



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ**  
**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ**  
**ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**  
**Π.Μ.Σ. «ΠΡΟΗΓΜΕΝΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ**  
**ΔΙΚΤΥΑ»**

**Βελτιστοποίηση Επιδόσεων Ασύρματων Ψηφιακών  
Συστημάτων με Χρήση Τεχνικών Διαφορισμού**

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Ευαγγελία Γ. Κάβουρα

**Επιβλέπων :** Νικόλαος Σαγιάς  
Επίκουρος Καθηγητής

Τρίπολη, Δεκέμβριος 2011

**Copyright © Ευαγγελία Κάβουρα, 2011**  
**Με επιφύλαξη κάθε δικαιώματος. All rights reserved.**

**«Κάνε άλμα πιο γρήγορο από τη φθορά»**

**Οδυσσέας Ελύτης**

# ***ΠΡΟΛΟΓΟΣ***

Η παρούσα Πτυχιακή Εργασία, που πραγματεύεται τη βελτιστοποίηση των επιδόσεων ασύρματων ψηφιακών συστημάτων με χρήση διαφορισμού, εκπονήθηκε στα πλαίσια απόκτησης Μεταπτυχιακού Τίτλου Σπουδών του ΠΜΣ “Προηγμένα Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα και Δίκτυα” του Τμήματος Επιστήμης και Τεχνολογίας Τηλεπικοινωνιών της Σχολής Θετικών Επιστημών και Τεχνολογίας του Πανεπιστημίου Πελοποννήσου. Έχοντας λοιπόν περάσει 2 χρόνια, ήρθε η στιγμή που μια προσπάθεια δικαιώνεται. Η τολμηρή απόφαση για την εκπόνηση του συγκεκριμένου Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών πλέον έγινε πραγματικότητα, παρόλο τις αντιξοότητες της απόστασης, της έλλειψης χρόνου και των ανειλημμένων υποχρεώσεων σε επαγγελματικό και προσωπικό επίπεδο. Δε θα μπορούσα λοιπόν να μην ευχαριστήσω ένα σύνολο ανθρώπων, οι οποίοι συνέβαλλαν στο τελικό αυτό αποτέλεσμα.

Η κατανόηση και η εμπύχωση των συναδέλφων και των προϊσταμένων μου αποτελούσε πάντα κίνητρο συνέχισης της προσπάθειας.

Η ηθική συμπαράσταση του στενού φιλικού μου κύκλου με τα εύθυμα πειράγματα ήταν η ευχάριστη νότα που είχα ανάγκη.

Οι συμβουλές του γαμπρού μου Σταύρου και της αδελφής μου Νίκης, που έχουν περάσει από αυτή τη δοκιμασία πολλάκις και συνεχίζουν, υπήρξαν καταλυτικές κάθε φορά που αμφισβητούσα το αποτέλεσμα.

Ο συμφοιτητής, συνάδελφος και φίλος Δήμος Λιάκος ήταν πάντα πρόθυμος να συζητήσουμε οποιοδήποτε προβληματισμό, βρίσκοντας διεξοδικές λύσεις με το δικό μας μοναδικό τρόπο καθ’ όλη τη διάρκεια της φοίτησής μας.

Οι γονείς μου Γιώργος και Ουρανία στήριζαν και αυτή μου την προσπάθεια χωρίς δεύτερη σκέψη.

Η ανιψιά μου Κέλλυ με τις παιδικές ζωγραφιές της οραματιζόταν και αποτύπωνε στο χαρτί την απόκτηση του Μεταπτυχιακού Τίτλου, δείχνοντας πόσο πολύ πίστευε σε μένα.

Θερμές ευχαριστίες θεωρώ επίσης χρέος μου να δώσω στον επιβλέπων καθηγητή μου κ. Νικόλαο Σαγιά επίκουρο καθηγητή του Πανεπιστημίου Πελοποννήσου για τη συνεχή καθοδήγηση που μου παρείχε.

Τέλος, ευχαριστώ όλους τους καθηγητές μου στο ΠΜΣ «Προηγμένα Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα και Δίκτυα» του Πανεπιστημίου Πελοποννήσου για τις γνώσεις που μου προσέφεραν. Η προσέγγιση όλων των θεματικών ενοτήτων έγινε με γνώμονα την εφαρμογή της θεωρίας στην πράξη και πραγματικά νιώθω ότι αποκόμισα γνώση που θα με ακολουθεί σε όλη τη σταδιοδρομία μου.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΡΟΛΟΓΟΣ</b> .....	<b>4</b>
<b>ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ</b> .....	<b>6</b>
<b>ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ</b> .....	<b>8</b>
<b>ΠΕΡΙΛΗΨΗ</b> .....	<b>9</b>
<b>ABSTRACT IN ENGLISH</b> .....	<b>11</b>
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>12</b>
<b>Κεφάλαιο 1: ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ</b> .....	<b>16</b>
1.1 Χαρακτηριστικά διάδοσης σε κανάλια ασύρματων επικοινωνιών .....	16
1.2 Απώλειες διάδοσης λόγω απόστασης.....	19
1.3 Μοντέλα διάδοσης μεγάλης και μικρής κλίμακας .....	21
1.3.1 Μοντέλα διάδοσης μεγάλης κλίμακας .....	22
1.3.2 Μοντέλα διάδοσης μικρής κλίμακας .....	22
1.4 Παράγοντες που επιδρούν στις διαλείψεις μικρής κλίμακας.....	26
1.5 Διαλείψεις λόγω εξάπλωσης Doppler.....	27
1.5.1 Μετατόπιση Doppler .....	28
1.5.2 Εξάπλωση Doppler και Χρόνος Συμφωνίας .....	29
1.5.3 Γρήγορη ή Ταχεία Διάλειψη .....	30
1.5.4 Αργή ή Βραδεία Διάλειψη .....	31
1.6 Διαλείψεις λόγω εξάπλωσης καθυστέρησης.....	32
1.6.1 Εξάπλωση καθυστέρησης $\sigma_{\tau}$ .....	32
1.6.2 Σύμφωνο εύρος ζώνης $B_C$ .....	33
1.6.3 Επίπεδη Διάλειψη .....	33
1.6.4 Συχνοεπιλεκτική Διάλειψη .....	34
1.7 Επίπεδες Αργές Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας .....	37
1.7.1 Κατανομή Διάλειψης Rayleigh.....	38
1.7.2 Κατανομή Διάλειψης Ricean.....	41
1.7.3 Κατανομή Διάλειψης Nakagami-m.....	42
1.7.4 Κατανομή Διάλειψης Nakagami-q (Hoyt).....	43
1.7.5 Κατανομή Διάλειψης Weibull) .....	44
<b>Κεφάλαιο 2: ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ</b> .....	<b>45</b>
2.1 Διαμόρφωση Μεταλλαγής Μετατόπισης Φάσης (PSK).....	45
2.2 Διαφορική Διαμόρφωση Μεταλλαγής Μετατόπισης Φάσης (DPSK) .....	46
2.3 Πιθανότητα σφάλματος σε δίαυλο AWGN και σε δίαυλο με διαλείψεις τύπου Rayleigh .....	47
<b>Κεφάλαιο 3: ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΚΑΙ ΔΕΚΤΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ</b> .....	<b>50</b>
3.1 Η έννοια του Διαφορισμού .....	50
3.2 Τεχνικές Διαφορισμού .....	51
3.3 Δέκτες Διαφορισμού .....	53
3.3.1 Δέκτης Συνδυασμού Μέγιστου Λόγου - MRC .....	53
3.3.2 Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής – EGC .....	55
3.3.3 Δέκτης Συνδυασμού Επιλογής – SC.....	57
3.3.4 Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής – SSC.....	59
<b>Κεφάλαιο 4: ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΔΕΚΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ ΕΠΙΛΟΓΗΣ (SC) – ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΜΟΝΗΣ (SSC)</b> .....	<b>61</b>
4.1 Επιδόσεις Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής (SC).....	61

4.1.1 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BPSK, QPSK .....	61
4.1.2 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BDPSK.....	64
4.2 Επιδόσεις Δεκτών Διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής (SSC) .....	66
4.2.1 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BPSK, QPSK .....	67
4.2.2 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BDPSK.....	68
4.3 Βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για μέγιστη μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit .	70
4.3.1 Βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για σχήμα διαμόρφωσης QPSK .....	71
4.3.2 Βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για σχήμα διαμόρφωσης BDPSK.....	72
4.4 Διακύμανση της μέσης πιθανότητας σφάλματος bit συναρτήσει του $\gamma_T$ για σταθερό μέσο $\gamma$ .....	72
4.5 Σύγκριση δεκτών διαφορισμού Επιλογής και Μεταγωγής Παραμονής.....	73
<b>Κεφάλαιο 5: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....</b>	<b>75</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ.....</b>	<b>76</b>
Π 1 : Κώδικας απόδοσης Matlab για τον υπολογισμό της μέσης πιθανότητας σφάλματος εσφαλμένου bit.....	76
Π 1.1 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση QPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Επιλογής SC.....	76
Π 1.2 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση BDPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Επιλογής SC.....	77
Π 1.3 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση QPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής SSC .....	77
Π 1.4 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση BDPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής SSC .....	78
Π 1.5 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ συναρτήσει του $\gamma$ threshold για σταθερό $\bar{\gamma} = 10dB$	79
Π 1.6 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ για σύγκριση δεκτών διαφορισμού Επιλογής SC & Μεταγωγής Παραμονής SSC για Διαμόρφωση QPSK σε σύστημα με 2 κεραίες .....	80
Π 1.7 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ για σύγκριση δεκτών διαφορισμού Επιλογής SC & Μεταγωγής Παραμονής SSC για Διαμόρφωση BDPSK σε σύστημα με 2 κεραίες .....	81
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>82</b>

# ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1- Η εμβέλεια και ο ρυθμός δεδομένων ασύρματων τεχνολογιών.....	14
Σχήμα 2 - Η εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών .....	15
Σχήμα 3 - Μηχανισμοί διάδοσης σήματος σε ασύρματο κανάλι .....	16
Σχήμα 4 - Ασύρματο κανάλι πολλαπλών οδεύσεων.....	18
Σχήμα 5 - Εξασθένηση ασύρματου καναλιού κινητών επικοινωνιών .....	18
Σχήμα 6 - Μπλοκ διάγραμμα ασύρματου καναλιού.....	19
Σχήμα 7 - Διαλείψεις κατά Rayleigh.....	24
Σχήμα 8 - Διάλειψη μικρής και μεγάλης κλίμακας.....	25
Σχήμα 9 - Απώλειες διαδρομής, σκίασης και διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής ως συνάρτηση της απόστασης.....	25
Σχήμα 10 - Μετατόπιση Doppler.....	28
Σχήμα 11 - Εξάπλωση Doppler στο φάσμα του απλού τόνου .....	29
Σχήμα 12 - Τύπος διαλείψεων ανάλογα με τη χρονική διάρκεια του εκπεμπόμενου συμβόλου.....	36
Σχήμα 13 - Τύπος διαλείψεων ανάλογα με το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου συμβόλου.....	36
Σχήμα 14 - Κατηγορίες διαλείψεων μικρής κλίμακας .....	36
Σχήμα 15 - ΣΠΠ κατανομής Rayleigh.....	39
Σχήμα 16 - Κατανομή Rice που ακολουθεί η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος.....	42
Σχήμα 17 - Δέκτης Συνδυασμού Μέγιστου Λόγου – MRC με L κεραιές λήψης.....	54
Σχήμα 18 - Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής – EGC με L κεραιές λήψης.....	56
Σχήμα 19 - Δέκτης Συνδυασμού Επιλογής – SC με L κεραιές λήψης .....	57
Σχήμα 20 - Επιλογή καναλιού με το μεγαλύτερο SNR.....	58
Σχήμα 21 - Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και παραμονής - SSC.....	59
Σχήμα 22 - Επιλογή καναλιού με SNR μεγαλύτερο από το κατώφλι $\gamma_{th}$ .....	60
Σχήμα 23 - $\bar{P}_b$ για διαμόρφωση QPSK και Δέκτη Διαφορισμού Επιλογής (Selection Combining) για L=1, 2 και 4 κεραιές.....	63
Σχήμα 24 - $\bar{P}_b$ για διαμόρφωση BDPSK και Δέκτη Διαφορισμού Επιλογής (Selection Combining) για L=1, 2 και 4 κεραιές.....	66
Σχήμα 25 - $\bar{P}_b$ για διαμόρφωση QPSK και Δέκτη Διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής (Switch and Stay Combining).....	68
Σχήμα 26 - $\bar{P}_b$ για διαμόρφωση BDPSK και Δέκτη Διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής (Switch and Stay Combining).....	69
Σχήμα 27 - $\bar{P}_b$ για διαμόρφωση BDPSK συναρτήσει του $\gamma$ threshold με σταθερό $\bar{\gamma} = 10dB$ .....	73
Σχήμα 28 - Σύγκριση Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής SC και Μεταγωγής Παραμονής SSC για διαμόρφωση QPSK.....	74
Σχήμα 29 - Σύγκριση Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής SC και Μεταγωγής Παραμονής SSC για διαμόρφωση BDPSK.....	74



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το αντικείμενο μελέτης της παρούσας μεταπτυχιακής εργασίας, συνοψίζεται σε 4 βασικές ενότητες και πραγματεύεται τη βελτιστοποίηση επιδόσεων ασύρματων ψηφιακών συστημάτων με χρήση διαφορισμού.

Στην πρώτη ενότητα μελετώνται οι ιδιότητες του ασύρματου καναλιού στα συστήματα κινητών επικοινωνιών και τα μοντέλα διάδοσης μεγάλης και μικρής κλίμακας. Στη συνέχεια παρουσιάζονται αναλυτικά οι επίπεδες αργές διαλείψεις μικρής κλίμακας *Rayleigh*, *Ricean*, *Nakagami-m*, *Nakagami-q (Hoyt)* και *Weibull*, ενώ ιδιαίτερη έμφαση δίδεται στην κατανομή *Rayleigh*.

Στη δεύτερη ενότητα περιγράφονται οι τεχνικές σύμφωνης διαμόρφωσης *BPSK*, *QPSK* και ασύμφωνης διαμόρφωσης *DPSK* καθώς και η πιθανότητα σφάλματος αυτών σε κανάλι με θόρυβο τύπου *AWGN*, καθώς και σε κανάλι που υπόκειται σε διαλείψεις τύπου *Rayleigh*.

Στην τρίτη ενότητα δίδεται η έννοια του διαφορισμού, γίνεται αναφορά στις τεχνικές διαφορισμού χώρου, πόλωσης, συχνότητας, χρόνου, κατεύθυνσης και διαδρομής και τέλος περιγράφονται οι πιο διαδεδομένοι δέκτες διαφορισμού που χρησιμοποιούνται για τη βελτιστοποίηση των επιδόσεων των ασύρματων ψηφιακών συστημάτων. Οι δέκτες που αναλύονται με σειρά καλύτερων επιδόσεων είναι ο διαφορισμός μέγιστου λόγου *MRC*, ο διαφορισμός ίσης απολαβής *EGC*, ο διαφορισμός επιλογής *SC* και ο διαφορισμός μεταγωγής και παραμονής *SSC*.

Στην τελευταία ενότητα υπολογίζεται αναλυτικά και παρουσιάζεται γραφικά με χρήση του λογισμικού *Matlab*, η μέση πιθανότητα σφάλματος *bit* για τις διαμορφώσεις που παρουσιάστηκαν στη δεύτερη ενότητα (*BPSK*, *QPSK* και *DPSK*) για το δέκτη διαφορισμού επιλογής *SC* σε κανάλια με διαλείψεις *Rayleigh* με δύο (2) ή περισσότερες κεραίες. Επίσης, προσεγγίζεται μαθηματικά και αποδίδεται γραφικά η μέση πιθανότητα σφάλματος *bit* για τις ίδιες διαμορφώσεις σε κανάλια *Rayleigh* για το δέκτη διαφορισμού μεταγωγής και παραμονής *SSC*. Τέλος, γίνεται σύγκριση των

δύο δεκτών διαφορισμού για τον ίδιο αριθμό κεραιών και εξάγονται συμπεράσματα που επιβεβαιώνουν τη θεωρία για τις επιδόσεις των δεκτών αυτών.

## ***ABSTRACT IN ENGLISH***

The object of study of this master thesis can be summarized in four main sections and deals with the performance optimization of wireless digital systems using diversity.

In the first section are studied the properties of the wireless channel in the systems of mobile communications and the large and small-scale propagation models. Afterwards, are presented analytically the flat slow small-scale fading channels *Rayleigh*, *Rice*, *Nakagami-m*, *Nakagami-q (Hoyt)* and *Weibull*, while particular emphasis is given in the *Rayleigh* distribution.

In the second section are described the techniques of coherent *BPSK*, *QPSK* and non coherent *DPSK* modulations, the *Error Probability* of these in channel with noise of *AWGN* type as well as in *Rayleigh* fading channel.

In the third section is given the concept of *diversity*, reference is made to the techniques of space, polarization, frequency, time, direction and path diversity and finally are described the most widespread combining/diversity receivers used to optimize the performance of wireless digital systems. The diversity receivers that are analyzed in order of best performance are the *Maximum Ratio Combining - MRC*, the *Equal Gain Combining - EGC*, the *Selection Combining - SC* and the *Switch and Stay Combining - SSC*.

In the last section is calculated analytically and is presented graphically, using the software Matlab, the *Bit Error Probability* for the modulations that were presented in the second unit (*BPSK*, *QPSK* and *DPSK*) for the *Selection Combining SC* receiver in *Rayleigh* fading channels with two (2) or more antennas. In addition, it is approached mathematically and is assigned graphically the average *Bit Error Probability* for the same modulations in *Rayleigh* fading channels for the *Switch and Stay Combining SSC* receiver. Finally, a comparison is presented for those diversity receivers, using the same number of antennas, and the exported conclusions confirm the theory about the performance of these receivers.

## ***ΕΙΣΑΓΩΓΗ***

Τεράστια βήματα στην εξέλιξη της ασύρματης τεχνολογίας έγιναν στα τέλη του 19<sup>ου</sup> αιώνα και συνεχίζουν να γίνονται έως και σήμερα.

Το 1897 ο Guglielmo Marconi παρουσίασε για πρώτη φορά τις δυνατότητες των ραδιοεπικοινωνιών, όταν κατάφερε να πραγματοποιήσει την πρώτη ασύρματη ζεύξη 9 μιλίων μεταξύ Κορνουάλης και Νιουφάουντλαντ κατά την οποία τα πλοία που έπλεαν στο στενό της Μάγχης διατηρούσαν συνεχή επαφή. Είναι αξιοσημείωτο ότι οι πασίγνωστες εξισώσεις του J. C. Maxwell, που αποτελούν τη βάση του ηλεκτρομαγνητισμού, μελετώνται για 150 χρόνια περίπου και είναι αυτές που θεμελίωσαν θεωρητικά τις ασύρματες επικοινωνίες. [4]

Η θεμελίωση των σύγχρονων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων έγινε χάρη στο έργο και την έρευνα πολλών και σπουδαίων επιστημόνων του 19<sup>ου</sup> αιώνα. Το 1831, ο αυτοδίδακτος Βρετανός επιστήμονας M. Faraday ανακάλυψε την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή και προέβλεψε την ύπαρξη ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Το 1864, ο Σκοτσέζος μαθηματικός και φυσικός J. C. Maxwell διατύπωσε την ηλεκτρομαγνητική θεωρία του φωτός και δημιούργησε τις γενικές εξισώσεις του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Το 1886, ο Hertz ξεκίνησε τα πειράματά του για την απόδειξη της ύπαρξης ασύρματων κυμάτων, τα αποτελέσματα των οποίων ολοκληρώθηκαν το 1887 και δημοσιεύτηκαν το 1888. Η έρευνα αυτή ουσιαστικά απέδειξε την ορθότητα της θεωρίας του Maxwell. Το 1895, ο Ρώσος A. S. Popov παρουσίασε στη ρωσική λέσχη φυσικών και χημικών τη συσκευή του που εξέπεμπε και λάμβανε ασύρματα σήματα σε απόσταση 500 μέτρων. Την ίδια στιγμή, ο Marconi εξέπεμψε και έλαβε κωδικοποιημένο μήνυμα σε απόσταση 1,75 μιλίων κοντά στο σπίτι του στη Bologna. Δύο χρόνια αργότερα το 1897, πραγματοποιήθηκε η πρώτη επίσημη δοκιμή των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων στο κανάλι Bristol στην Αγγλία, από τον Marconi. Παράλληλα, ο Rayleigh δημοσίευσε μια ανάλυση για τη διάδοση μέσω ενός κυματοδηγού με διηλεκτρικό. Ήταν ο πρώτος που μελέτησε τη σκέδαση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από κυκλικές οπές και ελλειψοειδή αντικείμενα στη θεωρία των κυματοδηγών. Το 1900, έγιναν αποδεκτές οι πατέντες

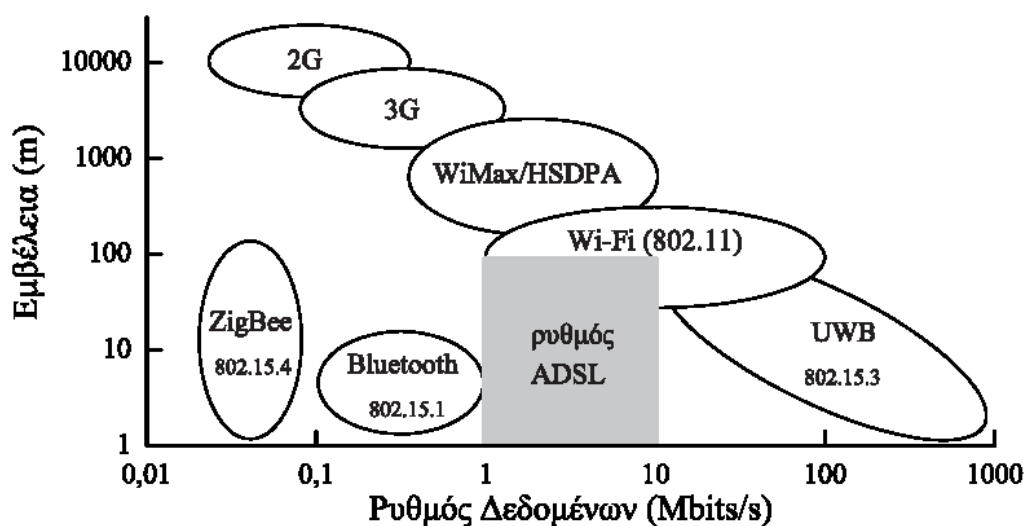
του Tesla για το “Συστήματα Εκπομπής Ηλεκτρικής Ενέργειας”, οι οποίες αναγνωρίστηκαν από τις ΗΠΑ ως οι πρώτες πατέντες για τις ασύρματες τηλεπικοινωνίες (USP 645.576 και 649.621). Τότε ήταν που ο R. A. Fessenden πραγματοποίησε την πρώτη του εκπομπή ομιλίας σε απόσταση 25 μιλίων.[5]

Ακολούθησαν σπουδαίες εφευρέσεις που προάγουν το βιοτικό επίπεδο του κοινωνικού συνόλου και συντελούν τεχνικά στην επικοινωνία των ανθρώπων όπως το ραδιόφωνο, ο τηλεγράφος, το τηλέφωνο και η τηλεόραση. Η εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών δεν έχει σταματήσει ακόμα ούτε στις μέρες μας. Το σήμερα μας βρίσκει στην ολοκλήρωση των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων με προσανατολισμό στη δυνατότητα παροχής πελατοκεντρικών υπηρεσιών, δίνοντας έμφαση στο Quality of Service QoS, με χρήση ασύρματων τερματικών μικρών διαστάσεων, χαμηλού κόστους και άριστης ποιότητας επικοινωνίας εφάμιλλη με αυτή των ενσύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Η εισβολή της ασύρματης κινητής τηλεφωνίας στην αγορά οφείλεται στο πλεονέκτημα παροχής επικοινωνίας, πέραν των άλλων, σε δυσπρόσιτες και απομακρυσμένες περιοχές όπου η ενσύρματη ζεύξη είναι είτε αδύνατη είτε ασύμφορη όπως σε κινητά που χρησιμοποιούνται μέσα σε πλοία, αεροπλάνα, αυτοκίνητα κλπ.

Τα σύγχρονα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας παρέχουν άμεσα υπηρεσίες φωνητικής κλήσης και μεταφοράς δεδομένων υψηλής ταχύτητας οποτεδήποτε και οπουδήποτε με άριστη ποιότητα. Ειδικότερα, τα κυψελοειδή συστήματα δεύτερης γενιάς 2<sup>nd</sup> Generation 2G έχουν κατακτήσει το χώρο της κινητής τηλεφωνίας μετρώντας σε παγκόσμιο επίπεδο πάνω από 2 δισεκατομμύρια χρήστες και συνεχίζουν να εξελίσσονται. Τα κυψελοειδή συστήματα τρίτης γενιάς 3<sup>rd</sup> Generation 3G, ενώ αρχικά καθυστέρησαν να εξαπλωθούν, έχουν ήδη αρχίσει να διαδίδονται με ταχύτατους ρυθμούς. Τα συστήματα αυτά ανοίγουν νέους ορίζοντες στις τηλεπικοινωνίες, μιας και προσφέρουν δυνατότητα μεταφοράς κινούμενων εικόνων, βίντεο-κλήσης, και ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων της τάξης των Mbits/sec. [5]

Ο ανταγωνισμός μεταξύ των συστημάτων εντείνεται από τις καινούριες τεχνολογίες που έχουν έρθει στο προσκήνιο. Δίκτυα όπως τα ασύρματα τοπικά (wireless local area networks W-LAN), υπέρ-ευρείας ζώνης (ultra-wide band UWB), ασύρματης πιστότητας (wireless fidelity Wi-Fi) και παγκόσμιας διαλειτουργικότητας για

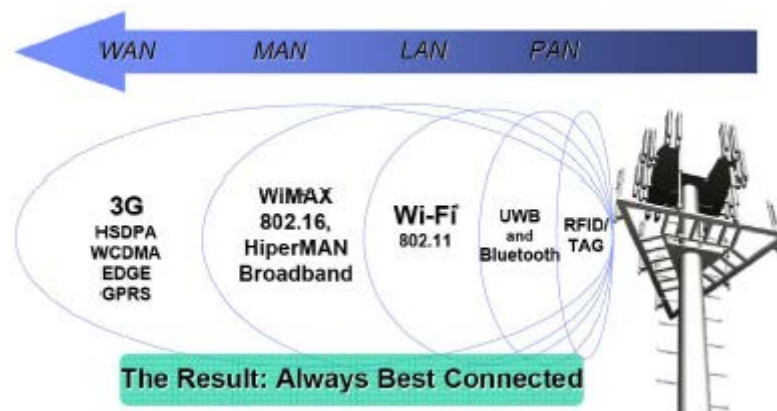
μικροκυματική πρόσβαση (worldwide interoperability for microwave access WiMax) χρησιμοποιούνται ολοένα και περισσότερο στην επικοινωνία εσωτερικών χώρων. Στο σχήμα 1 παρουσιάζονται η εμβέλεια και ο ρυθμός δεδομένων των παραπάνω ασύρματων τεχνολογιών. Είναι γνωστό ότι υψηλοί ρυθμοί δεδομένων χρειάζονται περισσότερο διαθέσιμο φάσμα, το οποίο όμως είναι εφικτό μόνο στις υψηλότερες συχνότητες, και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση της εμβέλειας των συστημάτων. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και το επόμενο βήμα στην εξέλιξη, στο οποίο λογικά κατευθύνονται τα συστήματα τέταρτης γενιάς 4<sup>th</sup> Generation 4G , δηλαδή μια μίξη των τεχνολογιών 3G, WiMax και Wi-Fi. [5]



Σχήμα 1- Η εμβέλεια και ο ρυθμός δεδομένων ασύρματων τεχνολογιών.

Ασύρματες τηλεπικοινωνίες δεν είναι μόνο οι κινητές. Συμπεριλαμβάνονται επίσης οι σταθερές ασύρματες, οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες μικρής απόστασης και η ευρύ-εκπομπή, broadcasting. Η περίπτωση των σταθερών ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών, όπου παρέχεται σύνδεση μεταξύ του δημόσιου δικτύου τηλεφωνίας και του σπιτιού ή χώρου εργασίας, δεν έχει βρει προς το παρόν την απήχηση που αναμενόταν. Μια περιοχή η οποία εξελίσσεται ραγδαία τα τελευταία χρόνια είναι οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες μικρής απόστασης δηλ. UWB, W-LAN, και επιπλέον οι Blue Tooth, ψηφιακού βελτιωμένου ασυρματικού τηλεφώνου digital enhanced cordless telecommunications (DECT), Zigbee και ταυτοποίησης μέσω ραδιοσυχνότητας radio frequency identification (RFID). Τέλος οι επίγειες και οι δορυφορικές ράδιο-εκπομπές, παρά τη μακρά ιστορία τους συνεχίζουν να χρησιμοποιούνται με την

εξέλιξη τους να επικεντρώνεται στην προσωποποιημένη ευρύ-εκπομπή. Στο μέλλον όλα τα παραπάνω δίκτυα ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών, συμπεριλαμβανομένων των σταθερών και του διαδικτύου, προβλέπεται να γίνουν διαφανή στο χρήστη, έτσι ώστε να μπορεί να χρησιμοποιεί οποιαδήποτε υπηρεσία επιθυμεί, σε οποιοδήποτε δίκτυο και αν είναι συνδεδεμένος. Οι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων θα πολλαπλασιαστούν και υπηρεσίες όπως η βίντεο-κλήση και τα δημόσια W-LAN θα είναι εξαιρετικά διαδεδομένες.



**Σχήμα 2 - Η εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών**

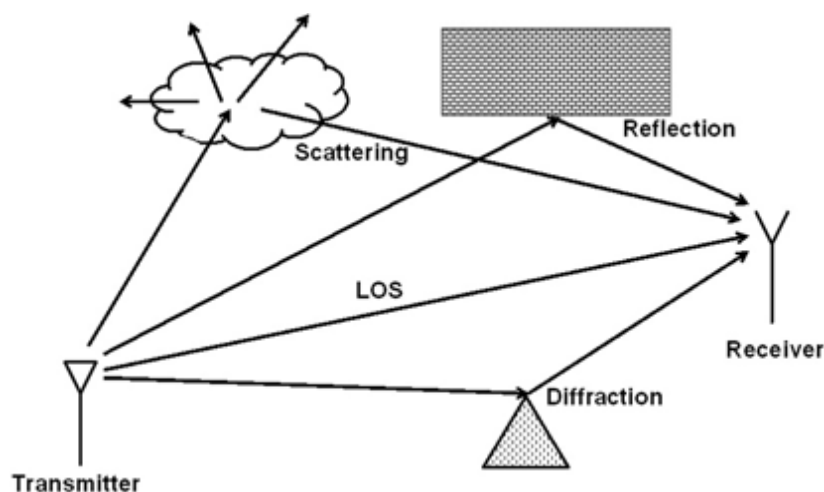
Το ζητούμενο είναι γρήγορη και αξιόπιστη επικοινωνία γι' αυτό μας ενδιαφέρει πάντα να υπάρχει επαρκής γνώση για τη συμπεριφορά του διαύλου, ώστε να μπορεί να μελετηθεί και να μοντελοποιηθεί για την εξαγωγή των καλύτερων δυνατών αποτελεσμάτων παροχής επικοινωνίας.

# Κεφάλαιο 1: ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Το ασύρματο κανάλι βάζει ουσιαστικούς περιορισμούς στην επίδοση των ασύρματων τηλεπικοινωνιών. Σε αντίθεση με τα ενσύρματα κανάλια που είναι στατικά και προβλέψιμα, τα ραδιοκανάλια είναι τυχαία και δεν προσφέρονται για εύκολη ανάλυση. Ιστορικά, η ανάλυση του ραδιοκαναλιού υπήρξε ένα από τα πιο δύσκολα κομμάτια στη σχεδίαση των ασύρματων συστημάτων. Στο κεφάλαιο αυτό θα μελετήσουμε τα χαρακτηριστικά του ασύρματου καναλιού και τις βασικές αρχές που διέπουν τις ασύρματες επικοινωνίες.

## 1.1 Χαρακτηριστικά διάδοσης σε κανάλια ασύρματων επικοινωνιών

Η μετάδοση των ραδιοκυμάτων σε ένα σύνηθες περιβάλλον ασύρματων επικοινωνιών, είναι ένα σύνθετο φαινόμενο, που περιλαμβάνει ποικίλους μηχανισμούς διάδοσης. Το εκπεμπόμενο σήμα φτάνει στον δέκτη τόσο με απευθείας κύμα, όταν υπάρχει ζεύξη **οπτικής επαφής** (*line-of-sight, LOS*) μεταξύ πομπού και δέκτη, όσο και μέσω πιο πολύπλοκων φυσικών μηχανισμών, όπως η **ανάκλαση** (*reflection*), η **περίθλαση** (*diffraction*) και η **σκέδαση** (*scattering*), όπως φαίνεται στο σχήμα 3 και αναλύεται παρακάτω. [1, κεφ.4]



Σχήμα 3 - Μηχανισμοί διάδοσης σήματος σε ασύρματο κανάλι



**Ανάκλαση** πραγματοποιείται όταν ένα διαδιδόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε ένα αντικείμενο, που έχει πολύ μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενο με το μήκος κύματός του. Ανακλάσεις συμβαίνουν από το ανάγλυφο της επιφάνειας της γης και από κτίρια στην περίπτωση υπαίθριων εκτάσεων, και από τοίχους, οροφές ή άλλα αντικείμενα στην περίπτωση ενός εσωτερικού χώρου.

**Περίθλαση** λαμβάνει χώρα όταν στη φυσική διαδρομή μεταξύ πομπού και δέκτη παρεμβάλλονται οξείες ανωμαλίες (ακμές). Τα δευτερεύοντα κύματα, που απορρέουν από την παρεμβαλλόμενη επιφάνεια ακολουθούν καμπύλη τροχιά γύρω από το εμπόδιο με αποτέλεσμα ένα ποσοστό του σήματος να φτάσει τελικά στο δέκτη ακόμα και όταν δεν υπάρχει διαδρομή οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη. Σε υψηλές συχνότητες, το φαινόμενο της περίθλασης εξαρτάται από τη γεωμετρία του αντικειμένου που παρεμβάλλεται, καθώς και από τα φυσικά χαρακτηριστικά του διαδιδόμενου κύματος όπως το πλάτος, τη φάση και την πολικότητα του προσπίπτοντος κύματος στο σημείο της περίθλασης.

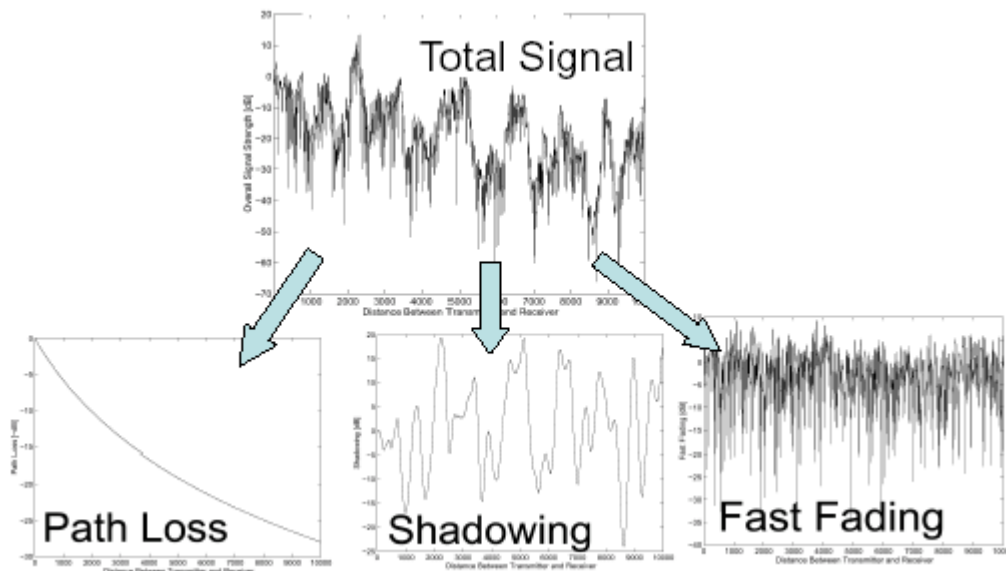
Το φαινόμενο της **σκέδασης** παρατηρείται όταν το φυσικό μέσο μέσω του οποίου διαδίδεται το κύμα αποτελείται από αντικείμενα που έχουν μικρότερες διαστάσεις σε σχέση με το μήκος κύματος και όταν τα εμπόδια εμφανίζονται στο χώρο σε μεγάλο πλήθος. Στην πράξη, τα πυκνά φυλλώματα των δέντρων, τα οδικά σήματα, η τροπόσφαιρα και τα αέρια της ατμόσφαιρας προκαλούν το φαινόμενο της σκέδασης σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών.

Ως αποτέλεσμα της συνύπαρξης των αναφερθέντων μηχανισμών διάδοσης, το σήμα φθάνει στον δέκτη ακολουθώντας διαφορετικές διαδρομές, κάθε μια εκ των οποίων χαρακτηρίζεται από διαφορετική εξασθένηση πλάτους, χρονική καθυστέρηση και στροφή φάσης. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως το φαινόμενο της **πολυδιόδευσης** (*multipath*). Ένα χαρακτηριστικό περιβάλλον ασύρματου καναλιού πολλαπλών οδεύσεων φαίνεται στο σχήμα 4.

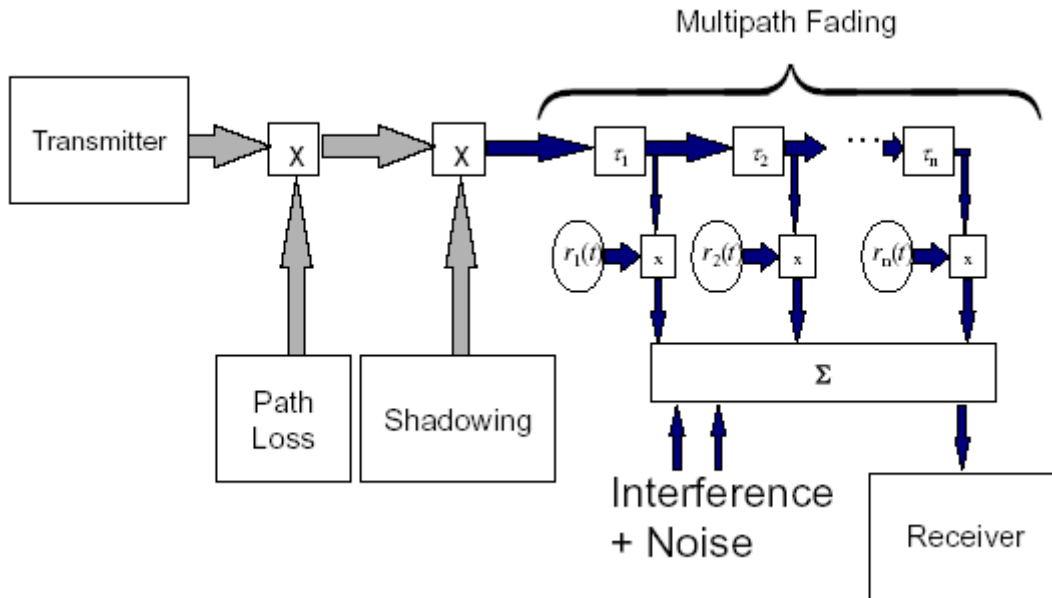


**Σχήμα 4 - Ασύρματο κανάλι πολλαπλών οδεύσεων.**

Η εξασθένηση που προκαλεί ένα τυπικό ασύρματο κανάλι κινητών επικοινωνιών στο σήμα μετάδοσης, μπορεί να αποδοθεί σε τρεις βασικούς μηχανισμούς: τις **απώλειες διάδοσης** (path loss), τις **διαλείψεις μεγάλης κλίμακας** (shadowing) και τις **διαλείψεις μικρής κλίμακας** (fast fading), όπως φαίνεται στο σχήμα 5 και στο σχήμα 6.



**Σχήμα 5 - Εξασθένηση ασύρματου καναλιού κινητών επικοινωνιών**



Σχήμα 6 - Μπλοκ διάγραμμα ασύρματου καναλιού

## 1.2 Απώλειες διάδοσης λόγω απόστασης

Στην πιο απλή περίπτωση καθαρής απρόσκοπτης διαδρομής οπτικής επαφής ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη, οι απώλειες λόγω απόστασης χαρακτηρίζονται από το νόμο του Friis, και περιγράφουν τις απώλειες ισχύος του ραδιοσήματος, καθώς αυτό μεταδίδεται στον ελεύθερο χώρο<sup>1</sup>. Η λαμβανόμενη ισχύς φθίνει ως συνάρτηση της απόστασης  $d$  μεταξύ πομπού και δέκτη υψωμένη σε κάποια δύναμη  $\gamma$  που συνήθως παίρνει τιμές μεταξύ 2 και 4, και προσδιορίζεται ύστερα από εμπειρικές μετρήσεις. Η ισχύς ελεύθερου χώρου που λαμβάνεται από μια κεραία δέκτη, που απέχει απόσταση  $d$  από μια κεραία πομπού, δίνεται από την εξίσωση ελεύθερου χώρου Friis [1, εξ. 3.1].

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda_c^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (1.1)$$

όπου  $P_t$  και  $P_r$  είναι η εκπεμπόμενη και λαμβανόμενη ισχύς,  $G_t$  και  $G_r$  είναι τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα,  $d$  είναι η απόσταση πομπού-δέκτη ενώ

<sup>1</sup> Το μοντέλο του ιδανικού ελεύθερου χώρου προϋποθέτει μόνο την ύπαρξη απευθείας συνιστώσας μεταξύ πομπού και δέκτη, απουσία τεχνητών ή φυσικών εμποδίων που θα μπορούσαν να προκαλέσουν ανάκλαση ή οποιασδήποτε μορφής επιπλέον εξασθένιση στο διαδιδόμενο σήμα.

$\lambda_c$  είναι το μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας και  $L$  ο παράγοντας απωλειών που δε σχετίζονται με τη διάδοση ( $L \geq 1$ ). Από την εξίσωση 1.1 παρατηρούμε ότι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος εξασθενεί αντιστρόφως ανάλογα με το  $d^2$ , δηλαδή πτώση κατά  $6dB$  κάθε φορά που διπλασιάζεται η απόσταση.[3]

Σε αντίθεση, όμως, με τις απώλειες ελευθέρου χώρου, οι απώλειες διάδοσης δεν εξαρτώνται μόνο από την απόσταση και το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου ραδιοσήματος, αλλά και από άλλα χαρακτηριστικά, όπως τα ύψη των κεραιών πομπού και δέκτη, το αν πρόκειται για αστική ή προαστιακή περιοχή, το αν περιλαμβάνονται βουνά ή και λίμνες στο ανάγλυφο, τις ατμοσφαιρικές συνθήκες και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης.[9]

Σε κυψελικά περιβάλλοντα διάδοσης είναι προφανής η παρουσία της ανακλώμενης συνιστώσας από το έδαφος, οπότε το μοντέλο του ελεύθερου χώρου παρουσιάζεται ακατάλληλο. Για σχετικά μικρές αποστάσεις, της τάξης των μερικών δεκάδων χιλιομέτρων, όπου μπορούμε να παραβλέψουμε την καμπυλότητα της γης χρησιμοποιούμε το μοντέλο της επίπεδης επιφάνειας<sup>2</sup> (*plane earth*). Στην εξίσωση διάδοσης επίπεδης γης εφόσον θεωρούμε ότι  $d \gg h_t, h_r$ , η διαφορά φάσης γίνεται πολύ μικρή, με αποτέλεσμα το  $\lambda$  να απαλείφεται και η εξίσωση να γίνεται ανεξάρτητη της συχνότητας.

$$P_r(d) = P_t \left( \frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \quad (1.2)$$

όπου  $h_t$  και  $h_r$  είναι το ύψος της κεραιάς του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα. Από την εξίσωση 1.2 παρατηρούμε ότι η λαμβανόμενη ισχύς εξασθενεί αντιστρόφως ανάλογα με το  $d^4$  (και όχι το  $d^2$  που ισχύει στη περίπτωση διάδοσης ελεύθερου χώρου). Αυτό σημαίνει  $12dB$  λιγότερη ισχύς κάθε φορά που διπλασιάζεται η απόσταση.[3][8]

---

<sup>2</sup> Το μοντέλο αυτό θεωρεί τη γη ως ένα τέλεια αγωγίμο επίπεδο. Η θεώρηση αυτή προκαλεί την πλήρη ανάκλαση του κύματος αποδίδοντας συντελεστή ανάκλασης στη γήινη επιφάνεια ίσο προς -1. Έτσι στο δέκτη φτάνουν δύο κύματα, το απευθείας και το ανακλώμενο, με διαφορετική διανυόμενη απόσταση το καθένα.

Εμπειρικά έχει διαπιστωθεί ότι οι μέσες απώλειες διαδρομής για περιπτώσεις που δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού-δέκτη (NLOS) ακολουθούν το γενικό εκθετικό μοντέλο [7][1, εξ. 4.67, 4.68]

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_o}\right)^n \quad (1.3)$$

$$\text{ή} \quad \overline{PL}(dB) = \overline{PL}(d_o) + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) \quad (1.4)$$

όπου  $d_o$  είναι μια απόσταση αναφοράς ή η απόσταση για την οποία υπάρχει LOS συνιστώσα. Ο εκθέτης  $n$  καλείται συντελεστής απωλειών διάδοσης (*path loss factor*) ή συντελεστής εξασθένησης και δηλώνει το ρυθμό με τον οποίο αυξάνονται οι απώλειες διαδρομής με την απόσταση. Για τα μοντέλα ελεύθερου χώρου και επίπεδης επιφάνειας που περιγράφηκαν, προηγουμένως ο συντελεστής αυτός είναι  $n=2$  και  $n=4$  αντίστοιχα. Σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης ο εκθέτης αυτός παίρνει τιμές από 2.7, σε κλειστούς κυρίως χώρους όπου προσομοιώνονται συνθήκες κυματοδήγησης, έως και 6 σε αστικές περιοχές με υψηλό δείκτη σκέδασης. [1, κεφ.4]

Συνοψίζοντας μπορούμε να πούμε ότι οι απώλειες διαδρομής (*path loss*) οφείλονται στην απόσταση μεταξύ πομπού-δέκτη. Η εξάρτηση αυτή περιγράφεται από το συντελεστή εξασθένησης  $n$ , ο οποίος δείχνει πόσο γρήγορα αυξάνουν οι απώλειες διαδρομής με την απόσταση.

### **1.3 Μοντέλα διάδοσης μεγάλης και μικρής κλίμακας**

Τα μοντέλα διάδοσης έχουν επικεντρωθεί στην πρόβλεψη της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος σε δεδομένη απόσταση από τον πομπό καθώς και στη μεταβλητότητα της ισχύος του σήματος σε κοντινή περιοχή γύρω από μια συγκεκριμένη θέση. Τα μοντέλα διάδοσης διακρίνονται σε μεγάλης και μικρής κλίμακας. [1, κεφ.4]

### 1.3.1 Μοντέλα διάδοσης μεγάλης κλίμακας

Τα *μοντέλα διάδοσης μεγάλης κλίμακας* χαρακτηρίζουν την ισχύ του σήματος σε μεγάλες αποστάσεις διαχωρισμού πομπού – δέκτη (T-R) (εκατοντάδες ή χιλιάδες μέτρων), προβλέπουν τη μέση ισχύ σήματος για μια αυθαίρετη απόσταση διαχωρισμού T-R και είναι χρήσιμα για τον υπολογισμό της περιοχής ραδιοκάλυψης ενός πομπού. Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (*long-term or large-scale fading*) πραγματεύονται την αργή μεταβολή της μέσης στάθμης της λαμβανόμενης ισχύος, εξαιτίας της παρουσίας μεγάλων εμποδίων στη διάδοση των ραδιοκυμάτων. Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται συχνά και ως σκίαση (*shadowing*) και μοντελοποιείται ως μια πολλαπλασιαστική, και εν γένει αργά μεταβαλλόμενη, τυχαία διαδικασία, που ακολουθεί λογαριθμική-κανονική κατανομή.

Η κατανομή αυτή περιγράφει τις τυχαίες επιδράσεις σκίασης σε θέσεις που έχουν μεν την ίδια απόσταση από τον πομπό, αλλά έχουν διαφορετικούς βαθμούς αταξίας στη διαδρομή διάδοσης. Η λογαριθμική-κανονική σκίαση συνεπάγεται ότι οι μετρούμενες στάθμες σήματος, για συγκεκριμένη απόσταση από τον πομπό, έχουν κατανομή Gauss γύρω από τη μέση τιμή στάθμης  $PL(d)$ . [2] [1, εξ. 4.69α]. Δηλαδή,

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_o) + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) + X_\sigma \quad (1.5)$$

όπου  $X_\sigma$  είναι μια τυχαία κατανεμημένη Gaussian μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής (σε dB) με τυπική απόκλιση  $\sigma$  (σε dB). Η τυπική απόκλιση εξαρτάται άμεσα από το περιβάλλον και έχει τυπική περιοχή τιμών 3-10 dB.

Τα μοντέλα διάδοσης μεγάλης κλίμακας είναι χρήσιμα για πχ. τον υπολογισμό της περιοχής ραδιοκάλυψης ενός πομπού. [3]

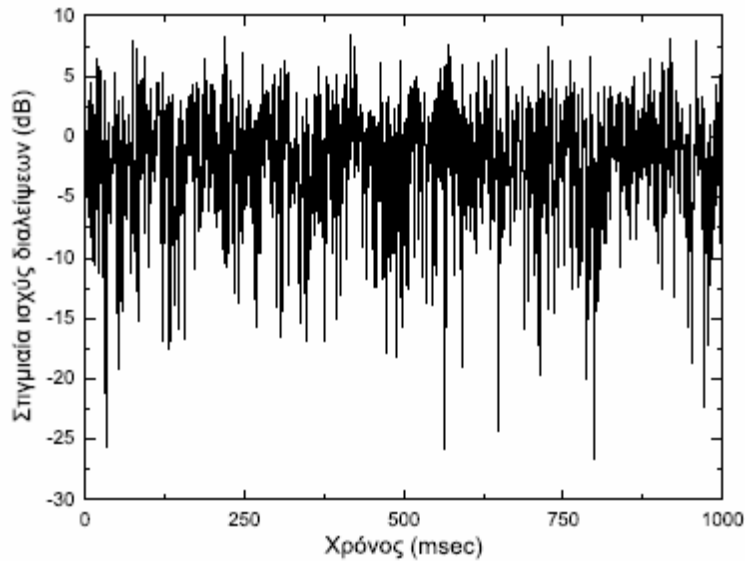
### 1.3.2 Μοντέλα διάδοσης μικρής κλίμακας

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στην ύπαρξη πολλαπλών συνιστωσών του σήματος, που προέρχονται από διαφορετικές διαδρομές που ακολούθησε το αρχικό

σήμα πριν φτάσει στο δέκτη. Η υπέρθεση των συνιστωσών αυτών μπορεί να έχει καταστροφικές συνέπειες για την επικοινωνία σε ορισμένες χρονικές στιγμές. Ο λόγος είναι ότι η υπέρθεση των διαφόρων συνιστωσών μπορεί να γίνει εποικοδομητικά (constructive) ή καταστροφικά (destructive), ενισχύοντας ή εξασθενώντας την ισχύ του σήματος ανάλογα.

Το κανάλι πολλαπλών διαδρομών με διαλείψεις μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένα γραμμικό, χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι. Η χρονική μεταβλητότητα του καναλιού προκύπτει από το γεγονός ότι ακόμα και για ακίνητους πομποδέκτες το περιβάλλον είναι μη στατικό, με αποτέλεσμα να αλλάζουν οι πιθανές διαδρομές που ακολουθεί το σήμα με την πάροδο του χρόνου και άρα οι συνιστώσες του λαμβανόμενου σήματος είναι χρονικά μεταβαλλόμενες.

Τα *μοντέλα διάδοσης μικρής κλίμακας* χαρακτηρίζουν τις γρήγορες/απότομες διακυμάνσεις του πλάτους, των φάσεων ή καθυστερήσεις πολυδιάδευσης ενός λαμβανόμενου σήματος σε σύντομες διάρκειες (μερικών δευτερολέπτων) ή πολύ σύντομες αποστάσεις (λίγων μηκών κύματος). Αυτές οι ταχύτερες διακυμάνσεις της στιγμιαίας ισχύς του λαμβανόμενου σήματος κατά την κίνηση ενός κινητού οφείλονται είτε σε μικρές μεταβολές της σχετικής θέσης πομπού και δέκτη, είτε σε αλλαγές στο μέσο διάδοσης λόγω κίνησης άλλων σωμάτων ή μεταβολών των ατμοσφαιρικών συνθηκών και προκαλούν διαλείψεις μικρής κλίμακας (fast fading). Αυτό είναι συνέπεια της άλλοτε ενισχυτικής και άλλοτε καταστρεπτικής συμβολής των πολλαπλών αντιγράφων του σήματος, που φτάνουν στο δέκτη από διαφορετικές κατευθύνσεις, έχοντας υποστεί διαφορετική εξασθένηση και στροφή φάσης. Αυτά τα κύματα πολλαπλής διαδρομής συνδυάζονται στην κεραία του δέκτη για να δώσουν ένα συνιστάμενο σήμα το οποίο υπακούει σε μια κατανομή πχ. διάλειψης Rayleigh όπως φαίνεται στο σχήμα 7.

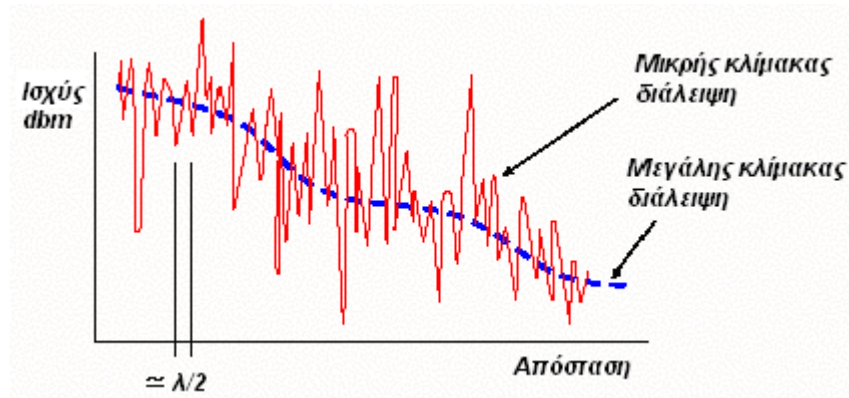
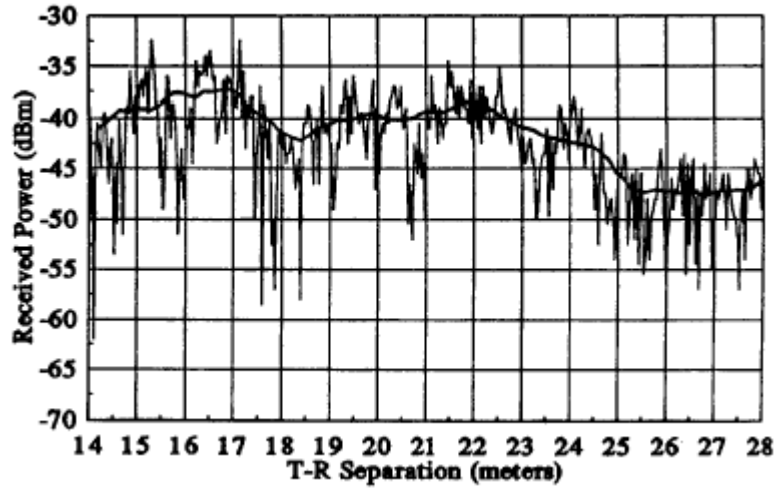


**Σχήμα 7 - Διαλείψεις κατά Rayleigh**

Η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος μπορεί να μεταβάλλεται κατά τρεις ή τέσσερις τάξεις μεγέθους (30 ή 40 dB) σε αποστάσεις κλάσματος του μήκους κύματος, όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.5. Η τοπική μέση ισχύς του σήματος υπολογίζεται ως η μέση τιμή των λαμβανόμενων μετρήσεων για μια απόσταση 5λ έως 40λ, δηλαδή για συχνότητες 1GHz – 2GHz αυτό αντιστοιχεί σε αποστάσεις από 1m έως 10m. [3]

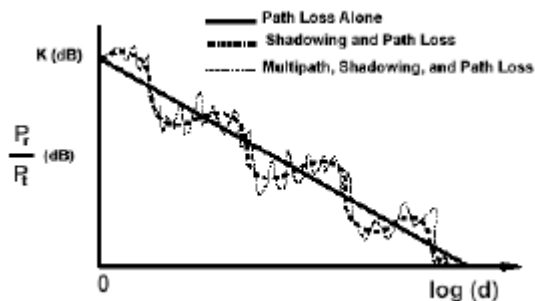
Στο σχήμα 8 απεικονίζονται η διάλεια μικρής κλίμακας και οι περισσότερο βαθμιαίες παραλλαγές μεγάλης κλίμακας για ένα εσωτερικό σύστημα ραδιοεπικοινωνίας. Παρατηρούμε ότι το σήμα εξασθενεί γρήγορα καθώς ο δέκτης κινείται, αλλά το τοπικό μέσο σήμα αλλάζει πολύ πιο βαθμιαία με την απόσταση. Η μέση στάθμη της ισχύος λήψης μεταβάλλεται αργά συναρτήσει της σχετικής απόστασης πομπού-δέκτη, ενώ το στιγμιαίο πλάτος παρουσιάζει απότομες διακυμάνσεις για μικρές αλλαγές της σχετικής θέσης του πομπού και του δέκτη.





Σχήμα 8 - Διάλειψη μικρής και μεγάλης κλίμακας

Η συνολική επίδραση και των τριών μηχανισμών διάδοσης που εξετάσαμε παραπάνω, στη λαμβανόμενη ισχύ του σήματος συναρτήσει της απόστασης  $d$  από τον πομπό, φαίνεται στο σχήμα 9 [1, κεφ 4]



Σχήμα 9 - Απώλειες διαδρομής, σκίασης και διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής ως συνάρτηση της απόστασης

## **1.4 Παράγοντες που επιδρούν στις διαλείψεις μικρής κλίμακας**

Το φαινόμενο των διαλείψεων μικρής κλίμακας επιδρά αρνητικά στην ποιότητα του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης προκαλώντας τα εξής:

- Απότομες αλλαγές της ισχύος του σήματος λήψης σε σχετικά μικρές αποστάσεις ή μικρά χρονικά διαστήματα,
- Τυχαία μετατόπιση της συχνότητας του σήματος, λόγω του φαινομένου *Doppler* που προκαλείται από την κινητικότητα τόσο του πομπού/δέκτη όσο και του γύρω χώρου,
- Χρονική διασπορά του σήματος λήψης λόγω των καθυστερημένων αντιγράφων του αρχικού σήματος (*ηχώ*).

Υπάρχουν πολλοί φυσικοί παράγοντες που επηρεάζουν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας σε ένα ασύρματο κανάλι διάδοσης. Οι πιο σημαντικοί συνοψίζονται στους ακόλουθους: [4]

### **Διάδοση πολλαπλής διαδρομής**

Η παρουσία αντικειμένων τα οποία προκαλούν ανάκλαση, περίθλαση και σκέδαση στο κανάλι, δημιουργεί ένα συνεχώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον, που μεταφέρει την ενέργεια του αρχικού σήματος, σε κύματα με διαφορετικό πλάτος και φάση. Αυτό συνεπάγεται πολλαπλά αντίγραφα του μεταδιδόμενου σήματος, τα οποία φθάνουν στην κεραία λήψης μετατοπισμένα μεταξύ τους στο χρόνο. Η τυχαία φάση και τα πλάτη των διαφορετικών κυμάτων της πολυδιόδευσης προκαλούν διακυμάνσεις στην ισχύ των σημάτων, προκαλώντας διαλείψεις μικρής κλίμακας, παραμόρφωση, ή και τα δύο μαζί. Η διάδοση πολλαπλής διαδρομής συχνά επιμηκύνει το χρόνο που απαιτείται για το σήμα βασικής ζώνης να φθάσει στο δέκτη με αποτέλεσμα να προκαλέσει υποβάθμιση της ποιότητάς του λόγω της διασυμβολικής παρεμβολής (*intersymbol interference*).

### **Ταχύτητα κινητού**

Η σχετική κίνηση μεταξύ του σταθμού βάσης και των κινητών έχει ως αποτέλεσμα την τυχαία διαμόρφωση συχνότητας λόγω των διαφορετικών ολισθήσεων συχνότητας που προκαλείται από το φαινόμενο *Doppler* σε καθένα από τα αντίγραφα της

πολυδιόδευσης. Η μετατόπιση *Doppler* θα είναι θετική ή αρνητική, ανάλογα με το εάν ο δέκτης κινείται προς, ή απομακρύνεται από, το σταθμό βάσης.

### **Ταχύτητα αντικειμένων περιβάλλοντος χώρου**

Εάν τα αντικείμενα στο ασύρματο κανάλι είναι σε κίνηση, προκαλούν μετατόπιση συχνότητας *Doppler* στα διάφορα αντίγραφα της πολυδιόδευσης, η οποία είναι χρονικά μεταβαλλόμενη. Εάν τα περιβάλλοντα αντικείμενα κινούνται με μεγαλύτερη ταχύτητα σε σχέση με το κινητό, τότε η επίδραση αυτή υπερσχύει στις διαλείψεις μικρής κλίμακας. Διαφορετικά, η κίνηση των αντικειμένων του περιβάλλοντος χώρου μπορεί να αγνοηθεί, λαμβάνοντας υπόψη μόνο την ταχύτητα του κινητού. Ο χρόνος συμφωνίας (*coherence time*) ορίζει την κινητικότητα του καναλιού και επηρεάζεται ευθέως από τη μετατόπιση *Doppler*.

### **Εύρος ζώνης σήματος**

Εάν το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος  $B_S$  είναι μεγαλύτερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης  $B_C$  (*coherence bandwidth*) του καναλιού διάδοσης πολλαπλής διαδρομής, το λαμβανόμενο σήμα θα παραμορφωθεί, αλλά οι διαλείψεις μικρής κλίμακας δε θα είναι σημαντικές. Σύμφωνο εύρος ζώνης  $B_C$  ονομάζεται η περιοχή των συχνοτήτων στην οποία τα πλάτη δύο συχνοτικών συνιστωσών παρουσιάζουν σημαντικό βαθμό συσχέτιση.

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας λόγω πολυδιόδευσης παρουσιάζονται τόσο στη χρονική όσο και τη φασματική απεικόνιση του σήματος. Η *εξάπλωση καθυστέρησης* (*delay spread*)  $\sigma_\tau$  προκαλεί χρονική διασπορά και διαλείψεις με επιλεκτικότητα στη συχνότητα. Η *εξάπλωση Doppler* (*Doppler spread*)  $B_D$  προκαλεί διασπορά συχνότητας.

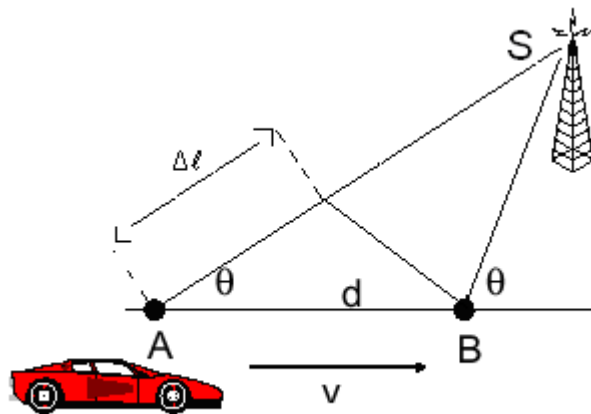
## **1.5 Διαλείψεις λόγω εξάπλωσης Doppler**

Όπως έχουμε αναλύσει στις προηγούμενες παραγράφους για τις διαλείψεις, προκαλούνται από την κίνηση του κινητού τερματικού ή και από την κίνηση του περιβάλλοντος διάδοσης γενικότερα. Το φαινόμενο αναφέρεται ως μετατόπιση *Doppler* και οι διαλείψεις που προκαλούνται εμφανίζονται ως μια μεταβολή της

φάσης του λαμβανόμενου σήματος. Ανάλογα με το ρυθμό που μεταβάλλεται το κανάλι, μπορεί να χαρακτηριστεί ως *αργών διαλείψεων* (*slow fading*) και *γρήγορων διαλείψεων* (*fast fading*) Στη συνέχεια περιγράφεται συνοπτικά η μετατόπιση *Doppler*, τα αίτια που την προκαλούν καθώς και οι διαλείψεις (αργές, γρήγορες) που οφείλονται σ' αυτήν. [1]

### 1.5.1 Μετατόπιση Doppler

Για την καλύτερη κατανόηση του φαινομένου παρατίθεται το σχήμα 10. Θεωρούμε ότι ένα κινητό τερματικό κινείται με σταθερή ταχύτητα  $v$  μεταξύ των θέσεων A και B απόστασης  $d$ , ενώ λαμβάνει σήμα από μια απομακρυσμένη πηγή S. Έστω ότι ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό να φτάσει από την θέση A στη θέση B είναι  $\Delta t$  και η γωνία που σχηματίζεται από την κατεύθυνση άφιξης του σήματος και την πορεία κίνησης του κινητού που ορίζεται με το άνυσμα της ταχύτητάς του, τότε η διαφορά δρόμων από τη πηγή προς τα A, B θα είναι  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ . Η γωνία  $\theta$  υποτίθεται ότι είναι ίδια και στις δύο θέσεις διότι θεωρήσαμε την πηγή S εξαιρετικά απομακρυσμένη.



Σχήμα

Σχήμα 10 - Μετατόπιση Doppler

Η μεταβολή της φάσης στο λαμβανόμενο σήμα που οφείλεται στη διαφορά δρόμων  $\Delta l$  δίνεται από τη σχέση: [1, εξ. 5.1]

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (1.6)$$

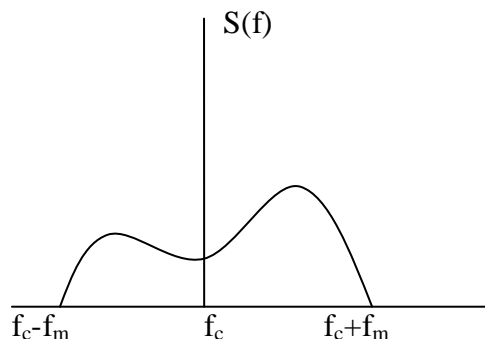
Η μεταβολή στη συχνότητα ή μετατόπιση *Doppler*  $f_d$  δίνεται από τον τύπο: [1, εξ. 5.2]

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \Rightarrow f_d = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\theta \quad (1.7)$$

Από τον τύπο 1.7, όταν η γωνία  $\theta$  είναι από  $-90^\circ$  έως  $90^\circ$  ( $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ ) τότε το συνημίτονο είναι θετικό, το κινητό κινείται προς την πηγή και η μετατόπιση είναι θετική. Το αντίθετο συμβαίνει όταν το κινητό απομακρύνεται από την πηγή, όπου το συνημίτονο είναι αρνητικό και η μετατόπιση είναι αρνητική[6][1].

### 1.5.2 Εξάπλωση *Doppler* και Χρόνος Συμφωνίας

Η μέγιστη τιμή της μετατόπισης *Doppler* ( $f_m$ ) ονομάζεται εξάπλωση *Doppler*,  $B_D$  (*Doppler spread*). Ορίζεται ως η περιοχή συχνοτήτων μέσω της οποίας το λαμβανόμενο φάσμα *Doppler* είναι ουσιαστικά μη μηδενικό. Πρακτικά η εξάπλωση *Doppler* συνεπάγεται διεύρυνση του εύρους ζώνης του σήματος κατά  $f_m$ . Όταν μεταδίδεται ένα αμιγώς ημιτονοειδής τόνος της συχνότητας  $f_c$ , το λαμβανόμενο φάσμα σημάτων (φάσμα *Doppler*) θα έχει συνιστώσες στην περιοχή από  $f_c - f_m$  έως  $f_c + f_m$ , όπως εμφανίζεται στο σχήμα 11.



**Σχήμα 11** - Εξάπλωση *Doppler* στο φάσμα του απλού τόνου

Εάν το εύρος ζώνης του σήματος ζώνης βάσης  $B_S$  είναι πολύ μεγαλύτερο του  $B_D$ , ( $B_S \gg B_D$ ) τα αποτελέσματα της εξάπλωσης *Doppler* είναι αμελητέα στο δέκτη και τότε πρόκειται για ένα κανάλι *αργής ή βραδείας διάλειψης*.

Ένα κανάλι επιλεκτικό ως προς το χρόνο χαρακτηρίζεται από το χρόνο συμφωνίας (*coherence time*),  $T_c$ , του καναλιού. Πρακτικά, ο χρόνος συμφωνίας δείχνει τη διάρκεια κατά την οποία το κανάλι επηρεάζει τα εκπεμπόμενα σήματα και τα πλάτη των λαμβανόμενων σημάτων με τον ίδιο τρόπο, παρουσιάζουν δηλαδή υψηλό δείκτη αυτοσυσχέτισης. Αν η περίοδος συμβόλου  $T_S$  είναι μικρότερη από  $T_c$  ( $T_S < T_c$ ) τότε το κανάλι δε θα προκαλεί παραμόρφωση στο σήμα λόγω της κίνησης του κινητού τερματικού ή του περιβάλλοντος χώρου.

Η εξάπλωση *Doppler* και ο χρόνος συμφωνίας είναι αντιστρόφως ανάλογα μεταξύ τους. Δηλαδή, [1, εξ. 5.40.α]

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (1.8)$$

Προσεγγιστικοί τύποι για τον τύπο 1.8 έχουν προσδιοριστεί.[1,εξ 5.40.β]. Για παράδειγμα, αν ο χρόνος συμφωνίας αναφέρεται ως το χρονικό διάστημα κατά τη διάρκεια του οποίου η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι πάνω από 0.5 τότε δίνεται από τη σχέση 1.9:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (1.9)$$

Ανάλογα με την ταχύτητα που μεταβάλλεται το σήμα μετάδοσης συγκρινόμενο με τον ρυθμό μεταβολής του καναλιού, τα ασύρματα κανάλια χαρακτηρίζονται ως κανάλια ταχέων διαλείψεων ή ως κανάλια βραδέων διαλείψεων.

### 1.5.3 Γρήγορη ή Ταχεία Διάλειψη

*Γρήγορες διαλείψεις* εμφανίζονται όταν ο χρόνος συμφωνίας του καναλιού είναι μικρότερος από τη χρονική διάρκεια του συμβόλου του σήματος εκπομπής  $T_S > T_c$ , και περιγράφουν μια κατάσταση κατά την οποία τα χαρακτηριστικά του καναλιού (πλάτος και φάση) μεταβάλλονται αρκετές φορές στο χρόνο μετάδοσης ενός

συμβόλου. Η έλλειψη συσχέτισης των συνιστωσών του λαμβανόμενου σήματος οδηγεί σε παραμόρφωση του παλμού βασικής ζώνης και, κατά συνέπεια, σε μείωση του λαμβανόμενου λόγου σήματος προς θόρυβο (*signal to noise ratio SNR*), που συχνά επιφέρει σημαντική αύξηση της πιθανότητας σφάλματος. Επιπλέον, τέτοιου είδους παραμορφωμένοι παλμοί μπορεί να δημιουργήσουν προβλήματα συγχρονισμού.

Στο πεδίο της συχνότητας, η παραμόρφωση που προκαλούν οι ταχείες διαλείψεις αυξάνεται με την αύξηση της διασποράς *Doppler*. Το κανάλι παρουσιάζει γρήγορες διαλείψεις όταν ο ρυθμός των διαλείψεων  $1/T_c$  είναι μεγαλύτερος από τον ρυθμό μετάδοσης των συμβόλων πληροφορίας  $1/T_s$ . Καθώς ο ρυθμός διαλείψεων ισούται προσεγγιστικά με την εξάπλωση *Doppler*  $B_D$ , ενώ ο ρυθμός συμβόλων είναι περίπου ίσος με το εύρος ζώνης του σήματος  $B_s$ , γρήγορες διαλείψεις εμφανίζονται όταν  $B_s < B_D$ . Στη πράξη, οι γρήγορες διαλείψεις υφίστανται μόνο σε συστήματα με πολύ χαμηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Ανακεφαλαιώνοντας, ένα κανάλι χαρακτηρίζεται σαν κανάλι ταχείας εξασθένησης των ραδιοσημάτων όταν

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

#### 1.5.4 Αργή ή Βραδεία Διάλειψη

Το κανάλι δημιουργεί *αργές διαλείψεις* όταν ο χρόνος συμφωνίας του καναλιού είναι αρκετά μεγαλύτερος από την διάρκεια του εκπεμπόμενου συμβόλου, δηλαδή όταν ισχύει  $T_s \ll T_c$ . Αυτό σημαίνει ότι η κρουστική απόκριση του καναλιού δεν μεταβάλλεται σημαντικά κατά τη χρονική διάρκεια του συμβόλου. Κατά συνέπεια, μια συγκεκριμένη στάθμη ισχύος διαλείψεων είναι πιθανόν να επηρεάσει πολλά διαδοχικά σύμβολα, και σε περίπτωση που η στάθμη αυτή είναι πολύ χαμηλή, οδηγεί σε καταιγισμό σφαλμάτων.

Η αντιστοίχιση στο πεδίο της συχνότητας υποδηλώνει ότι η διασπορά *Doppler* του καναλιού είναι πολύ μικρότερη από το εύρος ζώνης του σήματος. Όπως αναφέρθηκε

και στην προηγούμενη παράγραφο, μπορούμε να συσχετίσουμε τον ρυθμό των διαλείψεων με τον ρυθμό μετάδοσης συμβόλων. Για να χαρακτηριστούν οι διαλείψεις αργές, θα πρέπει να ισχύει  $B_S \gg B_D$ . Έτσι, για να αποφύγουμε την παραμόρφωση του σήματος που προκαλείται από τις γρήγορες διαλείψεις, θα πρέπει να εξασφαλίσουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης θα είναι υψηλότερος από τον ρυθμό των διαλείψεων.

Ανακεφαλαιώνοντας, ένα κανάλι χαρακτηρίζεται σαν κανάλι με αργές ή βραδείες διαλείψεις όταν

$$T_S \ll T_C \quad \text{και} \quad B_S \gg B_D$$

## 1.6 Διαλείψεις λόγω εξάπλωσης καθυστέρησης

Η εξάπλωση καθυστέρησης  $\sigma_\tau$  του καναλιού και το σύμφωνο εύρος ζώνης  $B_C$  του καναλιού είναι παράμετροι που περιγράφουν τη χρονική διασπορά που προκαλεί το ασύρματο κανάλι στο μεταδιδόμενο σήμα. Αν το εύρος ζώνης  $B_S$  του σήματος είναι πολύ μικρότερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης  $B_C$  του καναλιού, το μεταδιδόμενο σήμα θα υποστεί *επίπεδες διαλείψεις* (*flat fading*) ενώ, αν είναι μεγαλύτερο θα υποστεί *συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις* ή διαλείψεις με επιλεκτικότητα στη συχνότητα (*frequency selective fading*).[4]

### 1.6.1 Εξάπλωση καθυστέρησης $\sigma_\tau$

Η εξάπλωση καθυστέρησης είναι το μέγεθος που μας πληροφορεί για τη χρονική διαφορά με την οποία λαμβάνει ο δέκτης τα διάφορα αντίγραφα του ίδιου σήματος εκπομπής, λόγω της πολυδιόδευσης που προκαλεί το ασύρματο κανάλι. Τυπικές τιμές για τη μέση ενεργό τιμή της διασποράς της καθυστέρησης είναι της τάξης μεγέθους msec για κινητές επικοινωνίες σε εξωτερικούς χώρους, ενώ σε εσωτερικούς χώρους η τιμή αυτή είναι της τάξης μεγέθους nsec.[9]

Αντίστοιχα με την εξάπλωση καθυστέρησης του καναλιού που περιγράφει το κανάλι στο πεδίο του χρόνου, το σύμφωνο εύρος ζώνης χρησιμοποιείται για το χαρακτηρισμό του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας.



### 1.6.2 Σύμφωνο εύρος ζώνης $B_C$

Το σύμφωνο εύρος ζώνης,  $B_C$ , είναι το εύρος ζώνης του φάσματος στο οποίο το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί «επίπεδο», δηλ. όλες οι φασματικές συνιστώσες του σήματος να επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο. Εάν η απόσταση των συχνοτήτων δύο σημάτων είναι μεγαλύτερη από  $B_C$  τότε τα σήματα αυτά θα επηρεαστούν διαφορετικά κατά την μετάδοσή τους. Το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού είναι αντιστρόφως ανάλογο με τη μέγιστη εξάπλωση καθυστέρησης (*maximum delay spread*) που προκαλεί το κανάλι.[9]

Για συνάρτηση συσχέτισης συχνότητας πάνω από 0.9, το σύμφωνο εύρος ζώνης είναι κατά προσέγγιση [1.εξ. 5.38]  $B_C \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$ , όπου  $\sigma_\tau$  η εξάπλωση καθυστέρησης *rms*.

Η εξάπλωση καθυστέρησης των σημάτων πολυδιάσπασης είναι η αιτία για τον χαρακτηρισμό των ασύρματων καναλιών είτε ως κανάλια μη επιλεκτικών συχνοτήτων («επίπεδα» κανάλια), είτε ως κανάλια επιλεκτικών συχνοτήτων.

### 1.6.3 Επίπεδη Διάλειαση

Ένα σήμα υφίσταται *επίπεδες διαλείψεις*, όταν η εξάπλωση καθυστέρησης λόγω της πολυδιάσπασης είναι πολύ μικρότερη από τη διάρκεια του συμβόλου  $T_S \gg \sigma_\tau$ . Αυτό σημαίνει ότι όλες οι συνιστώσες του σήματος που προέρχονται από διαφορετικές διαδρομές, καταφθάνουν στον δέκτη εντός της διάρκειας του συμβόλου και δεν μπορούν να διαχωριστούν μεταξύ τους. Είναι προφανές ότι το κανάλι δεν προκαλεί διασυμβολική παρεμβολή (*intersymbol interference ISI*), καθώς ο χρονικός διασκορπισμός του σήματος είναι μικρός και δεν οδηγεί σε σημαντική αλληλοεπικάλυψη των γειτονικών συμβόλων. Ωστόσο, η υποβάθμιση της ποιότητας επικοινωνίας εξακολουθεί να υφίσταται, καθώς τα χαρακτηριστικά του καναλιού (πλάτος και φάση) μεταβάλλονται με τον χρόνο και οι συνιστώσες του σήματος είναι πιθανόν να προστίθενται εκμηδενιστικά στον δέκτη, λόγω της διαφοράς φάσης που προκύπτει από τις διαφορετικές διαδρομές.

Εξετάζοντας το φαινόμενο στο πεδίο της συχνότητας, μπορούμε να πούμε ότι επίπεδες διαλείψεις εμφανίζονται όταν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος πληροφορίας είναι αρκετά μικρότερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού, και το κανάλι έχει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε όλη τη περιοχή συχνοτήτων του εκπεμπόμενου σήματος  $B_S \ll B_C$ . Αυτό σημαίνει ότι όλες οι φασματικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται από το κανάλι κατά τον ίδιο τρόπο και υφίστανται κατά τη διάδοση τους την ίδια εξασθένηση και στροφή φάσης.

Τα κανάλια επίπεδων διαλείψεων ή μη επιλεκτικών συχνοτήτων ονομάζονται και κανάλια μεταβολής του πλάτους, καθώς και **στενοζωνικά** (*narrowband*) κανάλια, διότι το εύρος ζώνης του σήματος εκπομπής είναι πολύ μικρότερο από το εύρος ζώνης του καναλιού μετάδοσης.

Ανακεφαλαιώνοντας, ένα κανάλι χαρακτηρίζεται ως κανάλι μη επιλεκτικών συχνοτήτων όταν

$$B_S \ll B_C \quad \text{και} \quad T_S \gg \sigma_\tau$$

όπου  $T_S$  είναι η διάρκεια του συμβόλου και  $B_S$  είναι το εύρος ζώνης για το σήμα εκπομπής, και  $\sigma_\tau$  και  $B_C$  είναι η μέση ενεργός τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης και το σύμφωνο εύρος ζώνης, αντίστοιχα, του καναλιού.

#### 1.6.4 Συχνοεπιλεκτική Διάλειψη

Οι διαλείψεις χαρακτηρίζονται **συχνοεπιλεκτικές ή επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα**, όταν η εξάπλωση καθυστέρησης που προκαλεί το κανάλι, είναι μεγαλύτερη από την διάρκεια των εκπεμπόμενων συμβόλων του σήματος πληροφορίας ( $T_S < \sigma_\tau$ ). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να παρεμβάλλονται στο τελευταίο σύμβολο που έχει λάβει ο δέκτης και σύμβολα που έχει εκπέμψει ο πομπός προηγούμενες χρονικές στιγμές, λόγω της μεγαλύτερης διαδρομής που έχουν ακολουθήσει τα σήματα πολυδιάδευσης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται **διασυμβολική παρεμβολή** (*intersymbol interference ISI*) και οφείλεται στη χρονική διασπορά που προκαλεί το κανάλι στο σήμα μετάδοσης με αποτέλεσμα σημαντική

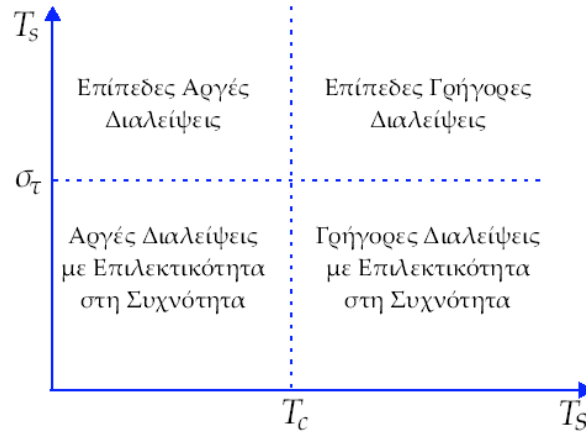
αλλοίωση του μεταδιδόμενου σήματος. Το σήμα στη λήψη εμπεριέχει πολλαπλές εκδοχές του ίδιου σήματος πληροφορίας, που έχουν υποστεί διαφορετική εξασθένηση και χρονική καθυστέρηση, και, συνεπώς, είναι αρκετά παραμορφωμένο. Ωστόσο, η παραμόρφωση αυτή είναι δυνατόν να μειωθεί με τη χρήση κατάλληλων δεκτών, όπως οι δέκτες *RAKE*, που είναι ικανοί να διαχωρίσουν τις επιμέρους συνιστώσες του λαμβανόμενου σήματος.

Μελετώντας το κανάλι στο πεδίο της συχνότητας, μπορούμε να δούμε ότι το σήμα υφίσταται διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα, όταν το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγαλύτερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού, όταν δηλαδή ισχύει  $B_S > B_C$ , όπου θεωρήσαμε ότι το εύρος ζώνης  $B_S$  του σήματος μπορεί να προσεγγιστεί από τον λόγο  $I/T_s$ . Η αλλοίωση που δημιουργεί το κανάλι, οφείλεται στο γεγονός ότι οι διαφορετικές φασματικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται με διαφορετικό τρόπο, αφού λόγω της σχέσης  $B_C < I/T_s$ , το κανάλι δεν παρουσιάζει σταθερό κέρδος και γραμμική φάση σε όλο το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος. Τέτοια κανάλια χαρακτηρίζονται και ως κανάλια *ευρείας ζώνης*, καθώς το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης της κρουστικής απόκρισης του καναλιού.

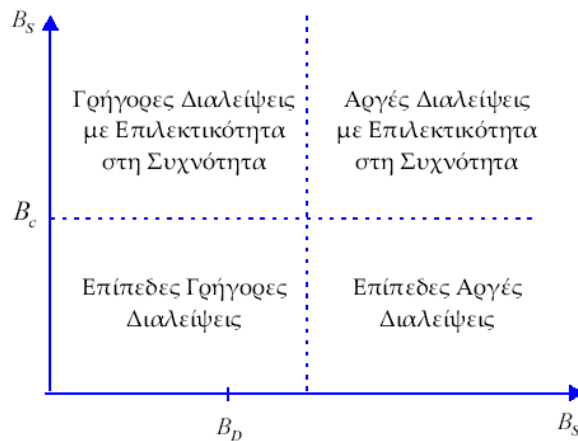
Ανακεφαλαιώνοντας, ένα κανάλι χαρακτηρίζεται ως κανάλι επιλεκτικών συχνοτήτων όταν

$$B_S > B_C \quad \text{και} \quad T_s < \sigma_\tau$$

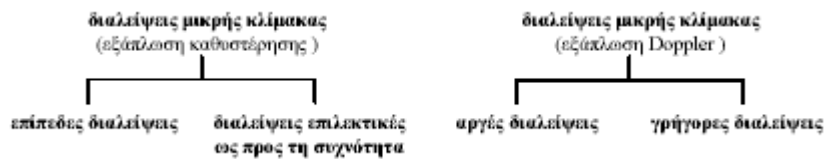
Στα σχήματα 12, 13 και 14 συνοψίζονται η σχέση των διαφόρων παραμέτρων της πολυδιάδευσης των σημάτων και οι τύποι των διαλείψεων που υφίστανται, όπως αυτά μελετήθηκαν στις παραγράφους 1.5 και 1.6 .



**Σχήμα 12** - Τύπος διαλείψεων ανάλογα με τη χρονική διάρκεια του εκπεμπόμενου συμβόλου.



**Σχήμα 13** - Τύπος διαλείψεων ανάλογα με το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου συμβόλου.



**Σχήμα 14** - Κατηγορίες διαλείψεων μικρής κλίμακας

Στα πλαίσια αυτής της πτυχιακής εργασίας, οι αναλύσεις που ακολουθούν στα επόμενα κεφάλαια θα γίνουν για φυσικό κανάλι αργών διαλείψεων ώστε ο δέκτης να έχει τη δυνατότητα να υπολογίσει χωρίς σφάλμα τα χαρακτηριστικά του καναλιού στα οποία λειτουργεί με αποτέλεσμα να επιτυγχάνουμε σύμφωνη ιδανική αποδιαμόρφωση [4].

## 1.7 Επίπεδες Αργές Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας

Όταν το λαμβανόμενο σήμα υφίσταται διαλείψεις μικρής κλίμακας, που οφείλονται στο φαινόμενο της πολυδιόδευσης, τόσο το πλάτος του, όσο και η φάση του, μεταβάλλονται με τον χρόνο. Υπάρχουν αρκετές συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την στατιστική περιγραφή των διαλειπτικών καναλιών. Σε περιβάλλον με πολύ μεγάλο αριθμό σκεδαστών, η κρουστική απόκριση του καναλιού μπορεί, σύμφωνα με το κεντρικό οριακό θεώρημα, να μοντελοποιηθεί ως μια μιγαδική Gaussian τυχαία διαδικασία [6].

Στην περίπτωση που δεν υπάρχει σημαντική ζεύξη οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη, η περιβάλλουσα (το πλάτος) της απόκριση του καναλιού μπορεί να θεωρηθεί ότι ακολουθεί Rayleigh κατανομή, η οποία ουσιαστικά περιγράφει τη χειρότερη δυνατή περίπτωση διαλείψεων μικρής κλίμακας αναφορικά με τη μέση λαμβανόμενη ισχύ.

Όταν υπάρχει μια ισχυρή συνιστώσα οπτικής επαφής μεταξύ εκπομπής και λήψης, το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από τις πολλαπλές ανακλώμενες συνιστώσες και από τη συνιστώσα που φθάνει στο δέκτη κατευθείαν από την πηγή. Στην περίπτωση αυτή, η κρουστική απόκριση του καναλιού περιγράφεται από μια μιγαδική Gaussian τυχαία διαδικασία με μη μηδενική μέση τιμή και η περιβάλλουσα του πλάτους του σήματος ακολουθεί κατανομή Rice. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας που προκύπτουν αναφέρονται ως διαλείψεις Rice (Ricean fading).

Μία γενικότερη μέθοδος παραμετροποίησης των διαλείψεων μικρής κλίμακας, που περιλαμβάνει και τις ακραίες περιπτώσεις Rice και Rayleigh, είναι η κατανομή Nakagami- $m$ . Η παράμετρος  $m$  περιγράφει τη δριμύτητα των διαλείψεων. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της  $m$ , τόσο καλύτερο είναι το κανάλι επικοινωνίας. Για  $m=1$ , η κατανομή Nakagami- $m$  δίνει την κατανομή Rayleigh.

Λόγω της τυχαιότητας και της χρονικής μεταβλητότητας των διαλείψεων πολλαπλών διαδρομών, η περιγραφή της επίδρασης των καναλιών πολλαπλών διαδρομών στο μεταδιδόμενο σήμα μπορεί να γίνει μόνο με τη χρήση στατιστικών μοντέλων. Έχουν

αναπτυχθεί διάφορα τέτοια μοντέλα, που προσομοιώνουν διαφορετικές συνθήκες περιβάλλοντος και παρατίθενται παρακάτω.

### 1.7.1 Κατανομή Διάλειψης Rayleigh



Η κατανομή Rayleigh [1] [4] χρησιμοποιείται για να περιγράψει τη στατιστικά χρονικά μεταβαλλόμενη φύση της λαμβανόμενης περιβάλλουσας ενός σήματος επίπεδης διάλειψης ή της περιβάλλουσας μιας μεμονωμένης συνιστώσας πολλαπλής διαδρομής. Η περιβάλλουσα του αθροίσματος δύο σημάτων θορύβου Gaussian με διαφορά φάσης  $\pi/2$  υπακούει σε κατανομή Rayleigh.

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (ΣΠΠ – Probability Density Function - pdf) στην περίπτωση αυτή δίνεται από τη σχέση 1.10 [1, εξ.5.49]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq r \leq \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

όπου  $\sigma$  είναι η ενεργός τιμή *rms* του λαμβανόμενου σήματος τάσης ενώ,  $\sigma^2$  η μέση χρονικά ισχύς του λαμβανόμενου σήματος πριν την ανίχνευση περιβάλλουσας.

Η πιθανότητα η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος να μην ξεπερνά μια καθορισμένη τιμή  $R$  δίνεται από την αντίστοιχη αθροιστική συνάρτηση κατανομής (ΑΣΚ – cumulative distribution function *cdf*), 1.11 [1, εξ. 5.50]:

$$P(R) = \Pr(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.11)$$

Η μέση τιμή της κατανομής *Rayleigh*: δίνεται από τη σχέση 1.12 [1, εξ.5.51]

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^{\infty} r p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1,2533\sigma \quad (1.12)$$

Η τυπική απόκλιση της κατανομής *Rayleigh* δίνεται από το  $\sigma_r^2$ , που περιγράφει την ισχύ ac στην περιβάλλουσα σήματος, σχέση 1.13 [1, εξ. 5.52]:

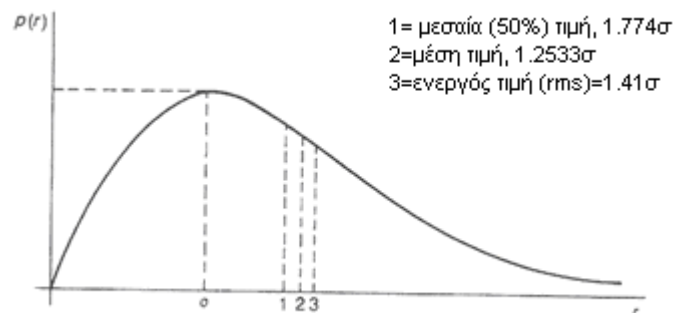
$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} = \sigma^2 \left( 2 - \frac{\pi}{2} \right) = 0,4292\sigma^2 \quad (1.13)$$

Η ενεργός τιμή *rms* της περιβάλλουσας είναι η τετραγωνική ρίζα του μέσου τετραγώνου ή  $\sigma\sqrt{2}$ , όπου  $\sigma$  η τυπική απόκλιση του αρχικού σήματος.

Η στατιστική ενδιάμεση τιμή της  $r$  προκύπτει επιλύοντας την παρακάτω εξίσωση 1.14, [1, εξ. 5.53]:

$$\frac{1}{2} = \int_0^{r_{median}} r p(r) dr \Rightarrow r_{median} = 1,177\sigma \quad (1.14)$$

Η ΣΠΠ μιας κατανομής *Rayleigh* που δίνεται από τη σχέση 1.10, γραφικά εμφανίζεται στο σχήμα 15 [2].



**Σχήμα 15 - ΣΠΠ κατανομής *Rayleigh***

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως εξαιτίας του έντονου περιβάλλοντος σκέδασης και της πολυδιάθεσης, ο δέκτης λαμβάνει πολλαπλά αντίγραφα του σήματος ενώ

αποκλείεται και το ενδεχόμενο ύπαρξης LOS ή επικρατέστερης συνιστώσας οπτικής επαφής. Υπό αυτές τις συνθήκες και θεωρώντας τα σήματα αυτά ως τυχαίες μεταβλητές ισόνομες και ανεξάρτητες μεταξύ τους μπορούμε να πούμε ότι για την άθροισή τους στο δέκτη μπορεί να ισχύσει το κεντρικό οριακό θεώρημα και το ολικό άθροισμα να ακολουθεί την κατανομή Gauss. Έτσι η μιγαδική περιβάλλουσα  $\tilde{r}(t)$  μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μια μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss, μηδενικής μέσης τιμής για το πραγματικό και φανταστικό μέρος και ομοιόμορφα κατανεμημένη φάση 0 και  $2\pi$ .

Το μοντέλο *Rayleigh* είναι ορθή προσέγγιση σε περιπτώσεις που οι χρήστες κινούνται σε περιβάλλοντα με πολλά εμπόδια τα οποία εξαλείφουν τη συνιστώσα οπτικής επαφής, έτσι ώστε το φαινόμενο της διάδοσης να γίνεται μια τυχαία διαδικασία. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται για τα κέντρα μεγαλουπόλεων, αλλά βρίσκει επίσης εφαρμογή και στις περιπτώσεις ιονοσφαιρικής και τροποσφαιρικής σκέδασης.

Ωστόσο σε συγκεκριμένες περιπτώσεις το μοντέλο *Rayleigh* δεν μπορεί να εφαρμοστεί και οι αποκλίσεις του με την πραγματικότητα γίνονται αισθητές [7]. Συγκεκριμένα το μοντέλο δεν εφαρμόζεται στις παρακάτω περιπτώσεις:

- όταν το πλήθος των διαφορετικών διαδρομών δεν είναι αρκετά μεγάλο ώστε να ισχύει η προσέγγιση του θεωρήματος κεντρικού ορίου.
- όταν λόγω της διάταξης των κτιρίων και των δρόμων σε ένα περιβάλλον διάδοσης το σήμα διαδίδεται με πολλαπλές ανακλάσεις δημιουργώντας στάσιμα κύματα.
- όταν υπάρχει διαδιδόμενη συνιστώσα οπτικής επαφής που λαμβάνεται από το δέκτη, όπως ισχύει στις περιοχές κοντά στους σταθμούς βάσης. Εδώ η περιβάλλουσα του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης ακολουθεί την κατανομή *Ricean* που περιγράφεται στην επόμενη παράγραφο.



### 1.7.2 Κατανομή Διάλειψης *Ricean*



Στην περίπτωση που υπάρχει μια συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος χωρίς διάλειψη, όπως αυτή της οπτικής επαφής, τότε η περιβάλλουσα διάλειψης μικρής κλίμακας υπακούει στην **κατανομή Ricean** [1] [4]. Το μοντέλο διάδοσης **Rice** εφαρμόζεται σε περιπτώσεις όπου ο δέκτης λαμβάνει μια ισχυρή συνιστώσα σήματος και περισσότερες ασθενέστερες λόγω της πολυδιόδευσης. Η ισχυρή αυτή συνιστώσα είτε είναι η συνιστώσα οπτικής επαφής είτε αποτελεί τη μέση τιμή

συνιστωσών που φτάνουν στο δέκτη μέσω ανακλάσεων από συγκεκριμένα, μεγάλα και σταθερά εμπόδια που απέχουν αρκετά από το δέκτη. Η κατανομή *Ricean* εκφυλίζεται σε κατανομή *Rayleigh* όταν εξασθενεί η επικρατούσα συνιστώσα και το σύνθετο σήμα μοιάζει με σήμα θορύβου, που έχει περιβάλλουσα τύπου *Rayleigh*.

Στο μοντέλο αυτό η περιβάλλουσα του σήματος, μιας και παύει να έχει μηδενική μέση τιμή, μεταβάλλεται πολύ λιγότερο ενώ, ακολουθεί την *Ricean* κατανομή. Η συνάρτηση που περιγράφει την πυκνότητα πιθανότητας της περιβάλλουσας σε αυτή την περίπτωση δίνεται από τη σχέση 1.15 [1, εξ. 5.55].

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & A \geq 0 \text{ \& } r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (1.15)$$

όπου  $A$  το πλάτος κορυφής της επικρατούσας συνιστώσας του λαμβανόμενου σήματος, που εδώ όπως προαναφέραμε είναι διάφορο του μηδενός και οδηγεί στην ανάγκη χρήσης του μοντέλου *Rice*, και  $I_0(\bullet)$  η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτης τάξης και μηδενικού βαθμού.

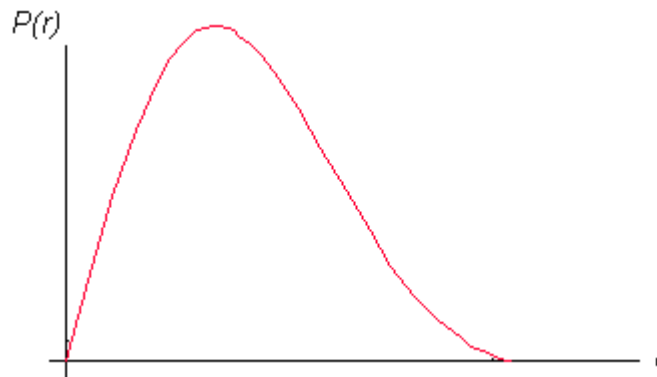
Όταν για την περιγραφή του καναλιού χρησιμοποιείται η *Rice* κατανομή τότε στη μελέτη εισάγεται ο παράγοντας  $K$  (**συντελεστής Ricean**), ο οποίος ορίζεται ως το πηλίκο της ισχύος της επικρατέστερης συνιστώσας (ντετερμινιστικό σήμα) προς την

ισχύ των υπολοίπων ασθενέστερων συνιστωσών (διασπορά της πολυδιόδευσης). Με βάση τα σύμβολα που χρησιμοποιήθηκαν στη σχέση 1.15 ο παράγοντας  $K$  δίνεται από τον τύπο 1.16 [1, εξ. 5.56]:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (1.16)$$

$$\text{ή σε dB} \quad K(\text{dB}) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ dB} \quad (1.17)$$

Όταν δεν υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής ή φθίνει σε πλάτος τότε  $A \rightarrow 0$ , ο παράγοντας  $K \rightarrow -\infty \text{ dB}$  και η κατανομή *Ricean* εκφυλίζεται σε κατανομή *Rayleigh* για  $A=0$ . Για  $K \gg 1$  η ΣΠΠ μιας κατανομής *Ricean* το πλάτος παραμένει σταθερό αφού δεν υπάρχουν διαλείψεις, και το μοντέλο είναι πλέον ένα απλό AWGN κανάλι. Η ΣΠΠ μιας κατανομής *Ricean* που δίνεται από τη σχέση 1.15, γραφικά εμφανίζεται στο σχήμα 16 [2].



Σχήμα 16 - Κατανομή *Rice* που ακολουθεί η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος

### 1.7.3 Κατανομή Διάλειψης *Nakagami-m*

Η κατανομή *Nakagami-m* αποτελεί συχνά το καταλληλότερο μοντέλο για τις περιπτώσεις κινητής τηλεφωνίας τόσο σε εσωτερικό όσο και σε εξωτερικό χώρο, καθώς επίσης και για ιονοσφαιρικές ζεύξεις. Η ΣΠΠ του πλάτους της μεταβλητής  $r$  δίνεται από τη σχέση 1.18:

$$p(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right), \quad r \geq 0 \quad (1.18)$$

όπου  $\Omega = E\{r^2\} = 2\sigma^2$  η συνολική διακύμανση της τυχαίας μεταβλητής  $r$ ,  $\Gamma(\cdot)$  η συνάρτηση Γάμμα και  $m$  η παράμετρος *Nakagami-m* που παίρνει τιμές από  $1/2$  έως  $\infty$ . Για την οριακή τιμή της παραμέτρου  $m \rightarrow \infty$ , η κατανομή προσεγγίζει την περίπτωση απλού AWGN καναλιού, ενώ για  $m=1/2$  τη μονόπλευρη *Gaussian* κατανομή. Για  $m=1$  προκύπτει η κατανομή *Rayleigh*. Δηλαδή, το μοντέλο *Rayleigh* αποτελεί ειδική περίπτωση του γενικευμένου *Nakagami - m* μοντέλου.

#### 1.7.4 Κατανομή Διάλειψης *Nakagami-q (Hoyt)*

Το μοντέλο *Nakagami-q (Hoyt)* χρησιμοποιείται κυρίως για δορυφορικές ζεύξεις, που χαρακτηρίζονται από ισχυρούς ιονοσφαιρικούς σπινθηρισμούς. Η ΣΠΠ του πλάτους της μεταβλητής  $r$  δίνεται από τη σχέση 1.19:

$$p(r) = \frac{(1+q^2)r}{q\Omega} \exp\left(-\frac{(1+q^2)^2 r^2}{4q\Omega}\right) I_0\left(\frac{(1-q^4)r^2}{4q\Omega}\right), \quad r \geq 0 \quad (1.19)$$

όπου  $\Omega = E\{r^2\} = 2\sigma^2$  η συνολική διακύμανση της τυχαίας μεταβλητής  $r$ ,  $I_0$  η τροποποιημένη συνάρτηση *Bessel* πρώτου είδους και μηδενικής τάξης, ενώ με  $q$  συμβολίζεται η παράμετρος διαλείψεων *Nakagami* η οποία παίρνει τιμές στο διάστημα από 0 έως 1.

Οι οριακές καταστάσεις του μοντέλου αυτού είναι για  $q=0$  η μονόπλευρη *Gaussian* κατανομή (*one-sided Gaussian fading*), που αποδεικνύεται πως αντιστοιχεί στη δυσμενέστερη περίπτωση διαλείψεων και για  $q=1$  η περίπτωση του μοντέλου *Rayleigh*, που παρουσιάστηκε παραπάνω.

### 1.7.5 Κατανομή Διάλειψης Weibull)



Η κατανομή *Weibull* χρησιμεύει στη μοντελοποίηση της συνιστώσας πλάτους  $r$  καναλιών πολλαπλών διαδρομών με διαλείψεις και ιδιαίτερα στην περίπτωση κινητών ραδιοεπικοινωνιών που λειτουργούν στη ζώνη συχνοτήτων 800/900 MHz. Η ΣΠΠ *Weibull* δίνεται από τη σχέση 1.20 [4]:

$$p(r) = c \left( \frac{\Gamma(1 + 2/c)}{\Omega} \right)^{c/2} r^{c-1} \exp \left[ - \left( \frac{r^2}{\Omega} \Gamma(1 + 2/c) \right)^{c/2} \right] \quad (1.20)$$

όπου  $\Omega = E\{r^2\} = 2\sigma^2$  η συνολική διακύμανση της τυχαίας μεταβλητής  $r$ ,  $c$  μια παράμετρος που επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε το μοντέλο του καναλιού να προσεγγίζει όσο το δυνατόν καλύτερα τα αποτελέσματα των μετρήσεων. Για την ειδική περίπτωση που  $c = 2$  το κανάλι ταυτίζεται με το κανάλι διαλείψεων *Rayleigh*.

## **Κεφάλαιο 2: ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ**

Διαμόρφωση καλείται η διαδικασία κατά την οποία το προς μετάδοση μήνυμα αποτυπώνεται σε ένα σήμα ραδιοσυχνότητων, το οποίο ονομάζεται ‘φέρον’, γιατί ουσιαστικά μεταφέρει την πληροφορία. Η αποτύπωση αυτή υπόκειται στη μεταβολή κάποιου χαρακτηριστικού του φέροντος (πλάτος, συχνότητα, φάση), ανάλογα με το σήμα πληροφορίας, με τέτοιο τρόπο ώστε ο δέκτης, αφού λάβει το διαμορφωμένο σήμα, να μπορεί εύκολα και με αξιοπιστία να ανακτήσει το σήμα πληροφορίας. Η επιλογή της τεχνικής ψηφιακής διαμόρφωσης που χρησιμοποιεί ένα σύστημα επιλέγεται ανάλογα με την ευκολία υλοποίησης, την ευαισθησία σε σφάλματα και τα επιθυμητά φασματικά χαρακτηριστικά. Επίσης επιλέγεται με βάση την αποδοτικότητα φάσματος και ισχύος ή ισοδύναμα, την πιθανότητα σφάλματος κατά τη λήψη.

Μια τεχνική διαμόρφωσης αντιστοιχεί ένα *bit* (δυναδική διαμόρφωση) ή μια ομάδα από *bits* (μη δυναδική διαμόρφωση) σε μια κυματομορφή, η οποία αποστέλλεται στο δέκτη, μέσω του διαύλου επικοινωνίας. Έστω ότι υπάρχουν  $M$  διαφορετικές αναλογικές κυματομορφές ( $M$ -αδική διαμόρφωση). Σε κάθε χρονική περίοδο ο πομπός εκπέμπει μια από τις  $M$  αυτές κυματομορφές. Κατά τη μετάδοση στο δίαυλο επικοινωνίας, η κυματομορφή αλλοιώνεται, ενώ υπερτίθεται σε αυτή θόρυβος ή και παρεμβολή. Ο δέκτης καλείται, με βάση το λαμβανόμενο σήμα, να αποφασίσει ποια από τις  $M$  πιθανές κυματομορφές εξέπεμψε ο πομπός, με όσο το δυνατό μικρότερη πιθανότητα λανθασμένης εκτίμησης.

Στην παρούσα εργασία θα ασχοληθούμε με την τεχνική Διαμόρφωσης Μεταλλαγής Μετατόπισης Φάσης (*Phase Shift Keying – PSK*) και τη Διαφορική Διαμόρφωση Μεταλλαγής Μετατόπισης Φάσης (*Differential Phase Shift Keying – DPSK*).[6][9]

### **2.1 Διαμόρφωση Μεταλλαγής Μετατόπισης Φάσης (PSK)**

Σε αυτή την τεχνική διαμόρφωσης, το πλάτος και η συχνότητα του διαμορφωμένου σήματος παραμένουν σταθερά, ενώ η φάση έχει μια από  $M$  πιθανές τιμές (μία για

κάθε σύμβολο του αλφάβητου της διαμόρφωσης). Οι κυματομορφές μπορούν να απεικονιστούν στο μιγαδικό επίπεδο με διανύσματα για  $M=2$  (*Binary PSK - BPSK*) και για  $M=4$  (*Quadrature PSK - QPSK*). Η επιλογή της κυματομορφής στην οποία αντιστοιχεί κάθε ομάδα *bits*, αν και αυθαίρετη, γίνεται με τρόπο ώστε, όσο περισσότερο διαφέρουν δυο ομάδες από *bits*, τόσο περισσότερο να διαφέρουν και τα αντίστοιχα διανύσματα (*Κωδικοποίηση Gray*) ώστε, να μειώνεται η πιθανότητα σφάλματος κατά τη λήψη.

Στην τεχνική αυτή ο δέκτης γνωρίζει και αξιοποιεί τη συχνότητα του φέροντος, προκειμένου να αποδιαμορφώσει το λαμβανόμενο σήμα και γι' αυτό λέγεται *σύμφωνη (coherent)* διαμόρφωση.

## 2.2 Διαφορική Διαμόρφωση Μεταλλαγής Μετατόπισης Φάσης (DPSK)

Τεχνικές που δεν απαιτούν τη γνώση της συχνότητας του φέροντος καλούνται *ασύμφωνες (non-coherent)*. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτής της κατηγορίας είναι οι διαφορικές (*differential*) τεχνικές διαμόρφωσης, κατά την οποία η ψηφιακή πληροφορία κωδικοποιείται όχι σε κάποιο χαρακτηριστικό του φέροντος αλλά στις *μεταβολές* αυτού του χαρακτηριστικού.

Στη διαφορική διαμόρφωση μεταλλαγής μετατόπισης φάσης (*DPSK*) η σειρά των δυαδικών δεδομένων πληροφορίας κωδικοποιείται, με διαφορικό τρόπο, και στη συνέχεια διαμορφώνεται κατά *BPSK*. Η διαφορικά κωδικοποιημένη ακολουθία  $d_k$  προκύπτει με αναδρομικό τρόπο από την αρχική δυαδική ακολουθία. Αν το ψηφίο πληροφορίας είναι 1, τότε το κωδικοποιημένο ψηφίο  $d_k$  είναι ίδιο με το  $d_{k-1}$ , αλλιώς αλλάζει.

Το πλεονέκτημα των διαφορικών τεχνικών είναι η πιο απλή υλοποίηση στο δέκτη, μιας και δεν απαιτείται διάταξη ανάκτησης της συχνότητας του φέροντος, με τίμημα όμως την αύξηση της πιθανότητας σφάλματος, αφού κάθε σφάλμα που εμφανίζεται, προκαλεί συνήθως ριπή σφαλμάτων.

Ο δέκτης συσχέτισης, που θα μελετήσουμε στο επόμενο κεφάλαιο, περιλαμβάνει  $M$  κλάδους, όσο είναι και το μέγεθος του αλφαβήτου της διαμόρφωσης. Το λαμβανόμενο σήμα τροφοδοτείται παράλληλα σε όλους τους κλάδους. Σε κάθε κλάδο πολλαπλασιάζεται με την αντίστοιχη κυματομορφή και το γινόμενο διέρχεται από έναν ολοκληρωτή. Η έξοδος του ολοκληρωτή δειγματίζεται με περίοδο δειγματοληψίας  $T_s$  και προκύπτουν οι τυχαίες μεταβλητές  $z_i$ . Στη συνέχεια, μια λογική μονάδα επιλέγει την κυματομορφή που αντιστοιχεί στη μεγαλύτερη τιμή  $z_i$ . Η διάταξη του πολλαπλασιαστή και του ολοκληρωτή υλοποιεί ένα συχετιστή των εκπεμπόμενων και των λαμβανόμενων σημάτων. Το αποτέλεσμα της συσχέτισης είναι η τυχαία μεταβλητή  $z_i$  που είναι ένα μέτρο της ομοιότητας των δύο σημάτων. Έτσι τελικά ο δέκτης επιλέγει μεταξύ όλων των πιθανών κυματομορφών εκπομπής εκείνη που μοιάζει περισσότερο με τη ληφθείσα.

### 2.3 Πιθανότητα σφάλματος σε δίαυλο AWGN και σε δίαυλο με διαλείψεις τύπου Rayleigh

#### Διαμορφώσεις BPSK, QPSK και BDPSK

Υποθέτουμε σύμφωνη λήψη, με τέλειο συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη. Η **BPSK** είναι δυαδική διαμόρφωση όπως είπαμε σε προηγούμενη παράγραφο, άρα ο ρυθμός εσφαλμένων *bits* και ο ρυθμός εσφαλμένων συμβόλων ταυτίζονται. Η πιθανότητα εμφάνισης λανθασμένου *bit* περιγράφεται από τη σχέση 2.1

$$P_b^{BPSK} = Q(\sqrt{2 \cdot \gamma_b}) \quad (2.1)$$

Η **QPSK** είναι δύο διαμορφώσεις **BPSK**, ορθογώνιες μεταξύ τους, που αντιστοιχούν στο *I*- και στο *Q*- κανάλι. Άρα η πιθανότητα εμφάνισης λανθασμένου *bit* είναι ίδια με την **BPSK** για τιμές του  $\gamma$  μεγαλύτερες των  $6dB$  και εκφράζεται από τη σχέση 2.2

$$P_b^{QPSK} = Q(\sqrt{2 \cdot \gamma_b}) \quad (2.2)$$

Αντίστοιχα η πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου *bit* στη διαμόρφωση **BDPSK** δίνεται από η σχέση 2.3

$$P_b^{BDPSK} = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad (2.3)$$

Ο δίαυλος **AWGN** είναι ένας δίαυλος αναφοράς, όπου η πιθανότητα σφάλματος κατά τη λήψη ενός *bit* ή ενός συμβόλου εξαρτάται από την ενέργεια του σήματος και το

επίπεδο του θορύβου. Σε πραγματικούς όμως διαύλους κινητών επικοινωνιών, εκτός από την παρουσία θορύβου, το σήμα υφίσταται διαλείψεις (π.χ **Rayleigh**) που οφείλονται σε φαινόμενα σκίασης και διάδοσης πολλαπλής διαδρομής όπως μελετήσαμε στο κεφάλαιο 1. Σε τέτοιους διαύλους, ο σηματοθορυβικός λόγος ανά σύμβολο ( $\gamma_s$ ) είναι μια τυχαία μεταβλητή (τ.μ.) που περιγράφεται από μια Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (ΣΠΠ)  $p_{\gamma_s}(\gamma)$ , οπότε και η πιθανότητα συμβόλου  $P_s(\gamma_s)$  θα είναι μια τ.μ. και θα πρέπει να περιγράφεται με κάποια στατιστικά χαρακτηριστικά.

Αν η διάρκεια του συμβόλου  $T_s$  είναι περίπου ίση με το χρόνο συνοχής  $T_c$  του διαύλου, τότε μπορούμε να θεωρήσουμε το  $\overline{\gamma_s}$  σχεδόν σταθερό στη διάρκεια ενός συμβόλου και να υπολογίσουμε το μέσο ρυθμό εσφαλμένων συμβόλων από τη σχέση 2.4

$$\overline{P_s} = \int_0^{\infty} P_s(\gamma) \cdot p_{\gamma_s}(\gamma) d\gamma \quad (2.4)$$

όπου  $P_s(\gamma)$  η πιθανότητα εσφαλμένου συμβόλου για δίαυλο AWGN με σηματοθορυβικό λόγο  $\gamma$ . Αποδεικνύεται ότι, αν ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος ανά σύμβολο  $\overline{\gamma_s}$ , τότε ο στιγμιαίος έχει ΣΠΠ που περιγράφεται από τη σχέση 2.5

$$p_{\gamma_s}(\gamma) = \frac{1}{\overline{\gamma_s}} \cdot e^{-\gamma/\overline{\gamma_s}} \quad (2.5)$$

Για δυαδικές διαμορφώσεις η μέση πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit δίνεται για τη BPSK από τη σχέση 2.6 και η προσέγγιση ισχύει για μεγάλες τιμές του  $\overline{\gamma_b}$

$$\overline{P_b^{BPSK}} = \frac{1}{2} \cdot \left( 1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma_b}}{1 + \overline{\gamma_b}}} \right) \approx \frac{1}{4 \cdot \overline{\gamma_b}} \quad (2.6)$$

Για τη διαφορική διαμόρφωση φάσης DPSK ισχύει η σχέση 2.7

$$\overline{P_b^{DPSK}} = \frac{1}{2 \cdot (1 + \overline{\gamma_b})} \approx \frac{1}{2 \cdot \overline{\gamma_b}} \quad (2.7)$$

Συμπερασματικά μπορούμε να πούμε ότι για υψηλές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου η πιθανότητα λάθους είναι διπλάσια σε σχέση με τις σύμφωνες τεχνικές. Αντίστροφα, απαιτείτε διπλάσια (3dB) τιμή σηματοθορυβικού λόγου, προκειμένου να επιτευχθεί η ίδια πιθανότητα σφάλματος. Συγκρίνοντας την επίδοση σε διαύλους με διαλείψεις με εκείνη σε διαύλους AWGN, παρατηρούμε ότι, ενώ στο δίαυλο AWGN ο



ρυθμός σφαλμάτων μειώνεται εκθετικά με το σηματοθορυβικό λόγο, σε διαύλους με διαλείψεις *Rayleigh* η μείωση είναι γραμμική. Άρα, σε διαύλους με διαλείψεις απαιτείται πολύ υψηλότερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου, προκειμένου να επιτευχθεί μια επιθυμητή τιμή της πιθανότητας σφάλματος. Με την προϋπόθεση πάντα ότι χρησιμοποιείται Κωδικοποίηση *Gray* και ότι ο μέσος λόγος ανά σύμβολο συνδέεται με το σηματοθορυβικό λόγο ανά bit, με τη σχέση 2.8

$$E_s / N_0 = \log_2 M \cdot E_b / N_0 \quad (2.8)$$

## **Κεφάλαιο 3: ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΚΑΙ ΔΕΚΤΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ**

Στις τηλεπικοινωνίες η τεχνική του διαφορισμού αναφέρεται ως μία μέθοδος βελτίωσης της αξιόπιστης μετάδοσης ενός σήματος χρησιμοποιώντας δύο ή και περισσότερα κανάλια επικοινωνίας με διαφορετικά χαρακτηριστικά. Στο κεφάλαιο αυτό θα εξετάσουμε τις σημαντικότερες τεχνικές διαφορισμού καθώς και τους δέκτες διαφορισμού που χρησιμοποιούνται για την βελτιστοποίηση των επιδόσεων στα ασύρματα ψηφιακά συστήματα.

### **3.1 Η έννοια του Διαφορισμού**

Ο διαφορισμός παίζει καθοριστικό ρόλο στην καταπολέμηση των διαλείψεων και των παρεμβολών που μπορεί να έχει υποστεί το εκπεμπόμενο σήμα, αποφεύγοντας έτσι τη δημιουργία σφαλμάτων. Η έντονη αυξομείωση της ισχύος του σήματος μπορεί να φτάσει τα 20-30 dB όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο και να έχει ως αποτέλεσμα ακόμα και τη διακοπή της επικοινωνίας, όταν η σηματοθορυβική σχέση (*SNR Signal to Noise Ratio*) του λαμβανόμενου σήματος πέσει σε επίπεδα πολύ χαμηλά. Η τεχνική του διαφορισμού βασίζεται στο γεγονός ότι ξεχωριστά κανάλια χαρακτηρίζονται από διαφορετικά επίπεδα διαλείψεων και παρεμβολών. Διαφορισμός είναι η μέθοδος κατά την οποία δύο ή περισσότερα αντίγραφα του ίδιου εκπεμπόμενου σήματος που έχουν υποστεί διαφορετικές διαλείψεις, συλλέγονται από το δέκτη και συνδυασμένα με κατάλληλη τεχνική παρέχουν ένα σήμα ενισχυμένο. Είναι πολύ σημαντικό να διασφαλιστεί ότι, οι διαφορετικές εκδοχές του αρχικού σήματος είναι ανεξάρτητες. Αυτό σημαίνει ότι επηρεάζονται με διαφορετικό τρόπο από το κανάλι. Δηλαδή, αν σε κάποια χρονική στιγμή η πρώτη εκδοχή σήματος βρεθεί σε βαθιά διάλειψη (*deep fading*) που θα προκάλούσε ακόμα και τη διακοπή της επικοινωνίας, η λήψη δεύτερης εκδοχής του μεταδιδόμενου σήματος από το δέκτη θα την αποτρέψει, αφού είναι μάλλον απίθανο τα δύο ανεξάρτητα σήματα να βρεθούν σε ταυτόχρονη βαθιά διάλειψη. Οι πιο διαδεδομένες τεχνικές διαφορισμού περιγράφονται συνοπτικά στη συνέχεια.

Ως μέτρο της επιτυχίας του διαφορισμού αποτελεί το κέρδος του διαφορισμού (*diversity gain*) το οποίο δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$G_d = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e)}{\log(SNR)} \quad (3.1)$$

όπου με  $P_e$  συμβολίζεται η πιθανότητα σφάλματος στη λήψη.

### 3.2 Τεχνικές Διαφορισμού

#### Διαφορισμός Χώρου

Ο διαφορισμός χώρου (*space diversity*) είναι η πιο απλή και δημοφιλής τεχνική διαφορισμού, αφού δεν απαιτεί ούτε επιπλέον ισχύ στην εκπομπή, αλλά ούτε επιπλέον εύρος ζώνης. Πραγματοποιείται τοποθετώντας κεραιές λήψης σε ορισμένη απόσταση μεταξύ τους. Απόσταση μεγαλύτερη από  $\lambda/2$ , όπου  $\lambda$  το μήκος κύματος, είναι ικανή συνθήκη για τη λήψη σημάτων με πολύ μικρή συσχέτιση μεταξύ τους .

#### Διαφορισμός Πόλωσης

Ο διαφορισμός πόλωσης (*polarization diversity*) μπορεί να επιτευχθεί όταν το ίδιο σήμα εκπέμπεται από δύο κεραιές διαφορετικής πόλωσης (οριζόντιας/κατακόρυφης) και λαμβάνεται από κεραιές αντίστοιχης πόλωσης. Τα λαμβανόμενα σήματα θα είναι ασυσχέτιστα, αφού αυτά θα έχουν ακολουθήσει διαφορετικές διαδρομές (πολυδιάδοση) λόγω των διαφορετικών συντελεστών ανάκλασης που θα έχουν υποστεί από τα μεγάλα εμπόδια που υπάρχουν στον περιβάλλοντα χώρο. Πολλαπλές ανακλάσεις ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη οδηγούν σε αλλαγή της πόλωσης των ραδιοκυμάτων, μεταφέροντας παράλληλα ένα μέρος της ενέργειας του μεταδιδόμενου σήματος στο ορθογώνια πολωμένο κύμα. Η τεχνική αυτή δεν απαιτεί επιπλέον χώρο, αλλά περιορίζεται σε μόνο δύο σήματα εκπομπής που διαφέρουν κατά  $90^\circ$ , ενώ απαιτεί  $3dB$  περισσότερη ισχύ στην εκπομπή.

#### Διαφορισμός Συχνότητας

Ο διαφορισμός συχνότητας (*frequency diversity*) εφαρμόζεται όταν το ίδιο σήμα εκπέμπεται και λαμβάνεται σε δύο ή περισσότερες συχνότητες. Η απόσταση των

συχνοτήτων είναι συγκεκριμένη, όπως και στο διαφορισμό χώρου, ώστε τα αντίγραφα του μεταδιδόμενου σήματος να είναι όσο το δυνατό πιο ασυσχέτιστα μεταξύ τους. Η συχνοτική απόσταση πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το σύμφωνο εύρος ζώνης  $B_C$ , όπως αυτό ορίστηκε στην παράγραφο 1.6.2 του προηγούμενου κεφαλαίου. Το μεγάλο μειονέκτημα αυτής της τεχνικής διαφορισμού είναι ότι απαιτείται τόσες φορές μεγαλύτερη ισχύς εκπομπής και εύρος ζώνης, όσες είναι και οι συχνότητες που χρησιμοποιούνται για την εκπομπή το σήματος.

### **Διαφορισμός Χρόνου**

Ο διαφορισμός χρόνου (*time diversity*) χρησιμοποιείται στις ψηφιακές επικοινωνίες για να καταπολεμήσει τα σφάλματα που προκαλούνται λόγω της κίνησης του πομπού ή του δέκτη και λόγω των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Με το διαφορισμό χρόνου τα ίδια δεδομένα μεταδίδονται πολλές φορές με αποτέλεσμα τα λάθη που προκύπτουν να διαχέονται στο χρόνο. Το ίδιο σήμα εκπέμπεται σε δύο ή περισσότερες χρονικές περιόδους, με χρονική διαφορά μεγαλύτερη από  $0.5/f_d$ , όπου  $f_d$  η συχνότητα μετατόπισης *Doppler*, όπως αυτή ορίστηκε στην παράγραφο 1.2.1 του προηγούμενου κεφαλαίου. Παρόλο που απαιτείται τόσες φορές μεγαλύτερο εύρος ζώνης, όσο τα αντίγραφα του σήματος που εκπέμπονται, ωστόσο η υλοποίηση της τεχνικής αυτής είναι απλή, αφού μπορεί να πραγματοποιηθεί στη βασική ζώνη, μειώνοντας έτσι το κόστος και την πολυπλοκότητα των πομποδεκτών και των υπόλοιπων ηλεκτρονικών στοιχείων.

### **Διαφορισμός Κατεύθυνσης**

Ο διαφορισμός κατεύθυνσης (*direction diversity*) πραγματοποιείται όταν εκπέμπεται το σήμα υπό διαφορετικές γωνίες χρησιμοποιώντας κατευθυντικές κεραιές. Με την τεχνική αυτή μπορεί να περιορισθεί το φαινόμενο *Doppler*, ενώ έχει εφαρμογή σε σταθερά τερματικά.

### **Διαφορισμός Διαδρομής**

Ο διαφορισμός διαδρομής (*path diversity*) επιτυγχάνεται όταν εκπέμπονται καθυστερημένα αντίγραφα του ίδιου σήματος, σε επικοινωνίες ευρείας ζώνης. Η τεχνική αυτή δεν απαιτεί επιπλέον εύρος ζώνης, χώρο ή ισχύ, αλλά το κέρδος εξαρτάται άμεσα από το προφίλ των καθυστερημένων αντιγράφων του σήματος.

### 3.3 Δέκτες Διαφορισμού

Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούμε στις τεχνικές διαφορισμού με βάση τον τρόπο που συνδυάζονται τα σήματα στο δέκτη. Με σειρά καλύτερης απόδοσης οι δέκτες διαφορισμού που θα εξετάσουμε είναι ο **διαφορισμός μέγιστου λόγου**, ο **διαφορισμός ίσης απολαβής**, ο **διαφορισμός επιλογής** και ο **διαφορισμός μεταγωγής και παραμονής**. Επειδή κάθε δέκτης διαφορισμού περιλαμβάνει την έννοια του συνδυασμού των σημάτων στη λήψη, ο διαφορισμός αναφέρεται και ως 'συνδυασμός' (*combining*).[4][6][7][8][9].

#### 3.3.1 Δέκτης Συνδυασμού Μέγιστου Λόγου - MRC

Ο συνδυασμός μέγιστου λόγου (*Maximum Ratio Combining - MRC*) είναι η τεχνική με τη μεγαλύτερη επίδοση, όπως άλλωστε υποδεικνύει και το όνομά της. Στη συγκεκριμένη τεχνική κάθε κλάδος του λαμβανόμενου σήματος πολλαπλασιάζεται με έναν συντελεστή βάρους, ανάλογα με τη σηματοθορυβική σχέση (*SNR*) του κάθε κλάδου, και κατόπιν αθροίζονται, αφού προηγουμένως όλοι οι κλάδοι έχουν συγχρονιστεί μεταξύ τους. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνουμε να έχουμε μέγιστη εκμετάλλευση των σημάτων που λαμβάνει ο δέκτης από τους διαφορετικούς κλάδους. Η τεχνική αυτή μεγιστοποιεί την επίδοση του συστήματος, ανεξάρτητα από τις συνθήκες καναλιού που επικρατούν, προϋποθέτοντας όμως πλήρη γνώση των συνθηκών αυτών. Το μειονέκτημα που παρουσιάζουν οι δέκτες συνδυασμού μέγιστου λόγου είναι η αυξημένη πολυπλοκότητα του συστήματος μιας και απαιτείται συνεχής γνώση των παραμέτρων του καναλιού διαλείψεων. Έτσι αυτή η τεχνική μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με σήματα ίσης ή άνισης ενέργειας συμβόλων ενώ, δεν έχει πρακτική αξία να χρησιμοποιηθεί είτε με ασύμφωνες, είτε με διαφορικής ανίχνευσης σύμφωνες ή ασύμφωνες τεχνικές διαμόρφωσης. Επίσης, λόγω των καθυστερήσεων που εισάγουν οι διαδικασίες υπολογισμών, η χρήση της τεχνικής αυτής δεν είναι πρακτική σε συστήματα συνεχούς μετάδοσης.

Η αρχή λειτουργίας της τεχνικής διαφορισμού *MRC* 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*. Για να επιτύχουμε μέγιστο *SNR*,

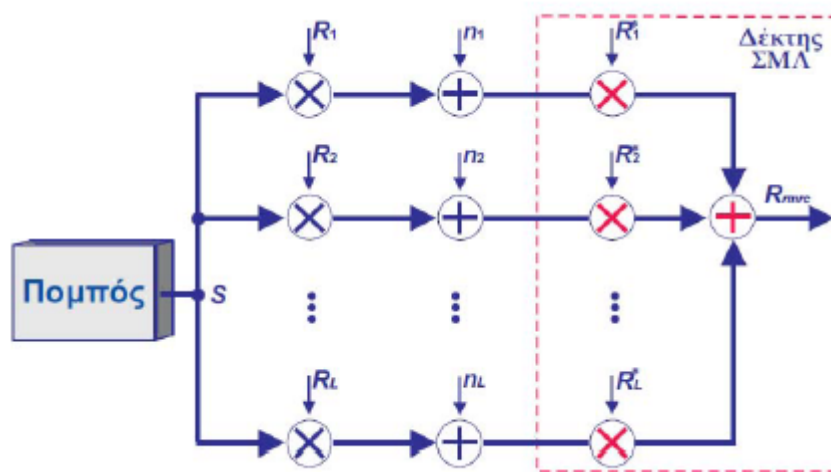
χρησιμοποιούμε ένα κύκλωμα ρύθμισης των συντελεστών βάρους  $g_i$ , το οποίο ρυθμίζει τους συντελεστές των κλάδων ανάλογα με τις αντίστοιχες τιμές των  $SNR$  τους. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του  $SNR$  ενός κλάδου τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η τιμή του συντελεστή βάρους αυτού. Στη συνέχεια το κύκλωμα ρύθμισης της φάσης, συμμασίζει τα σήματα των κλάδων που προστίθενται στον αθροιστή, με αποτέλεσμα η στιγμιαία τιμή του τελικού  $SNR$  να ισούται με το άθροισμα των  $SNR$  όλων των κλάδων του δέκτη διαφορισμού, όπως περιγράφεται στη σχέση 3.2.

$$\gamma_{mrc} = \sum_{i=1}^L \gamma_i \quad (3.2)$$

Το στιγμιαίο  $SNR$  στην είσοδο του δέκτη, θεωρώντας ίδια φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου  $N_0$  για όλα τα κανάλια εισόδου, δίνεται από τον τύπο 3.3

$$\gamma_i = |R_i|^2 \frac{E_S}{N_0} \quad (3.3)$$

Στο σχήμα 17 απεικονίζεται η γενική υλοποίηση της τεχνικής  $MRC$



**Σχήμα 17** - Δέκτης Συνδυασμού Μέγιστου Λόγου –  $MRC$  με  $L$  κεραίες λήψης

Το στιγμιαίο πλάτος το σήματος εξόδου του δέκτη  $MRC$  δίνεται από τη σχέση 3.4

$$R_{mrc} = s \sum_{i=1}^L g_i c_i \quad (3.4)$$

Η στιγμιαία ισχύς του σήματος εξόδου δίνεται από τη σχέση 3.5

$$P_{mrc} = E_S \left| \sum_{i=1}^L g_i R_i \right|^2 \quad (3.5)$$

Λόγω της ανισότητας *Schwartz*

$$\left| \sum_{i=1}^L g_i R_i \right|^2 \leq \left( \sum_{i=1}^L |g_i|^2 \right) \left( \sum_{i=1}^L |R_i|^2 \right) \quad (3.6)$$

είναι προφανές ότι η μεγαλύτερη τιμή του πρώτου μέλους της (3.6) προκύπτει για

$$g_i = R_i^* \quad (3.7)$$

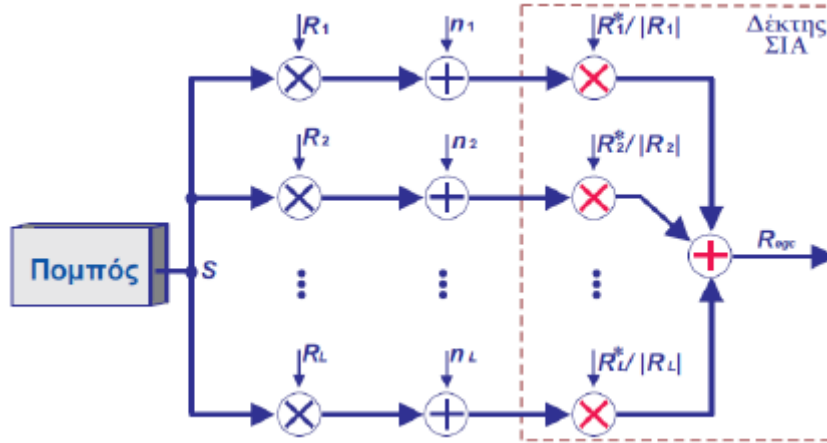
Η τεχνική *MRC* αποτελεί τη βέλτιστη γραμμική τεχνική διαφορισμού στη λήψη για την αντιμετώπιση των διαλείψεων του καναλιού, διότι ακόμη και αν κανένας κλάδος δεν έχει αποδεκτό *SNR*, μπορεί να επιτευχθεί αποδεκτή τιμή για το τελικό *SNR*, αφού σύμφωνα με τη σχέση 3.2 είναι μεγαλύτερο από τα επιμέρους *SNR* οποιουδήποτε κλάδου.

### 3.3.2 Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής – *EGC*

Όταν δεν είναι δυνατή η ρύθμιση των συντελεστών βάρους σε κάθε κλάδο, τότε τα σήματα στο δέκτη μπορούν να ενισχύονται στον ίδιο βαθμό, οπότε μιλάμε για δέκτη συνδυασμού ίσης απολαβής (*Equal Gain Combining - EGC*). Στη μέθοδο αυτή, οι συντελεστές επιλέγονται με τρόπο ώστε τα σήματα από τις κεραίες να γίνονται συμφασικά πριν προστεθούν. Οι επιδόσεις που παρουσιάζουν οι δέκτες *EGC*, ως προς τη βελτίωση του τελικού *SNR*, είναι οριακά κατώτερες από αυτές των *MRC*, παρόλα αυτά χαρακτηρίζονται ως ιδιαίτερα χρήσιμες στην περίπτωση που χρησιμοποιείται κάποιο σύμφωνο σχήμα διαμόρφωσης, αφού δεν είναι απαραίτητη η γνώση του πλάτους κάθε κλάδου παρά μόνο της φάσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της πολυπλοκότητας του δέκτη και γι' αυτό επιλέγονται έναντι των *MRC* σε ορισμένες εφαρμογές. Για σήματα με άνισα ενεργειακά σύμβολα όπως το *M-QAM* χρειάζεται οπωσδήποτε εκτίμηση του πλάτους του καναλιού και γι' αυτό σε τέτοιου είδους διαμορφώσεις πρέπει να χρησιμοποιείται δέκτης *MRC* για καλύτερες επιδόσεις.

Στο σχήμα 18 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα ενός δέκτη συνδυασμού ίσης απολαβής *EGC* με *L* κεραίες λήψης. Η σηματοθορυβική σχέση (*SNR*) εξόδου ενός δέκτη *EGC* δίνεται από τη σχέση 3.8.

$$\gamma_{egc} = \frac{1}{L} \left( \sum_{i=1}^L \sqrt{\gamma_i} \right)^2 \quad (3.8)$$



**Σχήμα 18** - Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής – EGC με  $L$  κεραιές λήψης

Όλα τα σήματα που λαμβάνονται από τις κεραιές αθροίζονται σύμφωνα, αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με κατάλληλο μιγαδικό συντελεστή βάρους  $g_i$  για να γίνουν συμφασικά.

Το στιγμιαίο πλάτος του σήματος εξόδου του δέκτη EGC δίνεται από τη σχέση 3.9

$$R_{egc} = s \sum_{i=1}^L g_i R_i \quad (3.9)$$

Η στιγμιαία ισχύς του σήματος εξόδου δίνεται από τη σχέση 3.10

$$P_{egc} = E_S \left| \sum_{i=1}^L g_i R_i \right|^2 \quad (3.10)$$

Επιλέγοντας την απολαβή σε κάθε κλάδο εισόδου του δέκτη ως

$$g_i = \frac{R_i^*}{|R_i|} \quad (3.11)$$

Το στιγμιαίο πλάτος στην έξοδο δίνεται από τη σχέση 3.12

$$R_{egc} = \sum_{i=1}^L |R_i| \quad (3.12)$$

Το στιγμιαίο SNR στην είσοδο του δέκτη EGC, θεωρώντας ίδια φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου  $N_0$  για όλα τα κανάλια εισόδου, δίνεται από τον τύπο 3.13

$$\gamma_i = |R_i|^2 \frac{E_S}{N_0} \quad (3.13)$$

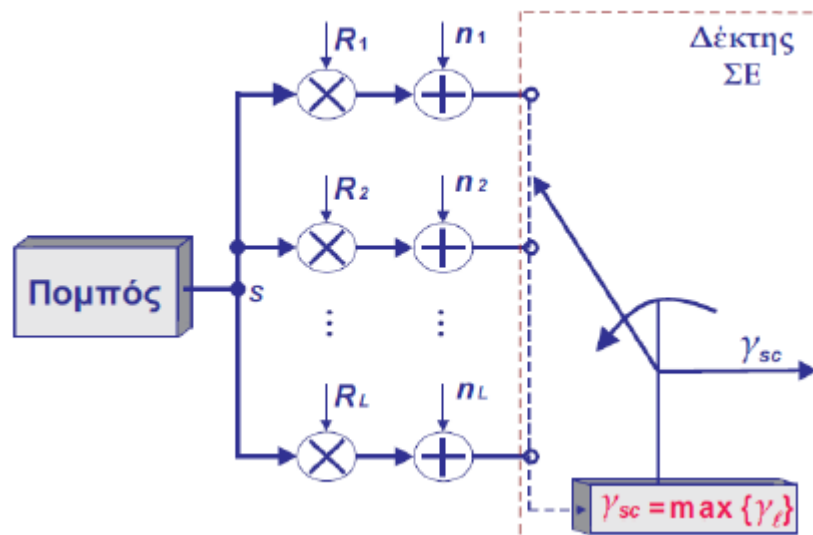
Με τη χρήση δέκτη συνδυασμού ίσης απολαβής EGC, όταν ένας κλάδος έχει αρκετά χαμηλό SNR τότε σημειώνεται μείωση και στο τελικό SNR, λόγω της ίδιας ενίσχυσης



που παρέχεται στα κανάλια. Αυτό δεν παρατηρείται στο δέκτη *MRC*, διότι κλάδοι με χαμηλό *SNR* ενισχύονται λιγότερο σε σχέση με τους υπόλοιπους κλάδους.

### 3.3.3 Δέκτης Συνδυασμού Επιλογής – *SC*

Μια απλή τεχνική διαφορικής λήψης χώρου είναι αυτή του συνδυασμού επιλογής (*Selection Combining – SC*), κατά την οποία κάθε χρονική στιγμή επιλέγεται με τη βοήθεια ενός επιλογέα το σήμα με το μεγαλύτερο πλάτος, εκείνο δηλαδή που παρουσιάζει το μεγαλύτερο στιγμιαίο *SNR*, εφόσον η ισχύς θορύβου είναι η ίδια σε όλους τους κλάδους. Στην περίπτωση που το *SNR* του λαμβανόμενου σήματος πέσει κάτω από το *SNR* που λαμβάνει άλλος κλάδος του συστήματος, ο διακόπτης επιλέγει μια άλλη κεραία για τη συνέχιση της λήψης. Καθώς μόνο ένας από τους  $L$  κλάδους είναι ενεργός κάθε στιγμή, δεν απαιτείται συμφωνία φάσης μεταξύ των σημάτων που προέρχονται από τους επιμέρους κλάδους. Το γεγονός αυτό χαρακτηρίζει αυτόν τον τύπο δέκτη ως πιο απλό σε πολυπλοκότητα από τους *MRC* και *EGC*. Μειονέκτημα του δέκτη *SC* εκτός από τις χαμηλές επιδόσεις του, αποτελεί το γεγονός ότι απαιτείται ένας ξεχωριστός δέκτης για κάθε κλάδο (κεραία).



Σχήμα 19 - Δέκτης Συνδυασμού Επιλογής – *SC* με  $L$  κεραίες λήψης

Στο σχήμα 19 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα ενός δέκτη συνδυασμού επιλογής *SC* με  $L$  κεραίες λήψης. Αν όλα τα κανάλια παρουσιάζουν την ίδια φασματική πυκνότητα

ισχύος θορύβου  $N_0$ , τότε όπως είπαμε επιλέγεται αυτό που παρουσιάζει το μέγιστο στιγμιαίο  $SNR$ , δηλαδή,

$$\gamma_{SC} = \max\{\gamma_l\}$$

όπου  $\gamma_l$  είναι το στιγμιαίο  $SNR$  στον  $l$  κλάδο εισόδου.

Το στιγμιαίο πλάτος του σήματος εξόδου του δέκτη  $SC$  δίνεται από τη σχέση 3.14

$$R_{SC} = \max\{R_l\} \quad (3.14)$$

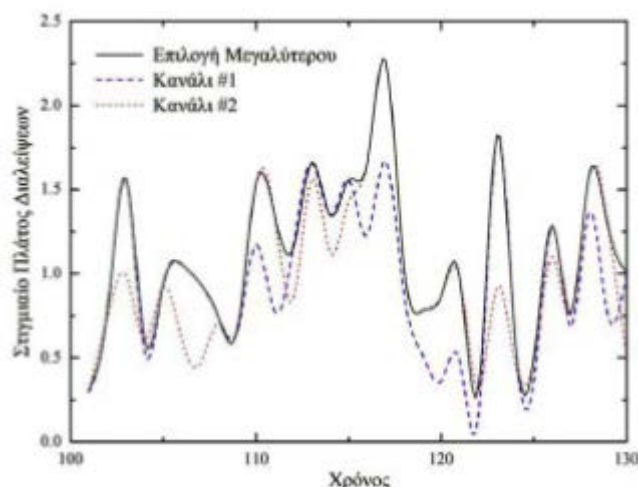
όπου  $R_l$  το στιγμιαίο πλάτος στον  $l$  κλάδο.

Η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (ΣΠΠ – pdf) του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma_{SC}$  στην περίπτωση του δέκτη επιλογής  $SC$  δίνεται από τη σχέση 3.15

$$p_{\gamma_{SC}}(\gamma) = \frac{L}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\gamma}}\right)^{L-1} e^{-\frac{\gamma}{\gamma}} \quad (3.15)$$

Με τη χρήση δέκτη  $SC$  μπορούμε να επιτύχουμε βελτίωση της ασύρματης ζεύξης, καθώς η πιθανότητα να βρεθούν όλα τα σήματα λήψης σε μεγάλη εξασθένηση είναι πολύ μικρή. Ωστόσο, δεν αποτελεί τη βέλτιστη τεχνική αφού γίνεται σπατάλη των πόρων του συστήματος, καθώς κάθε χρονική στιγμή χρησιμοποιείται το σήμα ενός μόνο κλάδου. Τέλος, σε συστήματα συνεχούς μετάδοσης εισάγονται μεγάλες καθυστερήσεις, λόγω της συνεχούς μέτρησης του  $SNR$  σε όλους τους κλάδους διαφορισμού.

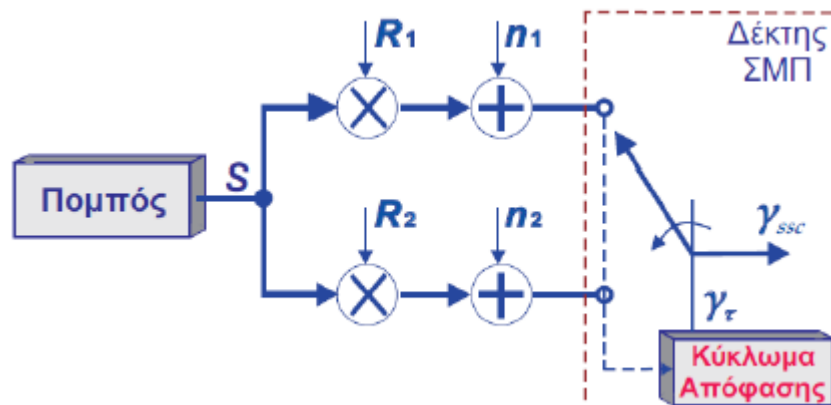
Ο τρόπος επιλογής για διάταξη με δύο κλάδους διαφορισμού απεικονίζεται στο σχήμα 20 που ακολουθεί.



Σχήμα 20 - Επιλογή καναλιού με το μεγαλύτερο  $SNR$

### 3.3.4 Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής – SSC

Στους δέκτες συνδυασμού μεταγωγής και παραμονής (*Switch and Stay Combining - SSC*), που χαρακτηρίζονται ως η απλούστερη μέθοδος διαφορισμού μιας και δεν απαιτείται ξεχωριστός δέκτης σε κάθε κλάδο, τα κανάλια σαρώνονται με σταθερή σειρά μέχρι να βρεθεί σήμα πάνω από ένα προκαθορισμένο κατώφλι. Το κανάλι αυτό συνεχίζει να χρησιμοποιείται ακόμη κι αν κάποιο άλλο έχει μεγαλύτερο πλάτος σήματος. Η μεταγωγή γίνεται μόνο σε περίπτωση που το λαμβανόμενο από κάποιο κλάδο σήμα πέσει κάτω από μια προκαθορισμένη τιμή (κατώφλι) και η διαδικασία ξεκινά πάλι μέχρι να βρεθεί κλάδος που έχει αποδεκτή τιμή  $SNR$ , μεγαλύτερο από  $\gamma_{th}$ . Στους δέκτες *SSC* απαιτείται γνώση μόνο του πλάτους των σημάτων κάθε κλάδου εισόδου. Η επίδοσή τους είναι χαμηλότερη των τριών που προαναφέρθηκαν, η υλοποίησή τους όμως είναι εύκολη αφού απαιτείται ένας δέκτης. Το γενικό διάγραμμα της μεθόδου αυτής φαίνεται στο σχήμα 21.



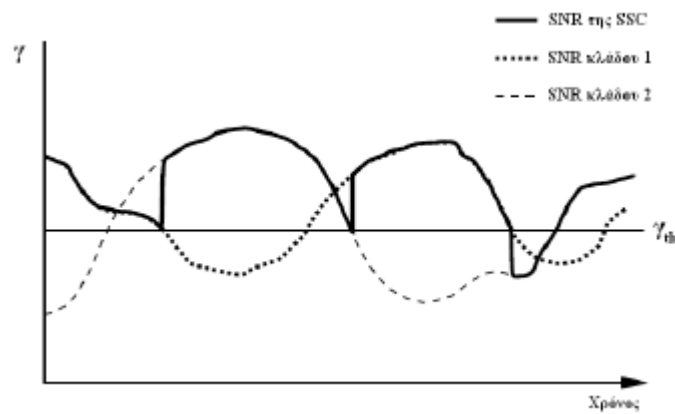
Σχήμα 21 - Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και παραμονής - SSC

Όπως και στο δέκτη διαφορισμού επιλογής SC, δεν απαιτείται συμφωνία των φάσεων των κλάδων καθώς μόνο ένας κλάδος είναι εκάστοτε ενεργός. Όταν υπάρχουν μόνο δύο κλάδοι η διαδικασία μεταγωγής ισοδυναμεί με μεταγωγή στον εναλλακτικό κλάδο όταν το  $SNR$  του ενεργού κλάδου είναι χαμηλότερο από  $\gamma_T$ . Δεδομένου ότι η επιλογή του ενεργού κλάδου πραγματοποιείται κατά τυχαίο τρόπο, η επίδοση αυτής της διαφορικής λήψης χώρου αναμένεται να βρίσκεται μεταξύ αυτής με απλή λήψη και αυτής με διαφορική λήψη χώρου με συνδυασμό επιλογής.

Στην περίπτωση διάδοσης σε περιβάλλον με διαλείψεις τύπου Rayleigh η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (ΣΠΠ – pdf) του σηματοθορυβικού λόγου SNR της διαφορικής λήψης με συνδυασμό μεταγωγής και παραμονής από τον ενεργό κλάδο στον εναλλακτικό, δίνεται από τη σχέση 3.16

$$p_{\gamma_{SSC}}(\gamma) = \begin{cases} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}}\right) \left(\frac{1}{\gamma}\right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma}}, \gamma < \gamma_T \\ \left(2 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}}\right) \left(\frac{1}{\gamma}\right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma}}, \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (3.16)$$

Η επιλογή σε διάταξη με δύο κλάδους διαφορισμού απεικονίζεται στο σχήμα 22 που ακολουθεί.



**Σχήμα 22** - Επιλογή καναλιού με SNR μεγαλύτερο από το κατώφλι  $\gamma_{th}$

## **Κεφάλαιο 4: ΕΠΙΛΟΣΕΙΣ ΔΕΚΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ ΕΠΙΛΟΓΗΣ (SC) – ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΜΟΝΗΣ (SSC)**

Στο κεφάλαιο αυτό θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά των δεκτών επιλογής SC για 1, 2, 3 και 4 κεραιές σε ασύρματα κανάλια που υπόκεινται σε διαλείψεις Rayleigh για σύμφωνη (BPSK, QPSK) και ασύμφωνη (BDPSK) διαμόρφωση.

### **4.1 Επιδόσεις Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής (SC)**

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στο προηγούμενο κεφάλαιο εάν τα σήματα που λαμβάνονται στους L κλάδους είναι ασυσχέτιστα και ακολουθούν την κατανομή Rayleigh, η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (ΣΠΠ - pdf) για δέκτη διαφορισμού επιλογής δίνεται από τη σχέση 4.1

$$p_{\gamma_{sc}}(\gamma) = \frac{L}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right)^{L-1} e^{-\frac{\gamma}{L}} \quad (4.1)$$

Με βάση αυτά που αναφέρονται στο δεύτερο κεφάλαιο για τον υπολογισμό της μέσης πιθανότητας εσφαλμένου συμβόλου και κατ' επέκταση bit σε κανάλια που υπόκεινται σε διαλείψεις τύπου Rayleigh και κάνοντας χρήση δέκτη Επιλογής SC χρησιμοποιούμε τη σχέση 4.2

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} P_b(\gamma) \cdot p_{\gamma_{sc}}(\gamma) d\gamma \quad (4.2)$$

#### **4.1.1 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BPSK, QPSK**

Η πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit στη διαμόρφωση BPSK και QPSK δίνεται από τις σχέσεις 4.3 και 4.4 που ταυτίζονται για τιμές του  $\gamma$  μεγαλύτερες των 6dB

$$P_b^{BPSK} = Q(\sqrt{2 \cdot \gamma_b}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} \quad (4.3)$$

$$\text{και} \quad P_b^{QPSK} = Q(\sqrt{2 \cdot \gamma_b}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} \quad (4.4)$$

Συνεπώς η μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit για διαμόρφωση **QPSK** προκύπτει από τη σχέση 4.5

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{L}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right)^{L-1} e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma \quad (4.5)$$

Υπολογίζουμε το  $\bar{P}_b$  για  $L=1,2,3$  και 4 κεραίες και έχουμε τα εξής αποτελέσματα με τη βοήθεια του προγράμματος Wolfram Mathematica Online Integrator.

Για  $L=1$  η μέση πιθανότητα σφάλματος προκύπτει από τον τύπο 4.6

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{1}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma \quad (4.6)$$

και ύστερα από σειρά πράξεων υπολογίζεται από τη σχέση 4.7

$$\boxed{\bar{P}_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}}\right)}, \text{ για } L=1 \quad (4.7)$$

Ομοίως για  $L=2$  η σχέση υπολογισμού του  $\bar{P}_b$  είναι η 4.8

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{2}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right) e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma = \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{1}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right) e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma \quad (4.8)$$

και τελικά έχουμε τη σχέση 4.9

$$\boxed{\bar{P}_b = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+2}}}, \text{ για } L=2 \quad (4.9)$$

Δουλεύοντας με τον ίδιο τρόπο για  $L=3$ , η σχέση υπολογισμού του  $\bar{P}_b$  είναι η 4.10

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{3}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right)^2 e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma \quad (4.10)$$

και τελικά η 4.11

$$\boxed{\bar{P}_b = \frac{1}{2} - \frac{3}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+2}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+3}}}, \text{ για } L=3 \quad (4.11)$$

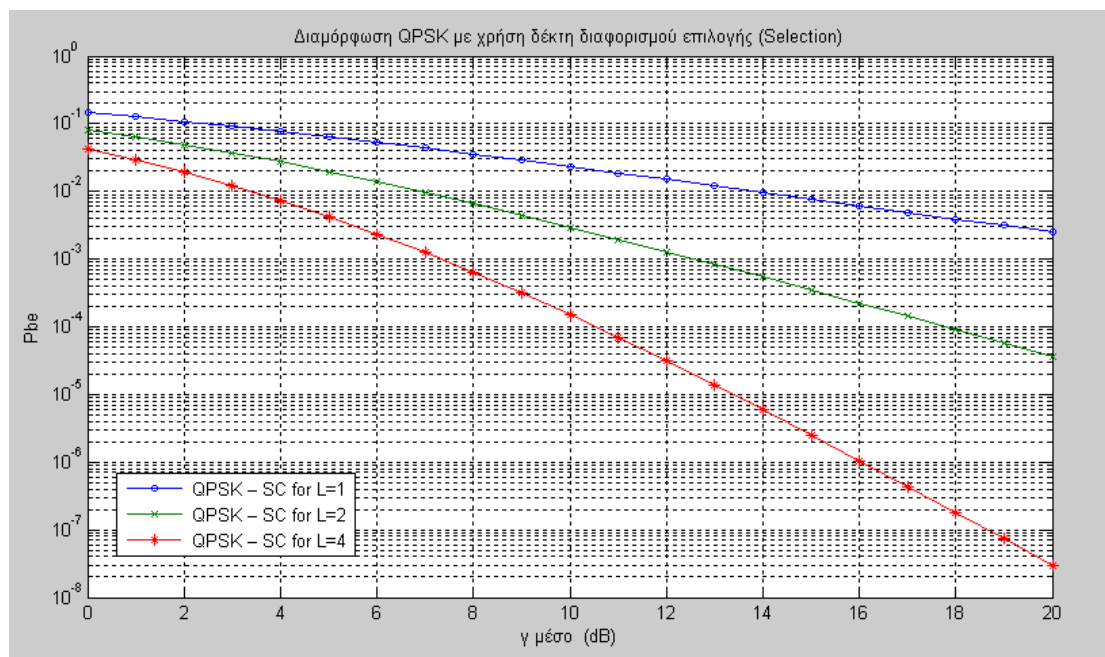
Τέλος, υπολογίζουμε για  $L=4$  το  $\bar{P}_b$  κάνοντας πράξεις στη σχέση 4.12

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{4}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\gamma}}\right)^3 e^{-\frac{\gamma}{\gamma}} d\gamma \quad (4.12)$$

και καταλήγουμε στη 4.13

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} - 2\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+1}} + 3\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+2}} - 2\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+3}} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+4}}, \text{ για } L=4 \quad (4.13)$$

Στο σχήμα 23 που ακολουθεί, απεικονίζεται γραφικά η μέση πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit  $\bar{P}_b$  συναρτήσει του μέσου σηματοθορυβικού λόγου ανά bit  $\bar{\gamma}$  σε εύρος από 0 έως 20dB, για  $L=1, 2$  και 4 κεραιές. Στο Παράρτημα 1.1 παρατίθεται ο κώδικας γραφικής απόδοσης του  $\bar{P}_b$  για σύγχρονη διαμόρφωση (BPSK, QPSK) που χρησιμοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab.



Σχήμα 23 -  $\bar{P}_b$  για διαμόρφωση QPSK και Δέκτη Διαφορισμού Επιλογής (Selection Combining) για  $L=1, 2$  και 4 κεραιές

Είναι φανερό ότι η μέση τιμή του σηματοθορυβικού λόγου SNR  $\bar{\gamma}$  στην έξοδο του συνδυαστή αυξάνει με το  $L$ , αλλά όχι κατά γραμμικό τρόπο. Επίσης το διαφορικό κέρδος αυξάνει σημαντικά όταν το πλήθος των κλάδων αυξηθεί από 1 σε 2 οπότε και

παρατηρείται αύξηση του μέσου SNR κατά 7dB, αν και περαιτέρω αύξηση της τιμής του L έχει ως αποτέλεσμα λιγότερο σημαντική αύξηση του κέρδους. Η μετάβαση από 2 σε 4 κλάδους δημιουργεί πρόσθετη βελτίωση της τάξης των 4dB για την ίδια πάντα μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit  $10^{-2}$ .

#### 4.1.2 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BDPSK

Η πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit στη διαμόρφωση **BDPSK** δίνεται από τη σχέση 4.14

$$P_b^{BDPSK} = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad (4.14)$$

Συνεπώς η μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit για διαμόρφωση **BDPSK** προκύπτει από τη σχέση 4.15

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} \frac{L}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right)^{L-1} e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma \quad (4.15)$$

Υπολογίζουμε το  $\bar{P}_b$  για L=1,2,3 και 4 κεραιές και έχουμε τα εξής αποτελέσματα με τη βοήθεια του προγράμματος Wolfram Mathematica Online Integrator.

Για L=1 η μέση πιθανότητα σφάλματος προκύπτει από τον τύπο 4.16

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} \frac{1}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma \quad (4.16)$$

και ύστερα από σειρά πράξεων υπολογίζεται από τη σχέση 4.17

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2(\gamma+1)}, \text{ για } L=1 \quad (4.17)$$

Ομοίως για L=2 η σχέση υπολογισμού του  $\bar{P}_b$  είναι η 4.18

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} \frac{2}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right) e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma = \int_0^{\infty} e^{-\gamma} \frac{1}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{L}}\right) e^{-\frac{\gamma}{L}} d\gamma \quad (4.18)$$

και τελικά έχουμε τη 4.19



$$\boxed{\bar{P}_b = \frac{1}{\gamma+1} - \frac{1}{\gamma+2}}, \text{ για } L=2 \quad (4.19)$$

Δουλεύοντας με τον ίδιο τρόπο για  $L=3$  η σχέση υπολογισμού του  $\bar{P}_b$  είναι η 4.20

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} \frac{3}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{2}}\right)^2 e^{-\frac{\gamma}{2}} d\gamma \quad (4.20)$$

και τελικά η 4.21

$$\boxed{\bar{P}_b = \frac{3}{2(\gamma+1)} - \frac{3}{\gamma+2} + \frac{3}{2(\gamma+3)}}, \text{ για } L=3 \quad (4.21)$$

Τέλος, υπολογίζουμε για  $L=4$  το  $\bar{P}_b$  από την 4.22

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} \frac{4}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{2}}\right)^3 e^{-\frac{\gamma}{2}} d\gamma \quad (4.22)$$

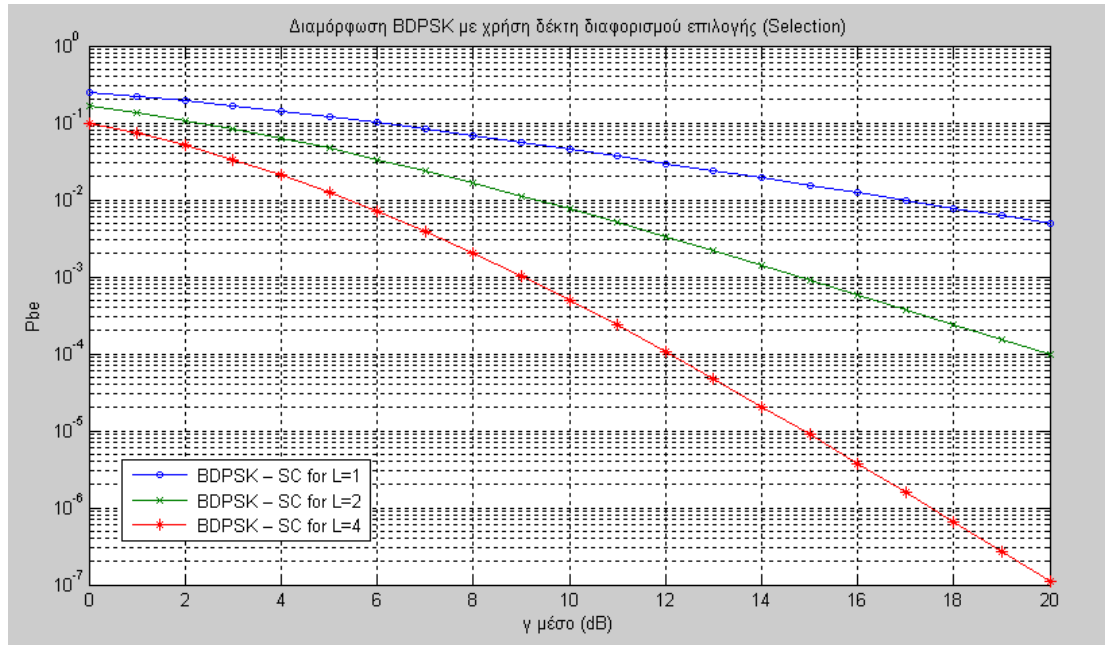
και ύστερα από πράξεις καταλήγουμε στη 4.23

$$\boxed{\bar{P}_b = \frac{2}{\gamma+1} - \frac{6}{\gamma+2} + \frac{6}{\gamma+3} - \frac{2}{\gamma+4}}, \text{ για } L=4 \quad (4.23)$$

Στο σχήμα 24 που ακολουθεί απεικονίζεται η μέση πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit  $\bar{P}_b$  συναρτήσει του μέσου σηματοθορυβικού λόγου ανά bit  $\bar{\gamma}$  σε εύρος από 0 έως 20dB, για  $L=1, 2$  και 4 κεραιές. Στο Παράρτημα 1.2 παρατίθεται ο κώδικας γραφικής απόδοσης του  $\bar{P}_b$  για ασύγχρονη διαμόρφωση (BDPSK) που χρησιμοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab.

Είναι φανερό, όπως αναφέραμε και στην προηγούμενη παράγραφο, ότι η μέση τιμή του σηματοθορυβικού λόγου SNR  $\bar{\gamma}$  στην έξοδο του συνδυαστή αυξάνει με το  $L$ , αλλά όχι κατά γραμμικό τρόπο. Επιβεβαιώνεται και σε αυτή την περίπτωση ότι το διαφορικό κέρδος αυξάνει σημαντικά όταν το πλήθος των κλάδων αυξηθεί από 1 σε 2 οπότε και παρατηρείται αύξηση του  $\bar{\gamma}$  κατά 7dB, ενώ περαιτέρω αύξηση των κλάδων στο σύστημα ( $L$ ) έχει ως αποτέλεσμα λιγότερο σημαντική αύξηση του κέρδους. Η

μετάβαση από 2 σε 4 κλάδους, όπως φαίνεται και στο σχήμα που ακολουθεί, δημιουργεί πρόσθετη βελτίωση της τάξης των 4dB για την ίδια πάντα μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit  $10^{-2}$ .



Σχήμα 24 -  $\overline{P}_b$  για διαμόρφωση BDPSK και Δέκτη Διαφορισμού Επιλογής (Selection Combining) για L=1, 2 και 4 κεραιές

## 4.2 Επιδόσεις Δεκτών Διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής (SSC)

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στο τρίτο κεφάλαιο, εάν τα σήματα που λαμβάνονται στους L κλάδους είναι ασυσχέτιστα και ακολουθούν την κατανομή τύπου Rayleigh, η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (ΣΠΠ - pdf) για δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής (SSC) δίνεται από τη σχέση 4.24

$$P_{\gamma_{SSC}}(\gamma) = \begin{cases} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}}\right) \left(\frac{1}{\gamma}\right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma}}, \gamma < \gamma_T \\ \left(2 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}}\right) \left(\frac{1}{\gamma}\right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma}}, \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (4.24)$$

Με βάση αυτά που αναφέρονται στο δεύτερο κεφάλαιο για τον υπολογισμό της μέσης πιθανότητας εμφάνισης εσφαλμένου συμβόλου και κατ' επέκταση bit σε κανάλια που

υπόκεινται σε διαλείψεις τύπου *Rayleigh* και κάνοντας χρήση δέκτη συνδυασμού *Μεταγωγής και Παραμονής SSC* χρησιμοποιούμε τη σχέση 4.25

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} P_b(\gamma) \cdot P_{\gamma,SSC}(\gamma) d\gamma \quad (4.25)$$

#### 4.2.1 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BPSK, QPSK

Η πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit στη διαμόρφωση **BPSK** και **QPSK** δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις 4.26 και 4.27, οι οποίες ταυτίζονται για SNR μεγαλύτερο των 6dB

$$P_b^{BPSK} = Q(\sqrt{2 \cdot \gamma_b}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} \quad (4.26)$$

$$\text{και } P_b^{QPSK} = Q(\sqrt{2 \cdot \gamma_b}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} \quad (4.27)$$

Συνεπώς, η μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit για διαμόρφωση **QPSK** προκύπτει από τη σχέση 4.28

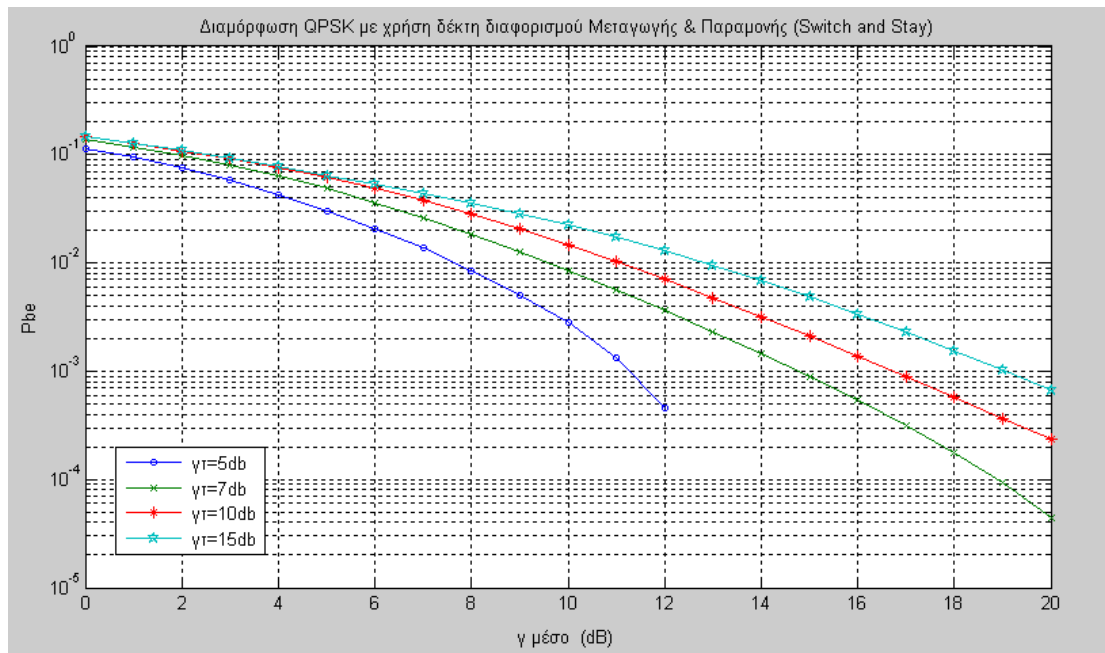
$$\bar{P}_b = \int_0^{\gamma_T} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{1}{\gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}}\right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma_T}} d\gamma + \int_{\gamma_T}^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \frac{1}{\gamma} \left(2 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}}\right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma_T}} d\gamma \quad (4.28)$$

Υπολογίζουμε το  $\bar{P}_b$  με τη βοήθεια του προγράμματος Wolfram Mathematica Online Integrator και ύστερα από σειρά πράξεων καταλήγουμε στην εξίσωση 4.29

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{\gamma+1}{\gamma}} \sqrt{\gamma_T} \right) + \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_T}) + \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}} + \frac{1}{2}$$

$$(4.29)$$

Υπολογίζουμε για διάφορες τιμές του  $\gamma_T$  τη μέση πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit και συγκρίνουμε τα αποτελέσματα. Ενδεικτικά βλέπουμε στο σχήμα που ακολουθεί το  $\bar{P}_b$  συναρτήσει του μέσου σηματοθορυβικού λόγου  $\bar{\gamma}$  ανά bit σε εύρος από 0 έως 20dB, για τιμές σηματοθορυβικού λόγου κατωφλίου  $\gamma_T$  5dB, 7dB, 10dB και 15dB. Στο Παράρτημα 1.3 παρατίθεται ο κώδικας γραφικής απόδοσης του  $\bar{P}_b$  για σύγχρονη διαμόρφωση (QPSK) που χρησιμοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab.



Σχήμα 25 -  $\overline{P}_b$  για διαμόρφωση QPSK και Δέκτη Διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής (Switch and Stay Combining)

Παρατηρούμε από το σχήμα 25 ότι όσο μικρότερο είναι το κατώφλι που ορίζουμε στο σηματοθορυβικό λόγο SNR  $\gamma_T$  τόσο καλύτερη είναι η επίδοση του δέκτη συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής (SSC) όσον αφορά την πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit. Για μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit  $10^{-2}$  παρατηρούμε ότι όταν θέσουμε το  $\gamma_T$  από 15dB σε 10dB παρατηρούμε ότι σημειώνεται βελτίωση της τάξης των 2dB. Όταν όμως η τιμή κατωφλίου του SNR  $\gamma_T$  πέσει στα 5dB από 10dB η βελτίωση που σημειώνεται είναι της τάξης των 3dB.

#### 4.2.2 Μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit – BDPSK

Η πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit στη διαμόρφωση **BDPSK** δίνεται από τη σχέση 4.30

$$P_b^{BDPSK} = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad (4.30)$$

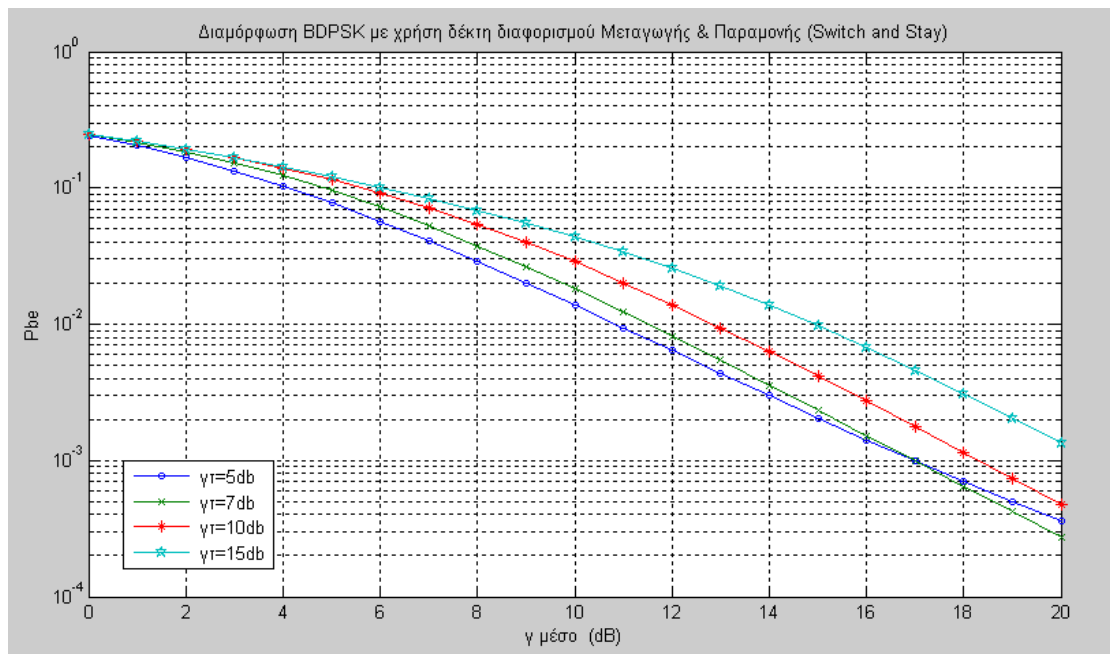
Συνεπώς η μέση πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit για διαμόρφωση **BDPSK** προκύπτει από τη σχέση

$$\bar{P}_b = \int_0^{\gamma_T} \frac{1}{2} e^{-\gamma} \frac{1}{\gamma} \left( 1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}} \right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma_T}} d\gamma + \int_{\gamma_T}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} \frac{1}{\gamma} \left( 2 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}} \right) e^{-\frac{\gamma}{\gamma_T}} d\gamma \quad (4.31)$$

Υπολογίζουμε το  $\bar{P}_b$  με τη βοήθεια του προγράμματος Wolfram Mathematica Online Integrator και ύστερα από σειρά πράξεων καταλήγουμε στην εξίσωση

$$\bar{P}_b = \frac{e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma+1}} - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma}} + 1}{2(\gamma+1)} \quad (4.32)$$

Υπολογίζουμε για διάφορες τιμές του  $\gamma_T$  τη μέση πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit και συγκρίνουμε τα αποτελέσματα. Ενδεικτικά βλέπουμε στο σχήμα που ακολουθεί το  $\bar{P}_b$  συναρτήσει του μέσου σηματοθορυβικού λόγου  $\bar{\gamma}$  ανά bit σε εύρος από 0 έως 20dB, για τιμές σηματοθορυβικού λόγου κατωφλίου  $\gamma_T$  5dB, 7dB, 10dB και 15dB. Στο Παράρτημα 1.4 παρατίθεται ο κώδικας γραφικής απόδοσης του  $\bar{P}_b$  για ασύγχρονη διαμόρφωση (BDPSK) που χρησιμοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab.



Σχήμα 26 -  $\bar{P}_b$  για διαμόρφωση BDPSK και Δέκτη Διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής (Switch and Stay Combining)

Όπως φαίνεται στο σχήμα 26 όσο μειώνεται η τιμή κατωφλίου που έχουμε θέσει  $\gamma_T$  τόσο μικρότερη είναι η μέση πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου bit. Αυτό γίνεται πιο

φανερό για μεταβολή της τιμής κατωφλίου από τα 15dB στα 10dB κατά την οποία παρατηρείται βελτίωση της τάξης των 2dB για την ίδια πάντα μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit  $10^{-2}$ . Παρατηρούμε βέβαια ότι για τιμές σηματοθορυβικού λόγου κατωφλίου  $\gamma_T$  5dB και 7dB προκύπτει η ίδια μέση πιθανότητα σφάλματος bit  $10^{-3}$ .

Θα μπορούσαμε να εξηγήσουμε ποιοτικά τη συμπεριφορά του δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής SSC όπως αυτή φάνηκε στις δύο προηγούμενες γραφικές παραστάσεις αυτή εξετάζοντας την περίπτωση που το  $\gamma_T=10\text{dB}$ . Η τιμή κατωφλίου  $\gamma_T=10\text{dB}$ , είναι υψηλή, με αποτέλεσμα ο ενεργός κλάδος να διαθέτει συχνά χαμηλότερο SNR από αυτό και ο δέκτης συνδυασμού SSC να επιλέγει την εναλλακτική κεραία, έστω κι αν αυτή διαθέτει ακόμα χαμηλότερο SNR σε σχέση με τον ενεργό κλάδο. Για το λόγο αυτό δικαιολογείται η μικρότερη πιθανότητα σφάλματος για  $\gamma_T < 10\text{dB}$  και συνεπώς καλύτερη επίδοση του δέκτη. Από την άλλη πλευρά, η επιλογή πολύ μικρής τιμής κατωφλίου, συνεπάγεται την ούτως η άλλως παραμονή του συστήματος επί αρκετό χρόνο σε ενεργό κλάδο με πολύ χαμηλή στάθμη μέχρι να πραγματοποιηθεί η μεταγωγή προς τον εναλλακτικό κλάδο.

Από το παράδειγμα αυτό επιβεβαιώνεται η ανάγκη της βέλτιστης επιλογής κατωφλίου  $\gamma_T$  για το οποίο το σύστημα θα εμφανίσει τη βέλτιστη πιθανότητα σφάλματος.

### ***4.3 Βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για μέγιστη μέση πιθανότητα εσφαλμένου bit***

Το βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής  $\gamma_T^*$  το οποίο μεγιστοποιεί τη μέση πιθανότητα σφάλματος  $\bar{P}_b$  μπορεί να εξαχθεί σε κλειστή μορφή λύνοντας την εξίσωση 4.33 [4]

$$\left. \frac{\partial \bar{P}_b}{\partial \gamma_T} \right|_{\gamma_T = \gamma_T^*} = 0 \quad (4.33)$$

Παρόλο που για συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης μπορεί να βρεθεί κλειστή μορφή για το  $\gamma_T^*$ , δεν είναι δυνατό να εξαχθεί μια ενιαία σχέση για όλα τα σχήματα

διαμόρφωσης. Γι' αυτό στη συνέχεια υπολογίζουμε το βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για τα σχήματα διαμόρφωσης QPSK και BDPSPK που μελετήσαμε εφαρμόζοντας τη σχέση 4.33 στις σχέσεις 4.29 και 4.32 αντίστοιχα.

### 4.3.1 Βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για σχήμα διαμόρφωσης QPSK

Αρκεί να βρούμε που μηδενίζεται η πρώτη παράγωγος της  $P_b$  ως προς  $\gamma_T$  στη σχέση 4.29.

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+1}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}+1}{\bar{\gamma}}} \sqrt{\gamma_T}\right) + \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma_T}\right) + \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+1}} - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+1}} - \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} + \frac{1}{2}$$

Με τη βοήθεια του Online Derivative Calculator η παράγωγος της 4.29 δίνεται από τη σχέση 4.34

$$\left. \frac{\partial \bar{P}_b}{\partial \gamma_T} \right|_{\gamma_T = \gamma_T^*} = \frac{\left( \sqrt{\bar{\gamma}+1} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\gamma_T^*}\right) - \sqrt{\bar{\gamma}} \right)}{2\bar{\gamma}\left(\sqrt{\bar{\gamma}+1}\right)} e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} \quad (4.34)$$

Πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη

$$\frac{\left( \sqrt{\bar{\gamma}+1} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\gamma_T^*}\right) - \sqrt{\bar{\gamma}} \right)}{2\bar{\gamma}\left(\sqrt{\bar{\gamma}+1}\right)} e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} = 0 \quad (4.35)$$

Δηλαδή, πρέπει

$$\left( \sqrt{\bar{\gamma}+1} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\gamma_T^*}\right) - \sqrt{\bar{\gamma}} \right) = 0 \Rightarrow \operatorname{erf}\sqrt{\gamma_T^*} = \frac{\sqrt{\bar{\gamma}}}{\sqrt{\bar{\gamma}+1}} \quad (4.36)$$

Και τελικά η βέλτιστη τιμή κατωφλίου μεταγωγής δίνεται από τη σχέση 4.37

$$\gamma_T^* = \operatorname{erf}^{-1}\left(\frac{\sqrt{\bar{\gamma}}}{\sqrt{\bar{\gamma}+1}}\right) = \operatorname{erfinv}\left(\frac{\sqrt{\bar{\gamma}}}{\sqrt{\bar{\gamma}+1}}\right) \quad (4.37)$$

Αντικαθιστώντας τις 4.36 και 4.37 στην 4.29 τελικά προκύπτει η σχέση 4.38 που μας δίνει τη βέλτιστη πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου *bit* για το σχήμα διαμόρφωσης QPSK.

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+1}} \operatorname{erf} \left( \sqrt{\frac{\bar{\gamma}+1}{\bar{\gamma}}} \operatorname{erf}^{-1} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}+1}{\bar{\gamma}}} \right) - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}+1}} + \frac{1}{2} \quad (4.38)$$

### 4.3.2 Βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για σχήμα διαμόρφωσης BDPSK

Αρκεί να βρούμε που μηδενίζεται η πρώτη παράγωγος της  $P_b$  ως προς  $\gamma_T$  στη σχέση 4.32.

$$\bar{P}_b = \frac{e^{-\frac{\gamma_T(\bar{\gamma}+1)}{\bar{\gamma}}} - e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} + 1}{2(\bar{\gamma}+1)}$$

Με τη βοήθεια του Online Derivative Calculator η παράγωγος της 4.32 δίνεται από τη σχέση 4.39

$$\left. \frac{\partial \bar{P}_b}{\partial \gamma_T} \right|_{\gamma_T = \gamma_T^*} = \frac{(e^{\gamma_T^*} - \bar{\gamma} - 1)}{2\bar{\gamma}^2 + 2\bar{\gamma}} e^{-\frac{(\bar{\gamma}+1)\gamma_T^*}{\bar{\gamma}}} \quad (4.39)$$

Πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη

$$\frac{(e^{\gamma_T^*} - \bar{\gamma} - 1)}{2\bar{\gamma}^2 + 2\bar{\gamma}} e^{-\frac{(\bar{\gamma}+1)\gamma_T^*}{\bar{\gamma}}} = 0 \quad (4.40)$$

Δηλαδή, πρέπει

$$e^{\gamma_T^*} - \bar{\gamma} - 1 = 0 \Rightarrow \gamma_T^* = \ln(1 + \bar{\gamma}) \quad (4.41)$$

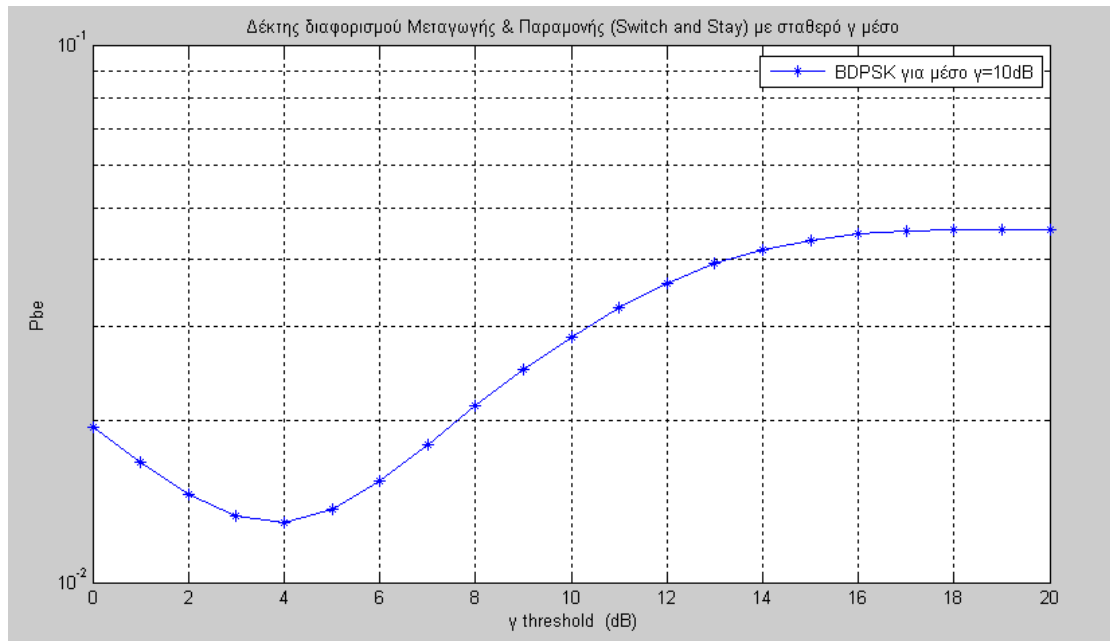
Αντικαθιστώντας τη σχέση 4.41 που δίνει το βέλτιστο κατώφλι μεταγωγής για σχήμα διαμόρφωσης BDPSK στη σχέση 4.32 τελικά προκύπτει η σχέση 4.42 που μας δίνει τη βέλτιστη πιθανότητα εμφάνισης εσφαλμένου *bit* για το συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης.

$$\bar{P}_b = \frac{e^{-\frac{\ln(1+\bar{\gamma})(\bar{\gamma}+1)}{\bar{\gamma}}} - e^{-\frac{\ln(1+\bar{\gamma})}{\bar{\gamma}}} + 1}{2(\bar{\gamma}+1)} \quad (4.42)$$

## 4.4 Διακύμανση της μέσης πιθανότητας σφάλματος *bit* συναρτήσει του $\gamma_T$ για σταθερό μέσο $\gamma$



Ενδιαφέρον παρουσιάζει η μεταβολή της μέσης πιθανότητας σφάλματος bit συναρτήσει του κατωφλίου μεταγωγής όταν ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος παραμένει σταθερός. Ενδεικτικά στο σχήμα που ακολουθεί απεικονίζεται η διακύμανση αυτή για  $\bar{\gamma} = 10dB$  για σχήμα διαμόρφωσης BDPSK. Στο Παράρτημα 1.5 παρατίθεται ο κώδικας γραφικής απόδοσης του  $\bar{P}_b$  συναρτήσει του  $\gamma_T$  που χρησιμοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab.



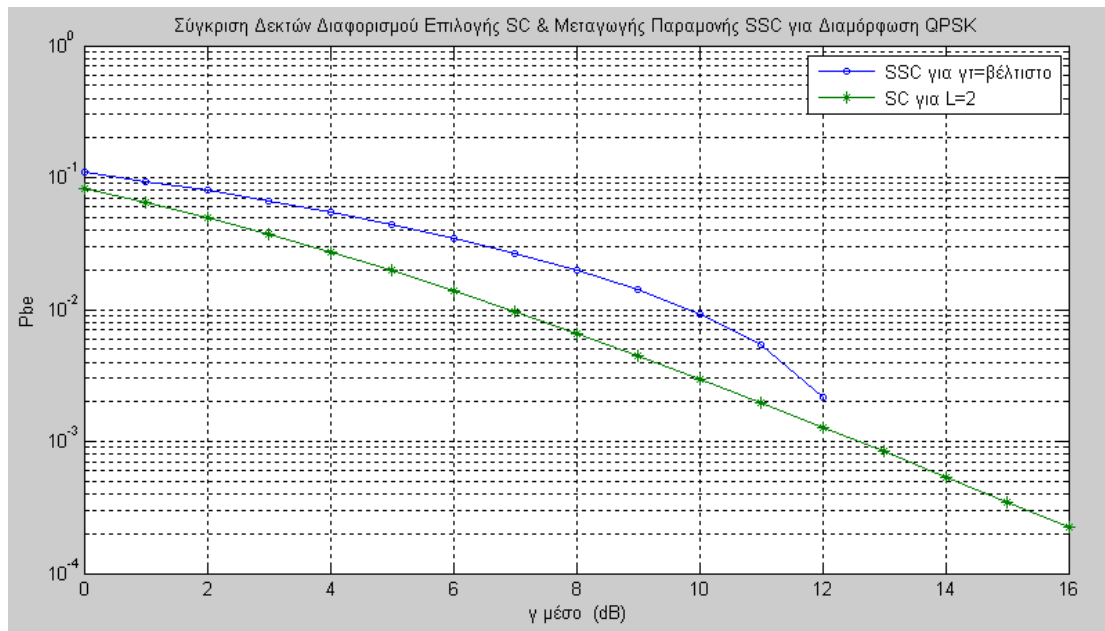
**Σχήμα 27** -  $\bar{P}_b$  για διαμόρφωση BDPSK συναρτήσει του  $\gamma$  threshold με σταθερό  $\bar{\gamma} = 10dB$

Όπως φαίνεται στο σχήμα 27 για  $\bar{\gamma} = 10dB$  υπάρχει τιμή του κατωφλίου μεταγωγής που βελτιστοποιεί τη μέση πιθανότητα σφάλματος bit και αυτή είναι τα 4dB

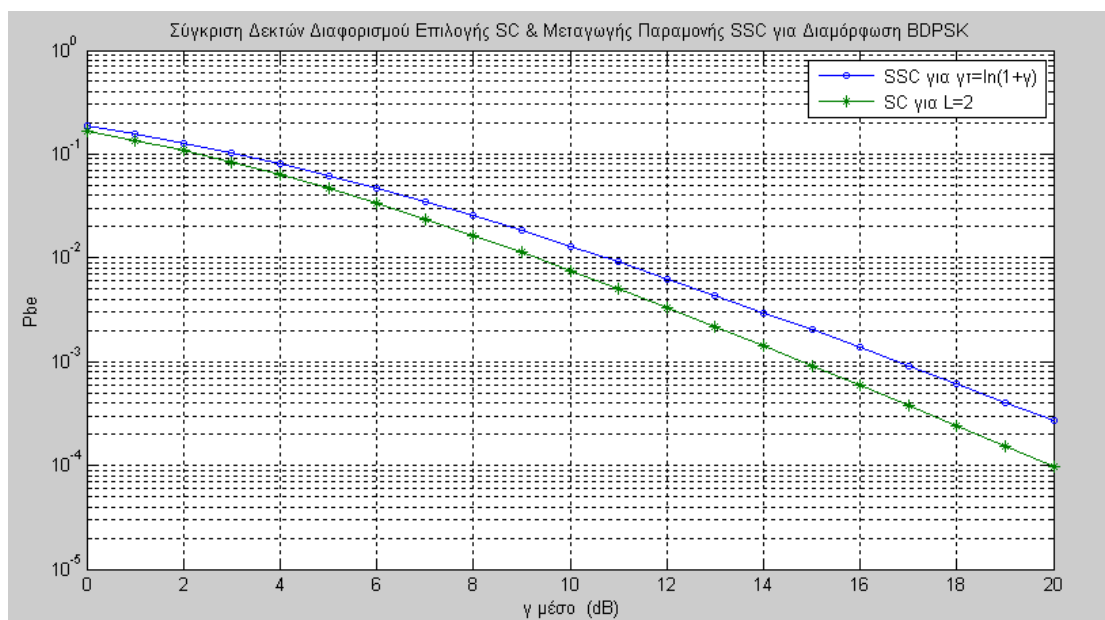
#### 4.5 Σύγκριση δεκτών διαφορισμού Επιλογής και Μεταγωγής Παραμονής

Με βάση τις σχέσεις 4.38 και 4.42 που μας δίνουν τη βέλτιστη μέση πιθανότητα σφάλματος bit για σχήματα διαμόρφωσης QPSK και BDPSK κάνουμε σύγκριση των δεκτών διαφορισμού επιλογής SC και Μεταγωγής Παραμονής SSC για 2 κεραίες.

Στα Παραρτήματα 1.6 και 1.7 παρατίθεται ο κώδικας γραφικής απόδοσης του  $\overline{P_b}$  που χρησιμοποιήθηκε στο λογισμικό Matlab για την εν λόγω σύγκριση. Ακολουθούν τα διαγράμματα που προκύπτουν.



**Σχήμα 28** – Σύγκριση Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής SC και Μεταγωγής Παραμονής SSC για διαμόρφωση QPSK



**Σχήμα 29** - Σύγκριση Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής SC και Μεταγωγής Παραμονής SSC για διαμόρφωση BDPK

Από τα σχήματα 28 και 29 επιβεβαιώνεται η θεωρητική προσέγγιση για την επίδοση των δεκτών διαφορισμού. Ο συνδυασμός Επιλογής βελτιώνει την επίδοση των

ασύρματων ψηφιακών συστημάτων κατά 3dB για διαμόρφωση QPSK και 2dB για διαμόρφωση BDPSK, περισσότερα σε σχέση με τη βελτίωση που παρέχει στο ίδιο σύστημα ο συνδυασμός Μεταγωγής και Παραμονής για μέση πιθανότητα σφάλματος  $bit\ 10^{-2}$ .

## ***Κεφάλαιο 5: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ***

Η παρούσα εργασία είχε ως αντικείμενο μελέτης τη βελτίωση των επιδόσεων ασύρματων ψηφιακών συστημάτων, τα οποία λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων, με χρήση τεχνικών διαφορισμού. Συγκεκριμένα μελετήθηκαν οι δέκτες συνδυασμού Επιλογής SC και Μεταγωγής και Παραμονής SSC. Επιβεβαιώθηκε μαθηματικά ότι η βελτίωση που φέρουν οι δέκτες SC είναι μεγαλύτερη από αυτή των SSC στα σύμφωνα και ασύμφωνα σχήματα διαμόρφωσης με τον ίδιο αριθμό κεραιών.

## ***ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ***

### ***Π 1 : Κώδικας απόδοσης Matlab για τον υπολογισμό της μέσης πιθανότητας σφάλματος εσφαλμένου bit***

Σε αυτή την ενότητα του παραρτήματος παρατίθενται όλοι οι κώδικες του λογισμικού Matlab που χρησιμοποιήθηκαν για την γραφική απεικόνιση της πιθανότητας εμφάνισης εσφαλμένου bit, όπως αυτή έχει υπολογισθεί στα προηγούμενα κεφάλαια, ανάλογα με τον τύπο διαμόρφωσης και τον τύπο δέκτη διαφορισμού.

#### ***Π 1.1 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση QPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Επιλογής SC***

```
% SC-QPSK, L=1,2,,4
% οι τιμές που θα πάρει το SNR είναι από 1 έως 20
SNRdB=0:1:20;
%Μετατροπή των τιμών του SNR από dB σε κανονικές
SNR=10.^(SNRdB./10);
%Υπολογισμός της συνάρτησης πιθανότητας σφάλματος
y1=0.5*(1-(sqrt(SNR./(1+SNR))));
y2=0.5*(1+(sqrt(SNR./(2+SNR)))-2*(sqrt(SNR./(1+SNR))));
y3=0.5*(1-4*(sqrt(SNR./(1+SNR)))+6*(sqrt(SNR./(2+SNR)))
4*(sqrt(SNR./(3+SNR)))+(sqrt(SNR./(4+SNR))));
%Δημιουργία γραφήματος
semilogy (SNRdB,y1,SNRdB,y2,SNRdB,y3)
xlabel(' γ μέσο (dB)')
ylabel(' Pbe ')
title(' Διαμόρφωση QPSK με χρήση δέκτη διαφορισμού επιλογής (Selection) ')
```

```
legend(' QPSK – SC for L=1 ', ' QPSK – SC for L=2 ', ' QPSK – SC for L=4 ')
grid
```

**Π 1.2 Κώδικας απόδοσης  $\bar{P}_b$  για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση BDPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Επιλογής SC**

```
% SC-BDPSK, L=1,2,4
% οι τιμές που θα πάρει το SNR είναι από 1 έως 20
SNRdB=0:1:20;
%Μετατροπή των τιμών του SNR από dB σε κανονικές
SNR=10.^(SNRdB./10);
%Υπολογισμός της συνάρτησης πιθανότητας σφάλματος
y1=1./(2.*(1+SNR));
y2=(1./(1+SNR))-(1./(2+SNR));
y3=(2./(1+SNR))-(6./(2+SNR))+6./(3+SNR)-(2./(4+SNR));
%Δημιουργία γραφήματος
semilogy (SNRdB,y1,SNRdB,y2,SNRdB,y3)
xlabel(' γ μέσο (dB)')
ylabel(' Pbe ')
title(' Διαμόρφωση BDPSK με χρήση δέκτη διαφορισμού επιλογής (Selection) ')
legend(' BDPSK – SC for L=1 ', ' BDPSK – SC for L=2 ', ' BDPSK – SC for L=3 ')
grid
```

**Π 1.3 Κώδικας απόδοσης  $\bar{P}_b$  για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση QPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής SSC**

```
% SSC-QPSK για γτ=5,7,10,15 dB
% κώδικας Matlab για την απεικόνιση διαμόρφωσης qpsk
% οι τιμές που θα πάρει το SNR είναι από 1 έως 20
```

```

SNRdB=0:1:20;
%Μετατροπή των τιμών του SNR από dB σε κανονικές
SNR=10.^(SNRdB./10);
%Υπολογισμός της συνάρτησης πιθανότητας σφάλματος
y1=0.5.*(sqrt(SNR./(1+SNR))).*erf((sqrt(SNR./(1+SNR))).*sqrt(10.^0.5))+0.5.*exp(-
(10.^0.5)./SNR).*erfc(sqrt(10.^0.5))+(0.5.*exp(-(10.^0.5)./SNR)-
1).*(sqrt(SNR./(1+SNR)))-0.5.*(exp(-(10.^0.5)./SNR))+0.5;
y2=0.5.*(sqrt(SNR./(1+SNR))).*erf((sqrt(SNR./(1+SNR))).*sqrt(10^0.7))+0.5.*exp(-
(10^0.7)./SNR).*erfc(sqrt(10^0.7))+(0.5.*exp(-(10^0.7)./SNR)-
1).*(sqrt(SNR./(1+SNR)))-0.5.*(exp(-(10^0.7)./SNR))+0.5;
y3=0.5.*(sqrt(SNR./(1+SNR))).*erf((sqrt(SNR./(1+SNR))).*sqrt(10^1))+0.5.*exp(-
(10^1)./SNR).*erfc(sqrt(10^1))+(0.5.*exp(-(10^1)./SNR)-1).*(sqrt(SNR./(1+SNR)))-
0.5.*(exp(-(10^1)./SNR))+0.5;
y4=0.5.*(sqrt(SNR./(1+SNR))).*erf((sqrt(SNR./(1+SNR))).*sqrt(10^1.5))+0.5.*exp(-
(10^1.5)./SNR).*erfc(sqrt(10^1.5))+(0.5.*exp(-(10^1.5)./SNR)-
1).*(sqrt(SNR./(1+SNR)))-0.5.*(exp(-(10^1.5)./SNR))+0.5;
%Δημιουργία γραφήματος
semilogy (SNRdB,y1,SNRdB,y2, SNRdB,y3, SNRdB,y4)
xlabel(' γ μέσο (dB)')
ylabel(' Pbe ')
legend(' γτ=5db', ' γτ=7db ', ' γτ=10db ', ' γτ=15db ' )
title(' Διαμόρφωση QPSK με χρήση δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής & Παραμονής
(Switch and Stay) ')
grid

```

**Π 1.4 Κώδικας απόδοσης  $\bar{P}_b$  για μετάδοση σε περιβάλλον με διαλείψεις Rayleigh με διαμόρφωση BDPSK και χρήση δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής και Παραμονής SSC**

```

% SSC-BDPSK για γτ=5,7,10,15 dB
% κώδικας Matlab για την απεικόνιση διαμόρφωσης bdpsk
% οι τιμές που θα πάρει το SNR είναι από 1 έως 20

```

```

SNRdB=0:1:20;
%Μετατροπή των τιμών του SNR από dB σε κανονικές
SNR=10.^(SNRdB./10);
%Υπολογισμός της συνάρτησης πιθανότητας σφάλματος
y1=(exp(-(10^0.5).*(SNR+1)./SNR)-exp(-(10^0.5)./SNR)+1)./(2*(SNR+1));
y2=(exp(-(10^0.7).*(SNR+1)./SNR)-exp(-(10^0.7)./SNR)+1)./(2*(SNR+1));
y3=(exp(-(10^1).*(SNR+1)./SNR)-exp(-(10^1)./SNR)+1)./(2*(SNR+1));
y4=(exp(-(10^1.5).*(SNR+1)./SNR)-exp(-(10^1.5)./SNR)+1)./(2*(SNR+1));
%Δημιουργία γραφήματος
semilogy (SNRdB,y1,SNRdB,y2, SNRdB,y3, SNRdB,y4)
xlabel(' γ μέσο (dB)')
ylabel(' Pbe ')
legend(' γτ=5db', ' γτ=7db ', ' γτ=10db ', ' γτ=15db ')
title(' Διαμόρφωση BDPSK με χρήση δέκτη διαφορισμού Μεταγωγής & Παραμονής
(Switch and Stay) ')
grid

```

### **Π 1.5 Κώδικας απόδοσης $\bar{P}_b$ συναρτήσει του $\gamma$ threshold για σταθερό**

$$\bar{\gamma} = 10dB$$

```

% Pb συναρτήσει του γτ για γ μέσο=10dB
% οι τιμές που θα πάρει το SNR είναι από 1 έως 20
gtdB=0:1:20
SNRdB=10;
%Μετατροπή των τιμών του SNR από dB σε κανονικές
gt=10.^(gtdB./10);
SNR=10.^(SNRdB./10);
%Υπολογισμός της συνάρτησης πιθανότητας σφάλματος
y1=(exp(-(gt).*(SNR+1)./SNR)-exp(-(gt)./SNR)+1)./(2*(SNR+1));
%Δημιουργία γραφήματος
semilogy (gtdB,y1)
xlabel(' γ threshold (dB)')

```

```

ylabel(' Pbe ')
legend(' BDPSK για μέσο γ=10dB')
title(' Δέκτης διαφορισμού Μεταγωγής & Παραμονής (Switch and Stay) με σταθερό γ
μέσο')
grid

```

**Π 1.6 Κώδικας απόδοσης  $\bar{P}_b$  για σύγκριση δεκτών διαφορισμού Επιλογής SC & Μεταγωγής Παραμονής SSC για Διαμόρφωση QPSK σε σύστημα με 2 κεραιές**

```

% Σύγκριση των SC & SSC για σύστημα με 2 κεραιές για QPSK
% οι τιμές που θα πάρει το SNR είναι από 1 έως 16
SNRdB=0:1:16;
%Μετατροπή των τιμών του SNR από dB σε κανονικές
SNR=10.^(SNRdB./10);
%Υπολογισμός της συνάρτησης πιθανότητας σφάλματος
y1=0.5.*(sqrt(SNR./(1+SNR))).*erf((sqrt(SNR./(1+SNR))).*erfinv(sqrt(SNR/(SNR+1
))))-sqrt(SNR./(SNR+1))+0.5;
y2=0.5*(1+(sqrt(SNR./(2+SNR)))-2*(sqrt(SNR./(1+SNR))));
%Δημιουργία γραφήματος
semilogy (SNRdB,y1,SNRdB,y2)
xlabel(' γ μέσο (dB)')
ylabel(' Pbe ')
legend(' SSC για γτ=βέλτιστο', ' SC για L=2 ' )
title(' Σύγκριση Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής SC & Μεταγωγής Παραμονής SSC
για Διαμόρφωση QPSK ')
grid

```



**Π 1.7 Κώδικας απόδοσης  $\bar{P}_b$  για σύγκριση δεκτών διαφορισμού  
Επιλογής SC & Μεταγωγής Παραμονής SSC για Διαμόρφωση BDPSK  
σε σύστημα με 2 κεραιές**

```
% Σύγκριση των SC & SSC για σύστημα με 2 κεραιές για BDPSK
% οι τιμές που θα πάρει το SNR είναι από 0 έως 20
SNRdB=0:1:20;
%Μετατροπή των τιμών του SNR από dB σε κανονικές
SNR=10.^(SNRdB./10);
%Υπολογισμός της συνάρτησης πιθανότητας σφάλματος
y1=(exp(-(log(1+SNR)).*(SNR+1)./SNR)-exp(-
(log(1+SNR))./SNR)+1)./(2*(SNR+1));
y2=(1./(1+SNR))-(1./(2+SNR));
%Δημιουργία γραφήματος
semilogy (SNRdB,y1,SNRdB,y2)
xlabel(' γ μέσο (dB)')
ylabel(' Pbe ')
legend(' SSC για γτ=ln(1+γ)' , ' SC για L=2')
title(' Σύγκριση Δεκτών Διαφορισμού Επιλογής SC & Μεταγωγής Παραμονής SSC
για Διαμόρφωση BDPSK ')
grid
```

## ***ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ***

- [1] T. S. Rappaport, «Ασύρματες Επικοινωνίες, Αρχές κα Πρακτική», 2<sup>η</sup> έκδοση, Αθήνα 2009
- [2] Γ. Τσούλος LECTURE 1, Σημειώσεις μαθήματος ΠΜΣ, 2009
- [3] Γ. Τσούλος, Γεωργιάδου, MM LECTURE3 PARTB, Σημειώσεις μαθήματος ΠΜΣ, 2009
- [4] Νικόλαος Σαγιάς, «Μελέτη Μοντέλου Συσχετισμένων Διαλείψεων Weibull και Χαρακτηριστικά Λειτουργίας Ψηφιακών Δεκτών Διαφορισμού», Διδακτορική Διατριβή, Πανεπιστήμιο Αθηνών, Τμήμα Φυσικής, Αθήνα, Ελλάδα, Μάρτιος 2005
- [5] Πέτρος Μπίθας, «Ασύρματα Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα σε Γενικευμένα Κανάλια Διαλείψεων», Διδακτορική Διατριβή, Πανεπιστήμιο Πατρών, Πολυτεχνική Σχολή Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών, Ρίο, Φεβρουάριος 2009
- [6] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, «Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών», Αθήνα 2008
- [7] Μ.Ε. Θεολόγου, «Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών», Εκδόσεις ΕΜΠ, Μάρτιος 2002.
- [8] Φ. Κωνσταντίνου, «Κινητές Τηλεπικοινωνίες - Μοντέλα Ραδιοκάλυψης», Σεπτέμβριος 2002
- [9] Π. Κοττής, Π.Δ. Αράπογλου, «Ασύρματες Επικοινωνίες», 2011.