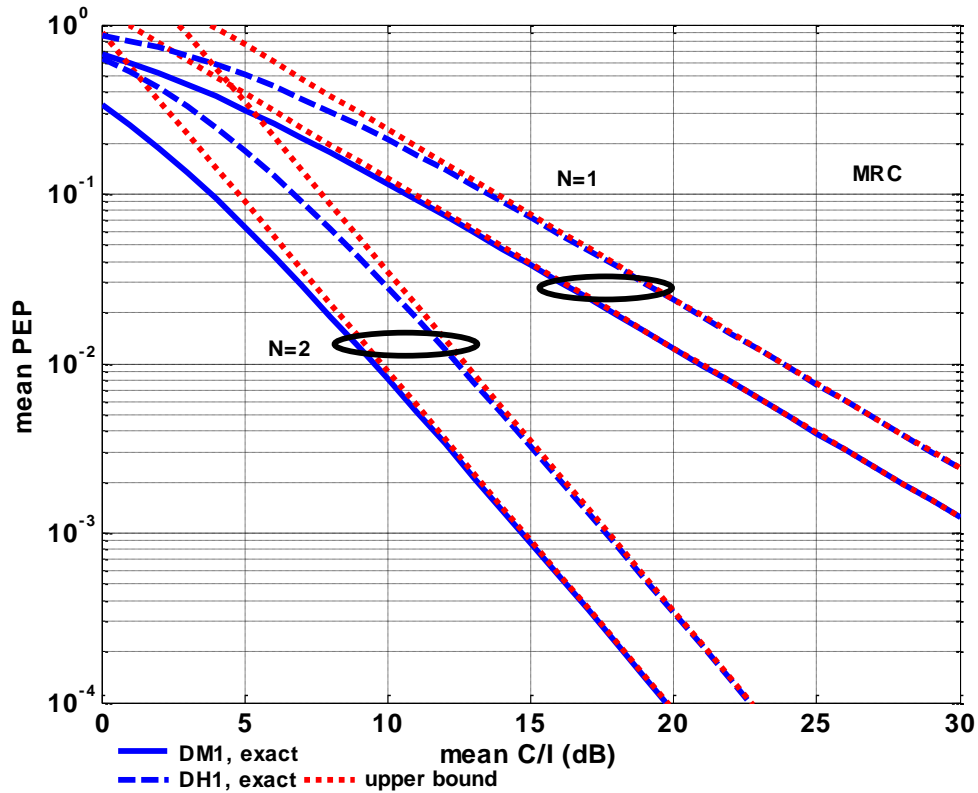
$$\overline{PEP}^{(1)} \leq \overline{PEP}_U^{(1)} \triangleq C \cdot (\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)})^{-N} \quad (4.38)$$

όπου

$$C = C_{MRC} = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (bk(t+1))^{-N} \quad (4.39)$$

Στο Σχήμα 4.3, μέσω των σχέσεων (4.37) και (4.38), απεικονίζεται η ακριβής και η ασυμπτωτική έκφραση της  $\overline{PEP}^{(1)}$  συναρτήσεως του λόγου  $\bar{C}/\bar{I}$ , για δέκτη MRC  $N$  κεραιών και για πακέτα DM1 και DH1.

Παρατηρούμε μια καλή σύγκλιση των δύο εκφράσεων, ειδικά για τιμές ενδιαφέροντος, οι οποίες είναι για  $\overline{PEP}^{(1)} \leq 10^{-1}$ .



Σχήμα 4.3. Μέση PEP και η ασυμπτωτική της συμπεριφορά συναρτήσει του  $\bar{C} / \bar{I}$  σε δέκτη MRC, για  $N=1, 2$  και για πακέτα DM1 και DH1.

#### 4.6.2 Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου σε δέκτη SC

##### ➤ Ακριβής έκφραση

Η ροπογεννήτρια συνάρτηση για δέκτη SC και διαλείψεις Rayleigh είναι

$$M_{\bar{Y}_{\Delta f}}^{(1)}(s) = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{(-1)^h N \binom{N-1}{h}}{1 + h - s \bar{Y}_{\Delta f}^{(1)}} \quad (4.40)$$

Για τη μέση PEP λοιπόν ισχύει ότι

$$\overline{PEP}^{(1)} = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \sum_{h=0}^{N-1} \frac{(-1)^h N \binom{N-1}{h}}{1 + h + bk(t+1) \left( \frac{1}{\bar{Y}} + \frac{1}{\bar{C}/\bar{I}} \right)} \quad (4.41)$$

Όμοια με τον δέκτη MRC, στο Σχήμα 4.4 απεικονίζεται η  $\overline{\text{PEP}}^{(1)}$  συναρτήσεως του λόγου  $\bar{C}/\bar{I}$  για δέκτη SC N κεραιών και για πακέτα DM1 και DH1.

Και σε αυτή την περίπτωση με αύξηση του N παρατηρούμε βελτίωση της επίδοσης του συστήματος Bluetooth και ως προς την τιμή της πιθανότητας και ως προς τον απαιτούμενο λόγο  $\bar{C}/\bar{I}$ . Για  $\overline{\text{PEP}}^{(1)} = 10^{-2}$  και για μετάδοση DM1 πακέτων, απαιτείται  $\bar{C}/\bar{I} = 21$  dB για σύστημα μίας κεραιάς, ενώ για σύστημα δύο κεραιών απαιτείται  $\bar{C}/\bar{I} = 11$  dB.

#### ➤ Ασυμπτωτική έκφραση

Όμοια με την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε για το δέκτη MRC, έτσι και στην περίπτωση δέκτη SC, η ασυμπτωτική συμπεριφορά της μέσης PEP εκφράζεται από την ακόλουθη αντιστρέψιμη σχέση

$$\overline{\text{PEP}}^{(1)} \leq \overline{\text{PEP}}_U^{(1)} \triangleq C \cdot (\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)})^{-N} \quad (4.42)$$

όπου

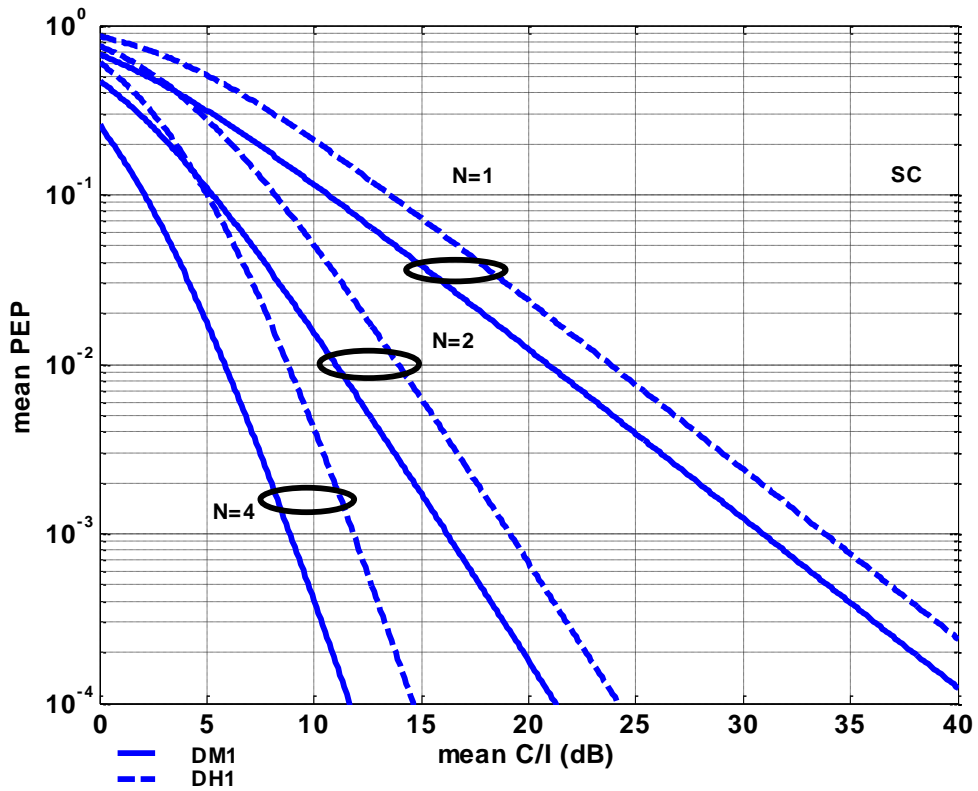
$$C = C_{SC} = \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} N! \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (bk(t+1))^{-N} \quad (4.43)$$

Στο Σχήμα 4.5, με τη βοήθεια των (4.41) και (4.42), απεικονίζεται η ακριβής και η ασυμπτωτική έκφραση της  $\overline{\text{PEP}}^{(1)}$  συναρτήσεως του λόγου  $\bar{C}/\bar{I}$ , για δέκτη SC N κεραιών και για πακέτα DM1 και DH1. Επίσης, παρατηρούμε μια καλή σύγκλιση των δύο εκφράσεων ειδικά για  $\overline{\text{PEP}}^{(1)} \leq 10^{-1}$ .

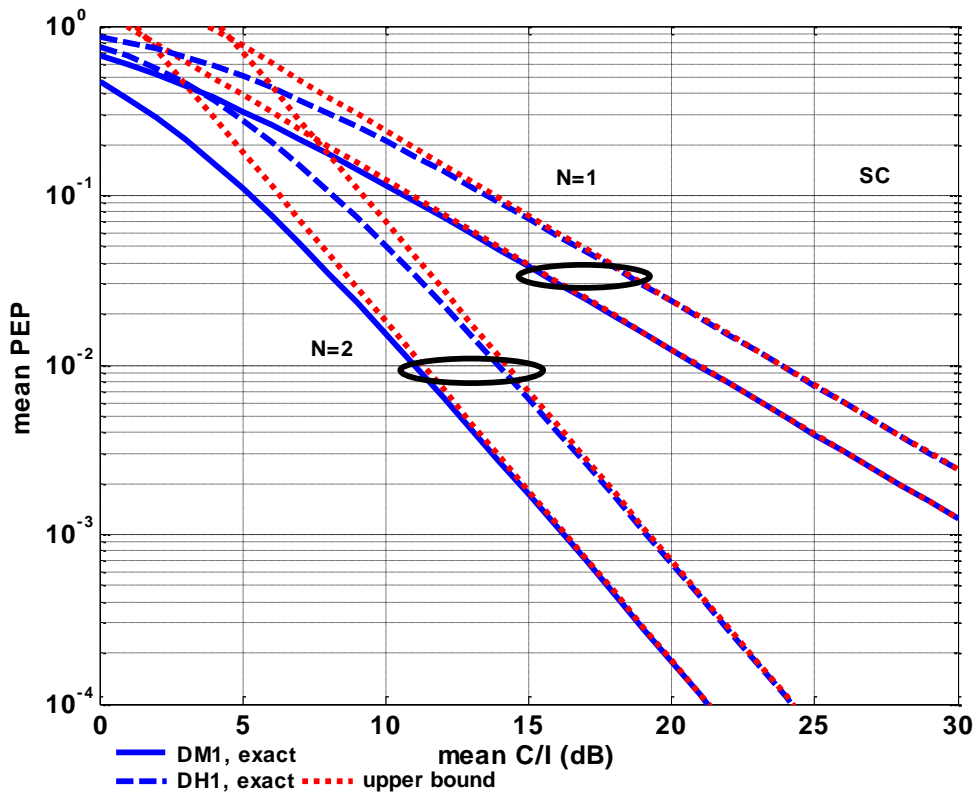
### 4.6.3 Σύγκριση MRC και SC δέκτη

Αξίζει να συγκρίνουμε τις δύο τεχνικές διαφορισμού μεταβάλλοντας τον αριθμό N των κεραιών, για μετάδοση DH1 πακέτων και σύμφωνη αποδιαμόρφωση. Χρησιμοποιούμε ότι,  $N_c=80$ ,  $N_b=1$ ,  $t=0$ ,  $(a, b)=(0.47, 0.52)$  (σύμφωνα με το 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο),  $F=0.11$ ,  $\Gamma_{\Delta f}=1$  και  $\bar{\gamma} = 1000$  dB.

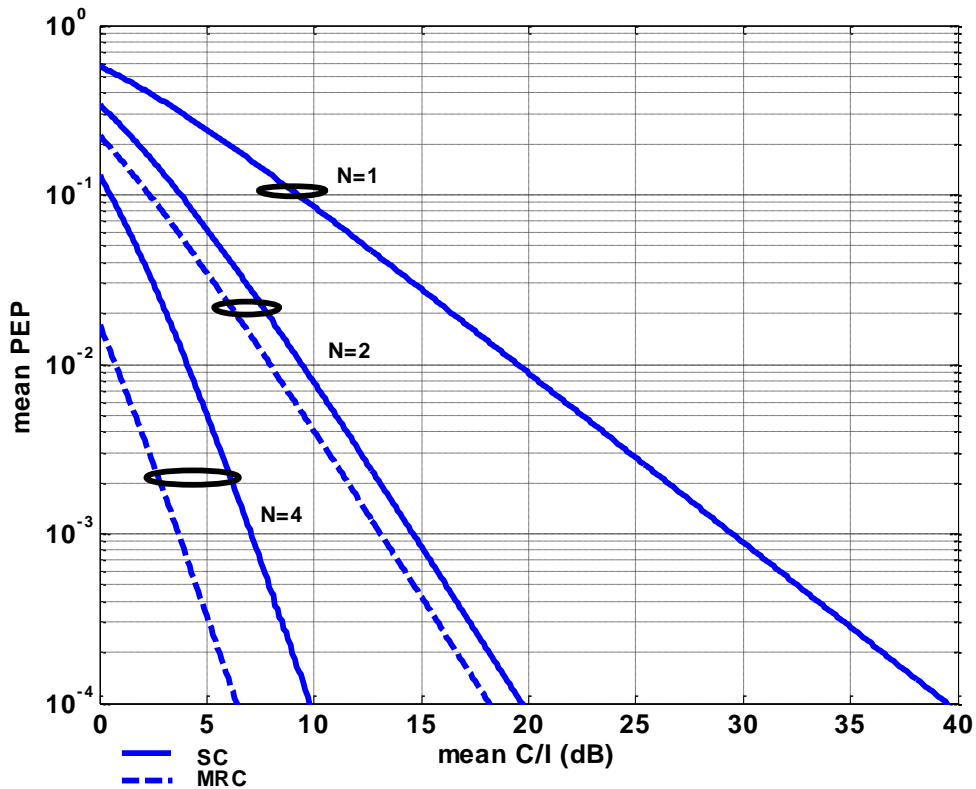
Στο Σχήμα 4.6 παριστάνεται η  $\overline{\text{PEP}}^{(1)}$  συναρτήσεως του λόγου  $\bar{C}/\bar{I}$  για τις τεχνικές MRC και SC και για DH1 πακέτα. Όπως αναμενόταν, η τεχνική MRC υπερτερεί της SC. Ωστόσο, μια όχι και τόσο ασήμαντη βελτίωση μπορεί να επιτευχθεί και για τον δέκτη SC ακόμη και με αύξηση του αριθμού των κεραιών από μία σε δύο.



Σχήμα 4.4. Μέση PEP συναρτήσει του  $\bar{C}/\bar{I}$  σε δέκτη SC, για πακέτα DM1 και DH1,  $N=1, 2, 4$  και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση.



Σχήμα 4.5. Μέση PEP και η ασυμπτωτική της συμπεριφορά συναρτήσει του  $\bar{C}/\bar{I}$  σε δέκτη SC, για  $N=1, 2$  και για πακέτα DM1 και DH1.



Σχήμα 4.6. Μέση PEP συναρτήσει του  $\bar{C} / \bar{I}$  σε δέκτη MRC και SC, για πακέτα DH1,  $N=1, 2, 4$  και σύμφωνη αποδιαμόρφωση.

#### 4.6.4 Πιθανότητα εσφαλμένου πακέτου συναρτήσει του παράγοντα δραστηριότητας του παρεμβολέα IEEE802.11g

##### ➤ Ακριβής έκφραση

Αν ορίσουμε με  $L_{wl}$  την πιθανότητα να συμβεί χρονική σύγκρουση μεταξύ του μεταδιδόμενου πακέτου του πομπού Bluetooth και του μεταδιδόμενου πακέτου του παρεμβολέα και πάρουμε τη μέση τιμή της  $\overline{PEP}^{(1)}(\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)})$  για όλα τα πιθανά  $\Delta f$  τότε έχουμε ότι

$$\overline{PEP}^{(1)} = L_{wl} \sum_{\Delta f = -N_f}^{N_f} \overline{PEP}^{(1)}(\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)}) \mathbb{P}\{\Delta f\} \quad (4.44)$$

όπου  $\mathbb{P}\{\Delta f\}$  είναι η πιθανότητα να έχουμε μετάδοση πακέτου Bluetooth σε μια συγκεκριμένη μεταπήδηση συχνότητας, σύμφωνα με τις προδιαγραφές του Bluetooth. Υποθέτουμε ότι, το  $\Delta f$  είναι ομοιόμορφα κατανομημένο μεταξύ των 79 επιτρεπόμενων μεταπηδήσεων του Bluetooth κι επομένως,  $\mathbb{P}\{\Delta f\} = 1/79$  και  $N_f = 39$ , ενώ ο παράγοντας  $L_{wl}$  είναι συνάρτηση της κίνησης που δημιουργείται από τον IEEE802.11g πομπό.

Αξίζει να σημειωθεί ότι, η εξίσωση (4.44) αντιπροσωπεύει έναν σημαντικό δείκτη της επίδοσης του συστήματος αφού λαμβάνει υπόψιν το θόρυβο, την παρεμβολή, τη διάδοση, τους κωδικούς FEC, την τεχνική μεταπήδησης συχνότητας, την κίνηση και την τεχνική διαφορικής λήψης.

Για δέκτη MRC και δέκτη SC, μέσω των σχέσεων (4.37), (4.41) και (4.44), η  $\overline{PEP}^{(1)}$  είναι αντίστοιχα

$$\frac{\overline{PEP}^{(1)}}{L_{wl}} = \frac{1}{79} \sum_{\Delta f=-39}^{39} \left( \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (1 + bk(t+1) \left( \frac{1}{\bar{\gamma} + \frac{F\Gamma\Delta f}{\bar{C}/\bar{I}}} \right))^{-N} \right) \quad (4.45)$$

Και

$$\begin{aligned} \frac{\overline{PEP}^{(1)}}{L_{wl}} &= \\ &= \frac{1}{79} \sum_{\Delta f=-39}^{39} \left( \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k \left( \sum_{h=0}^{N-1} \frac{(-1)^h N \binom{N-1}{h}}{1 + h + bk(t+1) \left( \frac{1}{\bar{\gamma} + \frac{F\Gamma\Delta f}{\bar{C}/\bar{I}}} \right)} \right) \right) \end{aligned} \quad (4.46)$$

Από τις τελευταίες εξισώσεις, τις εξισώσεις (4.1), (4.2) και το μοντέλο απωλειών διάδοσης με γνωστές διάφορες παραμέτρους του συστήματος, όπως τον παράγοντα  $L_{wl}$ , την ωφέλιμη και παρεμβαλλόμενη ισχύ  $P_U$  και  $P_I$  και την τάξη διαφορισμού, είναι δυνατόν να βρεθεί η απαιτούμενη τιμή του μέσου SNIR για τις δύο τεχνικές, για δεδομένη τιμή της  $\overline{PEP}^{(1)}$  και να συσχετιστεί με το λόγο των αποστάσεων  $d_I/d_U$ .

Στα Σχήματα 4.7 και 4.8 απεικονίζεται ο λόγος  $\frac{\overline{PEP}^{(1)}}{L_{wl}}$  συναρτήσει του  $\bar{C}/\bar{I}$  για δέκτη MRC και SC αντίστοιχα, όταν μεταδίδονται DM1 πακέτα,  $\bar{\gamma} = 20$  dB και  $\infty$  και  $N=1, 2, 4$ .

#### ➤ Ασυμπτωτική έκφραση

Λόγω της ασυμπτωτικής συμπεριφοράς της μέσης PEP, η οποία εκφράζεται από τη σχέση (4.42), προσδίδεται ασυμπτωτική συμπεριφορά και στο λόγο  $\frac{\overline{PEP}^{(1)}}{L_{wl}}$ . Η ασυμπτωτική συμπεριφορά του λόγου για δέκτη MRC και SC δίνεται αντίστοιχα από τις σχέσεις

$$\frac{\overline{\text{PEP}}_{\text{U}}^{(1)}}{L_{\text{wl}}} = \frac{1}{79} \sum_{\Delta f=-39}^{39} C_{\text{MRC}} (\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)})^{-N} \quad (4.47)$$

$$\frac{\overline{\text{PEP}}_{\text{U}}^{(1)}}{L_{\text{wl}}} = \frac{1}{79} \sum_{\Delta f=-39}^{39} C_{\text{SC}} (\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)})^{-N} \quad (4.48)$$

όπου τα  $C_{\text{MRC}}$  και  $C_{\text{SC}}$  δίνονται από τις (4.39) και (4.43).

Οι παραπάνω εκφράσεις για  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$  μετασχηματίζονται στις

$$\frac{\overline{\text{PEP}}_{\text{U}}^{(1)}}{L_{\text{wl}}} = C'_{\text{MRC}} (\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)})^{-N} \quad (4.49)$$

$$\frac{\overline{\text{PEP}}_{\text{U}}^{(1)}}{L_{\text{wl}}} = C'_{\text{SC}} (\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)})^{-N} \quad (4.50)$$

όπου

$$C'_{\text{MRC}} = \frac{1}{79} \sum_{\Delta f=-11}^{11} \left( \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (kb(t+1))^{-N} \right) \quad (4.51)$$

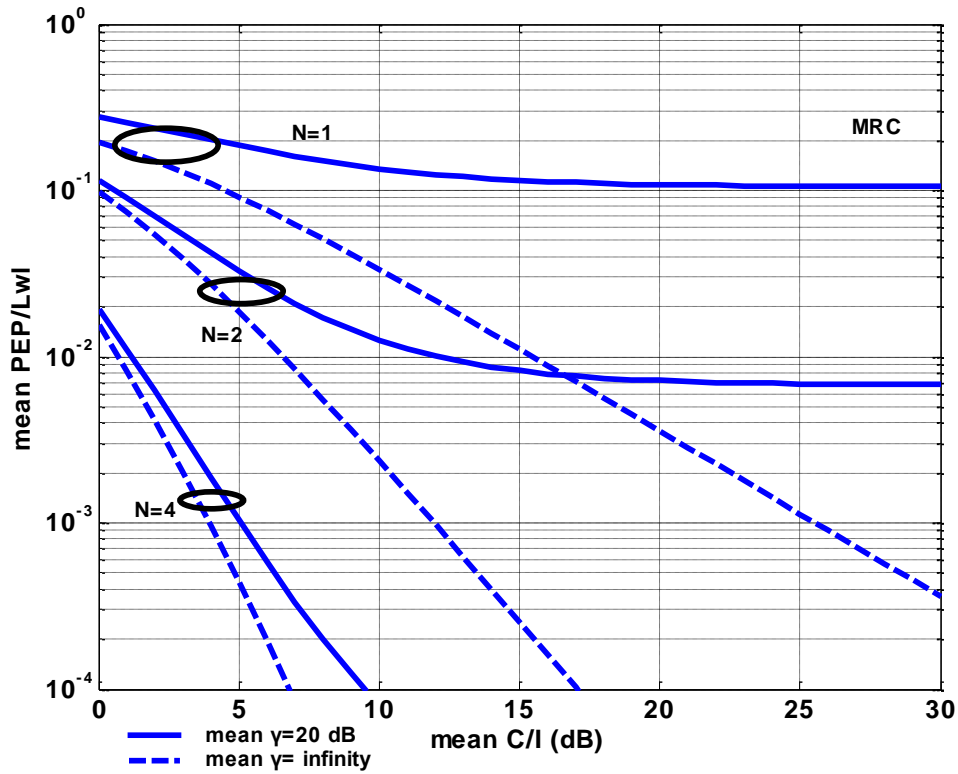
$$C'_{\text{SC}} = \frac{1}{79} \sum_{\Delta f=-11}^{11} \left( \sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^{kN} (kb(t+1))^{-N} \right) \quad (4.52)$$

και

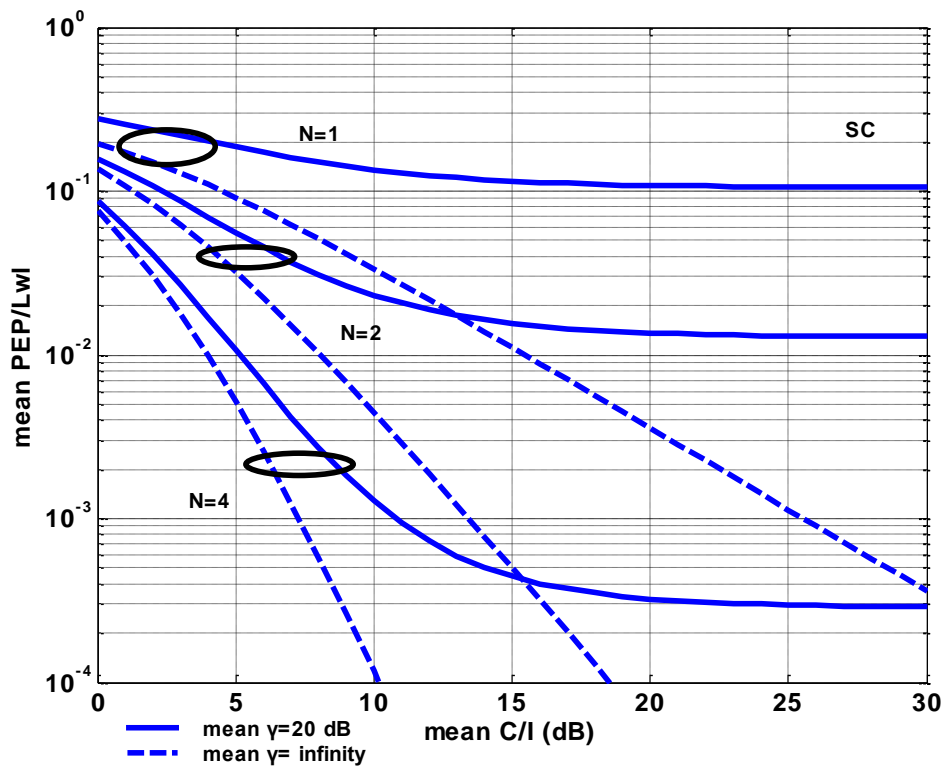
$$\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)} = \frac{1}{\frac{F}{\bar{C}/\bar{I}}} \quad (4.53)$$

Τα παραπάνω προέκυψαν λόγω του ότι:

- Για  $|\Delta f| > 11$  MHz είναι  $\Gamma_{\Delta f} = 0$  και για  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$  από την (4.19) προκύπτει  $\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)} \rightarrow \infty$ . Επομένως, τα αθροίσματα από  $\Delta f = -39$  έως  $-12$  και από  $\Delta f = 12$  έως  $39$  είναι μηδενικά. Μένει μόνο το άθροισμα  $\Delta f = -11$  έως  $11$  αφού για  $|\Delta f| \leq 11$  MHz είναι  $\Gamma_{\Delta f} = 1$ .
- Η σχέση (4.53) προκύπτει από την (4.19) για  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$  και  $\Gamma_{\Delta f} = 1$ .



Σχήμα 4.7.  $\frac{\overline{\text{PEP}}^{(l)}}{L_{wl}}$  συναρτήσει του  $\bar{C} / \bar{I}$  σε δέκτη MRC, για πακέτα DM1,  $\bar{\gamma} = 20 \text{ dB}$  και  $\infty$  και  $N=1, 2, 4$ .



Σχήμα 4.8.  $\frac{\overline{\text{PEP}}^{(l)}}{L_{wl}}$  συναρτήσει του  $\bar{C} / \bar{I}$  σε δέκτη SC, για πακέτα DM1,  $\bar{\gamma} = 20 \text{ dB}$  και  $\infty$  και  $N=1, 2, 4$ .



#### 4.7 Πιθανότητα διακοπής ζεύξης

Για τις οικιακές συσκευές και τις συσκευές γραφείου οι μεταβολές του καναλιού εξαιτίας της σκίασης, έχουν σημαντική επίδραση στην επίδοση που αντιλαμβάνεται ο χρήστης. Επομένως, η μέση BLEP ή η μέση PEP δεν αρκούν για την περιγραφή της επίδοσης του συστήματος και της ποιότητας της ζεύξης. Το μέγεθος που είναι χρήσιμο για το σκοπό αυτό είναι η πιθανότητα διακοπής ζεύξης  $P_o$  (Packet Error Outage Probability, PEO).

Η PEO ορίζεται ως η πιθανότητα η μέση PEP να υπερβεί ένα μέγιστο ανεκτό όριο  $PEP^*$  και εκφράζεται ως εξής

$$P_o = \mathbb{P}\{\overline{PEP}^{(I)} > \overline{PEP}^{(I)*}\} \quad (4.54)$$

Αν λάβουμε υπόψιν την ασυμπτωτική συμπεριφορά της PEP, η οποία παρουσιάζεται μέσω της (4.38), προκύπτει από την (4.54) ένα άνω όριο για την PEO το οποίο δίνεται από

$$\begin{aligned} P_o \leq P_{o,U} &= \mathbb{P}\left\{C \cdot (\bar{\gamma}^{(I)})^{-N} > \overline{PEP}^{(I)*}\right\} \\ &= \mathbb{P}\left\{(\bar{\gamma}^{(I)})^N < \frac{C}{\overline{PEP}^{(I)*}}\right\} \end{aligned} \quad (4.55)$$

Θεωρώντας την περίπτωση περιβάλλοντος σκίασης όπου το  $\bar{\gamma}^{(I)}$  ακολουθεί λογαριθμο-κανονική κατανομή με παραμέτρους  $\mu_{dB}$  και  $\sigma_{dB}^2$ , τότε η μεταβλητή  $\bar{\gamma}_{dB}^{(I)}$  όπου

$$\bar{\gamma}_{dB}^{(I)} = 10 \log_{10} \bar{\gamma}^{(I)} \quad (4.56)$$

ακολουθεί την κατανομή Gauss με μέση τιμή  $\mu_{dB}$  και διασπορά  $\sigma_{dB}^2$ . Επομένως, για το άνω όριο της PEO έχουμε

$$\begin{aligned} P_o \leq P_{o,U} &= \mathbb{P}\left\{10 \log_{10} (\bar{\gamma}^{(I)})^N < 10 \log_{10} \left(\frac{C}{\overline{PEP}^{(I)*}}\right)\right\} \\ &= \mathbb{P}\left\{10N \log_{10} (\bar{\gamma}^{(I)}) < 10 \log_{10} \left(\frac{C}{\overline{PEP}^{(I)*}}\right)\right\} \\ &= \mathbb{P}\left\{10 \log_{10} (\bar{\gamma}^{(I)}) < \frac{10}{N} \log_{10} \left(\frac{C}{\overline{PEP}^{(I)*}}\right)\right\} \\ &= \mathbb{P}\left\{\bar{\gamma}_{dB}^{(I)} < \frac{10}{N} \log_{10} \left(\frac{C}{\overline{PEP}^{(I)*}}\right)\right\} \end{aligned} \quad (4.57)$$

Ορίζοντας ως  $\bar{\gamma}_{\text{dB}}^{(I)*}$  το σηματο-θορυβο-παρεμβολικό λόγο για τον οποίο η  $\overline{\text{PEP}}^{(I)}$  γίνεται ίση με την  $\overline{\text{PEP}}^{(I)*}$ , δηλαδή

$$\bar{\gamma}_{\text{dB}}^{(I)*} = \frac{10}{N} \log_{10} \left( \frac{C}{\overline{\text{PEP}}^{(I)*}} \right) \quad (4.58)$$

τότε για το άνω όριο της PEO προκύπτει ότι

$$P_o \leq P_{o,U} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \frac{\mu_{\text{dB}} - \bar{\gamma}_{\text{dB}}^{(I)*}}{\sqrt{2}\sigma_{\text{dB}}} \right) \quad (4.59)$$

όπου  $\text{erfc}(\cdot)$  η συμπληρωματική συνάρτηση λάθους (Complementary Error Function). Αντικαθιστώντας την (4.58) στην (4.59) για το άνω όριο της PEO ισχύει

$$P_{o,U} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \frac{\mu_{\text{dB}} - \frac{10}{N} \log_{10} \left( \frac{C}{\overline{\text{PEP}}^{(I)*}} \right)}{\sqrt{2}\sigma_{\text{dB}}} \right) \quad (4.60)$$

Λόγω της ύπαρξης του  $C$  στην τελευταία σχέση, η συμπεριφορά της PEO διαφοροποιείται ανάλογα με την τεχνική διαφορισμού.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι, για μία δεδομένη μέση PEP και μία δεδομένη PEO μπορούμε να υπολογίσουμε από την (4.60) την τιμή της  $\mu_{\text{dB}}$  που αντιστοιχεί στο μέσο SNIR σε κάθε κλάδο και η οποία διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στην εκτίμηση του προυπολογισμού της ζεύξης για τη σχεδίαση του συστήματος.

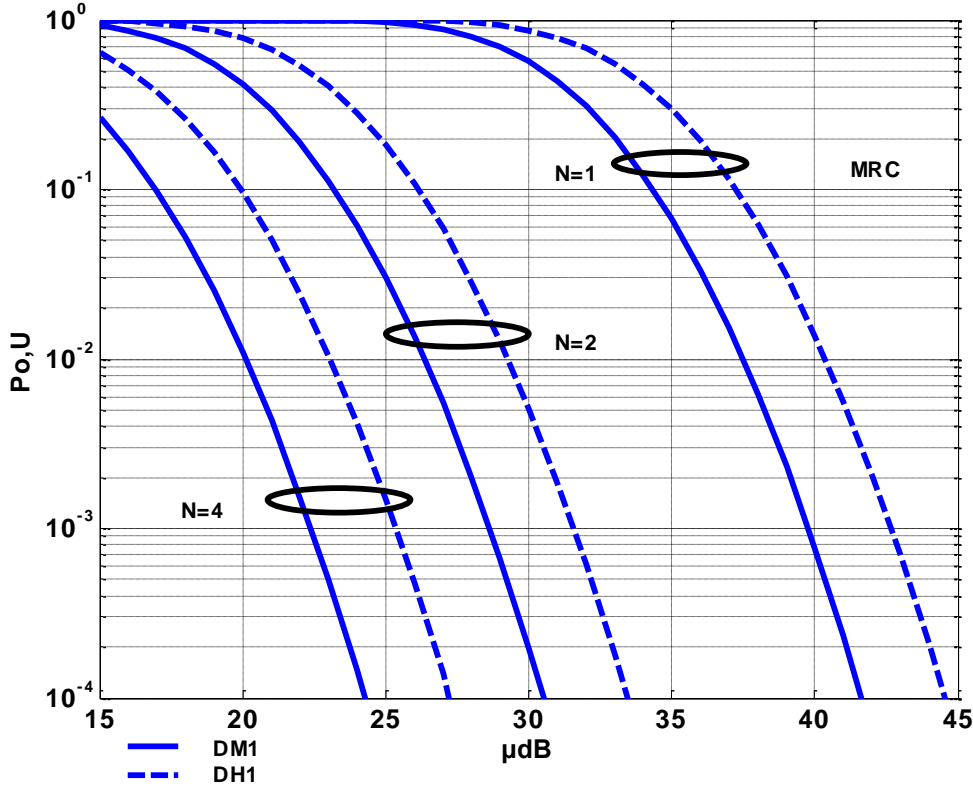
#### 4.7.1 Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη MRC

Για δέκτη MRC από τις σχέσεις (4.39) και (4.60) προκύπτει για την  $P_{o,U}$  ότι

$$P_{o,U} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \frac{\mu_{\text{dB}} - \frac{10}{N} \log_{10} \left( \frac{\sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} \left( \frac{\binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (bk(t+1))^{-N}}{\overline{\text{PEP}}^{(I)*}} \right)}{\sqrt{2}\sigma_{\text{dB}}} \right) \quad (4.61)$$

Στο Σχήμα 4.9 παριστάνεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσει της μέσης τιμής  $\mu_{\text{dB}}$  για δέκτη MRC, για διάφορα  $N$  και για πακέτα DM1 και DH1. Θεωρούμε ότι,  $\overline{\text{PEP}}^{(I)*} = 10^{-2}$  και  $\sigma_{\text{dB}}=3$  (τυπική τιμή της παραμέτρου σκίασης για περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου). Παρατηρούμε ότι, με αύξηση του αριθμού των κεραιών στο δέκτη και για τα δύο είδη πακέτων η πιθανότητα να διακοπεί η ζεύξη μειώνεται. Για παράδειγμα, για  $P_{o,U} = 1\%$  και για δύο κεραιές αντί μίας, το κέρδος σε όρους της  $\mu_{\text{dB}}$  είναι περίπου 11dB.

Αυτό το κέρδος μπορεί να εκμεταλλευθεί για την εξοικονόμηση ενέργειας ή για την επέκταση της ραδιοκάλυψης.



Σχήμα 4.9. Άνω όριο της PEO συναρτήσει της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για DM1 και DH1 πακέτα,  $N=1, 2, 4$ ,  $\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB}=3$ .

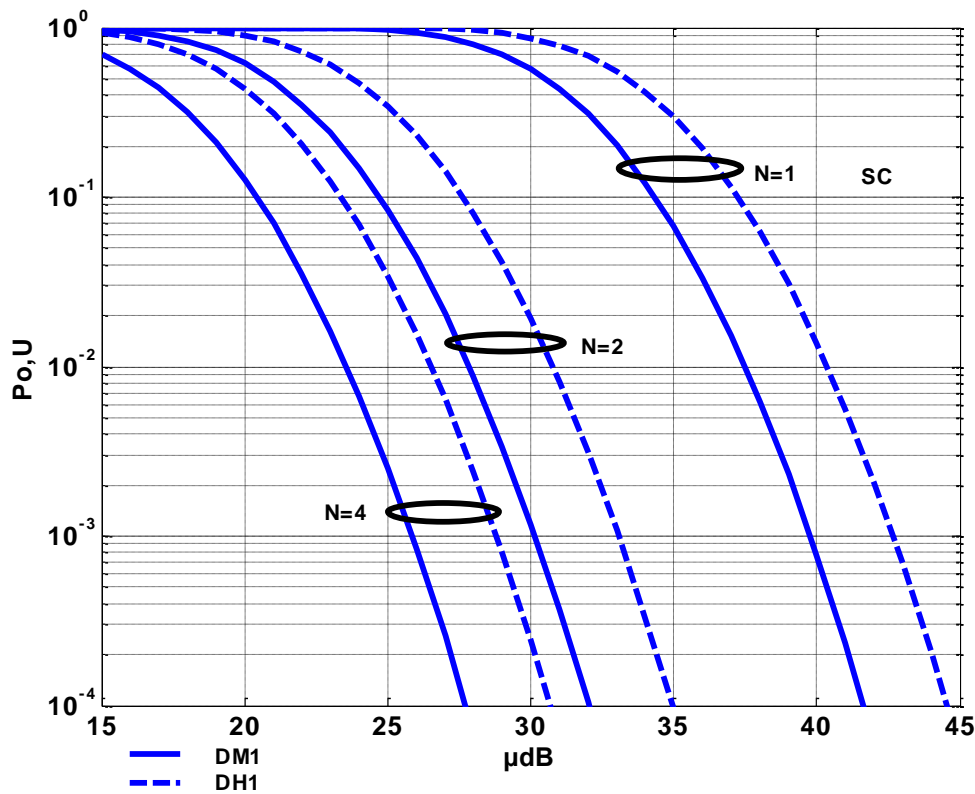
#### 4.7.2 Πιθανότητα διακοπής ζεύξης σε δέκτη SC

Για δέκτη SC από τις σχέσεις (4.43) και (4.60) προκύπτει για την  $P_{o,U}$  ότι

$$P_{o,U} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\mu_{dB} - \frac{10}{N} \log_{10} \left( \frac{\sum_{k=1}^{N_c} \binom{N_c}{k} (-1)^{k+1} N! \left( \binom{N_b}{t+1} \alpha^{t+1} \right)^k (bk(t+1))^{-N}}{\overline{PEP}^{(1)*}} \right)}{\sqrt{2} \sigma_{dB}} \right) \quad (4.62)$$

Στο Σχήμα 4.10 παριστάνεται η  $P_{o,U}$  συναρτήσει της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  για δέκτη SC, για διάφορα  $N$  και για πακέτα DM1 και DH1. Θεωρούμε επίσης ότι,  $\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB}=3$ .

Όμοια με την περίπτωση δέκτη MRC παρατηρούμε ότι, με αύξηση του  $N$  η πιθανότητα να διακοπεί η ζεύξη μειώνεται. Ακόμη, για  $P_{o,U} = 1\%$  και για δύο κεραιές αντί μίας, το κέρδος σε όρους της  $\mu_{dB}$  είναι περίπου 10dB.



**Σχήμα 4.10.** Άνω όριο της PEO συναρτήσεως της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για DM1 και DH1 πακέτα,  $N=1, 2, 4$ ,  $\overline{PEP}^{(I)*} = 10^{-2}$  και  $\sigma_{dB}=3$ .

### 4.7.3 Μελέτη $\overline{\gamma}_{dB}^{(I)*}$ για δεδομένη τιμή της $\overline{PEP}^{(I)*}$ σε δέκτη MRC

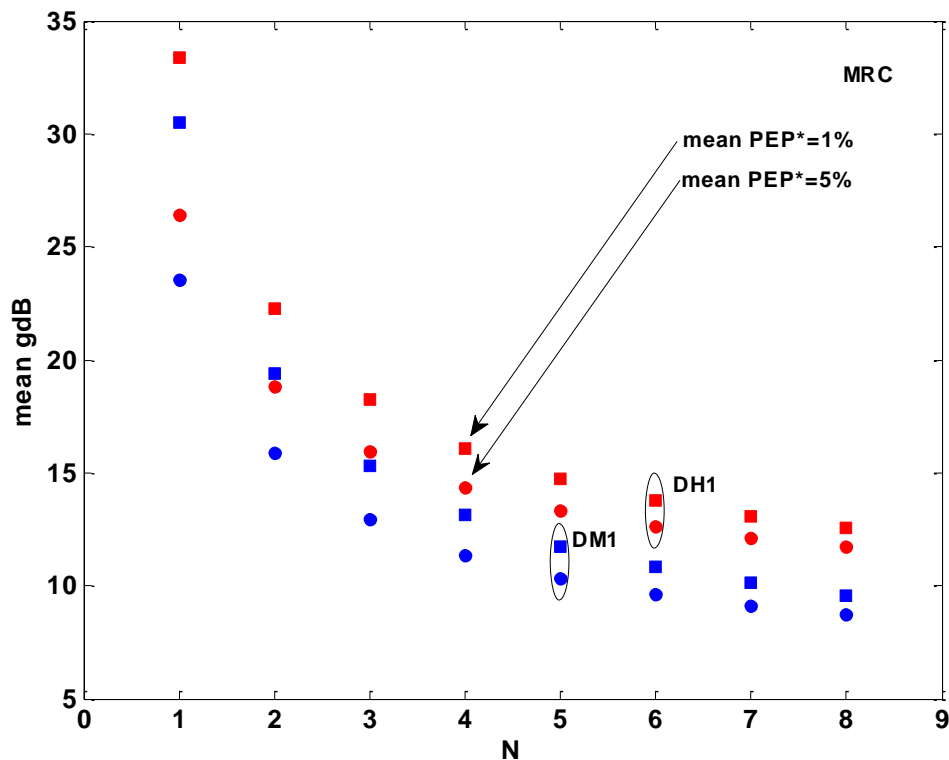
Αξίζει να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του  $\overline{\gamma}_{dB}^{(I)*}$  σε κάθε κλάδο του δέκτη MRC για δεδομένες τιμές της  $\overline{PEP}^{(I)*}$ . Στο Σχήμα 4.11, μέσω των σχέσεων (4.39) και (4.58), απεικονίζεται ο  $\overline{\gamma}_{dB}^{(I)*}$  συναρτήσεως του αριθμού  $N$  των κεραιών στο δέκτη. Η υλοποίηση πραγματοποιήθηκε για  $\overline{PEP}^{(I)*} = 1\%$  και  $\overline{PEP}^{(I)*} = 5\%$  και για πακέτα DM1 και DH1.

Παρατηρούμε ότι, ακόμη και οι δύο κεραιές αντί μίας παρέχουν σημαντική βελτίωση στον  $\overline{\gamma}_{dB}^{(I)*}$  του κάθε κλάδου διαφορισμού. Οι τέσσερις κεραιές συνιστούν τη βέλτιστη λύση για να επιτευχθεί η επιθυμητή πιθανότητα λάθους, η επιθυμητή δηλαδή ποιότητα ζεύξης, αφού για μεγαλύτερο αριθμό κεραιών δεν υπάρχει περαιτέρω βελτίωση στον  $\overline{\gamma}_{dB}^{(I)*}$ . Επομένως, δε συνίσταται να χρησιμοποιήσουμε περισσότερες από τέσσερις κεραιές, αφού θα αυξηθεί η πολυπλοκότητα του συστήματός μας χωρίς κάποιο ουσιαστικό κέρδος. Παρολαυτά, με σκοπό να διατηρηθεί η «χαμηλού κόστους» φύση του Bluetooth, δύο κεραιές είναι επαρκείς για να επιτύχουν μία όχι και τόσο ασήμαντη βελτίωση της επίδοσης.

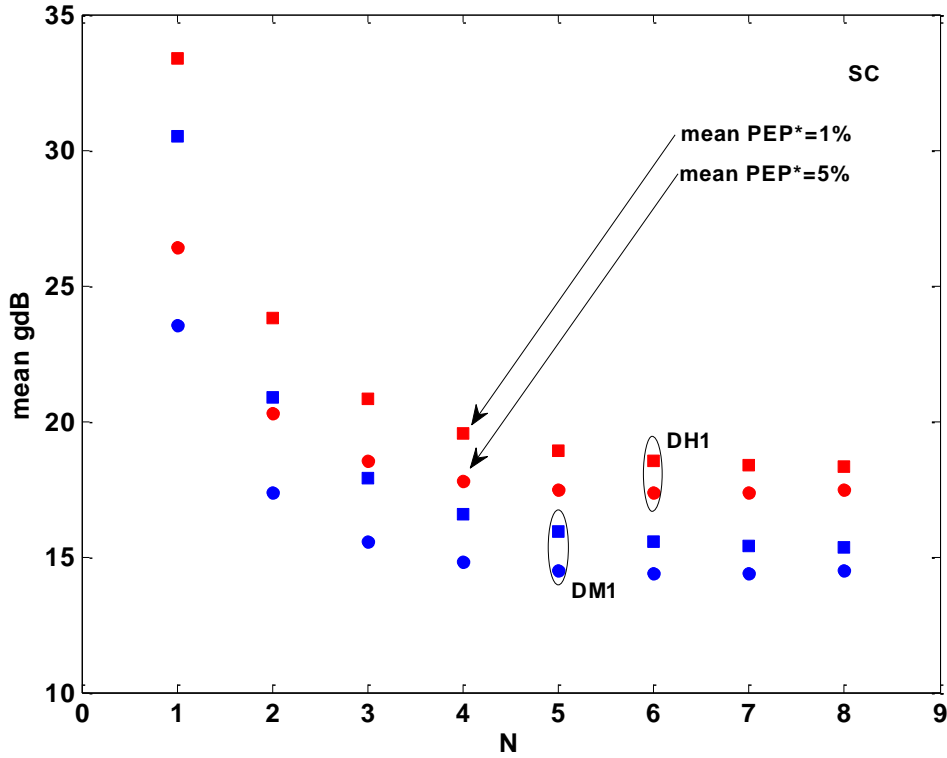
#### 4.7.4 Μελέτη $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$ για δεδομένη τιμή της $\overline{PEP}^{(1)*}$ σε δέκτη SC

Στο Σχήμα 4.12, μέσω των σχέσεων (4.43) και (4.58), απεικονίζεται ο  $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$  συναρτήσει του αριθμού  $N$  των κεραιών σε δέκτη SC, για  $\overline{PEP}^{(1)*} = 1\%$  και  $\overline{PEP}^{(1)*} = 5\%$  και για πακέτα DM1 και DH1.

Όπως και στην περίπτωση του δέκτη MRC έτσι κι εδώ, οι δύο κεραιές αντί μίας βελτιώνουν σημαντικά τον  $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$ . Για παράδειγμα, για  $\overline{PEP}^{(1)*} = 1\%$  και για τους δύο τύπους πακέτων ο  $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$  βελτιώνεται περίπου κατά 10 dB. Επίσης, οι τέσσερις κεραιές συνιστούν τη βέλτιστη λύση για να επιτευχθεί η επιθυμητή πιθανότητα λάθους.



Σχήμα 4.11.  $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$  συναρτήσει του αριθμού  $N$  των κεραιών σε δέκτη MRC, για DM1 και DH1 πακέτα και για  $\overline{PEP}^{(1)*} = 1\%$  και  $\overline{PEP}^{(1)*} = 5\%$ .



Σχήμα 4.12.  $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$  συναρτήσει του αριθμού N των κεραιών σε δέκτη SC, για DM1 και DH1 πακέτα και για  $\overline{PEP}^{(1)*} = 1\%$  και  $\overline{PEP}^{(1)*} = 5\%$ .

#### 4.7.5 Μελέτη μέσης τιμής $\mu_{dB}$ του SNIR σε δέκτη MRC

Η τιμή της μέσης τιμής  $\mu_{dB}$  του SNIR είναι χρήσιμη για το σχεδιασμό των ψηφιακών ασύρματων επικοινωνιών, καθώς είναι στενά συνδεδεμένη με τον προυπολογισμό της ζεύξης όταν το μοντέλο απωλειών διάδοσης είναι γνωστό. Για το λόγο αυτό, αξίζει να παραθέσουμε κάποιες τιμές της  $\mu_{dB}$  για τις οποίες επιτυγχάνονται συγκεκριμένες τιμές για την πιθανότητα λανθασμένου πακέτου και την πιθανότητα διακοπής ζεύξης.

Στον Πίνακα 1, περιέχονται τιμές της  $\mu_{dB}$  όταν  $N=1$  και  $2$ ,  $P_{o,U} = 10\%$ ,  $5\%$ ,  $1\%$  και  $0.1\%$  και  $\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-1}$  και  $10^{-2}$ . Αρχικά, υπολογίζεται το C μέσω της (4.39) για δέκτη MRC και πακέτα DM1. Στη συνέχεια, από την (4.58) προκύπτει ο  $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$  για δεδομένη τιμή της  $\overline{PEP}^{(1)*}$ . Τέλος, η  $\mu_{dB}$  για δεδομένη τιμή της  $P_{o,U}$  και  $\sigma_{dB}=3$  βρίσκεται από την ακόλουθη σχέση, η οποία προκύπτει από επίλυση της (4.59) ως προς  $\mu_{dB}$ .

$$\mu_{dB} = \sqrt{2}\sigma_{dB}\text{erfcinv}(2P_{o,U}) + \bar{\gamma}_{dB}^{(1)*} \quad (4.63)$$

$P_{o,U}$		$\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-1}$		$\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-2}$	
		N=1	$\bar{C}/\bar{I} = 10.9$ dB	N=1	$\bar{C}/\bar{I} = 20.9$ dB
		N=2	$\bar{C}/\bar{I} = 4.8$ dB	N=2	$\bar{C}/\bar{I} = 9.8$ dB
10%	N=1	24.3		34.3	
	N=2	18.2		23.2	
5%	N=1	25.4		35.4	
	N=2	19.3		24.3	
1%	N=1	27.5		37.5	
	N=2	21.3		26.3	
0.1%	N=1	29.8		39.8	
	N=2	23.6		28.6	

**Πίνακας 1.** Τιμές της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη MRC, για διαφορετικές τιμές της PEO και για διάφορο πλήθος κεραίων N μεταβάλλοντας την ασυμπτωτική  $\overline{PEP}^{(1)*}$ .

Οι τιμές του λόγου  $\bar{C}/\bar{I}$  που αντιστοιχούν σε κάθε τιμή της ασυμπτωτικής  $\overline{PEP}^{(1)*}$  υπολογίστηκαν μέσω της σχέσης

$$\overline{PEP}_U^{(1)} \triangleq C \cdot (\bar{\gamma}^{(1)})^{-N}$$

όπου το  $\bar{\gamma}^{(1)}$  αντικαταστάθηκε από την

$$\bar{\gamma}^{(1)} = \frac{1}{\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{F\Gamma_{\Delta f}}{\bar{C}/\bar{I}}}$$

η οποία για μεγάλες τιμές του μέσου SNR μετατρέπεται στην

$$\bar{\gamma}^{(1)} = \frac{\bar{C}/\bar{I}}{F\Gamma_{\Delta f}}$$

Επομένως, ο λόγος  $\bar{C}/\bar{I}$  υπολογίστηκε από την έκφραση

$$\overline{PEP}_U^{(1)} \triangleq C \cdot \left(\frac{\bar{C}/\bar{I}}{F\Gamma_{\Delta f}}\right)^{-N} \quad (4.64)$$

για  $F=0.11$ ,  $\Gamma_{\Delta f}=1$ , C που δίνεται από την (4.39) και για διάφορα N.

#### 4.7.6 Μελέτη μέσης τιμής $\mu_{dB}$ του SNIR σε δέκτη SC

Όμοια με την ανάλυση της προηγούμενης ενότητας, στον Πίνακα 2, περιέχονται τιμές της  $\mu_{dB}$  όταν  $N=1$  και  $2$ ,  $P_{o,U} = 10\%$ ,  $5\%$ ,  $1\%$  και  $0.1\%$  και  $\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-1}$  και  $10^{-2}$ . Αρχικά, υπολογίζεται το  $C$  μέσω της (4.43) για δέκτη SC και πακέτα DM1. Στη συνέχεια, από την (4.58) προκύπτει ο  $\bar{\gamma}_{dB}^{(1)*}$  για δεδομένη τιμή της  $\overline{PEP}^{(1)*}$ . Τέλος, η  $\mu_{dB}$  για δεδομένη τιμή της  $P_{o,U}$  και  $\sigma_{dB}=3$  βρίσκεται από την (4.63). Τέλος, ο λόγος  $\bar{C}/\bar{I}$  προκύπτει από την (4.64).

$P_{o,U}$		$\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-1}$		$\overline{PEP}^{(1)*} = 10^{-2}$	
		$N=1$	$\bar{C}/\bar{I} = 10.9$ dB	$N=1$	$\bar{C}/\bar{I} = 20.9$ dB
		$N=2$	$\bar{C}/\bar{I} = 6.3$ dB	$N=2$	$\bar{C}/\bar{I} = 11.3$ dB
10%	$N=1$	24.3		34.3	
	$N=2$	19.7		24.7	
5%	$N=1$	25.4		35.4	
	$N=2$	20.8		25.8	
1%	$N=1$	27.5		37.5	
	$N=2$	22.9		27.9	
0.1%	$N=1$	29.8		39.8	
	$N=2$	25.1		30.1	

**Πίνακας 2.** Τιμές της  $\mu_{dB}$  σε δέκτη SC, για διαφορετικές τιμές της PEO και για διάφορο πλήθος κεραίων  $N$  μεταβάλλοντας την ασυμπτωτική  $\overline{PEP}^{(1)*}$ .

#### 4.8 Πιθανότητα κάλυψης

Επιπρόσθετα με τη μέση PEP, ένα άλλο σημαντικό μέγεθος για το χαρακτηρισμό της ζεύξης Bluetooth υπό την παρουσία παρεμβολής είναι η πιθανότητα κάλυψης  $P_{cov}$  (Coverage Probability), η οποία αποτελεί την πιθανότητα η  $\overline{PEP}^{(1)}$  να είναι κάτω από ένα ανεκτό μέγιστο όριο  $\overline{PEP}^{(1)*}$ . Αυτό εκφράζεται από τη σχέση

$$\begin{aligned}
 P_{cov} &= \mathbb{P}\{\overline{PEP}^{(1)} \leq \overline{PEP}^{(1)*}\} \\
 &= \mathbb{P}\left\{\frac{\bar{C}}{\bar{I}} \geq \left(\frac{\bar{C}}{\bar{I}}\right)^*\right\}
 \end{aligned} \tag{4.65}$$

όπου  $(\bar{C}/\bar{I})^*$  είναι η τιμή του  $\bar{C}/\bar{I}$  για την οποία η  $\overline{PEP}^{(1)}$  γίνεται ίση με  $\overline{PEP}^{(1)*}$  για δεδομένη τιμή του μέσου SNR  $\bar{\gamma}$ .



Από τις σχέσεις (4.1) και (4.2) προκύπτει ότι

$$\frac{\bar{C}}{\bar{I}} = \frac{P_U PL(d_I) S_U^2}{P_I PL(d_U) S_I^2} \quad (4.66)$$

όπου  $PL(d)[dB]$  είναι το μοντέλο απωλειών διάδοσης για διάδοση LOS για τα πρώτα 8 μέτρα και δίνεται από τη σχέση

$$PL(d)[dB] = 40.2 + 20 \log(d) \quad d \leq 8 \text{ m} \quad (4.67)$$

Για λογαριθμο-κανονική σκίαση τα μεγέθη  $S_U^2$  και  $S_I^2$  είναι μεταβλητές Gauss με μηδενική μέση τιμή και αποκλίσεις  $\sigma_{UdB}$  και  $\sigma_{IdB}$  αντίστοιχα. Δηλαδή,

$$S_U^2 \sim N(0, \sigma_{UdB}^2) \quad (4.68)$$

$$S_I^2 \sim N(0, \sigma_{IdB}^2) \quad (4.69)$$

Επομένως, και η συνολική σκίαση είναι μεταβλητή Gauss με μηδενική μέση τιμή και απόκλιση  $\sigma_{dB}$ , δηλαδή

$$S_{dB}^2 = 10 \log_{10} \left( \frac{S_U^2}{S_I^2} \right) \sim N(0, \sigma_{dB}^2 = \sigma_{UdB}^2 + \sigma_{IdB}^2) \quad (4.70)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω η  $P_{cov}$  μπορεί να γραφεί ως εξής

$$\begin{aligned} P_{cov} &= \mathbb{P} \left\{ \left( \frac{\bar{C}}{\bar{I}} \right)_{dB} \geq \left( \frac{\bar{C}}{\bar{I}} \right)_{dB}^* \right\} \\ &= \mathbb{P} \left\{ 10 \log_{10} \left( \frac{P_U PL(d_I) S_U^2}{P_I PL(d_U) S_I^2} \right) \geq \left( \frac{\bar{C}}{\bar{I}} \right)_{dB}^* \right\} \\ &= \mathbb{P} \left\{ 10 \log_{10} \left( \frac{P_U PL(d_I)}{P_I PL(d_U)} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{S_U^2}{S_I^2} \right) \geq \left( \frac{\bar{C}}{\bar{I}} \right)_{dB}^* \right\} \\ &= \mathbb{P} \left\{ 10 \log_{10} \left( \frac{P_U PL(d_I)}{P_I PL(d_U)} \right) + S_{dB}^2 \geq \left( \frac{\bar{C}}{\bar{I}} \right)_{dB}^* \right\} \\ &= \mathbb{P} \left\{ S_{dB}^2 \geq \left( \frac{\bar{C}}{\bar{I}} \right)_{dB}^* - 10 \log_{10} \left( \frac{P_U PL(d_I)}{P_I PL(d_U)} \right) \right\} \quad (4.71) \end{aligned}$$

Αν ορίσουμε

$$\xi_{\text{dB}} = \left( \frac{\bar{C}}{\bar{I}} \right)_{\text{dB}}^* - 10 \log_{10} \left( \frac{P_U \text{PL}(d_I)}{P_I \text{PL}(d_U)} \right) \quad (4.72)$$

Τότε έχουμε ότι

$$P_{\text{cov}} = \mathbb{P}\{S_{\text{dB}}^2 \geq \xi_{\text{dB}}\} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \frac{\xi_{\text{dB}}}{\sqrt{2}\sigma_{\text{dB}}} \right) \quad (4.73)$$

όπου  $\text{erfc}(\cdot)$  η συμπληρωματική συνάρτηση λάθους.

#### 4.8.1 Πιθανότητα κάλυψης σε δέκτη MRC

Αξιίζει να μελετηθεί η συμπεριφορά της πιθανότητας κάλυψης συναρτήσει διάφορων παραμέτρων, όπως είναι ο ασυμπτωτικός λόγος  $\frac{\overline{\text{PEP}}^{(1)*}}{L_{\text{wl}}}$  και η απόσταση  $d_I$  του δέκτη Bluetooth από τον παρεμβολέα IEEE802.11g.

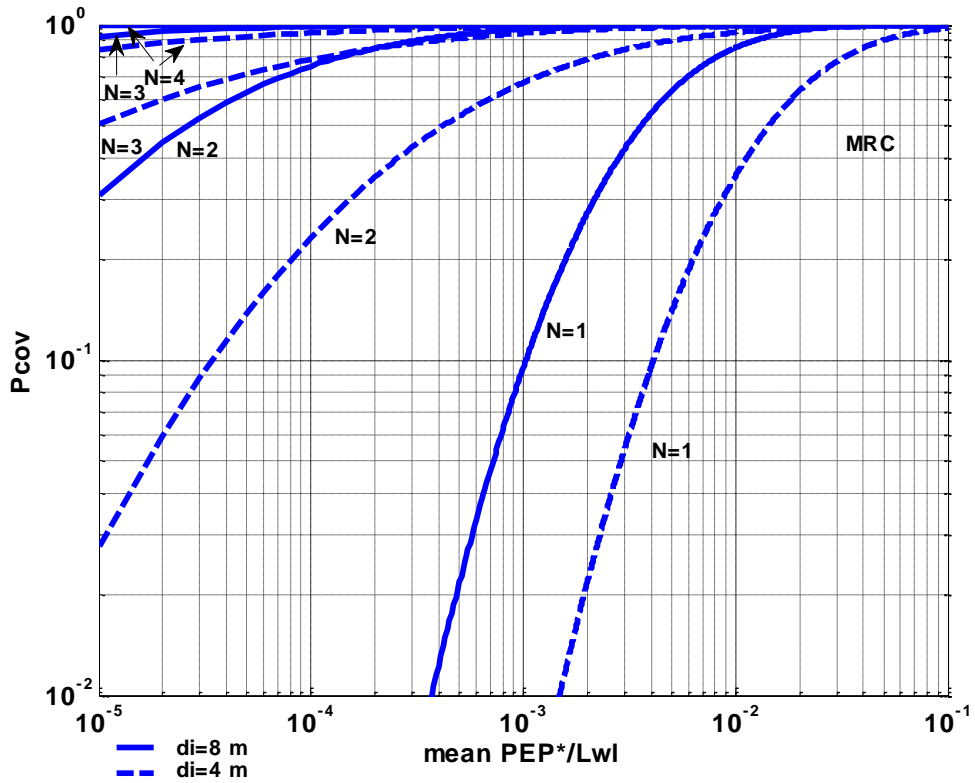
Στο Σχήμα 4.13 απεικονίζεται η  $P_{\text{cov}}$  συναρτήσει του ασυμπτωτικού λόγου  $\frac{\overline{\text{PEP}}^{(1)*}}{L_{\text{wl}}}$  σε δέκτη MRC, για DM1 πακέτα, διάφορα  $N$  και για  $d_I = 4$  και  $8$  m. Θεωρούμε ότι,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $d_U = 8$  m,  $P_U = 20$  dBm και  $P_I = 0$  dBm. Επίσης, χρησιμοποιούμε ότι,  $\sigma_{\text{UdB}} = \sigma_{\text{IdB}} = 3$  κι επομένως είναι μέσω της (4.70)  $\sigma_{\text{dB}} = 3\sqrt{2}$ .

Από την απεικόνιση αυτή συμπεραίνουμε ότι, για μεγαλύτερες τιμές του λόγου  $\frac{\overline{\text{PEP}}^{(1)*}}{L_{\text{wl}}}$  η πιθανότητα κάλυψης αυξάνεται.

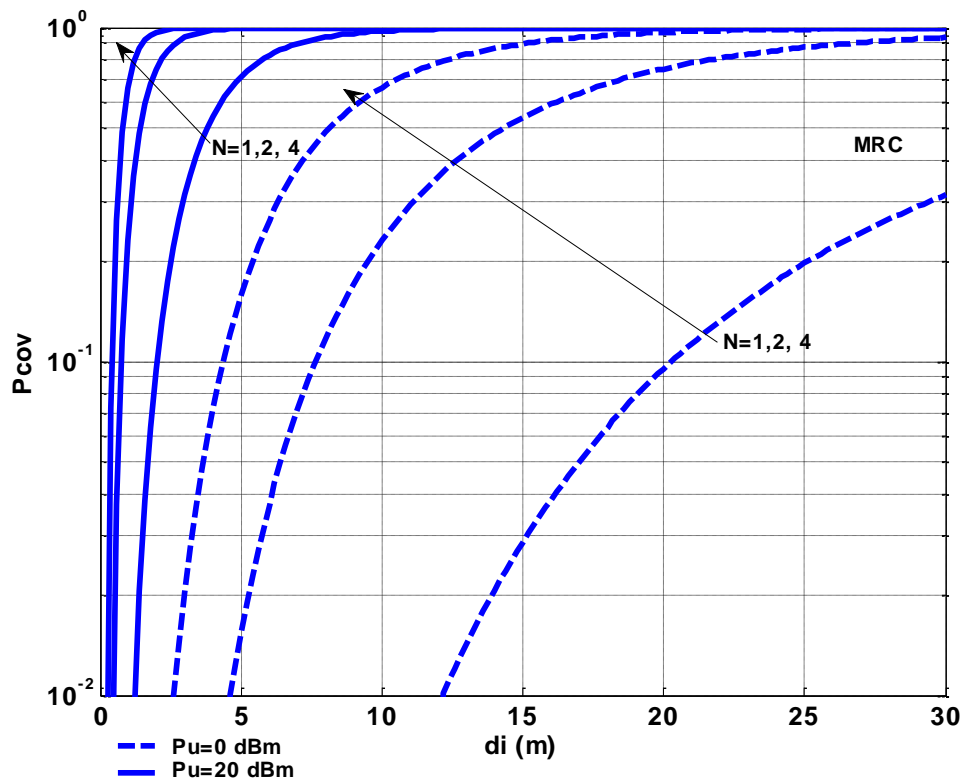
Στο Σχήμα 4.14 παριστάνεται η  $P_{\text{cov}}$  συναρτήσει της απόστασης  $d_I$  σε δέκτη MRC, για DM1 πακέτα, διάφορα  $N$  και για  $P_U = 0$  και  $20$  dBm. Λαμβάνουμε υπόψιν ότι,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $\frac{\overline{\text{PEP}}^{(1)*}}{L_{\text{wl}}} = 10^{-2}$ ,  $d_U = 2$  m και  $P_I = 10$  dBm.

Παρατηρούμε ότι, με την αύξηση της ισχύος που εκπέμπει ο πομπός Bluetooth η απόσταση από το δέκτη στην οποία πρέπει να βρίσκεται ο παρεμβολέας για να επιτευχθεί μια συγκεκριμένη πιθανότητα κάλυψης μειώνεται. Για παράδειγμα, για  $P_{\text{cov}} = 0.9$  και δέκτη δύο κεραιών πρέπει  $d_I \geq 26$  m για  $P_U = 0$  dBm, ενώ για  $P_U = 20$  dBm πρέπει  $d_I \geq 2.5$  m. Επίσης, για δεδομένη  $P_{\text{cov}}$ , μικρότερη απόσταση  $d_I$  επιτυγχάνεται και με αύξηση του  $N$ . Για  $P_U = 0$  dBm παρατηρείται  $P_{\text{cov}} = 0.9$  για  $d_I \geq 26$  m και  $N = 2$ , ενώ για  $N = 4$  είναι  $d_I \geq 15$  m.

Για την υλοποίηση των σχήματων αυτών, αρχικά υπολογίζεται το  $C'_{\text{MRC}}$  από την (4.51) και μέσω της (4.49) για κάθε τιμή του ασυμπτωτικού λόγου  $\frac{\overline{\text{PEP}}^{(1)*}}{L_{\text{wl}}}$  προκύπτει το  $\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)}$ . Στη συνέχεια, από τις σχέσεις (4.53), (4.72) και (4.73) βρίσκονται αντίστοιχα οι τιμές για τα  $\bar{C} / \bar{I}$ ,  $\xi_{\text{dB}}$  και  $P_{\text{cov}}$ .



Σχήμα 4.13.  $P_{cov}$  συναρτήσει του λόγου  $\frac{\overline{PEP}^{(1)*}}{L_{wl}}$  σε δέκτη MRC, για DM1 πακέτα,  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $P_U=20$  dBm,  $P_I=0$  dBm,  $d_U=8$  m και  $d_I=4$  και  $8$  m.



Σχήμα 4.14.  $P_{cov}$  συναρτήσει της  $d_i$  σε δέκτη MRC, για DM1 πακέτα,  $N=1, 2, 4$ ,  $\frac{\overline{PEP}^{(1)*}}{L_{wl}} = 10^{-2}$ ,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $d_U=2$  m,  $P_I=10$  dBm και  $P_U=0$  και  $20$  dBm.

#### 4.8.2 Πιθανότητα κάλυψης σε δέκτη SC

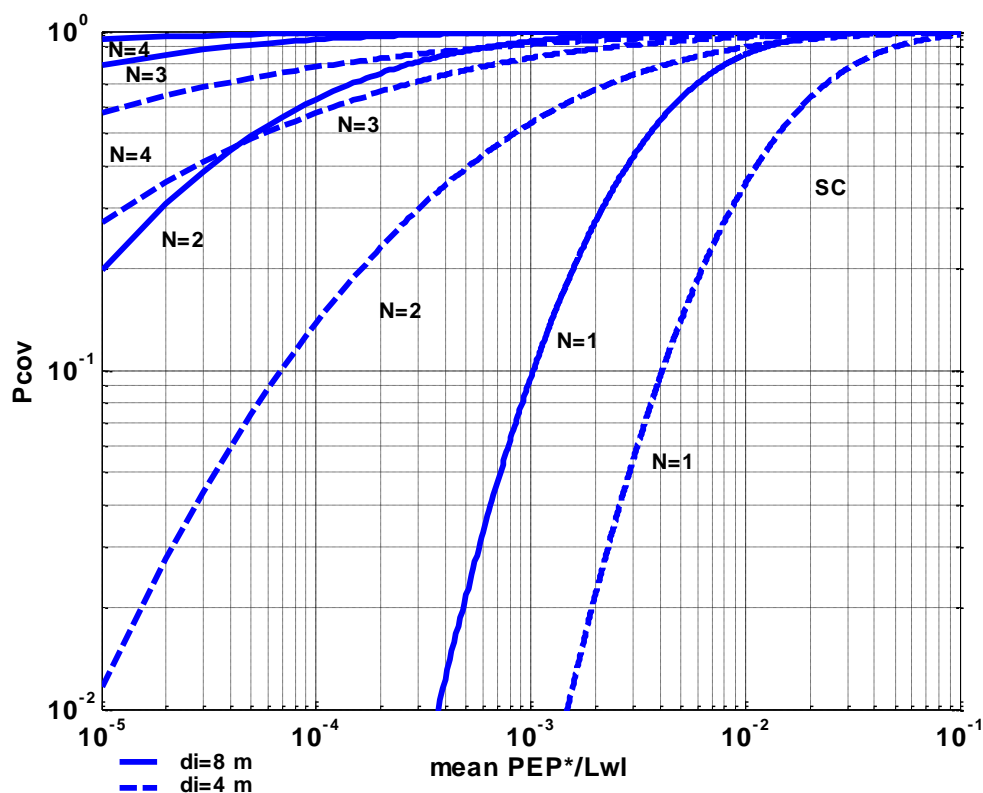
Όμοια με την περίπτωση δέκτη MRC, στην ενότητα αυτή θα μελετηθεί η συμπεριφορά της πιθανότητας κάλυψης συναρτήσει των ιδίων παραμέτρων.

Στο Σχήμα 4.15 απεικονίζεται η  $P_{cov}$  συναρτήσει του ασυμπτωτικού λόγου  $\frac{\overline{PEP}^{(1)*}}{L_{wl}}$  σε δέκτη SC, για DM1 πακέτα, διάφορα  $N$  και για  $d_I=4$  και  $8$  m. Θεωρούμε ότι,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $d_U=8$  m,  $P_U=20$  dBm και  $P_I=0$  dBm. Επίσης, χρησιμοποιούμε ότι,  $\sigma_{UdB}=\sigma_{IdB}=3$  κι επομένως είναι μέσω της (4.70)  $\sigma_{dB}=3\sqrt{2}$ .

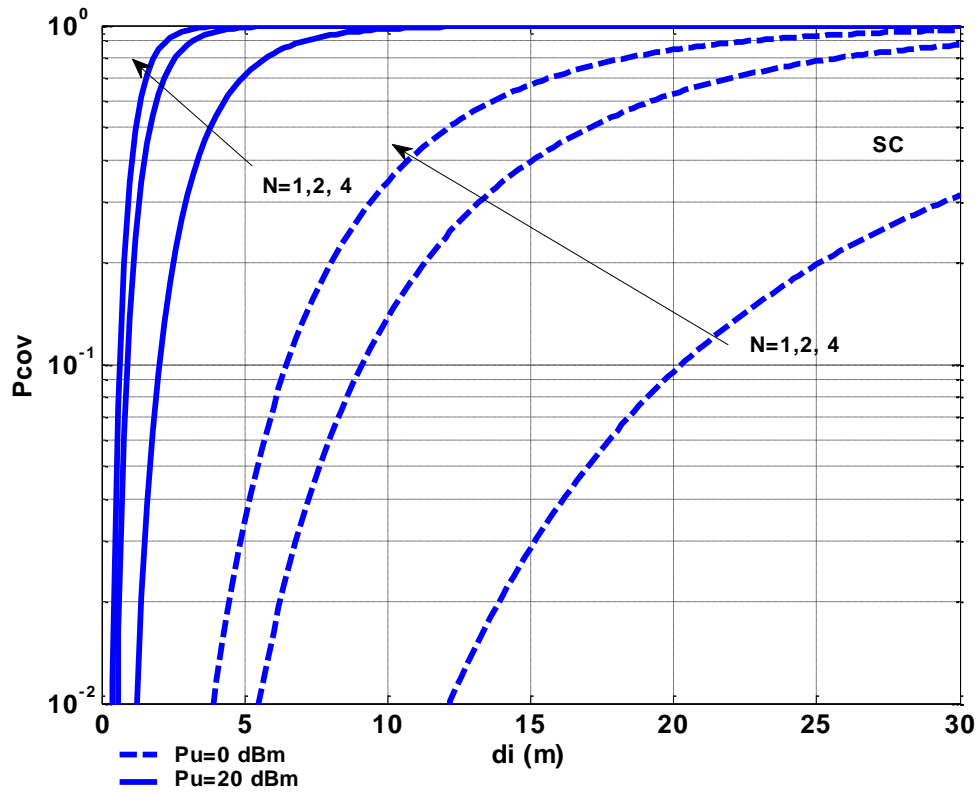
Στο Σχήμα 4.16 παριστάνεται η  $P_{cov}$  συναρτήσει της απόστασης  $d_I$  σε δέκτη SC, για DM1 πακέτα, διάφορα  $N$  και για  $P_U=0$  και  $20$  dBm. Λαμβάνουμε υπόψιν ότι,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $\frac{\overline{PEP}^{(1)*}}{L_{wl}} = 10^{-2}$ ,  $d_U=2$  m και  $P_I=10$  dBm.

Τα συμπεράσματα στα οποία καταλήγουμε είναι αντίστοιχα με αυτά για το δέκτη MRC.

Για την υλοποίηση των σχήματων αυτών, αρχικά υπολογίζεται το  $C'_{SC}$  από την (4.52) και μέσω της (4.50) για κάθε τιμή του ασυμπτωτικού λόγου  $\frac{\overline{PEP}^{(1)*}}{L_{wl}}$  προκύπτει το  $\bar{\gamma}_{\Delta f}^{(1)}$ . Στη συνέχεια, από τις σχέσεις (4.53), (4.72) και (4.73) βρίσκονται αντίστοιχα οι τιμές για τα  $\bar{C} / \bar{I}$ ,  $\xi_{dB}$  και  $P_{cov}$ .



**Σχήμα 4.15.**  $P_{cov}$  συναρτήσει του λόγου  $\frac{\overline{PEP}^{(1)*}}{L_{wl}}$  σε δέκτη SC, για DM1 πακέτα,  $N=1, 2, 3, 4$ ,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $P_U=20$  dBm,  $P_I=0$  dBm,  $d_U=8$  m και  $d_I=4$  και  $8$  m.



Σχήμα 4.16.  $P_{cov}$  συναρτήσει της  $d_I$  σε δέκτη SC, για DM1 πακέτα,  $N=1, 2, 4$ ,  $\frac{PEP^{(1)*}}{L_{w1}} = 10^{-2}$ ,  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ ,  $d_U=2$  m,  $P_I=10$  dBm και  $P_U=0$  και 20 dBm.



## Κεφάλαιο 5

# Επίδραση του Ελέγχου Ισχύος και της Σκίασης στη Μέση Εκπεμπόμενη Ισχύ των συσκευών Bluetooth

### 5.1 Εισαγωγή

Στις οικιακές συσκευές και στις συσκευές γραφείου οι απώλειες λόγω του φαινομένου της σκίασης, εξαιτίας της κίνησης των ανθρώπων μέσα στα κτίρια, έχουν σημαντική επίδραση στη μέση εκπεμπόμενη ισχύ. Η εκτίμηση αυτής της επίδρασης είναι ενδιαφέρουσα, καθώς μπορεί να αποτιμηθεί η διάρκεια ζωής της μπαταρίας του φορητού εξοπλισμού Bluetooth.

Ένας τρόπος για να ελαχιστοποιηθεί η εκπεμπόμενη ισχύς των συσκευών Bluetooth είναι ο έλεγχος ισχύος με ανάδραση. Η προηγούμενη όμως βιβλιογραφία στη μέθοδο αυτή, εστιάζει κυρίως στην αύξηση της χωρητικότητας των κινητών CDMA (Code Division Multiple Access) δικτύων και δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της μέσης εκπεμπόμενης ισχύος των συσκευών Bluetooth.

Για το λόγο αυτό, στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζεται και αναλύεται ο αλγόριθμος ελέγχου ισχύος του Bluetooth, με σκοπό να μελετηθεί η απαιτούμενη μέση εκπεμπόμενη ισχύς υπό της παρουσία της σκίασης. Θεωρείται λογαριθμο-κανονική σκίαση, κατάλληλη για τα εσωτερικά περιβάλλοντα δράσης της τεχνολογίας Bluetooth.

### 5.2 Αλγόριθμος ελέγχου ισχύος

#### 5.2.1 Ανάλυση αλγορίθμου

Έστω  $J_r^{(LT)}$  και  $J_r^{(UT)}$ , το κατώτατο και το ανώτατο επίπεδο σε dBm αντίστοιχα του λαμβανόμενου σήματος, στο δέκτη του συστήματος Bluetooth, και  $J_r$  η μετρούμενη ισχύς του λαμβανόμενου σήματος σε dBm, η οποία συγκρίνεται με τα δύο αυτά κατώφλια.

Το κατώτατο κατώφλι καθορίζει το ελάχιστο επίπεδο ισχύος που προσφέρει μια αποδεκτή επίδοση. Αν το  $J_r$  είναι μικρότερο του  $J_r^{(LT)}$ , τότε στέλνεται αίτημα από το δέκτη στον πομπό να αυξήσει την εκπεμπόμενη ισχύ κατά  $\Delta$  dB. Αντίστοιχα, αν το  $J_r$  είναι μεγαλύτερο του  $J_r^{(UT)}$  στέλνεται αίτημα για μείωση της ισχύος κατά  $\Delta$  dB.

Οι προδιαγραφές του Bluetooth ορίζουν ότι, το επιτρεπτό μέγεθος του βήματος  $\Delta$  κυμαίνεται από 2 έως 8 dB και η διαφορά  $J_r^{(UT)} - J_r^{(LT)}$  έχει μια ονομαστική τιμή της τάξης των 20 dB με ακρίβεια  $\pm 6$  dB. Η διαφορά  $J_r^{(UT)} - J_r^{(LT)}$  είναι γνωστή και ως Golden Receive Power Range (GRPR).

Θεωρούμε την περίπτωση όπου ο έλεγχος ισχύος χρησιμοποιείται για να αντισταθμίσει τις απώλειες διάδοσης και τη σκίαση, άλλα όχι για τις ταχείες διαλείψεις, οι οποίες μπορούν εύκολα να αντιμετωπιστούν από τη μεταπήδηση συχνότητας. Επομένως, η μέση λαμβανόμενη ισχύς  $J_r$ , η οποία προκύπτει από το μέσο όρο της μετρούμενης λαμβανόμενης ισχύος για κατάλληλο αριθμό μεταπηδήσεων, χρησιμοποιείται για να αποφασισθεί αν θα πραγματοποιηθεί αύξηση ή μείωση της εκπεμπόμενης ισχύος.

Υπό την παρουσία λογαριθμο-κανονικής σκίασης ισχύει ότι

$$J_r = J_t + 10\log_{10}G \quad (5.1)$$

όπου  $J_t$  είναι η μέση εκπεμπόμενη ισχύς σε dBm και  $G$  το κέρδος καναλιού, μοντελοποιημένο σαν λογαριθμο-κανονική τυχαία μεταβλητή.

Αν συμβολίσουμε με  $\mu_{dB}$  και  $\sigma_{dB}$  τη μέση τιμή και την τυπική απόκλιση αντίστοιχα της μεταβλητής  $10\log_{10}G$ , τότε προκύπτει ότι

$$J_r = J_t + \mu_{dB} + \sigma_{dB}U \quad (5.2)$$

όπου  $U$  είναι τυχαία τυπική κανονική μεταβλητή. Ας σημειώσουμε ότι, η  $\mu_{dB}$  εκφράζει τη μέση απώλεια διάδοσης και η  $\sigma_{dB}$  το βάθος της σκίασης.

Το μέσο κέρδος του καναλιού δίνεται από τη σχέση

$$\bar{G} = e^{\gamma\mu_{dB} + \gamma^2\sigma_{dB}^2/2} \quad (5.3)$$

όπου  $\gamma$  παράγοντας για τον οποίο ισχύει

$$\gamma = \frac{\ln 10}{10} \quad (5.4)$$

Υπό την απουσία λογαριθμο-κανονικής σκίασης, η ελάχιστη εκπεμπόμενη ισχύς σε mW που απαιτείται για να επιτευχθεί μία αποδεκτή επίδοση, συμβολίζεται με  $W_t^{(min)}$  και υπολογίζεται από

$$W_t^{(min)} = \bar{G}^{-1} 10J_r^{(LT)}/10 \quad (5.5)$$

Σκοπός μας, είναι ο υπολογισμός της μέσης εκπεμπόμενης ισχύος υπό την παρουσία της σκίασης,  $\bar{W}_t$ , και σύγκριση της με την  $W_t^{(min)}$ . Για το λόγο αυτό αποτιμάται η παρακάτω έκφραση.

$$A_{dB} = 10\log_{10} \left( \frac{W_t^{(min)}}{\bar{W}_t} \right) \quad (dB) \quad (5.6)$$



Αφού το κατά πόσο θα αυξηθεί ή θα μειωθεί η εκπεμπόμενη ισχύς καθορίζεται από το τρέχον επίπεδο της μέσης λαμβανόμενης ισχύος, το οποίο σχετίζεται επίσης και με το τρέχον επίπεδο εκπεμπόμενης ισχύος, είναι εφικτό να εκτιμηθεί το  $A_{dB}$  θεωρώντας αλυσίδα Markov.

Θεωρούμε λοιπόν αλυσίδα Markov με αριθμημένες καταστάσεις από  $-M'$  έως  $M$ , όπου  $M'$  και  $M$  καθορισμένα. Ορίζουμε επίσης με  $J_t^{(min)}$  την τιμή σε dBm της  $W_t^{(min)}$ , η οποία δίνεται από τη σχέση

$$J_t^{(min)} = J_r^{(LT)} - \mu_{dB} - \frac{\gamma^2 \sigma_{dB}^2}{2} \quad (5.7)$$

Η κατάσταση  $i$  αναφέρεται στην περίπτωση όπου ισχύει

$$J_t \in H_i$$

$$H_i = \left[ J_t^{(min)} + i\Delta, J_t^{(min)} + (i+1)\Delta \right) \quad \text{για } -M' \leq i \leq M$$

Ορίζουμε τα σύνολα

$$F_n = \left[ J_r^{(UT)} + (n-1)\Delta, J_r^{(UT)} + n\Delta \right) \quad \text{για } n \geq 1$$

$$G_n = \left[ J_r^{(LT)} - n\Delta, J_r^{(LT)} - (n-1)\Delta \right) \quad \text{για } n \geq 1$$

Υποθέτουμε ότι η σκίαση μεταβάλλεται αργά έτσι ώστε ο μηχανισμός ελέγχου της ισχύος να μπορεί να ανταποκριθεί στις μεταβολές αυτές.

Αν  $J_r \in G_n$  ο αλγόριθμος οδηγεί την εκπεμπόμενη ισχύ σε αύξηση κατά  $n\Delta$  dB, έτσι ώστε η λαμβανόμενη ισχύς  $J_r$  να αποκτήσει τιμή ανάμεσα στα  $J_r^{(LT)}$  και  $J_r^{(UT)}$ . Έπειτα, το σύστημα μεταφέρεται από την κατάσταση  $i$  στην κατάσταση  $i+n$  εκτός κι αν η εκπεμπόμενη ισχύς λάβει τη μέγιστη τιμή της. Σε αυτή την περίπτωση, το σύστημα φτάνει στην κατάσταση τερματισμού, την κατάσταση  $M$ . Επομένως, το  $M$  μπορεί να καθοριστεί από τη μέγιστη ισχύ εξόδου της συσκευής Bluetooth.

Αντίστοιχα, αν  $J_r \in F_n$  ο αλγόριθμος οδηγεί την εκπεμπόμενη ισχύ σε μείωση κατά  $n\Delta$  dB, έτσι ώστε η λαμβανόμενη ισχύς  $J_r$  να αποκτήσει τιμή ανάμεσα στα  $J_r^{(LT)}$  και  $J_r^{(UT)}$ . Έπειτα, το σύστημα μεταφέρεται από την κατάσταση  $i$  στην κατάσταση  $i-n$  εκτός κι αν η εκπεμπόμενη ισχύς λάβει την ελάχιστη τιμή της. Σε αυτή την περίπτωση, το σύστημα φτάνει στην κατάσταση αφετηρίας, την κατάσταση  $-M'$ . Το  $M'$  μπορεί να καθοριστεί από την ελάχιστη ισχύ εξόδου της συσκευής Bluetooth.

Ορίζουμε με  $B_{min}$  και  $B_{max}$ , την ελάχιστη και τη μέγιστη αντίστοιχα, ισχύ εξόδου σε dBm της υπό εξέταση συσκευής Bluetooth.

Για  $J_t \in H_i$ , το  $J_t$  μπορεί να εκφραστεί από τη σχέση

$$J_t = J_t^{(\min)} + (i + \xi)\Delta \quad (5.8)$$

όπου  $\xi \in [0, 1)$ .

Ισχύει ότι

$$B_{\min} \leq J_t \leq B_{\max}$$

Κι επομένως είναι

$$M = \left\lfloor -\xi + (B_{\max} - J_t^{(\min)})/\Delta \right\rfloor \quad (5.9)$$

Και

$$M' = \left\lfloor -\xi + (B_{\min} - J_t^{(\min)})/\Delta \right\rfloor \quad (5.10)$$

όπου  $\lfloor x \rfloor$  ο ακέραιος που είναι μικρότερος ή ίσος του  $x$ .

Αν ορίσουμε με  $p_{i,i'}$  την πιθανότητα μετάβασης από την κατάσταση  $i$  στην κατάσταση  $i'$ , τότε ισχύουν τα εξής

$$p_{i,i+n} = \Pr\{J_r \in G_n | J_t \in H_i\} \quad , \quad 1 \leq n \leq M - i - 1 \quad (5.11)$$

$$p_{i,i-n} = \Pr\{J_r \in F_n | J_t \in H_i\} \quad , \quad 1 \leq n \leq M' + i - 1 \quad (5.12)$$

$$p_{i,M} = \Pr\left\{J_r \in \bigcup_{n=M-i}^{\infty} G_n \mid J_t \in H_i\right\} \quad , \quad i \neq M \quad (5.13)$$

$$p_{i,-M'} = \Pr\left\{J_r \in \bigcup_{n=M'+i}^{\infty} F_n \mid J_t \in H_i\right\} \quad , \quad i \neq -M' \quad (5.14)$$

$$p_{i,i} = 1 - \sum_{i'=-M', i' \neq i}^M p_{i,i'} \quad (5.15)$$

Αν στις σχέσεις (5.11) έως (5.14) αντικαταστήσουμε τις (5.2), (5.7) και (5.8) τότε για τις πιθανότητες μετάβασης στις διάφορες καταστάσεις προκύπτει ότι

$$p_{i,i+n} = Q\left(\frac{\gamma\sigma_{dB}}{2} - \frac{n+i+\xi}{\sigma_{dB}/\Delta}\right) - Q\left(\frac{\gamma\sigma_{dB}}{2} - \frac{n-1+i+\xi}{\sigma_{dB}/\Delta}\right) \quad (5.16)$$

$$1 \leq n \leq M - i - 1$$

$$p_{i,i-n} = Q\left(\frac{\gamma\sigma_{dB}}{2} + \frac{n-1+S-i-\xi}{\sigma_{dB}/\Delta}\right) - Q\left(\frac{\gamma\sigma_{dB}}{2} + \frac{n+S-i-\xi}{\sigma_{dB}/\Delta}\right) \quad (5.17)$$

$$1 \leq n \leq M' + i - 1$$

$$p_{i,M} = 1 - Q\left(\frac{\gamma\sigma_{dB}}{2} - \frac{M-1+\xi}{\sigma_{dB}/\Delta}\right), \quad i \neq M \quad (5.18)$$

$$p_{i,-M'} = Q\left(\frac{\gamma\sigma_{dB}}{2} + \frac{M'-1+S+\xi}{\sigma_{dB}/\Delta}\right), \quad i \neq -M' \quad (5.19)$$

όπου  $Q(x)$  η πιθανότητα ουράς της τυπικής κανονικής κατανομής και

$$S = \frac{J_r^{(UT)} - J_r^{(LT)}}{\Delta} = \frac{GRPR}{\Delta} \quad (5.20)$$

Ο μεταβατικός πίνακας  $T_\xi$  είναι συνάρτηση του  $\xi$  και δίνεται από

$$T_\xi = [p_{i,i'}]_{i,i'=-M', \dots, M}$$

Αν ορίσουμε με  $P_i(\xi)$  την πιθανότητα της κατάστασης  $i$ , τότε το  $P_\xi$  είναι διάνυσμα των πιθανοτήτων των καταστάσεων όπου

$$P_\xi = [P_{-M'}(\xi), \dots, P_M(\xi)]$$

Ας σημειωθεί ότι το  $P_\xi$  χαρακτηρίζει την κατανομή της εκπεμπόμενης ισχύος. Αν υπάρχει το  $P_\xi$ , τότε αυτό είναι ένα ιδιοδιάνυσμα του πίνακα  $T_\xi$  με αντίστοιχη ιδιοτιμή ίση με 1 και με  $\sum_{i=-M'}^M P_i(\xi) = 1$ .

Είναι πιθανό ο  $T_\xi$  να έχει περισσότερες μοναδιαίες ιδιοτιμές. Στην περίπτωση αυτή η κατανομή δεν είναι μοναδική. Αυτό συμβαίνει όταν το  $\sigma_{dB}$  είναι πολύ χαμηλό, για παράδειγμα μικρότερο από 2 dB για GRPR μικρότερο από 26 dB.

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι, η ύπαρξη και η μοναδικότητα του  $P_\xi$  συνεπάγεται ότι η κατανομή της εκπεμπόμενης ισχύος είναι ανεξάρτητη από το επίπεδο της αρχικής της τιμής.

Μοντελοποιούμε τη μεταβλητή  $\xi$  με τυχαία ομοιόμορφη μεταβλητή στο διάστημα  $[0,1)$ . Αυτή η υπόθεση γίνεται με σκοπό να υπολογιστεί μια αντιπροσωπευτική τιμή της μέσης εκπεμπόμενης ισχύος των διαφόρων συσκευών Bluetooth, οι οποίες μπορεί να έχουν διαφορετικές αρχικές εκπεμπόμενες ισχύεις, διαφορετικά δηλαδή  $\xi$ .

Η μέση εκπεμπόμενη ισχύς σε mW δίνεται από

$$\overline{W}_t = E\{10^{J_t/10}\} \quad (5.21)$$

όπου το  $J_t$  προκύπτει από τη σχέση (5.8) και λαμβάνονται υπόψιν όλες οι καταστάσεις και η τυχαία μεταβλητή  $\xi$ .

Αν υπολογιστεί η  $\overline{W}_t$  και το αποτέλεσμα αντικατασταθεί στην (5.6) τότε για τον υπολογισμό του  $A_{dB}$  ισχύει η έκφραση

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left( \int_0^1 \sum_{i=-M'}^M P_i(\xi) \times 10^{(i+\xi)\Delta/10} d\xi \right) \quad (5.22)$$

Το παραπάνω ολοκλήρωμα υπολογίζεται εύκολα από μία αριθμητική τεχνική, όπως είναι ο κανόνας του Simpson.

### 5.2.2 Αριθμητικά αποτελέσματα

Εφόσον ο σκοπός μας είναι να εκτιμήσουμε την επίδραση της σκίασης και όχι την επίδραση των  $B_{max}$  και  $B_{min}$  στη μέση εκπεμπόμενη ισχύ, θεωρούμε ότι μπορεί να αγνοηθεί η επίδραση των  $B_{max}$  και  $B_{min}$  στην  $\overline{W}_t$ . Για τον υπολογισμό των αριθμητικών αποτελεσμάτων, οι τιμές των  $B_{max}$  και  $B_{min}$  επιλέχθηκαν έτσι, ώστε όταν συγκρίνονται τα  $P_M(\xi)$  και  $P_{-M'}(\xi)$  με τις πιθανότητες άλλων καταστάσεων να είναι αμελητέα. Για παράδειγμα, για  $GRPR=20$  dB,  $\Delta=2$  dB και  $2 \text{ dB} \leq \sigma_{dB} \leq 8 \text{ dB}$  βρέθηκε ότι αυτό ισχύει όταν

$$B_{max} = J_t^{(min)} + 30 \text{ dBm}$$

Και

$$B_{min} = J_t^{(min)} - 10 \text{ dBm}$$

Στον Πίνακα 1, περιέχονται θεωρητικά αποτελέσματα και αποτελέσματα προσομοίωσης για το  $A_{dB}$  όταν  $GRPR=20$  dB.

Θεωρητικές τιμές				Πειραματικές τιμές
$\sigma_{dB}$	$\Delta=2\text{dB}$	$\Delta=4\text{dB}$	$\Delta=8\text{dB}$	$\Delta=2\text{dB}$
2dB	10.5	10.6	11.1	10.6
3dB	11.1	11.2	11.7	11.3
4dB	12.0	12.2	12.8	12.1
5dB	13.4	13.6	14.2	13.4
6dB	15.0	15.3	16.2	15.1
7dB	17.1	17.5	18.6	17.3
8dB	19.2	20.2	21.5	19.8

**Πίνακας 1.** Θεωρητικές και πειραματικές τιμές για το  $A_{dB}$  συναρτήσει του βήματος  $\Delta$  και της απόκλισης  $\sigma_{dB}$  του περιβάλλοντος σκίασης, όταν  $GRPR=20$  dB.

Οι υπολογισμοί έγιναν ως εξής:

#### ▪ Θεωρητικά αποτελέσματα

Οι θεωρητικές τιμές για το  $A_{dB}$  υπολογίστηκαν μέσω της σχέσης (5.22). Οι υπολογισμοί έγιναν για  $GRPR=20$  dB και για διάφορες τιμές του  $\Delta$  και της  $\sigma_{dB}$ . Συγκεκριμένα, ο Πίνακας 1, περιέχει το  $A_{dB}$  για  $\Delta=2, 4$  και  $8$  dB και για  $2 \text{ dB} \leq \sigma_{dB} \leq 8$  dB.

Από τα αποτελέσματα αυτά συμπεραίνουμε ότι:

- Για δεδομένη τιμή της  $\sigma_{dB}$ , το βήμα  $\Delta=2$  dB παράγει το χαμηλότερο  $A_{dB}$  μεταξύ των τριών τιμών για το  $\Delta$ . Επομένως, χρησιμοποιώντας μικρότερο βήμα επιτυγχάνεται χαμηλότερη μέση εκπεμπόμενη ισχύς. Ωστόσο, πρέπει να αναφέρουμε ότι, με τη χρήση μικρότερου βήματος προκύπτει πιο αργή σύγκλιση προς την επιθυμητή εκπεμπόμενη ισχύ. Αυτός ο παράγοντας πρέπει επίσης να ληφθεί υπόψιν από τους σχεδιαστές συστημάτων Bluetooth στην απόφαση για την τιμή του  $\Delta$ .
- Για δεδομένη τιμή του  $\Delta$  παρατηρούμε ότι, με αύξηση της  $\sigma_{dB}$  προκύπτει μεγαλύτερο  $A_{dB}$ , γεγονός που σημαίνει ότι καταναλώνεται περισσότερη εκπεμπόμενη ενέργεια όταν το κανάλι υπόκειται σε πιο έντονη σκίαση. Για παράδειγμα, στα εσωτερικά περιβάλλοντα διάδοσης όπου μια τυπική τιμή για το  $\sigma_{dB}$  κυμαίνεται από 3 έως 6 dB, η μέση εκπεμπόμενη ισχύς για  $\Delta=2$  dB διαφέρει κατά 3.9 dB. Επίσης, για  $\Delta=2$  dB και  $\sigma_{dB}=3$  και 6 dB, μια συσκευή Bluetooth χρειάζεται να καταναλώσει αντίστοιχα 11.1 και 15.0 dB περισσότερη εκπεμπόμενη ενέργεια από την ελάχιστη που απαιτείται για την επίτευξη αποδεκτής επίδοσης υπό την απουσία σκίασης.

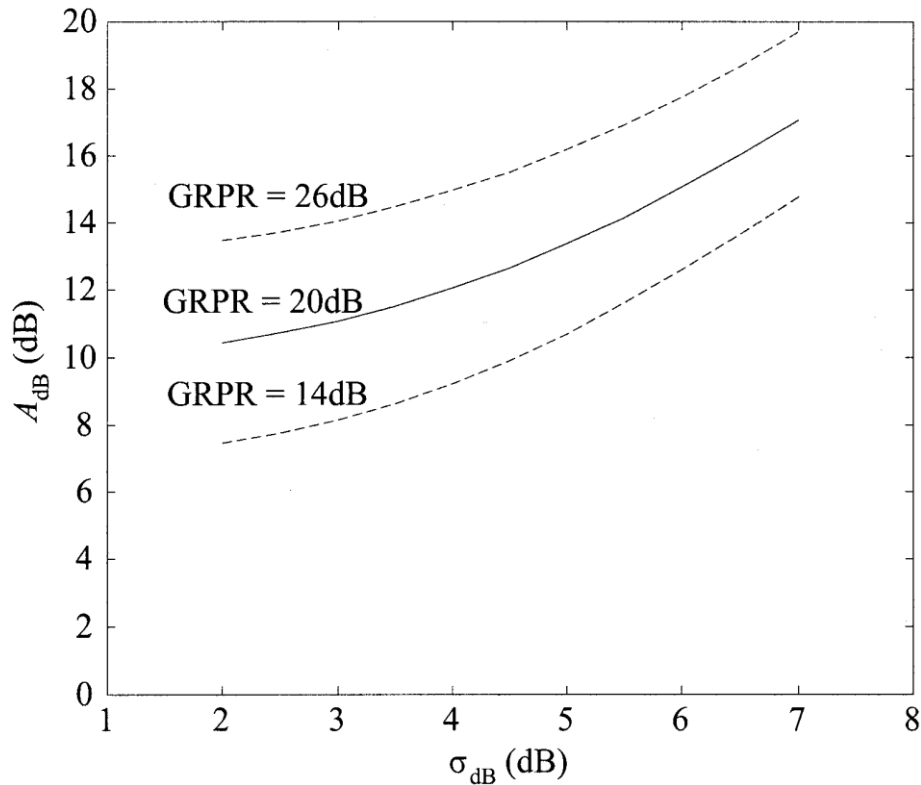
#### ▪ Αποτελέσματα προσομοίωσης

Για τον υπολογισμό των πειραματικών αποτελεσμάτων για το  $A_{dB}$ , υποθέτουμε ότι  $GRPR=20$  dB,  $\Delta=2$  dB και  $2 \text{ dB} \leq \sigma_{dB} \leq 8$  dB. Αρχικά, υπολογίζεται το  $J_r$  από τη σχέση (5.1) με τη  $U$  να παράγεται τυχαία και στη συνέχεια προσαρμόζεται το  $J_t$  σύμφωνα με τον αλγόριθμο ελέγχου ισχύος. Η διαδικασία πραγματοποιήθηκε 20000 φορές για  $\sigma_{dB}=2$  dB και 200 φορές για τις άλλες τιμές της  $\sigma_{dB}$  και επιτεύχθηκε μια τελική τιμή για το  $J_t$ . Η ανάγκη για επανάληψη 20000 φορές όταν  $\sigma_{dB}=2$  dB, έγκειται στο ότι συμβαίνει αργή σύγκλιση των πιθανοτήτων των καταστάσεων.

Προέκυψαν λοιπόν τελικές τιμές για το  $J_t$ , βασισμένες στις αρχικές τιμές του  $J_t$  οι οποίες παράχθηκαν τυχαίως μέσα στο διάστημα από  $J_t^{(min)} - 40$  dBm έως  $J_t^{(min)} + 60$  dBm. Από τις τελικές τιμές του  $J_t$  υπολογίζεται η μέση εκπεμπόμενη ισχύς από την (5.21) και εκτιμάται το  $A_{dB}$ .

Τέλος, για  $\Delta=2$  dB είναι εμφανές ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σχεδόν συμφωνούν με τα θεωρητικά. Επομένως, επιβεβαιώνεται η ακρίβεια της σχέσης (5.22).

Στο Σχήμα 5.1 απεικονίζεται το  $A_{dB}$  συναρτήσει της  $\sigma_{dB}$ , για  $\Delta=2$  dB και για διάφορες τιμές του GRPR. Συγκεκριμένα, η απεικόνιση υλοποιήθηκε για GRPR=14, 20 και 26 dB. Οι τιμές 14 και 26 dB είναι αντίστοιχα το κάτω και το άνω όριο του GRPR, αφού οι προδιαγραφές του Bluetooth, όπως προαναφέραμε, καθορίζουν για το GRPR ονομαστική τιμή 20 dB με ακρίβεια  $\pm 6$  dB.



**Σχήμα 5.1.**  $A_{dB}$  συναρτήσει της  $\sigma_{dB}$ , για  $\Delta=2$  dB και GRPR=14, 20 και 26 dB.

Από το παραπάνω σχήμα είναι προφανές ότι, μια αύξηση στο GRPR αυξάνει το  $A_{dB}$ , με αποτέλεσμα να χρησιμοποιείται περισσότερη ενέργεια εκπομπής. Επιπρόσθετα, από τα αποτελέσματα του σχήματος υποδεικνύεται ότι, για να αυξηθεί (μειωθεί) η απαιτούμενη μέση εκπεμπόμενη ισχύς κατά 3 dB πρέπει να αυξηθεί (μειωθεί) το GRPR κατά 6 dB από την ονομαστική του τιμή. Επομένως, η κατανάλωση της ισχύος εκπομπής για τις συσκευές Bluetooth ποικίλει περί τα 6 dB, λόγω της  $\pm 6$  dB ανεκτικότητας του GRPR.

# **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ**





# MATLAB ΚΩΔΙΚΑΣ

## Κεφάλαιο 3

### ▪ Σχήματα 3.1 και 3.2

```
a=0.47;           % parameters a and b
b=0.52;           % for coherent demodulation-figure 3.1
a=0.08;           % parameters a and b
b=0.13;           % for non-coherent demodulation-figure 3.2
gdb=[0:0.1:15];   % SNR in dB scale-figure 3.1
gdb=[5:0.1:25];   % SNR in dB scale-figure 3.2
g=10.^(gdb/10);   % SNR in linear scale
Pb=a*exp(-b*g);   % instantaneous bit error probability
semilogy(gdb,Pb)
axis([0 15 10.^(-4) 10.^0]); % for figure 3.1
axis([5 25 10.^(-7) 10.^0]); % for figure 3.2
xlabel('γ (dB)');
ylabel('Pb');
```

### ▪ Σχήματα 3.3 και 3.4

```
a=0.47;           % parameters a and b
b=0.52;           % for coherent demodulation-figure 3.3
a=0.08;           % parameters a and b
b=0.13;           % for non-coherent demodulation-figure 3.4
Nbl=[20 40 80 100]; % block length for figure 3.3
Nbl=[20 40 80 120]; % block length for figure 3.4
gdb=[0:1:40];
g=10.^(gdb/10);
BLEP=[1:length(gdb)]; % mean block error probability
for j=1:4          % loop for block length
    for N=1:2      % loop for number of antennas
        % BLEP evaluation from expression (3.7)
        for i=1:length(gdb)
            temp=0;
            for k=1:Nbl(1,j)
                temp=temp+(factorial(Nbl(1,j))/(factorial(Nbl(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*((1+b*k*g(1,i)).^(-N));
            end
            BLEP(1,i)=temp;
        end
        semilogy(gdb,BLEP)
        xlabel('mean γ (dB)');
        ylabel('mean Pbl');
        axis([0 40 10.^(-6) 10.^0]);
        hold on
    end
end
end
```

▪ **Σχήματα 3.5 και 3.6**

```

a=0.47;           % parameters a and b
b=0.52;           % for coherent demodulation-figure 3.5
a=0.08;           % parameters a and b
b=0.13;           % for non-coherent demodulation-figure 3.6
Nbl=100;          % for figure 3.5
Nbl=120;          % for figure 3.6
gdb=[0:1:40];
g=10.^(gdb/10);
BLEP=[1:length(gdb)]; % mean block error probability
ABLEP=[1:length(gdb)]; % asymptotical mean block
                        % error probability
for N=1:4          % loop for number of antennas
% evaluation of expressions (3.7) and (3.9)
for i=1:length(gdb)
temp1=0;
temp2=0;
for k=1:Nbl
temp1=temp1+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*((1+b*k*g(1,i)).^(-N));
temp2=temp2+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*((b*k).^(-N));
end
BLEP(1,i)=temp1;
temp2=temp2/(g(1,i).^N);
% ABLEP evaluation from expression (3.8)
if temp2>=1
ABLEP(1,i)=1;
else
ABLEP(1,i)=temp2;
end
end
end
semilogy(gdb,BLEP)
xlabel('mean  $\gamma$  (dB)');
ylabel('mean Pbl');
axis([0 40 10.^(-6) 10.^0]);
hold on
semilogy(gdb,ABLEP)
hold on
end

```

▪ **Σχήματα 3.7 και 3.8**

```

a=0.47;           % parameters a and b
b=0.52;           % for coherent demodulation-figure 3.7
a=0.08;           % parameters a and b
b=0.13;           % for non-coherent demodulation-figure 3.8
Nbl=[20 40 60]; % block length for figure 3.7
Nbl=[20 40 80 120]; % block length for figure 3.8

```

```

gdb=[0:1:40];
g=10.^(gdb/10);
BLEP=[1:length(gdb)]; % mean block error probability
for j=1:length(Nbl) % loop for block length
    for N=1:2 % loop for number of antennas
        % BLEP evaluation from expression (3.11)
        for i=1:length(gdb)
            temp=0;
            for k=1:Nbl(1,j)
                % evaluation of second sum of expression (3.11)
                help=0;
                for h=0:N-1
                    help=help+(((-1).^h)*N*(factorial(N-1)/(factorial(N-1-
h)*factorial(h))))/(1+h+k*b*g(1,i));
                end
                temp=temp+(factorial(Nbl(1,j))/(factorial(Nbl(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*help;
            end
            BLEP(1,i)=temp;
        end
    end
    semilogy(gdb,BLEP)
    xlabel('mean  $\gamma$  (dB)');
    ylabel('mean Pbl');
    axis([0 40 10.^(-6) 10.^0]);
    hold on
end
end
end

```

### ▪ Σχήματα 3.9 και 3.10

```

a=0.47; % parameters a and b
b=0.52; % for coherent demodulation-figure 3.9
a=0.08; % parameters a and b
b=0.13; % for non-coherent demodulation-figure 3.10
Nbl=60; % for figure 3.9
Nbl=120; % for figure 3.10
gdb=[0:1:40];
g=10.^(gdb/10);
BLEP=[1:length(gdb)]; % mean block error probability
ABLEP=[1:length(gdb)]; % asymptotical mean block
% error probability
for N=1:4 % loop for number of antennas
    % evaluation of expressions (3.11) and (3.13)
    for i=1:length(gdb)
        temp1=0;
        temp2=0;
        for k=1:Nbl
            % evaluation of second sum of expression (3.11)
            help=0;

```

```

    for h=0:N-1
        help=help+((( -1).^h)*N*(factorial(N-1)/(factorial(N-1-
h)*factorial(h))))/(1+h+k*b*g(1,i));
        end
        temp1=temp1+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*help;
        temp2=temp2+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*factorial(N)/((b*k).^N);
        end
BLEP(1,i)=temp1;
temp2=temp2/(g(1,i).^N);
% ABLEP evaluation from expression (3.12)
if temp2>=1
    ABLEP(1,i)=1;
else
    ABLEP(1,i)=temp2;
end
end
semilogy(gdb,BLEP)
xlabel('mean  $\gamma$  (dB)');
ylabel('mean Pbl');
axis([0 40 10.^(-6) 10.^0]);
hold on
semilogy(gdb,ABLEP)
hold on
end

```

### ▪ **Σήματα 3.11 και 3.12**

```

a=0.47;           % parameters a and b
b=0.52;           % for coherent demodulation-figure 3.11
a=0.08;           % parameters a and b
b=0.13;           % for non-coherent demodulation-figure 3.12
Nbl=60;           % block length for figure 3.11
Nbl=120;          % block length for figure 3.12
gdb=[0:1:40];
g=10.^(gdb/10);
BLEP1=[1:length(gdb)]; % mean block error probability
                        % for SC receiver
BLEP2=[1:length(gdb)]; % mean block error probability
                        % for MRC receiver
for N=1:4          % loop for number of antennas
    for i=1:length(gdb)
        temp1=0;
        temp2=0;
        for k=1:Nbl
            % BLEP evaluation for SC receiver
            help=0;

```

```

    for h=0:N-1
        help=help+((( -1).^h)*N*(factorial(N-1)/(factorial(N-1-
h)*factorial(h))))/(1+h+k*b*g(1,i));
    end
    temp1=temp1+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*help;
    % BLEP evaluation for MRC receiver
    temp2=temp2+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*((1+b*k*g(1,i)).^(-N));
    end
    BLEP1(1,i)=temp1;
    BLEP2(1,i)=temp2;
    end
semilogy(gdb,BLEP1)
semilogy(gdb,BLEP2)
xlabel('γ (dB)');
ylabel('mean Pbl');
axis([0 40 10.^(-6) 10.^0]);
hold on
end

```

#### ▪ **Σχήματα 3.13 και 3.14**

```

a=[0.47 0.08];
b=[0.52 0.13];
Nbl=100;          % for MRC receiver-figure 3.13
Nbl=60;          % for SC receiver-figure 3.14
gdb=[0:1:40];
g=10.^(gdb/10);
BLEP=[1:length(gdb)];

% for MRC receiver-figure 3.13
for j=1:2        % loop for two types of demodulation
    for N=1:4    % loop for number of antennas
        for i=1:length(gdb)
            temp=0;
            for k=1:Nbl
                temp=temp+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(a(1,j).^k)*((1+b(1,j)*k*g(1,i)).^(-N));
            end
            BLEP(1,i)=temp;
        end
        semilogy(gdb,BLEP)
        xlabel('mean γ (dB)');
        ylabel('mean Pbl');
        axis([0 40 10.^(-6) 10.^0]);
        hold on
    end
end

```

```

end

% for SC receiver-figure 3.14
for j=1:2      % loop for two types of demodulation
  for N=1:4    % loop for number of antennas
    for i=1:length(gdb)
      temp=0;
      for k=1:Nbl
        help=0;
        for h=0:N-1
          help=help+(((-1).^h)*N*(factorial(N-1)/(factorial(N-1-
h)*factorial(h))))/(1+h+k*b(1,j)*g(1,i));
        end
        temp=temp+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a(1,j).^k)*help;
      end
      BLEP(1,i)=temp;
    end
    semilogy(gdb,BLEP)
    xlabel('mean  $\gamma$  (dB)');
    ylabel('mean Pbl');
    axis([0 40 10.^(-8) 10.^0]);
    hold on
  end
end
end

```

▪ **Σχήματα 3.15 και 3.18**

```

a=0.47;      % parameters a and b
b=0.52;      % for coherent demodulation
sigmadb=3;   % deviation of mean SNR
PEP=10.^(-2); % fixed value of packet error probability
Nbl=[20 120];
mdb=[0:1:40]; % mean value of mean SNR
Pou=[1:length(mdb)]; % outage probability
for j=1:2    % loop for block length
  for N=1:4  % loop for number of antennas
    for i=1:length(mdb)
      temp=0;
      for k=1:Nbl(1,j)

        % for MRC receiver-figure 3.15
        temp=temp+(factorial(Nbl(1,j))/(factorial(Nbl(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*((b*k).^(-N));

        % for SC receiver-figure 3.18
        temp=temp+(factorial(Nbl(1,j))/(factorial(Nbl(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*factorial(N)*((b*k).^(-
N));
      end
    end
  end
end

```

```

    end
    temp=temp/PEP;
    % evaluation of expression (3.21)
    Pou(1,i)=0.5*erfc((mdb(1,i)-
(10/N)*log10(temp))/((sqrt(2))*sigmadb));
    end
semilogy(mdb,Pou)
xlabel('μdB');
ylabel('Po,U');
axis([0 40 10.^(-6) 10.^0]);
hold on
    end
end

```

▪ **Σχήματα 3.16 και 3.19**

```

a=0.47; % parameters a and b
b=0.52; % for coherent demodulation
sigmadb=3;
PEP=[10.^(-3) 10.^(-2) 10.^(-1)];
Nbl=120;
mdb=[0:1:60];
Pou=[1:length(mdb)];
for j=1:3 % loop for PEP
    for N=1:2 % loop for number of antennas
        for i=1:length(mdb)
            temp=0;
            for k=1:Nbl

                % for MRC receiver-figure 3.16
                temp=temp+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*(b*k).^(-N));

                % for SC receiver-figure 3.19
                temp=temp+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*factorial(N)*((b*k).^(-
N));

            end
            temp=temp/PEP(1,j);
            Pou(1,i)=0.5*erfc((mdb(1,i)-
(10/N)*log10(temp))/((sqrt(2))*sigmadb));
            end
semilogy(mdb,Pou)
xlabel('μdB');
ylabel('Po,U');
axis([0 60 10.^(-6) 10.^0]);
hold on
    end
end

```

end

▪ **Σχήματα 3.17 και 3.20**

```
a=0.47; % parameters a and b
b=0.52; % for coherent demodulation
sigmadb=[3 5 7];
PEP=10.^(-2);
Nbl=120;
mdb=[0:1:60];
Pou=[1:length(mdb)];
for j=1:3 % loop for sigmadb
    for N=1:2 % loop for number of antennas
        for i=1:length(mdb)
            temp=0;
            for k=1:Nbl

                % for MRC receiver-figure 3.17
                temp=temp+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*((b*k).^(-N));

                % for SC receiver-figure 3.20
                temp=temp+(factorial(Nbl)/(factorial(Nbl-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*factorial(N)*((b*k).^(-
N));

            end
            temp=temp/PEP;
            Pou(1,i)=0.5*erfc((mdb(1,i)-
(10/N)*log10(temp))/((sqrt(2))*sigmadb(1,j)));
        end
    end
end
semilogy(mdb,Pou)
xlabel('μdB');
ylabel('Po,U');
axis([0 60 10.^(-6) 10.^0]);
hold on
end
end
```

▪ **Πίνακες 2, 3, 4 και 5**

```
a=0.47; % parameters a and b
b=0.52; % for coherent demodulation-tables 2 and 4
a=0.08; % parameters a and b
b=0.13; % for non-coherent demodulation-tables 3 and 5
Cmrc=[4,4];
Csc=[4,4];
N=[1 2 3 4];
Nbl=[20 40 80 110];
for i=1:1:4 % loop for block length
```



```

for j=1:1:4      % loop for number of antennas
    temp1=0;
    temp2=0;
    for k=1:Nbl(1,j)
        % Cmrc evaluation-tables 2 and 3
        temp1=temp1+(factorial(Nbl(1,j))/(factorial(Nbl(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(a.^k)*((b*k).^(-N(1,i)));
        % Csc evaluation-tables 4 and 5
        temp2=temp2+(factorial(Nbl(1,j))/(factorial(Nbl(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*factorial(N(1,i))*(a.^k)/((k*b).^N(1,i));
    end
    Cmrc(j,i)=temp1;
    Csc(j,i)=temp2;
end
end
Cmrc
Csc

```

## **Κεφάλαιο 4**

### **Σχήμα 4.1**

```

a=[0.08 0.08 0.24]; % parameters a and b for different values
b=[0.13 0.22 0.66]; % of fd·T for non-coherent demodulation
gdb=[5:0.1:18]; % SNR in dB scale
g=10.^(gdb/10); % SNR in linear scale
for i=1:3
    Pb=a(1,i)*exp((-b(1,i))*g); % bit error probability
    semilogy(gdb,Pb)
    xlabel('γ (dB)');
    ylabel('Pb');
    axis([5 18 10.^(-4) 10.^0]);
    hold on
end

```

### **Σχήματα 4.2 και 4.4**

```

a=0.08; % parameters a and b for
b=0.13; % non-coherent demodulation

% DM1 and DH1 packets
Nc=[15 120]; % number of codewords in payload
Nb=[15 1]; % number of bits per codeword
t=[1 0]; % number of errors per codeword

F=0.11;
Gdf=1;
gdb=1000; % mean SNR in dB
g=10.^(gdb/10); % mean SNR in linear scale

```

```

cidb=[0:1:40];          % mean ratio C/I in dB scale
ci=10.^(cidb/10);      % mean ratio C/I in linear scale
PEP=[1:length(cidb)];  % packet error probability
N=[1 2 4];
for l=1:2              % loop for two types of packets
    for i=1:3          % loop for number of antennas
        % PEP evaluation from expression (4.37) for MRC receiver
        % and from expression (4.41) for SC receiver
        for j=1:length(cidb)
            temp=0;
            for k=1:Nc(1,l)

                % for MRC receiver-figure 4.2
                temp=temp+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)*((1+k*b*(t(1,l)+
1)*(1/((1/g)+F*Gdf/ci(1,j)))).^(-N(1,i)));

                % for SC receiver-figure 4.4
                help=0;
                for h=0:(N(1,i)-1)
                    help=help+((( -1).^h)*(N(1,i))*factorial(N(1,i)-
1)/(factorial(N(1,i)-1-
h)*factorial(h)))/(1+h+k*b*(t(1,l)+1)*(1/((1/g)+F*Gdf/ci(1,j)
))));
                end
                temp=temp+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)*help;

            end
            PEP(1,j)=temp;
        end
    end
    semilogy(cidb,PEP)
    xlabel('mean C/I (dB)');
    ylabel('mean PEP');
    axis([0 40 10.^(-4) 10.^0]);
    hold on
end
end
end

```

▪ **Σχήματα 4.3 και 4.5**

```

a=0.08;                % parameters a and b for
b=0.13;                % non-coherent demodulation

```

```

% DM1 and DH1 packets

```

```

Nc=[15 120];           % number of codewords in payload
Nb=[15 1];             % number of bits per codeword
t=[1 0];               % number of errors per codeword

F=0.11;
Gdf=1;
cidb=[0:1:30];
ci=10.^(cidb/10);
PEP=[1:length(cidb)]; % packet error probability
APEP=[1:length(cidb)]; % asymptotical packet error probability
for l=1:2               % loop for two types of packets
    for N=1:2           % loop for number of antennas

        % evaluation of expressions (4.37) and (4.39) for MRC
        % receiver and evaluation of expressions (4.41) and
        % (4.43) for SC receiver
        for j=1:length(cidb)
            temp1=0;
            temp2=0;
            for k=1:Nc(1,l)

                % for MRC receiver-figure 4.3
                temp1=temp1+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)*((1+k*b*(t(1,l)+
1)*(1/(F*Gdf/ci(1,j))))).^(-N));
                temp2=temp2+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)/((k*b*(t(1,l)+1)
).^N);

                % for SC receiver-figure 4.5
                help=0;
                for h=0:(N-1)
                    help=help+((( -1).^h)*(N)*(factorial(N-1)/(factorial(N-
1-h)*factorial(h))))/(1+h+k*b*(t(1,l)+1)*(1/(F*Gdf/ci(1,j))));
                end
                temp1=temp1+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)*help;
                temp2=temp2+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)*factorial(N)/((k
*b*(t(1,l)+1)).^N);
            end
        end
    end
end

```

```

    end
    PEP(1,j)=temp1;
    % APEP evaluation from expression (4.38) for MRC receiver
    % and from expression (4.42) for SC receiver
    temp2=temp2/((ci(1,j)/(F*Gdf)).^N);
    APEP(1,j)=temp2;
    end
    semilogy(cidb,PEP)
    xlabel('mean C/I (dB)');
    ylabel('mean PEP');
    axis([0 30 10.^(-4) 10.^0]);
    hold on
    semilogy(cidb,APEP)
    hold on
    end
end

```

▪ **Σήμα 4.6**

```

a=0.47;           % parameters a and b for
b=0.52;           % coherent demodulation

% DH1 packets
Nc=80;           % number of codewords in payload
Nb=1;           % number of bits per codeword
t=0;           % number of errors per codeword
F=0.11;
Gdf=1;
gdb=1000;       % mean SNR in dB
g=10.^(gdb/10); % mean SNR in linear scale
cidb=[0:1:40]; % mean ratio C/I in dB scale
ci=10.^(cidb/10); % mean ratio C/I in linear scale
PEP1=[1:length(cidb)]; % packet error probability
                        % for MRC receiver
PEP2=[1:length(cidb)]; % packet error probability
                        % for SC receiver

N=[1 2 4];
for i=1:3        % loop for number of antennas
    % PEP evaluation from expression (4.37) for MRC receiver
    % and from expression (4.41) for SC receiver
    for j=1:length(cidb)
        temp1=0;
        temp2=0;
        for k=1:Nc
            % for MRC receiver
            temp1=temp1+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-

```

```

1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1)).^k)*((1+k*b*(t+1)*(1/((1/g)+F*
Gdf/ci(1,j))))).^(-N(1,i)));
    % for SC receiver
    help=0;
    for h=0:(N(1,i)-1)
        help=help+(((1).^h)*(N(1,i))*(factorial(N(1,i)-
1)/(factorial(N(1,i)-1-
h)*factorial(h)))/(1+h+k*b*(t+1)*(1/((1/g)+F*Gdf/ci(1,j)))));
    end
    temp2=temp2+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1)).^k)*help;
    end
    PEP1(1,j)=temp1;
    PEP2(1,j)=temp2;
end
semilogy(cidb,PEP1)
xlabel('mean C/I (dB)');
ylabel('mean PEP');
axis([0 40 10.^(-4) 10.^0]);
hold on
semilogy(cidb,PEP2)
hold on
end

```

#### ▪ **Σχήματα 4.7 και 4.8**

```

a=0.08;           % parameters a and b for
b=0.13;           % non-coherent demodulation
Nc=15;            % DM1 packets
Nb=15;
t=1;
F=0.11;
gdb=[20 inf];    % two values for mean SNR
g=10.^(gdb/10);
cidb=[0:1:30];
ci=10.^(cidb/10);
PEPlw=[1:length(cidb)]; % ratio PEP/Lwl
N=[1 2 4];
for l=1:2         % loop for the two values of mean SNR
    for i=1:3     % loop for number of antennas
        for j=1:length(cidb)
            temp1=0;
            temp2=0;
            temp3=0;

            % for MRC receiver-figure 4.7
            % evaluation of expression (4.45)

```

```

for Df=(-39):(-12)
    for k=1:Nc
        temp1=temp1+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*((1+k*b*(t+1)*g(1,1)).^(-
N(1,i)));
    end
end
for Df=(-11):11
    for k=1:Nc
        temp2=temp2+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*((1+k*b*(t+1)*(1/(1/g(1,1)
))+F/ci(1,j))).^(-N(1,i)));
    end
end
for Df=12:39
    for k=1:Nc
        temp3=temp3+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*((1+k*b*(t+1)*g(1,1)).^(-
N(1,i)));
    end
end
end

% for SC receiver-figure 4.8
% evaluation of expression (4.46)
for Df=(-39):(-12)
    for k=1:Nc
        help=0;
        for h=0:(N(1,i)-1)
            help=help+((-1).^h)*(N(1,i))*(factorial(N(1,i)-
1)/(factorial(N(1,i)-1-
h)*factorial(h)))/(1+h+k*b*(t+1)*g(1,1));
        end
        temp1=temp1+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*help;
    end
end
for Df=(-11):11
    for k=1:Nc
        help=0;
        for h=0:(N(1,i)-1)

```

```

        help=help+((( -1).^h)*(N(1,i))*(factorial(N(1,i)-
1)/(factorial(N(1,i)-1-
h)*factorial(h))))/(1+h+k*b*(t+1)*(1/((1/g(1,1))+F/ci(1,j))));
        end
        temp2=temp2+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*help;
        end
    end
    for Df=12:39
        for k=1:Nc
            help=0;
            for h=0:(N(1,i)-1)
                help=help+((( -1).^h)*(N(1,i))*(factorial(N(1,i)-
1)/(factorial(N(1,i)-1-
h)*factorial(h))))/(1+h+k*b*(t+1)*g(1,1));
            end
            temp3=temp3+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*help;
            end
        end

        PEPlw(1,j)=(1/79)*(temp1+temp2+temp3);
    end
    semilogy(cidb,PEPlw)
    xlabel('mean C/I (dB)');
    ylabel('PEP/Lwl');
    axis([0 30 10.^(-4) 10.^0]);
    hold on
    end
end

```

#### ▪ **Σήματα 4.9 και 4.10**

```

a=0.08; % parameters a and b for
b=0.13; % non-coherent demodulation
% DM1 and DH1 packets
Nc=[15 120]; % number of codewords in payload
Nb=[15 1]; % number of bits per codeword
t=[1 0]; % number of errors per codeword
sigmadb=3; % variation of mean SNR
PEPtarget=10.^(-2); % fixed value of PEP

mdb=[15:1:45]; % mean value of mean SNR
PoU=[1:length(mdb)]; % outage probability

```

```

N=[1 2 4];

for l=1:2           % loop for two types of packets
  for i=1:3         % loop for number of antennas
    C=0;
    for k=1:Nc(1,l)

      % evaluation of expression (4.39)
      % for MRC receiver-figure 4.9
      C=C+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)/((k*b*(t(1,l)+1)
).^N(1,i));

      % evaluation of expression (4.43)
      % for SC receiver-figure 4.10
      C=C+(factorial(Nc(1,l))/(factorial(Nc(1,l)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb(1,l))/(factorial(Nb(1,l)-t(1,l)-
1)*factorial(t(1,l)+1)))*(a.^(t(1,l)+1))).^k)*factorial(N(1,i)
)/((k*b*(t(1,l)+1)).^N(1,i));

    end
    % evaluation of expression (4.58)
    gdb=(10/N(1,i))*log10(C/PEPtarget);
    % evaluation of expression (4.59)
    for j=1:length(mdb)
      PoU(1,j)=0.5*erfc((mdb(1,j)-gdb)/(sqrt(2)*sigmadb));
    end
    semilogy(mdb,PoU)
    xlabel('μdB');
    ylabel('Po,U');
    axis([15 45 10.^(-4) 10.^0]);
    hold on
  end
end
end

```

▪ **Σχήματα 4.11 και 4.12**

```

a=0.08;
b=0.13;
% DM1 and DH1 packets
Nc=[15 120];
Nb=[15 1];
t=[1 0];
PEPtarget=[10.^(-2) 5*10.^(-2)];
N=[1:1:8];
gdb=[1:length(N)];

```



```

for j=1:2          % loop for two types of packets
  for l=1:2        % loop for two values of PEP
    for i=1:length(N)
      C=0;
      for k=1:Nc(1,j)

        % evaluation of expression (4.39)
        % for MRC receiver-figure 4.11
        C=C+(factorial(Nc(1,j))/(factorial(Nc(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^ (k+1))*(((factorial(Nb(1,j))/(factorial(Nb(1,j)-t(1,j)-
1)*factorial(t(1,j)+1)))*(a.^(t(1,j)+1))).^k)/((k*b*(t(1,j)+1)
).^N(1,i));

        % evaluation of expression (4.43)
        % for SC receiver-figure 4.12
        C=C+(factorial(Nc(1,j))/(factorial(Nc(1,j)-
k)*factorial(k)))*((-
1).^ (k+1))*(((factorial(Nb(1,j))/(factorial(Nb(1,j)-t(1,j)-
1)*factorial(t(1,j)+1)))*(a.^(t(1,j)+1))).^k)*factorial(N(1,i)
)/((k*b*(t(1,j)+1)).^N(1,i));

      end
      gdb(1,i)=(10/N(1,i))*log10(C/PEPtarget(1,1));
      plot(N(1,i),gdb(1,i))
      hold on
    end
  xlabel('N');
  ylabel('mean gdB');
  axis([0 9 5 35]); % for MRC receiver-figure 4.11
  axis([0 9 10 35]); % for SC receiver-figure 4.12
  end
end

```

▪ **Σχήματα 4.13 και 4.15**

```

a=0.08;          % parameters a and b for
b=0.13;          % non-coherent demodulation
Nc=15;           % DM1 packets
Nb=15;
t=1;
F=0.11;
du=8;            % distance between the useful
                  % transmitter and the receiver
di=[4 8];        % distance between the BT receiver
                  % and the interferer
Pu=20;           % transmitted power level in dB scale
Pu=10.^(Pu/10); % transmitted power level in linear scale
Pi=0;            % interfering power level in dB scale

```

```

Pi=10.^(Pi/10); % interfering power level in linear scale
PLdu=40.2+20*log10(du); % path loss law in dB
PLdi=10.^(PLdu/10);
sigmaudb=3;
sigmaidb=3;
sigmadb=sqrt(sigmaudb.^2+sigmaidb^2);

PEPtargetLwl=[10.^(-5):10.^(-5):10.^(-1)];
xdb=[1:length(PEPtargetLwl)];
Pcov=[1:length(PEPtargetLwl)]; % coverage probability
N=[1 2 3 4];

for l=1:2 % loop for two values of distance
    PLdi=40.2+20*log10(di(1,l));
    PLdi=10.^(PLdi/10);
    for i=1:4 % loop for number of antennas
        C=0;
        for Df=(-11):11
            for k=1:Nc

                % evaluation of expression (4.51) for MRC receiver
                C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-1))*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k*((k*b*(t+1)).^(-N(1,i)));

                % evaluation of expression (4.52) for SC receiver
                C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-1))*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k*factorial(N(1,i))*((k*b*(t+1)).^(-N(1,i)));

            end
        end
    end
    C=(1/79)*C;
    for j=1:length(PEPtargetLwl)
        % evaluation of expression (4.49) for MRC receiver
        % or (4.50) for SC receiver
        gi=(C/PEPtargetLwl(1,j)).^(1/N(1,i));
        % evaluation of expression (4.53)
        ci=gi*F;
        cidb=10*log10(ci);
        % evaluation of expression (4.72)
        xdb(1,j)=cidb-10*log10((Pu/Pi)*(PLdi/PLdu));
        % evaluation of expression (4.73)
        Pcov(1,j)=0.5*erfc(xdb(1,j)/(sqrt(2)*sigmadb));
    end
    loglog(PEPtargetLwl,Pcov)
    xlabel('mean PEP*/Lwl');

```

```

        ylabel('Pcov');
        axis([ 10.^(-5) 10.^(-1) 10.^(-2) 10.^0]);
        hold on
    end
end

```

▪ **Σχήματα 4.14 και 4.16**

```

a=0.08; % parameters a and b for
b=0.13; % non-coherent demodulation
Nc=15; % DM1 packets
Nb=15;
t=1;
F=0.11;
du=2; % distance between the useful
% transmitter and the receiver
PLdu=40.2+20*log10(du); % path loss law in dB
PLdu=10.^(PLdu/10);
di=[0.2:0.2:30]; % distance between the BT receiver
% and the interferer

Pu=[0 20]; % transmitted power level in dB scale
Pu=10.^(Pu/10); % transmitted power level in linear scale
Pi=10; % interfering power level in dB scale
Pi=10.^(Pi/10); % interfering power level in linear scale
sigmaadb=3;
sigmaidb=3;
sigmadb=sqrt(sigmaadb.^2+sigmaidb^2);
PEPtargetLwl=10.^(-2);
xdb=[1:length(di)];
Pcov=[1:length(di)]; % coverage probability
N=[1 2 4];

for l=1:2 % loop for two values of transmitted power level
    for i=1:length(N) % loop for number of antennas
        C=0;
        for Df=(-11):11
            for k=1:Nc

                % evaluation of expression (4.51) for MRC receiver
                C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*((k*b*(t+1)).^(-N(1,i)));

                % evaluation of expression (4.52) for SC receiver
                C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*factorial(N(1,i))*((k*b*(t+1)).^(-N(1,i)));
            end
        end
    end
end

```

```

    end
end
C=(1/79)*C;
for j=1:length(di)
    PLdi=40.2+20*log10(di(1,j));
    PLdi=10.^(PLdi/10);
    % evaluation of expression (4.49) for MRC receiver
    % or (4.50) for SC receiver
    gi=(C/PEPtargetLwl).^(1/N(1,i));
    % evaluation of expression (4.53)
    ci=gi*F;
    cidb=10*log10(ci);
    % evaluation of expression (4.72)
    xdb(1,j)=cidb-10*log10((Pu(1,1)/Pi)*(PLdi/PLdu));
    % evaluation of expression (4.73)
    Pcov(1,j)=0.5*erfc(xdb(1,j)/(sqrt(2)*sigmadb));
end
semilogy(di,Pcov)
xlabel('di (m)');
ylabel('Pcov');
axis([ 0 30 10.^(-2) 10.^0]);
hold on
end
end

```

## ▪ Πίνακες 1 και 2

### Υπολογισμός της $\mu_{dB}$

```

a=0.08;
b=0.13;
Nc=15;
Nb=15;
t=1;
sigmadb=3;
PEPtarget=[0.1 0.01];
PoU=[0.1 0.05 0.01 0.001];
N=[1 2];
mdb=[1:length(N)*length(PoU)];
for p=1:2 % loop for two values of PEP
    l=1;
    for i=1:length(PoU) % loop for four values of PoU
        for j=1:length(N)
            C=0;
            for k=1:Nc

                % for MRC receiver-table 1
                C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-
1).^(k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)/((k*b*(t+1)).^N(1,j));

```

```

        % for SC receiver-table 2
        C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-
1).^ (k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*factorial(N(1,j))/((k*b*(t
+1)).^N(1,j));

        end
        gdb=(10/N(1,j))*log10(C/PEPtarget(1,p));
        mdb(1,1)=erfcinv(2*PoU(1,i))*sqrt(2)*sigmadb+gdb;
        l=l+1;
    end
end
mdb
end

```

### **Υπολογισμός του $\bar{C} / \bar{I}$**

```

a=0.08;
b=0.13;
Nc=15;
Nb=15;
t=1;
PEPtarget=[0.1 0.01];
F=0.11;
Gdf=1;

for i=1:2          % loop for two values of PEP
    for N=1:2      % loop for number of antennas
        C=0;
        for k=1:Nc

            % for MRC receiver-table 1
            C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-
1).^ (k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)/((k*b*(t+1)).^N);

            % for SC receiver-table 2
            C=C+(factorial(Nc)/(factorial(Nc-k)*factorial(k)))*((-
1).^ (k+1))*(((factorial(Nb)/(factorial(Nb-t-
1)*factorial(t+1)))*(a.^(t+1))).^k)*factorial(N)/((k*b*(t+1)).
^N);

            end
            ci=(C/PEPtarget(1,i)).^(1/N)*F*Gdf;
            cidb=10*log10(ci);
            cidb
        end
    end
end

```



## **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

- [1] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*, Stanford University, Cambridge University Press, 2005.
- [2] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Second Edition, Prentice Hall, 2001.
- [3] Marvin K. Simon, Mohamed-Slim Alouini, *Digital Communications over Fading Channels*, Second Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [4] Andrew S. Tanenbaum, *Computer Networks*, Prentice Hall, Fourth Edition, 2003.
- [5] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών Και Προσωπικών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2007.
- [6] Αθανάσιος Κανατάς, Φίλιππος Κωνσταντίνου, Γεώργιος Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008.
- [7] Νικόλαος Μήτρου, *Ψηφιακές Επικοινωνίες*, Τεύχος Ι, 2008.
- [8] Δημήτριος Α. Ζώγας, “Μέθοδοι και Τεχνικές Βελτιστοποίησης της Απόδοσης των Ψηφιακών Ασύρματων Συστημάτων Λειτουργούντων σε Περιβάλλον με Διαλείψεις”, Διδακτορική Διατριβή, Οκτώβριος 2005.
- [9] Barbara M. Masini, Andrea Conti, Davide Dardari, and Gianni Pasolini, “Exploiting Diversity for Coverage Extension of Bluetooth-Based Mobile Services”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Hindawi Publishing Corporation, 2006.
- [10] A. Conti, D. Dardari, B. M. Masini and G. Pasolini, “On Bluetooth Performance with Diversity Reception in Fading Channels”, *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on, Sept. 2004.
- [11] Barbara Mavi Masini, Andrea Conti, Gianni Pasolini and Davide Dardari, “On the benefits of diversity schemes for Bluetooth coverage extension in the presence of IEEE802.11g interference”, *Wireless Communications & Mobile Computing*, John Wiley & Sons, Dec. 2007.
- [12] Barbara M. Masini, Andrea Conti, Oreste Andrisano, “Performance Improvement through Diversity Reception for Bluetooth in the Presence of Interference”, *Wireless Pervasive Computing*, 2007. ISWPC '07. 2nd International Symposium on, Feb. 2007.

- [13] Kun-Wah Yip and Tung-Sang Ng, "Impact of Power Control and Lognormal Shadowing on the Mean Transmit Power of Bluetooth Devices", Communications Letters, IEEE, Feb. 2003.
- [14] James Kardach, "Bluetooth Architecture Overview", Intel Corporation, 1998.
- [15] Pravin Bhagwat, "Personal Area Networking over Bluetooth", ACM Mobicom 2000, Half day tutorial, Aug. 06, 2000
- [16] Bluetooth Specifications. URL: <http://www.bluetooth.com>
- [17] <http://www.wikipedia.org>