



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

## Εφαρμογή Τεχνικών Συνεργατικής Προώθησης και Συνεργατικής Διαφορικότητας σε Ασύρματα Δίκτυα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γιαμπουράς Β. Παρασκευάς

Επιβλέπων : **Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος**

Λέκτορας ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2011





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

## Εφαρμογή Τεχνικών Συνεργατικής Προώθησης και Συνεργατικής Διαφορικότητας σε Ασύρματα Δίκτυα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γιαμπουράς Β. Παρασκευάς

Επιβλέπων : **Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος, Λέκτορας ΕΜΠ**

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 23<sup>η</sup> Σεπτεμβρίου 2011.

Α.Δ. Παναγόπουλος

Ι.Δ. Κανελλόπουλος

Φ. Κωνσταντίνου

Λέκτορας ΕΜΠ

Καθηγητής ΕΜΠ

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2011

.....  
Γιαμπουράς Β. Παρασκευάς

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

Copyright © Γιαμπουράς Β. Παρασκευάς 2011

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

**Για την εκπόνηση της εργασίας αυτής θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ τον Δημήτρη Χαρίλα, Υποψήφιο Διδάκτορα ΕΜΠ, για την τόσο πολύτιμη και σημαντική βοήθεια του σε όλη τη διάρκεια αυτής της προσπάθειας, και τον Αθανάσιο Παναγόπουλο, Λέκτορα ΕΜΠ, για την ιδανική συνεργασία αλλά και την εμπιστοσύνη του στο πρόσωπό μου.**

## Περίληψη

### **Εφαρμογή Τεχνικών Συνεργατικής Προώθησης και Συνεργατικής Διαφορικότητας σε Ασύρματα Δίκτυα**

Αντικείμενο της εργασίας αυτής είναι η μελέτη συνεργατικών πρωτοκόλλων σε δίκτυα με ένα ή και περισσότερους κόμβους μεταγωγής. Εξετάζονται ειδικότερα δύο συνεργατικά πρωτόκολλα και η απόδοση που αυτά έχουν σε κανάλια με λογαριθμοκανονικές διαλείψεις.

Στην εισαγωγή της διπλωματικής εργασίας γίνεται αναφορά, στις διάφορες μορφές διαφορικότητας που μπορούν να υπάρξουν στις ασύρματες μεταδόσεις, καθώς επίσης και στη διαφορικότητα λήψης. Εισάγεται ακόμα η έννοια της συνεργατικής διαφορικότητας.

Στο δεύτερο κεφάλαιο μελετάται το ασύρματο μέσο μετάδοσης, τα φαινόμενα μικρής και μεγάλης κλίμακας που εμφανίζονται σε αυτό, και η στατιστική προσέγγιση του. Αναφορά γίνεται στη χωρητικότητα του καναλιού και τα μεγέθη που σχετίζονται με αυτή όπως η ίδια και αμοιβαία πληροφορία. Τέλος εξετάζεται το κανάλι μεταγωγής και τα όρια χωρητικότητας που παρουσιάζονται σε αυτό.

Στο τρίτο κεφάλαιο μελετώνται οι στρατηγικές προώθησης που μπορούν να εφαρμοστούν σε ένα συνεργατικό δίκτυο από του κόμβους μεταγωγής (ενίσχυση και προώθηση(*AF*), η συμπίεση και προώθηση(*CF*) και η αποκωδικοποίηση και προώθηση(*DF*)). Δίνονται επίσης οι ρυθμοί μετάδοσης που μπορούν να επιτευχθούν για εργοδικά κανάλια μετάδοσης.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, αφού γίνει αναλυτική περιγραφή της τεχνικής **MRC**, κατηγοριοποιούνται και εξετάζονται διάφορα πρωτόκολλα εκπομπής για την περίπτωση μη εργοδικού περιβάλλοντος διαλείψεων και εφαρμογή της προαναφερθείσας **MRC** τεχνικής διαφορικής λήψης στο δέκτη. Τα πρωτόκολλα κατηγοριοποιούνται σε σταθερά και προσαρμοζόμενα και εξετάζεται η απόδοση των διαφόρων σχημάτων συνεργασίας που προκύπτουν.

Στο κεφάλαιο 5, μελετώνται δύο συγκεκριμένα πρωτόκολλα συνεργατικής διαφορικότητας για την περίπτωση του απλού συνεργατικού δικτύου με έναν κόμβο μεταγωγής, που διατυπώθηκαν από τους **Majid Safari** και **Murat Uysal**. Μελετάται η απόδοση που τα πρωτόκολλα αυτά έχουν σε κανάλια με λογαριθμοκανονικές διαλείψεις(μεταδόσεις σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου) με τη χρήση ανώτατων ορίων όσον αφορά τους ρυθμών σφαλμάτων **bit (BER)**, για τον υπολογισμό των οποίων χρησιμοποιούνται οι πιθανότητες λάθους ανά ζεύγος **bit(PEP)**. Εξετάζεται η απόδοση που τα πρωτόκολλα αυτά έχουν για διάφορες τιμές του **SNR** και θέσεις του κόμβου μεταγωγής. Παρουσιάζονται επίσης, οι βελτιώσεις απόδοσης που προκύπτουν, όταν εφαρμόζεται βέλτιστη κατανομή

ισχύος (*opa*) στις μεταδόσεις, έναντι της ίσης κατανομής (*epa*). Ο υπολογισμός της βέλτιστης κατανομής ισχύος προκύπτει μέσω της αντίστοιχης ελαχιστοποίησης της *BER*, συναρτήσει δύο κατάλληλων παραμέτρων. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούμε τη συνάρτηση *fmincon* του λογισμικού MATLAB®.

Στο έκτο κεφάλαιο επεκτείνονται τα δύο προαναφερθέντα πρωτόκολλα που μελετήθηκαν στο κεφάλαιο 5, για περιπτώσεις ύπαρξης *N* κόμβων μεταγωγής. Διατυπώνονται οι νέες τιμές *PEP* που ανταποκρίνονται στην περίπτωση αυτή. Στη συνέχεια βρίσκονται τα ανώτατα όρια των ρυθμών σφαλμάτων *bit (BER)* για περιπτώσεις *N = 1, 2, 3* κόμβων μεταγωγής και συγκρίνονται με τη βοήθεια διαγραμμάτων, οι διαφορές μεταξύ βέλτιστης κατανομής ισχύος (*opa*) και ίσης κατανομής (*epa*) που προκύπτουν για διάφορες θέσεις των κόμβων μεταγωγής και τιμές του *SNR*. Παρουσιάζονται τέλος οι βελτιώσεις, τόσο του *opa* όσο και του *epa* -για συγκεκριμένες τιμές του *SNR* και θέσεις των κόμβων μεταγωγής- με την αύξηση του αριθμού *N* των κόμβων μεταγωγής. Για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων και τις βελτιστοποιήσεις όσον αφορά την κατανομή ισχύος στις μεταδόσεις που πραγματοποιούνται σύμφωνα με τα δύο πρωτόκολλα, χρησιμοποιήθηκε παρομοίως με πριν, το λογισμικό MATLAB® και η συνάρτηση *fmincon*.

## **Abstract**

### ***Cooperative Strategies and Cooperative Diversity in Wireless Networks***

The subject of this thesis is the study of different cooperative protocols in networks containing one or more relays. This thesis focuses specially on two cooperative protocols and the performance they have in lognormal fading channels.

In introduction, several diversity forms are proposed, which can be used in wireless channels. The meaning of receiver diversity and its forms, as well as cooperative diversity, are mentioned in this chapter.

In chapter 2, impairments that affect the signal transmitted through wireless medium are summarized. Large and small propagation effects, as well as statistical characterization of wireless channels, are examined. Finally, relay channel properties and its capacities limits are analyzed at the end of this chapter.

Chapter 3 addresses different cooperative strategies which can be used in a cooperative diversity network (i.e. amplify and forward(*AF*), compress and forward(*CF*), decode and forward(*DF*)). Rates can be achieved with these strategies in ergodic channels are studied.

In chapter 4, Maximum Ration Combining (MRC) technique is further studied. Several cooperative diversity protocols are categorized, in case of non-ergodic fading channels. The performance of different cooperating schemes (are forming by fixed and adaptive cooperative strategies) is examined.

In chapter 5 we study two cooperative protocols designed by Majid Safari and Murat Uysual applied in single relay cooperative network. The fading coefficients of the wireless channels are modeled using lognormal distribution (modeling indoor propagation fading effects). Performance of these protocols is analyzed using upper bounds on Bit Error Rate(*BER*), calculating using pair wise error probabilities(*PEPs*). The performance comparison of optimal power allocation schemes (*opa*) to equal power allocation (*epa*) ones is studied-for both protocols-(for different *SNR* values and distances of the relay between source and receiver). We minimize *BER*, optimizing two parameters in order to find optimized versions (*opa*) of these protocols. For this reason, we use *fmincon* function of MATLAB® software.

Chapter 6 investigates the expansion of the two protocols-of chapter five- in cooperative networks containing  $N$  relay nodes. We find new *PEPs* correspond to this case, and upper bounds on *BER* in case of  $N = 1,2,3$  relay nodes. We use diagrams to compare the performance of *opa* and *epa* for different *SNR* values and distances of relays. Finally, we study the improvement of the performance (for both protocols) for a specific value of *SNR* and given distances of relays, as their number is increasing. We use MATLAB® function *fmincon* to optimize different power allocation schemes, process the results and study the performance of these protocols.



## ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

Πρόλογος .....	13
1 Εισαγωγή .....	14
1.1 Διαφορικότητα .....	14
1.1.1 Τεχνικές Διαδορικότητας .....	15
1.1.2 Διαφορικότητα Λήψης .....	16
1.2 Συνεργατική Διαφορικότητα .....	17
Βιβλιογραφία.....	20
2 Ασύρματο Μέσο Μετάδοσης και Κανάλι Μεταγωγής .....	21
2.1 Ασύρματο μέσο μετάδοσης.....	21
2.1.1 Φαινόμενα Διάδοσης Μεγάλης Κλίμακας.....	22
2.1.2 Φαινόμενα Διάδοσης Μικρής Κλίμακας .....	23
2.1.3 Στατιστική Προσέγγιση Ασύρματων Καναλιών Μετάδοσης.....	25
2.1.4 Παρεμβολές, Επανατροφοδότηση (feedback) και Μεταγωγή(relaying) .....	26
2.2 Χαρακτηριστικά και Περιορισμοί Ραδιοεξοπλισμού.....	26
2.3 Χαρακτηρισμός της Απόδοσης μεσω της Χωρητικότητας του Καναλιού .....	27
2.3.1 Ιδία και Αμοιβαία Πληροφορία.....	27
2.3.2 Θεωρία Πληροφορίας(Information Theory) .....	29
2.3.3 Πληροφορία Κατάστασης Καναλιού(Channel State Information ).....	30
2.3.4 Χωρητικότητα Καναλιών με Διαλείψεις .....	31
2.3.4.1 Χωρητικότητα του Shannon.....	31
2.3.4.2 Χωρητικότητα εναντίον Αποκοπής .....	34
2.3.4.3 Διαμόρφωση και Χωρητικότητα .....	34
2.4 Κανάλι Μεταγωγής .....	36
2.4.1 Μοντελοποίηση καναλιού μεταγωγής.....	36
2.4.2 Δίκτυο Μεταγωγής.....	37

2.4.3 Ορια Χωρητικότητας .....	38
Βιβλιογραφία.....	40
3 Στρατηγικές Συνεργατικής Προώθησης.....	42
3.1 Μοντελοποίηση Εξοπλισμού και Καναλιού Μετάδοσης .....	42
3.2 Κλασσική Προώθηση Πολλαπλών Βημάτων .....	44
3.3 Ενίσχυση και Προώθηση .....	44
3.3.1 Στρατηγικές Ενίσχυσης	
και Προώθησης(AF) σε Δίκτυο με T κόμβους.....	46
3.4 Συμπύεση και Προώθηση.....	48
3.5 Αποκωδικοποίηση και Προώθηση.....	51
Βιβλιογραφία.....	55
4 Συνεργατική Διαφορικότητα.....	56
4.1 Απόδοση Συνδαστικής Τεχνικής (MRC).....	40
4.2 Μέτρα Απόδοσης.....	59
4.3 Μοντελοποίηση Συστήματος.....	61
4.3.1 Μέσο Πρόσβασης.....	62
4.3.2 Ισοδύναμο Μοντέλο Καναλιού Μετάδοσης .....	63
4.3.3 Παραμετροποίηση .....	40
4.4 Συνεργατικά Πρωτόκολλα Εκπομπής.....	65
4.4.1 Απευθείας Εκπομπή .....	67
4.4.2 Σταθερά Πρωτόκολλα Εκπομπής .....	68
4.4.2.1 Σταθερή Στρατηγική	
Ενίσχυσης και Προώθησης .....	68
4.4.2.2 Σταθερή Στρατηγική	
Αποκωδικοποίησης και Προώθησης .....	73
4.4.3 Προσαρμοζόμενες Στρατηγικές Προώθησης .....	76
4.4.3.1 Επιλεκτική Στρατηγικής	
Αποκωδικοποίησης και Προώθησης .....	77
4.4.3.2 Επαυξητική Προώθηση.....	78
Βιβλιογραφία .....	82

<b>5 Συνεργατικά Πρωτόκολλα σε</b>	
<b>Δίκτυο με Ενα Κόμβο Μεταγωγής .....</b>	<b>83</b>
<b>5.1 Μοντελοποίηση Συστήματος.....</b>	<b>84</b>
<b>5.2 Πρωτόκολλα Συνεργατικής Διαφορικότητας .....</b>	<b>85</b>
<b>5.2.1 Πρωτόκολλο I.....</b>	<b>85</b>
<b>5.2.2 Πρωτόκολλο II.....</b>	<b>87</b>
<b>5.3 Ανώτατα Όρια PEP .....</b>	<b>88</b>
<b>5.3.1 PEP για πρωτοκολλο I.....</b>	<b>89</b>
<b>5.3.2 PEP για πρωτοκολλο II.....</b>	<b>91</b>
<b>5.4 Βελτιστοποίηση της Απόδοσης μεσω</b>	
<b>Κατάλληλης Κατανομής της Ισχύος .....</b>	<b>92</b>
<b>Βιβλιογραφία .....</b>	<b>96</b>
<b>6 Συνεργατικά Πρωτόκολλα</b>	
<b>σε Δίκτυο με N κόμβους Μεταγωγής.....</b>	<b>97</b>
<b>6.1 Μοντελοποίηση Συστήματος για N Κόμβους Μεταγωγής .....</b>	<b>97</b>
<b>6.2 Επέκταση Πρωτοκόλλου I για N Κόμβους Μεταγωγής .....</b>	<b>98</b>
<b>6.2.1 PEP για Πρωτόκολλο I και N Κόμβους Μεταγωγής.....</b>	<b>99</b>
<b>6.3 Επέκταση Πρωτοκόλλου II για N Κόμβους Μεταγωγής .....</b>	<b>100</b>
<b>6.3.1 PEP για Πρωτόκολλο II και N Κόμβους Μεταγωγής .....</b>	<b>101</b>
<b>6.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης για την</b>	
<b>Περίπτωση Υπαρξης N Κόμβων Μεταγωγής .....</b>	<b>101</b>
<b>Βιβλιογραφία .....</b>	<b>109</b>
<b>7 Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα.....</b>	<b>110</b>
<b>Βιβλιογραφία .....</b>	<b>111</b>
<b>Παράρτημα A .....</b>	<b>112</b>



# Πρόλογος

Καθώς οι τεχνολογίες ασύρματων επικοινωνιών έχουν εξελιχθεί σε αξιοσημείωτο βαθμό και οι ανάγκες για βελτίωση της αξιοπιστίας των υπηρεσιών, του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων καθώς και της μείωσης της κατανάλωσης ισχύος όλο και αυξάνονται, νέες τεχνικές αναπτύσσονται οι οποίες έχουν ως στόχο την ικανοποίηση αυτών των αναγκών και την εξέλιξη των υπαρχουσών τεχνολογιών και συστημάτων. Τέτοιες είναι η συνεργατική προώθηση (*cooperative relay*) και η συνεργατική διαφορικότητα (*cooperative diversity*), εφαρμογή των οποίων είναι το αντικείμενο αυτής της διπλωματικής.

Εξετάζονται πρωτόκολλα συνεργασίας, όπου οι χρήστες ανταλλάσσουν πόρους δυναμικά, και σύμφωνα με τα οποία ένα τερματικό μπορεί να διαθέσει πόρους του προκειμένου να ωφεληθεί κάποιο άλλο. Με τον τρόπο αυτό υλοποιούμε συστήματα τα οποία μπορούν να θεωρηθούν ως πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης με τα τερματικά των χρηστών τα οποία χρησιμοποιούνται ως ενδιάμεσοι κόμβοι κατά την εκπομπή και λήψη των σημάτων, να συνιστούν τις αντίστοιχες πολλαπλές κεραιές. Αναπτύσσεται και παρουσιάζεται αλγόριθμος ο οποίος υλοποιεί ένα σύστημα με βάση τις παραπάνω τεχνικές. Προσομοιώνεται επίσης ένα δίκτυο με πολλούς κόμβους στο οποίο βρίσκουν εφαρμογή τα πλαίσια συνεργασίας.

Οι τεχνικές αυτές εφαρμόζονται με απώτερο στόχο την αξιοποίηση διαφόρων μορφών διαφορικότητας σε ήδη υπάρχοντα δίκτυα, με τη βοήθεια των οποίων θα εκμεταλλευτούμε με πιο αποδοτικό τρόπο τους πόρους του συστήματος, αυξάνοντας έτσι σε μεγάλο βαθμό τις επιδόσεις και την αξιοπιστία των μεταδόσεων.



# 1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια παρατηρείται μια επανάσταση στο χώρο των τηλεπικοινωνιών. Η ανάπτυξη των τεχνολογικών συστημάτων και οι αξιοσημείωτες επιδόσεις που έχουν προσφέρει, έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία όλο και υψηλότερων απαιτήσεων σε διάφορους τομείς. Τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα αποτελούν ένα πολύ μεγάλο μέρος αυτής της ανάπτυξης. Τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν είναι πολύ σημαντικά, και η ανάγκη για τη συνεχή τους εξέλιξη είναι δεδομένη.

Δημιουργούνται νέες αρχιτεκτονικές δικτύων οι οποίες διαφοροποιούνται από την παραδοσιακή ιδέα της σημείου προς σημείο (point to point) ζεύξης με έναν κεντρικό σταθμό βάσης. Οι νέες αυτές σκέψεις βασίζονται στην ευρείας εκπομπής (*broadcast*) φύση του ασύρματου καναλιού μετάδοσης. Η ιδιότητα αυτή δίνει τη δυνατότητα, ενδιάμεσοι κόμβοι του δικτύου να λαμβάνουν και να προωθούν σήματα που στέλνονται από έναν συγκεκριμένο πομπό προς έναν προορισμό. Με τον τρόπο αυτό, σήματα που αποστέλλονται και διαδίδονται στο μέσο, αντί να αντιμετωπιστούν σαν παρεμβολές από τους ενδιάμεσους κόμβους, λαμβάνονται, επεξεργάζονται και επαναπροωθούνται από αυτούς συμβάλλοντας έτσι στην αύξηση του κέρδους επίδοσης (*performance gain*) της ζεύξης. Οι χρήστες συνεργάζονται μεταξύ τους υλοποιώντας ένα κατανομημένο σύστημα επικοινωνιών το οποίο παρέχει τα πλεονεκτήματα που υπάρχουν στα συστήματα πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης (*MIMO*).

Εφαρμόζονται έτσι τεχνικές διαφορικότητας (*diversity*) για την καλύτερη αντιμετώπιση των περιοριστικών παραγόντων των ζεύξεων, οι οποίοι οδηγούν στην υποβάθμιση των παρεχόμενων υπηρεσιών. Οι τεχνικές αυτές έχουν ως αποτέλεσμα την αύξηση της χωρητικότητας (*capacity*), της ταχύτητας και της επίδοσης των ζεύξεων. Η ενέργεια που καταναλώνεται στα τερματικά των χρηστών μειώνεται καθώς επίσης αυξάνεται η διάρκεια ζωής των δικτύων και η συνολικά μεταδιδόμενη πληροφορία μέσω αυτών. Τα νέα συστήματα που υλοποιούν τις παραπάνω τεχνικές ονομάζονται συστήματα συνεργατικών τηλεπικοινωνιών (*cooperative communication systems*) [1].

## 1.1 Διαφορικότητα

Στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, η φύση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, σε συνδυασμό με το περιβάλλον διάδοσης, οδηγεί στην πολυδιαδρομική διάδοση των σημάτων που μεταδίδονται. Ως αποτέλεσμα, προκαλείται διακύμανση της τιμής της ισχύος που λαμβάνεται από τα κινητά τερματικά, συναρτήσει της θέσης αυτών και της χρησιμοποιούμενης συχνότητας της ζεύξης. Τα χαρακτηριστικά του καναλιού μετάδοσης

μεταβάλλονται σε σχέση με τον χρόνο, τη συχνότητα και το χώρο με αποτέλεσμα να δημιουργείται το φαινόμενο των διαλείψεων(*fading*)[2].

Σε μια τηλεπικοινωνιακή ζεύξη που βασίζεται σε ένα μονοπάτι διάδοσης του σήματος, μεταξύ πομπού και δέκτη, οι διαλείψεις μπορούν να προκαλέσουν προβλήματα που μπορούν να αντιμετωπιστούν με τεχνικές τέτοιες οι οποίες θα αυξάνουν τη δυνατότητα διόρθωσης λαθών του κωδικοποιημένου μπλοκ που μεταδίδεται στο κανάλι, θα μειώνουν τον ρυθμό μετάδοσης της πληροφορίας, θα χρησιμοποιούν ανιχνευτές σήματος που θα επεξεργάζονται περισσότερο το λαμβανόμενο σήμα κ.α. . Οι τεχνικές αυτές θα πρέπει επιπλέον να δίνουν λύση για τις διάφορες καταστάσεις του καναλιού μετάδοσης [1].

Άλλης μορφής τεχνικές αντιμετώπισης των προβλημάτων που εμφανίζονται στις ασύρματες ζεύξεις προκύπτουν αν παράσχουμε στο δέκτη δύο ή περισσότερα ανάτυπα του ίδιου σήματος πληροφορίας μεταδιδόμενα μέσω καναλιών με ανεξάρτητες διαλείψεις. Η πιθανότητα τότε οι διαφορετικές αυτές συνιστώσες να εξασθενίσουν ταυτόχρονα μειώνεται κατά πολύ[3]. Οι τρόποι αυτοί για την αντιμετώπιση των προβλημάτων μετάδοσης που εμφανίζονται στις ασύρματες ζεύξεις αποτελούν τις τεχνικές διαφορικότητας(*diversity techniques*).

### **1.1.1 Τεχνικές διαφορικότητας**

Μια μέθοδος αυτών των τεχνικών είναι να μεταδίδουμε στον δέκτη την ίδια πληροφορία σε διαφορετικές φέρουσες συχνότητες ενός *OFDM*(*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) συστήματος με την απόσταση των φερουσών να είναι ίση ή μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης συμφωνίας του καναλιού(*coherence bandwidth*)  $B_{cb}$ , το διάστημα δηλαδή των συχνοτήτων που το κανάλι μετάδοσης προκαλεί τις ίδιες διακυμάνσεις στις διαφορετικές συνιστώσες συχνότητας από τις οποίες αποτελείται το σήμα. Η μέθοδος αυτή ονομάζεται διαφορικότητα συχνότητας(*frequency diversity*).

Μεταδίδοντας ανάτυπα του σήματος σε διαφορετικές χρονικές θυρίδες, με χρονική απόσταση μεταξύ τους μεγαλύτερη ή ίση από τον χρόνο συμφωνίας (*coherence time*)  $T_{cb}$ , το χρονικό διάστημα δηλαδή που έχουμε πολύ μικρή μεταβολή των χαρακτηριστικών του καναλιού, υλοποιούμε τη μέθοδο της χρονική διαφορικότητας (*time diversity*).

Ένας άλλος τρόπος διαφορικότητας είναι η χωρική(*spatial diversity*) σύμφωνα με την οποία τα αντίγραφα του σήματος φτάνουν στον δέκτη έχοντας ακολουθήσει διαφορετικές διαδρομές. Στο ασύρματο κανάλι μετάδοσης, υπάρχει όπως προαναφέρθηκε και χωρική εξάρτηση. Συνεπώς τα σήματα έχουν υποστεί και διαφορετικές εξασθενήσεις με αποτέλεσμα να παρουσιάζονται και ανεξάρτητες διαλείψεις στον δέκτη για κάθε λαμβανόμενο σήμα. Αυτή μέθοδος διαφορικότητας χρησιμοποιείται και στα συστήματα πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης(*MIMO*) καθώς και στα συστήματα συνεργατικής διαφορικότητας(*cooperative diversity*) που θα εξετάσουμε στην παρούσα εργασία.

Άλλες τεχνικές που έχουν χρησιμοποιηθεί στην πράξη είναι η διαφορικότητα γωνίας άφιξης και η διαφορικότητα πόλωσης[3].

### **1.1.2 Διαφορικότητα λήψης(Receiver Diversity)**

Πολύ σημαντικό ζήτημα κατά την χρησιμοποίηση τεχνικών διαφορικότητας, αποτελεί ο τρόπος με τον οποίο επεξεργάζονται τα ανάτυπα του ίδιου σήματος πληροφορίας στο δέκτη. Ο στόχος είναι τα λαμβανόμενα σήματα να συνδυάζονται με έναν δημιουργικό τρόπο, που θα έχει ως αποτέλεσμα να μεγιστοποιείται η ποιότητα του τελικά λαμβανόμενου σήματος ή να επιλέγεται από το δέκτη το σήμα εκείνο που έχει υποστεί την μικρότερη εξασθένιση. Για το σκοπό αυτό έχουν αναπτυχθεί διάφορες συνδυαστικές τεχνικές(*combining techniques*).

Οι περισσότερες από τις τεχνικές αυτές είναι γραμμικές, κάτι το οποίο σημαίνει πως η έξοδος του συνδυαστή (*combiner*) είναι ένα σταθμισμένο άθροισμα των διαφόρων σημάτων που φτάνουν στον δέκτη. Ο σκοπός της διαφορικότητας λήψης είναι η αντιμετώπιση των επιδράσεων των διαλείψεων έτσι ώστε στο τελικό σήμα το οποίο θα ληφθεί στην έξοδο του συνδυαστή, να είναι δυνατή η αναπαραγωγή της πληροφορίας του αρχικά εκπεμπόμενου από την πηγή σήματος [9].

Ο σηματοθρομβικός λόγος *SNR* που προκύπτει στην έξοδο του συνδυαστή είναι μια τυχαία μεταβλητή (έστω  $\gamma_s$ ) η κατανομή της οποίας εξαρτάται από: τον αριθμό των ανεξαρτήτων μονοπατιών (*diversity paths*) που ακολουθούνται, τις κατανομές διαλείψεων που υπάρχουν σε κάθε διαδρομή, και την συνδυαστική τεχνική που ακολουθείται.

Διάφορες συνδυαστικές τεχνικές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν είναι οι :

- **Διαφορικότητα επιλογής(*Selection Combining*)**

Με τη μέθοδο αυτή, ο δέκτης παρακολουθεί τις στάθμες των λόγων των ισχύων των σημάτων, προς των ισχύων των θορύβων(*SNR*) και διαλέγει για αποδιαμόρφωση και φώραση το σήμα με τη μεγαλύτερη τιμή του λόγου.

- **Διαφορικότητα ορίου(*Threshold Combining*)**

Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται ένα συγκεκριμένο σήμα από τον δέκτη όσο το *SNR* αυτού ξεπερνάει την τιμή ενός συγκεκριμένου κατωφλίου. Όταν υπάρξει πτώση της ισχύος κάτω από το κατώφλι τότε ένας διακόπτης μετάγει το δέκτη στο κανάλι με τη μεγαλύτερη στάθμη.

- **Διαφορικότητα ίσου κέρδους(*Equal Gain Combining*)**

Στην μέθοδο αυτή απαιτείται ο δέκτης να προβαίνει σε εκτίμηση και διόρθωση των διαφόρων αποκλίσεων φάσης των  $N$  λαμβανόμενων σημάτων μετά την αποδιαμόρφωση. Στη συνέχεια τα σήματα που προκύπτουν αθροίζονται και έτσι προκύπτει το τελικό σήμα το οποίο καταλήγει στο φωρατή.



- **Διαφορικότητα μέγιστου λόγου (*Maximal Ratio Combining*)**

Με την τεχνική αυτή δημιουργείται ένας γραμμικός συνδυασμός του συνόλου των λαμβανόμενων σημάτων, με συντελεστές βαρύτητας για κάθε σήμα που θα μεγιστοποιούν τον λόγο SNR στο τελικό προκύπτων σήμα. Περαιτέρω ανάλυση της συγκεκριμένης τεχνικής καθώς και της απόδοσης της, θα γίνει στο τρίτο κεφάλαιο.

Για κάθε συνδυαστική τεχνική που είναι δυνατόν να εφαρμοστεί, η βελτίωση της απόδοσης των μεταδόσεων εκδηλώνεται με τη μείωση της πιθανότητας λάθους για πολύ μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, σε περιπτώσεις υψηλών τιμών του SNR, σε σχέση με την αντίστοιχη μείωση που συμβαίνει σε συστήματα που υπάρχει χαμηλότερης τάξης ή και καθόλου διαφορικότητα.

Ορίζουμε ως πιθανότητα αποκοπής  $P_{out}$  αυτή που δίνεται από τη σχέση

$$P_{out} = p(\gamma_s \leq \gamma_0) = \int_0^{\gamma_0} p_{\gamma_s}(\gamma) d\gamma \quad (1.1)$$

Όπου  $p_{\gamma_s}(\gamma)$  η πιθανότητα κατανομής της τυχαίας μεταβλητής του σηματοθορυβικού λόγου που προκύπτει στην έξοδο του συνδυαστή, και  $\gamma_0$  η τιμή του SNR που έχει τεθεί σαν άνω όριο [9]. Ως κέρδος (ή τάξη) διαφορικότητας, ονομάζουμε την κλίση της καμπύλης της πιθανότητας αποκοπής σε αντιστρόφως ανάλογη σχέση με το σηματοθορυβικό λόγο  $\gamma_s$ . Η σχέση των δύο αυτών μεγεθών φαίνεται στη σχέση (1.2).

$$P_{out} \propto \frac{1}{\gamma_s^\Delta} \quad (1.2)$$

Το κέρδος διαφορικότητας συμβολίζεται με  $\Delta$  [10]. Το μέγιστο κέρδος διαφορικότητας σε ένα σύστημα  $M$  κεραιών, όπου το σήμα μεταδίδεται από  $M$  διαφορετικά μονοπάτια, είναι  $M$ . Στην περίπτωση αυτή λέμε ότι στο σύστημα επιτυγχάνεται πλήρης διαφορικότητα (*full diversity*).

## 1.2 Συνεργατική διαφορικότητα

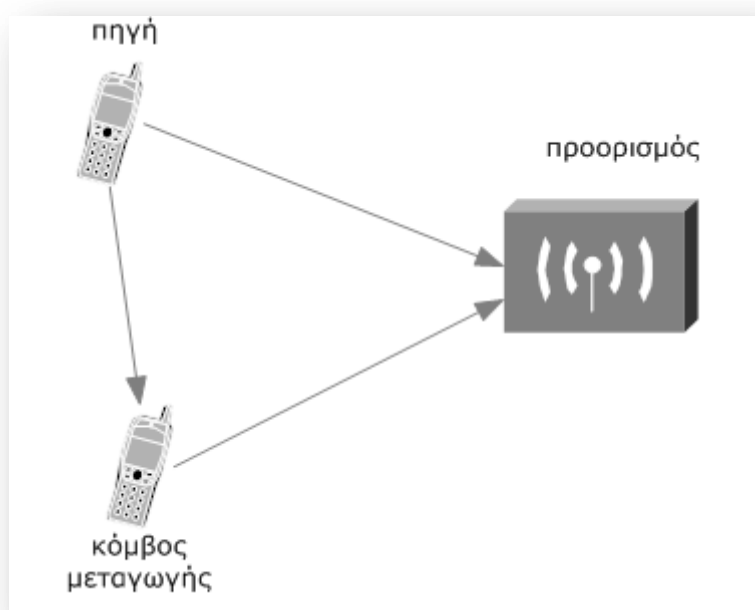
Η συνεργατική διαφορικότητα είναι η τεχνική αυτή η οποία δίνει τη δυνατότητα σε ένα σύνολο τερματικών συσκευών, οι οποίες αναμεταδίδουν σήματα μεταξύ τους, να προσομοιώνουν μια συστοιχία κεραιών (*antenna array*) και να χρησιμοποιούν έτσι την χωρική διαφορικότητα, εκμεταλλευόμενες το σύνολο των πλεονεκτημάτων που αυτή παρουσιάζει, κατά την μετάδοση σημάτων σε ασύρματα κανάλια τα οποία παρουσιάζουν διαλείψεις [2].

Υλοποιείται ένα σύστημά πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης (*MIMO*) με τους συνεργαζόμενους κόμβους τόσο στη λήψη όσο και στην εκπομπή να αποτελούν τις αντίστοιχες συστοιχίες κεραιών. Η χωρική διαφορικότητα η οποία χρησιμοποιείται στα

συνεργατικά αυτά συστήματα τηλεπικοινωνιών συνδυάζεται και με άλλες τεχνικές διαφορικότητας όπως τη χρονική διαφορικότητα(*time diversity*) και τη διαφορικότητα συχνότητας(*frequency diversity*) και έτσι μας αποφέρει πολλαπλά οφέλη.

Όσο μικρότερη συσχέτιση παρουσιάζουν τα διαφορετικά κανάλια από τα οποία μεταδίδονται τα σήματα , τόσο μεγαλύτερα κέρδη διαφορικότητας επιτυγχάνονται. Τα μεταδιδόμενα σήματα, αντιμετωπίζουν διαφορετικά χαρακτηριστικά όσον αφορά τις εξασθενήσεις , τη σκίαση και τις διαλείψεις , με αποτέλεσμα να αυξάνεται η πιθανότητα, ο σηματοθορυβικός λόγος(*SNR*) που προκύπτει στο δέκτη να έχει ικανοποιητική τιμή.

Το μοντέλο αυτό επικοινωνιών που αναπτύσσεται τα τελευταία χρόνια , συνιστά μια διαφορετική και καινοτόμα όψη των κινητών επικοινωνιών. Το ασύρματο μέσο και η ευρείας μετάδοσης(*broadcast*) φύση του , αξιοποιείται με διαφορετικό τρόπο από ό,τι γίνονταν στα παραδοσιακά συστήματα των προηγούμενων τεχνολογιών. Οι κόμβοι συνεργάζονται μεταξύ τους και συνθέτουν ένα σύστημα κατανεμημένης εκπομπής και επεξεργασίας της πληροφορίας. Ο συνεργαζόμενος κόμβος λειτουργεί σαν ενδιάμεσος κόμβος μεταγωγής της πληροφορίας που αποστέλλεται από τον κόμβο που αποτελεί την πηγή. Στην εικόνα 1.1 φαίνεται το παράδειγμα του απλού μοντέλου δυο συνεργαζόμενων κόμβων για την αποστολή ενός σήματος.



**Εικόνα 1.1- Απλό μοντέλο δύο συνεργαζόμενων κόμβων**

Το απλό μοντέλο δύο συνεργαζόμενων κόμβων διατυπώθηκε από τον Sendondaris(2003)[5,6].Ο κόμβος που συνδράμει στην αποστολή της πληροφορίας της πηγής εισάγει ένα βοηθητικό κανάλι μεταγωγής του σήματος της πηγής προς τον κόμβο προορισμού. Προκύπτουν έτσι δυο διαφορετικές διαδρομές μετάδοσης της πληροφορίας , με τα στατιστικά χαρακτηριστικά των αντίστοιχων καναλιών να είναι ανεξάρτητα μεταξύ

τους στην περίπτωση που οι κόμβοι πηγής και μεταγωγής απέχουν αρκετά μήκη κύματος μεταξύ τους. Με αυτόν τον τρόπο τα σήματα αντιμετωπίζουν ανεξάρτητες διαλείψεις.

Ο κόμβος μεταγωγής επεξεργάζεται την πληροφορία που λαμβάνει από την πηγή και την επεξεργάζεται πριν την μεταγωγή της προς τον προορισμό. Υπάρχουν διάφορες στρατηγικές προώθησης οι οποίες έχουν αναπτυχθεί και μπορούν να εφαρμοστούν από αυτόν[4]. Περαιτέρω μελέτη αυτών θα γίνει στα επόμενα κεφάλαια. Ο κόμβος προορισμού χρησιμοποιεί τεχνικές διαφορικής λήψης για τον βέλτιστο συνδυασμό των σημάτων.

Νέες αρχιτεκτονικές και πρωτόκολλα[8] αναπτύσσονται για τη χρησιμοποίηση των τεχνικών αυτών σε δίκτυα αποτελούμενα από πολλούς κόμβους, οι οποίοι θα συνεργάζονται μεταξύ τους με αποτέλεσμα την τρομακτική βελτίωση στις επιδόσεις των συστημάτων μέσω της μείωσης των διαλείψεων.

Οι παραπάνω τεχνικές αναμένεται να αξιοποιηθούν στην ανάπτυξη των ασύρματων δικτύων τέταρτης γενιάς (4G) και στα επονομαζόμενα δίκτυα κινητής ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης (Mobile Wireless Broadband Access, IEEE 802.20) όπου αναμένεται να επιτευχθούν ταχύτητες έως 260Mbps για τις προς τα κάτω ζεύξεις (downlink) και έως 60Mbps για τις προς τα άνω (uplink)[1]. Αλγόριθμοι συνεργατικών επικοινωνιών αναπτύσσονται και για την εφαρμογή τους σε κινητά *ad-hoc* δίκτυα (MANETs) [7], σε δίκτυα *WiMax* (IEEE 802.16e) καθώς και σε άλλους τύπους αναπτυσσόμενων δικτύων, υποσχόμενοι υψηλές ταχύτητες μετάδοσης για κάθε χρήστη σε κανάλια εύρους ζώνης 5, 12 και 20 Mhz.

## Βιβλιογραφία

- [1] K.J Ray Liu, Ahmed K.Sadek , Weinfeg Su and Andres Kwansinsky ,“Cooperative Communications and Networking”, Cambridge University Press , ISBN-13 978-0-511-46548-2 eBook(Net Library),2009.
- [2] J.Nicholas Laneman, “Cooperation in Wireless Networks: Principles And Applications ” , edited by Frank H.P Fitzek and Marcos D. Katz, Published by Springer,ISBN-10 1-4020-4711-8(e-book),2006.
- [3] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 2001
- [4] J. N. Laneman, “Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures,” Ph.D. dissertation, MIT, Cambridge, MA, 2002.
- [5] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity, Part I: System description,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1927–1938, Nov. 2003.
- [6] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity, Part II: Implementation aspects and performance analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1939–1948, Nov. 2003.
- [7]A. Scaglione, D.I. Goeckel, and J.N. Laneman, “Signal Processing for Wireless Ad-hoc Communication Networks, Cooperative Communications in Mobile Ad-hoc Networks”, Signal Processing Magazine , September 2006.
- [8] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G.W.Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.
- [9] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [10] Ernesto Zimmermann, Patrick Herhold, Gerhard Fettweis, “On the Performance of Cooperative Relaying Protocols in Wireless Networks”, (Preprint version of the Journal article) *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, Volume 16, Issue 1 (January-February 2005), pages 17-35.

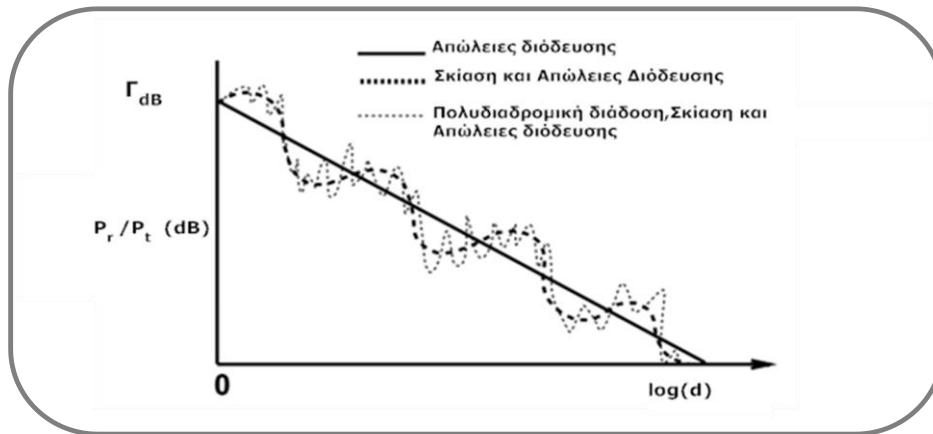
## 2 Ασύρματο μέσο μετάδοσης και κανάλι μεταγωγής

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αναφορά στα βασικά χαρακτηριστικά και τους περιορισμούς των ασύρματων καναλιών μετάδοσης καθώς και του εξοπλισμού που χρησιμοποιείται στα ασύρματα δίκτυα. Στη συνέχεια μελετάται το κανάλι μεταγωγής το οποίο χρησιμοποιείται στις συνεργατικές επικοινωνίες. Με την εισαγωγή του καναλιού μεταγωγής(*relay channel*) δημιουργούνται ανεξάρτητα μονοπάτια διάδοσης των σημάτων μεταξύ του χρήστη και του σταθμού βάσης. Έτσι αυτό είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί σαν βοηθητικό του απευθείας καναλιού μεταξύ της πηγής(που παράγει την πληροφορία), και του τελικού χρήστη.

### 2.1 Ασύρματο μέσο μετάδοσης

Το ασύρματο μέσο μετάδοσης παρά τα πολλαπλά οφέλη τα οποία παρέχει στις τηλεπικοινωνίες, παρουσιάζει σημαντικά προβλήματα και εμπόδια κατά τη μετάδοση των σημάτων μέσω αυτού. Έντονη είναι η ευαισθησία του ως προς τον θόρυβο και τις παρεμβολές, καθώς και η επίδραση του απρόβλεπτου και μεταβλητού χαρακτήρα που τα φαινόμενα αυτά έχουν σε σχέση με τον χρόνο λόγω της συνεχούς κίνησης των χρηστών, αλλά και της μη σταθερότητας του περιβάλλοντος διάδοσης.

Οι μεταβολές της τιμής της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος μπορεί οφείλονται στις απώλειες διάδοσης (*path loss*), στις διαλείψεις σκίασης (*shadow fading*) καθώς και στις πολυδιαδρομικές διαλείψεις (*multipath fading*). Οι απώλειες διάδοσης και οι διαλείψεις, είναι εμφανείς κατά τη μετάδοση σε σχετικά μεγάλες αποστάσεις και για το λόγο αυτό μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως φαινόμενα διάδοσης μεγάλης κλίμακας. Αντίθετα, οι πολυδιαδρομικές διαλείψεις εμφανίζονται σε μικρές αποστάσεις της τάξης μεγέθους του μήκους κύματος του μεταδιδόμενου σήματος, και γι' αυτό το λόγο αναφέρονται ως φαινόμενα διάδοσης μικρής κλίμακας. Στην εικόνα 2.1 απεικονίζεται η σχέση του λόγου της λαμβανόμενης προς την εκπεμπόμενη τιμή της ισχύος σε *db*, συναρτήσει της λογαριθμικής απόστασης, για το συνδυασμό των επιδράσεων των φαινομένων των απωλειών διάδοσης, των διαλείψεων σκίασης και των πολυδιαδρομικών διαλείψεων[11].



Εικόνα 2.1- Απώλειες διάδοσης, διαλείψεις σκίασης και πολυδιαδρομικές διαλείψεις συναρτήσει της λογαριθμικής απόστασης

### 2.1.1 Φαινόμενα διάδοσης μεγάλης κλίμακας (*large scale propagation effects*)

- Απώλειες διάδοσης (path loss)

Τα σήματα που εκπέμπονται από μια κεραία αντιμετωπίζουν την ανάκλαση, τη διάχυση και την περίθλαση, κατά τη μετάδοσή τους προς τον τελικό προορισμό. Τα φαινόμενα αυτά οφείλονται στα διάφορα εμπόδια και σκεδαστές (π.χ. κτίρια, αυτοκίνητα, δέντρα κτλ) που υπάρχουν στο περιβάλλον του καναλιού μετάδοσης. Η σκέδαση και η διάδοση των σημάτων σε μεγάλες αποστάσεις έχει ως αποτέλεσμα την εξασθένηση της ισχύος, η οποία δημιουργεί το φαινόμενο των απωλειών διάδοσης (*path loss effect*) [10]. Για τον υπολογισμό της τιμής αυτών μπορεί να χρησιμοποιηθεί μια σχέση της μορφής

$$\Gamma_{ab} = 10a \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + c \quad (2.1)$$

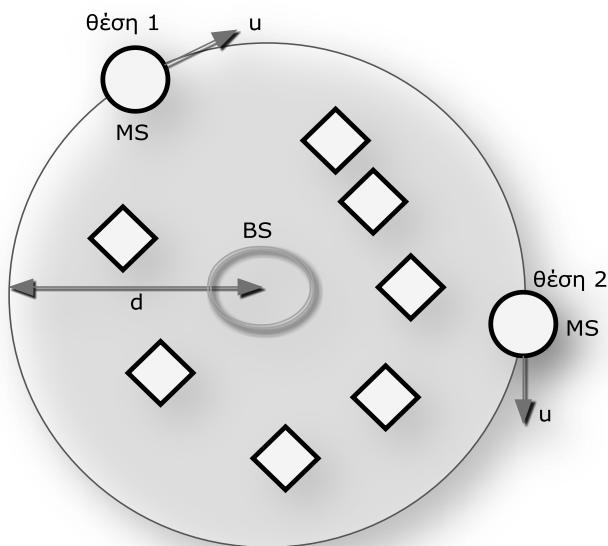
Όπου  $\Gamma_{ab}$  η τιμή των απωλειών  $\Gamma$  μετρούμενη σε *db*,  $d$  η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη,  $a$  ο εκθέτης απωλειών διάδοσης της συγκεκριμένης διαδρομής,  $c$  μια σταθερά και  $d_0$  η απόσταση του πομπού από ένα συγκεκριμένο σημείο αναφοράς στο οποίο είναι γνωστή η τιμή των απωλειών διάδοσης. Σε πολλές πρακτικές εφαρμογές, η παραπάνω σχέση δεν υπολογίζει την ακριβή τιμή των απωλειών διάδοσης αλλά αποτελεί μία επαρκή και ικανοποιητική προσέγγιση της. Ο εκθέτης απωλειών διάδοσης  $a$  χαρακτηρίζει τον συντελεστή απόσβεσης της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος και παίρνει τιμές από 2 (στην περίπτωση διάδοσης στον ελεύθερο χώρο) μέχρι 6. Τυπικές τιμές του συντελεστή αυτού είναι 4 και 3 για αστικές μακροκυψέλες και μικροκυψέλες αντίστοιχα. Η σταθερά  $c$  εμπεριέχει παραμέτρους που έχουν να κάνουν με ρυθμίσεις της εκπομπής όπως π.χ. το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου σήματος, το ύψος της κεραίας κ.α.

- Διαλείψεις σκίασης(Shadow fading)

Η αταξία και η ανομοιομορφία στο περιβάλλον διάδοσης έχει ως αποτέλεσμα , η τιμή της μέσης ισχύος που λαμβάνεται από τον δέκτη σε θέσεις που απέχουν την ίδια απόσταση από τον πομπό, να παρουσιάζει διακυμάνσεις. Η σχέση για τον υπολογισμό των απωλειών που προκύπτουν αν λάβουμε υπόψη και τις διαλείψεις λόγω σκίασης , είναι

$$\Gamma_{db} = 10a \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + S + c, \quad (2.2)$$

Από πειραματικές μετρήσεις έχουμε πως το  $S$  , το οποίο αναπαριστά τις επιπρόσθετες απώλειες που προκύπτουν λόγω της σκίασης εκφρασμένες σε  $db$  , αποτελεί μια τυχαία μεταβλητή, μηδενικής μέσης τιμής και κατανομής *Gauss*(κανονική κατανομή) με τυπική απόκλιση  $\sigma$  (εκφρασμένη επίσης σε  $db$  ). Η τιμή των απωλειών διόδευσης εκφρασμένη σε λογαριθμική κλίμακα είναι επίσης τυχαία μεταβλητή και έχει λογαριθμική-κανονική κατανομή γύρω από την απόλυτη μέση τιμή των απωλειών διαδρομής. Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται και ως λογαριθμική-κανονική σκίαση[9]. Στην εικόνα 2.2 [11] αναπαριστάται το φαινόμενο της σκίασης.



Εικόνα 2.2 – Φυσική επεξήγηση του φαινομένου της σκίασης

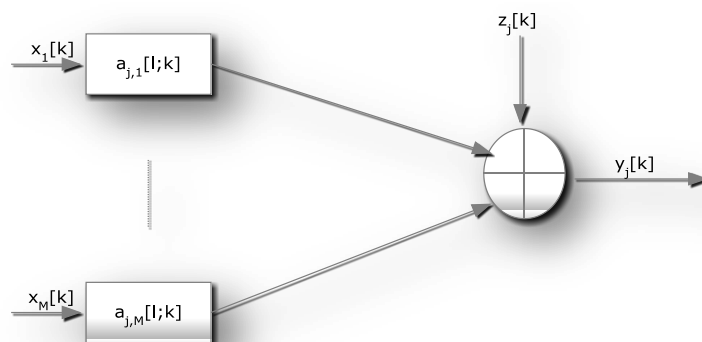
### 2.1.2 Φαινόμενα διάδοσης μικρής κλίμακας

Τα φαινόμενα διάδοσης που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο(απώλειες διόδευσης, σκίαση) θεωρούνται μεγάλης κλίμακας καθώς οι επιδράσεις τους είναι

εμφανείς σε σχετικά μεγάλες αποστάσεις. Ως φαινόμενα μικρής κλίμακας αναφέρουμε αυτά τα οποία επιδρούν σε σχετικά μικρές αποστάσεις της τάξης του μήκους κύματος του μεταδιδόμενου σήματος. Στη συνέχεια μελετώνται ζητήματα που σχετίζονται με τα συγκεκριμένα φαινόμενα.

Στον δέκτη φτάνουν πολλαπλά εξασθενημένα και χρονικά καθυστερημένα ανάτυπα του εκπεμπόμενου σήματος πληροφορίας-τα οποία συνοδεύονται από την παρουσία θερμικού θορύβου ο οποίος παράγεται στην κεραία του δέκτη- καθώς και από διάφορες παρεμβολές. Τα διάφορα αυτά ανάτυπα του σήματος μπορεί να συνδυάζονται με τρόπο που να αυξάνεται ο σηματοθορυβικός λόγος ( $SNR$ ) στο τελικό σήμα ή αντίθετα να προκαλούν μείωση του τελικού  $SNR$ [2]. Λόγω της συνεχώς μεταβαλλόμενης φύσης του ασύρματου μέσου διάδοσης όσον αφορά τις θέσεις των πομπών, των δεκτών καθώς και του γενικότερου περιβάλλοντος του καναλιού, παρατηρείται συνεχής μεταβολή του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη, στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας[3]. Τα φαινόμενα διάδοσης μικρής καθώς και μεγάλης κλίμακας μπορούν να μοντελοποιηθούν ως γραμμικά χρονικά μεταβαλλόμενα φίλτρα.

Παρόλο που τα σήματα που μεταδίδονται στο ασύρματο μέσο διάδοσης είναι συνεχή στο χρόνο με συχνότητες φέροντος να κυμαίνονται από  $KHz$  μέχρι μερικά  $Ghz$ , είναι προτιμότερο για την περιγραφή τους να τα μοντελοποιούμε σαν σήματα διακριτού χρόνου με κεντρική συχνότητα φέροντος  $0 KHz$  (σήματα βασικής ζώνης). Μοντελοποιώντας και τα κανάλια μετάδοσης σαν διακριτού χρόνου και βασικής ζώνης, απλοποιούμε τη μελέτη των συστημάτων μη λαμβάνοντας υπόψη τις μετατοπίσεις συχνότητας που πραγματοποιούνται (προς τα άνω κατά την αποστολή του σήματος, και προς τα κάτω κατά τη λήψη του). Επιπλέον, η ανάλυση των συστημάτων κατά αυτόν τρόπο διευκολύνει και την μελέτη των συστημάτων ψηφιακής επεξεργασίας των σημάτων (*Digital Signal Processing*) που χρησιμοποιούνται στα τερματικά των ζευξιών. Στην εικόνα 2.3 απεικονίζεται το μοντέλο ενός διακριτού χρόνου και βασικής ζώνης καναλιού, στο οποίο μεταδίδεται κάθε ένα από τα λαμβανόμενα στο δέκτη σήματα τα οποία αποστέλλονται από ένα σύνολο  $M$  τερματικών.



**Εικόνα 2.3 - Μοντέλο καναλιού διακριτού χρόνου και βασικής ζώνης**

Ο πομπός  $i$  αποστέλλει το σήμα  $x_i[k]$  και ο δέκτης  $j$  λαμβάνει το σήμα  $y_j[k]$ . Τα φαινόμενα της πολυδιαδρομικής διάδοσης μπορούν να αναπαρασταθούν από τη συνέλιξη των εκπεμπόμενων σημάτων με τους διακριτού χρόνου και γραμμικά χρονικά



μεταβαλλόμενους συντελεστές  $a_{j,i} [l; k]$ . Έτσι τα λαμβανόμενα σήματα μπορούν να μοντελοποιηθούν από τη σχέση :

$$y_j[k] = \sum_{i=1}^M \sum_l a_{j,i} [l; k] x_i[k - l] + z_j[k] \quad j = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2.3)$$

Όπου το  $z_j[k]$  αναπαριστά το θερμικό θόρυβο και τις παρεμβολές που υπεισέρχονται στο δέκτη. Οι διάφορες μορφές του καναλιού απεικονίζονται από τις διαφορετικές μορφές των συντελεστών  $a_{j,i} [l; k]$ . Βάσει αυτών, τα κανάλια μπορούν να μοντελοποιηθούν σε τέσσερις κατηγορίες όπως φαίνονται στον παρακάτω πίνακα στην εικόνα 2.4.

	Επιλεκτικό στο χρόνο	Μη επιλεκτικό ως προς το χρόνο
Επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα	$a_{j,i}[l;k]$	$a_{j,i}[l;0]\delta[k]$
Μη επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα	$a_{j,i}[0;k]\delta[l]$	$a_{j,i}[0;0]\delta[l]\delta[k]$

**Εικόνα 2.4-Ταξινόμηση δυνατών καταστάσεων καναλιών μετάδοσης**

Παρατηρούμε πως όταν π.χ. το κανάλι είναι μη επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα και επιλεκτικό ως προς το χρόνο, η μορφή του συντελεστή που μοντελοποιεί το κανάλι μετάδοσης από το οποίο διέρχεται το σήμα  $x_i [k]$  είναι:  $a_{j,i} [l; k] = a_{j,i}[0; k]\delta[l]$  [4,5].

### 2.1.3 Στατιστική προσέγγιση ασύρματων καναλιών μετάδοσης

Η περιγραφή και μοντελοποίηση των καναλιών μετάδοσης μέσω της εύρεσης των ακριβών τιμών των συντελεστών που αναφέρθηκαν παραπάνω, δεν είναι δυνατή λόγω της συνεχούς μεταβολής και της πολύπλοκης φύσης του περιβάλλοντος των ασύρματων μεταδόσεων. Για το λόγο αυτό, η περιγραφή των καναλιών μετάδοσης γίνεται στην πράξη με στατιστικά μοντέλα τα οποία προσεγγίζουν τα πραγματικά χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται σε αυτά.

Το μοντέλο διαλείψεων *Rayleigh* χρησιμοποιείται στις περιπτώσεις που έχουμε πολυδιαδρομική διάδοση χωρίς την παρουσία απευθείας συνιστώσας (*Line of Sight Signal*) του σήματος στο δέκτη. Οι συντελεστές του καναλιού μετάδοσης  $a_{j,i} [l; k]$  μοντελοποιούνται σαν μια σειρά από μηδενικής μέσης τιμής  $k -$ στατικές στοχαστικές διαδικασίες Gauss, οι οποίες είναι ασυσχέτιστες μεταξύ τους : 1) για διαφορετικά  $i, j$  όταν υπάρχει απόσταση μεγαλύτερη του μισού μήκους κύματος (που προκύπτει από τις αντίστοιχες φέρουσες) μεταξύ των μεταδιδόμενων σημάτων 2) καθώς επίσης και για διαφορετικές τιμές του  $l$  ( στην περίπτωση αυτή έχουμε μοντέλο

ασυσχέτιστων σκεδάσεων). Συχνά χρησιμοποιούμενο μοντέλο διαλείψεων είναι και αυτό του *Rice* το οποίο προσεγγίζει το σύστημα στην περίπτωση που υπάρχει απευθείας συνιστώσα μεταξύ των πολλών ανατύπων του σήματος που λαμβάνονται από τον δέκτη. Για την μοντελοποίηση των διαλείψεων που εμφανίζονται σε περιβάλλον διάδοσης εσωτερικού χώρου χρησιμοποιείται η λογαριθμοκανονική κατανομή (*lognormal*) η οποία και θα αναφερθεί στα κεφάλαιο 5 και 6[25].

### **2.1.4 Παρεμβολές, επανατροφοδότηση (feedback) και μεταγωγή(relaying)**

Σημαντικό πρόβλημα το οποίο παρουσιάζεται στα ασύρματα δίκτυα είναι αυτό των παρεμβολών. Το φαινόμενο αυτό προκύπτει λόγω της πολλαπλής πρόσβασης(*multiple access*) που πραγματοποιείται στο ασύρματο μέσο διάδοσης. Υπάρχουν διάφοροι τύποι παρεμβολών οι οποίοι μπορούν να εμφανιστούν από τις διαφορές περιπτώσεις μεταδόσεων π.χ. μεταφορά πληροφορίας από πολλαπλούς πομπούς προς ένα συγκεκριμένο δέκτη, μετάδοση από έναν πομπό προς πολλούς δέκτες ή αμφίδρομη ταυτόχρονη μεταφορά πληροφορίας μεταξύ δύο χρηστών.

Στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα υπάρχουν διάφορες επιπλέον δυνατότητες οι οποίες μπορούν να υλοποιηθούν σε διάφορα μοντέλα μετάδοσης. Η επανατροφοδότηση (*feedback*) είναι η προώθηση και γνωστοποίηση των λαμβανόμενων από τον δέκτη σημάτων πίσω στον πομπό. Η μεταγωγή (*relaying*) είναι η παροχή βοήθειας μέσω διάθεσης πόρων από ενδιάμεσους κόμβους , σε ζεύξεις που πραγματοποιούνται από άλλα τερματικά. Με τις δυνατότητες που προαναφερθήκαν, προκύπτουν διάφοροι τρόποι με τους οποίους μπορούν να αλληλεπιδρούν τα τερματικά.

Παρατηρούμε πως η εκμετάλλευση των πολλών δυνατοτήτων που υπάρχουν, μπορεί να συνεισφέρει στην αντιμετώπιση των διαφόρων προβλημάτων και περιοριστικών παραγόντων που ανακύπτουν στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Συνεισφέρουν έτσι στην εξέλιξη του σχεδιασμού, όπως επίσης και στη βελτιστοποίηση των υπηρεσιών που παρέχονται στους χρήστες.[5]

## **2.2 Χαρακτηριστικά και Περιορισμοί Ραδιοεξοπλισμού**

Στα ασύρματα δίκτυα, κάθε τερματικό ανταλλάσσει πληροφορίες με τους υπόλοιπους κόμβους που συνθέτουν το δίκτυο. Κάθε τέτοια συσκευή που χρησιμοποιείται, αποτελείται από αναλογικά κυκλώματα *RF*(ραδιοσυχνότητες), από υλικό και λογισμικό που επεξεργάζεται τα σήματα για την εκπομπή και παρατήρηση των σημάτων που μεταδίδονται στο ασύρματο κανάλι , καθώς και από κατανεμημένους αλγόριθμους και πρωτόκολλα για τον συντονισμό της εκπομπής μεταξύ των τερματικών συσκευών.

Κατά την υλοποίηση των τηλεπικοινωνιακών αυτών συστημάτων προκύπτουν αρκετοί περιορισμοί. Ένας από αυτούς είναι η μέση ισχύς των σημάτων που μπορεί να εκπέμπει το τερματικό η οποία είναι δυνατόν να περιορίζεται όπως φαίνεται στη σχέση :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |x_i[k]|^2 \leq P_i \quad (2.4)$$

Λόγω του κοντινού-μακρινού φαινομένου (near-far effect) [1] καθίσταται αναγκαία η αποτροπή της ταυτόχρονης εκπομπής και λήψης, από τα τερματικά, στο ίδιο κανάλι συχνότητας (half-duplex constraint). Στη σχέση 2.5 εκφράζεται η ορθογωνιότητα η οποία μπορεί να επιτευχθεί μέσω διαχωρισμού συχνότητας ή χρόνου.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_i[k] y_i[k] = 0 \quad (2.5)$$

Ένας τρίτος περιορισμός έχει να κάνει με το κατά πόσο ένας κόμβος είναι ενήμερος για την κατάσταση του καναλιού μετάδοσης που προκύπτει μεταξύ αυτού και του κόμβου με τον οποίο έρχεται σε επικοινωνία. Ο περιορισμός αυτός σχετίζεται και την ταχύτητα με την οποία μεταβάλλεται το κανάλι σε σχέση με τον χρόνο. Έτσι μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τους κόμβους σε δύο ομάδες : αυτούς στους οποίους υπάρχει μεγάλη χωρητικότητα στις ζεύξεις με τους γειτονικούς κόμβους , και κατ' επέκταση γνώση των παραμέτρων του δικτύου και των συντελεστών που μοντελοποιούν τα κανάλια μετάδοσης, και σ' αυτούς που στερούνται της γνώσης αυτής [23].

## 2.3 Χαρακτηρισμός της απόδοσης μέσω της χωρητικότητας του καναλιού

Μία σημαντική μέθοδος μέτρησης της απόδοσης που μπορεί να επιτευχθεί σ' ένα κανάλι μετάδοσης είναι αυτή που μπορεί να γίνει με τη χρήση της θεωρίας πληροφορίας. Σε αυτήν γίνεται χρήση των εννοιών της ίδιας (*self information*) και της αμοιβαίας πληροφορίας (*mutual information*) που ορίζονται παρακάτω. Η έννοια της χωρητικότητας του συστήματος (*system capacity*) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον χαρακτηρισμό των ορίων των συστημάτων.

### 2.3.1 Ιδία και αμοιβαία πληροφορία

Το περιεχόμενο της πληροφορίας της τιμής  $x$  μίας τυχαίας μεταβλητής  $X$  είναι συνάρτηση της πιθανότητας εμφάνισης ενός συγκεκριμένου γεγονότος της, ονομάζεται ίδια πληροφορία και υπολογίζεται από τη σχέση :

$$I(x) = \log \frac{1}{Pr[X=x]} = -\log Pr[X=x] \quad (2.6)$$

Όπου  $Pr[X = x]$  η πιθανότητα η τιμή της τυχαίας μεταβλητής  $X$  να είναι  $x$ . Η βάση του λογάριθμου δεν είναι σημαντική παράμετρος αλλά ορίζει τη μονάδα πληροφορίας με την οποία μετρείται η πληροφορία. Αν η βάση είναι 2, η πληροφορία εκφράζεται σε *bits* ενώ σε περίπτωση που χρησιμοποιηθεί ο φυσικός λογάριθμος, τότε η μονάδα είναι τα *nats*[12].

Οι διεργασίες που πραγματοποιούνται στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα εμπλέκουν περισσότερες από μια τυχαίες μεταβλητές (π.χ. η είσοδος και η έξοδος ενός καναλιού, μια κωδικοποιημένη και μη κωδικοποιημένη αναπαράσταση ενός σήματος κ.α.) και γι' αυτό το λόγο είναι χρήσιμο να οριστεί ένα μέγεθος το οποίο θα συσχετίζει την πληροφορία δύο τυχαίων διακριτών μεταβλητών έστω  $X$  και  $Y$ . Το μέγεθος αυτό είναι η αμοιβαία πληροφορία και ορίζεται από τη σχέση :

$$I(X; Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} Pr[X = x, Y = y] \log \frac{Pr[X = x, Y = y]}{Pr[X = x] Pr[Y = y]} \quad (2.7)$$

Όπου  $Pr[X = x]$  και  $Pr[Y = y]$  οριακές συναρτήσεις μάζας πιθανότητας και  $Pr[X = x, Y = y]$  από κοινού συνάρτηση μάζας πιθανότητας των διακριτών τυχαίων μεταβλητών  $X$  και  $Y$ . Με τη βοήθεια του θεωρήματος *Bayes* ( $Pr[X = x, Y = y] = Pr[X = x|Y = y] Pr[Y = y]$ ), με  $Pr[X = x|Y = y]$  την υπό συνθήκη συνάρτηση μάζας πιθανότητας της μεταβλητής  $X$  δεδομένου ότι  $Y = y$ , η αμοιβαία πληροφορία μπορεί να γραφεί με τη σχέση :

$$I(X; Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} Pr[X = x, Y = y] \log \frac{Pr[X = x|Y = y]}{Pr[X = x]} \quad (2.8)$$

Μπορούμε να γράψουμε επιπλέον :

$$\begin{aligned} I(X; Y) &= - \sum_{x \in X} \log Pr[X = x] \sum_{y \in Y} Pr[X = x, Y = y] \\ &+ \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} Pr[X = x, Y = y] \log Pr[X = x|Y = y] \\ &= - \sum_{x \in X} Pr[X = x] \log Pr[X = x] \\ &+ \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} Pr[X = x, Y = y] \log Pr[X = x|Y = y]. \end{aligned}$$

Ο πρώτος όρος της εξίσωσης αυτής ονομάζεται *εντροπία* της τυχαίας μεταβλητής  $X$ ,

$$H(X) = - \sum_{x \in X} Pr[X = x] \log Pr[X = x] \quad (2.9)$$

Και ο δεύτερος όρος ονομάζεται *υπό συνθήκη εντροπία* της μεταβλητής  $X$ ,

$$H(X|Y) = - \sum_{x \in X} \Pr[X = x, Y = y] \log \Pr[X = x|Y = y] \quad (2.10)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση 2.10, μπορούμε να θεωρήσουμε ως εντροπία μιας τυχαίας μεταβλητής  $H(X)$  τη μέση τιμή της ίδιας πληροφορίας που παράγεται από το σύνολο των τιμών της. Κατά τον ίδιο τρόπο, η υπό συνθήκη εντροπία  $H(X|Y)$  μπορεί να θεωρηθεί ως η μέση τιμή της πληροφορίας που παράγεται από το σύνολο των τιμών της μεταβλητής  $X$  δεδομένου ότι οι τιμές της μεταβλητής  $Y$  είναι γνωστές ή διαφορετικά σαν τον βαθμό της αβεβαιότητας που παραμένει από την μεταβλητή  $X$  γνωρίζοντας τις εκβάσεις της μεταβλητής  $Y$ . Η αμοιβαία πληροφορία σύμφωνα και με τα παραπάνω μπορεί να δοθεί από τη σχέση 2.11

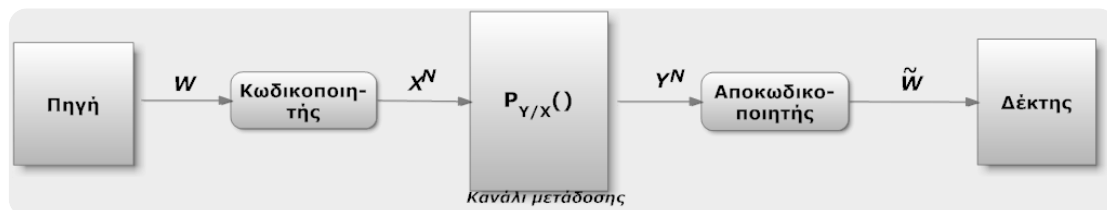
$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (2.11)$$

Διαισθητικά, μπορεί να ερμηνευθεί ως η μέση τιμή της μείωσης της αβεβαιότητας της τυχαίας μεταβλητής  $X$ , ύστερα από την γνώση της τιμής της τυχαίας μεταβλητής  $Y$ .

Τα παραπάνω μπορούν να αναπτυχθούν και για τη μελέτη συνεχών τυχαίων μεταβλητών με τις εξής δύο διαφορές: α) Τα αθροίσματα αντικαθίστανται με ολοκληρώματα και β) η συνάρτηση μάζας πιθανότητας από τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας [24,9].

### 2.3.2 Θεωρία Πληροφορίας (Information Theory)

Η θεωρία της πληροφορίας ξεκίνησε σαν τα μαθηματικά για τις τηλεπικοινωνίες για μία πηγή και ένα κανάλι. Με τη βοήθεια και της εικόνας 2.5, θεωρούμε μια πηγή η οποία παράγει ένα μήνυμα  $W$  το οποίο αποτελείται από  $n$  ανεξάρτητα και ομοιόμορφα μεταξύ τους κατανεμημένα *bits*. Θεωρούμε τις τυχαίες μεταβλητές  $X$  και  $Y$  οι οποίες αναπαριστούν την είσοδο και την έξοδο του καναλιού αντίστοιχα. Το διακριτό και χωρίς μνήμη (DMS) κανάλι μετάδοσης μοντελοποιείται από την υπό συνθήκη συνάρτηση κατανομής πιθανότητας  $P_{Y|X}(\cdot)$ . Ο κωδικοποιητής εκπέμπει μια ακολουθία  $X^N = X_1, X_2, \dots, X_n$ , η οποία είναι συνάρτηση του μηνύματος  $W$  που εκπέμπεται από την πηγή.



Εικόνα 2.5-Μοντέλο Επικοινωνιών

Ο αποκωδικοποιητής λαμβάνει μια ακολουθία  $Y^N = Y_1, Y_2, \dots, Y_n$ , και εξάγει ένα μήνυμα  $\tilde{W}$  το οποίο είναι συνάρτηση του μηνύματος  $Y^N$ .

Η χωρητικότητα μπορεί να οριστεί ως ο μέγιστος ρυθμός  $R = B/n$  bits ανά χρησιμοποίηση του καναλιού, για την οποία για επαρκώς μεγάλα  $n$  είναι δυνατή η απεικόνιση του  $W$  σε  $X^N$  (στον κωδικοποιητή) καθώς και του  $\tilde{W}$  σε  $Y^N$  (αποκωδικοποιητής), έτσι ώστε η πιθανότητα λάθους  $Pr[\tilde{W} \neq W]$  να μπορεί να προσεγγίζει το μηδέν στο βαθμό που είναι επιθυμητό. Η τιμή της χωρητικότητας μπορεί να δοθεί από τη γενική σχέση

$$C = \max_{P_X(\cdot)} I(X; Y) \frac{\text{bits}}{\text{use}} \quad (2.12)$$

Όπου  $I(X; Y)$  είναι η αμοιβαία πληροφορία μεταξύ των μεταβλητών  $X$  και  $Y$  όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Η σχέση 2.12 υπολογίζει την τιμή της χωρητικότητας για οποιαδήποτε διακριτή πηγή χωρίς μνήμη(DMS)[14,15].

### 2.3.3 Πληροφορία Κατάστασης Καναλιού(Channel State Information )

Πολύ σημαντικό ζήτημα για τον υπολογισμό των τιμών της χωρητικότητας που επιτυγχάνεται, αλλά και για την ανάλυση και τον σχεδιασμό πρωτοκόλλων εκπομπής και λήψης σε ένα ασύρματο δίκτυο, αποτελεί το κατά πόσο οι πομποί και οι δέκτες γνωρίζουν την κατάσταση του καναλιού μετάδοσης του δικτύου, σε συγκεκριμένες χρονικές στιγμές. Για την ενημέρωση των δεκτών σχετικά με τα χαρακτηριστικά του καναλιού, είναι δυνατόν να χρησιμοποιούνται δοκιμαστικά σήματα ( σήματα πιλότοι ή σύμβολα) με τη βοήθεια των οποίων θα καθίσταται δυνατός ο υπολογισμός των συντελεστών που μοντελοποιούν τα κανάλια μετάδοσης από τα οποία διέρχονται τα λαμβανόμενα σήματα. Τέτοιου τύπου υπολογισμοί έχουν νόημα όταν τα κανάλια δεν έχουν μεγάλο αριθμό παραμέτρων , κάτι που συμβαίνει όταν υπάρχει μικρός αριθμός χρηστών που εκπέμπουν ταυτόχρονα στην ίδια ζώνη συχνοτήτων και στην ίδια γεωγραφική περιοχή, και οι χρονικές μεταβολές είναι μικρές, επιτρέποντας έτσι ακριβείς υπολογισμούς.

Συνήθως η γνώση της πληροφορίας κατάστασης του καναλιού(CSI) θεωρείται ακριβής στους δέκτες, σαν υποπροϊόν της διαδικασίας ανίχνευσης συμβόλων. Αντιθέτως η γνώση της κατάστασης του καναλιού από τον πομπό δεν μπορεί να θεωρηθεί ακριβής, καθώς η προώθηση της πληροφορίας από τον δέκτη προς τον αυτόν δυσχεραίνει από τις γρήγορες μεταβολές που μπορεί να παρουσιάζει το μεταξύ τους κανάλι μετάδοσης. Σε συστήματα στα οποία χρησιμοποιείται χρονικός διαχωρισμός(TDD – Time Division Duplex), ο πομπός και ο δέκτης μπορεί να εναλλάσσουν τους ρόλους τους , επιτρέποντας έτσι την ακριβή γνώση της κατάστασης του καναλιού στον πομπό, όπως συμβαίνει στον δέκτη[23]. Με αυτό τον τρόπο οι πομποί, ενημερωμένοι για τα χαρακτηριστικά του καναλιού μετάδοσης, μπορούν να προσαρμόσουν τις εκπομπές με τρόπο που θα βελτιώνει την επίδοση των ζεύξεων, εφόσον η πληροφορία κατάστασης του καναλιού έχει αποκτηθεί με ικανοποιητική ακρίβεια[5].

### 2.3.4 Χωρητικότητα καναλιών με διαλείψεις

Οι πολλές και διαφορετικές δυνατές καταστάσεις στις οποίες μπορεί να βρεθούν τα ασύρματα συστήματα-ακόμα και σε ζεύξεις σημείου προς σημείο με ένα μόνο χρήστη-έχουν οδηγήσει στην ανάπτυξη πολλών και διαφορετικών εννοιών για τη χωρητικότητα των καναλιών με διαλείψεις. Σε αυτές περιλαμβάνονται η εργοδική χωρητικότητα του Shannon, η έννοια της σχέσης χωρητικότητας-αποκοπής καθώς και η μέση χωρητικότητα.

Δύο σημαντικά θέματα στα οποία οφείλεται η ανάπτυξη των εννοιών που προαναφέρθηκαν, είναι ο βαθμός στον οποίο μεταβάλλεται η μορφή των διαλείψεων κατά τη διάρκεια ενός διαστήματος κωδικοποίησης-από τον οποίο εξαρτάται η δυνατότητα χρησιμοποίησης της χρονικής διαφορικότητας- καθώς επίσης και η ποσότητα της πληροφορίας σχετικά με την κατάσταση του καναλιού μετάδοσης που φτάνει στους δέκτες και στους πομπούς.

Για την επεξήγηση των διαφόρων εννοιών της χωρητικότητας θεωρούμε ένα κανάλι ενός μόνο χρήστη με λευκό προσθετικό θόρυβο *Gauss(AWGN)*, με μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις. Μπορούμε να μοντελοποιήσουμε το κανάλι με το ισοδύναμο βασικής ζώνης όπως φαίνεται στη σχέση :

$$y[n] = \alpha[n]x[n] + z[n] \quad (2.13)$$

Όπου το  $x[n]$  είναι το εκπεμπόμενο σήμα ,  $\alpha[n]$  αναπαριστά το κανάλι μετάδοσης και την επίδραση του φαινομένου των πολυδιαδρομικών διαλείψεων, και  $z[n]$  αναπαριστά το θερμικό θόρυβο στον δέκτη καθώς και τις υπόλοιπες μορφές παρεμβολής.

#### 2.3.4.1 Χωρητικότητα του Shannon

Η έννοια της χωρητικότητας του Shannon μπορεί να χρησιμοποιηθεί για κανάλια που παρουσιάζουν εργοδικές διαλείψεις στα οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί η χρονική διαφορικότητα, καθώς επίσης και σε κανάλια τα οποία υπόκεινται σε μη εργοδικές διαλείψεις, στα οποία δεν είναι δυνατή η χρήση της χρονικής διαφορικότητας.

- **Εργοδικές διαλείψεις, πλήρης χρονική διαφορικότητα**

Όταν ο συντελεστής του καναλιού  $\alpha[n]$  ανταποκρίνεται σε μία στατική και εργοδική διαδικασία, αυτό συνεπάγεται πως η εργοδικότητα του προκύπτει όταν η κωδικοποίηση εφαρμόζεται σε μεγάλου μήκους μπλοκ και σε αυτές τις περιπτώσεις η χωρητικότητα του Shannon γίνεται ένα πολύ χρήσιμο μέτρο του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης αξιόπιστης πληροφορίας στο κανάλι. Σε όρους διαφορικότητας αυτό σημαίνει πως οι χρονικές μεταβολές που συμβαίνουν στο κανάλι επιτρέπουν στην στρατηγική κωδικοποίησης που εκτελείται να εκμεταλλευτεί την χρονική διαφορικότητα.

Η έννοια της αξιοπιστίας όσον αφορά την επικοινωνία σημαίνει την μικρή πιθανότητα λάθους (η οποία μπορεί ασυμπτωτικά να προσεγγίσει το μηδέν) στην κωδικοποιημένη λέξη που μεταδίδεται. Πολλές διαφορετικές ποσότητες για την χωρητικότητα του *Shannon* έχουν αναπτυχθεί (και αντίστοιχες τεχνικές κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης), οι οποίες διαφέρουν στο κατά πόσο οι κόμβοι πηγής και προορισμού αποκτούν γνώση της πληροφορίας κατάστασης των διαλείψεων (*fading state information*).

Για παράδειγμα αν μόνο ο δέκτης αντιλαμβάνεται την διαδικασία των διαλείψεων με ικανοποιητική ακρίβεια, τότε οι διαλείψεις μπορούν να θεωρηθούν σαν μια επιπλέον ξεχωριστή έξοδος του καναλιού και η αμοιβαία πληροφορία μεταξύ της εισόδου και της εξόδου μπορεί να γραφεί :

$$\begin{aligned} I(x; y, a) &= I(x; a) + I(x; y|a) \\ &= I(x; y|a) \\ &= E[I(x; y|a = a)] \quad (2.14) \end{aligned}$$

Όπου η πρώτη ισότητα προκύπτει από τον κανόνα αλυσίδας της αμοιβαίας πληροφορίας, η δεύτερη ισότητα προκύπτει από το γεγονός πως το εκπεμπόμενο σήμα  $x$  είναι ανεξάρτητο από τη στοχαστική διαδικασία που περιγράφει το κανάλι μετάδοσης  $a$ , και τέλος η τρίτη ισότητα προκύπτει από τον ορισμό της υπό συνθήκη αμοιβαίας πληροφορίας.

Αν θεωρήσουμε ότι η μεταβλητή που χρησιμοποιούμε για την μοντελοποίηση του θορύβου  $z[n]$  ακολουθεί κατανομή *Gauss* με διακύμανσή  $N_0$  (στην περίπτωση αυτή η  $N_0$  είναι η περιορισμός ισχύος του θορύβου) και το σήμα εισόδου  $x[n]$  ακολουθεί επίσης κατανομή *Gauss* με διακύμανση  $P$  (στην περίπτωση αυτή η  $P$  συμπίπτει με τον περιορισμό ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος), η αμοιβαία πληροφορία όπως δόθηκε στη σχέση 2.14 γίνεται η χωρητικότητα του συστήματος όπως φαίνεται στη σχέση :

$$C = E \left[ \log \left( 1 + \frac{|a^2|}{N_0} P \right) \right] \quad (2.15)$$

Η χωρητικότητα μπορεί να υπολογιστεί με τη χρησιμοποίηση της στατικής διαδικασίας του συντελεστή του καναλιού  $\alpha[n]$ .

Αν ο δέκτης μπορεί να προωθήσει τη πληροφορία κατάστασης του καναλιού με τη βοήθεια ενός ξεχωριστού καναλιού επανατροφοδότησης πίσω στον πομπό, τότε αυτός μπορεί να προσαρμόσει την αποστολή του σήματος  $x[n]$  στις συνθήκες του καναλιού. Ένας απλός τρόπος προσαρμογής της εκπομπής θα ήταν η συντήρηση της ισχύος με την παύση της αποστολής όταν ο σηματοθορυβικός λόγος (*SNR*) υπολογίζεται κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο, και η αποστολή με τη μέγιστη ισχύ όταν το *SNR* ξεπερνά το όριο αυτό. Η χωρητικότητα επιτυγχάνεται με αυτό τον τρόπο με συγκεκριμένη κατανομή της ισχύος ανάλογα με τις καταστάσεις του καναλιού μετάδοσης οι οποίες μοντελοποιούνται από τον συντελεστή  $\alpha[n]$ . Σύμφωνα με τα παραπάνω η χωρητικότητα μπορεί να δοθεί από τη σχέση:



$$C = \max_{p(\cdot)} E \left[ \log \left( 1 + \frac{|a^2|}{N_0} P(a) \right) \right] \quad (2.16)$$

Όπου το  $p(\cdot)$  αναπαριστά τη συνάρτηση κατανομής ισχύος η οποία μπορεί να εξαρτάται π.χ από ένα περιορισμό μέσης ισχύος και μια σχέση της μορφής  $E[P(a)] \leq P$ . [5]

Διαφορετικές εκφράσεις προκύπτουν για την χωρητικότητα σε περιπτώσεις δικτύων όπου η πληροφορία κατάστασης του καναλιού είναι γνωστή στον πομπό[19] καθώς επίσης και σε άλλες στις οποίες ούτε ο πομπός αλλά ούτε και ο δέκτης αποκτούν γνώση για την κατάσταση του καναλιού μετάδοσης[17,18].

- **Μη εργοδικές διαλείψεις και μη χρονική διαφορικότητα**

Σε πολλές περιπτώσεις χρονικοί περιορισμοί που υπάρχουν στο σύστημα είναι δυνατόν να εμποδίσουν την εμφάνιση του εργοδικού χαρακτήρα της στοχαστικής διαδικασίας των διαλείψεων, κατά τη διάρκεια του διαστήματος κωδικοποίησης. Σε άλλες περιπτώσεις οι διαλείψεις μπορεί να μην είναι εργοδικές, όπως π.χ. στην περίπτωση εξολοκλήρου στατικών περιβαλλόντων των οποίων η γεωμετρία είναι άγνωστη τη στιγμή της σχεδίασης των συστημάτων. Σε όρους διαφορικότητας, μπορούμε να σημειώσουμε πως η έλλειψη χρονικών μεταβολών στο κανάλι, εμποδίζει από την στρατηγική κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται να εκμεταλλευτεί τη χρονική διαφορικότητα. Στις περιπτώσεις αυτές η χωρητικότητα του Shannon δεν αποτελεί ένα χρήσιμο μέτρο της επίδοσης των συστημάτων καθώς η τιμή της πολύ συχνά είναι μηδενική.

Αν θεωρήσουμε τη μη εργοδική διαδικασία διαλείψεων για την οποία ισχύει (για το  $a[n]$ ) η σχέση  $a[n] = a$  για όλα τα  $n$ , μπορούμε να μοντελοποιήσουμε το κανάλι μετάδοσης στην οικογένεια των σύνθετων καναλιών (*compound channels*)[20]. Η χωρητικότητα του Shannon στα σύνθετα κανάλια μπορεί να δοθεί από τη σχέση :

$$C_{compound} = \max_{p_x} \inf_a I(x; y|a) \quad (2.17)$$

Το πρόβλημα με τον υπολογισμό της χωρητικότητας κατά αυτό τον τρόπο προκύπτει όταν η τιμή του συντελεστή  $a$  είναι πολύ κοντά στο μηδέν, όπως στην περίπτωση διαλείψεων *Rayleigh*, όπου η τιμή της χωρητικότητας προσεγγίζει και αυτή με τη σειρά της το 0. Στις περιπτώσεις αυτές ο υπολογισμός της χωρητικότητας του Shannon δεν αποτελεί χρήσιμο μέτρο υπολογισμού της απόδοσης του καναλιού μετάδοσης.

Στην πραγματικότητα η χωρητικότητα του Shannon παύει να αποτελεί μέτρο απόδοσης καθώς δεν μπορούμε να εγγυηθούμε κανένα σταθερό, μη μηδενικό ρυθμό εκ των προτέρων, όσο ο σηματοθορυβικός λόγος που πραγματοποιείται στο κανάλι δεν μπορεί να υποστηρίξει τον ρυθμό αυτό. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί διάφοροι άλλοι τρόποι μέτρησης της επίδοσης των συστημάτων. Παρακάτω αναφέρεται ο όρος της χωρητικότητας εναντίον αποκοπής (*capacity Vs outage*). Η μέθοδος αυτή βασίζεται στη συνάρτηση κατανομής πιθανότητας την οποία ακολουθούν και τα σύνθετα κανάλια.

### 2.3.4.2 Χωρητικότητα εναντίον Αποκοπής

Η έννοια της χωρητικότητας εναντίον αποκοπής εξετάζει την αντιστρόφως ανάλογη σχέση (*tradeoff*) μεταξύ του σταθερού ρυθμού μετάδοσης και της πιθανότητας να μπορεί να επιτευχθεί ο συγκεκριμένος ρυθμός στο σύνθετο κανάλι. Για παράδειγμα σε ένα κανάλι μη εργοδικών διαλείψεων *Gauss*, για ένα σταθερό ρυθμό μετάδοσης  $R$ , ο ρυθμός αυτός θα ικανοποιείται όταν στο κανάλι μετάδοσης ισχύει η σχέση :

$$\log \left( 1 + \frac{|a|^2 P}{N_0} \right) \geq R \quad (2.18)$$

Ενώ δεν ικανοποιείται όταν ισχύει η σχέση :

$$\log \left( 1 + \frac{|a|^2 P}{N_0} \right) < R \quad (2.19)$$

Η κατάσταση στην οποία επαληθεύεται η σχέση 2.19 ονομάζεται γεγονός αποκοπής (*outage event*) και η πιθανότητα πραγματοποίησης του συγκεκριμένου γεγονότος ονομάζεται αντίστοιχα πιθανότητα αποκοπής (*outage probability*). Καθώς ο ρυθμός μετάδοσης  $R_0$  που επιτυγχάνεται, συνεπάγεται και την δυνατότητα μετάδοσης με ρυθμό  $R$  για  $R \leq R_0$ , συμπεραίνουμε πως η πιθανότητα αποκοπής είναι μια μη φθίνουσα συνάρτηση του  $R$ . Στην περίπτωση της κατανομής *Gauss* αυτό μπορεί να φανεί καθώς η πιθανότητα αποκοπής για μεγαλύτερους ρυθμούς του  $R$ , αντιστοιχεί στην αθροιστική συνάρτηση κατανομής της τυχαίας μεταβλητής που αναπαριστά τις διαλείψεις. Τελικά, η χωρητικότητα εναντίον αποκοπής ορίζεται ως ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης με πιθανότητα αποκοπής μικρότερη από ένα συγκεκριμένο όριο. Η χωρητικότητα περιορισμένης καθυστέρησης μπορεί να οριστεί σαν μια ειδική περίπτωση της χωρητικότητας εναντίον της αποκοπής στην περίπτωση που η πιθανότητα αποκοπής είναι μηδενική.[5]

### 2.3.4.3 Διαμόρφωση και Χωρητικότητα

Αν θεωρήσουμε όπως πριν κανάλι με λευκό προσθετικό θόρυβο *Gauss* (*AWGN*), το *SNR* σε *dB* δίνεται από τη σχέση :

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} SNR \text{ dB} \quad (2.20)$$

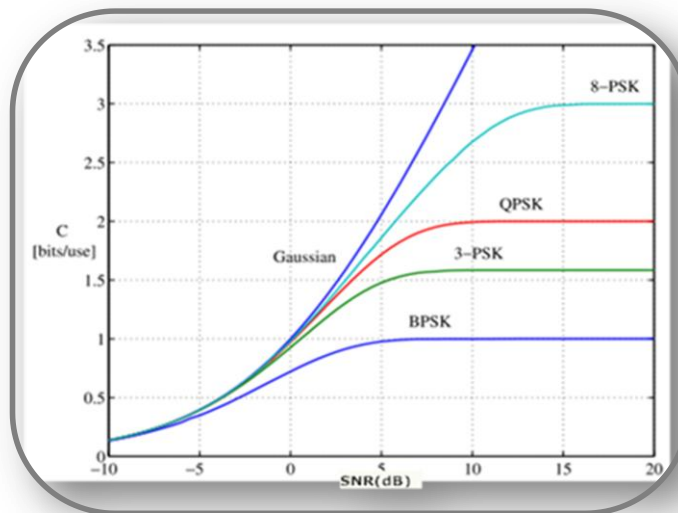
Όπου  $SNR = \frac{|a|^2 P}{N_0}$ . Η τιμή της χωρητικότητας με τη βοήθεια της σχέσης 2.20 και θεωρώντας ως εισόδους μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές ( $X = X_R + j X_I$ ) με  $X_i, X_j$  ανεξάρτητες πραγματικές μεταβλητές, μηδενικής μέσης τιμής και κατανομής *Gauss* με διακύμανση  $P/2$  μπορεί να διατυπωθεί όπως φαίνεται στη σχέση :

$$C = \log \left( 1 + 10^{SNR_{dB}/10} \right) \quad (2.21)$$

Για πρακτικούς λόγους όπως είναι οι περιορισμοί ενίσχυσης, ο συγχρονισμός του δέκτη, και η πολυπλοκότητα του ανιχνευτή, η τυχαία μεταβλητή που μοντελοποιεί τις εισόδους μπορεί να περιοριστεί στη λήψη συγκεκριμένων τιμών. Στη περίπτωση χρήσης τεχνικής διαμόρφωσης  $M - PSK$  η τυχαία μεταβλητή  $X$  είναι ακολουθεί ομοιόμορφη κατανομή παίρνοντας τιμές

$$X = \left\{ \sqrt{E_S}, \sqrt{E_S} e^{j\frac{2\pi}{M}}, \dots, \sqrt{E_S} e^{j\frac{2\pi(M-1)}{M}} \right\} \quad (2.22)$$

Όπου  $E_S = P$  είναι η μέση τιμή της ενέργειας ανά σύμβολο. Το σύνολο που φαίνεται στη σχέση 2.22 αναφέρεται ως σύνολο σήματος ή ως σύνολο διαμόρφωσης. Στην εικόνα 2.6 φαίνεται το διάγραμμα που συγκρίνει τις διαφορές δυνατές τεχνικές διαμόρφωσης  $PSK$  όσον αφορά τη χωρητικότητα που αυτές επιτυγχάνουν. (Με την μπλε καμπύλη και την ονομασία *Gaussian* δίνεται η χωρητικότητα όπως υπολογίζεται από τη σχέση 2.21)



**Εικόνα 2.6 – Χωρητικότητα για M-PSK τεχνικές διαμόρφωσης συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου(dB)**

Από τις καμπύλες που φαίνονται στην εικόνα 2.6 παρατηρούμε τις τιμές που παίρνει η χωρητικότητα του συστήματος για τις διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης  $M - PSK$  καθώς αυξάνεται η τιμή του σηματοθορυβικού λόγου  $SNR$ . Είναι εύκολα αντιληπτό πως για υψηλές τιμές του  $SNR$  είναι προτιμότερη η χρησιμοποίηση μεγάλων συνόλων σημάτων ( $8 - PSK$ ) ενώ στην περίπτωση μικρών τιμών του  $SNR$  η χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης  $B - PSK$  είναι επαρκής. Οι υπολογισμοί της χωρητικότητας και η εξαγωγή του διαγράμματος της εικόνας 2.5 έγιναν με την υπόθεση πως ο δέκτης γνωρίζει την ακριβή τιμή του  $SNR$  του καναλιού[22].

## 2.4 Κανάλι Μεταγωγής(Relay channel)

Τα κανάλια μεταγωγής και οι επεκτάσεις που προκύπτουν σ' αυτά από την χρήση πολλαπλών τερματικών κατά τη μετάδοση, αποτελούν πολύ σημαντικό ζήτημα στη μελέτη και την ανάπτυξη των συνεργατικών συστημάτων. Το κλασσικό κανάλι μεταγωγής μοντελοποιήθηκε για την περιγραφή ενός δικτύου τριών τερματικών και εξετάστηκε από τον Van der Meulen [6,7]. Οι Cover και Gamal [8] μελέτησαν το κανάλι μεταγωγής με χαρακτηριστικά διακριτού χρόνου, χωρίς μνήμη (*Discrete time Memoryless channel*) και με την παρουσία προσθετικού λευκού θορύβου *Gauss* (*AWGN*) (εικόνα 2.7).

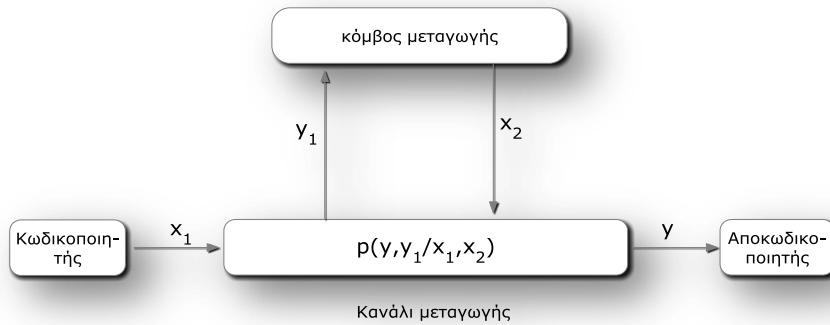
Η χαρακτηριστική ιδιότητα των καναλιών μεταγωγής, που τα διαφοροποιεί από τα κλασσικά κανάλια μετάδοσης, είναι οι κόμβοι μεταγωγής οι οποίοι μεσολαβούν κατά την αποστολή πληροφορίας μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη. Οι κόμβοι αυτοί λαμβάνουν, επεξεργάζονται και επανεκπέμπουν συγκεκριμένα σήματα που τους ενδιαφέρουν, συντελώντας έτσι στην αύξηση της απόδοσης των συστημάτων [16,21].

### 2.4.1 Μοντελοποίηση Καναλιού Μεταγωγής

Το διακριτό και χωρίς μνήμη κανάλι μεταγωγής το οποίο αναπαριστάται κα στην εικόνα 2.6 συμβολίζεται ως  $(X_1 \times X_2, p(y, y_1 | x_1, x_2), Y \times Y_1)$  και αποτελείται από τέσσερα ορισμένα σύνολα:  $X_1, X_2, Y, Y_1$ , καθώς και μια συλλογή συναρτήσεων κατανομής πιθανότητας  $p(\cdot, \cdot | x_1, x_2)$  στο  $Y \times Y_1$ , μια για κάθε  $(x_1, x_2) \in X_1 \times X_2$ . Όπου  $x_1$  είναι η είσοδος στο κανάλι μεταγωγής και  $y$  η έξοδος,  $y_1$  είναι η έξοδος του καναλιού που λαμβάνει ο κόμβος μεταγωγής και  $x_2$  είναι το σύμβολο εισόδου που έχει επιλεγεί να προωθηθεί από τον κόμβο μεταγωγής προς τον προορισμό.

Οι Cover και Gamal ανέπτυξαν ανώτατα και κατώτατα όρια για τις χωρητικότητες καναλιών μετάδοσης χωρίς διαλείψεις, για τις διάφορες τεχνικές κωδικοποίησης που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Τα όρια αυτά συμπίπτουν στην περίπτωση υποβαθμισμένων καναλιών (*degraded channels*), στα οποία ο προορισμός λαμβάνει υπόψη του μόνο το σήμα που λαμβάνει από τον κόμβο μεταγωγής και όχι το συνδυασμό αυτού με το απευθείας της πηγής.

Στην περίπτωση καναλιών *AWGN*, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ο πομπός εκπέμπει το σήμα  $x_1$  με ισχύ  $P_1$  ενώ ο κόμβος μεταγωγής προωθεί αφού επεξεργαστεί το μήνυμα με ισχύ  $P_2$ . Στον κόμβο μεταγωγής λαμβάνεται το σήμα  $y_1$  το οποίο ισούται με  $x_1 + z_1$  όπου  $z_1 \sim N(0, N_1)$ . Ο τελικός δέκτης λαμβάνει το άθροισμα του εκπεμπόμενου από τον κόμβο μεταγωγής σήματος  $x_2$  και την παραμορφωμένη εκδοχή του σήματος  $y_1$  και έτσι προκύπτει το τελικό σήμα  $y = x_2 + y_1 + z_2, z_2 \sim N(0, N_2)$ .



Εικόνα 2.7-Αναπαράσταση καναλιού μεταγωγής

### 2.4.2 Δίκτυο Μεταγωγής(Relay Network)

Στην εικόνα 2.8 απεικονίζεται ένα δίκτυο μεταγωγής αποτελούμενο από  $T$  κόμβους. Στο δίκτυο αυτό παρουσιάζονται : ένας κόμβος πηγής(κόμβος 1),  $T - 2$  κόμβοι μεταγωγής ( $t \in \{2,3, \dots, T - 1\}$ ), και ένας κόμβος προορισμού (κόμβος  $T$ ). Οι τυχαίες μεταβλητές που εμφανίζονται στο δίκτυο μεταγωγής είναι :

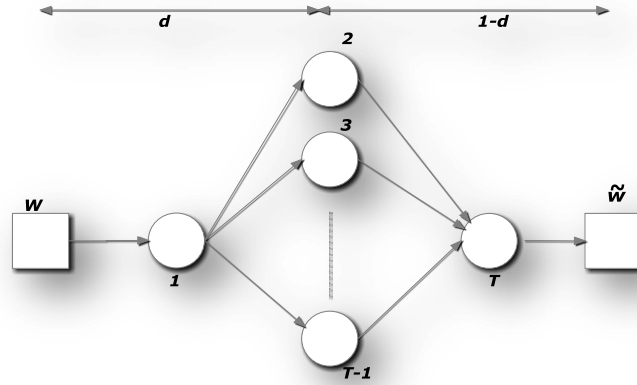
- Το μήνυμα  $W$
- Οι εισόδοι του καναλιού  $x_t[n]$ ,  $t = 1,2, \dots, T - 1$   $n = 1,2, \dots, N$
- Οι εξόδοι του καναλιού  $y_t[n]$ ,  $t = 1,2, \dots, T$   $n = 1,2, \dots, N$
- Το υπολογιζόμενο από τον προορισμό μήνυμα  $\tilde{W}$

Οι  $x_1[n]$  είναι συναρτήσεις του  $\mathbb{X}$  και οι  $x_t[n]$ ,  $t \neq 1$ , είναι συναρτήσεις των τελευταίων εξόδων του κόμβου  $t$   $y_t[n - 1] = (y_t[1], y_t[2], \dots, y_t[n - 1])$ . Γράφουμε  $p_{X|Y}(x, y)$  για την υπό συνθήκη πιθανότητα να ισχύει για την μεταβλητή  $X = x$  όταν γνωρίζουμε ότι  $Y = y$ . Αν θεωρήσουμε κανάλια χωρίς μνήμη και χρονικά αμετάβλητα τότε η υπό συνθήκη πιθανότητα συμβολίζεται ως

$$p(y_2, \dots, y_T | x_1, \dots, x_{T-1})$$

Για όλα τα  $n$  όπου τα  $x_t$  και  $y_t$ ,  $t = 1, \dots, T$  είναι τυχαίες μεταβλητές οι οποίες αναπαριστούν τις αντίστοιχες εισόδους και εξόδους του καναλιού.

Ο κόμβος προορισμού υπολογίζει το μήνυμα  $\tilde{W}$  σαν συνάρτηση των  $y_t[N]$  (όπου  $y_t[n] = (y_t[1], y_t[2], \dots, y_t[n])$ ). Υποθέτουμε πως το αρχικό μήνυμα  $W$  αποτελείται από  $B_W$  bits. Η χωρητικότητα του  $\mathbb{X}$  είναι το άνω όριο των ρυθμών  $R_W = B_W/N$  στο οποίο το μήνυμα  $\tilde{W}$  μπορεί να υπολογιστεί ικανοποιώντας τη σχέση  $Pr(\tilde{W} \neq W) < \epsilon$  για κάθε θετικό  $\epsilon$ . [22,23]



Εικόνα 2.8-Δίκτυο μεταγωγής αποτελούμενο από  $T$ -κόμβους

### 2.4.3 Όρια Χωρητικότητας (Capacity bounds)

Η γνώση της τιμής της χωρητικότητας που επιτυγχάνεται στα δίκτυα παρέχει μεγάλη βοήθεια στη μέτρηση της απόδοσης αυτών, ενώ χρησιμοποιείται και ως μέτρο επίδοσης και αξιολόγησης των σχεδιαζόμενων πρωτοκόλλων και κωδικοποιήσεων. Ο υπολογισμός της ακριβής τιμής της χωρητικότητας καθίσταται ιδιαίτερα δύσκολος και γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται κατώτατα και ανώτατα όρια για την προσέγγιση της τιμής της (*inner – outer bounds*). Τα κατώτατα όρια- όσον αφορά τις τιμές της χωρητικότητας- βασίζονται σε συγκεκριμένα πρωτόκολλα και κωδικοποιήσεις, για να δείξουν πως συγκεκριμένοι ρυθμοί μετάδοσης είναι εφικτοί με τη χρησιμοποίησή τους. Ανώτατα όρια χωρητικότητας είναι συνήθως πιο πολύπλοκα να αναπτυχθούν καθώς θα πρέπει να ισχύουν σε όλες τις περιπτώσεις πρωτοκόλλων και κωδικοποιήσεων. Ένα πολύ χρήσιμο ανώτατο όριο ,για δίκτυα αποτελούμενα από μεγάλο αριθμό κόμβων, είναι το όριο συνόλου- αποκοπής(*cut – set bound*,[24]).

Για τον προσδιορισμό της χωρητικότητας χρησιμοποιούνται οι συμβολισμοί  $H(X), H(X|Y), I(X;Y)$  και  $I(X;Y|Z)$  για την αναπαράσταση της εντροπίας της μεταβλητής  $X$ , της εντροπίας της  $X$  υπό συνθήκη της  $Y$ , της αμοιβαίας πληροφορίας μεταξύ των μεταβλητών  $X$  και  $Y$ , και της αμοιβαίας πληροφορίας των  $X$  και  $Y$  συνθήκη της  $Z$  αντίστοιχα. Θεωρούμε το σύνολο των τυχαίων μεταβλητών  $X_S = \{X_t : t \in S\}$  οι οποίες μοντελοποιούν τις εισόδους, και το σύνολο των δεικτών των κόμβων μεταγωγής  $t = \{2,3, \dots, T-1\}$ . Η χωρητικότητα του δικτύου μεταγωγής ικανοποιεί τη σχέση:

$$C \leq \max_{p(x_1, x_2, \dots, x_{T-1})} \min_{S \subseteq T} I(X_1 X_S; Y_{S^c} Y_T | X_{S^c}) \quad (2.23)$$

Όπου  $S^c$  είναι το συμπλήρωμα του  $S$  στο  $T$ .

Στην περίπτωση δικτύου ,επί παραδείγματι, με αριθμό κόμβων  $T = 3$  έχουμε για την χωρητικότητα

$$C \leq \max_{p(x_1, x_2)} \min \{I(X_1; Y_2 Y_3 | X_2), I(X_1 X_2; Y_3)\} \quad (2.24)$$

Η εύρεση της ελάχιστης τιμής της αμοιβαίας πληροφορίας γίνεται πιο δύσκολη καθώς αυξάνεται ο αριθμός των κόμβων.

## Βιβλιογραφία

- [1] Jean Paul M.G Linnartz, Ramin Hekmat and Robert-Jan Venema , “Near-far effects in Land Mobile Random Access Networks With Narrow-Band Rayleigh Fading Channels”, IEEE Transactions on Vehicular Technology , Vol 41, No 1, February 1992.
- [2] D.G. Brennan, "Linear diversity combining techniques," Proc. IRE, vol.47, no.1, pp.1075–1102, June 1959.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 2001
- [4] Theodore S. Rappaport, “ Wireless Communications: Principles and Practice”, Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
- [5] J. N. Laneman, “Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures,” Ph.D. dissertation, MIT, Cambridge, MA, 2002.
- [6] E. C. van der Meulen, “Transmission of Information in a T-Terminal Discrete Memoryless Channel” , Berkeley, CA: Dept. Statistics, Univ. California, 1968.
- [7] E. C. van der Meulen, “Three-terminal communication channels”, Adv. Appl. Probab., vol. 3, pp. 120–154, 1971.
- [8] T. M. Cover and A. A. El Gamal, “Capacity theorems for the relay channel”, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-25, pp. 572–584, Sept.1979.
- [9] K.J Ray Liu, Ahmed K.Sadek , Weinfeg Su and Andres Kwansinsky , “Cooperative Communications and Networking”, Cambridge University Press , ISBN-13 978-0-511-46548-2 eBook(Net Library),2009.
- [10] Andrea Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005
- [11] Κανατάς, Κωνσταντίνου, Πάντος, “Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, ISBN: 9607182065,2008.
- [12] John G. Proakis and Masoud Salehi. Συστήματα Τηλεπικοινωνιών. Prentice-Hall, (μεταφρασμένο στα Ελληνικά, Εκδόσεις Πανεπιστημίου Αθηνών), 2002.
- [14] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication”, Bell Systems Technical Journal 27:379–423, 1948.
- [15] T. Cover and J. Thomas. Elements of Information Theory. John Wiley Inc., 1991
- [16] E. Zimmermann, P. Herhold, and G. Fettweis, “On the Performance of Cooperative Diversity Protocols in Practical Wireless Systems”, In 58th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2003), October 2003.
- [17] Ibrahim Abou-Faycal, Mitchell D. Trott, and Shlomo Shamai (Shitz), “The capacity of discrete-time Rayleigh fading channels”, In Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory (ISIT), page 473, 29 June { 4 July 1997
- [18] Ibrahim C. Abou-Faycal, Mitchell D. Trott, and Shlomo Shamai (Shitz), “The capacity of discrete-time memoryless rayleigh-fading channels”, IEEE Trans. Inform. Theory, 47(4):1290{1301, May 2001.
- [19] Randall A. Berry, “Power and Delay Trade-Offs in Fading Channels”, PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, June 2000.
- [20] Amos Lapidoth and Prakash Narayan. Reliable communications under channel uncertainty. IEEE Trans. Inform. Theory, 44(6):2148{2177, October 1998.
- [21] J. Laneman, D. Tse, and G. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior,” IEEE Transactions



on Information Theory, 50(11), pp. 3062-3080, Dec. 2004.

[22] Gerhard Kramer , Ivana Marić and Roy D. Yates, "Cooperative Communications", Foundations and Trends R in Networking Vol. 1, Nos. 3-4 (2006) 271–425c 2007 G. Kramer, I. Marić and R. D. Yates DOI: 10.1561/13000000004.

[23] Gerhard Kramer, Michael Gastpar, and Piyush Gupta, "Cooperative Strategies and Capacity Theorems for Relay Networks", IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL. 51, NO. 9, SEPTEMBER 2005.

[24] T. M. Cover and J. A. Thomas, "Elements of Information Theory", New York: Wiley, 1991.

[25] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," Proceedings of the IEEE, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, 1993.

# 3 Στρατηγικές Συνεργατικής Προώθησης

Οι όλο και αυξανόμενες απαιτήσεις για υπηρεσίες υψηλών ρυθμών μετάδοσης στα μελλοντικά ασύρματα δίκτυα ,δημιουργούν την ανάγκη για την εφαρμογή πιο εξελιγμένων στρατηγικών σε διάφορα επίπεδα . Στα συστήματα συνεργατικών επικοινωνιών δίνεται η δυνατότητα οι ενδιάμεσοι κόμβοι να βοηθούν στην εκπομπή σημάτων από μια πηγή προς ένα συγκεκριμένο προορισμό. Με αυτόν τον τρόπο τα συστήματα αυτά εκμεταλλεύονται την χωρική διαφορικότητα στο κανάλι μεταγωγής που δημιουργείται, δίνοντας τη δυνατότητα στα κινητά τερματικά να συνεργάζονται μεταξύ τους. Έτσι η πληροφορία που λαμβάνεται από τους ενδιάμεσους κόμβους αξιοποιείται, εν αντιθέσει με τα συμβατικά συστήματα στα οποία θεωρείται ως παρεμβολή και δεν λαμβάνεται υπ' όψιν.

Ο τρόπος με τον οποίο οι ενδιάμεσοι κόμβοι μεταγωγής προωθούν τα δεδομένα δημιουργεί συγκεκριμένες στρατηγικές συνεργατικής προώθησης οι οποίες είναι:

- Ενίσχυσης και Προώθησης (*Amplify and Forward*)
- Αποκωδικοποίησης και Προώθησης (*Decode and Forward*)
- Συμπίεσης και Προώθησης(*Compress and Forward*)

Οι στρατηγικές στις οποίες ο κόμβος μεταγωγής αποκωδικοποιεί το λαμβανόμενο από τον κόμβο πηγής σήμα είναι πιο επιθυμητές για λόγους υλοποίησης καθώς στην περίπτωση της ενίσχυσης και προώθησης απαιτείται είτε η αποθήκευση μεγάλης ποσότητας πληροφορίας αναλογικών δεδομένων(διαίρεση χρόνου), είτε πολύπλοκες και ακριβές δομές πομπών(διαίρεση συχνότητας)[1].

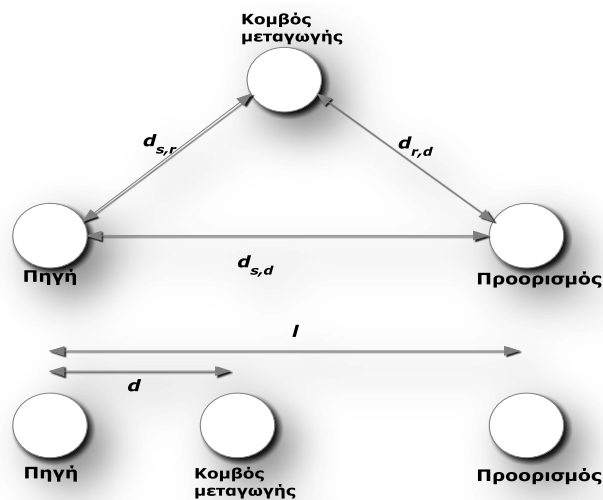
## 3.1 Μοντελοποίηση Εξοπλισμού και Καναλιού Μετάδοσης

Για την περιγραφή και τη σύγκριση των στρατηγικών προώθησης που αναφερθήκαν χρησιμοποιούνται οι υποθέσεις:

- Συσκευών που μπορούν λαμβάνουν και να εκπέμπουν ταυτόχρονα και στην ίδια ζώνη συχνοτήτων(*full duplex radios*) καθώς και με περιορισμό ισχύος όπως προσδιορίστηκε προηγουμένως(παράγραφος 2.2).

- Για χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια θεωρούμε πως γνώση της πληροφορίας κατάστασης του καναλιού έχουν μόνο οι δέκτες (CSIR) και όχι οι πομποί.

Μπορούμε να θεωρήσουμε επίσης γενική γεωμετρία για το συνεργατικό μοντέλο των τριών κόμβων όπως φαίνεται στην εικόνα 3.1. Η απόσταση μεταξύ των κόμβων  $i$  και  $j$  συμβολίζεται με  $d_{ij}$ . Για τους αριθμητικούς υπολογισμούς θα θεωρήσουμε τη γραμμική περίπτωση στη διάταξη των κόμβων όπως αυτή φαίνεται στην εικόνα 3.1(β), όπου η απόσταση μεταξύ των κόμβων πηγής και προορισμού κανονικοποιείται και θεωρείται μοναδιαία,  $d_{s,d} = 1$ . Η απόσταση πηγής και κόμβου μεταγωγής είναι  $d_{s,r} = |d|$  προς τη δεξιά πλευρά της πηγής, και  $d_{r,d} = |1 - d|$  προς τα αριστερά του προορισμού. Η αρνητική τιμή του  $d$  σημαίνει πως ο κόμβος μεταγωγής βρίσκεται στα αριστερά της πηγής.



Εικόνα 3.1-Ανάπαρσταση γενικής γεωμετρίας απλού συνεργατικού μοντέλο μεταγωγής. α) Στην γενική περίπτωση οι κόμβοι  $u$  και  $v$  απέχουν απόσταση  $d_{u,v}$  β) Στην γραμμική περίπτωση η απόσταση πηγής-προορισμού είναι  $d_{s,d} = l$ , η απόσταση πηγής-κόμβου μεταγωγής ισούται με  $d_{s,r} = |d|$  και η απόσταση κόμβου μεταγωγής-προορισμού ισούται με  $d_{r,d} = |1 - d|$ .

Για τη μελέτη των στρατηγικών προώθησης και των της απόδοσης αυτών, θα θεωρήσουμε πως κανάλια μετάδοσης τα οποία εμφανίζουν γρήγορες διαλείψεις *Rayleigh* στα οποία, σαν αποτέλεσμα, είναι δυνατή η εκμετάλλευση της χρονικής διαφορικότητας. Για το απλό δίκτυο των τριών κόμβων(εικόνα 3.1) μπορούμε να μοντελοποιήσουμε το κανάλι μετάδοσης σαν διακριτού χρόνου και χωρίς μνήμη. Οι σχέσεις που το περιγράφουν σχέσεις :

$$y_r[n] = a_{s,r}[n] x_s[n] + z_r[n] \quad (3.1\alpha)$$

$$y_d = a_{s,d}[n] x_s[n] + a_{r,d}[n]x_r[n] + z_d[n] \quad (3.1\beta)$$

Οι συντελεστές  $a_{s,r}$ ,  $a_{s,d}[n]$  και  $a_{r,d}[n]$  μοντελοποιούν τόσο τις διαλείψεις όσο και τις απώλειες διόδευσης που συμβαίνουν κατά τη μετάδοση[4]. Στα επόμενα κεφάλαια θα αναφέρονται είτε ως συντελεστές καναλιών είτε ως συντελεστές διαλείψεων μιας και η

στατιστική συμπεριφορά τους καθορίζεται από την κατανομή των διαλείψεων[5]. Για διαλείψεις *Rayleigh*, μοντελοποιούνται ως ανεξάρτητες στοχαστικές διαδικασίες *Gauss* μηδενικής μέσης τιμής και μοναδιαίας διακύμανσης. Ο θόρυβος  $z_r[n]$  που λαμβάνει η κεραία του κόμβου μεταγωγής καθώς και ο αντίστοιχος  $z_d[n]$  του κόμβου προορισμού, μοντελοποιείται σαν λευκός προσθετικός θόρυβος *Gauss* (*AWGN*).

### 3.2 Κλασσική Προώθηση Πολλαπλών Βημάτων (Classic Multi-hop)

Στην περίπτωση κλασσικής προώθησης πολλαπλών βημάτων θεωρούμε πως η πηγή εκπέμπει ένα σήμα  $W$  προς τον προορισμό στην πρώτη χρονοθυρίδα (*time – slot*) και ο κόμβος μεταγωγής προωθεί το μήνυμα προς προορισμό στην δεύτερη χρονοθυρίδα. Η στρατηγική αυτή μπορεί να εφαρμοστεί τόσο σε τερματικά στα οποία ισχύει ο περιορισμός ορθογωνιότητας (*half – duplex*) όσο και σε αυτά ταυτόχρονης λήψης και εκπομπής (*full – duplex*). Αν αναθέσουμε διαφορετικό τμήμα του χρόνου σε κάθε χρονοθυρίδα π.χ. έστω  $\tau$  για το πρώτο βήμα και  $\bar{\tau} = \tau - 1$  για το δεύτερο βήμα. Αν θεωρήσουμε συνεχείς τους συντελεστές  $\alpha_{s,r}$  και  $\alpha_{r,d}$  οι οποίοι μοντελοποιούν τα αντίστοιχα κανάλια μεταξύ πηγής-κόμβου μεταγωγής και κόμβου μεταγωγής-προορισμού αντίστοιχα, τότε ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται δίνεται από τη σχέση 3.1

$$R = \min \left[ \tau \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |\alpha_{s,r}|^2}{\tau N} \right), \bar{\tau} \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |\alpha_{r,d}|^2}{\bar{\tau} N} \right) \right] \quad (3.1)$$

Η απόδοση της συγκεκριμένης στρατηγικής προώθησης αξιοποιεί αποδοτικότερα τον κόμβο μεταγωγής στην περίπτωση που ο συντελεστής απωλειών διόδευσης είναι  $\nu \geq 2$  και χρησιμοποιούνται *half – duplex* τερματικά[3].

### 3.3 Ενίσχυση και προώθηση (Amplify and forward)

Στην στρατηγική ενίσχυσης και προώθησης ο κόμβος μεταγωγής προωθεί ένα μήνυμα της μορφής :

$$x_r[n] = \beta_r y_r[n] \quad (3.2)$$

Όπου η τιμή του  $\beta_r$  επιλέγεται έτσι ώστε να ικανοποιεί τον περιορισμό ισχύος. Γενικότερα ο κόμβος μεταγωγής προωθεί προς τον προορισμό ένα μήνυμα το οποίο είναι συνάρτηση ενός μικρού αριθμού από τα τελευταία λαμβανόμενα σύμβολα όπως φαίνεται στη σχέση :

$$x_r[n] = \check{\beta}_r[n] y_r[[n-1], y_r[n-2], \dots, y_r[n-D]]^T \quad (3.3)$$

Όπου  $\beta_r[n]$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$  είναι στήλη διανυσμάτων που επιλέγεται κατάλληλα για την ικανοποίηση του περιορισμού ισχύος του κόμβου μεταγωγής.

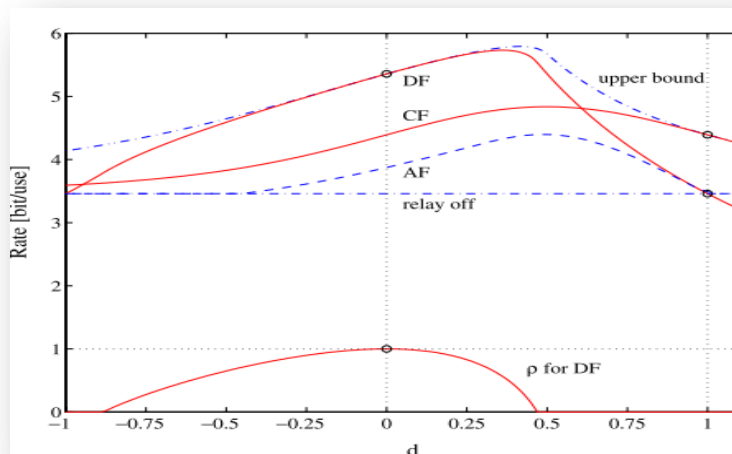
Αν θεωρήσουμε πως ισχύει  $\beta_r[n] = \beta$  για κάθε τιμή του  $n$ , τότε έχουμε πως ισχύει :

$$\begin{aligned} y_d[n] &= a_{s,d}[n] x_s[n] + a_{r,d}[n] x_r[n] + z_d[n] \\ &= a_{s,d}[n] x_s[n] + \beta a_{s,r}[n-1] a_{r,d} + \beta a_{r,d}[n] z_r[n-1] + z_d[n] \end{aligned} \quad (3.4)$$

Για την ικανοποίηση του περιορισμού ισχύος θα πρέπει να ισχύει η σχέση

$$|\beta|^2 \leq \frac{P_2}{N + P_1 E[|a_{sr}|^2]} \quad (3.5)$$

Όπου  $P_1$  η ισχύς εκπομπής της πηγής, και  $P_2$  η ισχύς εκπομπής του κόμβου μεταγωγής. Παρατηρούμε πως, στην περίπτωση μη ύπαρξης διαλείψεων προκύπτει ένα *AWGN* κανάλι στο οποίο εμφανίζεται διασυμβολική παρεμβολή (*ISI*). Στην εικόνα 3.2 απεικονίζονται οι τιμές των ρυθμών μετάδοσης που επιτυγχάνονται για την γραμμική εκδοχή του δικτύου των τριών κόμβων όπως φαίνεται στην εικόνα 3.1, στην περίπτωση *full-duplex* τερματικών, για σηματοθορυβικούς λόγους  $\frac{P_1}{N} = 10$ ,  $\frac{P_2}{N} = 10$ , μοναδιαίας τιμής των συντελεστών των διαλείψεων των καναλιών  $|a_{i,j}| = 1$  για κάθε  $(i, j)$  και συντελεστή απωλειών διόδευσης  $\nu = 2$ . Οι αντίστοιχες καμπύλες των ρυθμών μετάδοσης προκύπτουν από τις τρεις στρατηγικές προώθησης : ενίσχυση και προώθηση (*AF*), αποκωδικοποίησης και προώθησης (*DF*) και συμπίεσης και προώθησης (*CF*).



**Εικόνα 3.2- Καμπύλες ρυθμών μετάδοσης συναρτήσει απόστασης κόμβου μεταγωγής και πηγής για τις διάφορες στρατηγικές προώθησης**

Όταν ισχύει  $\beta = 0$ , η στρατηγική ενίσχυσης και προώθησης συμπίπτει με την περίπτωση που στο δίκτυο υπάρχει μόνο η απευθείας μετάδοση και ο κόμβος μεταγωγής δεν προωθεί την πληροφορία προς τον προορισμό. Όσο η τιμή του  $\beta$  αυξάνεται, τόσο η πιο έντονη είναι η εμφάνιση της διασυμβολικής παρεμβολής στον κόμβο προορισμού καθώς

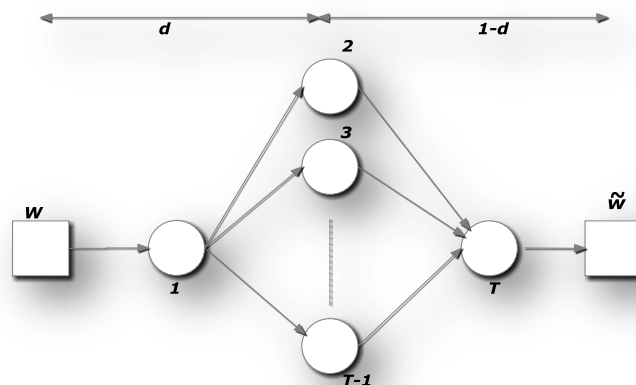
επίσης και η ισχύς του θορύβου. Για το λόγο αυτό ο κόμβος μεταγωγής δεν θα πρέπει να προωθεί την πληροφορία με τη μέγιστη τιμή της ισχύος.

Οι ρυθμοί μετάδοσης που επιτυγχάνονται με τη χρήση της *AF* τεχνικής, είναι σημαντικά μικρότεροι όπως φαίνεται και από το διάγραμμα (εικόνα 3.2), από τους ρυθμούς που πραγματοποιούνται από τη χρήση των άλλων πρωτόκολλων προώθησης. Υπάρχουν ωστόσο περιπτώσεις που η στρατηγική *AF* παρουσιάζει πλεονεκτήματα έναντι των άλλων μεθόδων, όπως για παράδειγμα στα δίκτυα αποτελούμενα από  $T$  κόμβους.

### 3.3.1 Στρατηγική Ενίσχυσης και Προώθησης(*AF*) σε Δίκτυο με $T$ Κόμβους.

Θεωρούμε το δίκτυο που αποτελείται από  $T - 2$  κόμβους μεταγωγής όπως φαίνεται στην εικόνα 3.3. Υποθέτουμε πως κάθε ένας από τους κόμβους μεταγωγής του καναλιού ικανοποιεί τον περιορισμό ισχύος όπως διατυπώνεται στη σχέση

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n |x_t[k]|^2 \leq P_t \quad (3.6)$$



Εικόνα 3.3- Δίκτυο μεταγωγής αποτελούμενο από  $T$ -κόμβους

και πως για την ισχύ του θορύβου ισχύει η σχέση  $E[|z_t[n]|^2] = k$ . Αν  $0 < d < 1$ ,  $|a_{i,j}| = 1$  για κάθε ζεύξη  $(i, j)$  και κάθε κόμβος μεταγωγής χρησιμοποιεί τη στρατηγική ενίσχυσης και προώθησης(*AF*) με  $\beta_t[n] = \beta$ , τότε ισχύει η σχέση

$$x_t[n] = \beta y_t[n - 1] \quad (3.7)$$

Για το δίκτυο των  $T - 2$  κόμβων μεταγωγής, το λαμβανόμενο σχήμα στον κόμβο προορισμού δίνεται από τη σχέση

$$y_d[n] = \frac{(T-2)\beta}{|d(1-d)|^{\nu/2}} x_s[n-1] + z_d[n] + \sum_{t=2}^{T-1} \frac{\beta}{|1-d|^{\nu/2}} z_t[n-1] \quad (3.8)$$

Στην περίπτωση αυτή θεωρήσαμε πως δεν υπάρχει απευθείας μετάδοση από τον πομπό προς τον προορισμό. Η σχέση 3.8 αναπαριστά ένα *AWGN* κανάλι με σηματοθορυβικό λόγο *SNR* που δίνεται από τη σχέση

$$SNR = \frac{(T-2)^2 |\beta|^2 P_1}{N[|d(1-d)|^\nu + (T-2)|\beta|^2 |d|^\nu]} \quad (3.9)$$

Το όριο συνόλου αποκοπής για σύνολο κόμβων  $S = \{1, 2, 3, \dots, T-1\}$  μας δίνει για την χωρητικότητα

$$C \leq \log_2 \left( 1 + \frac{(T-2)^2 P}{N} \right) \quad (3.10)$$

Έτσι έχουμε τη σχέση

$$\log_2(T-2) + \log_2 \left( \frac{P_1}{N} \cdot \frac{|\beta|^2}{1+|\beta|^2} \right) < C \leq 2 \log_2 \left( \frac{1}{(T-2)^2} + \frac{P}{N} \right) \quad (3.11)$$

Από τα παραπάνω φαίνεται πως η χωρητικότητα  $C$  αυξάνεται όπως ο όρος  $k \log_2(T-2)$  αναλογικά με το αριθμό των κόμβων μεταγωγής  $T-2$ , όπου  $1 \leq k \leq 2$ . Οι τιμές της χωρητικότητας στην περίπτωση της στρατηγικής *AF* ακολουθούν τον αυξητικό αυτό κανόνα, μέχρι ένα συγκεκριμένο αριθμό κόμβων μεταγωγής.

Στις παραπάνω σχέσεις θεωρήθηκε πως η συνολική ισχύς του συστήματος αυξάνεται γραμμικά με τον αριθμό των κόμβων μεταγωγής  $T-2$ . Αν θεωρήσουμε  $P = \frac{P_{sum}}{T-2}$  για σταθερή τιμή του  $P_{sum}$ . Επιλέγουμε

$$|\beta|^2 = \frac{P_{sum}/(T-2)}{N + P_1/|d|^\nu} \quad (3.12)$$

Για την χωρητικότητα προκύπτει η σχέση

$$\log_2(T-2) + \log_2 \left( \frac{P_{sum}}{N} \cdot \frac{P_1}{N + P_1/|d|^\nu + P_{sum}} \right) < C \leq \log_2(T-2) + \log_2 \left( \frac{1}{T-2} + \frac{P_{sum}}{N} \right) \quad (3.13)$$

Και σε αυτή την περίπτωση η χωρητικότητα αυξάνεται όπως ο όρος  $\log_2(T-2)$  όσο αυξάνεται ο αριθμός των κόμβων μεταγωγής  $T-2$ , και μέχρι ένα συγκεκριμένο όριο. Και στις δύο περιπτώσεις υπολογισμού των κανόνων που ακολουθεί η τιμή της χωρητικότητας (σχέσεις 3.11, 3.13) θεωρείται πως στον κόμβο προορισμό έχουμε εγγενή συνδυασμό του συνόλου των λαμβανόμενων σημάτων.

### 3.4 Συμπύεση και Προώθηση(Compress and Forward)

Στη στρατηγική συμπύεσης και προώθησης έχουμε εκπομπή ενός μπλοκ με δομή όπως φαίνεται στην εικόνα 3.4. Υπάρχουν τρεις πίνακες κωδικοποίησης(*codebooks*) : οι  $\underline{x}_1(\cdot)$ ,  $\underline{x}_2(\cdot)$  και ο πίνακας κβαντισμού  $\check{y}_2(\cdot)$ . Ο κόμβος πηγής εκπέμπει ένα μήνυμα  $\underline{x}_1(w_b)$  το οποίο καθορίζεται από ένα νέο μήνυμα  $w_b$  σε κάθε μπλοκ  $b$ . Ο κόμβος μεταγωγής παρατηρεί ένα μήνυμα  $\underline{y}_{2,b}$  και επιλέγει την επόμενη κωδική λέξη ως εξής : το  $\underline{y}_{2,b}$  κβαντίζεται στο  $\check{y}_2(s_{b-1}, s_b)$  και ο δείκτης  $s_b$  υποδεικνύει με τη σειρά του την κωδική λέξη  $\underline{x}_2(s_b)$ . Ο κόμβος προορισμού χρησιμοποιώντας το  $\underline{y}_{3,b+1}$  αποκωδικοποιεί το  $s_b$  και στη συνέχεια χρησιμοποιώντας τα  $\check{y}_2(s_{b-1}, s_b)$  και  $\underline{y}_{3,b}$  αποκωδικοποιεί το μήνυμα  $w_b$ . Για το τελευταίο μπλοκ, η πηγή εκπέμπει μια προεπιλεγμένη κωδική λέξη  $\underline{x}_1(1)$ .

	μπλοκ 1	μπλοκ 2	μπλοκ 3	μπλοκ 4
Πηγή	$\underline{x}_1(w_1)$	$\underline{x}_1(w_2)$	$\underline{x}_1(w_3)$	$\underline{x}_1(1)$
Κόμβος μεταγωγής	$\underline{y}_{2,1}$	$\underline{y}_{2,2}$	$\underline{y}_{2,3}$	$\underline{y}_{2,4}$
	$\underline{x}_2(1)$	$\underline{x}_2(s_1)$	$\underline{x}_2(s_2)$	$\underline{x}_2(s_3)$
	$\check{y}_2(1, s_1)$	$\check{y}_2(s_1, s_2)$	$\check{y}_2(s_2, s_3)$	$\check{y}_2(1, 1)$
Προορισμός	$\underline{y}_{3,1}$	$\underline{y}_{3,2}$	$\underline{y}_{3,3}$	$\underline{y}_{3,4}$

Εικόνα 3.4-Στρατηγική CF για τερματικό full-duplex

Θεωρούμε για παράδειγμα, την ακόλουθη κωδικοποίηση του κόμβου μεταγωγής στο μπλοκ  $b$ . Μετά την ακύρωση της επίδρασης του  $\underline{x}_2(s_{b-1})$  στο  $\underline{y}_{2,b}$ , ο κόμβος μεταγωγής χρησιμοποιεί ένα διανυσματικό κβαντιστή για την αντιστοίχιση του  $\underline{y}_{2,b}$  στο  $\check{y}_2(s_{b-1}, s_b)$  έτσι ώστε η μέση παραμόρφωση μεταξύ των δύο διανυσμάτων να είναι το πολύ  $D$ . Από το θεώρημα ρυθμού-απώλειας του Shannon(*rate – distortion theory*) [7] έχουμε πως ο ρυθμός μετάδοσης του πίνακα κωδικοποίησης(*codebook*) πρέπει να έχει μέγιστη τιμή που δίνεται από τη σχέση :

$$R_Q(D) = I(Y_2; \check{Y}_2 | X_2) \quad (3.14)$$

Ο κόμβος μεταγωγής μπορεί να εκπέμψει το  $s_b$  αξιόπιστα προς τον προορισμό στο μπλοκ  $b + 1$  μέσω του  $\underline{x}_2(s_b)$  αρκεί να ικανοποιείται η σχέση 3.15

$$R_Q(D) \leq I(X_2; Y_3) \quad (3.15)$$



Ο κόμβος προορισμού αποκωδικοποιεί το  $s_b$  και μαθαίνει τα  $\underline{x}_2(s_b)$  και  $\check{y}_2(s_{b-1}, s_b)$ . Επιπλέον γνωρίζει το  $\underline{x}_2(s_{b-1})$  από την αποκωδικοποίηση του μπλοκ  $b$  και μπορεί να αναστείλει την επίδραση του διανύσματος πάνω στα  $\check{y}_2(s_{b-1}, s_b)$  και  $\underline{y}_{3,b}$ . Τελικά ο προορισμός αποκωδικοποιεί το  $w_b$  χρησιμοποιώντας τα  $\check{y}_2(s_{b-1}, s_b)$  και  $\underline{y}_{3,b}$  και ο ρυθμός που επιτυγχάνεται είναι :

$$R = I(X_1; \check{Y}_2 Y_3 | X_2) \quad (3.16)$$

Οι ρυθμοί μετάδοσης μπορεί να βελτιωθούν με τη χρήση πιο εξελιγμένων διανυσματικών κβαντιστών και αποκωδικοποιητών στους κόμβους προορισμού[8]. Στην περίπτωση αυτή ο κόμβος μεταγωγής μεταδίδει ένα κομμάτι(hash)  $h(s_{b-1})$  της σειράς  $s_{b-1}$  στο μπλοκ  $b$ , π.χ. προωθεί το μήνυμα  $\underline{x}_2(h(s_{b-1}))$  και βρίσκει το διάνυσμα κβάντισης  $\check{y}_2(s_{b-1}, s_b)$  στο μπλοκ  $b$ . Η διαδικασία χρησιμοποίησης κομματιών (*hashes*) μπορεί να ονομαστεί και ως αποθήκευση(*binning*) και το  $h(s_{b-1})$  ονομάζεται δείκτης αποθήκευσης (*bin index*). Το αποτέλεσμα είναι πως κάθε ρυθμός  $R$

$$R = I(X_1; \check{Y}_2 Y_3 | X_2) \quad (3.17)$$

Ο οποίος ικανοποιεί τον περιορισμό

$$I(\check{Y}_2; Y_2 | X_2 Y_3) \leq I(X_2; Y_3) \quad (3.18)$$

Είναι δυνατόν να επιτευχθεί όπου η υπό συνθήκη συνάρτηση πιθανότητας κατανομής παραγοντοποιείται ως εξής :

$$P(x_1, x_2, y_2, y_3, \check{y}_2) = P(x_1)P(x_2)P(y_2, y_3 | x_1, x_2)P(\check{y}_2 | x_2, y_2) \quad (3.19)$$

Η μόνη διαφορά μεταξύ των ρυθμών που δίνονται από τις σχέσεις 3.14 και 3.16, είναι πως στην περίπτωση της σχέσης 3.14 ο πίνακας κβάντισης έχει μικρότερο ρυθμό οποίος υπολογίζεται ονομαστικά,  $I(\check{Y}_2; Y_2 | X_2 Y_3)$ . Η παραγοντοποιημένη σχέση 3.19, δείχνει πως οι κωδικές λέξεις  $\underline{x}_1(w_b)$  και  $\underline{x}_2(h(s_{b-1}))$  στο μπλοκ  $b$ , επιλέγονται ανεξάρτητα και το  $\check{y}_2(h(s_{b-1}), s_b)$  επιλέγεται σαν συνάρτηση των  $\underline{x}_2(h(s_{b-1}))$  και  $\underline{y}_{2,b}$ .

Από τα παραπάνω μπορούμε να επισημάνουμε πως ο ρυθμός που δίνεται από τη σχέση 3.17 ισοδυναμεί με τον ρυθμό που επιτυγχάνεται σε ένα σημείου προς σημείου κανάλι όπου ο δέκτης έχει ως έξοδο το διάνυσμα  $[\check{Y}_2 Y_3]$ . Η στρατηγική συμπίεσης και προώθησης *CF* μπορεί να θεωρηθεί πως σχετίζεται σε μεγάλο βαθμό με την λήψη στην περίπτωση πολλαπλών κεραιών. Στην περίπτωση που η χωρητικότητα του καναλιού μεταξύ του κόμβου μεταγωγής και του προορισμού έχει μεγάλες τιμές(ο κόμβος μεταγωγής είναι πολύ κοντά στον προορισμό), τότε ο πίνακας κβάντισης του μπορεί να γίνει αρκετά μεγάλος και έτσι το  $\check{Y}_2$  να είναι σχεδόν το  $Y_2$ . Η στρατηγική *CF* τότε θα έχει πολύ καλή απόδοση. Μια επιπλέον επισημάνση που μπορεί να γίνει, είναι πως η μεγιστοποίηση του ρυθμού  $R$  που δίνεται από τη σχέση 3.16 ισοδυναμεί με τη μεγιστοποίηση της σχέσης 3.20

$$R = \min \{ I(X_1; \check{Y}_2 Y_3 | X_2), I(X_1 X_2; Y_3) - I(\check{Y}_2; Y_2 | X_1 X_2) \} \quad (3.20)$$

η οποία υπόκειται στη σχέση 3.19. Τέλος, μια επιπλέον δυνατότητα είναι να διαμοιράσουμε το χρόνο για τους διαφόρους τρόπους λειτουργίας που πραγματοποιούνται κατά τη μετάδοση π. χ. η πηγή και ο κόμβος μεταγωγής χρησιμοποιούν τις αντίστοιχες κατανομές  $P_{X_1|Q}(\cdot | q)$  και  $P_{X_2|Q}(\cdot | q)$  για ένα τμήμα  $P(q)$  του χρόνου, όπου το  $q$  αναπαριστά έναν ορισμένο αριθμό τρόπων. Υποθέτουμε πως η πηγή και ο κόμβος μεταγωγής χρησιμοποιούν κυκλικά τους διαφόρους τρόπους λειτουργίας πολλές φορές. Ο κόμβος μεταγωγής μπορεί να συλλέξει όλα τα *bits* που έχουν προκύψει από την κβάντιση που πραγματοποιήθηκε κατά τη διάρκεια όλων των τρόπων λειτουργίας, και να τα εκπέμψει προς τον προορισμό με μέσω ρυθμό  $I(X_2; Y_3 | Q)$ . Το αποτέλεσμα είναι πως κάθε ρυθμός  $R$

$$R = I(X_1; \check{Y}_2 Y_3 | X_2 Q) \quad (3.21)$$

Για τον οποίο ισχύει η σχέση :

$$I(\check{Y}_2; Y_2 | X_2 Y_3 Q) \leq I(X_2; Y_3 | Q) \quad (3.22)$$

Είναι δυνατόν να επιτευχθεί όπου η υπό συνθήκη κατανομή της τυχαίας μεταβλητής παραγοντοποιείται ως

$$P(q)P(x_1|q)P(x_2|q)P(y_2, y_3|x_1, x_2)P(\check{y}_2|x_2, y_2, q) \quad (3.23)$$

Ο παραπάνω ρυθμός (σχέση 3.21) μερικές φορές βελτιώνει την απόδοση της βασικής *CF* στρατηγικής (σχέση 3.16). Στην πραγματικότητα είναι σε κάποιο βαθμό δυνατόν, σε κάθε στρατηγική προώθησης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί, να προστεθεί μια επιπλέον τυχαία μεταβλητή διαμοιρασμού του χρόνου (έστω  $Q$ ) βελτιώνοντας τους ρυθμούς μετάδοσης. Τέλος, ο κόμβος μεταγωγής απαιτείται να γνωρίζει τις στατιστικές ιδιότητες της μεταβλητής  $Y_3$ , έτσι ώστε να μπορέσει να υπολογίσει τους ρυθμούς συμπίεσης και κωδικοποίησης του. Απαιτείται έτσι να γνωρίζει τους συντελεστές  $a_{s,d}[n]$  και  $a_{r,d}[n]$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ .

Για το αριθμητικό παράδειγμα που ακολουθεί, υποθέτουμε κανάλια στα οποία δεν εμφανίζονται διαλείψεις. Επιλέγουμε τις τυχαίες μεταβλητές  $X_1$  και  $X_2$  σαν συνήθεις τυχαίες μεταβλητές κατανομής *Gauss*, και  $\check{Y}_2 = Y_2 + \check{Z}_2$  όπου  $\check{Z}_2 = \check{Z}_{2R} + j\check{Z}_{2I}$ , όπου οι  $\check{Z}_{2R}, \check{Z}_{2I}$  είναι ανεξάρτητες, τυχαίες μεταβλητές *Gauss* με διακύμανση  $\check{N}_2 / 2$  (η επιλογή της  $\check{Y}_2$  δεν είναι πάντοτε βέλτιστη. Οι ρυθμοί μετάδοσης της πληροφορίας που προκύπτουν είναι :

$$R = \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |a_{sr}|^2}{N + \check{N}_2} + \frac{P_1 |a_{sd}|^2}{N} \right) \quad (3.24)$$

$$I(\tilde{Y}_2; Y_2 | X_2 Y_3) = \log_2 \left( 1 + \frac{N(P_1 |a_{s,r}|^2 + P_1 |a_{s,d}|^2 + N)}{\tilde{N}_2(P_1 |a_{s,d}|^2 + N)} \right) \quad (3.25)$$

$$I(X_2; Y_3) = \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |a_{r,d}|^2}{P_1 |a_{s,d}|^2 + N} \right) \quad (3.26)$$

Η επιλογή της  $\tilde{N}_2$

$$\tilde{N}_2 = N \frac{P_1 |a_{s,r}|^2 + P_1 |a_{s,d}|^2 + N}{P_2 |a_{r,d}|^2} \quad (3.27)$$

ικανοποιεί με αυτόν τον τρόπο τον περιορισμό της σχέσης 3.18. Αν θεωρήσουμε όπως πριν τιμή των σηματοθορυβικών λόγων  $\frac{P_1}{N} = 10, \frac{P_2}{N} = 10$ , μοναδιαία τιμή των συντελεστών των διαλείψεων των καναλιών  $|a_{i,j}| = 1$  για κάθε  $(i, j)$ , και συντελεστή απωλειών διάδευσης  $\nu = 2$ , προκύπτει για την γραμμική γεωμετρία (σχήμα εικόνας 3.1β) η αντίστοιχη καμπύλη απόδοσης που φαίνεται στην εικόνα 3.2 (ετικέτα *CF*). Παρατηρούμε πως η στρατηγική συμπίεσης και προώθησης αποδίδει καλύτερα όταν ο κόμβος μεταγωγής είναι κοντά στον προορισμό ( $d \approx 1$ ) και η τιμή του ρυθμού μετάδοσης επιτυγχάνεται προσεγγίζει αυτή του ορίου αποκοπής (*cut set bound*) και ισούται με αυτήν όταν  $d = 1$ . Μια επιπλέον παρατήρηση που είναι εύκολο να εξαχθεί από το διάγραμμα, είναι πως η στρατηγική *CF* αποδίδει καλύτερα από την *AF* σχεδόν για κάθε απόσταση του κόμβου μεταγωγής από την πηγή.

### 3.5 Αποκωδικοποίηση και Προώθηση (Decode and Forward)

Η αποκωδικοποίηση και προώθηση είναι μια στρατηγική μετάδοσης μπλοκ με δομή αυτού όπως φαίνεται στην **εικόνα 3.5**

	μπλοκ 1	μπλοκ 2	μπλοκ 3	μπλοκ 4
Πηγή	$\underline{x}_1(1, w_1)$	$\underline{x}_1(w_1, w_2)$	$\underline{x}_1(w_2, w_3)$	$\underline{x}_1(w_3, 1)$
Κόμβος μεταγωγής	$\underline{x}_2(1)$	$\underline{x}_2(w_1)$	$\underline{x}_2(w_2)$	$\underline{x}_2(w_3)$

**Εικόνα 3.5-Στρατηγική DF για full-duplex κόμβο μεταγωγής**

Υπάρχουν δύο πίνακες κωδικοποίησης (codebooks): οι  $\underline{x}_1(\cdot)$  και  $\underline{x}_2(\cdot)$ . Η πηγή χρησιμοποιεί κωδικοποίηση μπλοκ *Markov* π.χ. η κωδικοποίηση έχει στη μνήμη ένα μπλοκ στο οποίο η κωδική λέξη της πηγής στο μπλοκ  $b$  είναι η  $\underline{x}_1(w_{b-1}, w_b)$ . Η ιδέα είναι πως ο κόμβος μεταγωγής γνωρίζει το μήνυμα  $w_{b-1}$  και αποκωδικοποιεί το μήνυμα  $w_b$  έχοντας

πρώτα απομακρύνει την επίδραση του  $\underline{x}_2(w_{b-1})$ . Ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται στην περίπτωση αυτή ικανοποιεί η σχέση

$$R \leq I(X_1; Y_2 | X_2) \quad (3.28)$$

Ο κόμβος μεταγωγής μπορεί τώρα να μεταδώσει το  $\underline{x}_2(w_b)$  στο μπλοκ  $b + 1$ . Ο κόμβος προορισμού αποκωδικοποιεί το  $w_b$  με ένα αποκωδικοποιητή κυλιόμενου παραθύρου (*sliding – window decoder*) ο οποίος χρησιμοποιεί τα  $\underline{y}_{3,b}$  και  $\underline{y}_{3,b+1}$ . Εάν οι πίνακες κωδικοποίησης κάθε μπλοκ της εικόνας 3.5 είχαν επιλεγεί ανεξάρτητα μεταξύ τους, το όριο του ρυθμού μετάδοσης το οποίο θα προέκυπτε στον προορισμό θα ήταν

$$R \leq I(X_1; Y_3 | X_2) + I(X_2; Y_3) = I(X_1 X_2; Y_3) \quad (3.29)$$

Ο όρος  $I(X_1; Y_3 | X_2)$  της σχέσης 3.29 προέρχεται από την έξοδο  $\underline{y}_{3,b}$  (ο κόμβος προορισμού γνωρίζει ήδη το μήνυμα  $w_{b-1}$  και έτσι γνωρίζει και το  $\underline{x}_2(w_{b-1})$  ενώ ο όρος  $I(X_2; Y_3)$  προέρχεται από την έξοδο  $\underline{y}_{3,b+1}$  (η κωδική λέξη  $\underline{x}_1(w_b, w_{b+1})$  αντιμετωπίζεται σαν παρεμβολή). Ο ρυθμός μετάδοσης που τελικά επιτυγχάνεται με την *DF* στρατηγική πρόωθησης δίνεται από τη σχέση

$$R = \max_{P_{X_1 X_2(\cdot)}} \min\{I(X_1; Y_2 | X_2), I(X_1 X_2; Y_3)\} \quad (3.30)$$

Η μεγιστοποίηση πάνω σε όλες τις κατανομές πιθανότητας  $P_{X_1 X_2(\cdot)}$ , που χρησιμοποιείται στη σχέση 3.30, μπορεί να γίνει με τη χρήση της κωδικοποίησης υπέρθεσης (*superposition coding*) [9]. Στην περίπτωση αυτή, αν θεωρήσουμε π.χ. κανάλι μεταγωγής *Gauss* με δυνατότητα ταυτόχρονης εκπομπής και λήψης των τερματικών στο ίδιο κανάλι (*full duplex*), και με δομή των μπλοκ του *DF* πρωτοκόλλου όπως φαίνεται στην εικόνα 3.6.

	μπλοκ 1	μπλοκ 2	μπλοκ 3
Πηγή	$\underline{x}'_1(w_1) + \beta \underline{x}_2(1)$	$\underline{x}'_1(w_2) + \beta \underline{x}_2(w_1)$	$\underline{x}'_1(w_3) + \beta \underline{x}_2(w_2)$
Κόμβος μεταγωγής	$\underline{x}_2(1)$	$\underline{x}_2(w_1)$	$\underline{x}_2(w_2)$

Εικόνα 3.6- Στρατηγική *DF* για *full-duplex* κόμβο μεταγωγής σε κανάλι *AWGN*

Η ιδέα της συγκεκριμένης τεχνικής βασίζεται στην κατασκευή του πίνακα κωδικοποίησης  $\underline{x}_1(\cdot)$ , με την πρόσθεση κωδικών λέξεων από ένα πίνακα κωδικοποίησης *Gauss*  $\underline{x}'_1(\cdot)$  σε κωδικές λέξεις του πίνακα κωδικοποίησης  $\underline{x}_2(\cdot)$ , σταθμισμένες με έναν παράγοντα  $\beta$ . Οι κωδικές λέξεις στον  $\underline{x}'_1(\cdot)$  έχουν ισχύ  $P'_1$  όπου  $P'_1 \leq P_1$ , και οι σταθμισμένες κωδικές λέξεις του  $\underline{x}_2(\cdot)$ , χρησιμοποιούν ισχύ  $P_1 - P'_1$ , έχουμε για παράδειγμα  $\beta = \sqrt{(P_1 - P'_1)/P_2}$ . Επιπλέον η κωδική λέξη  $\underline{x}'_1(w_b)$  στο μπλοκ  $b$  είναι ανεξάρτητη της κωδικής λέξης  $\beta \underline{x}_2(w_{b-1})$ , έτσι ο περιορισμός ισχύος της πηγής ικανοποιείται.

Ο κόμβος μεταγωγής αποκωδικοποιεί το  $w_b$  στο ρυθμό  $\log_2(1 + P'_1|a_{s,r}|^2/N)$ . Ο κόμβος προορισμού αποκωδικοποιεί το μήνυμα  $w_b$  χρησιμοποιώντας τα  $y_{3,b}$  και  $y_{3,b+1}$  και τον προηγούμενο υπολογισμό του  $w_{b-1}$ . Η κωδική λέξη  $x'_1(w_{b+1})$  αντιμετωπίζεται σαν παρεμβολή. Ο ρυθμός που επιτυγχάνεται τελικά με το πρωτόκολλο *DF* δίνεται από τη σχέση 3.31

$$R = \max_{\rho} \min \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{P_1|a_{s,r}|^2(1-|\rho|)^2}{N} \right), \right. \\ \left. \log_2 \left( 1 + \frac{P_1|a_{s,d}|^2}{N} + \frac{P_2|a_{r,d}|^2}{N} + \frac{2\sqrt{P_1P_2}\text{Re}\{\rho\alpha_{13}\alpha_{23}^*\}}{N} \right) \right\} \quad (3.31)$$

Όπου  $\Re\{x\}$  είναι το πραγματικό μέρος του  $x$ , και  $\rho = E[X_1X_2^*]/\sqrt{P_1P_2}$  είναι ο συντελεστής συσχέτισης των μηδενικής μέσης τιμής τυχαίων μεταβλητών  $X_1$  και  $X_2$ , ο οποίος στην περίπτωση αυτή ισούται με  $\rho = \sqrt{1 - P'_1/P_1}$ . Μετατοπίζοντας με κατάλληλο τρόπο τη φάση του σήματος που εκπέμπει ο κόμβος μεταγωγής, η πηγή και ο κόμβος μεταγωγής μπορούν να συνδυάσουν με τον κατάλληλο τρόπο τα σήματα που εκπέμπουν έτσι ώστε ο σηματοθορυβικός λόγος (*SNR*) στον δέκτη να βελτιώνεται σημαντικά.

Η στρατηγική αποκωδικοποίησης και προώθησης (*DF*) διαφέρει από τη περίπτωση κλασσικής προώθησης πολλαπλών βημάτων (*Classical Multi-hop*) σε πολλά σημεία όπως π.χ.

- Η πηγή και ο κόμβος μεταγωγής εκπέμπουν ταυτόχρονα
- Τα σήματα που εκπέμπονται από την πηγή και τον κόμβο μεταγωγής μπορούν, μετά από κατάλληλη επεξεργασία, να συνδυαστούν εγγενώς στον προορισμό εάν οι συντελεστές  $a_{13}$  και  $a_{23}$  είναι γνωστοί στον πομπό ή στον κόμβο μεταγωγής.
- Ο προορισμός αποκωδικοποιεί χρησιμοποιώντας μερικά ή και όλα από τα διαθέσιμα μπλοκ των εξόδων από τα μηνύματα που έχουν προηγηθεί.

Μια επιπλέον ενδιαφέρουσα παρατήρηση είναι πως ο δεύτερος όρος της σχέσης 40 συμπίπτει με τον ρυθμό μετάδοσης που επιτυγχάνεται στο κανάλι σημείου προς σημείο (point to point) όπου ο πομπός έχει ένα διάνυσμα εισόδου  $[X_1X_2]$ . Βλέπουμε δηλαδή πως η στρατηγική *DF* μπορεί να σχετιστεί με την περίπτωση συστημάτων εκπομπής πολλαπλών κεραιών. Στην πραγματικότητα, αν η χωρητικότητα του καναλιού μεταξύ πηγής-κόμβου μεταγωγής είναι μεγάλη (αν π.χ. η πηγή και ο κόμβος μεταγωγής βρίσκονται σε κοντινή απόσταση) τότε ο οριακός παράγοντας της σχέσης 3.30 είναι ο  $I(X_1X_2; Y_3)$ .

Στην εικόνα 3.2 η καμπύλη με την ετικέτα *DF* αναπαριστά τις τιμές των ρυθμών μετάδοσης που επιτυγχάνονται με τη χρήση της στρατηγικής αποκωδικοποίησης και προώθησης για την γραμμική περίπτωση του δικτύου των τριών κόμβων η οποία φαίνεται στην εικόνα 3.1β. Οι τιμές αυτές υπολογίστηκαν θεωρώντας όπως και στις προηγούμενες στρατηγικές τιμή των σηματοθορυβικών λόγων  $\frac{P_1}{N} = 10, \frac{P_2}{N} = 10$ , μοναδιαία τιμή των συντελεστών των διαλείψεων των καναλιών  $|a_{i,j}| = 1$  για κάθε  $(i,j)$ , και συντελεστή απωλειών διάδοσης  $\nu = 2$ . Η καμπύλη με ετικέτα "*ρ for DF*" (εικόνα 3.1β) δείχνει τον βέλτιστο συντελεστή συσχέτισης. Παρατηρούμε από το διάγραμμα πως το πρωτόκολλο *DF*

αποδίδει καλύτερα, όταν ο κόμβος μεταγωγής βρίσκεται κοντά στην πηγή  $d \approx 0$ , και ισούται με το όριο συνόλου αποκοπής (*cut – set bound*) όταν  $d = 0$ . Όπως είναι εύκολα αντιληπτό από την εικόνα 3.2, η επιλογή της *DF* στρατηγικής είναι προτιμότερη όταν ο κόμβος μεταγωγής είναι πιο κοντά στην πηγή, ενώ σε τοπολογία δικτύου που αυτός βρίσκεται πιο κοντά στον κόμβο προορισμού η επιλογή της στρατηγικής συμπίεσης και προώθησης *CF* επιτυγχάνει τους υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Το παραπάνω αποτέλεσμα μπορεί να εφαρμοστεί και σε δίκτυα στα οποία υπάρχουν περισσότεροι του ενός κόμβοι μεταγωγής. Αν για παράδειγμα υποθέσουμε πως έχουμε δύο κόμβους μεταγωγής οι οποίοι είναι κοντά στην πηγή ή στον προορισμό τότε επιλέγουμε τη χρήση *DF* ή *CF* πρωτόκολλο προώθησης αντίστοιχα. Αν ο ένας κόμβος μεταγωγής βρίσκεται κοντά στην πηγή και ο άλλος κοντά στον προορισμό τότε καθίσταται προτιμότερη η χρήση της *DF* στρατηγικής για τον πρώτο, και της *CF* στρατηγικής για τον δεύτερο[3].

## Βιβλιογραφία

- [1] J. N. Laneman, "Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures," Ph.D. dissertation, MIT, Cambridge, MA, 2002.
- [2] E. Zimmermann, P. Herhold, and G. Fettweis, "On the Performance of Cooperative Diversity Protocols in Practical Wireless Systems", In 58th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2003), October 2003
- [3] Gerhard Kramer , Ivana Marić and Roy D. Yates, " Cooperative Communications", Foundations and Trends R in Networking Vol. 1, Nos. 3-4 (2006) 271–425c 2007 G. Kramer, I. Marić and R. D. Yates DOI: 10.1561/13000000004.
- [4] K. J. Ray Liu, Ahmed K. Sadek , Weinfeng Su and Andres Kwansinsky , "Cooperative Communications and Networking", Cambridge University Press , ISBN-13 978-0-511-46548-2 eBook (Net Library), 2009.
- [5] T. S. Rappaport, " Wireless Communications: Principles and Practice", Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [6] Ioannis Krikidis, Jean Claude Belfiore, "Scheduling for Amplify-and-Forward Cooperative Networks", IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 56, NO. 6, NOVEMBER 2007.
- [7] T. M. Cover and J. A. Thomas, Elements of Information Theory. New York: John Wiley & Sons, 1991.
- [8] T. M. Cover and A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 25, no. 5, pp. 572–584, September 1979.
- [9] T. M. Cover, "Broadcast channels," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 18, no. 1, pp. 2–14, January 1972.

## 4 Συνεργατική Διαφορικότητα (Cooperative Diversity)

Στο προηγούμενο κεφάλαιο μελετήθηκαν οι στρατηγικές προώθησης και οι ρυθμοί μετάδοσης που επιτυγχάνονται με τη χρήση αυτών, σε κανάλια στα οποία εμφανίζονται γρήγορες διαλείψεις. Για την μελέτη της απόδοσης τους θεωρήθηκε πως η πληροφορία κατάστασης του καναλιού είναι διαθέσιμη μόνο στους δέκτες (*CSIR*) και τα τερματικά τα οποία χρησιμοποιούνται δεν υφίστανται τον περιορισμό της ορθογωνιότητας (*full – duplex*). Το κύριο μέτρο απόδοσης ήταν ο ρυθμός μετάδοσης, καθώς οι μεγάλοι μήκους κώδικες μπορούν να αντισταθμίσουν την επίδραση του θορύβου και των διαλείψεων και έτσι η πιθανότητα λάθους να προσεγγίσει το μηδέν.

Στον παρόν κεφάλαιο μελετώνται συνεργατικά πρωτόκολλα και η απόδοση τους σε μη εργοδικό περιβάλλον διαλείψεων π.χ. περιπτώσεις εμφάνισης αργών διαλείψεων στο κανάλι μετάδοσης ή περιορισμών καθυστέρησης όπου το διάστημα κωδικοποίησης οριοθετείται σε ένα συγκεκριμένο αριθμό πραγματοποιήσεων του καναλιού. Η εκμετάλλευση της χρονικής διαφορικότητας και των πλεονεκτημάτων που αυτή προσφέρει, δεν είναι δυνατή στην περίπτωση αυτή. Εν αντιθέσει με τις υποθέσεις του προηγούμενου κεφαλαίου, εδώ θεωρούνται ορθογώνιες μεταδόσεις και *half – duplex* τερματικά. Χρήσιμο μέτρο απόδοσης στις περιπτώσεις αυτές είναι η πιθανότητα αποκοπής (*outage probability*) [1] που προκύπτει από την χρήση των συνεργατικών πρωτοκόλλων. Η πιθανότητα αποκοπής μειώνεται με τη βοήθεια της διαφορικότητας (*diversity*) π.χ. τα εκπεμπόμενα σήματα μεταφέρουν την ίδια πληροφορία από διαφορετικά μονοπάτια διάδοσης που προκύπτουν ως προς τον χρόνο, τη συχνότητα ή το χώρο. Στην περίπτωση της συνεργατικής διαφορικότητας ο στόχος είναι χρήση των πλεονεκτημάτων που προσφέρονται από την συνεργασία των κόμβων που συμμετέχουν στο ασύρματο δίκτυο.

Στην συνεργασία εκπομπής (*transmit cooperation*) οι κόμβοι μπορούν να χρησιμοποιήσουν την *DF* ή την *AF* στρατηγική συνεργασίας, για να ανταλλάξουν μεταξύ τους μηνύματα. Με το διαμοιρασμό αυτό των πόρων δημιουργούνται ανεξάρτητα μονοπάτια διάδοσης και έχουν ως αποτέλεσμα την γνωστή ως συνεργατική διαφορικότητα (*cooperative diversity*) [7,10]. Τα συστήματα στα οποία χρησιμοποιείται συνεργασία εκπομπής έχουν πολλές ομοιότητες με τα συστήματα πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης (*MIMO*) και γι' αυτό ονομάζονται καταναμημένα *MIMO* συστήματα [3].



## 4.1 Απόδοση Συνδυαστικής Τεχνικής MRC(Maximum Ratio Combining)

Η συνδυαστική τεχνική MRC έχει ως στόχο τον βέλτιστο γραμμικό συνδυασμό των σημάτων στον δέκτη, έτσι ώστε να μεγιστοποιείται ο σηματοθρομβικός λόγος που προκύπτει στο τελικά παραγόμενο σήμα. Υποθέσουμε σαν εισόδους της MRC τεχνικής  $L$  σήματα  $(y_0, y_1, \dots, y_{L-1})$  τα οποία μπορούν να συνδυαστούν και να δημιουργήσουν το τελικό σήμα  $y_M$ . Κάθε ένα από τα λαμβανόμενα σήματα ανταποκρίνεται σε ένα μοναδιαίας ενέργειας εκπεμπόμενο σήμα το οποίο έχει μεταδοθεί σε μία από τις  $L$  ανεξάρτητες διαδρομές. Οι διαδρομές αυτές μπορούν να μοντελοποιηθούν από του συντελεστές  $\alpha_0 e^{j\varphi_0}, \alpha_1 e^{j\varphi_1}, \dots, \alpha_{L-1} e^{j\varphi_{L-1}}$ . Καθώς η τεχνική MRC είναι γραμμική, η σχέση μεταξύ των εισόδων και της εξόδου διατυπώνεται όπως φαίνεται στη σχέση 4.1 :

$$y_M = \sum_{k=0}^{L-1} c_k e^{-j\varphi_k} y_k \quad (4.1)$$

Όπου  $c_k$  είναι οι συντελεστές του συνδυαστή MRC, και οι μιγαδικοί εκθετικοί συντελεστές χρησιμοποιούνται για την εξίσωση των φάσεων του κάθε όρου. Αν υποθέσουμε πως τα συνδυαζόμενα σήματα επηρεάζονται με τον ίδιο τρόπο από τον θόρυβο του δέκτη(ο οποίος έχει πυκνότητα ισχύος  $N_0$ ), ο σηματοθρομβικός λόγος στην έξοδο του MRC, συμβολίζεται με  $\gamma_M$  και δίνεται από τη σχέση :

$$\gamma_M = \frac{(\sum_{k=0}^{L-1} c_k a_k)^2}{N_0 \sum_{k=0}^{L-1} c_k^2} \quad (4.2)$$

Οι τιμές των συντελεστών του συνδυαστή που μεγιστοποιούν το σηματοθρομβικό λόγο  $\gamma_M$  της σχέσης 4.1, ικανοποιούν την ανισότητα *Cauchy – Schwarz*[11]:

$$\left( \sum_{k=0}^{L-1} c_k a_k \right)^2 \leq \left( \sum_{k=0}^{L-1} c_k^2 \right) \left( \sum_{k=0}^{L-1} a_k^2 \right) \quad (4.3)$$

Το SNR μεγιστοποιείται όταν στην σχέση 4.3 ισχύει η ισότητα. Αυτή επιτυγχάνεται για

$$c_k = \frac{a_k}{\sqrt{N_0}} \quad (4.4)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω η MRC τεχνική συνδυάζει τα σήματα που φτάνουν στον δέκτη από τις διάφορες διαδρομές, ολισθαίνοντας την φάση τους εκ πρώτης και

μετατρέποντας τα σε συμφασικά, και στη συνέχεια σταθμίζοντας τα πλάτη που αυτά έχουν. Τέλος, αθροίζοντας τα δημιουργεί το τελικό σήμα στην έξοδο του συνδυαστή.

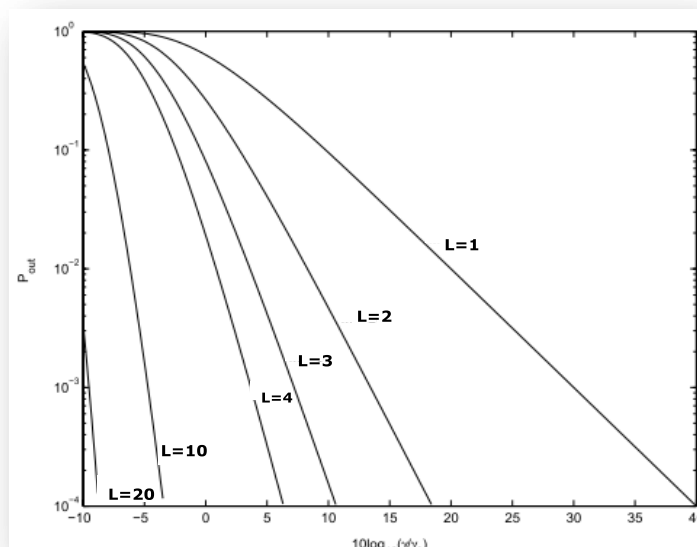
Η μέση τιμή του  $SNR$  που προκύπτει στον συνδυαστή, αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση του αριθμού των ανεξάρτητων μονοπατιών από τα οποία φτάνουν τα λαμβανόμενα σήματα. Η στατιστική κατανομή του τελικού σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma_M$ , ακόμα και σε κανάλια διάδοσης των  $L$ -κλάδων στα οποία εμφανίζονται διαλείψεις *Rayleigh*, ακολουθεί διαφορετική από αυτά κατανομή. Η κατανομή που προκύπτει δίνεται από τη σχέση :

$$p_{\gamma_M}(\gamma) = \frac{\gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^L (L-1)!} \quad \gamma \geq 0 \quad (4.5)$$

Όπου θεωρήσαμε διαλείψεις *Rayleigh* σε κάθε κλάδο, με μέση τιμή  $SNR$   $\bar{\gamma}$ , επίσης αναμενόμενη μέση τιμή του  $SNR$  που προκύπτει στην έξοδο του συνδυαστή  $\bar{\gamma}_M = L \bar{\gamma}$ , και διακύμανση  $2L\bar{\gamma}$ . Η πιθανότητα αποκοπής που προκύπτει για την τεχνική *MRC* δίνεται από τη σχέση

$$P_{out} = p(\gamma_M < \gamma_0) = \int_0^{\gamma_0} p_{\gamma_M}(\gamma) d\gamma = 1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}} \sum_{k=1}^L \frac{(\gamma_0/\bar{\gamma})^{k-1}}{(k-1)!} \quad (4.6)$$

Στην εικόνα 4.1 φαίνεται η πιθανότητα αποκοπής που προκύπτει για διαφορετικό αριθμό κλάδων  $L$ [12].



**Εικόνα 4.1-Πιθανότητα αποκοπής *MRC* τεχνικής για διαλείψεις *Rayleigh***

Παρατηρείται πως οι τιμές της πιθανότητας αποκοπής λαμβάνουν μικρότερες τιμές, με την αύξηση του αριθμού των ανάτυπων του σήματος που φτάνουν στον δέκτη και έχουν ως αποτέλεσμα την αύξηση της διαφορικότητας που επιτυγχάνεται.

## 4.2 Μέτρα Απόδοσης(Performance Metrics)

Θεωρούμε ένα κανάλι μετάδοσης σημείου προς σημείο(*point – to – point channel*) σαν και αυτό που απεικονίζεται στην εικόνα 2.4, και θεωρούμε ρυθμό κωδικοποιημένης διαμόρφωσης  $R$ . Ως  $\gamma$  μπορούμε να συμβολίσουμε τη τιμή του σηματοθορυβικού λόγου(*SNR*) στον δέκτη και ως  $I(\gamma)$  την αμοιβαία πληροφορία μεταξύ των εισόδων και των εξόδων του καναλιού μετάδοσης. Η αμοιβαία πληροφορία  $I(\gamma)$  αποτελεί τυχαία μεταβλητή η τιμή της οποίας εξαρτάται από τους συντελεστές διαλείψεων του καναλιού. Το μήκος της κωδικής λέξης  $n$  θεωρείται επαρκώς μεγάλο και οι κωδικοποιήσεις ικανοποιητικά καλές έτσι ώστε η πιθανότητα λαθών αποκωδικοποίησης να είναι αμελητέα, όταν ισχύει  $I(\gamma) > R$ . Στην περίπτωση που ισχύει η σχέση  $I(\gamma) < R$  έχουμε γεγονός αποκοπής και η αντίστοιχη πιθανότητα δίνεται από τη σχέση

$$P_{out}(\gamma, R) = \Pr[I(\gamma) < R] \quad (4.7)$$

Επιθυμούμε τον χαρακτηρισμό των τιμών που επιτυγχάνονται όσον αφορά την τριάδα  $(\gamma, R, P_{out})$ . Για παράδειγμα, για μια δεδομένη τιμή του ρυθμού μετάδοσης  $R$  αλλά και της πιθανότητας αποκοπής  $P_{out}$ , να μπορούμε να υπολογίσουμε τη μικρότερη δυνατή τιμή του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$ . Ωστόσο λόγω των δυσκολιών μιας τέτοιας ανάλυσης, μελετούμε την οριακή συμπεριφορά των  $(R, P_{out})$  για μεγάλες και για μικρές τιμές του  $\gamma$ .

Τα μέτρα απόδοσης που χρησιμοποιούνται για μεγάλες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$  είναι τα εξής:

- κέρδος διαφορικότητας(*diversity gain*)
- κέρδος πολυπλεξίας(*multiplexing gain*)
- αντιστάθμιση κερδών διαφορικότητας πολυπλεξίας(*diversity – multiplexing tradeoff*)

### Κέρδος διαφορικότητας

Για ένα δεδομένο ρυθμό μετάδοσης  $R$ , το κέρδος διαφορικότητας δίνεται από τη σχέση

$$d = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{-\log P_{out}(\gamma, R)}{\log \gamma} \quad (4.8)$$

Το κέρδος διαφορικότητας αναπαριστά την κλίση της καμπύλης στο διάγραμμα που αναπαριστά την πιθανότητα αποκοπής συναρτήσεως της μέσης τιμής του *SNR* όταν για την απεικόνιση χρησιμοποιείται *log – log* κλίμακα και για τα δυο μεγέθη.

Θεωρούμε αργές διαλείψεις *Rayleigh* έτσι ώστε να ισχύει στο κανάλι μετάδοσης η σχέση

$$y[n] = a_{i,j}x[n] + z[n] \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4.9)$$

καθώς και ο περιορισμός ισχύος της σχέσης 2.4. Οι συντελεστές διαλείψεων  $a_{i,j}$  θεωρούνται σταθεροί για κάθε  $n$ , και ο αναμενόμενος σηματοθορυβικός λόγος  $SNR$  στον δέκτη είναι  $\gamma = P/N$ . Η αμοιβαία πληροφορία  $I(\gamma)$  για εισόδους *Gauss* δίνεται από τη σχέση

$$I(\gamma) = \log_2(1 + \gamma|a|^2) \quad \frac{\text{bits}}{\text{use}} \quad (4.10)$$

Από τη σχέση 4.10 προκύπτει για την πιθανότητα αποκοπής

$$P_{out}(\gamma, R) = Pr \left[ |a|^2 < \frac{2^R - 1}{\gamma} \right] = 1 - \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\gamma}\right) \quad (4.11)$$

Για να αναπαραστήσουμε την πιθανότητα αποκοπής σαν συνάρτηση του  $\gamma$  θεωρούμε τη συνάρτηση

$$g(\gamma, R) = \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \quad (4.12)$$

Η πιθανότητα αποκοπής με τη χρήση της 4.12 υπολογίζεται ως

$$P_{out}(\gamma, R) = 1 - e^{-g(\gamma, R)} \sim^n g\left(\gamma, \frac{R}{2}\right) \quad (4.13)$$

Η σχέση της μορφής  $f_1(x, y) \sim^x f_2(x, y)$  ισοδυναμεί με τη σχέση

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{f_1(x, y)}{f_2(x, y)} = 1 \quad (4.14)$$

Από τις σχέσεις 4.12, 4.13 μπορούμε να παρατηρήσουμε πως μέχρι ένα σταθερό σημείο, η πιθανότητα αποκοπής μειώνεται ανάλογα με τον όρο  $1/\gamma$  και έτσι η τιμή του κέρδους διαφορικότητας που δίνεται από τη σχέση 4.8 έχει τιμή  $d = 1$ .

Μπορούμε να σημειώσουμε πως για σταθερές κωδικοποιημένες διαμορφώσεις όπως η *BPSK*, μπορούμε να αντικαταστήσουμε την πιθανότητα αποκοπής με την πιθανότητα σφάλματος  $P_e(\gamma)$ . Η πιθανότητα λάθους που προκύπτει στη διαμόρφωση *BPSK* σε περιβάλλον διαλείψεων *Rayleigh* υπολογίζεται :

$$P_e(\gamma) = \frac{1}{4\gamma} \quad (4.15)$$

Γι' αυτό το λόγο η *BPSK* έχει κέρδος διαφορικότητας  $d = 1$  και ρυθμό μετάδοσης  $R = 1$ .

Μία ακόμη αξιοσημείωτη παρατήρηση, είναι πως η διαφορικότητα είναι δυνατόν να οριστεί εναλλακτικά για μια "οικογένεια" κωδικοποιήσεων  $\{C(\gamma)\}$  με ρυθμούς μετάδοσης  $R(\gamma)$ , οι οποίοι καθορίζονται από την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$ . Η επισήμανση αυτή είναι χρήσιμη για τη μελέτη των κερδών πολυπλεξίας.[3]

## Κέρδος πολυπλεξίας

Θεωρούμε την οικογένεια κωδικοποιήσεων  $\{C(\gamma)\}$  με ρυθμούς μετάδοσης  $R(\gamma)$ . Οι ρυθμοί μετάδοσης συνήθως αυξάνονται με την αύξηση της μέσης τιμής του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$ . Το κέρδος πολυπλεξίας (ή αλλιώς ο αριθμός των βαθμών ελευθερίας) ορίζεται ως

$$r = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{R(\gamma)}{\log \gamma} \quad (4.16)$$

Σ' ένα κανάλι *Rayleigh* πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης *MIMO* με γνώση της πληροφορίας κατάστασης καναλιού μόνο στους δέκτες (*CSIR*) για παράδειγμα, το κέρδος πολυπλεξίας είναι  $r = \min(n_1, n_2)$  (όπου  $n_1$  ο αριθμός των κεραιών εκπομπής και  $n_2$  ο αντίστοιχος των κεραιών λήψης)[13].

## Αντιστάθμιση κερδών διαφορικότητας-πολυπλεξίας

Για τη μελέτη της αντιστάθμισης κερδών διαφορικότητας-πολυπλεξίας, θεωρούμε και πάλι την "οικογένεια" κωδικοποιήσεων  $\{C(\gamma)\}$  με ρυθμούς μετάδοσης  $R(\gamma)$ , και με τη βοήθεια των σχέσεων 4.8 και 4.16, υπολογίζουμε τα αντίστοιχα κέρδη. Ενδιαφέρον θέμα αποτελεί η μελέτη της οριακής συμπεριφοράς που λαμβάνει το ζεύγος των τιμών  $(d, r)$  για τα συνεργατικά πρωτόκολλα που θα μελετήσουμε στη συνέχεια. Για παράδειγμα, μπορούμε να συμβολίσουμε ως  $d^*(r)$  το ανώτατο όριο της τιμής του κέρδους διαφορικότητας  $d$  για σταθερή τιμή του κέρδους πολυπλεξίας  $r$ . Κατά τον ίδιο τρόπο, ως  $r^*(d)$  υποθέτουμε την ανώτατη τιμή του κέρδους πολυπλεξίας για σταθερή τιμή του  $d$ . Έτσι ονομάζουμε (παρομοίως με την περίπτωση της συνάρτησης ρυθμού-παραμόρφωσης) την  $d^*(r)$  ως συνάρτηση αντιστάθμισης διαφορικότητας-πολυπλεξίας, και αντίστοιχα την  $r^*(d)$  ως συνάρτηση αντιστάθμισης πολυπλεξίας-διαφορικότητας.

Θεωρούμε για παράδειγμα ένα *MISO* κανάλι (πολλαπλών εισόδων και μίας εξόδου), με διαλείψεις *Rayleigh*, γνώση της πληροφορίας κατάστασης του καναλιού στον δέκτη (*CSIR*) και ανεξάρτητες μεταξύ τους εισόδους *Gauss*. Με τη χρήση της σχέσης 4.8 και για ρυθμό μετάδοσης  $R = r \log \gamma$  υπολογίζουμε

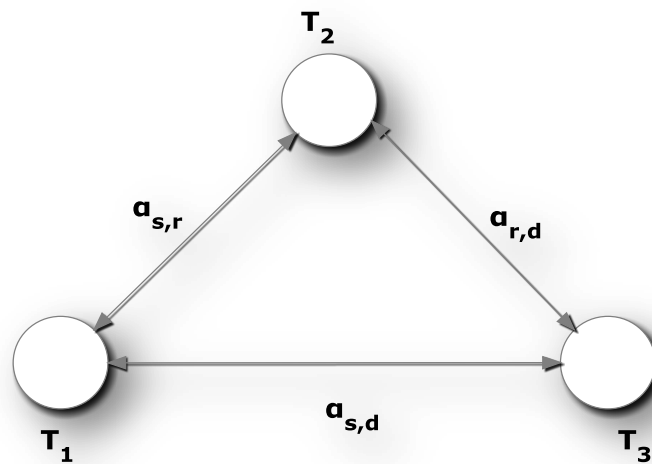
$$d^*(r) = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{-\log \left( \frac{n_1^{n_1}}{(n_1!)^2} \right) - n_1 \log (\gamma^{-1} (2^{r \log_2 \gamma} - 1))}{\log \gamma} = n_1 (1 - r) \quad (4.17)$$

Συμπεραίνουμε λοιπόν από την 4.17 πως η συνάρτηση αντιστάθμισης διαφορικότητας-πολυπλεξίας είναι γραμμική[13,14,4].

## 4.3 Μοντελοποίηση Συστήματος

Στην εικόνα 4.2 φαίνεται ένα απλό παράδειγμα συνεργασίας σε ένα δίκτυο αποτελούμενο από ένα κόμβο μεταγωγής, τον κόμβο πηγής (πομπός) και τον προορισμό. Ο πομπός αποστέλλει ένα μήνυμα ευρείας εκπομπής προς τον προορισμό και τον κόμβο

μεταγωγής. Κατόπιν, ένα αντίγραφο του σήματος προωθείται από τον ενδιάμεσο κόμβο προς τον προορισμό, ο οποίος συνδυάζει με κατάλληλο τρόπο τα δύο ανάτυπα του ίδιου σήματος τα οποία έλαβε.



Εικόνα 4.2-Παράδειγμα δικτύου συνεργασίας με ένα κόμβο μεταγωγής

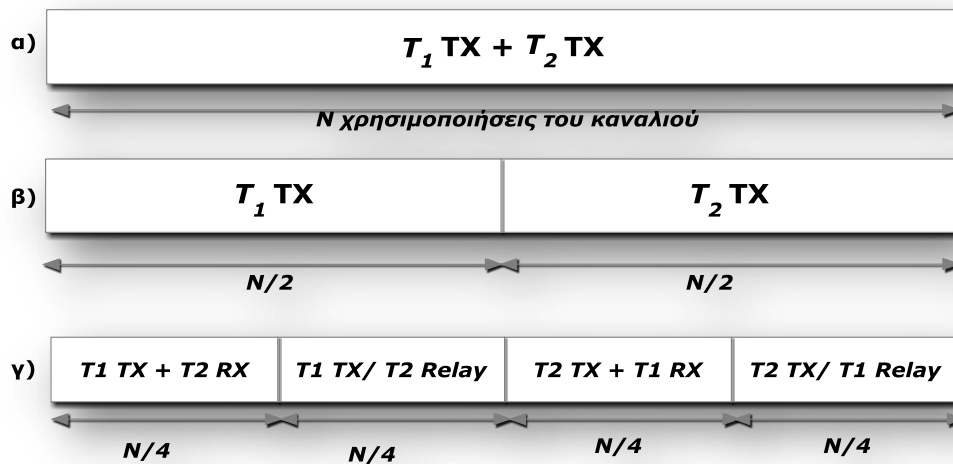
Στο παραπάνω σύστημα θεωρούμε μεταδόσεις στενής ζώνης (*narrow – band*) οι οποίες υποφέρουν από επίπεδες διαλείψεις και προσθετικό θόρυβο. Ωστόσο, τα συνεργατικά πρωτόκολλα μετάδοσης που θα μελετηθούν μπορούν να επεκταθούν και σε μεταδόσεις ευρείας ζώνης ή υψηλής κινητικότητας, όπου εμφανίζονται διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα ή ως προς τον χρόνο αντίστοιχα. Στις μεταδόσεις αυτές, τα πλεονεκτήματα που παρέχονται με την χρήση των πρωτοκόλλων συνεργατικής διαφορικότητας είναι λιγότερο σημαντικά από αυτά που παρέχονται από την εκμετάλλευση άλλων μορφών διαφορικότητας (π.χ. χρονική, συχνότητας κ.α.).

### 4.3.1 Μέσο Πρόσβασης (*Medium Access*)

Όπως στα περισσότερα ασύρματα δίκτυα, έτσι και στο δίκτυο με έναν κόμβο μεταγωγής το οποίο μοντελοποιούμε, το διαθέσιμο εύρος ζώνης διαιρείται σε ορθογώνια κανάλια και τα κανάλια αυτά που δημιουργούνται κατανέμονται στα τερματικά που συμμετέχουν στην εκπομπή σημάτων. Στην περίπτωση μας αυτά είναι ο κόμβος πηγής και ο κόμβος μεταγωγής. Η λειτουργία αυτή υλοποιείται από το υπόστρωμα ελέγχου πρόσβασης μέσου (*MAC*). Το *MAC* είναι αυτό που χρησιμοποιείται και για την κατανομή ορθογώνιων καναλιών π.χ. διαίρεσης συχνότητας, διαίρεσης χρόνου ή διαίρεσης κώδικα στα τερματικά που συμμετέχουν στα κυψελωτά δίκτυα, για την επικοινωνία αυτών με τον σταθμό βάσης.

Η διαίρεση του συνολικά διαθέσιμου εύρους ζώνης σε ορθογώνια κανάλια επιτρέπει την χρησιμοποίηση των συνεργατικών πρωτοκόλλων που μελετούνται παρακάτω, στα ήδη υπάρχοντα δίκτυα. Τα τερματικά που χρησιμοποιούνται πρέπει να εκπέμπουν αλλά και να είναι σε θέση να λάβουν σήματα τα οποία θα επεξεργαστούν. Όπως έχει αναφερθεί και στο κεφάλαιο 2, για λόγους αποφυγής παρεμβολών δεν ενδείκνυται η ταυτόχρονη εκπομπή και λήψη σημάτων στην ίδια ζώνη συχνοτήτων (περιορισμός ορθογωνιότητας). Αυτό συμβαίνει λόγω της μεγάλης εξασθένισης που παρουσιάζεται κατά την διάδοση των

σημάτων στο ασύρματο μέσο διάδοσης αλλά και της ανεπαρκούς ηλεκτρικής απομόνωσης των κυκλωμάτων εκπομπής και λήψης στα τερματικά που χρησιμοποιούνται. Έτσι το εκπεμπόμενο σήμα ενός τερματικού υπερκαλύπτει το σήμα που λαμβάνει την ίδια στιγμή ή στην ίδια ζώνη συχνοτήτων. Στην εικόνα 4.3 φαίνεται η διαίρεση του καναλιού σε ορθογώνια υποκανάλια για το απλό δίκτυο με ένα κόμβο μεταγωγής της εικόνας 4.2.[5]



Εικόνα 4.3-Κατανομή καναλιού μετάδοσης για : α)απευθείας εκπομπή με παρεμβολές, β)ορθογώνια απευθείας εκπομπή γ)ορθογώνια εκπομπή με πρωτόκολλα συνεργατικής διαφορικότητας

### 4.3.2 Ισοδύναμο Μοντέλο Καναλιού Μετάδοσης

Έπειτα και από τους περιορισμούς ορθογωνιότητας που διατυπώθηκαν παραπάνω, μπορούμε να χαρακτηρίσουμε τον κανάλι χρησιμοποιώντας διαίρεση χρόνου(δυνατός είναι και ο αντίστοιχος χαρακτηρισμός με διαίρεση συχνότητας). Θα θεωρήσουμε επίσης ένα βασικής ζώνης και διακριτού χρόνου κανάλι το οποίο μοντελοποιεί το κανάλι συνεχούς χρόνου, και  $N$  διαδοχικές χρήσεις του καναλιού( όπου  $N$  είναι ακέραιος αριθμός).

Για απευθείας εκπομπή, μοντελοποιούμε το κανάλι όπως φαίνεται στη σχέση 4.18

$$y_{s,d}[n] = a_{s,d}x_s[n] + z_d[n] \quad (4.18)$$

Για  $n = 1, \dots, N/2$  εκπέμπεται το σήμα  $x_s[n]$  από τον κόμβο πηγής, και  $y_{s,d}[n]$  είναι το λαμβανόμενο σήμα του κόμβου προορισμού. Το άλλο τερματικό που χρησιμοποιείται και σαν κόμβος μεταγωγής εκπέμπει για  $n = \frac{N}{2} + 1, \dots, N$  (όπως φαίνεται στην εικόνα 4.3β). Στην περίπτωση αυτή κάθε τερματικό εκμεταλλεύεται τους μισούς από τους διαθέσιμους βαθμούς ελευθερίας.

Στην περίπτωση εκπομπής με χρήση συνεργατικής διαφορικότητας μοντελοποιούμε το κανάλι κατά τη μετάδοση του πρώτου μισού του μπλοκ όπως φαίνεται στις σχέσεις

$$y_{s,r}[n] = a_{s,r}x_s[n] + z_r[n] \quad (4.19)$$

$$y_{s,d}[n] = a_{s,d}x_s[n] + z_d[n] \quad (4.20)$$

Για  $n = 1, \dots, N/4$ , όπως πριν  $x_s[n]$  είναι το εκπεμπόμενο από την πηγή σήμα,  $y_r[n]$  και  $y_d[n]$  είναι τα σήματα που λαμβάνονται από τον κόμβο μεταγωγής και τον προορισμό αντίστοιχα.

Για το δεύτερο μισό του μπλοκ μοντελοποιούμε το λαμβανόμενο σήμα ως

$$y_{r,d}[n] = a_{r,d}x_r[n] + z_d[n] \quad (4.21)$$

Για  $n = \frac{N}{4} + 1, \dots, \frac{N}{2}$  όπου  $x_r[n]$  είναι το εκπεμπόμενο από τον κόμβο μεταγωγής σήμα και  $y_{r,d}[n]$  είναι το λαμβανόμενο στον κόμβο προορισμού σήμα. Παρόμοια λειτουργία συμβαίνει και στο δεύτερο μισό των μπλοκ (για  $n = \frac{N}{2} + 1, \dots, N$ ), με τη μόνη διαφορά πως αντιστρέφονται οι ρόλοι της πηγής και του κόμβου μεταγωγής, όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.3. Μπορούμε να σημειώσουμε πως στην παραπάνω περίπτωση, ενώ οι μισοί βαθμοί ελευθερίας διατίθενται για τον κάθε κόμβο πηγής, μόνο το ένα τέταρτο αυτών είναι διαθέσιμο για την επικοινωνία με τον κόμβο μεταγωγής.

Ως  $a_{s,d}$  και  $a_{s,r}$  συμβολίζονται οι συντελεστές των καναλιών (μοντελοποιούν τις διαλείψεις και τις απώλειες διόδευσης των καναλιών) από την πηγή προς τον προορισμό και προς τον κόμβο μεταγωγής αντίστοιχα. Οι συντελεστές αυτοί αναπαριστούν τις απώλειες διόδευσης και τη σκίαση και μοντελοποιούνται ως μηδενικής μέσης τιμής, μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές Gauss με διακυμάνσεις  $\sigma_{s,d}^2$  και  $\sigma_{s,r}^2$  αντίστοιχα. Οι όροι  $z_d$  και  $z_r$  που αναπαριστούν τον θόρυβο που εμφανίζεται στους κόμβους προορισμού και μεταγωγής αντίστοιχα και μοντελοποιούνται σαν μηδενικής μέσης τιμής μεταβλητές Gauss με διακύμανση  $N_0$ . [2],[5]

### 4.3.3 Παραμετροποίηση

Δύο πολύ σημαντικές παράμετροι του συστήματος είναι το  $SNR$  (σηματοθορυβικός λόγος) χωρίς διαλείψεις και η φασματική αποδοτικότητα (*spectral efficiency*). Για ένα κανάλι συνεχούς χρόνου με εύρος ζώνης διαθέσιμο για εκπομπή  $W$  hertz, το αντίστοιχο μοντέλο καναλιού διακριτού χρόνου περιέχει  $W$  διδιάστατα σύμβολα ανά δευτερόλεπτο ( $2D/s$ ).

Αν στο κανάλι συνεχούς χρόνου υπάρχει ένας μέσος περιορισμός ισχύος  $P_c$  joules/s, αυτό μεταφράζεται στο κανάλι διακριτού χρόνου σε αντίστοιχο περιορισμό ισχύος  $P = 2P_c/W$  Joules/2D. Αυτό συμβαίνει καθώς κάθε τερματικό εκμεταλλεύεται τους μισούς από τους διαθέσιμους βαθμούς ελευθερίας στην περίπτωση της συνύπαρξης απευθείας εκπομπής και συνεργατικής διαφορικότητας. Για την μοντελοποίηση του καναλιού χρησιμοποιούνται οι τυχαίες μεταβλητές του  $SNR$   $\gamma |a_{i,j}|^2$ , όπου

$$\gamma := \frac{2P_c}{N_0W} = \frac{P}{N_0} \quad (4.22)$$

είναι το  $SNR$  χωρίς διαλείψεις. Όπως μπορεί να αποδειχθεί, η αύξηση του  $\gamma$  στη ζεύξη μεταξύ πηγής και κόμβου μεταγωγής αναλογικά με την αύξηση του αντίστοιχου σηματοθορυβικού λόγου στη ζεύξη μεταξύ πηγής και προορισμού, οδηγεί στην επίτευξη



πλήρης διαφορικότητας και της εξολοκλήρου εκμετάλλευσης των οφελών των συνεργατικών πρωτοκόλλων.

Ως παράμετροι, επιπλέον του  $\gamma$ , μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα πρωτόκολλα εκπομπής ο ρυθμός των μεταδιδόμενων *bits/s* ή η φασματική αποδοτικότητα  $R$  που δίνεται από τη σχέση 4.23

$$R := 2r/W \text{ bits/s/Hz} \quad (4.23)$$

Η φασματική αποδοτικότητα κανονικοποιείται από τους βαθμούς ελευθερίας που χρησιμοποιεί το κάθε τερματικό και όχι από το συνολικό αριθμό των βαθμών ελευθερίας των καναλιών.

Αν και για την παραμετροποίηση του συστήματος θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν οι παράμετροι  $(\gamma, R)$  όπως προαναφερθήκαν, πιο συμπαγή αποτελέσματα προκύπτουν όταν χρησιμοποιούνται τα ζεύγη  $(\gamma_{norm}, R)$  ή  $(\gamma, R_{norm})$ , όπου

$$\gamma_{norm} := \frac{\gamma}{2^{R-1}} \quad (4.14) \quad \text{και} \quad R_{norm} := \frac{R}{\log(1+\gamma\sigma_{s,d}^2)} \quad (4.24)$$

Για ένα κανάλι με σύνθετο προσθετικό λευκό θόρυβο *Gauss(AWGN)*, εύρος ζώνης  $W/2$  και  $\gamma$  που υπολογίζεται ως  $\gamma\sigma_{s,d}^2$ ,  $\gamma_{norm} > 1$  είναι το *SNR* που κανονικοποιείται από το ελάχιστο *SNR* που απαιτείται για να πετύχουμε φασματική αποδοτικότητα  $R$ . Ομοίως  $R_{norm} < 1$  είναι η φασματική αποδοτικότητα που κανονικοποιείται από τη μέγιστη επιτευχθείσα φασματική αποδοτικότητα (χωρητικότητα του συστήματος). Με αυτή την έννοια, οι παραμετροποιήσεις που προκύπτουν από τα ζεύγη  $(\gamma_{norm}, R)$  και  $(\gamma, R_{norm})$  είναι δυϊκές μεταξύ τους. Στην περίπτωση συστημάτων με διαλείψεις που μελετώνται παρακάτω, οι δυο τρόποι παραμετροποίησης επισύρουν αντιστρόφως ανάλογες σχέσεις μεταξύ διαφορετικών απόψεων της απόδοσης του συστήματος: τα αποτελέσματα που χρησιμοποιούν το ζεύγος  $(\gamma_{norm}, R)$  επιδεικνύουν μια αντιστρόφως ανάλογη σχέση μεταξύ του κανονικοποιημένου κέρδους του  $\gamma$  και της φασματικής αποδοτικότητας του πρωτοκόλλου, ενώ με το ζεύγος  $(SNR, R_{norm})$  φανερώνεται η αντιστρόφως ανάλογη σχέση μεταξύ της τάξης της διαφορικότητας και της κανονικοποιημένης φασματικής αποδοτικότητας του (*diversity – multiplexing tradeoff*).[5]

## 4.4 Συνεργατικά Πρωτόκολλα Εκπομπής

Στην παράγραφο αυτή μελετούνται μια ποικιλία από διαφορετικά πρωτόκολλα συνεργασίας εκπομπής, τα οποία μπορούν να εφαρμοστούν στο απλό δίκτυο αποτελούμενο από τρεις κόμβους που μοντελοποιήσαμε προηγουμένως, αλλά και σε πιο σύνθετα συνεργατικά δίκτυα.

Τα πρωτόκολλα συνεργασίας μπορούν να ταξινομηθούν με βάση τη φύση των σχεδίων εκπομπής σε :

- **Σταθερά πρωτόκολλα(fixed protocols)**

Όπου ο κόμβος μεταγωγής προωθεί πάντα(αφού το επεξεργαστεί) το λαμβανόμενο σήμα. Το πλεονέκτημα των σχεδίων συνεργασίας που ακολουθούν το συγκεκριμένο πρωτόκολλο είναι η εύκολη υλοποίηση ενώ μειονέκτημα αποτελεί η μικρή φασματική αποδοτικότητα που παρουσιάζουν. Η μείωση των ρυθμών μετάδοσης που προκύπτει, οφείλεται στην μόνιμη κατανομή των μισών διαθέσιμων πόρων του καναλιού στον κόμβο μεταγωγής. Αυτό είναι ιδιαίτερα εμφανές στις περιπτώσεις που η ποιότητα της απευθείας ζεύξης μεταξύ του πομπού και του δέκτη είναι καλή και ικανή για τη σωστή μετάδοση της πληροφορίας, με αποτέλεσμα οι πόροι που έχουν δεσμευτεί από τον κόμβο μεταγωγής να αποτελούν σπατάλη.

- **Προσαρμοζόμενα πρωτόκολλα(adaptive protocols)**

Στην κατηγορία αυτή ανήκουν τα πρωτόκολλα επιλεκτικής προώθησης(*selective relaying*) και επαυξητικής προώθησης(*incremental relaying*). Στην περίπτωση επιλεκτικής προώθησης αν ο σηματοθορυβικός λόγος(*SNR*) του λαμβανόμενου από τον κόμβο μεταγωγής σήματος, υπερβαίνει ένα προκαθορισμένο όριο, τότε ο κόμβος εφαρμόζει τη στρατηγική αποκωδικοποίησης και προώθησης στο λαμβανόμενο σήμα. Αν ο σηματοθορυβικός λόγος του σήματος είναι κατώτερος του ορίου, τότε ο κόμβος μεταγωγής δεν προωθεί το μήνυμα προς τον προορισμό. Στην περίπτωση της επαυξητικής προώθησης χρησιμοποιούνται κανάλια επανατροφοδότησης(*feedback channel*) από τον κόμβο πηγής προς τους κόμβους πηγής και μεταγωγής ,μέσα από τα οποία ο τελικός κόμβος ενημερώνει κατά πόσο ήταν σωστή η μετάδοση της πληροφορίας προς αυτόν. Αν η μετάδοση δεν ήταν σωστή τότε τόσο ο κόμβος πηγής όσο και ο κόμβος μεταγωγής μπορούν να προχωρήσουν σε επαναπροώθηση του μηνύματος.

Τα προσαρμοζόμενα πρωτόκολλα συνεισφέρουν στην αύξηση της διαφορικότητας που επιτυγχάνεται, καθώς σε κάθε περίπτωση , θα πρέπει δύο από τους συντελεστές διαλείψεων να λάβουν μικρές τιμές έτσι ώστε να χαθεί η μετάδοση της πληροφορίας. Αν για παράδειγμα ο συντελεστής  $|a_{s,r}|^2$  είναι μικρός, θα πρέπει και ο συντελεστής  $|a_{s,d}|^2$  να είναι μικρός προκειμένου να μην είναι επιτυχής η μετάδοση. Παρομοίως , αν ο συντελεστής  $|a_{s,r}|^2$  είναι μεγάλος, θα πρέπει και οι δύο συντελεστές  $|a_{s,d}|^2$  ,  $|a_{r,d}|^2$  να λαμβάνουν μικρές τιμές έτσι ώστε να έχουμε γεγονός αποκοπής.

Από τον συνδυασμό των διαφορετικών στρατηγικών προώθησης με τα πρωτόκολλα συνεργασίας που αναφέρθηκαν, προκύπτουν διάφορα σχέδια συνεργασίας μέσα από τα οποία προκύπτουν σημαντικά πλεονεκτήματα και οφέλη στις μεταδόσεις[15].

#### 4.4.1 Απευθείας Εκπομπή(Direct Transmission)

Για λόγους διευκόλυνσης της μελέτης της απόδοσης των συνεργατικών πρωτοκόλλων, κρίνεται σκόπιμη στο σημείο αυτό η μελέτη της απόδοσης των συστημάτων στα οποία δεν εφαρμόζονται συνεργατικές τεχνικές. Αυτό θα βοηθήσει στην μετέπειτα σύγκριση των δύο αυτών τεχνικών και στην εξαγωγή συμπερασμάτων σχετικά με τα πλεονεκτήματα που οι συνεργατικές τεχνικές προσφέρουν όσον αφορά την αύξηση της αξιοπιστίας και της ποιότητας των ζεύξεων.

Απευθείας εκπομπή πραγματοποιείται, στην περίπτωση που ο κόμβος πηγής εκπέμπει προς ένα συγκεκριμένο προορισμό, χωρίς τη συμμετοχή ενδιάμεσων κόμβων. Η ελάχιστη μέση αμοιβαία πληροφορία μεταξύ της εισόδου και της εξόδου, η οποία επιτυγχάνεται από ανεξάρτητες και ιδανικά κατανομημένες εισόδους π.χ. μηδενικής μέσης τιμής, κυκλικές και συμμετρικές μιγαδικές εισόδους *Gauss*, δίνεται από τη σχέση 4.25

$$I(\gamma) = \log \left( 1 + \gamma |a_{s,d}|^2 \right) \quad (4.25)$$

Παρατηρούμε πως η αμοιβαία πληροφορία εξαρτάται από τον συντελεστή διαλείψεων  $a_{s,d}$ . Το γεγονός αποκοπής(όπως είδαμε και στην παράγραφο 4.2) δίνεται από τη σχέση  $I(\gamma) < R$  και είναι ισοδύναμο με τη σχέση 4.26

$$|a_{s,d}|^2 < \frac{2^R - 1}{\gamma} \quad (4.26)$$

Στην περίπτωση διαλείψεων *Rayleigh* όπου  $|a_{s,d}|^2$  είναι εκθετικά κατανομημένος με παράμετρο  $\sigma_{s,d}^{-2}$ , η πιθανότητα αποκοπής ικανοποιεί τη σχέση

$$\begin{aligned} P_0(\gamma, R) &:= \Pr[I(\gamma) < R] = \Pr \left[ |a_{s,d}|^2 < \frac{2^R - 1}{\gamma} \right] \\ &= 1 - \exp \left( -\frac{2^R - 1}{\gamma \sigma_{s,d}^2} \right) \\ &\sim \frac{1}{\sigma_{s,d}^2} \frac{2^R - 1}{\gamma} \quad (4.27) \end{aligned}$$

Η σχέση 4.27 ισχύει για μεγάλες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$ . Η συμπεριφορά  $1/\gamma$ , συνεπάγεται πως η αύξηση του *SNR* κατά 10 *db* έχει ως αποτέλεσμα την μείωση της πιθανότητας αποκοπής μόνο κατά ένα παράγοντα 10. Εν αντιθέσει με την απευθείας εκπομπή, τα συνεργατικά πρωτόκολλα εκπομπής που θα αναφερθούν παρακάτω έχουν ως αποτέλεσμα τη μείωση της τιμής

Στην περίπτωση που τα τερματικά εκπομπής και λήψης εκπέμπουν και λαμβάνουν αντίστοιχα στις  $L$  από τις  $K$  χρησιμοποιήσεις του καναλιού, η αμοιβαία πληροφορία που επιτυγχάνεται δίνεται από τη σχέση

$$I(\gamma) = (L/K) \log (1 + (K/L) |a_{s,d}|^2 \gamma) \quad (4.28)$$

Λόγω της μείωσης της χρησιμοποίησης του καναλιού κατά τον παράγοντα  $L/K$ , ο πομπός μπορεί να αυξήσει την ισχύ του κατά τον παράγοντα  $K/L$  παραμένοντας στα όρια του περιορισμού ισχύος (χρήσιμο στην περίπτωση *half – duplex* μεταδόσεων). [6]

#### 4.4.2 Σταθερές Στρατηγικές Προώθησης

Στις προωθήσεις της πληροφορίας σύμφωνα με σταθερά πρωτόκολλα (*fixes protocols*), οι πόροι του καναλιού διαμοιράζονται μεταξύ του κόμβου πηγής και του βοηθητικού κόμβου μεταγωγής με σταθερό (ντετερμινιστικό) τρόπο. Η επεξεργασία που πραγματοποιείται στον κόμβο μεταγωγής διαφέρει ανάλογα με την στρατηγική προώθησης που ακολουθείται.

##### 4.4.2.1 Σταθερή Στρατηγική Ενίσχυσης και Προώθησης (*Fixed Amplify and Forward relaying protocol*)

Στη σταθερή στρατηγική ενίσχυσης και προώθησης (*AF*), ο κόμβος μεταγωγής σταθμίζει το λαμβανόμενο από την πηγή σήμα και στην συνέχεια εκπέμπει μια ενισχυμένη εκδοχή του προς τον προορισμό. Το κανάλι μεταγωγής στην περίπτωση της ενίσχυσης και προώθησης, μπορεί να μοντελοποιηθεί με τον τρόπο που ακολουθεί. Το σήμα που εκπέμπεται από την πηγή λαμβάνεται τόσο από τον προορισμό όσο και από τον ενδιάμεσο κόμβο μεταγωγής για  $n = 1, \dots, N/4$  όπως φαίνεται στη σχέσεις 4.29, 4.30

$$y_{s,r}[\mathbf{n}] = a_{s,r} x[\mathbf{n}] + z_r \quad (4.29) \quad \text{και} \quad y_{s,d}[\mathbf{n}] = a_{s,d} x[\mathbf{n}] + z_d \quad (4.30)$$

Όπου  $a_{s,d}$  και  $a_{s,r}$  αναπαριστούν τις διαλείψεις και τις απώλειες που εμφανίζονται στα δυο κανάλια πηγής-προορισμού και πηγής-κόμβου μεταγωγής αντίστοιχα, τα οποία και μοντελοποιούνται σαν κανάλια επίπεδων διαλείψεων *Rayleigh*. Οι όροι  $z_r$  και  $z_d$  αναφέρονται στον λευκό προσθετικό θόρυβο *Gauss* μηδενικής μέσης τιμής και διακύμανσης  $N_0$ . Στο πρωτόκολλο αυτό, ο κόμβος μεταγωγής ενισχύει το λαμβανόμενο από την πηγή σήμα και το προωθεί προς τον προορισμό με σκοπό να αντισταθμίσει την επίδραση του φαινομένου των διαλείψεων του καναλιού μεταξύ της πηγής και του κόμβου μεταγωγής. Αυτό επιτυγχάνεται με την στάθμιση του λαμβανόμενου σήματος με τον παράγοντα  $\beta_r$  όπως φαίνεται στη σχέση 4.31, ο οποίος είναι αντιστρόφως ανάλογος της λαμβανόμενης ισχύος.

$$\beta_r = \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|a_{s,r}|^2 + N_0}} \quad (4.31)$$

Το σήμα που αποστέλλεται από τον κόμβο μεταγωγής ισούται με

$$x_r[n] = \beta_r y_{s,r}[n - N/4] \quad (4.32)$$

για  $n = \frac{N}{4} + 1, \dots, \frac{N}{2}$  και έχει ισχύ  $P$  ίση με την ισχύ του σήματος που εκπέμπεται από την πηγή. Για τον υπολογισμό της αμοιβαίας πληροφορίας μεταξύ της πηγής και του κόμβου προορισμού, είναι αναγκαίο να υπολογίσουμε τον συνολικό στιγμιαίο σηματοθορυβικό λόγο στον κόμβο προορισμού. Το λαμβανόμενο  $SNR$  από τον κόμβο προορισμού είναι το σύνολο των σηματοθορυβικών λόγων από την πηγή και τον κόμβο μεταγωγής. Το  $SNR$  που προκύπτει από την απευθείας ζεύξη πηγής-προορισμού δίνεται από τη σχέση 4.33

$$\gamma_{s,d} = \frac{P}{N_0} |a_{s,d}|^2 \quad (4.33)$$

Στη 2<sup>η</sup> φάση της μετάδοσης (για  $n = \frac{N}{4} + 1, \dots, \frac{N}{2}$ ) ο κόμβος μεταγωγής ενισχύει και προωθεί το λαμβανόμενο σήμα προς τον προορισμό με ισχύ εκπομπής  $P$ . Το σήμα που λαμβάνεται από τον προορισμό στη 2<sup>η</sup> φάση δίνεται από τη σχέση 4.34

$$y_{r,d}[n] = \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|a_{s,r}|^2 + N_0}} a_{r,d} y_{s,r}[n] + z_d[n] \quad (4.34)$$

Όπου  $a_{r,d}$  είναι ο συντελεστής του καναλιού μετάδοσης από τον κόμβο μεταγωγής προς τον προορισμό και  $z_d$  είναι ο προσθετικός θόρυβος. Πιο συγκεκριμένα το λαμβανόμενο σήμα  $y_{r,d}$  μπορεί να γραφεί όπως φαίνεται στη σχέση 4.35

$$y_{r,d}[n] = \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|a_{s,r}|^2 + N_0}} a_{r,d} a_{s,r} x[n] + z'_d[n] \quad (4.35)$$

Όπου

$$z'_d = \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|a_{s,r}|^2 + N_0}} a_{r,d} z_r + z_d[n] \quad (4.36)$$

Αν υποθέσουμε πως οι όροι του θορύβου  $z_r[n]$  και  $z_d[n]$  είναι ανεξάρτητοι μεταξύ τους, τότε ο ισοδύναμος όρος  $z'_d[n]$  αναπαριστά μια μηδενικής μέσης τιμής και σύνθετης κατανομής *Gauss* τυχαία μεταβλητή με διακύμανση  $N_0$  που δίνεται από τη σχέση 4.37

$$N'_0 = \left( \frac{P |a_{r,d}|^2}{P |a_{s,r}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0 \quad (4.37)$$

Ο προορισμός λαμβάνει δύο ανάτυπα του σήματος  $x$  μέσω της ζεύξης της πηγής και του κόμβου μεταγωγής. Οι τεχνικές διαφορικής λήψης -όπως αναφερθήκαν και στο εισαγωγικό κεφάλαιο- που μπορούν να εφαρμοστούν από αυτόν ποικίλουν. Περαιτέρω μελέτη των τεχνικών αυτών καθώς και των επιδόσεων τους θα γίνει στο επόμενο κεφάλαιο. Στην συνέχεια για την μελέτη της απόδοσης θα χρησιμοποιήσουμε την τεχνική MRC.

Η MRC τεχνική απαιτεί τη χρήση ενός σύμφωνου ανιχνευτή (*coherent detector*) ο οποίος θα πρέπει να γνωρίζει όλους του συντελεστές του καναλιού μετάδοσης. Γνωρίζοντας λοιπόν τους συντελεστές του καναλιού ( $a_{s,r}, a_{r,d}, a_{s,d}$ ), η έξοδος του MRC ανιχνευτή στον κόμβο προορισμού μπορεί να γραφεί

$$y = a_1 y_{s,d} + a_2 y_{r,d} \quad (4.38)$$

Οι συνδυαστικοί παράγοντες  $a_1$  και  $a_2$  πρέπει να σχεδιαστούν με τρόπο που θα μεγιστοποιείται το συνδυασμένο SNR. Για την πραγματοποίηση του σχεδιασμού αυτού μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας μηχανισμός βελτιστοποίησης με τη βοήθεια του οποίου θα επιλέγονται οι αντίστοιχοι παράγοντες. Καθώς οι όροι του AWGN θορύβου εκτείνονται σε ολόκληρο το χώρο, για την ελαχιστοποίηση των επιδράσεων του θορύβου, ο ανιχνευτής θα πρέπει να προβάλλει τα λαμβανόμενα σήματα  $y_{s,d}$   $y_{r,d}$  στους επιθυμητούς χώρους των σημάτων. Τα σήματα  $y_{s,d}$  και  $y_{r,d}$  θα πρέπει επομένως να απεικονιστούν πάνω στις κατευθύνσεις των συντελεστών  $a_{s,d}$  και  $a_{r,d} a_{s,r}$  αντίστοιχα, μετά την κανονικοποίηση των όρων της διασποράς του θορύβου των δύο λαμβανόμενων σημάτων. Οι όροι  $a_1$  και  $a_2$  σύμφωνα με τα παραπάνω μπορούν να δοθούν από τη σχέση 4.39

$$\alpha_1 = \frac{a_{s,d}^*}{N_0} \quad \text{και} \quad \alpha_2 = \frac{\sqrt{\frac{P}{P |a_{s,r}|^2 + N_0}} a_{s,r}^* a_{r,d}^*}{\left( \frac{P |a_{r,d}|^2}{P |a_{s,r}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0} \quad (4.39)$$

Αν υποθέσουμε πως το εκπεμπόμενο σύμβολο  $x$  έχει μέση τιμή ενέργειας ίση 1, τότε το στιγμιαίο SNR της εξόδου του συνδυαστή που χρησιμοποιεί την τεχνική MRC είναι

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 \quad (4.40)$$

Όπου

$$\gamma_1 = \frac{|\alpha_1 a_{s,d}|^2}{|\alpha_1|^2 N_0}$$

$$= \frac{|a_{s,d}|^2}{N_0} \quad (4.41)$$

και

$$\begin{aligned} \gamma_2 &= \frac{\left| a_2 \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{P|a_{s,r}|^2 + N_0}} a_{r,d} a_{s,r} \right|^2}{N'_0 |a_2|^2} \\ &= \frac{\frac{P}{|a_{s,r}|^2 + N_0} |a_{s,r}|^2 |a_{r,d}|^2}{\left( \frac{|a_{r,d}|^2}{P|a_{s,r}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0} \\ &= \frac{1}{N_0} \frac{P^2 |a_{s,r}|^2 |a_{r,d}|^2}{P|a_{s,r}|^2 + P|a_{r,d}|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (4.42)$$

Από τα παραπάνω προκύπτει πως η αμοιβαία πληροφορία συναρτήσει των συντελεστών που μοντελοποιούν τις διαλείψεις για την στρατηγική ενίσχυσης και προώθησης υπολογίζεται

$$I_{AF} = \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_1 + \gamma_2) \quad (4.43)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των σηματοθροβικών λόγων SNR για τις δύο ζεύξεις προκύπτει η σχέση 4.44

$$I_{AF} = \frac{1}{2} \log(1 + \gamma |a_{s,d}|^2 + f(\gamma |a_{s,r}|^2, \gamma |a_{r,d}|^2)) \quad (4.44)$$

Όπου

$$\gamma = P/N_0 \quad \text{και} \quad f(x, y) \triangleq \frac{xy}{x+y+1} \quad (4.45)$$

Το γεγονός της αποκοπής για φασματική αποδοτικότητα  $R$  δίνεται από τη σχέση  $I_{AF} < R$  και είναι ισοδύναμο με τη σχέση 4.46

$$|a_{s,d}|^2 + \frac{1}{\gamma} f(\gamma |a_{s,r}|^2, \gamma |a_{r,d}|^2) < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \quad (4.46)$$

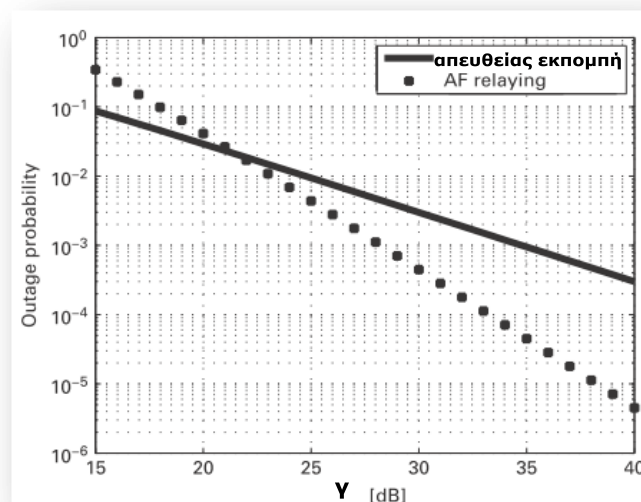
Στην περίπτωση διαλείψεων *Rayleigh* ( $|a_{i,j}|^2$  ανεξάρτητο και εκθετικά κατανομημένο με παραμέτρους  $\sigma_{i,j}^{-2}$ ), ο αναλυτικός υπολογισμός της πιθανότητας αποκοπής περιπλέκεται, αλλά μπορούμε να προσεγγίσουμε τη συμπεριφορά της για μεγάλες τιμές του  $SNR$   $\gamma$  με τη βοήθεια της σχέσης 4.47

$$P_{AF}^{out}(\gamma, R) := Pr[I_{AF} < R]$$

$$\sim \left( \frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2} \right) \left( \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right)^2 \quad (4.47)$$

Όπου ο πολλαπλασιαστικός παράγοντας 2 στον όρο  $2R$  οφείλεται στο γεγονός πως το μισό από το εύρος ζώνης χάνεται λόγω της δέσμευσης του από τον κόμβο μεταγωγής. Όπως φαίνεται στην παρακάτω έκφραση υπάρχει αναλογία ως προς τον όρο  $\gamma^{-2}$  κάτι που σημαίνει πως η  $AF$  στρατηγική προώθησης πετυχαίνει διαφορικότητα  $2^{ns}$  τάξης.[5]

Στο διάγραμμα της εικόνας 4.4 απεικονίζεται η πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει του  $SNR$  (db) για την σταθερή στρατηγική ενίσχυσης και προώθησης ( $AF$ ) καθώς και για την περίπτωση απευθείας εκπομπή όπου δεν γίνεται χρήση των συνεργατικών τεχνικών. Το δίκτυο στην περίπτωση αυτή θεωρήθηκε μη συμμετρικό με τυπική απόκλιση  $\sigma_{s,d}$  ίση με 1 για το κανάλι μεταξύ κόμβου πηγής και προορισμού και ίση με 0,5 για τα κανάλια μεταξύ κόμβου πηγής και μεταγωγής καθώς και κόμβου μεταγωγής-κόμβου προορισμού. Ο ρυθμός μετάδοσης θεωρήθηκε σταθερός και ίσος με  $2\text{bps/Hz}$ . Όπως φαίνεται στην εικόνα 4.4 από την κλίση της καμπύλης συμπεραίνεται πως με τη χρησιμοποίηση του  $AF$  πρωτοκόλλου επιτυγχάνεται  $2^{ns}$  τάξης διαφορικότητα. Η αξιοπιστία της ζεύξης αυξάνεται στην περίπτωση της  $AF$  στρατηγικής για τιμές του  $SNR$  μεγαλύτερες των  $21\text{ db}$  καθώς τότε η πιθανότητα αποκοπής λαμβάνει μικρότερη τιμή σε σχέση με την περίπτωση της απευθείας εκπομπής.

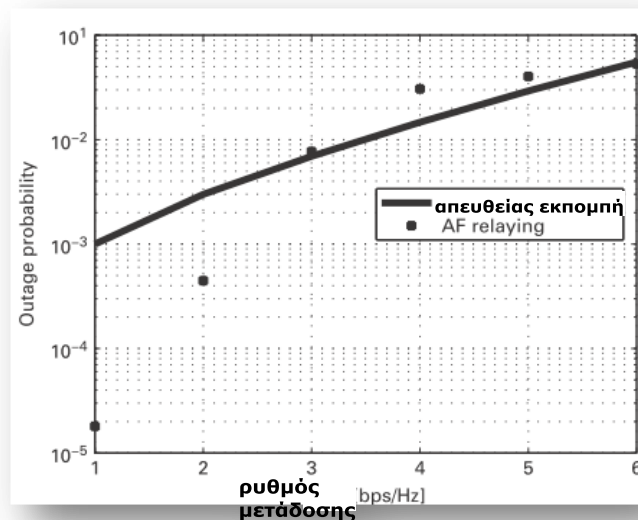


**Εικόνα 4.4-Πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει του σηματοθρομβικού λόγου στην περίπτωση απευθείας εκπομπής και χρήσης  $AF$  στρατηγικής προώθησης**

Στην εικόνα 4.5 η πιθανότητα αποκοπής απεικονίζεται σε σχέση με την φασματική αποδοτικότητα ( $\text{bps/Hz}$ ) για σταθερή τιμή του  $SNR$  ίση με  $40\text{ db}$ . Η τιμή του σηματοθρομβικού λόγου επιλέγεται τόσο υψηλή έτσι ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά των δύο τεχνικών, της  $AF$  σταθερής στρατηγικής ενίσχυσης και προώθησης και της απευθείας εκπομπής, σε μεταδόσεις υψηλών ρυθμών μετάδοσης, χωρίς τις επιδράσεις που



δημιουργούνται στην περίπτωση μικρών τιμών του  $SNR$ . Όπως φαίνεται από το διάγραμμα, η πιθανότητα αποκοπής αυξάνεται όσο αυξάνει ο ρυθμός μετάδοσης τόσο στην περίπτωση απευθείας εκπομπής όσο και στην  $AF$  στρατηγική. Ωστόσο όπως μπορεί να γίνει εύκολα αντιληπτό, στην περίπτωση της  $AF$  στρατηγικής προώθησης η αύξηση αυτή γίνεται με ταχύτερο ρυθμό. Συμπεραίνουμε έτσι, πως σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, η χρήση της απευθείας εκπομπής υπερτερεί όσον αφορά την ποιότητα και την αξιοπιστία των ζεύξεων, σε σχέση με την σταθερή  $AF$  τεχνική.



**Εικόνα 4.5-Πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει της φασματικής αποδοτικότητας στην περίπτωση απευθείας εκπομπής και χρήσης  $AF$  στρατηγικής προώθησης**

#### **4.4.2.2 Σταθερή Στρατηγική Αποκωδικοποίησης και Προώθησης(Fixed Decode and Forward relaying protocol)**

Ένας άλλος τρόπος επεξεργασίας που μπορεί να ακολουθηθεί από τον κόμβο μεταγωγής είναι η αποκωδικοποίηση του λαμβανόμενου από την πηγή σήματος, η επανακωδικοποίηση του, και στη συνέχεια η επανεκπομπή του προς τον δέκτη. Η στρατηγική αυτή προώθησης ονομάζεται σταθερή στρατηγική αποκωδικοποίησης και προώθησης(αναφέρεται και ως  $DF$  στρατηγική).

Αν συμβολίσουμε το αποκωδικοποιημένο σήμα στον ενδιάμεσο κόμβο μεταγωγής ως  $\hat{x}$ , το εκπεμπόμενο σήμα από αυτόν προς τον κόμβο προορισμού μπορεί να συμβολιστεί ως ,

$$x_r[n] = \hat{x} \left[ n - \frac{N}{4} \right] \quad (4.48)$$

θεωρώντας μοναδιαία διακύμανση του  $\hat{x}$ . Το αποκωδικοποιημένο σήμα στον κόμβο μεταγωγής υπάρχει περίπτωση να είναι λανθασμένο. Ένα λανθασμένο μήνυμα που έχει προωθηθεί προς τον κόμβο προορισμού και έχει αποκωδικοποιηθεί από αυτόν έχει μηδενική προσφορά στην μετάδοση της επιθυμητής πληροφορίας. Στην περίπτωση αυτή

επιτυγχάνεται διαφορικότητα 1ης τάξης καθώς η απόδοση του συστήματος περιορίζεται από την χειρότερη ζεύξη μεταξύ πηγής-κόμβου μεταγωγής καθώς και κόμβου μεταγωγής-προορισμού.

Παρόλο που η  $DF$  στρατηγική προώθησης πλεονεκτεί έναντι της  $AF$  στρατηγικής όσον αφορά τη μείωση της επίδρασης των φαινομένων που προκαλεί ο προσθετικός θόρυβος στον κόμβο μεταγωγής, η πιθανότητα μετάδοσης λανθασμένα ανιχνευμένων σημάτων προς τον προορισμό, έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της απόδοσης του συστήματος. Η αμοιβαία πληροφορία στην περίπτωση αυτή περιορίζεται από την αμοιβαία πληροφορία της ασθενέστερης ζεύξης μεταξύ της πηγής και του κόμβου μεταγωγής και του συνδυασμένου καναλιού που αποτελείται από τις ζεύξεις μεταξύ πηγής-προορισμού και κόμβου μεταγωγής και προορισμού. Πιο συγκεκριμένα η αμοιβαία πληροφορία για την στρατηγική αποκωδικοποίησης και προώθησης δίνεται με όρους συντελεστών διαλείψεων των καναλιών από τη σχέση

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \min \{ \log(1 + \gamma |a_{s,r}|^2), \log(1 + \gamma |a_{s,d}|^2 + \gamma |a_{r,d}|^2) \} \quad (4.49)$$

Όπου  $\gamma = \frac{P}{N_0}$  και ο τελεστής  $\min$  που χρησιμοποιείται στην παραπάνω σχέση, λαμβάνει υπόψη το γεγονός πως ο κόμβος μεταγωγής προωθεί την πληροφορία μόνο στην περίπτωση που την έχει αρχικά αποκωδικοποιήσει με τον σωστό τρόπο, επομένως η απόδοση του συστήματος περιορίζεται από την ασθενέστερη ζεύξη μεταξύ πηγής-προορισμού και πηγής-κόμβου μεταγωγής.

Η πιθανότητα αποκοπής για τη σταθερή  $DF$  στρατηγική προώθησης, δίνεται από τη σχέση  $Pr[I_{DF} < R]$ . Λόγω της μονότονης φύσης της λογαριθμικής συνάρτησης  $\log$ , το γεγονός αποκοπής είναι ισοδύναμο με τη σχέση

$$\min \{ |a_{s,r}|^2, |a_{s,d}|^2 + |a_{r,d}|^2 \} < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \quad (4.50)$$

Η πιθανότητα αποκοπής μπορεί να γραφεί ως

$$\begin{aligned} Pr[I_{DF} < R] &= Pr \left\{ |a_{s,r}|^2 < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right\} \\ &+ Pr \left\{ |a_{s,r}|^2 > \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right\} Pr \left\{ |a_{s,d}|^2 + |a_{r,d}|^2 < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right\} \end{aligned} \quad (4.51)$$

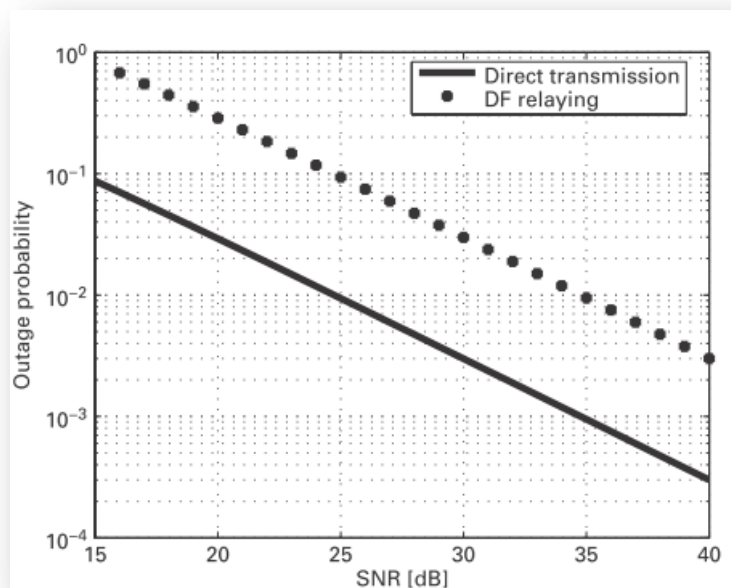
Στην περίπτωση καναλιών με διαλείψεις *Rayleigh*, όλες οι τυχαίες μεταβλητές που αναφέρθηκαν παραπάνω ακολουθούν την εκθετική κατανομή με παράμετρο τη μονάδα. Για υψηλές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου και θεωρώντας τον μέσο όρο των τιμών για του συντελεστές του καναλιού μετάδοσης, η πιθανότητα αποκοπής προσεγγίζεται από τη σχέση

$$Pr[I_{DF} < R] \cong \frac{1}{\sigma_{s,r}^2} \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \quad (4.52)$$

Η αναλογία ως προς τον όρο  $\frac{1}{\gamma}$  υποδεικνύει πως η σταθερή στρατηγική αποκωδικοποίησης και προώθησης δεν προσφέρει κέρδη διαφορικότητας για μεγάλες τιμές του  $SNR$ , καθώς η απαίτηση αποκωδικοποίησης των όλων των μηνυμάτων που λαμβάνει από την πηγή έχει ως αποτέλεσμα το περιορισμό της απόδοσης της  $DF$  τεχνικής σε αυτή της απόδοσης που επιτυγχάνεται όταν χρησιμοποιείται απευθείας εκπομπή.[5]

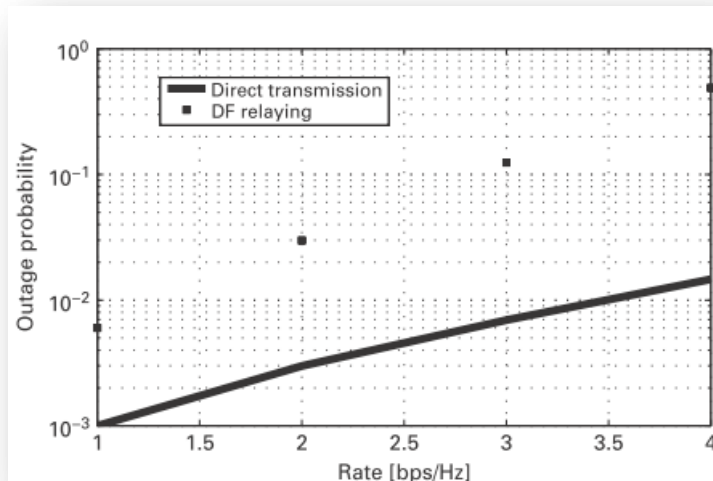
Στις εικόνες 4.5 και 4.6 απεικονίζεται η σύγκριση της απόδοσης της στρατηγικής αποκωδικοποίησης και προώθησης, με αυτή της απευθείας εκπομπής. Ως μέτρο απόδοσης χρησιμοποιούνται οι τιμές της πιθανότητας αποκοπής συναρτήσεως του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$  και της φασματικής αποδοτικότητας  $R$  αντίστοιχα. Για την εξαγωγή των διαγραμμάτων που φαίνονται στις παρακάτω, η τιμή της διακύμανσης των διαλείψεων του καναλιού μεταξύ πηγής και προορισμού  $\sigma_{s,d}$  θεωρήθηκε μοναδιαία, ενώ η τιμή της διακύμανσης για τα κανάλια μεταξύ πηγής-κόμβου μεταγωγής και κόμβου μεταγωγής-προορισμού θεωρήθηκε ίση με 0,5. Η διακύμανση της τυχαίας μεταβλητής του θορύβου θεωρήθηκε μοναδιαία.

Στην εικόνα 4.6 οι τιμές του σηματοθορυβικού λόγου  $SNR$  υπολογίζονται σε  $db$  για σταθερό ρυθμό μετάδοσης ίσο με  $2 \text{ bps/Hz}$ . Η διαφορικότητα που επιτυγχάνεται με τη χρήση του  $DF$  πρωτοκόλλου, όπως μπορεί να γίνει αντιληπτό και από την κλίση της αντίστοιχης καμπύλης, είναι  $1^{η}$  τάξης. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται πως η σταθερή  $DF$  στρατηγική προώθησης δεν προσφέρει κάποιο διαφορικό κέρδος στη μετάδοση της πληροφορίας.



**Εικόνα 4.6-Πιθανότητα αποκοπής συναρτήσεως της του σηματοθορυβικού λόγου στην περίπτωση απευθείας εκπομπής και χρήσης  $DF$  στρατηγικής προώθησης**

Στην εικόνα 4.7 παρατηρούμε την πιθανότητα αποκοπής συναρτήσεως της φασματικής αποδοτικότητας σε  $\text{bps/Hz}$ , για τιμή του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$  ίση με  $40 \text{ db}$ . Και σε αυτήν την περίπτωση παρατηρούμε πως οι τιμές της πιθανότητας αποκοπής αυξάνονται αναλογικά με την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας.



**Εικόνα 4.7-Πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει της φασματικής αποδοτικότητας στην περίπτωση απευθείας εκπομπής και χρήσης DF στρατηγικής προώθησης**

Είναι εύκολα αντιληπτό πως η απευθείας εκπομπή υπερτερεί σε σύγκριση με την σταθερή DF στρατηγική όσον αφορά την διαφορικότητα που επιτυγχάνεται κατά τη μετάδοση.

#### **4.4.3 Προσαρμοζόμενες Στρατηγικές Προώθησης(Adaptive Cooperation Strategies)**

Οι σταθερές στρατηγικές προώθησης περιορίζονται από την απευθείας ζεύξη μεταξύ της πηγής και του κόμβου μεταγωγής. Ωστόσο στις περιπτώσεις που οι δέκτες(κόμβος προορισμού και μεταγωγής)έχουν γνώση της πληροφορίας κατάστασης του καναλιού(CSIR), και σαν αποτέλεσμα των συντελεστών  $a_{s,r}$  των καναλιών, μπορούν να προσαρμόζουν τον τρόπο εκπομπής ανάλογα με τις τιμές των συντελεστών αυτών.

Εάν οι μετρούμενες τιμές  $|a_{s,r}|^2$  στον τον κόμβο μεταγωγής πέσουν κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο, η πηγή απλά συνεχίζει την εκπομπή της προς τον προορισμό χρησιμοποιώντας επαναληπτική ή άλλης μορφής κωδικοποίηση. Αντιθέτως, αν οι τιμές  $|a_{s,d}|^2$  βρίσκονται πάνω από το συγκεκριμένο όριο, τότε ο κόμβος μεταγωγής συμμετέχει στη μετάδοση μέσω της προώθησης της πληροφορία προς τον κόμβο προορισμού. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιεί κάποια από τις στρατηγικές προώθησης που μελετήθηκαν στο κεφάλαιο 3 με σκοπό την αύξηση του κέρδους διαφορικότητας. Στη συνέχεια εξετάζουμε την απόδοση της επιλεκτικής στρατηγικής αποκωδικοποίησης και προώθησης(selective DF) καθώς και της επαυξητικής προώθησης(incremental relaying).

#### 4.4.3.1 Επιλεκτική Στρατηγική Αποκωδικοποίησης και Προώθησης(Selective DF relaying)

Στην επιλεκτική στρατηγική αποκωδικοποίησης και προώθησης, αν ο σηματοθορυβικός λόγος του σήματος που λαμβάνει ο κόμβος μεταγωγής υπερβαίνει ένα συγκεκριμένο όριο, τότε αυτός αποκωδικοποιεί το λαμβανόμενο σήμα και προωθεί την αποκωδικοποιημένη πληροφορία στον προορισμό. Στην περίπτωση που ο σηματοθορυβικός λόγος στη ζεύξη πηγής και κόμβου μεταγωγής, λόγω εμφάνισης διαλείψεων, είναι κατώτερος του ορίου, τότε παύει να συμμετέχει στη μετάδοση. Η επιλεκτική αποκωδικοποίηση και προώθηση υπερτερεί έναντι της σταθερής, καθώς το όριο που χρησιμοποιείται για την ενεργοποίηση του κόμβου μεταγωγής μπορεί να οριστεί έτσι ώστε να ελαχιστοποιεί το πρόβλημα που εμφανίζεται στη σταθερή DF στρατηγική όπου ο κόμβος μεταγωγής προωθεί ακόμα και τα λάθος αποκωδικοποιημένα μηνύματα.

Αν το SNR στη ζεύξη πηγής-κόμβου μεταγωγής υπερβαίνει το όριο που έχει τεθεί, ο κόμβος μεταγωγής είναι πολύ πιθανό να δύναται να αποκωδικοποιήσει σωστά τα μηνύματα που λαμβάνει από την πηγή. Έτσι το SNR στον κόμβο προορισμού, αν θεωρηθεί ότι χρησιμοποιείται η MRC τεχνική για τον συνδυασμό των σημάτων, υπολογίζεται ως το άθροισμα των SNR των σημάτων που εκπέμπονται από την πηγή και τον κόμβο μεταγωγής. Η αμοιβαία πληροφορία της επιλεκτικής DF στρατηγικής, στην περίπτωση που χρησιμοποιείται επαναληπτική κωδικοποίηση στον κόμβο μεταγωγής(repetition coding), δίνεται από τη σχέση

$$I_{SDF} = \begin{cases} \frac{1}{2} \log(1 + 2\gamma |a_{s,d}|^2) & , \quad |a_{s,r}|^2 \leq g(\gamma) \\ \frac{1}{2} \log(1 + \gamma |a_{s,d}|^2 + \gamma |a_{s,r}|^2) & , \quad |a_{s,r}|^2 \geq g(\gamma) \end{cases} \quad (4.53)$$

Όπου  $g(\gamma) = [2^{2R} - 1]/\gamma$ . Ο πρώτος όρος της σχέσης 4.53 ανταποκρίνεται στη μέγιστη μέση τιμή της αμοιβαίας πληροφορίας που μεταδίδεται με χρήση της επαναληπτικής κωδικοποίησης, στη ζεύξη μεταξύ πηγής-προορισμού. Ο δεύτερος όρος της σχέσης 4.53 δίνει την αντίστοιχη αμοιβαία πληροφορία που επιτυγχάνεται για τα κανάλια πηγής προορισμού και κόμβου μεταγωγής-προορισμού υποθέτοντας πως ο κόμβος μεταγωγής αποκωδικοποιεί πλήρως το μήνυμα που λαμβάνει από την πηγή.

Το γεγονός αποκοπής  $I_{SDF} < R$  είναι ισοδύναμο με το γεγονός

$$\begin{aligned} & (\{|a_{s,r}|^2 < g(SNR)\} \cap \{2|a_{s,d}|^2 < g(SNR)\}) \\ \cup & (\{|a_{s,r}|^2 < g(SNR)\} \cap \{|a_{s,r}|^2 + |a_{r,d}|^2 < g(SNR)\}) \end{aligned} \quad (4.54)$$

Το πρώτο γεγονός(αντίστοιχα το δεύτερο) της ένωσης της σχέσης 4.54 ανταποκρίνεται στη πρώτη περίπτωση (αντίστοιχα της δεύτερης) της σχέσης 4.53. Παρατηρούμε πως με την προσαρμογή της μετάδοσης ανάλογα με τους συντελεστές των διαλείψεων έχουμε

σαν αποτέλεσμα τη βελτίωση της διαφορικότητας που επιτυγχάνεται , εκτός από την περίπτωση της μη φασματικής αποδοτικότητας της επαναληπτικής κωδικοποίησης.

Τα γεγονότα της ένωσης της σχέσης 4.54 είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους και έτσι η αντίστοιχη πιθανότητα αποκοπής δίνεται από τη σχέση

$$\begin{aligned} P_{SDF}^{out}(\gamma, R) &\triangleq \Pr[I_{SDF} < R] \\ &= \Pr[|a_{s,r}|^2 < g(\gamma)] \Pr[2|a_{s,d}|^2 < g(\gamma)] + \\ &\Pr[|a_{s,r}|^2 \geq g(\gamma)] \Pr[|a_{s,r}|^2 + |a_{r,d}|^2 < g(\gamma)] \quad (4.55) \end{aligned}$$

Για μεγάλες τιμές του  $\gamma$  (σηματοθορυβικός λόγος) η συμπεριφορά της σχέσης 4.55 μπορεί να υπολογιστεί με τον υπολογισμό του ορίου

$$\begin{aligned} \frac{1}{g^2(\gamma)} P_{SDF}^{out}(\gamma, R) &= \frac{1}{g(\gamma)} \Pr[|a_{s,r}|^2 < g(\gamma)] \frac{1}{g(\gamma)} \Pr[2|a_{s,d}|^2 < g(\gamma)] \\ &\quad \xrightarrow{\frac{1}{\sigma_{s,r}^2}} \quad \quad \quad \xrightarrow{\frac{1}{2\sigma_{s,d}^2}} \\ &+ \underbrace{\Pr[|a_{s,r}|^2 \geq g(\gamma)]}_{\rightarrow 1} \underbrace{\frac{1}{g^2(\gamma)} \Pr[|a_{s,r}|^2 + |a_{r,d}|^2 < g(\gamma)]}_{\rightarrow 1/(2\sigma_{s,d}^2\sigma_{r,d}^2)} \\ &\rightarrow \left( \frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,d}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,d}^2\sigma_{r,d}^2} \right) \quad (4.56) \end{aligned}$$

Η σχέση 4.56 προκύπτει για  $\gamma \rightarrow \infty$  [5] . Από τα παραπάνω προκύπτει πως η επιλεκτική  $DF$  στρατηγική επιτυγχάνει διαφορικότητα  $2^{n_s}$  τάξης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως για να έχουμε αποκοπή, θα πρέπει αυτή να συμβεί τόσο στη ζεύξη πηγής προορισμού, όσο και στη ζεύξη κόμβου μεταγωγής- προορισμού. Αντικαθιστώντας  $g(\gamma) = [2^{2R} - 1]/\gamma$  στη σχέση 4.56 προκύπτει

$$\Pr[I_{SDF} < R] \cong \left( \frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,d}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,d}^2\sigma_{r,d}^2} \right) \left( \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right)^2 \quad (4.57)$$

Όλες οι τυχαίες μεταβλητές που χρησιμοποιήθηκαν στις παραπάνω σχέσεις θεωρήθηκαν ανεξάρτητες και εκθετικής κατανομής. Παρατηρούμε επίσης πως για μεγάλες τιμές του  $SNR$  η επιλεκτική  $DF$  στρατηγική επιτυγχάνει την ίδια διαφορικότητα όπως και η σταθερή  $AF$  στρατηγική, δηλαδή  $2^{n_s}$  τάξης.[2,5]

#### 4.4.3.2 Επαυξητική Προώθηση(Incremental relaying)

Στην επαυξητική προώθηση θεωρείται πως υπάρχει ένα κανάλι επανατροφοδότησης από τον προορισμό προς τον κόμβο μεταγωγής. Ο προορισμός αποστέλλει ένα μήνυμα με το οποίο ενημερώνει τον κόμβο μεταγωγής εάν έλαβε σωστά το μήνυμα που εξέπεμψε ο

κόμβος πηγής κατά την πρώτη φάση της μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή η συμμετοχή του κόμβου μεταγωγής δεν χρειάζεται στη μετάδοση. Η στρατηγική αυτή επιτυγχάνει την βέλτιστη φασματική αποδοτικότητα σε σύγκριση με τα πρωτόκολλα που διατυπώθηκαν προηγουμένως καθώς ο κόμβος μεταγωγής δεν χρειάζεται να συμμετέχει συνεχώς στην εκπομπή. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η επαυξητική στρατηγική προώθησης να επιτυγχάνει 2<sup>ns</sup> τάξης διαφορικότητα.

Στην περίπτωση που η μετάδοση της πληροφορίας από την πηγή προς τον προορισμό ήταν επιτυχής κατά την πρώτη φάση της μετάδοσης, τότε η επόμενη φάση αξιοποιείται με την αποστολή νέας πληροφορίας. Αντιθέτως, αν στην πρώτη φάση της μετάδοσης δεν ήταν δυνατή η σωστή μετάδοση του σήματος, ο κόμβος μεταγωγής μπορεί να χρησιμοποιήσει κάποια από τις σταθερές στρατηγικές προώθησης που μελετήθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους, για την μετάδοση του σήματος προς τον προορισμό. Αν έχουμε επιτυχή μετάδοση κατά την πρώτη φάση, θεωρούμε πως αυτή επιτυγχάνεται με φασματική αποδοτικότητα  $R$ . Αν έχουμε αποκοπή στην μετάδοση κατά την πρώτη φάση στη ζεύξη μεταξύ της πηγής και του προορισμού, η φασματική αποδοτικότητα γίνεται  $R/2$  όπως συμβαίνει και στις σταθερές στρατηγικές προώθησης. Η πιθανότητα αποκοπής για την επαυξητική προώθηση αν θεωρήσουμε πως γίνεται χρήση σταθερής AF τεχνικής κατά τη δεύτερη φάση αν απαιτηθεί, δίνεται από τη σχέση

$$\Pr[I_{IR} < R] = \Pr[I_D < R] \Pr\left[I_{AF} < \frac{R}{2} \mid I_D < R\right] \quad (4.58)$$

Αντικαθιστώντας τις εκφράσεις για τις πιθανότητες αποκοπής της απευθείας μετάδοσης καθώς και της AF στρατηγικής προκύπτει

$$\Pr[I_{IR} < R] = \Pr\left[|a_{s,d}|^2 + \frac{1}{\gamma} f(\gamma|a_{s,r}|^2, \gamma|a_{r,d}|^2) \leq g(\gamma)\right] \quad (4.59)$$

Όπου  $\gamma = P/N_0$ ,  $g(\gamma) = [2^R - 1]/\gamma$  και  $f(\cdot)$  δίνεται από τη σχέση (4.45). Η μέση τιμή της φασματικής αποδοτικότητας δίνεται από τη σχέση 4.60

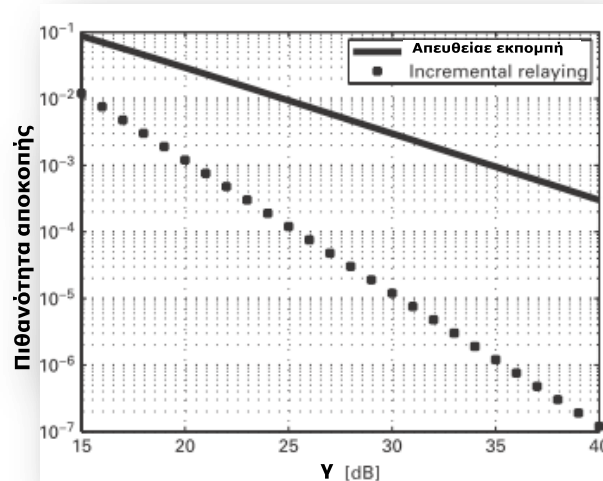
$$\begin{aligned} \bar{R} &= R \Pr\left[|a_{s,r}|^2 \geq g(\gamma)\right] + \frac{R}{2} \Pr\left[|a_{s,r}|^2 < g(\gamma)\right] \\ &= \frac{R}{2} \left[1 + \exp\left(-\frac{2^R - 1}{\gamma}\right)\right] \end{aligned} \quad (4.60)$$

Για μεγάλες τιμές του  $\gamma$  προκύπτει η σχέση

$$\Pr[I_{AF} < R] \cong \left(\frac{1}{\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2}\right) \left(\frac{2^{\bar{R}} - 1}{\gamma}\right)^2 \quad (4.61)$$

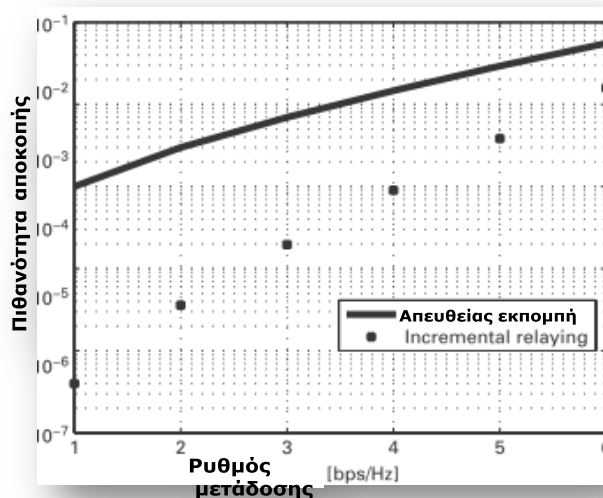
Στη συνέχεια μελετάται η πιθανότητα αποκοπής της επαυξητικής προώθησης σε σύγκριση με αυτή που επιτυγχάνεται από την απευθείας μετάδοση. Για την εξαγωγή των διαγραμμάτων που φαίνονται παρακάτω, η τιμή της διακύμανσης των διαλείψεων του καναλιού μεταξύ πηγής και προορισμού  $\sigma_{s,d}$  θεωρήθηκε μοναδιαία, ενώ η τιμή της

διακύμανσης για τα κανάλια μεταξύ πηγής-κόμβου μεταγωγής και κόμβου μεταγωγής-προορισμού θεωρήθηκε ίση με 0,5. Η διακύμανση της τυχαίας μεταβλητής του θορύβου θεωρήθηκε μοναδιαία. Στην εικόνα 4.8 απεικονίζεται η πιθανότητα αποκοπής σε συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$  σε  $db$  για σταθερό ρυθμό μετάδοσης  $R = 2bps/Hz$ . Όπως είναι εύκολα αντιληπτό και από την κλίση της καμπύλης στο διάγραμμα, η επαυξητική προώθηση επιτυγχάνει 2ης τάξης διαφορικότητα.



Εικόνα 4.8- Πιθανότητα αποκοπής επαυξητικής(incremental) προώθησης και απευθείας εκπομπής συναρτήσει του  $\gamma$

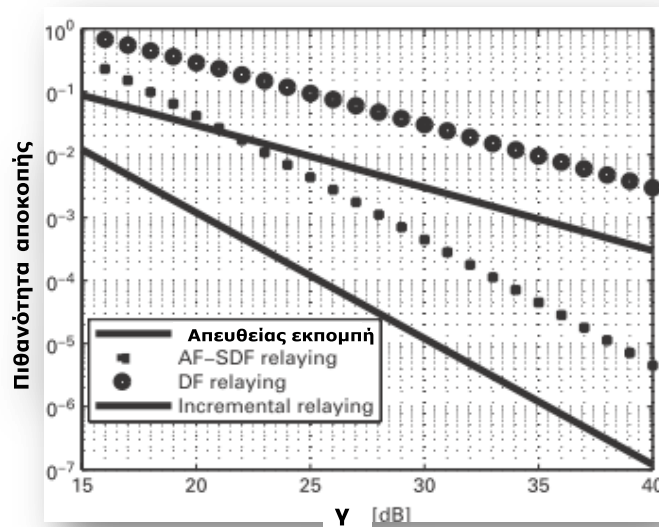
Στην εικόνα 4.9 απεικονίζεται η πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει της φασματικής αποδοτικότητας ( $bps/Hz$ ), για σταθερή τιμή του  $\gamma 40db$ . Παρατηρείται, πως η επίδοση υποβαθμίζεται με την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας αλλά αυτό συμβαίνει πιο γρήγορα στην επαυξητική προώθηση από ότι στην απευθείας μετάδοση. Έτσι για υψηλές τιμές  $R$  η απευθείας μετάδοση καθίσταται πιο αποδοτική.



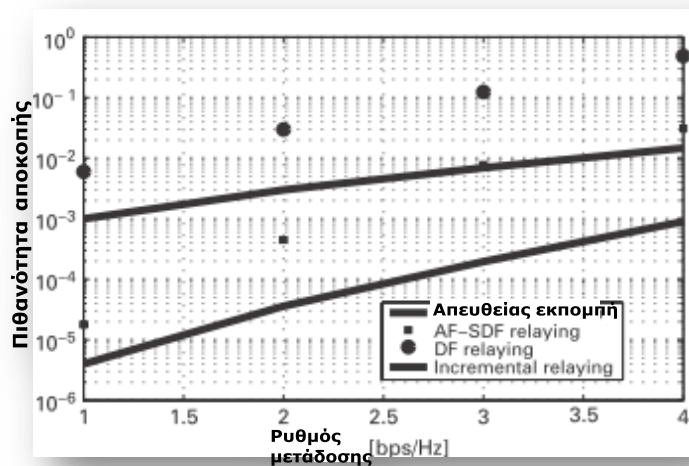
Εικόνα 4.9-Πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει ρυθμού μετάδοσης



Στις εικόνες 4.10 και 4.11 απεικονίζονται οι πιθανότητες αποκοπής συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου και του ρυθμού μετάδοσης αντίστοιχα για διαφορετικά πρωτόκολλα προώθησης. Από τη σύγκριση αυτή, φαίνεται πως η επαυξητική προώθηση αποδίδει καλύτερα σε σχέση με τα υπόλοιπα συνεργατικά πρωτόκολλα που μελετούνται (*DF*, επιλεκτική *DF*, *AF*, απευθείας εκπομπή). Αυτό συμβαίνει καθώς η επαυξητική προώθηση επιτυγχάνει μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα και διαφορικότητα 2<sup>ης</sup> τάξης.



Εικόνα 4.9-Πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει του  $\gamma$



Εικόνα 4.10-Πιθανότητα αποκοπής συναρτήσει του ρυθμού μετάδοσης

# Βιβλιογραφία

- [1] Lawrence H. Ozarow, Shlomo Shamai (Shitz), and Aaron D. Wyner. Information theoretic considerations for cellular mobile radio. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 43(5):359–378, May 1994.
- [2] K.J Ray Liu, Ahmed K.Sadek , Weinfeg Su and Andres Kwansinsky ,“Cooperative Communications and Networking”, Cambridge University Press , ISBN-13 978-0-511-46548-2 eBook(Net Library),2009.
- [3] Cooperative Communications Gerhard Kramer 1 , Ivana Marić 2 and Roy D. Yates 3 , Foundations and Trends R in Networking Vol. 1, Nos. 3-4 (2006) 271 425 c 2007 G. Kramer, I.Marić and R. D. Yates DOI: 10.1561/13000000004
- [4] Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels, Lihong Zheng, Member, IEEE, and David N. C. Tse, Member, IEEE, *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, VOL. 49, NO. 5, MAY 2003
- [5] Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior, J. Nicholas Laneman, Member, IEEE, David N. C. Tse, Member, IEEE, and Gregory W. Wornell, Fellow, IEEE, *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, VOL. 50, NO. 12, DECEMBER 2004
- [6] Anna Scaglione, Dennis L. Goeckel, and J. Nicholas Laneman, “Signal processing for wireless ad-hoc communication networks, Cooperative Communications in Mobile Ad-hoc Networks” , *IEEE Signal Processing Magazine* , September 2006.
- [7] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang “User cooperation diversity - Part I: system description,” *IEEE Transactions on Communications*, 51(11), pp. 1927-1938, Nov. 2003.
- [8] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communication,” *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, 16(8), pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [9] A. Adinoyi and H. Yanikomeroglu, “Cooperative relaying in multi-antenna fixed relay networks”, to appear in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007.
- [10] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “Increasing uplink capacity via user cooperation diversity,” in *IEEE International Symposium on Information Theory*, p. 156, August 1998.
- [11] W. Lee, *Mobile Communications Engineering*. New York: McGraw-Hill, 1982.
- [12] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005
- [13] L. Zheng and D. N. C. Tse, “Diversity and freedom: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory (ISIT)*, Lausanne, Switzerland, June/July 2002, p. 476.
- [14] L. Zheng and D. N. C. Tse , “Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 1073–1096, May 2003.
- [15] E. Zimmermann. On the cooperative exploitation of spatial diversity in wireless . In Diploma thesis. Dresden University of Technology, Vodafone Chair Mobile Communications Systems, April 2003.

# 5 Συνεργατικά Πρωτόκολλα σε Δίκτυο με ένα Κόμβο Μεταγωγής

Στο κεφάλαιο αυτό μελετάται η απόδοση συνεργατικών πρωτοκόλλων για μεταδόσεις που συμβαίνουν σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου. Στις περιπτώσεις αυτές, οι διαλείψεις που εμφανίζονται, μοντελοποιούνται με τη βοήθεια της λογαριθμοκανονικής κατανομής[1]. Μελετάται η απόδοση των πρωτοκόλλων αυτών στην περίπτωση ύπαρξης ενός κόμβου μεταγωγής, ο οποίος συνδράμει στη μετάδοση προωθώντας προς τον προορισμό το μήνυμα που λαμβάνει από τον κόμβο πηγής.

Στις μεταδόσεις εσωτερικού χώρου, όπως έχει αποδειχθεί έπειτα από εμπειρικές μελέτες και μετρήσεις([3],[4]), υπάρχει συνύπαρξη φαινομένων διάδοσης τόσο μεγάλης όσο και μικρής κλίμακας. Ο συνδυασμός των δύο διαφορετικών αυτών κατηγοριών φαινομένων μπορεί να μοντελοποιηθεί ακριβέστερα με τη χρήση της λογαριθμοκανονικής κατανομής. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας(*pdf*) της κατανομής αυτής μπορεί να αναπαραστήσει το συντελεστή του καναλιού μετάδοσης. Η απόδοση συστημάτων στα οποία έχουν εφαρμοστεί συνδυαστικές τεχνικές στο δέκτη ο οποίος αποτελείται από δύο κεραίες λήψης και κατά συνέπεια έχει οφέλη από τη διαφορικότητα που επιτυγχάνεται με τη βοήθεια αυτών, μελετήθηκαν από τους Alouini και Simon στο [5].

Τα πρωτόκολλα που παρουσιάζονται μελετήθηκαν από τους *Majid Safari* και *Murat Uysal* [2], βασίζονται σε πολυπλεξία στο πεδίο του χρόνου(*TDMA*) και δημιουργούν συστήματα πολλαπλών εισόδων και εξόδων(*MIMO*) καθώς επίσης και μιας εισόδου και πολλαπλών εξόδων(*SIMO*). Για την εξέταση της απόδοσης τους μελετώνται τα ανώτατα όρια των τιμών της πιθανότητας λάθους ανά ζεύγος *bit*(*pairwise error probability*). Χρησιμοποιώντας μεθόδους ελαχιστοποίησης ορίων ένωσης(*union bounds*) για τους ρυθμούς μετάδοσης λανθασμένων *bit*(*BER – Bit Error Rate*), προκύπτουν διαφορετικά συστήματα βέλτιστης κατανομής ισχύος. Η κατανομή αυτή ανταποκρίνεται στις διαφορετικές μεταδόσεις που υλοποιούνται στα διαφορετικά πρωτόκολλα που εξετάζουμε. Τα οφέλη της βέλτιστης αυτής κατανομής έναντι των συστημάτων ίσης κατανομής, είναι σημαντικά και παρουσιάζονται στη συνέχεια μέσα από τα διαγράμματα που παρατίθενται στις παραγράφους που ακολουθούν.

## 5.1 Μοντελοποίηση του Συστήματος

Θεωρούμε ένα απλό συνεργατικό δίκτυο αποτελούμενο από ένα κόμβο μεταγωγής. Στα τερματικά του δικτύου αυτού θεωρείται πως υπάρχει μια απλή κεραία εκπομπής και λήψης ενώ ισχύει ο περιορισμός ορθογωνιότητας (*half – duplex*). Οι συντελεστές διαλείψεων των ζεύξεων μεταξύ των κόμβων : πηγής-προορισμού ( $S \rightarrow D, Source – Destination$ ), πηγής-κόμβου μεταγωγής ( $S \rightarrow R, Source – Relay$ ) και κόμβου μεταγωγής-προορισμού ( $Relay – Destination$ ) συμβολίζονται ως  $a_{s,d}$ ,  $a_{s,r}$  και  $a_{s,d}$  αντίστοιχα, και θεωρούνται ανεξάρτητες και ιδανικά κατανομημένες λογαριθμοκανονικές τυχαίες μεταβλητές. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των παραπάνω συντελεστών διαλείψεων δίνεται από τη σχέση

$$f_a(a) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_l a} \exp \left[ -\frac{(20 \log_{10} a - m_l)^2}{2\sigma_l^2} \right] \quad (5.1)$$

Όπου,  $m_l$  και  $\sigma_l^2$  είναι η μέση τιμή και η διακύμανση αντίστοιχα, του όρου  $l \stackrel{\text{def}}{=} 20 \log_{10} a$  ο οποίος ακολουθεί κατανομή Gauss, και  $\xi = \frac{20}{\ln 10} = 8.6859$  [2]. Για να αποφευχθεί η εξασθένιση ή η ενίσχυση της μέσης τιμής της ισχύος, οι συντελεστές διαλείψεων κανονικοποιούνται έτσι ώστε  $E[\alpha^2] = 1$ . Για το σκοπό αυτόν απαιτείται

$$E[\alpha^2] = E \left[ 10^{\frac{2l}{20}} \right] = E \left[ e^{\frac{2l}{\xi}} \right] = M_l \left( \frac{2}{\xi} \right) = 1 \quad (5.2)$$

Όπου  $M_l(s)$  η στιγμιαία συνάρτηση γεννήτορας του  $l$  και δίνεται από τη σχέση

$$M_l(s) = \exp \left( m_l s + \frac{\sigma_l^2 s^2}{2} \right) \quad (5.3)$$

Επιλέγοντας επομένως ως  $m_l = -\sigma_l^2/\xi$  προκύπτει μοναδιαία τιμή της απώλειας ισχύος που οφείλεται στις διαλείψεις του καναλιού μετάδοσης. Συνήθεις τιμές της τυπικής απόκλισης των συντελεστών διαλείψεων για ασύρματα δίκτυα σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου, κυμαίνονται από 3 – 5db [1].

Η θέση του κόμβου μεταγωγής στο συνεργατικό δίκτυο επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την απόδοση του. Συμβολίζουμε με  $d_{sd}$ ,  $d_{sr}$  και  $d_{rd}$  τις αποστάσεις μεταξύ των κόμβων πηγής-προορισμού ( $S \rightarrow D, Source – Destination$ ), πηγής-κόμβου μεταγωγής ( $S \rightarrow R, Source – Relay$ ), και κόμβου μεταγωγής-προορισμού ( $R \rightarrow D, Relay – Destination$ ) αντίστοιχα. Οι απώλειες διόδευσης για μια ζεύξη π.χ.  $A \rightarrow B$  μπορούν να υπολογιστούν από μια σχέση της μορφής  $PL(A, B) = K/d_{AB}^\alpha$  [7], όπου  $K$  σταθερά η οποία εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης,  $d_{AB}$  η ευκλείδεια απόσταση μεταξύ των κόμβων  $A$  και  $B$ , και  $\alpha$  ο εκθέτης απωλειών διόδευσης. Κανονικοποιώντας με  $PL(S, D)$  (οι οποίες συμβολίζουν τις απώλειες διόδευσης της ζεύξης μεταξύ πηγής και προορισμού) τις αντίστοιχες απώλειες για

τις ζεύξεις  $S \rightarrow R$  και  $R \rightarrow D$ , προκύπτουν τα αντίστοιχα γεωμετρικά κέρδη  $G_{sr} = \frac{PL(S,R)}{PL(S,D)} = \left(\frac{d_{sd}}{d_{sr}}\right)^a$  και  $G_{rd} = \frac{PL(R,D)}{PL(S,D)} = \left(\frac{d_{sd}}{d_{rd}}\right)^a$  τα οποία ικανοποιούν τη σχέση  $G_{rd}^{2/a} + G_{sr}^{2/a} - 2G_{rd}^{1/a}G_{sr}^{1/a} \cos \theta = G_{rd}^{2/a}G_{sr}^{2/a}$ . Για την περιγραφή των απωλειών διάδοσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο λόγος :

$$\beta = \frac{G_{sr}}{G_{rd}} = \left(\frac{d_{rd}}{d_{sr}}\right)^a \quad (5.4)$$

η τιμή του οποίου σχετίζεται με τη σχετική θέση του κόμβου μεταγωγής με αυτές των κόμβων πηγής και προορισμού. Όσο μικρότερη είναι η τιμή του παραπάνω λόγου, τόσο πιο κοντά βρίσκεται ο κόμβος μεταγωγής προς τον κόμβο προορισμού. Στην περίπτωση που ισχύει  $\beta = 0 \text{ dB}$ , προκύπτει πως η απόσταση του κόμβου μεταγωγής μεταξύ κόμβου πηγής και προορισμού, είναι ίση.

## 5.2 Πρωτόκολλα Συνεργατικής Διαφορικότητας

Στη συνέχεια εξετάζουμε δύο διαφορετικά πρωτόκολλα συνεργατικής διαφορικότητας, όπως αυτά διατυπώθηκαν στο [2] από τους *Safari* και *Uysal*.

### 5.2.1 Πρωτόκολλο I

Στο πρωτόκολλο I όπως αυτό διατυπώθηκε στο [2], το τερματικό της πηγής επικοινωνεί με τα αντίστοιχα του κόμβου μεταγωγής και του προορισμού στην πρώτη χρονοθυρίδα (time-slot) κατά τη φάση ευρείας εκπομπής (broadcasting phase). Στη δεύτερη χρονοθυρίδα (φάση μεταγωγής), τόσο ο κόμβος μεταγωγής όσο και η πηγή, επικοινωνούν με τον κόμβο προορισμού. Για το πρόβλημα κατανομής ισχύος που προκύπτει χρησιμοποιούνται τρεις διαφορετικές μεταβλητές, η ισχύς που εκπέμπεται κατά την πρώτη χρονική θυρίδα από την πηγή ( $P_{S1}$ ), η ισχύς που εκπέμπεται από την πηγή κατά τη φάση μεταγωγής ( $P_{S2}$ ), και τέλος η ισχύς που εκπέμπεται κατά τη δεύτερη χρονοθυρίδα από τον κόμβο μεταγωγής ( $P_{R2}$ ). Η συνολική τιμή της ενέργειας που χρησιμοποιείται από τα τερματικά πηγής και κόμβου μεταγωγής κατά τη διάρκεια και των δύο χρονοθυρίδων, ισούται με  $2E$ , και επομένως ισχύει  $P_{S1} + P_{S2} + P_{R2} = 2E$ .

Για τον καθορισμό των τιμών των ισχύων που αναφέρθηκαν παραπάνω, εισάγονται δύο προς βελτιστοποίηση παράμετροι, η  $K_T$  η οποία καθορίζει την ποσότητα ισχύος η οποία καταναλώνεται κατά τη διάρκεια της ευρείας εκπομπής που συμβαίνει στην πρώτη χρονοθυρίδα και η  $K_S$ , η οποία αναπαριστά την αντίστοιχη ποσότητα ισχύος που χρησιμοποιείται στη φάση μεταγωγής (δεύτερη χρονοθυρίδα). Από τα παραπάνω προκύπτουν

$$P_{S1} = 2K_T E, \quad P_{S2} = 2(1 - K_T)K_S E \quad \text{και} \quad P_{R2} = 2(1 - K_T)(1 - K_S)E$$

Όπου  $0 \leq K_T, K_S \leq 1$ . Στην περίπτωση ίσης κατανομής της ισχύος οι τιμές των  $K_T, K_S$  ισούνται, και οι δύο, με 0.5 .

Ως  $x_1$  ορίζεται το εκπεμπόμενο με ισχύ  $P_{S1} = 2K_T E$  σήμα της πρώτης χρονικής θυρίδας. Υποθέτοντας διαμόρφωση  $M - PSK$  (*phase shift keying*) με κανονικοποιημένες μοναδιαίες τιμές όσον αφορά την ενέργεια των σημάτων και λαμβάνοντας υπόψη τα φαινόμενα απωλειών διόδευσης, το λαμβανόμενο σήμα από τον κόμβο μεταγωγής( $r_r$ ) και το αντίστοιχο από τον κόμβο προορισμού( $r_{d,1}$ ) κόμβο μεταγωγής( $r_r$ ) δίνονται από τις σχέσεις

$$r_r = \sqrt{2 G_{sr} K_T E} a_{s,r} x_1 + z_r \quad (5.5)$$

$$r_{d,1} = \sqrt{2 K_T E} a_{s,d} x_1 + z_{d,1} \quad (5.6)$$

Κατά τη διάρκεια της δεύτερης χρονικής θυρίδας η πηγή εκπέμπει το σήμα  $x_2$  με ισχύ  $P_{S2} = 2(1 - K_T) K_S E$ . Στον κόμβο μεταγωγής το λαμβανόμενο σήμα κανονικοποιείται από τον παράγοντα  $E[|r_R^2|] = \sqrt{2 G_{sr} K_T E + N_0}$  για να επιβεβαιωθεί τη μοναδιαία τιμή της μέσης τιμής της ενέργειας, και επανεκπέμπεται χρησιμοποιώντας ισχύ  $P_{R2} = 2(1 - K_T)(1 - K_S) E$  στη δεύτερη χρονική θυρίδα. Επομένως το λαμβανόμενο σήμα στο τερματικό προορισμού είναι η επαλληλία των δύο σημάτων που φτάνουν από την πηγή και τον κόμβο μεταγωγής και δίνεται από τη σχέση

$$r'_{d,2} = \sqrt{2 G_{rd} (1 - K_T)(1 - K_S) E} a_{r,d} \frac{r_r}{E[|r_R^2|]} + \sqrt{2(1 - K_T) K_S E} a_{s,d} x_2 + z'_{d,2} \quad (5.7)$$

Στις σχέσεις (5.5 – 5.7) οι όροι  $z_r, z_{d,1}$  και  $z'_{d,2}$  είναι ανεξάρτητες μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές κατανομής *Gauss* με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση  $N_0/2$  ανά διάσταση, οι οποίοι μοντελοποιούν τους προσθετικούς όρους του θορύβου που εμφανίζεται. Αντικαθιστώντας τον παράγοντα κανονικοποίησης  $E[|r_R^2|] = \sqrt{2 G_{sr} K_T E + N_0}$ , στην (5.7) προκύπτει η σχέση

$$r'_{d,2} = 2E \sqrt{\frac{G_{sr} G_{rd} (1 - K_T)(1 - K_S) K_S}{2 G_{sr} K_T E + N_0}} a_{r,d} a_{s,r} x_1 + \sqrt{2(1 - K_T) K_S E} a_{s,d} x_2 + \check{z} \quad (5.8)$$

Όπου ο όρος  $\check{z}$  δίνεται από τη σχέση

$$\check{z} = \sqrt{\frac{2 G_{rd} (1 - K_T)(1 - K_S) K_T E}{2 G_{sr} K_T E + N_0}} a_{r,d} z_r + z'_{d,2} \quad (5.9)$$

Προϋποθέτοντας τον συντελεστή διαλείψεων  $a_{r,d}$ , το  $\check{z}$  αναπαριστά μια μηδενικής μέσης τιμής μιγαδική τυχαία μεταβλητή με διακύμανση που δίνεται από τη σχέση

$$\sigma_{\check{z}|a_{r,d}}^2 = E[|\check{z}|^2 | a_{r,d}] = \left( 1 + \frac{2 G_{rd} (1 - K_T)(1 - K_S) E a_{r,d}^2}{2 G_{sr} K_T E + N_0} \right) N_0 \quad (5.10)$$

Υποθέτουμε πως το τερματικό του κόμβου προορισμού κανονικοποιεί το λαμβανόμενο σήμα (5.8) με τον όρο  $\sqrt{1 + (2G_{rd}(1 - K_T)(1 - K_S)Ea_{r,d}^2)/(2G_{sr}K_T E + N_0)}$  και έτσι προκύπτει το τελικό σήμα

$$r_{d,2} = \sqrt{\gamma_1} \sqrt{E} a_{r,d} a_{s,r} x_1 + \sqrt{\gamma_2} \sqrt{E} a_{s,d} x_2 + z_{d,2} \quad (5.11)$$

Όπου  $z_{d,2}$  αναπαριστά μια μιγαδική τυχαία μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής και διακύμανσης  $N_0/2$  ανά διάσταση. Οι όροι  $\gamma_1$  και  $\gamma_2$  της σχέσης (5.11) ορίζονται ως  $\gamma_1 = 2G_{sr}K_T/(a_{r,d}^2 + A_1)$  και  $\gamma_2 = A_2/(a_{r,d}^2 + A_1)$ , όπου για τα  $A_1$  και  $A_2$  ισχύει αντίστοιχα

$$A_1 = \frac{2G_{sr}K_T SNR + 1}{2G_{rd}(1 - K_T)(1 - K_S)SNR} \quad (5.12)$$

$$A_2 = \frac{K_S(2G_{sr}K_T SNR + 1)}{G_{rd}(1 - K_S)SNR} \quad (5.13)$$

Όπου  $SNR = E/N_0$ .

Θεωρώντας κωδικοποίηση *STBC* (*Space – Time Block Code*) η οποία είναι σχεδιασμένη για την περίπτωση δύο κεραιών εκπομπής (π.χ. σύστημα *Alamouti*), τα λαμβανόμενα σήματα από τον κόμβο προορισμού σε τέσσερις χρονικές θυρίδες μπορούν να γραφούν με τη βοήθεια πινάκων ως

$$\begin{bmatrix} r_{d,1} \\ r_{d,2} \\ r_{d,3} \\ r_{d,4} \end{bmatrix}^T = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{s,d} & a_{s,r} a_{r,d} \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}} X + \underbrace{\begin{bmatrix} z_{d,1} \\ z_{d,2} \\ z_{d,3} \\ z_{d,4} \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}}^T \quad (5.14)$$

$$X^T = \begin{bmatrix} \sqrt{2K_T} \sqrt{E} x_1 & \mathbf{0} \\ \sqrt{\gamma_2} \sqrt{E} x_2 & \sqrt{\gamma_1} \sqrt{E} x_1 \\ \sqrt{2K_T} \sqrt{E} x_2^* & \mathbf{0} \\ \sqrt{\gamma_2} \sqrt{E} x_1^* & -\sqrt{\gamma_1} \sqrt{E} x_2^* \end{bmatrix}$$

## 5.2.2 Πρωτόκολλο II

Στο πρωτόκολλο αυτό υλοποιείται ένα καταναμημένο σύστημα *SIMO* (*Simple Input Multi Output*) και έτσι δεν εφαρμόζεται διαφορικότητα εκπομπής. Σε αντίθεση με το πρωτόκολλο I το οποίο στηρίζεται στη βελτιστοποίηση δύο παραμέτρων  $K_T$  και  $K_S$ , το πρωτόκολλο II στηρίζεται στη βελτιστοποίηση του παράγοντα  $K_T$ . Τα λαμβανόμενα σήματα από τους κόμβους μεταγωγής και προορισμού αντίστοιχα κατά την πρώτη χρονική θυρίδα, δίνονται από τις σχέσεις

$$r_r = \sqrt{2G_{sr}K_T E} a_{s,r} x_1 + z_r \quad (5.15)$$

$$r_{d,1} = \sqrt{2K_T E} a_{s,d} x_1 + z_{d,1} \quad (5.16)$$

Στη δεύτερη χρονική θυρίδα, το λαμβανόμενο σήμα στον προορισμό δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{r}'_{d,2} = \sqrt{2G_{rd}(1-K_T)E} \mathbf{a}_{r,d} \frac{\mathbf{r}_r}{E[|r_R^2|]} + \mathbf{z}'_{d,2} \quad (5.17)$$

Αντικαθιστώντας το  $E[|r_R^2|] = \sqrt{2G_{sr}K_T E + N_0}$  στην (5.17), και κανονικοποιώντας επιπλέον έτσι ώστε ο όρος του προσθετικού θορύβου να έχει διακύμανση  $N_0$  προκύπτει η σχέση

$$\mathbf{r}_{d,2} = \sqrt{\gamma_3} \sqrt{E} \mathbf{a}_{s,r} \mathbf{a}_{r,d} \mathbf{x} + \mathbf{z}_{d,2} \quad (5.18)$$

Όπου  $\gamma_3 = 2G_{sr}K_T/(a_{r,d}^2 + A_3)$  και  $A_3 = 2G_{sr}K_T SNR + 1/[2G_{rd}(1-K_T)SNR]$ . Οι παραπάνω σχέσεις μπορούν να γραφούν όπως πριν με τη μορφή πινάκων ως

$$\underbrace{\begin{bmatrix} r_{d,1} \\ r_{d,2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{a}_{s,d} & \mathbf{a}_{s,r} \mathbf{a}_{r,d} \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}} \mathbf{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} z_{d,1} \\ z_{d,2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}} \quad (5.19)$$

$$\mathbf{X}^T = \begin{bmatrix} \sqrt{2K_T} \sqrt{E} x_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sqrt{\gamma_3} \sqrt{E} x_1 \end{bmatrix}$$

### 5.3 Ανώτατα Όρια PEP

Η πιθανότητα σφάλματος ανά ζεύγος *bit* (*PEP – Pairwise Error Probability*), χρησιμοποιείται σαν βασικό μπλοκ παραγωγής του ορίου ένωσης (*union bound*). Είναι ευρέως διαδεδομένη στη βιβλιογραφία, στην πρόβλεψη ιδιαίτερα της τάξης της διαφορικότητας που επιτυγχάνεται, όπου οι άλλες μορφές μέτρησης της πιθανότητας σφάλματος δεν είναι διαθέσιμες. Ορίζοντας το διάνυσμα της κωδικής λέξης που εκπέμπεται ως  $X$ , και το διάνυσμα της αποκωδικοποιημένης λέξης (το οποίο εμπεριέχει και σφάλματα) ως  $\tilde{X}$ , η υπό συνθήκη πιθανότητα  $PEP$  [8] υπολογίζεται με τη βοήθεια της σχέσης

$$P(X \rightarrow \tilde{X} | \mathbf{a}) = Q \left( \sqrt{\frac{d^2(X, \tilde{X})}{4N_0}} \right) \leq \frac{1}{2} \exp \left( -\frac{d^2(X, \tilde{X})}{4N_0} \right) \quad (5.20)$$

Η παραπάνω σχέση ισχύει υποθέτοντας αποκωδικοποίηση *ML* (*Maximum Likelihood*) με άριστη γνώση της πληροφορίας κατάστασης του καναλιού (*CSI*) στην πλευρά του δέκτη. Ο όρος  $d^2(X, \tilde{X})$  που εμφανίζεται στην παραπάνω σχέση δηλώνει την ευκλείδεια



απόσταση μεταξύ των  $X$  και  $\tilde{X}$  (υπό συνθήκη συντελεστή του καναλιού μετάδοσης  $a$ ), και δίνετε από τη σχέση

$$d^2(X, \tilde{X}) = a(X - \tilde{X})(X - \tilde{X})^H a^H \quad (5.21)$$

Όπου το  $X$  δίνεται από τις σχέσεις (5.14),(5.19) στην περίπτωση των δύο πρωτοκόλλων που εξετάζουμε.

### 5.3.1 PEP για το Πρωτόκολλο I

Στην περίπτωση του πρωτοκόλλου I, η ευκλείδεια απόσταση αντικαθιστώντας την (5.14) στην (5.21) προκύπτει

$$d^2(X, \tilde{X}) = \left( e^{\frac{2h_{s,d}}{\xi}} (2K_T + \gamma_2) + e^{\frac{2(h_{s,r}+h_{r,d})}{\xi}} \gamma_1 \right) E\chi \quad (5.22)$$

Όπου  $\chi = |(x_1 - \tilde{x}_1)|^2 + |(x_2 - \tilde{x}_2)|^2$ . Αντικαθιστώντας τη σχέση (5.22) στη (5.20) και ολοκληρώνοντας ως προς  $h_{s,r}$  και  $h_{s,d}$  αντίστοιχα έχουμε

$$\begin{aligned} P(X \rightarrow \tilde{X} | h_{r,d}) &\leq \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi \sigma_{s,d}^2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi \sigma_{s,r}^2}} \\ &\times \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{E(2K_T + \gamma_2)\chi}{4N_0} e^{\frac{2h_{s,d}}{\xi}}\right) e^{-\frac{(h_{s,d} + \frac{\sigma_{s,d}^2}{\xi})^2}{2\sigma_{s,d}^2}} dh_{s,d} \\ &\times \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{E\gamma_1\chi}{4N_0} e^{\frac{2(h_{s,r}+h_{r,d})}{\xi}}\right) e^{-\frac{(h_{s,r} + \frac{\sigma_{s,r}^2}{\xi})^2}{2\sigma_{s,r}^2}} dh_{s,r} \quad (5.23) \end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας  $y = e^{\frac{h_{s,d}}{\xi}}$  και  $z = e^{\frac{h_{s,r}}{\xi}}$  προκύπτει

$$\begin{aligned} P(X \rightarrow \tilde{X} | h_{r,d}) &\leq \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{\sigma_{s,d}^2}{\xi^2}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi \frac{\sigma_{s,r}^2}{\xi^2}}} \times \int_0^{+\infty} \frac{1}{y} \exp\left(-\frac{E(2K_T + \gamma_2)\chi}{4N_0} y^2\right) e^{-\frac{\left(\ln y + \frac{\sigma_{s,d}^2}{\xi^2}\right)^2}{2\sigma_{s,d}^2}} dy \times \\ &\int_0^{+\infty} \frac{1}{z} \exp\left(-\frac{E\gamma_1\chi}{4N_0} e^{\frac{2h_{r,d}}{\xi}} z^2\right) e^{-\frac{\left(\ln z + \frac{\sigma_{s,r}^2}{\xi^2}\right)^2}{2\sigma_{s,r}^2}} dz = \\ &\frac{1}{2} Fr\left(\frac{E(2K_T + \gamma_2)\chi}{4N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi}\right) Fr\left(\frac{E\gamma_1\chi}{4N_0} e^{\frac{2h_{r,d}}{\xi}}; 0, \frac{\sigma_{s,r}}{\xi}\right) \quad (5.24) \end{aligned}$$

Όπου η συνάρτηση  $Fr(a; \beta; \sigma)$  ορίζεται ως

$$Fr(a; \beta, \sigma) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} I_0(2\beta u\sqrt{a}) \exp(-au^2) \times \exp\left(-\frac{(\ln u + \sigma^2)^2}{2\sigma^2}\right) du \quad (5.25)$$

Ως  $I_0(\cdot)$  συμβολίζεται η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης. Ολοκληρώνοντας τη σχέση (5.24) ως προς  $h_{r,d}$ , προκύπτει η τελική πιθανότητα PEP η οποία δίνεται ως

$$P(X \rightarrow \bar{X}) \leq \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{r,d}^2}} \exp\left(-\frac{\left(h_{r,d} + \frac{\sigma_{r,d}^2}{\xi}\right)^2}{2\sigma_{r,d}^2}\right) \times Fr\left(\frac{E(2K_T + \gamma_2)\mathcal{X}}{4N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi}\right) Fr\left(\frac{E\gamma_1\mathcal{X}}{4N_0} e^{\frac{2h_{r,d}}{\xi}}; 0, \frac{\sigma_{s,r}}{\xi}\right) dh_{r,d} \quad (5.26)$$

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω σχέση ως  $u = (h_{r,d} + \sigma_{r,d}^2/\xi)^2 / (\sqrt{2\sigma_{r,d}^2})$ , προκύπτει  $h_{r,d} = u\sqrt{2\sigma_{r,d}^2} - \sigma_{r,d}^2/\xi$  και έτσι η PEP δίνεται ως

$$P(X \rightarrow \bar{X}) \leq \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-u^2) Fr\left(\frac{EB_1\mathcal{X}}{4N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,r}}{\xi}\right) \times Fr\left(\frac{E(2K_T + B_2)\mathcal{X}}{4N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi}\right) du \quad (5.27)$$

Όπου για  $B_1$  και  $B_2$  ισχύει

$$B_1 = \frac{2G_{sr}K_T}{1 + \frac{A_1}{\exp\left[u\sqrt{\frac{8\sigma_{r,d}^2}{\xi^2} - \frac{2\sigma_{r,d}^2}{\xi^2}}\right]}} \quad (5.28)$$

$$B_2 = \frac{A_2}{A_1 + \exp\left[u\sqrt{\frac{8\sigma_{r,d}^2}{\xi^2} - \frac{2\sigma_{r,d}^2}{\xi^2}}\right]} \quad (5.29)$$

Η σχέση (5.27) μπορεί να απλοποιηθεί και έτσι να γίνει πιο εύκολος ο υπολογισμός της, αν υποθεθούν ειδικές περιπτώσεις για τις τιμές του  $\beta$ . Πιο συγκεκριμένα στις περιπτώσεις που ισχύει  $\beta \gg 1$ , κάτι το οποίο συνεπάγεται πως ο κόμβος μεταγωγής είναι πολύ κοντά στον κόμβο πηγής, ή  $\beta \ll 1$ , το οποίο συνεπάγεται κόμβος μεταγωγής είναι πολύ κοντά στον κόμβο προορισμού. Όταν  $\beta \gg 1$  προκύπτει για τα γεωμετρικά κέρδη  $G_{sr} \gg 1$  και  $G_{rd} \approx 1$ , και επομένως τα  $\gamma_1$  και  $\gamma_2$  μπορούν να προσεγγιστούν από τις σχέσεις  $\gamma_1 \cong 2(1 - K_T)(1 - K_S)$  και  $\gamma_2 = 2K_S(1 - K_T)$ . Αντικαθιστώντας τη σχέση (5.22) στη σχέση (5.20) και ολοκληρώνοντας την έκφραση που προκύπτει σε αντιστοιχία με τα  $h_{s,d}$  και

$h_s = h_{s,r} + h_{r,d}$  , τα οποία είναι κανονικά κατανομημένα με τυπικές αποκλίσεις  $\sigma_{s,d}$   
 $\sqrt{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}$  , έχουμε για την  $PEP$

$$P(X \rightarrow \check{X}) \leq \frac{1}{2} Fr \left( \frac{[K_T + K_S(1 - K_T)]E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi} \right) \times Fr \left( \frac{(1 - K_S)(1 - K_T)E\chi}{2N_0}; 0, \sqrt{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}/\xi \right) \quad (5.30)$$

Υποθέτοντας  $\beta \ll 1$  , το γεωμετρικό κέρδος  $G_{rd}$  έχει πολύ μεγαλύτερη τιμή από το  $G_{sr}$  για το οποίο ισχύει  $G_{sr} \cong 1$  , ισχύει κατά συνέπεια  $\gamma_1 \cong 2 G_{sr} K_T E e^{-2h_{r,d}}$  και  $\gamma_2 \cong 0$ . Έτσι προκύπτει

$$P(X \rightarrow \check{X}) \leq \frac{1}{2} Fr \left( \frac{K_T E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi} \right) \times Fr \left( \frac{K_T E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,r}}{\xi} \right) \quad (5.31)$$

### 5.3.2 PEP για το Πρωτόκολλο II

Η ευκλείδεια απόσταση στην περίπτωση του πρωτοκόλλου II προκύπτει

$$d^2(X, \check{X}) = e^{\frac{2h_{s,d}}{\xi}} 2K_T E\chi + e^{\frac{2h_{s,r}}{\xi}} e^{\frac{2h_{r,d}}{\xi}} \gamma_1 E\chi \quad (5.32)$$

Όπου  $\chi = |(x_1 - \check{x}_1)|^2$  .

Αντικαθιστώντας τη σχέση (5.32) στη (5.20) και ολοκληρώνοντας την προκύπτουσα έκφραση αντίστοιχα ως προς  $h_{s,d}$ ,  $h_{s,r}$  και  $h_{r,d}$  , προκύπτει για την  $PEP$

$$P(X \rightarrow \check{X}) \leq \frac{1}{2\sqrt{\pi}} Fr \left( \frac{K_T E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi} \right) \times \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-u^2) Fr \left( \frac{EB_1\chi}{4N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,r}}{\xi} \right) du \quad (5.33)$$

Όπου το  $B_1$  δίνεται από τη σχέση (5.28) η οποία διατυπώθηκε προηγουμένως. Παρομοίως με την έκφραση της  $PEP$  για το πρωτόκολλο I , σε περιπτώσεις που ισχύει  $\beta \ll 1$  ή  $\beta \gg 1$  προκύπτουν αντίστοιχα οι απλοποιημένες εκφράσεις

$$P(X \rightarrow \check{X}) \leq \frac{1}{2} Fr \left( \frac{K_T E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi} \right) \times Fr \left( \frac{K_T E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,r}}{\xi} \right) \quad (5.34)$$

και

$$P(X \rightarrow \check{X}) \leq \frac{1}{2} Fr \left( \frac{K_T E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi} \right) \times Fr \left( \frac{(1 - K_T)E\chi}{2N_0}; 0, \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\xi} \right) \quad (5.35)$$

## 5.4 Βελτιστοποίηση της Απόδοσης μέσω Κατάλληλης Κατανομής της Ισχύος

Όπως έχει διατυπωθεί αρκετές φορές και σε πρόσφατες μελέτες και δημοσιεύσεις ([9]-[14]), η απόδοση των συνεργατικών συστημάτων επικοινωνίας μπορεί να βελτιωθεί σε μεγάλο βαθμό, με την κατάλληλη κατανομή της ισχύος σε σχέση με το να υπάρχει ίση κατανομή αυτής μεταξύ των συνεργαζόμενων κόμβων. Στο κεφάλαιο αυτό επιδιώκεται η ελαχιστοποίηση του  $BER$  (*Bit Error Rate*) μέσω της κατάλληλης κατανομής της ισχύος, για συνεργατικά δίκτυα και κανάλια μεταγωγής στα οποία παρουσιάζονται λογαριθμοκανονικές διαλείψεις. Ένα όριο ένωσης για το  $BER$  μπορεί να δοθεί [15] από τη σχέση

$$P_b \leq \frac{1}{n} \sum_X p(X) \sum_{X \neq \tilde{X}} q(X \rightarrow \tilde{X}) P(X \rightarrow \tilde{X}), \quad (5.36)$$

Όπου  $p(X)$  είναι η πιθανότητα μετάδοσης της κωδικής λέξης  $X$ ,  $q(X \rightarrow \tilde{X})$  δίνει τον αριθμό λανθασμένων bits πληροφορίας που υπάρχουν κατά την επιλογή της κωδικής λέξης  $\tilde{X}$  αντί της  $X$ ,  $n$  είναι ο αριθμός των bits πληροφορίας που μεταδίδονται σε κάθε εκπομπή και  $P(X \rightarrow \tilde{X})$  συμβολίζει την πιθανότητα  $PEP$ . Αντικαθιστώντας τις σχέσεις για τις  $PEP$  όπως διατυπώθηκαν προηγουμένως για τα πρωτόκολλα I και II, στη σχέση (5.36), και λαμβάνοντας υπόψη τη διαμόρφωση και την κωδικοποίηση που χρησιμοποιείται, προκύπτουν οι κατάλληλες εκφράσεις για τα αντίστοιχα  $BER$  των δύο πρωτοκόλλων που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Στην περίπτωση διαμόρφωσης  $QPSK$  που μας ενδιαφέρει στην προκειμένη περίπτωση, η τιμή του  $BER$  για τα πρωτόκολλα I και II δίνεται αντίστοιχα από τις σχέσεις

$$\Gamma_I(K_T, K_S) = \psi_I(2) + 3\psi_I(4) + 3\psi_I(6) + \psi_I(8), \quad (5.37)$$

$$\Gamma_{II}(K_T, K_S) = \psi_{II}(2) + \psi_{II}(4), \quad (5.38)$$

Όπου ως  $\Gamma_i$  συμβολίζονται τα άνω όρια του  $BER$  (του πρωτοκόλλου  $i$ ) που υπολογίζονται από την (5.36) και  $\psi_i(\chi)$  οι αντίστοιχες  $PEP$  των δύο πρωτοκόλλων όπως διατυπώθηκαν στις σχέσεις (5.27) και (5.33) αντίστοιχα.

Το πρόβλημα βέλτιστης κατανομής της ισχύος που αναφέρθηκε προηγουμένως μετατρέπεται με τη χρήση των παραπάνω σχέσεων σε πρόβλημα ελαχιστοποίησης του  $BER$ , η οποία συμβαίνει με την κατάλληλη επιλογή τιμών για τις παραμέτρους  $K_T$  και  $K_S$ . Το πρόβλημα αυτό μπορεί να διατυπωθεί ως

$$\begin{aligned} & \text{Minimize } \Gamma_i(K_T, K_S) \\ & \text{για } \mathbf{0} \leq K_T, K_S \leq \mathbf{1} \end{aligned}$$

ο υπολογισμός του παραπάνω προβλήματος βελτιστοποίησης έγινε με τη βοήθεια αριθμητικών μεθόδων και εργαλείων και με τη χρήση του λογισμικού MATLAB. Πιο

συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκε η συνάρτηση *fmincon* η οποία είναι διαθέσιμη στο *optimization toolbox*[16]. Στη συνάρτηση αυτή χρησιμοποιήσαμε τον αλγόριθμο *SQP(sequential quadratic programming)*. Σε κάθε επανάληψη του αλγορίθμου αυτού υπολογίζεται μια προσέγγιση της *Hessian* και *Lagrangian* συνάρτησης με τη χρήση της αριθμητικής μεθόδου *Newton*. Η συνάρτηση αυτή χρησιμοποιείται στη συνέχεια για τη δημιουργία ενός προγραμματιστικού υπο-προβλήματος του οποίου η λύση βοηθάει στο σχηματισμό μιας κατεύθυνσης αναζήτησης σε μια διαδικασία γραμμικής αναζήτησης.

Για την περίπτωση ενός μοναδικού κόμβου μεταγωγής στο συνεργατικού δίκτυο, και θεωρώντας διαμόρφωση *QPSK*,  $\theta = \pi$  (γωνία μεταξύ  $d_{s,r}$  και  $d_{r,d}$ ) τιμές για τις τυπικές αποκλίσεις των απωλειών διόδευσης  $\sigma_{s,d} = \sigma_{s,r} = \sigma_{r,d} = 4$ , συντελεστή απωλειών διόδευσης  $a = 3$ ,  $\xi = 8.6859$ [2] και τιμές για το  $\beta = -40\text{dB}$ ,  $\beta = 0\text{dB}$  και  $\beta = 40\text{dB}$ , υπολογίζουμε κατάλληλες τιμές των  $K_T$  και  $K_S$  για τα πρωτόκολλα I και II όπως φαίνονται στην εικόνα 5.1.

(a) Protocol I

SNR [dB]	$G_{SR}/G_{RD}$					
	- 40 dB		0 dB		40 dB	
	$K_T$	$K_S$	$K_T$	$K_S$	$K_T$	$K_S$
0	0.9872	0	0.6851	0	0.4639	0.4643
5	0.9886	0	0.6656	0	0.4955	0.4175
10	0.9890	0	0.6534	0	0.4540	0.4539
15	0.9884	0	0.6590	0	0.4436	0.4428
20	0.9890	0	0.6572	0	0.4204	0.4204
25	0.9880	0	0.6560	0	0.4998	0.4998

(b) Protocol II

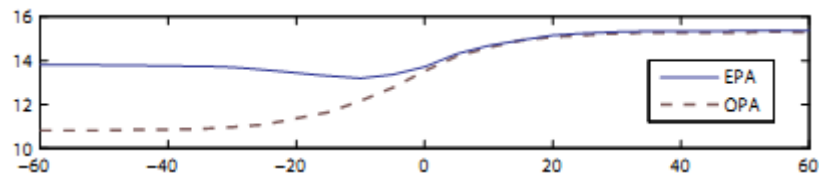
SNR [dB]	$G_{SR}/G_{RD}$		
	- 40 dB	0 dB	40 dB
	$K_T$	$K_T$	$K_T$
0	0.9873	0.6873	0.7171
5	0.9887	0.6682	0.7087
10	0.9891	0.6550	0.7010
15	0.9891	0.6439	0.6945
20	0.9890	0.6284	0.6879
25	0.9890	0.5130	0.5280

**Εικόνα 5.1-Τιμές  $K_T$  και  $K_S$  για διάφορες τιμές του  $\beta$**

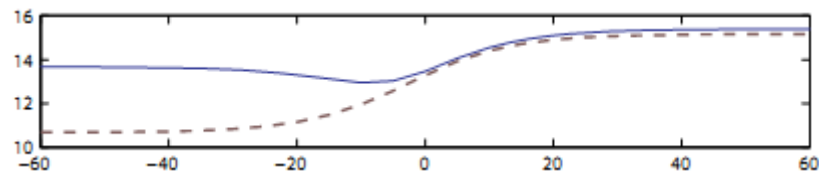
Για  $\beta = -40$  (δηλαδή ο κόμβος μεταγωγής βρίσκεται πολύ κοντά στον κόμβο προορισμού) όπως φαίνεται από την εικόνα 5.1, στην περίπτωση του πρωτοκόλλου I, οι τιμές των  $K_T$  και  $K_S$  συγκλίνουν στο 1 και στο 0 αντίστοιχα. Αυτό σημαίνει πως είναι προτιμότερο να ξοδευτεί όλη σχεδόν η διαθέσιμη ισχύς κατά την φάση ευρείας εκπομπής(πρώτη χρονική θυρίδα) και η υπόλοιπη ισχύς από τον ενδιάμεσο κόμβο κατά τη φάση μεταγωγής. Στην περίπτωση αυτή δηλαδή( $\beta = -40$ ), η βελτιστοποίηση του πρωτοκόλλου I το αναγάγει στο πρωτόκολλο II. Όταν  $\beta = 0$  (ο κόμβος μεταγωγής βρίσκεται στο μέσο της απόστασης από τον κόμβο πηγής από τον δέκτη), η βέλτιστη τιμή για την παράμετρο  $K_S$  είναι μηδέν στην περίπτωση του πρωτοκόλλου I, και η αντίστοιχη της  $K_T$

είναι ίση περίπου με  $2/3$ . Κάτι που σημαίνει πως τα  $2/3$  της ενέργειας πρέπει να αφιερωθούν κατά τη φάση ευρείας εκπομπής και η υπόλοιπη στη φάση μεταγωγής. Στην περίπτωση που ισχύει  $\beta = 40$ , οι παράμετροι  $K_T$  και  $K_S$  συγκλίνουν αμφότεροι στο 0.5 στην περίπτωση του πρωτοκόλλου I ενώ το ίδιο συμβαίνει και για την παράμετρο  $K_T$  στην περίπτωση του πρωτοκόλλου II. Βλέπουμε δηλαδή ότι στην περίπτωση αυτή η βέλτιστη κατανομή ισχύος συγκλίνει με την ίση κατανομή αυτής.

Στις εικόνες 5.2α και 5.2β βλέπουμε τις απαιτούμενες τιμές  $SNR$  για την επίτευξη τιμής  $BER$  ίση με  $10^{-3}$  και για τιμές του  $\beta = [-60dB, 60dB]$ . Από τις εικόνες αυτές μπορούμε να δούμε πως για το πρωτόκολλο I εμφανίζονται κέρδη  $2.93 dB$ ,  $0.20dB$  και  $0.07dB$  για τιμές του  $\beta = -40dB$ ,  $\beta = 0dB$  και  $\beta = 40dB$  αντίστοιχα, όσον αφορά την απόδοση στις περιπτώσεις βέλτιστης(*opa*) σε σχέση με την ίση κατανομή της ισχύος(*epa*). Αντίστοιχα κέρδη για βέλτιστη κατανομή(*opa*) σε σχέση με ίση κατανομή(*epa*) ισχύουν και για το πρωτόκολλο II(εικόνα 5.2β) τα οποία για αρνητικές τιμές του  $\beta$  φτάνουν μέχρι και τα  $3 dB$ .



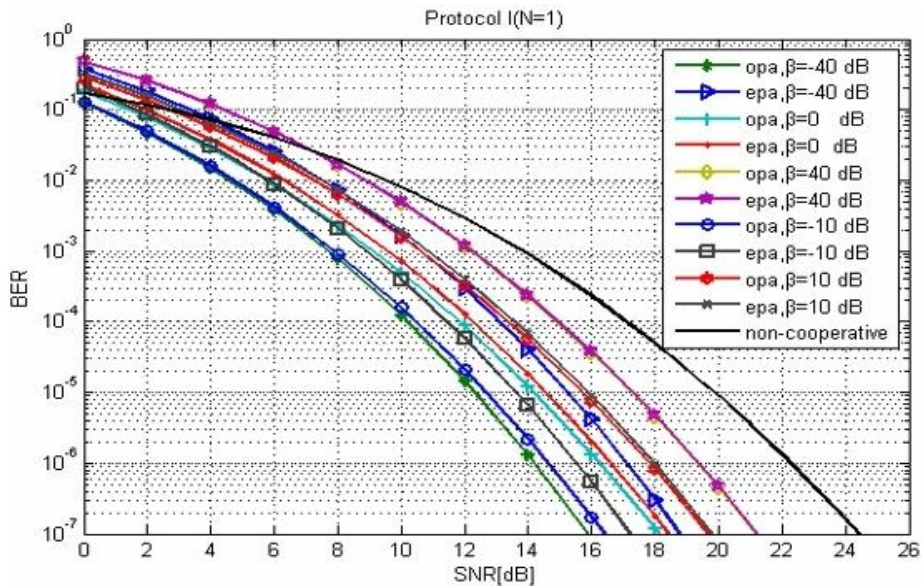
Εικόνα 5.2α- Πρωτόκολλο I- SNR για  $BER=10^{-3}$  συναρτήσει διαφόρων τιμών του  $\beta$



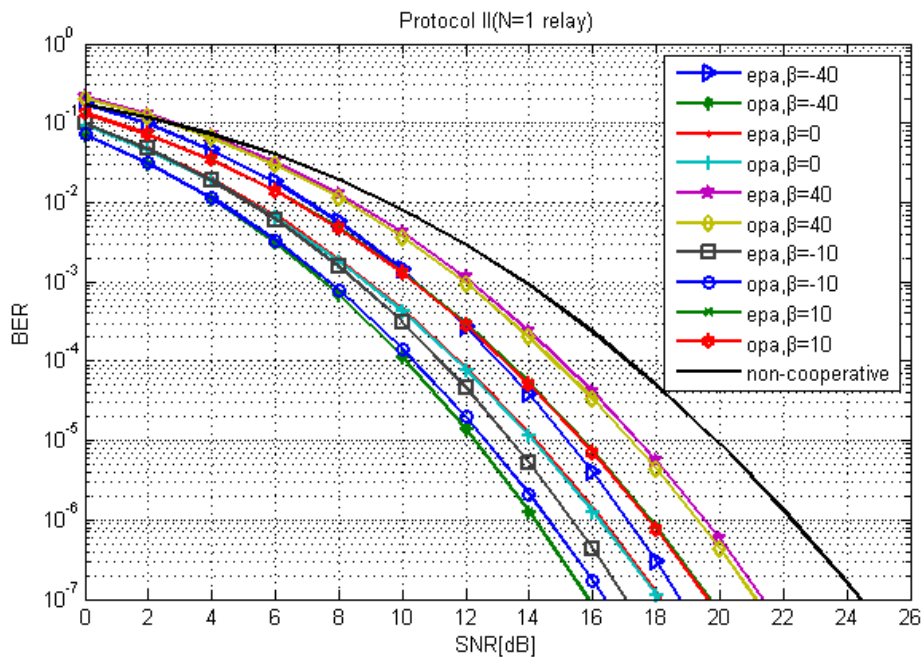
Εικόνα 5.2β- Πρωτόκολλο II- SNR για  $BER=10^{-3}$  συναρτήσει διαφόρων τιμών του  $\beta$

Στις εικόνες 5.3 και 5.4 απεικονίζονται οι τιμές του  $BER$  για τιμές του  $\beta = -40dB$ ,  $\beta = -10dB$ ,  $\beta = 0dB$ ,  $\beta = 10dB$  και  $\beta = 40dB$ , για τις διάφορες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου  $SNR$ , για  $N=1$  μοναδικό κόμβο μεταγωγής για τα πρωτόκολλα I και II αντίστοιχα. Οι μέσες τιμές των κερδών για τη βέλτιστη κατανομή ισχύος(*opa*) σε σχέση με την αντίστοιχη ίση(*epa*) είναι περίπου :  $2.9dB$ ,  $1.04dB$ ,  $0.21dB$ ,  $0.14dB$ ,  $0.03dB$  για  $\beta = -40dB$ ,  $\beta = -10dB$ ,  $\beta = 0dB$ ,  $\beta = 10dB$ , και  $\beta = 40dB$  αντίστοιχα για το πρωτόκολλο I. Παρόμοιες τιμές κερδών προκύπτουν και για το πρωτόκολλο II όπως μπορεί να διαπιστωθεί και από το διάγραμμα της εικόνας 5.4.

Στις παρακάτω εικόνες απεικονίζεται για λόγους σύγκρισης και η απόδοση όσον αφορά την περίπτωση μη συνεργατικής προώθησης, δηλαδή απευθείας εκπομπής. Για τον υπολογισμό αυτό χρησιμοποιήσαμε την αντίστοιχη σχέση που βρίσκεται στο [2.] Στη συνέχεια εξετάζουμε το συνεργατικό δίκτυο στην περίπτωση ύπαρξης  $N$  κόμβων μεταγωγής.



Εικόνα 5.3-Πρωτόκολλο I ,BER για N=1 κόμβο μεταγωγής και διάφορες τιμές του  $\beta$  συναρτήσει του SNR



Εικόνα 5.4-Πρωτόκολλο II, BER για N=1 κόμβο μεταγωγής και διάφορες τιμές του  $\beta$  συναρτήσει του SNR

## Βιβλιογραφία

- [1] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, 1993
- [2] "Cooperative Diversity over Log-Normal Fading Channels: Performance Analysis and Optimization", Majid Safari, Student Member, IEEE, and Murat Uysal, Senior Member, IEEE, *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, VOL. 7, NO. 5, MAY 2008.
- [3] F. Lotse, J. E. Berg, and R. Bownds, "Indoor propagation measurement at 900 MHz," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Denver, CO, May 1992, pp. 629-632.
- [4] R. Ganesh and K. Pahlavan, "Statistical modeling and computer simulation of indoor radio channel," in *Proc. IEEE Communications, Speech and Vision*, vol. 138, no. 3, pp. 153-161, June 1991.
- [5] M. S. Alouini and M. K. Simon, "Dual diversity over correlated lognormal fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 1946-1959, Dec. 2002.
- [6] T. Piboongunon and V. A. Aalo, "Outage probability of L-branch selection combining in correlated lognormal fading channels," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 14, pp. 263,, July 2004.
- [7] J. W. Mark and W. Zhuang, *Wireless Communications and Networking*. Pearson Education, Inc., 2003.
- [8] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance analysis and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998
- [9] A. Host-Madsen and J. Zhang, "Capacity bounds and power allocation in wireless relay channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, pp. 2020-2040, June 2005.
- [10] N. Ahmed and B. Aazhang, "Outage minimization with limited feedback for the fading relay channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, pp. 659-659, Apr. 2006.
- [11] M. O. Hasna and M. S. Alouini, "Optimum power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, pp. 1999-2004, Nov. 2004.
- [12] Y. Jing and B. Hassibi, "Distributed space-time coding in wireless relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 3524-3536, Dec. 2006.
- [13] X. Deng and A. M. Haimovich, "Power allocation for cooperative relaying in wireless networks," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, pp. 994-996, Nov. 2005.
- [14] M. M. Fareed and M. Uysal, "BER-optimized power allocation for fading relay channels," accepted for publication in *IEEE Trans. Wireless Commun.*
- [15] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition. New York: McGraw-Hill, Inc., 2001.
- [16] Optimization Toolbox, Documentation, The MathWorks, "Optimization toolbox 3 user's guide," Sept. 2007, [http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/pdfdoc/optim/optim\\_tb.pdf](http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/pdfdoc/optim/optim_tb.pdf).



# 6 Συνεργατικά Πρωτόκολλα σε Δίκτυο με $N$ Κόμβους Μεταγωγής

Στο κεφάλαιο αυτό επεκτείνεται η διατύπωση των πρωτοκόλλων I και II που διατυπώθηκαν στο κεφάλαιο 5, για την περίπτωση ύπαρξης  $N$  κόμβων μεταγωγής. Στη συνέχεια υπολογίζονται οι πιθανότητες  $PEP$  που προκύπτουν, και δίνονται αντίστοιχα διαγράμματα για την παρουσίαση των πλεονεκτημάτων που εμφανίζονται, όσον αφορά την απόδοση, τα οποία και οφείλονται στην ύπαρξη  $N$  κόμβους μεταγωγής στο συνεργατικό δίκτυο.

## 6.1 Μοντελοποίηση του Συστήματος για $N$ κόμβους μεταγωγής

Στην περίπτωση αυτή θα θεωρήσουμε κανάλια μετάδοσης στα οποία εμφανίζονται λογαριθμοκανονικές διαλείψεις ([1],[3-4]) όπως διατυπώθηκε και πριν, για το απλό συνεργατικό δίκτυο.

Για τον προσδιορισμό της θέσης του κόμβου μεταγωγής  $i$  στο συνεργατικό δίκτυο, συμβολίζουμε με  $d_{sr_i}$  και  $d_{r_id}$  τις αποστάσεις μεταξύ πηγής-κόμβου μεταγωγής  $i(S \rightarrow R_i, Source - Relay(i))$ , και κόμβου μεταγωγής  $i$ -προορισμού( $R_i \rightarrow D, Relay(i) - Destination$ ) αντίστοιχα. Τα αντίστοιχα γεωμετρικά κέρδη για κάθε κόμβο μεταγωγής  $i$  δίνονται  $G_{sr_i} = \frac{PL(S,R_i)}{PL(S,D)} = \left(\frac{d_{sd}}{d_{sr_i}}\right)^a$  και  $G_{r_id} = \frac{PL(R_i,D)}{PL(S,D)} = \left(\frac{d_{sd}}{d_{r_id}}\right)^a$  τα οποία ικανοποιούν αντίστοιχα με πριν(κεφάλαιο 5,[2])τη σχέση  $G_{r_id}^{2/a} + G_{sr_i}^{2/a} - 2G_{r_id}^{1/a} G_{sr_i}^{1/a} \cos \theta = G_{r_id}^{2/a} G_{sr_i}^{2/a}$ . Ο λόγος για την περιγραφή των απωλειών διάδοσης διαμορφώνεται για κάθε κόμβο  $i$  ως:

$$\beta_i = \frac{G_{sr_i}}{G_{r_id}} = \left(\frac{d_{r_id}}{d_{sr_i}}\right)^a \quad (6.1)$$

Στη συνέχεια, για λόγους απλοποίησης των υπολογισμών θα θεωρήσουμε πως οι  $N$  κόμβοι μεταγωγής απέχουν τις ίδιες αποστάσεις μεταξύ της πηγής και του προορισμού και κατά συνέπεια ισχύει  $\beta_i = \beta, i = 1, 2, \dots, N$ .

## 6.2 Επέκταση Πρωτοκόλλου I για N Κόμβους Μεταγωγής

Στην περίπτωση ύπαρξης  $N$  κόμβων μεταγωγής η τροποποίηση του πρωτοκόλλου I, αφορά την λήψη του σήματος που εκπέμπεται από την πηγή κατά τη φάση εκπομπής, από  $N$  κόμβους και όχι από έναν. Στη δεύτερη χρονική θυρίδα και οι  $N$  αυτοί κόμβοι θα προωθήσουν στον δέκτη το σήμα που έλαβαν στην πρώτη χρονοθυρίδα. Οι ισχύεις εκπομπής θα δίνονται ως

$$P_{S1} = 2K_T E, \quad P_{S2} = 2(1 - K_T)K_S E \quad \text{και} \quad P_{R2N} = [2(1 - K_T)(1 - K_S)E]/N$$

Όπου με  $P_{R2N}$  συμβολίζεται η ισχύς εκπομπής καθενός από τους  $N$  κόμβους μεταγωγής που θα συνεισφέρουν στη μετάδοση. Θεωρούμε πως η διαθέσιμη για τους κόμβους μεταγωγής ισχύς, διαμοιράζεται ισότιμα μεταξύ τους. Η συνολική τιμή της ενέργειας που χρησιμοποιείται από τα τερματικά πηγής και κόμβους μεταγωγής κατά τη διάρκεια και των δύο χρονοθυρίδων, ισούται όπως και πριν με  $2E$ , και ισχύει  $P_{S1} + P_{S2} + N P_{R2N} = 2E$ .

Τα σήματα που λαμβάνονται από τον κόμβο μεταγωγής  $i$  και τον δέκτη στην πρώτη χρονική θυρίδα δίνονται από τις σχέσεις

$$r_{r_i} = \sqrt{2 G_{sr_i} K_T E} a_{s,r_i} x_1 + z_{r_i} \quad (6.2)$$

$$r_{d,1} = \sqrt{2K_T E} a_{s,d} x_1 + z_{d,1} \quad (6.3)$$

Το σήμα που λαμβάνεται στον προορισμό στη δεύτερη χρονική θυρίδα δίνεται από τη σχέση

$$r'_{d,2} = \sum_{i=1}^N \sqrt{[2G_{r_i,d}(1 - K_T)(1 - K_S)E]/N} a_{r_i,d} \frac{r_{r_i}}{E[|r_{r_i}^2|]} + \sqrt{2(1 - K_T)K_S E} a_{s,d} x_2 + z'_{d,2} \quad (6.4)$$

Ακολουθώντας ανάλογες διαδικασίες με την περίπτωση ύπαρξης ενός κόμβου μεταγωγής προκύπτει για το τελικό σήμα στη δεύτερη χρονική θυρίδα

$$r_{d,2} = \sum_{i=1}^N (\sqrt{\gamma_{1i}} \sqrt{E} a_{r_i,d} a_{s,r_i} x_1 + \sqrt{\gamma_{2i}} \sqrt{E} a_{s,d} x_2) + z_{d,2} \quad (6.5)$$

Οι όροι  $\gamma_{1i}$  και  $\gamma_{2i}$  της σχέσης (6.5) ορίζονται ως  $\gamma_{1i} = 2 G_{sr_i} K_T / (a_{r_i,d}^2 + A_{1N})$  και  $\gamma_{2i} = A_{2N} / (a_{r_i,d}^2 + A_{1N})$ , όπου για τα  $A_{1N}$  και  $A_{2N}$  ισχύει αντίστοιχα

$$A_{1N} = \frac{N(2G_{sr} K_T SNR + 1)}{2G_{rd}(1 - K_T)(1 - K_S)SNR} \quad (6.6)$$

$$A_{2N} = N \frac{K_S(2G_{sr}K_T SNR + 1)}{G_{rd}(1 - K_S)SNR} \quad (6.7)$$

Θεωρώντας όπως και προηγουμένως κωδικοποίηση *STBC* (*Space – Time Block Code*), τα λαμβανόμενα σήματα από τον κόμβο προορισμού σε τέσσερις χρονικές θυρίδες μπορούν να γραφούν με τη βοήθεια πινάκων ως

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} r_{d,1} \\ r_{d,2} \\ r_{d,3} \\ r_{d,4} \end{bmatrix}^T &= \underbrace{\begin{bmatrix} a_{s,d} & \sum_{i=1}^N a_{s,r_i} a_{r_i,d} \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}} \mathbf{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} z_{d,1} \\ z_{d,2} \\ z_{d,3} \\ z_{d,4} \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}}^T \\ \mathbf{X}^T &= \begin{bmatrix} \sqrt{2K_T}\sqrt{E}x_1 & \mathbf{0} \\ \sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_{2i}}\sqrt{E}x_2 & \sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_{1i}}\sqrt{E}x_1 \\ \sqrt{2K_T}\sqrt{E}x_2^* & \mathbf{0} \\ \sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_{2i}}\sqrt{E}x_1^* & -\sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_{1i}}\sqrt{E}x_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.8)$$

### 6.2.1 PEP για το Πρωτόκολλο I και N Κόμβους Μεταγωγής

Στην περίπτωση του πρωτοκόλλου I με N κόμβους μεταγωγής, η ευκλείδεια απόσταση που προκύπτει αντικαθιστώντας την (6.8) στην (5.21)

$$d^2(\mathbf{X}, \check{\mathbf{X}}) = \left( e^{\frac{2h_{s,d}}{\xi}} \left( 2K_T + \sum_{i=1}^N \gamma_{2i} \right) + \sum_{i=1}^N e^{\frac{2(h_{s,r_i} + h_{r_i,d})}{\xi}} \gamma_{1i} \right) E\mathcal{X} \quad (6.9)$$

Χρησιμοποιώντας την ίδια μεθοδολογία με πριν προκύπτει για την PEP η σχέση

$$\begin{aligned} P(\mathbf{X} \rightarrow \check{\mathbf{X}}) &\leq \frac{1}{2\pi^{N/2}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-u_1^2) Fr\left(\frac{EB_{1N1}\mathcal{X}}{4N_0}; \mathbf{0}, \frac{\sigma_{s,r_1}}{\xi}\right) \\ &\quad \times Fr\left(\frac{E(2K_T + B_{2N1})\mathcal{X}}{4N_0}; \mathbf{0}, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi}\right) du_1 \\ &\quad \times \prod_{i=2}^N \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-u_i^2) Fr\left(\frac{EB_{1Ni}\mathcal{X}}{4N_0}; \mathbf{0}, \frac{\sigma_{s,r_i}}{\xi}\right) \\ &\quad \times Fr\left(\frac{EB_{2Ni}\mathcal{X}}{4N_0}; \mathbf{0}, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi}\right) du_i \end{aligned} \quad (6.10)$$

Όπου ισχύει  $u_i = (h_{r_i,d} + \sigma_{r_i,d}^2/\xi)^2 / \sqrt{2\sigma_{r_i,d}^2}$  και για  $B_{1N}$  και  $B_{2N}$  ισχύει

$$B_{1Ni} = \frac{2 G_{sr_i} K_T}{1 + \frac{A_{1N}}{\exp\left[u \sqrt{\frac{8\sigma_{r_i,d}^2}{\xi^2} - \frac{2\sigma_{r_i,d}^2}{\xi^2}}\right]}} \quad (6.11)$$

$$B_{2Ni} = \frac{A_{2N}}{A_{1N} + \exp\left[u \sqrt{\frac{8\sigma_{r_i,d}^2}{\xi^2} - \frac{2\sigma_{r_i,d}^2}{\xi^2}}\right]} \quad (6.12)$$

### 6.3 Επέκταση Πρωτοκόλλου II για N Κόμβους Μεταγωγής

Ακολουθώντας και στην περίπτωση του πρωτοκόλλου II ίδιες διαδικασίες με την περίπτωση ύπαρξης ενός κόμβου μεταγωγής, προκύπτει για τα λαμβανόμενα σήματα αντίστοιχα κατά την πρώτη χρονική θυρίδα,

$$r_{r_i} = \sqrt{2 G_{sr_i} K_T E} a_{s,r_i} x_1 + z_{r_i} \quad (6.13)$$

$$r_{d,1} = \sqrt{2 K_T E} a_{s,d} x_1 + z_{d,1} \quad (6.14)$$

Στη δεύτερη χρονική θυρίδα, το λαμβανόμενο σήμα στον προορισμό δίνεται από τη σχέση

$$r'_{d,2} = \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{[2 G_{r_i,d} (1 - K_T) E]}{N}} a_{r_i,d} \frac{r_{r_i}}{E[|r_{R_i}|^2]} + z'_{d,2} \quad (6.15)$$

Μετά από παρόμοιες με πριν αντικαταστάσεις προκύπτει η σχέση

$$r_{d,2} = \sum_{i=1}^N (\sqrt{\gamma_{3_i}} \sqrt{E} a_{s,r_i} a_{r_i,d} x) + z_{d,2} \quad (6.16)$$

Όπου  $\gamma_{3_i} = 2 G_{sr_i} K_T / (a_{r_i,d}^2 + A_{3N})$  και  $A_{3N} = N [2 G_{sr} K_T SNR + 1] / [2 G_{rd} (1 - K_T) SNR]$ . Οι παραπάνω σχέσεις μπορούν να γραφούν όπως πριν με τη μορφή πινάκων ως

$$\begin{bmatrix} r_{d,1} \\ r_{d,2} \end{bmatrix}^T = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{s,d} & \sum_{i=1}^N a_{s,r_i} a_{r_i,d} \end{bmatrix}}_a X + \underbrace{\begin{bmatrix} z_{d,1} \\ z_{d,2} \end{bmatrix}}_z^T \quad (6.17)$$

$$X^T = \begin{bmatrix} \sqrt{2K_T}\sqrt{E}x_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_{3_i}}\sqrt{E}x_1 \end{bmatrix}$$

### 6.3.1 PEP για το Πρωτόκολλο II και N Κόμβους Μεταγωγής

Η ευκλείδεια απόσταση στην περίπτωση του πρωτοκόλλου II προκύπτει

$$d^2(X, \check{X}) = e^{\frac{2h_{s,d}}{\xi}} 2K_T E \chi + \sum_{i=1}^N (e^{\frac{2h_{s,r_i}}{\xi}} e^{\frac{2h_{r_i,d}}{\xi}} \gamma_{1_i}) E \chi \quad (6.18)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.18) στη (5.20) και ολοκληρώνοντας την προκύπτουσα έκφραση αντίστοιχα ως προς  $h_{s,d}$ ,  $h_{s,r_i}$  και  $h_{r_i,d}$ , προκύπτει για την PEP

$$P(X \rightarrow \check{X}) \leq \frac{1}{2\pi^{N/2}} Fr\left(\frac{K_T E \chi}{2N_0}; \mathbf{0}, \frac{\sigma_{s,d}}{\xi}\right) \times \prod_{i=1}^N \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-u_i^2) Fr\left(\frac{EB_{1Ni}\chi}{4N_0}; \mathbf{0}, \frac{\sigma_{s,r_i}}{\xi}\right) du_i \quad (6.19)$$

με το  $B_{1Ni}$  να δίνεται από τη σχέση (6.11).

## 6.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης για την Περίπτωση Ύπαρξης N κόμβων Μεταγωγής

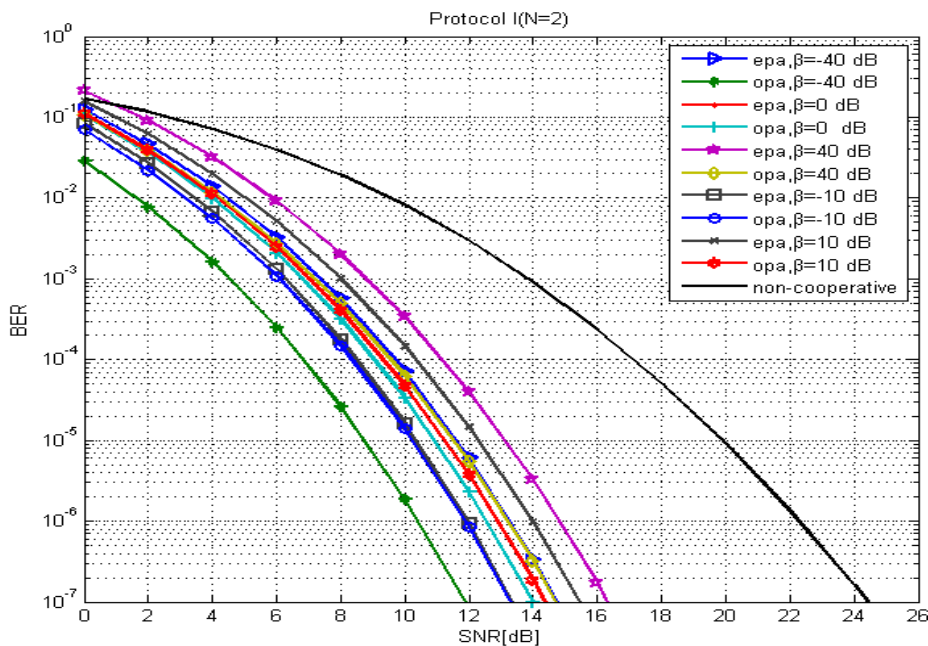
Στην περίπτωση N κόμβων μεταγωγής προκύπτει το πρόβλημα βελτιστοποίησης που διατυπώθηκε στην παράγραφο 5.4 και για τη λύση του χρησιμοποιούνται οι ίδιες μέθοδοι και διαδικασίες. Θεωρούμε διαμόρφωση QPSK όπως και πριν και οι ανώτατες τιμές για το BER των πρωτοκόλλων I και II προκύπτουν από την εύρεση των κατάλληλων συντελεστών  $K_T$ ,  $K_S$  για τις σχέσεις (5.37 – 5.38) αντικαθιστώντας στην περίπτωση αυτή τις εκφράσεις PEP που δίνονται από τις σχέσεις (6.15) και (6.19) αντίστοιχα.

Για την εξαγωγή των διαγραμμάτων που φαίνονται στις παρακάτω εικόνες θεωρήθηκαν κανάλια μετάδοσης με ίδια τιμές τυπικής απόκλισης απωλειών διόδευσης  $\sigma_{s,r_i} = \sigma_{r_i,d} = \sigma_{s,d} = 4$ , καθώς επίσης και πως τα κανάλια μετάδοσης παρουσιάζουν τα ίδια ακριβώς φαινόμενα διαλείψεων και επομένως οι αντίστοιχοι συντελεστές είναι ίσοι μεταξύ τους. Ο εκθέτης απωλειών διόδευσης τέθηκε  $a = 3$ . Για τους N κόμβους μεταγωγής υποθέσαμε πως οι λόγοι απωλειών έχουν ίδιες τιμές  $\beta_i = \beta, i = 1, 2, \dots, N$ . Για τις γωνίες μεταξύ  $\theta_i$  θέσαμε για όλες τις περιπτώσεις και ειδικά για την εξαγωγή των διαγραμμάτων για σύγκριση απόδοσης, σε δίκτυο που υπάρχουν έως και  $N = 8$  κόμβοι μεταγωγής ότι ισούνται με  $[\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6, \theta_7, \theta_8] = [\pi, \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{6}]$ .

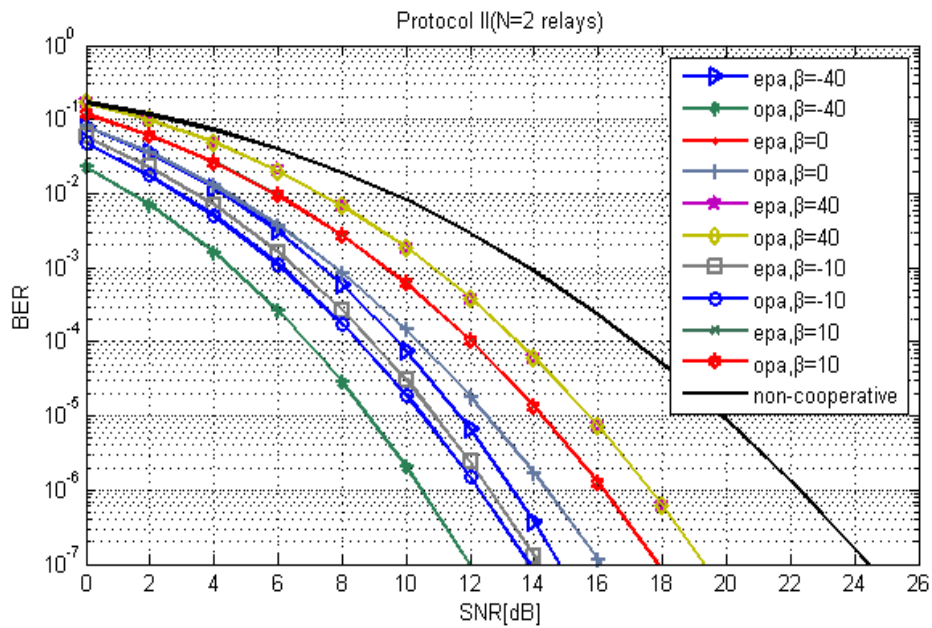
Στην εικόνα 6.1 φαίνεται η περίπτωση δικτύου με  $N = 2$  κόμβους μεταγωγής, και αναπαριστώνται οι τιμές του BER για διάφορες τιμές  $\beta = -40dB, \beta = -10dB, \beta = 0dB, \beta = 10dB$  και  $\beta = 40dB$ , και για τις διάφορες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου SNR. Παρατηρούμε πως οι μέσες τιμές των κερδών SNR που αποκομίζουμε με τη χρήση βέλτιστης κατανομής ισχύος *opa* έναντι της ίσης κατανομής *era* είναι :  $2.8dB, 0.23dB, 0.16dB, 0.875dB, 1,65dB$  για  $\beta = -40dB, \beta = -10dB, \beta = 0dB, \beta = 10dB,$  και  $\beta = 40dB$  αντίστοιχα για το πρωτόκολλο I. Παρατηρούμε δηλαδή μεγαλύτερα οφέλη για αρκετά μικρές τιμές του λόγου  $\beta$  σε σχέση με τιμές που βρίσκονται πιο κοντά στο 0. Όσο ο κόμβος μεταγωγής πλησιάζει τον δέκτη παρατηρείται μια αύξηση της απόδοσης της μετάδοσης. Αυτό υποδηλώνει πως οι 2 κόμβοι μεταγωγής συνεισφέρουν περισσότερο όταν βρίσκονται είτε κοντά στον δέκτη είτε κοντά στον πομπό(σε μικρότερο βαθμό όμως), σε σχέση με το να βρίσκονται στο μέσον της μεταξύ τους απόστασης.

Η καμπύλη η οποία αναπαριστά μετάδοση με χειρότερη απόδοση στην εικόνα 6.1, αλλά και σε όλες τις περιπτώσεις που θα εξετάσουμε στη συνέχεια, είναι αυτή της μη συνεργατικής προώθησης(*non cooperative*). Για τον υπολογισμό αυτής χρησιμοποιήσαμε τη σχέση (52) του [2]. Στην περίπτωση της εικόνας 6.1 για παράδειγμα, βλέπουμε πως η μη συνεργατική προώθηση(που συνεπάγεται απευθείας εκπομπή), αποδίδει κατά μέσο όρο  $6dB$  χειρότερα όσον αφορά το σηματοθορυβικό λόγο SNR που απαιτείται, σε σχέση με τη χειρότερη των περιπτώσεων που στην εικόνα 6.1 είναι η *era* για  $\beta = 40dB$ .

Στην εικόνα 6.2 φαίνεται η αντίστοιχη περίπτωση για το πρωτόκολλο II όπου και έχουμε κέρδη :  $2,9dB, 0,25dB, 0dB, 0 dB, 0dB$  για  $\beta = -40dB, \beta = -10dB, \beta = 0dB, \beta = 10dB, \beta = 40dB$ . Παρατηρούμε εδώ πως σε αντίθεση με το πρωτόκολλο I, κέρδη εμφανίζονται στις περιπτώσεις που οι κόμβοι μεταγωγής βρίσκονται μόνο κοντά στο δέκτη. Όταν βρίσκονται στη μέση της απόστασης μεταξύ πομπού ή δέκτη, ή και προς την πλευρά του πομπού, τότε τα *opa* και *era* εμφανίζουν ίδια απόδοση.

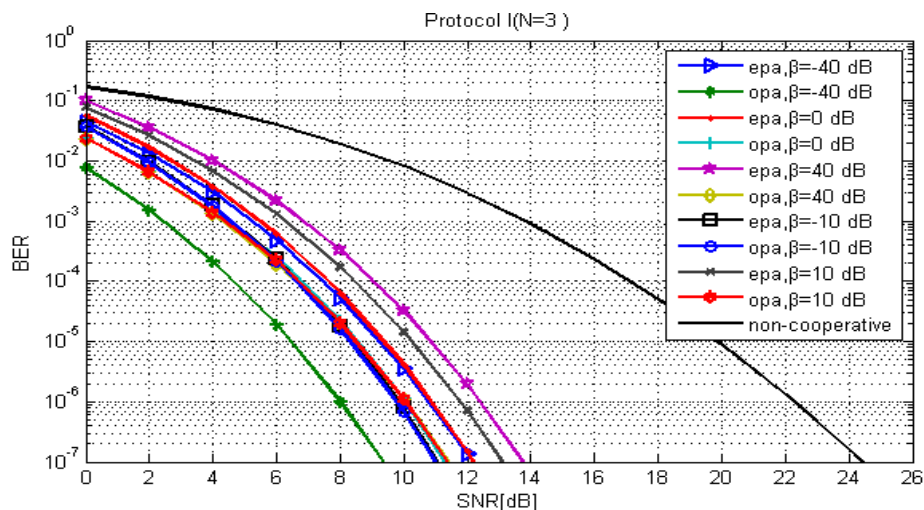


**Εικόνα 6.1-Πρωτόκολλο I, BER για N=2 κόμβους μεταγωγής και διάφορες τιμές του  $\beta$  συναρτήσει του SNR**

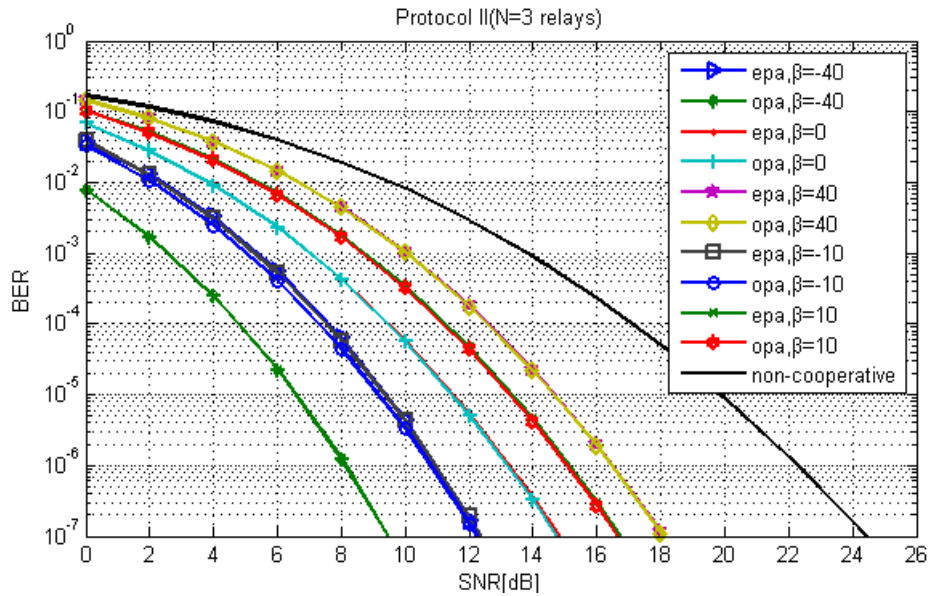


**Εικόνα 6.2-Πρωτόκολλο II, BER για N=2 κόμβους μεταγωγής και διάφορες τιμές του  $\beta$  συναρτήσει του SNR**

Στις εικόνες 6.3 και 6.4 φαίνονται τα αντίστοιχα διαγράμματα για  $N = 3$  κόμβους μεταγωγής. Παρατηρούμε στην 6.3(για το πρωτόκολλο I) κέρδη:  $2.75 \text{ dB}$ ,  $0.05 \text{ dB}$ ,  $0.8 \text{ dB}$ ,  $1.75 \text{ dB}$ ,  $2.1 \text{ dB}$  για  $\beta = -40 \text{ dB}$ ,  $\beta = -10 \text{ dB}$ ,  $\beta = 0 \text{ dB}$ ,  $\beta = 10 \text{ dB}$ ,  $\beta = 40 \text{ dB}$ . Βλέπουμε δηλαδή μεγάλα οφέλη για μικρές τιμές του λόγου  $\beta$  τα οποία ελαχιστοποιούνται όταν αυτό παίρνει τιμές κοντά στο 0, και στη συνέχεια οι τα κέρδη αυξάνονται και πάλι όσο οι κόμβοι μεταγωγής πλησιάζουν τον πομπό. Στην 6.4 για το πρωτόκολλο II έχουμε παρόμοια συμπεριφορά με την περίπτωση της ύπαρξης  $N = 2$  κόμβων μεταγωγής.



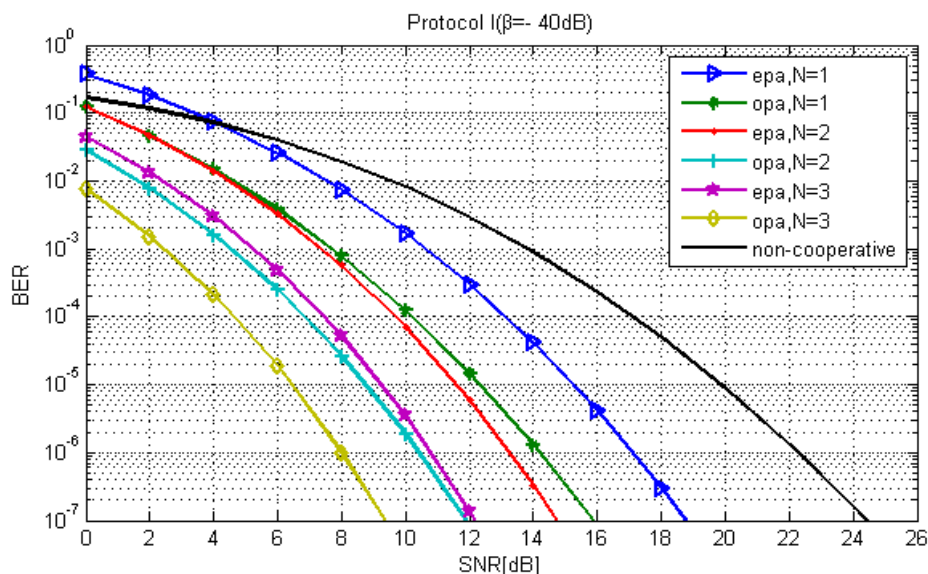
**Εικόνα 6.3-Πρωτόκολλο I, BER για N=3 κόμβους μεταγωγής και διάφορες τιμές του  $\beta$  συναρτήσει του SNR**



Εικόνα 6.4-Πρωτόκολλο II, BER για N=3 κόμβους μεταγωγής και διάφορες τιμές του  $\beta$  συναρτήσει του SNR

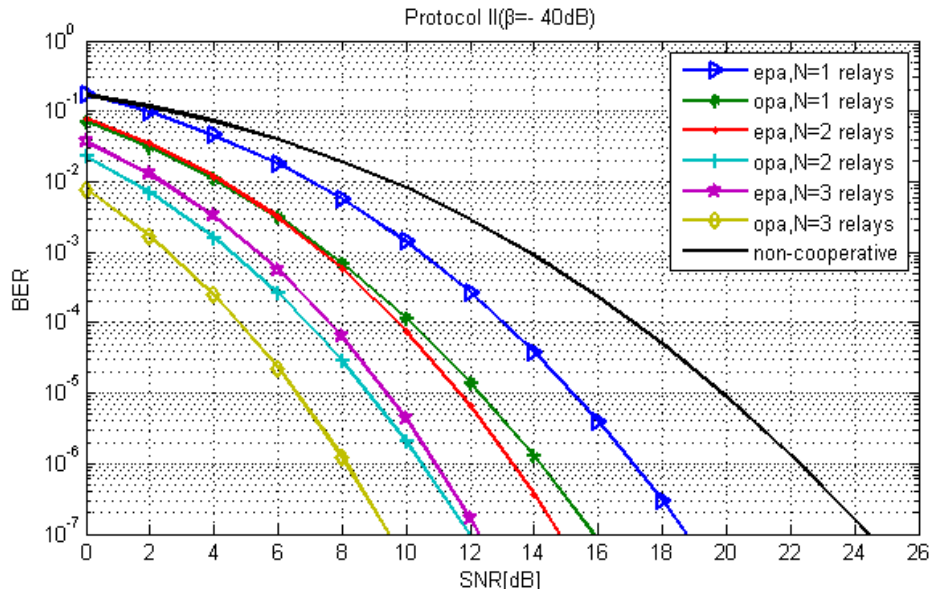
Με τη βοήθεια των διαγραμμάτων των εικόνων 6.5-6.10, βλέπουμε τα οφέλη που προσφέρει στην απόδοση του δικτύου η αύξηση του αριθμού των κόμβων μεταγωγής, για τις δεδομένες συνθήκες που θεωρήσαμε.

Στην εικόνα 6.5 (πρωτόκολλο I) βλέπουμε πως για  $\beta = -40dB$ , τα οφέλη για την περίπτωση βέλτιστης κατανομής(*ora*) είναι περίπου(κατά μέσες τιμές): 3.6dB για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 2$  και 6,2dB για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 3$  κόμβους μεταγωγής. Αντίστοιχα για την *era* προκύπτουν κέρδη με τιμές 3.4dB και 6.05dB.



Εικόνα 6.5-Πρωτόκολλο I, BER για N=1,2,3 κόμβους μεταγωγής και  $\beta = -40dB$  συναρτήσει του SNR

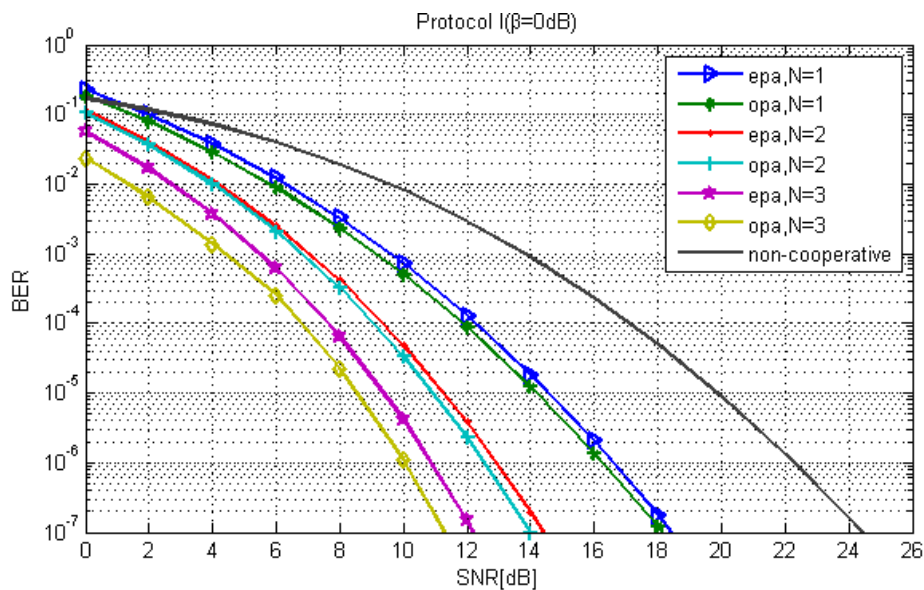




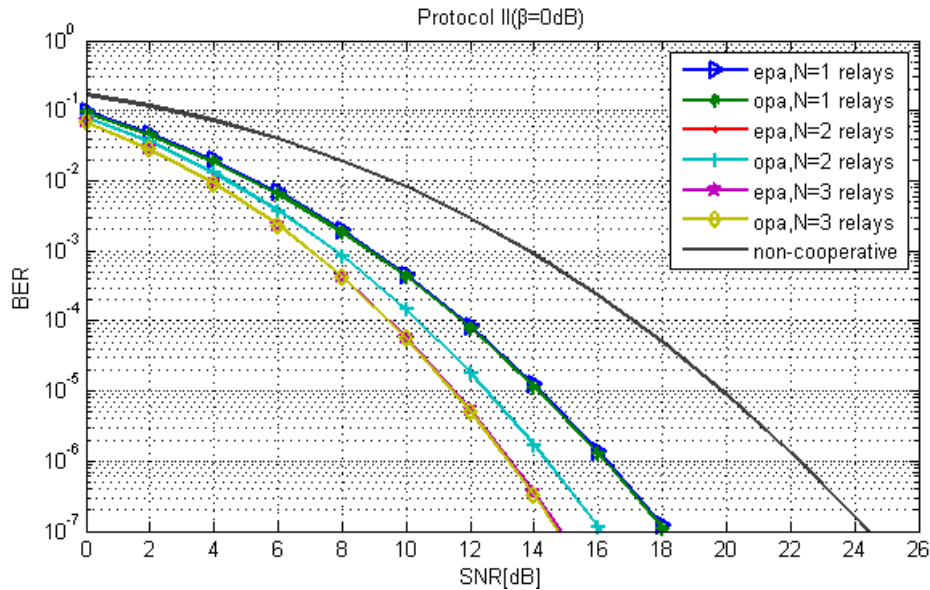
**Εικόνα 6.6-Πρωτόκολλο II, BER για N=1,2,3 κόμβους μεταγωγής και  $\beta = -40dB$  συναρτήσει του SNR**

Στην 6.6 έχουμε το αντίστοιχο διάγραμμα με αυτό της εικόνας 6.5 αλλά στην περίπτωση του πρωτόκολλου II στην οποία όπως είναι εύκολα αντιληπτό παρουσιάζονται ίδιες σχεδόν τιμές με πριν όσον αφορά τα κέρδη για το SNR με την αύξηση των κόμβων μεταγωγής.

Στις εικόνες 6.7-6.10 παρουσιάζονται αντίστοιχα διαγράμματα για  $\beta = 0dB$ ,  $\beta = 40dB$  για τα πρωτόκολλα I και II. Στις εικόνες 6.7 και 6.8 διαπιστώνουμε κέρδη:  $3.6dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 2$  και  $6,2dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 3$  κόμβους μεταγωγής. Αντίστοιχα για την eRA προκύπτουν κέρδη με τιμές  $3.6dB$  και  $6.1dB$ . Στην εικόνα 6.8 φαίνεται πως eRA και oRA παρουσιάζουν ίδιες τιμές κερδών που είναι  $1.3dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 2$  και  $2,2dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 3$  κόμβους μεταγωγής.

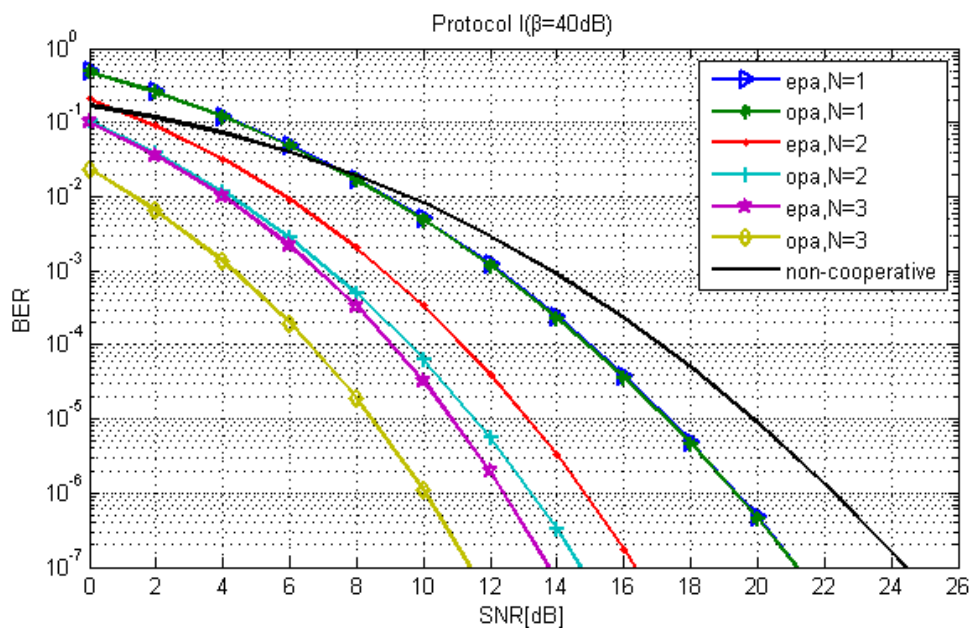


**Εικόνα 6.7-Πρωτόκολλο I, BER για N=1,2,3 κόμβους μεταγωγής και  $\beta = 0dB$  συναρτήσει του SNR**

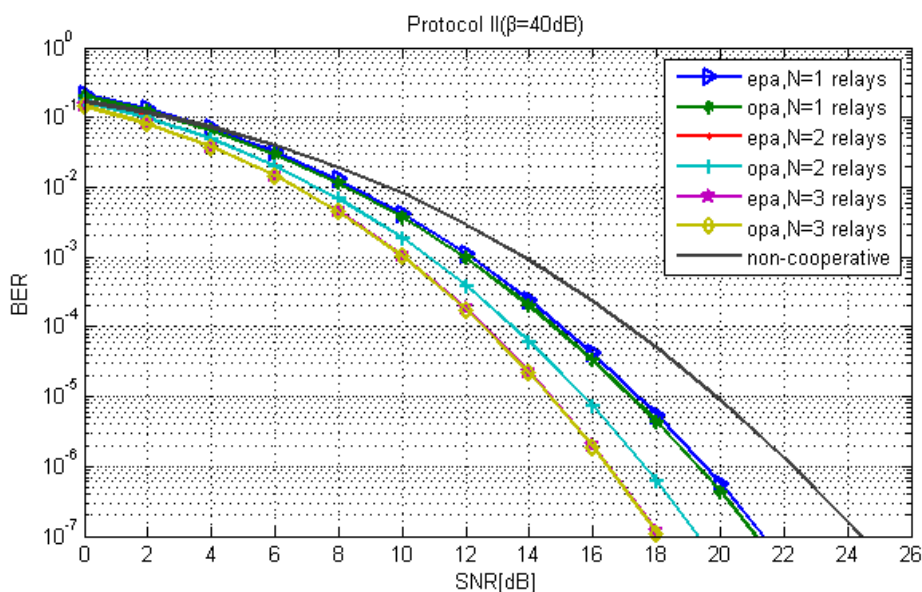


Εικόνα 6.8-Πρωτόκολλο II, BER για  $N=1,2,3$  κόμβους μεταγωγής και  $\beta = 0dB$  συναρτήσει του SNR

Στις εικόνες 6.9 και 6.10 έχουμε για  $\beta = 40dB$  κέρδη στην περίπτωση του πρωτοκόλλου I (εικόνα 6.9) της βέλτιστης κατανομής opa κέρδη :  $5.6dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 2$  και  $6.8dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 3$  κόμβους μεταγωγής, κατά μέσο όρο. Για την epa προκύπτουν:  $3.6dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 2$  και  $5.8dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 3$ . Στην εικόνα 6.10 έχουμε για την opa :  $1.4dB$  από  $N = 1$  σε  $N = 2$  και  $1.9dB$  για αύξηση από  $N = 1$  σε  $N = 3$ . Στην περίπτωση της ίσης κατανομής epa ισχύουν παρόμοιες τιμές.

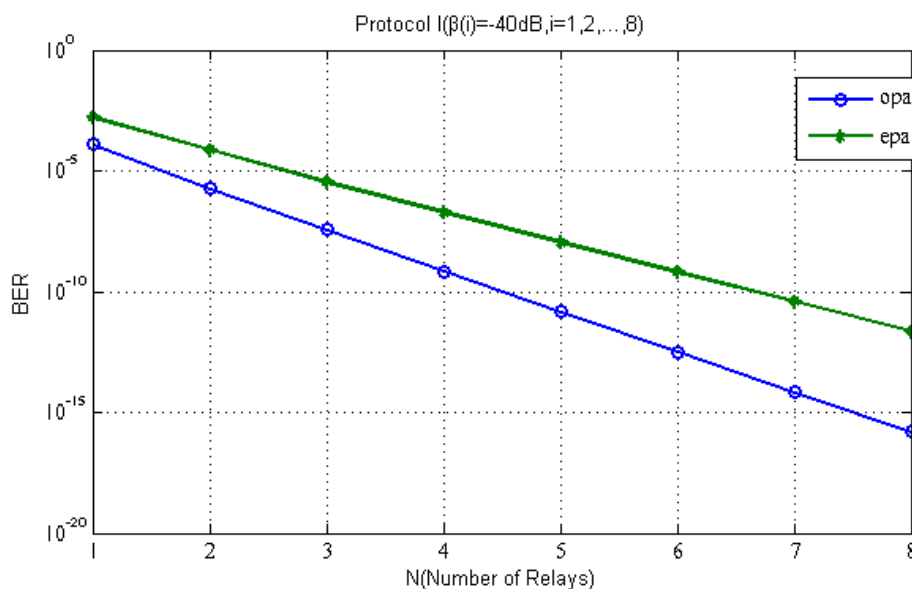


Εικόνα 6.9-Πρωτόκολλο I, BER για  $N=1,2,3$  κόμβους μεταγωγής και  $\beta = 40dB$  συναρτήσει του SNR



**Εικόνα 6.10-Πρωτόκολλο II, BER για N=1,2,3 κόμβους μεταγωγής και  $\beta = 40dB$  συναρτήσει του SNR**

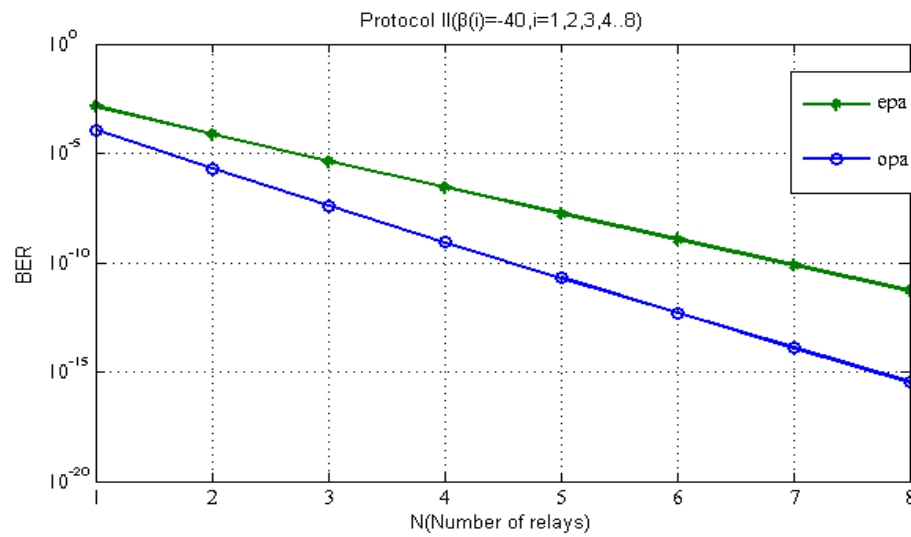
Στις εικόνες 6.10-6.11 που ακολουθούν εξετάζεται η βελτίωση της απόδοσης του δικτύου μέσω του BER για τις συγκεκριμένες συνθήκες που έχουμε θεωρήσει από πριν, για τις τιμή του λόγου  $\beta = -40$ ,σηματοθορυβικό λόγο  $SNR = 10dB$ , συναρτήσει του αριθμού των κόμβων μεταγωγής.



**Εικόνα 6.11- Πρωτόκολλο I, BER συναρτήσει του αριθμού των κόμβων μεταγωγής για  $\beta = -40dB$  και  $SNR = 10dB$**

Παρατηρούμε στην 6.11 πως με την αύξηση των κόμβων μεταγωγής από  $N = 1$  σε  $N = 8$  υπάρχει σημαντική βελτίωση της απόδοσης του δικτύου μιας και η τιμή του BER για  $N = 8$  φτάνει να έχει τιμές ακόμα της τάξης του  $10^{-15}$  στην περίπτωση της opa και του

$10^{-11}$  στην *ερα*. Παρόμοιες βελτιώσεις ισχύουν και στην περίπτωση του πρωτοκόλλου II όπως φαίνεται στην εικόνα 6.12.



**Εικόνα 6.12- Πρωτόκολλο II, BER συναρτήσει του αριθμού των κόμβων μεταγωγής για  $\beta = -40dB$  και  $SNR = 10dB$**

## **Βιβλιογραφία**

- [1] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," Proceedings of the IEEE, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, 1993
- [2] "Cooperative Diversity over Log-Normal Fading Channels: Performance Analysis and Optimization", Majid Safari, Student Member, IEEE , and Murat Uysal, Senior Member, IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 7, NO. 5, MAY 2008.
- [3] F. Lotse, J. E. Berg , and R. Bownds, "Indoor propagation measurement at 900 MHz," in Proc. IEEE Veh.Technol. Conf., Denver, CO, May 1992, pp. 629-632.
- [4] R. Ganesh and K. Pahlavan, "Statistical modeling and computer simulation of indoor radio channel," in Proc. IEEE Communications, Speech and Vision, vol. 138, no. 3, pp. 153-161, June 1991.

# 7 Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

Στο κεφάλαιο 6, εξετάσαμε δύο πρωτόκολλα συνεργατικής προώθησης διατυπωμένα στο [1], τα οποία ήταν σχεδιασμένα για την περίπτωση του απλού συνεργατικού δικτύου με έναν κόμβο μεταγωγής. Αφού εξετάσαμε μέσω κατάλληλης βελτιστοποίησης την απόδοση των συγκεκριμένων πρωτοκόλλων, προχωρήσαμε στην επέκτασή τους σε περιπτώσεις ύπαρξης  $N$  κόμβων μεταγωγής. Τα συμπεράσματα βάσει και των συγκεκριμένων συνθηκών που επιλέξαμε (ίσες αποστάσεις μεταξύ κόμβων πηγής και προορισμού στις οποίες βρίσκονταν οι κόμβοι μεταγωγής, κανάλια μετάδοσης με τα ίδια χαρακτηριστικά όσον αφορά τις διαλείψεις και τις απώλειες διόδευσης), αλλά και της υπόθεσης πως η συνολικά διαθέσιμη ισχύς προς μετάδοση διαμοιράζεται εξίσου μεταξύ των βοηθητικών κόμβων μεταγωγής, μας απέφεραν σημαντικές βελτιώσεις απόδοσης των μεταδόσεων.

Περαιτέρω μελέτη θα μπορούσε να γίνει, εξετάζοντας περιπτώσεις στις οποίες οι κόμβοι μεταγωγής θα απείχαν διαφορετικές αποστάσεις από την πηγή και τον δέκτη, και κατά συνέπεια ο λόγος  $\beta_i$  για κάθε κόμβο μεταγωγής  $i$  θα ήταν διαφορετικός. Η περίπτωση αυτή ανταποκρίνεται στην πραγματικές συνθήκες ύπαρξη του εν δυνάμει συνεργατικού δικτύου, και τα αποτελέσματα θα ήταν πολύ ενδιαφέροντα.

Επιπροσθέτως αντί της απλοποίησης που θεωρήθηκε στην παρούσα εργασία σχετικά με ομοιότητα των συνθηκών στις οποίες βρίσκονται τα διάφορα κανάλια μετάδοσης, είναι δυνατόν να μελετηθεί η περίπτωση στην οποία τα χαρακτηριστικά διαλείψεων ή και απωλειών διόδευσης θα ποίκιλλαν.

Ενδεχόμενη βελτίωση θα μπορούσε να εξεταστεί, μέσω της προσπάθειας διαφορετικής κατανομής της ισχύος μεταξύ των κόμβων μεταγωγής, λαμβάνοντας υπόψη παράγοντες όπως π.χ. η θέση στην οποία βρίσκονται, η διαθέσιμη ισχύς που αυτοί έχουν και μπορούν να διαθέσουν στη μετάδοση ή και τα χαρακτηριστικά του καναλιού στο οποίο πρόκειται να μεταδώσουν το μήνυμα. Είναι εύκολα αντιληπτό πως μια τέτοια διαδικασία θα απέφερε επιπλέον πλεονεκτήματα στη βελτίωση της απόδοσης των μεταδόσεων.

Τέλος, χρήση τυχόν διαφορετικής στρατηγικής προώθησης από τους κόμβους μεταγωγής, όπως αυτές που διατυπώθηκαν στα κεφάλαια 3 και 4 για τις περιπτώσεις ύπαρξης εργοδικών και μη εργοδικών –αντίστοιχα- διαλείψεων [2,3], ή διαφορετικής συνδυαστικής τεχνικής στον δέκτη (*MRC, EGC, SC κ.α.* [4]) θα μπορούσε να αποδώσει χρήσιμα συμπεράσματα και ενδεχόμενα οφέλη.

## **Βιβλιογραφία**

- [1] "Cooperative Diversity over Log-Normal Fading Channels: Performance Analysis and Optimization", Majid Safari, Student Member, IEEE , and Murat Uysal, Senior Member, IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 7, NO. 5, MAY 2008.
- [2] J. N. Laneman, "Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures," Ph.D. dissertation, MIT, Cambridge, MA, 2002.
- [3] E. Zimmermann, P. Herhold, and G. Fettweis, "On the Performance of Cooperative Diversity Protocols in Practical Wireless Systems", In 58th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2003), October 2003.
- [4] K.J Ray Liu, Ahmed K.Sadek , Weinfeg Su and Andres Kwansinsky , "Cooperative Communications and Networking", Cambridge University Press , ISBN-13 978-0-511-46548-2 eBook(Net Library),2009.

# Παράρτημα Α

## Κώδικας Matlab

### SimulateN.m

```
global q sigma_a SNR a Gsr Grd B Bdb N theta berepa ber k;

N=1 %Number of relays used
q = 8.6859;% ξ of Safari paper[2]
sigma_a = 4; %standard deviation path-loss
a=3;% path loss exponent
theta(1)=pi; %angles θi between dsri-drid
theta(2)=pi./2;
theta(3)=pi./2;
theta(4)=pi./3;
theta(5)=pi./3;
theta(6)=pi./4;
theta(7)=pi./4;
theta(8)=pi./6;
Bdb=0 % choice of β (dB)
B=10^(Bdb/10)
for i=1:1:N
    Grd(i)= ((B^(-2/a))+1-(2*(B^(-1/a))*cos(theta(i))))^(a/2)
    Gsr(i)= B*Grd(i)
end
j=1
for SNRdb=0:2:26
    SNR = 10.^(SNRdb./10)
    ber10(j)=frustration_direct();% calculation of non-cooperative
case BER
    [k3(1),ber1(N)]=fminbnd('BER2N',0,1)%optimization for protocol 2
    options=optimset('Algorithm','sqp','TolFun',1e-18,'Tolx',1e-6)
    [k ber(N)]=fmincon('BER1N',[0.10,0.80],[1 0;0 1],[1;1],[],[0
0],[1 1],[],[options]);%optimization for protocol 1
    berepal(N)=BER2N(0.5)% Calculation of epa of protocol 2
    berepa(N)=BER1N([0.5,0.5])%Calculation of epa of protocol 1
    j=j+1
end
end
```

### BER1N.m

```
function out = BER1N(K)
%(44) Safari
global N
Kt=K(1);
Ks=K(2);
```



```

out =
pep1N(2,Kt,Ks,N)+3.*(pep1N(4,Kt,Ks,N))+3.*(pep1N(6,Kt,Ks,N))+pep1N(8,
Kt,Ks,N);
end

```

## pep1N.m

```

function out=pep1N(x,Kt,Ks,N)
k=(1./(2.*((pi).^(N/2)))).* hosea(@fun3,@fun4,x,Kt,Ks,1);
if N==1
out = k;
else
z=N;
n=hosea(@fun3,@fun5,x,Kt,Ks,z);%(sxesh 6.15)
z=z-1;
while z>1
n=n.*hosea(@fun3,@fun5,x,Kt,Ks,z);
z=z-1;
end
out=n.*k;
end

```

## BER2N.m

```

function out = BER2N(Kt)
global N
out = pep2N(2,Kt,N)+pep2N(4,Kt,N); %(45) Safari
end

```

## pep2N.m

```

function out=pep2N(x,Kt,N)
k=(1./(2.*((pi).^(N/2)))).*((frustration_function(x,Kt)));
if N==1
out = k.*int_frustration_function2(x,Kt,1);
else
z=N;
n=int_frustration_function2(x,Kt,z);
while z>1
n=n.*int_frustration_function2(x,Kt,z-1); %anadromh gia
%ypologismo (5.57)
z=z-1;
end
out=n.*k;
end
end

```

## hosea.m

```

function q = hosea(fun1,fun2,x,Kt,Ks,i)
% q = ?[exp(-u^2)*(?fun1(v,u,x,Kt)dv)*(?fun2(v,u,x,Kt)dv)]du
% The limits are 1e-9 <= v < inf and -inf < u < inf.
a = 1e-9;
innerintegral = @(u) ...
arrayfun(@(u1) ... % u1 is always a scalar here.
exp(-u1^2) * ...
quadgk(@(v) fun1(v,u1*ones(size(v)),x,Kt,Ks,i),a,inf) * ...

```

```

        quadgk(@ (v) fun2 (v,u1*ones (size (v)) ,x,Kt,Ks,i) ,a,inf) , ...
        u);
q = quadgk(innerintegral,-inf,inf);

```

### **fun3.m**

```

function out = fun3(v,u,x,Kt,Ks,i)
global SNR sigma_a q
temp1=sigma_a./q;
k= 1./(sqrt(2.*pi.*((temp1).^ (2))))
temp2=((log(v)+((temp1).^ (2))).^ (2))
temp3=(2.*((temp1).^ (2)))
temp4= exp(-(temp2./temp3))

temp5=((B1N(Kt,Ks,u,i) .*SNR.*x) ./4)

out = k.*(besseli(0,0) .*exp(-temp5.*(v.^ (2))) .*temp4)

```

### **fun4.m**

```

function out = fun4(v,u,x,Kt,Ks,i)
global SNR sigma_a q
temp1=sigma_a./q;
k= 1./(sqrt(2.*pi.*((temp1).^ (2))))
temp2=((log(v)+((temp1).^ (2))).^ (2))
temp3=(2.*((temp1).^ (2)))
temp4= exp(-(temp2./temp3))
temp5=((B2N(Kt,Ks,u,i)+(2.*Kt)) .*SNR.*x) ./4
out = k.*(besseli(0,0) .*exp(-temp5.*(v.^ (2))) .*temp4)%%
end

```

### **fun5.m**

```

function out = fun5(v,u,x,Kt,Ks,i)
global SNR sigma_a q
temp1=sigma_a./q;
k= 1./(sqrt(2.*pi.*((temp1).^ (2))))

temp2=((log(v)+((temp1).^ (2))).^ (2))
temp3=(2.*((temp1).^ (2)))
temp4= exp(-(temp2./temp3))
temp5=((B2N(Kt,Ks,u,i)) .*SNR.*x) ./4
out = k.*(besseli(0,0) .*exp(-temp5.*(v.^ (2))) .*temp4)%%

end

```

### **frustration function.m**

```

function Fr = frustration_function(x,Kt)
% (25) Safari
Fr=quadgk(@ (v) fun (v,x,Kt) ,1e-4,Inf)
End

```

### **int frustration function2.m**

```
function Fr = int_frustration_function2(x,Kt,i)
Fr=mydblquad(@(v,u) fun2(v,u,x,Kt,i),1e-4,Inf,-Inf,Inf)
end
```

### mydblquad.m

```
function y = mydblquad(fun,a,b,c,d)
% Double integral using QUADGK.
innerintegral = @(x)arrayfun( ...
    @(xi,y1i,y2i)quadgk(@(y) fun(xi*ones(size(y)),y),y1i,y2i), ...
    x,c*ones(size(x)),d*ones(size(x)));
y = quadgk(innerintegral,a,b);
```

end

### fun2.m

```
function fun2 = fun2(v,u,x,Kt,i)
global SNR sigma_a q

temp1=sigma_a./q;
k= 1./(sqrt(2.*pi.*((temp1).^2)))
temp2=((log(v)+((temp1).^2)).^2)
temp3=(2.*((temp1).^2))
temp4= exp(-(temp2./temp3))
temp5=((B1N(Kt,0,u,i).*SNR.*x)./4)
fun2 = k.*exp(-((u).^2)).*(besseli(0,0).*exp(-
temp5.*(v.^2))).*temp4;%
end
```

### fun.m

```
function fun = fun(v,x,Kt)
global SNR sigma_a q
temp1=sigma_a./q;
k= 1./(sqrt(2.*pi.*((temp1).^2)))
temp2=((log(v)+((temp1).^2)).^2)
temp3=(2.*((temp1).^2))
temp4= exp(-(temp2./temp3))
temp5=((Kt.*SNR.*x)./2)
fun = k.*(besseli(0,0).*exp(-temp5.*(v.^2))).*temp4)%%
```

### A1N.m

```
function out = A1N(Kt,Ks,i)
global Gsr Grd SNR N
out = ((2.*(Gsr(i)).*Kt.*SNR)+1)./(2.*(Grd(i)).*(1-Kt)./N).*(1-
Ks).*SNR );
end
```

### A2N.m

```
function out = A2N(Kt,Ks,i)
%sxesh 11 Safari
%protocol 2 Ks=0
```

```

global Gsr Grd SNR N
out =(Ks.* ((2.*(Gsr(i)).*Kt.*SNR)+1))./((Grd(i)).*((1-Ks)./N).*SNR
);
end

```

### **B1N.m**

```

function out = B1N(Kt,Ks,u,i)
global q sigma_a Gsr
temp = 2.*Gsr(i).*Kt;
temp2 = 2.*((sigma_a./q).^2);
temp3 = sqrt((8.*((sigma_a)/(q)).^2));
temp4 = exp((u.*(temp3))-temp2);
temp5 = A1N(Kt,Ks,i);
temp6 = temp5./temp4;
out = temp./(1+temp6);

```

### **B2N.m**

```

function out = B2N(Kt,Ks,u,i)
global q sigma_a
temp2 = 2.*((sigma_a./q).^2);
temp3 = sqrt((8.*((sigma_a)/(q)).^2));
temp4 = exp((u.*(temp3))-temp2);
out = A2N(Kt,Ks,i)./(A1N(Kt,Ks,i)+temp4);
end

```

### **fundirect.m**

```

function fun = fundirect(v)
(52) Safari
global SNR sigma_a q
temp1=sigma_a./q;
k= 1./(sqrt(2.*pi.*((temp1).^2)))
temp2=((log(v)+((temp1).^2)).^2)
temp3=(2.*((temp1).^2))
temp4= exp(-(temp2./temp3))
temp5=(SNR)
fun = k.*(besseli(0,0).*exp(-temp5.*(v.^2)).*temp4)

end

```

### **frustration direct.m**

```

function Fr = frustration_direct()
% (52) Safari
Fr=(1./2).*quadgk(@(v) fundirect(v),1e-4,Inf)
end

```

