

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ

ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Μαθηματικές Μέθοδοι Αξιολόγησης Επίδοσης  
Ασύρματων Δικτύων Νέας Γενιάς με Αναμεταδότες

ΓΕΩΡΓΙΑ Π. ΚΑΡΑΤΖΑ

Διπλωματούχος Μαθηματικός

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**Επιβλέπων Καθηγητής:** Νικόλαος Χ. Σαγιάς

Τρίπολη, Ιούλιος 2020



Στους γονείς μου,  
Πέτρο και Αναστασία



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ  
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

**Μαθηματικές Μέθοδοι Αξιολόγησης Επίδοσης Ασύρματων  
Δικτύων Νέας Γενιάς με Αναμεταδότες**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**ΓΕΩΡΓΙΑ Π. ΚΑΡΑΤΖΑ**

**Συμβουλευτική Επιτροπή** Νικόλαος Χ. Σαγιάς Επιβλέπων  
Κωνσταντίνος Π. Πέππας Μέλος  
Γεώργιος Β. Τσούλος Μέλος

Εγκρίθηκε από την Επταμελή Εξεταστική Επιτροπή στις 29 Ιουλίου 2020

Νικόλαος Σαγιάς  
Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

Κωνσταντίνος Πέππας  
Επίκουρος Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

Γεώργιος Τσούλος  
Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

Ιωάννης Μοσχολιός  
Αναπληρωτής Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

Κωνσταντίνος Γιαννόπουλος  
Επίκουρος Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

Νικόλαος Κολοκοτρώνης  
Αναπληρωτής Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

Πέτρος Μπίθας  
Επίκουρος Καθηγητής  
Εθνικό και Καποδιστριακό  
Πανεπιστήμιο Αθηνών

Τρίπολη, Ιούλιος 2020



Γεωργία Π. Καρατζά

---

Τηλέφωνο: 6976287917

e-mail: karatza@uop.gr

©Copyright 2020. All rights reserved





# ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

---

Με την ολοκλήρωση αυτής της διατριβής, θα ήθελα να ευχαριστήσω ορισμένους ανθρώπους, που με τη συμβολή τους κατάφερα να ολοκληρώσω αυτό το όμορφο και δημιουργικό ταξίδι.

Καταρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντά μου Καθηγητή Νικόλαο Σαγιά, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, τόσο στα πλαίσια της μεταπτυχιακής μου εργασίας όσο και στα πλαίσια της διδακτορικής μου διατριβής. Η άριστη συνεργασία μας κατά τη διάρκεια της μεταπτυχιακής μου εργασίας, ήταν ο καταλύτης στην απόφασή μου να συνεχίσω την ερευνητική μου δραστηριότητα στο χώρο των τηλεπικοινωνιών. Η ερευνητική του καθοδήγηση και η ηθική του συμπαράσταση, η υποστήριξη που μου παρείχε σε όλα τα επίπεδα, έπαιξαν καθοριστικό ρόλο στην επιστημονική μου κατάρτιση και στο ερευνητικό μου έργο. Μου έδωσε την ευκαιρία να ασχοληθώ ουσιαστικά με την έρευνα και να ανακαλύψω τα όρια μου. Ανεκτίμητη η συμβολή και του Επίκουρου Καθηγητή Κωνσταντίνου Πέππα. Αμέτρητες ώρες στο πανεπιστήμιο μαζί, αμέτρητες ώρες στο αναγνωστήριο του ιδρύματος «Σταύρος Νιάρχος», αμέτρητες παραγωγικές και ευχάριστες συζητήσεις. Από τους πιο δοτικούς ανθρώπους που έχω γνωρίσει, υποστηρικτικός, πάντα πρόθυμος να δώσει λύσεις, πάντα διαθέσιμος, πάντα δίπλα μου. Και οι δύο, έμπειροι καθηγητές και ερευνητές, υπήρξαν για μένα πηγές έμπνευσης και πρότυπα Δασκάλων. Ήταν μεγάλη μου τιμή, που μου έδωσαν την ευκαιρία να συνεργαστώ

μαζί τους και μεγάλη μου χαρά που μπήκαν στη ζωή μου. Ο καθένας τους με τον τρόπο του, με οδήγησαν στον τελικό μου στόχο, έχοντας καταφέρει να απολαύσω όλη τη διαδρομή, από την αρχή ως το τέλος. Εύχομαι αυτό το τέλος, να είναι μια αρχή για καινούργιες συνεργασίες μαζί τους.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω το μέλος της τριμελούς συμβουλευτικής επιτροπής Καθηγητή Γεώργιο Τσούλο, καθώς και ξεχωριστά τα υπόλοιπα μέλη της επταμελούς εξεταστικής επιτροπής, τους Αναπληρωτές Καθηγητές Ιωάννη Μοσχολιό και Νικόλαο Κολοκοτρώνη και τους Επίκουρους Καθηγητές Κωνσταντίνο Γιαννόπουλο και Πέτρο Μπίθα, για την τιμή που μου έκαναν.

Κλείνοντας θέλω να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου, για την αγάπη τους, την αμέριστη ηθική τους συμπαράσταση και την εμπιστοσύνη τους.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

---

Περίληψη	ix
Abstract	xiii
Κατάλογος Μετάφρασης Αγγλικών Όρων	xvii
Ακρωνύμια	xxi
Κατάλογος Συμβόλων	xxv
Κατάλογος Σχημάτων	xxix
Κατάλογος Πινάκων	xxxiii
<b>1 Εισαγωγή</b>	<b>1</b>
1.1 Ερευνητικό πεδίο της διατριβής . . . . .	1
1.2 Σκοπιμότητα της διατριβής . . . . .	7

---

1.3	Οργάνωση της διατριβής . . . . .	9
1.4	Επιστημονικές δημοσιεύσεις . . . . .	10
<b>2</b>	<b>Ασύρματα Δίκτυα</b>	<b>13</b>
2.1	Εισαγωγή . . . . .	13
2.2	Ασύρματη Επικοινωνία . . . . .	14
2.3	Μέτρα επίδοσης συστήματος . . . . .	29
2.4	Διαφορισμός ασύρματων καναλιών . . . . .	36
2.5	Τεχνικές επεξεργασίας σήματος, συστημάτων MIMO . . . . .	49
2.6	Ατέλειες υλικού . . . . .	52
2.7	Συμπεράσματα . . . . .	55
<b>3</b>	<b>Συνεργατικές Επικοινωνίες</b>	<b>57</b>
3.1	Εισαγωγή . . . . .	57
3.2	Εφαρμογές συνεργατικών δικτύων . . . . .	60
3.3	Κατηγορίες Αναμεταδοτών . . . . .	65
3.4	Σηματοθορυβικός λόγος συνεργατικών συστημάτων με ατέλειες υλικού . . . . .	66
3.5	Τεχνικές γραμμικής προκωδικοποίησης συστημάτων MIMO με αναμεταδότες . . . . .	69
3.6	Συμπεράσματα . . . . .	73
<b>4</b>	<b>Ενεργός Χωρητικότητα Συνεργατικού Συστήματος MIMO</b>	<b>75</b>
4.1	Εισαγωγή . . . . .	75
4.2	Περιγραφή Συστήματος . . . . .	78
4.3	Ανάλυση ενεργού χωρητικότητας . . . . .	84
4.4	Αριθμητικά Αποτελέσματα . . . . .	101
4.5	Συμπεράσματα . . . . .	110
<b>5</b>	<b>Εργοδική Χωρητικότητα για Σύστημα AF με Ατέλειες υλικού</b>	<b>113</b>
5.1	Εισαγωγή . . . . .	114
5.2	Ανάλυση της εργοδικής χωρητικότητας . . . . .	115

5.3	Εφαρμογές σε συστήματα με αναμεταδότες . . . . .	122
5.4	Συμπεράσματα . . . . .	132
<b>6</b>	<b>Συμπεράσματα και Μελλοντική Έρευνα</b>	<b>135</b>
6.1	Γενική επισκόπηση, συμπεράσματα και συνεισφορά της διατριβής	135
6.2	Μελλοντικά θέματα για επιστημονική έρευνα . . . . .	140
<b>A'</b>	<b>Παράρτημα A</b>	<b>143</b>
A'.1	Η συνάρτηση $H$ του $F_{ox}$ . . . . .	143
A'.2	Μετασχηματισμός Mellin του γινομένου δύο συναρτήσεων $H$ . . .	144
A'.3	Η συνάρτηση $H$ δύο μεταβλητών . . . . .	145
<b>B'</b>	<b>Παράρτημα B</b>	<b>147</b>
B'.1	Σύμβολα Landau . . . . .	147
B'.2	Χρήσιμες σχέσεις . . . . .	148
B'.3	Απόδειξη της ανισότητας $\bar{F}_{\gamma_{\text{end}}}(x) \leq \bar{F}_{\gamma_1}(x) \bar{F}_{\gamma_2}(x)$ . . . . .	151
B'.4	Αποδεικνύεται ότι η $\gamma_1^{\text{ZF}}$ ακολουθεί κατανομή γάμμα . . . . .	152
B'.5	Αποδεικνύεται ότι η $\gamma_2^{\text{ZF}}$ ακολουθεί κατανομή γάμμα . . . . .	153
	<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>153</b>



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

---

Οι τεχνολογίες ασύρματων επικοινωνιών έχουν παρουσιάσει αλματώδη εξέλιξη μέσα σε λίγα μόλις χρόνια. Είναι παρούσες σε όλους σχεδόν τους τομείς της καθημερινής μας ζωής, που περιλαμβάνουν ραδιοφωνικές και τηλεοπτικές ζεύξεις, κινητά τηλέφωνα και δορυφορικές επικοινωνίες. Μερικές από τις προκλήσεις που έχουν να αντιμετωπίσουν, είναι ο συνεχόμενα αυξανόμενος αριθμός των χρηστών, οι απαιτήσεις για ποιότητα και αξιοπιστία, ο αυξανόμενος ρυθμός μετάδοσης της εκπεμπόμενης πληροφορίας, καθώς επίσης και το πλήθος νέων υπηρεσιών υψηλής ποιότητας που πρέπει να υποστηριχθούν. Οι συνεργατικές τεχνικές μετάδοσης έρχονται να συμβάλλουν προς τη βελτίωση, όλων των παραπάνω. Το αντικείμενο μελέτης της παρούσας διδακτορικής διατριβής, είναι η αξιολόγηση επίδοσης ασύρματων δικτύων νέας γενιάς με αναμεταδότες. Ως μέτρα αξιολόγησης χρησιμοποιούνται, η εργοδική χωρητικότητα η οποία είναι, ο μέγιστος ρυθμός αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας σε ένα δίαυλο και η ενεργός χωρητικότητα, η οποία παρέχει την ίδια πληροφορία με την εργοδική χωρητικότητα, λαμβάνοντας επιπλέον υπόψη, περιορισμούς που επιβάλλονται ως προς την ποιότητα της παρεχόμενης υπηρεσίας.

Αρχικά εξετάζεται ένα ασύρματο συνεργατικό σύστημα πολλαπλών κόμβων πηγών-πολλαπλών κόμβων προορισμού, το οποίο χρησιμοποιεί πρωτόκολλο ενίσχυσης και προώθησης και λειτουργεί υπό την παρουσία διαλείψεων Rayleigh. Ως

μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης του εν λόγω συστήματος χρησιμοποιείται η ενεργός χωρητικότητα. Η ενεργός χωρητικότητα λαμβάνει υπόψιν συγκεκριμένους περιορισμούς, οι οποίοι παρέχονται από τα ανώτερα στρώματα του μοντέλου αναφοράς ανοικτής διασύνδεσης συστημάτων και αφορούν την ποιότητα της παρεχόμενης υπηρεσίας στον χρήστη. Οι κόμβοι έχουν τη δυνατότητα να εκπέμπουν ως πηγές και να λαμβάνουν, ως αναμεταδότες, σε διαφορετικές συχνότητες. Όλοι οι κόμβοι λειτουργούν με μία κεραία, υπό την παρουσία λευκού προσθετικού Γκαουσιανού θορύβου. Επιπλέον, ομοδιαυλικές παρεμβολές επηρεάζουν την επίδοση των κόμβων αναμετάδοσης. Ο αναμεταδότης εκπέμπει προς τους κόμβους προορισμού, χρησιμοποιώντας μετάδοση μεγίστου λόγου και μια από τις τρεις κατανεμημένες γραμμικές τεχνικές προκωδικοποίησης: *i*) τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν, *ii*) διαφορισμό μεγίστου λόγου και *iii*) ελαχιστοποίηση μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Για την τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν, παρουσιάζονται νέες αναλυτικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την ενεργό χωρητικότητα, θεωρώντας ίση ή διαφορετική κατανομή ισχύος σε πηγαίους κόμβους και αναμεταδότη. Ορίζεται επίσης, ένα κλειστής μορφής άνω φράγμα, της ενεργού χωρητικότητας, το οποίο την προσεγγίζει σε πολύ μεγάλο βαθμό, για μεγάλες τιμές του λόγου σηματοσθουβικού λόγου προς θόρυβο. Βασιζόμενοι στο φράγμα, ερευνάται η περίπτωση της ίσης κατανομής ισχύος στις δύο ζεύξεις μετάδοσης. Ολοκληρώνοντας με την τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν, ορίζονται απλές ασυμπτωτικές εκφράσεις της ενεργού χωρητικότητας, για μεγάλες τιμές του σηματοσθουβικού λόγου. Για την τεχνική διαφορισμού μεγίστου λόγου και της τεχνικής ελαχιστοποίησης μέσου τετραγωνικού σφάλματος, ορίζονται προσεγγιστικές, αλλά πολύ ακριβείς αναλυτικές εκφράσεις της ενεργού χωρητικότητας, ενώ εξάγονται επίσης αντίστοιχες εκφράσεις κλειστής μορφής που είναι ασυμπτωτικά πολύ ακριβείς. Τέλος ορίζονται για τις τεχνικές, εξαναγκασμού στο μηδέν και την ελαχιστοποίηση μέσου τετραγωνικού σφάλματος, κλειστής μορφής εκφράσεις της ενεργού χωρητικότητας για μεγάλο πλήθος κεραιών, όπου αποδεικνύει ότι, συγκρινόμενες με την τεχνική μεγίστου λόγου, οι δύο αυτές τεχνικές επιτυγχάνουν υψηλότερη ενεργό χωρητικότητα.

Στη συνέχεια, εξετάζεται η επίδοση συστήματος, χρησιμοποιώντας ως μέτρο



την εργοδική χωρητικότητα. Στην έρευνα αυτή, λαμβάνονται υπόψιν οι ατέλειες υλικού στους κόμβους π.χ. μη γραμμικότητες ενισχυτών ισχύος, ανισορροπία I/Q, σφάλματα φάσης και σφάλματα κβαντισμού. Ορίζονται νέες αναλυτικές εκφράσεις για την εργοδική χωρητικότητα συνεργατικών συστημάτων ενίσχυσης και προώθησης, με αναμεταδότες σταθερού ή μεταβλητού κέρδους. Αυτές οι εκφράσεις ισχύουν για οποιαδήποτε μοντέλα καναλιών διαλείψεων και στηρίζονται στον υπολογισμό της ροπογεννήτριας συνάρτησης του σηματοθορυβικού λόγου και του αντίστροφου στιγμιαίου σηματοθορυβικού λόγου για κάθε άλμα μετάδοσης. Στη συνέχεια προτείνονται απλές εκφράσεις κλειστής μορφής για κανάλια διαλείψεων Rayleigh και Nakagami-0.5, με χρήση αναμεταδότη σταθερού και μεταβλητού κέρδους, αντίστοιχα. Οι εξαγόμενες εκφράσεις εφαρμόζονται σε δύο διαφορετικά συστήματα. Το πρώτο είναι ένα σύστημα αναμετάδοσης μεταβλητού κέρδους, διπλού άλματος, με πολλαπλές κεραίες στον αναμεταδότη και στον προορισμό. Επιπλέον θεωρείται ότι ο αναμεταδότης λειτουργεί υπό την επίδραση παρεμβολών και μόνο, ενώ ο κόμβος προορισμού λειτουργεί υπό την επίδραση θερμικού θορύβου. Το δεύτερο είναι ένα σύστημα ενίσχυσης και προώθησης, πολλαπλών κόμβων πηγών και πολλαπλών κόμβων προορισμού, με αναμεταδότη σταθερού ή μεταβλητού κέρδους.

Η ορθότητα των προτεινόμενων σχέσεων, επιβεβαιώνεται μέσω της σύγκρισης των αναλυτικών αποτελεσμάτων, με τα αποτελέσματα που λαμβάνονται μέσω ημι-αναλυτικών προσομοιώσεων Monte Carlo.

**ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ:** Ασύρματα Δίκτυα με Αναμεταδότες

**ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ:** ενεργός χωρητικότητα, εργοδική χωρητικότητα, αναμεταδότες, συνεργατικά δίκτυα, πρωτόκολλο ενίσχυσης και προώθησης, ομοδιαυλική παρεμβολή, διαλείψεις, ατέλειες υλικού, προκωδικοποίηση, περιορισμοί καθυστέρησης, ρυθμός επίδοσης.



# ABSTRACT

---

Wireless communications technologies evolve rapidly and are present in almost every sector of everyday life, including radio and television links, mobile and satellite communications. Some of the challenges are the constantly increasing number of users, the demand for quality and reliability, the increasing transmission rate, as well as the wide range of new high quality services that need to be sustained. The cooperative techniques contribute to the improvement of all the above. The aim of this thesis is to evaluate the performance of new generation wireless networks with relays. The evaluation metrics are the ergodic capacity, that is the highest rate for reliable transmission of information and the effective capacity, that provides the same information as ergodic capacity, considering the limitations imposed by the quality of service provided.

Initially we examine a multi-source and multi-destination wireless cooperative network, which uses the amplify-and-forward protocol and operates in the presence of Rayleigh fading. The end-to-end (e2e) maximum throughput under delay constraints is examined, namely as effective capacity. The effective capacity is an appealing performance metric since it reveals fundamental trade-offs between physical layer performance and quality of the provided service. Nodes having the ability to simultaneously transmit as sources and receive as relays over different frequencies. All nodes employ with a single antenna and operate in the presence of additive

white Gaussian noise. Moreover, co-channel interference affects the performance of relay nodes. The relay transmits to the destination nodes by employing the maximum-ratio transmission scheme and one of the three distributed linear precoding techniques: i) zero-forcing technique, ii) maximal-ratio combining and iii) minimum mean-squared error. About the zero-forcing scheme we present new closed-form analytical expressions for effective capacity considering equal or different distribution of power in resource nodes and relay. We also define a closed-form upper bound of effective capacity, which approaches it in great degree in large numbers of signal-to-noise-ratio (SNR). Based on the bound we investigate the case of equal power allocation in two transmission hops. Completing with zero-forcing scheme we define simple asymptotic expressions of effective capacity for large numbers of SNR. For the technique of maximum-ratio transmission scheme and the minimum mean-squared error scheme we determine approximate yet highly accurate EC analytical expressions, as well as asymptotically tight closed-form expressions. Finally, we determine closed-form expressions of effective capacity for large number of antennas for the zero-forcing scheme and minimum mean-squared error scheme, something that proves that, compared with maximum-ratio scheme, these two techniques achieve higher effective capacity.

Next, we examine the maximum throughput of system, using the ergodic capacity as performance metric. The relaying systems subject to hardware impairments like, power amplifier non linearities, I/Q imbalance, phase noise and quantization errors. We define new analytical expressions for the EC of dual-hop amplify-and-forward with fixed gain-variable gain relays. These expressions are valid for arbitrary fading channel models, providing that the moments-generating function of the inverse instantaneous SNR of each hop is readily available. Next we suggest simple closed-form expressions for Rayleigh and Nakagami-0.5 fading channels, with the use of fixed gain-variable gain relay correspondingly. The concluding expressions apply to two different systems. A variable-gain relaying system equipped with multiple antennas at the relay and the destination, assuming an interference-limited relay and a noise-limited destination and a multi-source multi-destination system

equipped with variable- or fixed-gain relays.

The correctness of the proposed mathematical analysis is verified by comparing analytical with Monte Carlo simulations results.

**SUBJECT AREA:** wireless cooperative networks

**KEYWORDS:** Effective capacity, ergodic capacity, relays, cooperative networks, amplify-and-forward, co-channel interference, fading, hardware impairments, precoding, delay constraints, throughput.



# ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΜΕΤΑΦΡΑΣΗΣ ΑΓΓΛΙΚΩΝ

## ΟΡΩΝ

---

Αγγλικά	Ελληνικά
ad-hoc	χωρίς υποδομή
access points	σημεία πρόσβασης
animation	κινούμενη εικόνα
benchmark	σημείο αναφοράς
buffer	ενταμιευτήρας
buffering	καθυστέρηση στους ενταμιευτήρες
block	ομάδα
cellular networks	κυψελωτά δίκτυα
channel delay spread	εξάπλωση καθυστέρησης του καναλιού
channel estimation error	σφάλμα εκτίμησης του καναλιού
co-channel interference	ομοδιαυλικές παρεμβολές
coherence time	χρόνος συνοχής
connectivity	συνδεσιμότητα
coverage	κάλυψη
cross-layer	διαστρωμάτωση

---

---

<b>Αγγλικά</b>	<b>Ελληνικά</b>
delay bound violation probability	πιθανότητα παράβασης των προδιαγραφών της καθυστέρησης μετάδοσης δεδομένων
diversity gain	κέρδος διαφορισμού
diversity techniques	τεχνικές διαφορισμού
energy harvesting	συγκομιδή ενέργειας
fine tuning	συντονισμός
frequency diversity	διαφορισμός συχνότητας
half-duplex	ημι-αμφίδρομη
hardware	υλικό
high power amplifiers	ενισχυτές υψηλής ισχύος
high SNR power offset	απόκλιση υψηλού SNR
high-SNR slope	κλίση υψηλού SNR
inphase	συμφασική
interactive-and-multimedia streaming	μετάδοση δεδομένων πολυμέσων σε πραγματικό χρόνο
internet of things	διαδίκτυο των αντικειμένων
joint	από κοινού
laptop	φορητός υπολογιστής
line-of-sight	σήμα οπτικής επαφής
link layer	επίπεδο σύνδεσης δεδομένων
lossy forward	απώλεια-προώθησης
mobile TV and computing	κινητής τηλεόρασης και υπολογισμού
multimedia	πολυμέσα
multipath channel	κανάλι πολυδιόδευσης
multipath fading	διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών
non-regenerative	μη αναγεννητικός
outage capacity	χωρητικότητα διακοπής
path loss	απώλεια διαδρομής
physical layer	φυσικό επίπεδο
point-to-point	σημείο σε σημείο
Poisson point process	στοχαστική διαδικασία σημείων Poisson

---



---

<b>Αγγλικά</b>	<b>Ελληνικά</b>
quadrature	ορθογώνιας
regenerative	αναγεννητικός
repetition coding	επαναληπτικός κώδικας
selection combiner	δέκτης επιλογής
shadow fading	σκίαση
simultaneous wireless information and power transfer	ταυτόχρονη μετάδοση πληροφορίας και ισχύος
single hop	μονό άλμα
spatial modulation	κατανεμημένη χωρική διαμόρφωση
transparent	διαφανής
threshold combiner	κατώφλι συνδυασμού
throughput	ρυθμός επίδοσης
time diversity	χρονικός διαφορισμός
time slot	χρονοθυρίδα
quadratic interpolation	τετραγωνική παρεμβολή
uplink	άνω ζεύξη

---



# ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

---

Συντ/φία	Αγγλικά	Ελληνικά
<b>AF</b>	Amplify and Forward	Ενίσχυση και Προώθηση
<b>AWGN</b>	Additive-White-Gaussian Noise	Λευκός Προσθετικός θόρυ- βος κατανομής Gauss
<b>CCI</b>	Co-Channel Interference	Ομοδιαυλική Παρεμβολή
<b>CDF</b>	Cumulative-Distribution Function	Αθροιστική Συνάρτηση Κατα- νομής
<b>CCDF</b>	Complementary-Cumulative Distribution Function	Συμπληρωματική Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής
<b>CF</b>	Compress and Forward	Συμπίεση και Προώθηση
<b>CSI</b>	Channel State Information	Κατάσταση του Καναλιού
<b>D2D</b>	Device-to-Device	Συσκευή σε Συσκευή
<b>DF</b>	Decode and Forward	Αποκωδικοποίηση και Προώ- θηση
<b>e2e</b>	end-to-end	από άκρο σε άκρο
<b>EC</b>	Ergodic Capacity	Εργοδική Χωρητικότητα
<b>EfC</b>	Effective Capacity	Ενεργός Χωρητικότητα
<b>FDD</b>	Frequency-division duplex	Διαίρεση διπλής συχνότητας
<b>FG</b>	Fixed Gain	Σταθερό Κέρδος

<b>Συντ/φία</b>	<b>Αγγλικά</b>	<b>Ελληνικά</b>
<b>FIFO</b>	First-In First-Out	Πρώτος εισέρχεται - Πρώτος εξέρχεται
<b>iid</b>	independent and identically distributed	ανεξάρτητες και ισόνομα κατανεμημένες
<b>ITS</b>	Intelligent-Transportation Systems	Έξυπνα Συστήματα Μεταφοράς
<b>MGF</b>	Moments-Generating Function	Ροπογεννήτρια Συνάρτηση
<b>MIMO</b>	Multiple-input-Multiple-output	Πολλαπλών εισόδων Πολλαπλών εξόδων
<b>MMSE</b>	Minimum-Mean-Squared Error	Σφάλμα Μέσου Ελαχίστου Τετραγώνου
<b>MRC</b>	Maximal - Ratio Combining	Μεγίστου Λόγου
<b>MRT</b>	Maximum-Ratio Transmission	Μεγίστου Λόγου Εκπομπής
<b>OFDM</b>	Orthogonal-Frequency-Division Multiplexing	Ορθογώνια Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας
<b>OSI</b>	Open System Interconnection	Μοντέλο Αναφοράς Ανοικτής Διασύνδεσης Συστημάτων
<b>PDF</b>	Probability Density Function	Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας
<b>QoS</b>	Quality-of-Service	Ποιότητα υπηρεσίας
<b>RV</b>	Random Variable	Τυχαία Μεταβλητή
<b>SINR</b>	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio	Λόγος Σήματος προς Παρεμβολές και Θόρυβο
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise-Ratio	Λόγος Σήματος προς Θόρυβο
<b>SWIPT</b>	Simultaneous-Wireless-Information-and-Power Transfer	Ταυτόχρονης Μετάδοσης Πληροφορίας και Ισχύος
<b>TDD</b>	Time -Division Duplex	Διπλό χρονικό διαχωρισμό
<b>V2I</b>	Vehicle to Infrastructure	Όχημα προς Υποδομή

---

<b>Συντ/φία</b>	<b>Αγγλικά</b>	<b>Ελληνικά</b>
<b>V2V</b>	Vehicle-to-Vehicle Communication	Επικοινωνία Οχήματος με Όχημα
<b>VG</b>	Variable Gain	Μεταβλητό Κέρδος
<b>WLAN</b>	Wireless-Local-Network	Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα
<b>WSC</b>	Wireless-Sensor-Networks	Ασύρματα Δίκτυα Αισθητή- ρων
<b>ZF</b>	Zero-Forcing	Εξαναγκασμός στο Μηδέν

---



# ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ

## Συμβολισμοί

$(\cdot)^{-1}$	αντίστροφος πίνακα
$(\cdot)^*$	μιγαδικός συζυγής
$(\cdot)^\dagger$	μιγαδικός ανάστροφος συζυγής πίνακα
$\det(\cdot)$	ορίζουσα πίνακα
$\approx$	περίπου ίσο
$\triangleq$	ορισμός
$\mathcal{CN}(0, 1)$	μιγαδική κατανομή Gauss με μέση τιμή 0 και τυπική απόκλιση 1

## Σύμβολα Συναρτήσεων

$\Gamma(\cdot)$	συνάρτηση γάμα [1, εξ. (8.310/1)]
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	άνω ατελής συνάρτηση γάμα [1, εξ. (8.350/2)]
$H_{p_1, q_1: p_2, q_2: p_3, q_3}^{m_1, n_1: m_2, n_2: m_3, n_3}(\cdot)$	δισδιάστατη συνάρτηση $H - Fox$ [2, 3]

---

$W_{\mu,\nu}(\cdot)$	συνάρτηση Whittaker [1, εξ. (9.220/4)]
$U(\cdot)$	υπεργεωμετρική συνάρτηση Kummer [1, εξ. (9.210/2)]
$G_{p,q}^{m,n}(\cdot)$	συνάρτηση Meijer [1, εξ. (9.301)]
$\tilde{\Phi}_2(\cdot)$	δευτέρου είδους εκφυλισμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση δύο μεταβλητών [4]
$K_a(\cdot)$	δευτέρου είδους τροποποιημένη συνάρτηση Bessel τάξης $a$ [1, εξ. (8.407/1)]
${}_pF_q(\cdot)$	γενικευμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση [1, εξ. (9.14/1)]
erfi	φανταστική συνάρτηση σφάλματος [1, σελ. 107]
$\ln(\cdot)$	νεπέριος λογάριθμος
$\log_2(\cdot)$	λογάριθμος με βάση το 2
$\cos(\cdot)$	συνάρτηση συνημιτόνου
$\sin(\cdot)$	συνάρτηση ημιτόνου
$\arccos(\cdot)$	αντίστροφη συνάρτηση συνημιτόνου
$\exp(\cdot)$	εκθετική συνάρτηση
$o(\cdot)$	σύμβολο Landaou
$O(\cdot)$	σύμβολο Landaou

---

## Δεσμευμένα Σύμβολα

---

$\gamma_i$	στιγμαίο $SNR$ ίοστού άλματος
$\bar{\gamma}_i$	μέσο $SNR$ ίοστού άλματος
$\mathcal{C}$	καμπύλη
$\Re\{t\}$	πραγματικό μέρος του $t$
$N_0$	φασματική πυκνότητα ισχύος μονής πλευράς
$n!$	$n! = 1 \cdot 2 \cdot 3 \cdots n$ όπου $n$ μη αρνητικός ακέραιος
$\binom{n}{k}$	$\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!}$ με $n, k < 1$ πραγματικούς ακέραιους



---

$Ei(\cdot)$	εκθετικό ολοκλήρωμα [1, εξ. (8.211)]
$\pi$	$\pi = 3,14159265358979$
$\mathbf{I}$	μοναδιαίος πίνακας
$\Pr(\cdot)$	πιθανότητα
$\mathbf{I}_N$	μοναδιαίος τετραγωνικός πίνακας $N \times N$
$\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}$	πίνακας Wishart
$\ \cdot\ $	ευκλείδεια νόρμα διανύσματος
$\ \cdot\ _F^2$	τετραγωνική νόρμα Frobenius
$f_X(\cdot)$	συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της τυχαίας μεταβλητής $X$
$F_X(\cdot)$	αθροιστική συνάρτηση κατανομής της τυχαίας μεταβλητής $X$
$\bar{F}_X(\cdot)$	συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση κατανομής της τυχαίας μεταβλητής $X$
$\mathcal{M}_X(\cdot)$	ροπογεννήτρια συνάρτηση της τυχαίας μεταβλητής $X$
$\mathbb{E}\langle\cdot\rangle$	τελεστής στατιστικής μέσης τιμής

---



# ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

---

2.2.1 Ασύρματο Σύστημα Επικοινωνίας . . . . .	15
2.2.2 Κανάλι προσθετικού θορύβου . . . . .	16
2.2.3 Οι μηχανισμοί της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης, στη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων . . . . .	18
2.2.4 Απώλειες διάδοσης λόγω απόστασης, σκίασης και πολυδιάδοσης .	19
2.2.5 Διαλείψεις μικρής κλίμακας σε σχέση με την περίοδο του σήματος και το εύρος ζώνης του . . . . .	24
2.2.6 Παραμόρφωση σήματος λόγω διαλείψεων μικρής κλίμακας . . . .	26
2.4.1 Συστήματα πολλαπλών κεραιών . . . . .	40
2.4.2 Δέκτης διαφορισμού <i>MRC</i> . . . . .	42
2.4.3 Δέκτης διαφορισμού <i>EGC</i> . . . . .	45
2.4.4 Δέκτης διαφορισμού <i>SC</i> . . . . .	46
2.4.5 Δέκτης διαφορισμού <i>SSC</i> . . . . .	47
2.4.6 Δέκτης διαφορισμού <i>GSC</i> . . . . .	48

2.6.1 Απευθείας μετάδοση, με ιδανικό υλικό και με ατέλειες υλικού στους κόμβους πηγής και προορισμού . . . . .	54
3.1.1 Συνεργατικό σύστημα μετάδοσης <i>i)</i> με έναν αναμεταδότη, <i>ii)</i> με $n$ αναμεταδότες . . . . .	59
3.2.1 Κυψελωτά δίκτυα . . . . .	61
3.2.2 Ασύρματα δίκτυα οχημάτων . . . . .	62
3.2.3 Ασύρματο τοπικό δίκτυο οικίας . . . . .	63
3.2.4 Ασύρματο δίκτυο αισθητήρων . . . . .	64
3.4.1 Μετάδοση διπλού άλματος <i>i)</i> με ιδανικό υλικό και <i>ii)</i> με ατέλειες υλικού . . . . .	67
4.2.1 Συνεργατικό σύστημα $AF$ πολλαπλών κόμβων πηγών και προορισμών . . . . .	79
4.2.2 Λειτουργία του $S_j$ πηγαίου κόμβου σε δύο διαφορετικές συχνότητες	80
4.2.3 Μοντέλο μετάδοσης πακέτων . . . . .	83
4.4.1 $EfC$ τεχνικής $ZF/MRT$ ως συνάρτηση της $P_t$ για $N = 5, M = 3, B = 100$ kHz, $T_f = 2$ ms, $\theta = 0.01$ (1/bits) και διάφορες τιμές του $\lambda$ .	102
4.4.2 $EfC$ τεχνικής $ZF/MRT$ ως συνάρτηση του $\lambda$ για $P_t = 20$ dB, $B = 100$ kHz, $T_f = 2$ ms, $\theta = 0.01$ (1/bits) και διαφορετικές των $(N, M)$ .	104
4.4.3 $EfC$ τεχνικής $MRC/MRT$ ως συνάρτηση της $P_t$ για $N = 6, M = 3, \rho_I = 3$ dB, $B = 100$ kHz, $T_f = 2$ ms, $\theta = 0.01$ (1/bits) και διάφορες τιμές του $\lambda$ . . . . .	105
4.4.4 $EfC$ τεχνικής $MMSE/MRT$ ως συνάρτηση της $P_t$ για $N = 5, M = 3, \rho_I = 3$ dB, $B = 100$ kHz, $T_f = 2$ ms, $\theta = 0.01$ (1/bits) και διάφορων τιμών του $\lambda$ . . . . .	106
4.4.5 $EfC$ τριών τεχνικών προκωδικοποίησης ως προς $P_t$ για $N = 4, M = 2, \rho_I = 3$ dB, $B = 100$ kHz, $T_f = 2$ ms, $\theta = 0.01$ (1/bits) και $\lambda = 0.5$ . . . . .	107
4.4.6 $EfC$ τριων τεχνικών προκωδικοποίησης συναρτήσει του $\theta$ για $\lambda = 0.5, P_t = 20$ dB, $(N, M) = (6, 2), (6, 3), (6, 4)$ . . . . .	108

---

4.4.7	<i>EfC</i> τριών τεχνικών συναρτήσεων του $N$ για $M = 5$ , $\rho_I = 0\text{dB}$ , $B = 100\text{ kHz}$ , $T_f = 2\text{ ms}$ , $\theta = 0.01\text{ (1/bits)}$ $\lambda = 0.5$ και $P_t = 10\text{ dB}$ .	109
5.2.1	Συνεργατικό σύστημα <i>AF</i> διπλού άλματος, με ατέλειες υλικού	116
5.3.1	Συνεργατικό σύστημα μετάδοσης, με παρεμβολές στον αναμεταδότη	123
5.3.2	<i>EC</i> συστήματος MIMO <i>AF</i> , διπλού άλματος με hardware και CCI, συναρτήσεων του $\rho_s$ για $N_r = N_d = 2$ , $M = 4$ .	127
5.3.3	Συνεργατικό σύστημα MIMO με ατέλειες υλικού	128
5.3.4	<i>EC</i> συστήματος MIMO <i>AF</i> , με hardware, συναρτήσεων του μέσου $SNR$ , του πρώτου άλματος.	130
5.3.5	<i>EC</i> συστήματος MIMO <i>AF</i> , με ατέλειες υλικού, θεωρώντας $\kappa_1 +$ $\kappa_2 = 0.3$ , $v = 2.5$ .	131



# ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

---

2.3.1 Στρώματα του προτύπου <i>OSI</i> . . . . .	34
4.2.1 Φάσεις συνεργατικής μετάδοσης για κάθε πηγαίο κόμβο, ως προς τη συχνότητα και το χρόνο εκπομπής του σήματος . . . . .	81





# ΕΙΣΑΓΩΓΗ

---

Στο εισαγωγικό κεφάλαιο παρουσιάζεται ο άξονας στον οποίο στηρίχτηκε η παρούσα διδακτορική διατριβή. Αρχικά δίνεται το ερευνητικό πεδίο το οποίο υπήρξε το εφελτήριο της έρευνας που ακολούθησε. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η σκοπιμότητα της διατριβής και η συμβολή της στην επιστήμη των τηλεπικοινωνιών. Η εισαγωγή ολοκληρώνεται με την συνοπτική παρουσίαση των κεφαλαίων που ακολουθούν.

## 1.1 Ερευνητικό πεδίο της διατριβής

Το πρότυπο των ασύρματων δικτύων 5ης γενιάς (5G) βρίσκεται ήδη προ των πυλών. Με ορόσημο το έτος 2020 τα δίκτυα αυτά αναμένεται να επηρεάσουν σημαντικά όλες τις πτυχές της ανθρώπινης δραστηριότητας. Έχουν σχεδιαστεί για να παρέχουν υψηλότερες ταχύτητες δεδομένων σε σχέση με τα δίκτυα προηγούμενης γενιάς και βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσιών (quality of service, *QoS*) σε πυκνοκατοικημένες περιοχές, υποστηρίζοντας ταυτόχρονα έναν τεράστιο αριθμό έξυπνων και ετερογενών ασύρματων συσκευών που δημιουργούν το διαδίκτυο των πραγμάτων (internet of things) [5]. Για το σχεδιασμό και την υλοποίηση των συστημάτων αυτών απαιτούνται νέες τεχνικές επεξεργασίας σήματος και τεχνικές μετάδοσης. Αντιπροσωπευτικό παράδειγμα τέτοιων τεχνικών, αποτελούν τα συστή-

ματα πολλαπλών εισόδων- πολλαπλών εξόδων (Multiple Input- Multiple Output, MIMO).

Την τελευταία εικοσαετία, τα συστήματα MIMO έχουν προσελκύσει το ενδιαφέρον της επιστημονικής κοινότητας, εξαιτίας της αποδεδειγμένης ικανότητας που έχουν να προσφέρουν εξαιρετική αύξηση της επίδοσης του συστήματος, βελτίωση της ποιότητας σύνδεσης, υψηλές ταχύτητες δεδομένων και αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος.

Σύμφωνα με την [6], επέκταση της βασικής ιδέας των τεχνικών MIMO, αποτελεί η τεχνική του συνεργατικού διαφορισμού. Η επίδοση των πρακτικών συστημάτων MIMO μειώνεται, όσο η απόσταση μεταξύ των στοιχείων των κεραιών μετάδοσης και λήψης μειώνεται. Προκειμένου λοιπόν να εφαρμοστούν οι τεχνικές αυτές αποδοτικά και συγχρόνως το μέγεθος των δεκτών να διατηρηθεί σε πρακτικά επίπεδα, η βασική ιδέα των τεχνικών MIMO εφαρμόζεται σε ένα δίκτυο από συστήματα μίας κεραιάς, τα οποία συνιστούν ένα κατανεμημένο σύστημα MIMO. Στα συστήματα αυτά, ένας αριθμός τερματικών λειτουργεί ως αναμεταδότες, ενώ στη λήψη μπορούν να εφαρμοστούν τεχνικές διαφορισμού γνωστές από τα συστήματα απλής ζεύξης [7]. Οι παραπάνω τεχνικές συνεργατικού διαφορισμού μπορούν να βελτιώσουν σημαντικά το φάσμα επικοινωνιών των ασύρματων δικτύων χωρίς να χρησιμοποιούν μεγάλη ισχύ στον πομπό [6, 8–11] και να αυξήσουν την κάλυψη του συστήματος, ιδιαίτερα σε περιοχές με εμπόδια (κτήρια, λόφους κλπ), λόγω των οποίων δεν είναι εφικτή η εγκατάσταση ζεύξης οπτικής επαφής.

Υπάρχουν τρεις κύριες τεχνικές μετάδοσης για συστήματα διαφορισμού συνεργασίας. Η ενίσχυση και προώθηση (amplify-and-forward,  $AF$ ), η αποδιαμόρφωση και προώθηση (decode-and-forward,  $DF$ ) και η συμπίεση και προώθηση (compress-and-forward,  $CF$ ). Σύμφωνα με το πρωτόκολλο  $AF$  ο αναμεταδότης ενισχύει τα ληφθέντα σήματα και τα προωθεί σε άλλους αναμεταδότες ή στον προορισμό. Στο πρωτόκολλο  $DF$ , ο αναμεταδότης αποδιαμορφώνει και διαμορφώνει τα σήματα που λαμβάνει από τον πηγαίο κόμβο και τα μεταδίδει εκ νέου προς τον κόμβο προορισμού. Στο πρωτόκολλο  $CF$ , ο αναμεταδότης συμπιέζει το λαμβανόμενο σήματα από τον κόμβο προέλευσης και τα προωθεί στον κόμβο προ-

ορισμού χωρίς να τα αποδιαμορφώσει.

Η επίδοση των συστημάτων  $AF$  υπό την επίδραση καναλιών με διαλείψεις, έχει μελετηθεί εκτενώς σε δημοσιευμένες εργασίες χρησιμοποιώντας μετρικές για την αξιολόγηση επίδοσης, όπως η μέση πιθανότητα σφάλματος και η πιθανότητα διακοπής επικοινωνίας [12, 13]. Ο συνδυασμός τεχνικών MIMO με τα πρωτόκολλα αναμετάδοσης αποτελεί θέμα αυξανόμενου ενδιαφέροντος, λόγω του γεγονότος ότι ο συνδυασμός αυτός επιτρέπει τον σχεδιασμό εξελιγμένων και υψηλής απόδοσης συστημάτων επικοινωνίας [14].

Σημαντικό ρόλο στην ικανοποίηση της αυξανόμενης ζήτησης για ευρυζωνικά ασύρματα δίκτυα αυξημένης χωρητικότητας παίζει η χρήση της τεχνικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας. Η τεχνική αυτή, η οποία χρησιμοποιείται για τη βελτίωση της φασματικής απόδοσης, είναι ευρέως διαδεδομένη στα σύγχρονα κυψελωτά συστήματα επικοινωνιών. Το βασικό πρόβλημα που προκύπτει από την χρήση της είναι η ομοδιαυλική παρεμβολή (co-channel interference,  $CCI$ ), η οποία περιορίζει σημαντικά την ποιότητα λήψης και την αξιοπιστία του συστήματος. Ως εκ τούτου, η επίδραση της ομοδιαυλικής παρεμβολής πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψιν στο σχεδιασμό και την πρακτική υλοποίηση συστημάτων αναμετάδοσης με αναμεταδότες. Αξίζει να σημειωθεί ότι η ομοδιαυλική παρεμβολή υποβαθμίζει την επίδοση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων σε μεγαλύτερο βαθμό από ότι ο θερμικός θόρυβος [15, 16]. Η επίδραση της ομοδιαυλικής παρεμβολής σε συστήματα με αναμεταδότες έχει μελετηθεί εκτενώς σε πρόσφατες εργασίες. Αντιπροσωπευτικά παραδείγματα είναι διαθέσιμα στις [14, 17, 18].

Ένα εξίσου σημαντικό ζήτημα το οποίο επηρεάζει την επίδοση συστημάτων με αναμεταδότες είναι οι ατέλειες του υλικού, των κόμβων του δικτύου. Αντιπροσωπευτικά παραδείγματα των ατελειών του υλικού αποτελούν ο θόρυβος φάσης, η ανισορροπία ( $I/Q$  imbalance) μεταξύ της συμφασικής (inphase,  $I$ ) και της ορθογώνιας (quadrature,  $Q$ ) συνιστώσας και οι μη-γραμμικότητες των ενισχυτών υψηλής ισχύος (high power amplifiers,  $HPA$ ). Οι περισσότερες δημοσιευμένες εργασίες υποθέτουν ότι το υλικό των πομποδεκτών είναι ιδανικό. Η υπόθεση αυτή είναι βάσιμη σε συστήματα χαμηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων. Ωστόσο, σε σύγ-

χρονα συστήματα υψηλών ταχυτήτων, η υπόθεση αυτή μπορεί να οδηγήσει σε παραπλανητικά αποτελέσματα σε ότι αφορά την επίδοση.

Σύμφωνα με την [19], η επίδραση της μη ιδανικότητας του υλικού σε συστήματα απλού άλματος (single-hop) αναλύθηκε στις [20, 21]. Η επίδραση της ανισοροπίας  $I/Q$  εξετάστηκε στο [22] και αποδείχθηκε ότι μειώνει το εύρος ζώνης του συστήματος και περιστρέφει τα σημεία του αστερισμού στη λήψη, αυξάνοντας το ρυθμό εσφαλμένων συμβόλων. Επιπλέον, στην [23] η επίδραση της μη γραμμικότητας των HPA μοντελοποιείται ως ένας πρόσθετος θόρυβος Gauss. Και σε αυτή την περίπτωση, ο ρυθμός εσφαλμένων συμβόλων αυξάνεται. Η επίδραση των ατελειών του υλικού μετριάζεται χρησιμοποιώντας αλγόριθμους αντιστάθμισης, χωρίς όμως να επιτυγχάνεται πάντα το βέλτιστο αποτέλεσμα [24, 25]. Ως γενικό συμπέρασμα, οι ατέλειες του υλικού περιορίζουν σημαντικά τις επιδόσεις των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων [21, 25]. Αυτό το φαινόμενο είναι πιο έντονο στα συστήματα υψηλού ρυθμού, ειδικά σε εκείνα που χρησιμοποιούν φθηνό υλικό [24]. Η επίδραση του μη ιδανικού υλικού είναι επίσης ιδιαίτερα σημαντική στα συστήματα πολλαπλών κεραίων. Συγκεκριμένα, στην [26] αποδεικνύεται ότι η χωρητικότητα τέτοιων συστημάτων για υψηλές τιμές της ισχύος του λόγου σήματος προς θόρυβο (signal-to-noise ratio,  $SNR$ ), δεν μπορεί να υπερβεί ένα συγκεκριμένο άνω φράγμα. Στην [21] μελετώνται τεχνικές διαχείρισης των ασύρματων πόρων λαμβάνοντας υπόψιν τις μη ιδανικότητες του υλικού.

Από τα παραπάνω, καθίσταται προφανές ότι για το σχεδιασμό ασύρματων συστημάτων νέας γενιάς, απαιτείται η ύπαρξη ενός μαθηματικού υπόβαθρου, το οποίο θα λαμβάνει υπόψιν τις ιδιαιτερότητες των συστημάτων και το περιβάλλον διάδοσης. Επιπλέον, η επιλογή των κατάλληλων μετρικών για την αξιολόγηση επίδοσης παίζει σημαντικό ρόλο. Χαρακτηριστικές μετρικές είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο, η πιθανότητα διακοπής της επικοινωνίας και η πιθανότητα εσφαλμένων συμβόλων για συγκεκριμένες τεχνικές διαμόρφωσης. Ωστόσο, σε πολλές περιπτώσεις, οι συγκεκριμένες μετρικές δεν δίνουν επαρκή εικόνα της επίδοσης του συστήματος. Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε το πρόβλημα εύρεσης του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων που μπορεί να υποστηριχθεί από ένα τηλε-

πικοινωνιακό σύστημα χωρίς σφάλματα. Η πρώτη απάντηση στο πρόβλημα αυτό, δόθηκε από την πρωτοποριακή εργασία του Shannon «A mathematical theory on Communication», το 1948, με την εισαγωγή του θεμελιώδους μεγέθους της χωρητικότητας του καναλιού. Βασιζόμενοι στα αποτελέσματα της εργασίας αυτής ξεκίνησε σε όλο τον κόσμο μία τεράστια ερευνητική προσπάθεια για το σχεδιασμό πρωτοποριακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τα οποία προσφέρουν αξιόπιστες υπηρεσίες υψηλής ποιότητας. Η έρευνα στον τομέα αυτό εξακολουθεί να είναι ενεργός και σήμερα, ιδιαίτερα με την παρουσία σύγχρονων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Η χωρητικότητα κατά Shannon ορίζεται λαμβάνοντας υπόψιν ότι δεν υπάρχουν καθυστερήσεις στα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας. Προκειμένου να ληφθούν υπόψιν τέτοιοι περιορισμοί η ενεργός χωρητικότητα (ή ο πραγματικός ρυθμός μετάδοσης) έχει προταθεί ως εναλλακτικό μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης του, λαμβάνοντας υπόψιν τους περιορισμούς ως προς την ποιότητα των υπηρεσιών που παρέχει το σύστημα [27], όπως οι καθυστερήσεις μετάδοσης των πακέτων [28]. Αρκετές πρόσφατες εργασίες έχουν αναλύσει την ενεργό χωρητικότητα υπό την επίδραση διαλείψεων [29].

Οι μαθηματικές εκφράσεις για σημαντικές μετρικές, όπως η πιθανότητα σφάλματος για συστήματα διαμόρφωσης, η πιθανότητα διακοπής επικοινωνίας, η χωρητικότητα και η ενεργός χωρητικότητα του καναλιού, ιδανικά παρουσιάζονται σε κλειστή μορφή, μέσω των οποίων ο σχεδιαστής συνειδητοποιεί ποιές παράμετροι του συστήματος παίζουν το σημαντικότερο ρόλο στις επιδόσεις του. Βάσει των εκφράσεων αυτών προκύπτουν εύκολα μέθοδοι σχεδίασης και βελτιστοποίησης τέτοιων συστημάτων, οι οποίες δίνουν μία ικανοποιητική λύση πρώτου επιπέδου. Σε δεύτερο επίπεδο, συντονισμός (fine tuning) και περαιτέρω βελτιστοποίηση μπορεί να πραγματοποιηθεί με εργαλεία σχεδιασμού σε ηλεκτρονικό υπολογιστή. Επιπλέον, οι εκφράσεις κλειστής μορφής έχουν αισθητική αξία, ιδιαίτερα σε μηχανικούς που ενδιαφέρονται για τη μαθηματική/θεωρητική ανάλυση των συστημάτων της ειδικότητάς τους. Ωστόσο, τα τελευταία χρόνια η πολυπλοκότητα των ασύρματων συστημάτων έχει αυξηθεί δραματικά: Συστήματα πολλαπλών κεραιών, συστή-

ματα με αναμεταδότες, ασύρματα συστήματα για έξυπνες μεταφορές έχουν κάνει ήδη την εμφάνισή τους και εξελίσσονται διαρκώς. Για την ακριβή αξιολόγηση επίδοσης τέτοιων συστημάτων λαμβάνονται υπόψιν τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους και το περιβάλλον διάδοσης. Ιδιαίτερα σε ότι αφορά το περιβάλλον διάδοσης, η ρεαλιστική περιγραφή του έχει ιδιαίτερη σημασία για την ανάλυση και το σχεδιασμό τέτοιων συστημάτων.

Συγκεκριμένα, οι παλαιότερες ερευνητικές δουλειές πάνω στην αξιολόγηση επίδοσης ασύρματων συστημάτων θεωρούν απλά μοντέλα καναλιών (π.χ. Rayleigh ή Rician). Ωστόσο, τα σύγχρονα ασύρματα συστήματα είναι αρκετά πολύπλοκα και απαιτούν για την ανάλυσή τους πολύπλοκα μοντέλα διάδοσης. Όσο αυξάνει η πολυπλοκότητα του μοντέλου καναλιού, αυξάνει η πολυπλοκότητα της αναλυτικής λύσης, όποτε αυτή είναι διαθέσιμη, που αφορά την εκτίμηση την επίδοσης του συστήματος. Δυστυχώς, αξιολόγηση επίδοσης συστημάτων μέσω αναλυτικών εκφράσεων κλειστής μορφής, είναι ιδιαίτερα δύσκολο να πραγματοποιηθεί για συστήματα όπως αυτά που περιγράφηκαν παραπάνω. Αναλυτικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή, είναι συνήθως διαθέσιμες για απλά συστήματα και μη ρεαλιστικά περιβάλλοντα διάδοσης. Παρακινούμενοι από τα παραπάνω, διαπιστώνουμε ότι έχει ιδιαίτερη σημασία η ανάπτυξη νέων μαθηματικών μεθόδων για την αξιολόγηση επίδοσης σύγχρονων συστημάτων. Το θεωρητικό υπόβαθρο το οποίο θα αναπτυχθεί, πρέπει να είναι από πλευράς υπολογιστικής πολυπλοκότητας όσο το δυνατό αποδοτικότερο και επιπλέον να γίνεται αντιληπτή η επίδραση των παραμέτρων του συστήματος και του περιβάλλοντος διάδοσης στην επίδοσή του. Η προσέγγιση που ακολουθείται στη διατριβή αυτή, βασίζεται στους ακόλουθους άξονες: *i*) στην εύρεση προσεγγιστικών εκφράσεων υψηλής ακρίβειας, *ii*) σε ασυμπτωτικές μεθόδους και *iii*) στη μέθοδο της ροπογεννήτριας συνάρτησης. Η τελευταία μέθοδος, η οποία πρωτοπαρουσιάστηκε στην πρωτοποριακή εργασία των Simon και Alouini «Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis» [30], παρέχει ένα ισχυρό αναλυτικό υπόβαθρο για την ενοποιημένη αξιολόγηση επίδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων υπό την επίδραση γενικευμένων διαλείψεων. Στην παραπάνω ερ-

γασία, αναπτύχθηκαν μέθοδοι για την αξιολόγηση επίδοσης συστημάτων χρησιμοποιώντας μετρικές όπως η πιθανότητα σφάλματος και η πιθανότητα διακοπής επικοινωνίας. Η εργασία αυτή αποτέλεσε έναυσμα για την ανάπτυξη τεχνικών βασισμένων στη ροπογεννήτρια συνάρτηση για την μελέτη νέων μετρικών όπως η χωρητικότητα καναλιού [59] και η ενεργός χωρητικότητα [5]. Όπως θα καταστεί προφανές στη συνέχεια, παρακινούμενοι από τα αποτελέσματα των παραπάνω εργασιών, μέρος της διατριβής αυτής αποτελεί η ανάπτυξη νέων τεχνικών βασισμένων στη ροπογεννήτρια συνάρτηση για την αξιολόγηση επίδοσης συστημάτων με αναμεταδότες με μη ιδανικό υλικό. Το μαθηματικό υπόβαθρο το οποίο παρουσιάζεται σε αυτή τη διατριβή έχουμε την πεποίθηση ότι αποτελεί χρήσιμο εργαλείο για μηχανικούς ασύρματων συστημάτων, ιδιαίτερα σε ότι αφορά το σχεδιασμό και τη βελτιστοποίηση των συστημάτων της ειδικότητάς τους.

## 1.2 Σκοπιμότητα της διατριβής

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η σκοπιμότητα της παρούσας διατριβής και η συμβολή των αποτελεσμάτων που παρήγαγε η έρευνα στον τομέα των ασύρματων συνεργατικών συστημάτων μετάδοσης. Τα αποτελέσματα αφορούν την αξιολόγηση της επίδοσης συνεργατικών δικτύων  $AF$  με τη βοήθεια *i)* της ενεργού χωρητικότητας, σε σύστημα όπου οι πηγαίοι κόμβοι λειτουργούν ως πομποί αλλά και ως αναμεταδότες και *ii)* της εργοδικής χωρητικότητας, σε σύστημα με ατέλειες υλικού σε περιβάλλον διαλείψεων.

### 1.2.1 Ενεργός χωρητικότητα συστημάτων πολλαπλών κόμβων υπό την επίδραση ομοδιαυλικής παρεμβολής

Εξετάζεται ένα σύστημα το οποίο αποτελείται από πολλαπλούς κόμβους πηγών και προορισμών και το οποίο αποτελεί χαρακτηριστικό παράδειγμα ενός συστήματος έξυπνων μεταφορών. Το δίκτυο λειτουργεί παρουσία διαλείψεων Rayleigh και χρησιμοποιεί κόμβους διπλασιασμού διαίρεσης συχνότητας που έχουν τη δυνατότητα ταυτόχρονης εκπομπής και λήψης σε διαφορετικές συχνότητες. Οι

αναμεταδότες λειτουργούν υπό την επίδραση ομοδιαυλικής παρεμβολής και θερμικού θορύβου, ενώ οι κόμβοι προορισμού λειτουργούν υπό την αρνητική επίδραση του θορύβου και μόνο. Προκειμένου να συνδυαστούν τα σήματα εισόδου, χρησιμοποιούνται τρεις τεχνικές προκωδικοποίησης, *i*) εξαναγκασμού στο μηδέν (zero forcing,  $ZF$ ) *ii*) διαφορισμός μέγιστου λόγου (maximal-ratio combining,  $MRC$ ) και *iii*) ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean-squared error,  $MMSE$ ). Κάθε αναμεταδότης προωθεί το το σήμα πληροφορίας χρησιμοποιώντας την τεχνική του μεγίστου λόγου εκπομπής (maximum-ratio transmission,  $MRT$ ). Στη συγκεκριμένη εργασία εξάγονται αναλυτικές εκφράσεις για την ενεργό χωρητικότητα για κάθε μία από τις προαναφερθείσες τεχνικές προκωδικοποίησης. Για την τεχνική  $ZF/MRT$  *i*) υπολογίζεται ακριβής αναλυτική έκφραση της ενεργού χωρητικότητας, *ii*) ορίζονται φράγματα, τα οποία για υψηλές τιμές του  $SNR$  προσεγγίζουν επαρκώς τις ακριβείς αναλυτικές εκφράσεις, *iii*) μελετάται το πρόβλημα της βέλτιστης κατανομής ισχύος, η οποία μεγιστοποιεί την από άκρο σε άκρο ενεργό χωρητικότητα. Για τις τεχνικές  $MRC/MRT$  και  $MMSE/MRT$ , υπολογίζονται προσεγγιστικές, αλλά εξαιρετικά ακριβείς, αναλυτικές εκφράσεις της ενεργού χωρητικότητας, σε κλειστή μορφή. Με τη βοήθεια των εξαχθέντων σχέσεων, γίνεται σύγκριση της επίδοσης του συστήματος, μεταξύ των τριών τεχνικών προκωδικοποίησης. Η τεχνική  $MMSE/MRT$  τοποθετείται πρώτη μεταξύ των τριών, ακολουθούμενη από τις  $ZF/MRT$  και  $MRC/MRT$ , ενώ καθώς αυξάνεται ο αριθμός των κόμβων αναμετάδοσης η επίδοση του καναλιού για τα σχήματα προκωδικοποίησης  $MMSE$  και  $ZF$ , τείνει να εξισωθεί.

### 1.2.2 Γενικές εκφράσεις της εργοδικής χωρητικότητας συνεργατικού συστήματος με ατέλειες υλικού

Αναπτύσσεται μια θεωρητική μεθοδολογία βασισμένη στη ροπογεννήτρια συνάρτηση, για την αξιολόγηση της επίδοσης, με τη βοήθεια της εργοδικής χωρητικότητας, ενός συστήματος διπλού άλματος, το οποίο λειτουργεί υπό την επίδραση διαλείψεων και μη ιδανικού υλικού. Η μεθοδολογία που αναπτύσσεται είναι ιδιαίτερα ευέλικτη, επειδή μπορεί να εφαρμοστεί για οποιοδήποτε μοντέλο διαλεί-



ψεων και παρεμβολών, καθώς επίσης και για όλες τις γνωστές τεχνικές MIMO/διαφορισμού, αρκεί να μπορεί να υπολογιστεί η ροπογεννήτρια συνάρτηση του  $SNR$  και του αντιστρόφου  $SNR$  σε κάθε ζεύξη. Ως εφαρμογές της παραπάνω θεωρητικής μελέτης, εξετάζονται δύο ασύρματα συστήματα. *i)* Ένα σύστημα με αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους, με πολλαπλές κεραίες τόσο στον αναμεταδότη όσο και στον δέκτη. Η επίδοση του αναμεταδότη επηρεάζεται από παρεμβολές ενώ η επίδοση του προορισμού παρουσία προσθετικού θορύβου, και *ii)* Ένα σύστημα  $AF$  πολλαπλών πομπών και δεκτών, όπου ο αναμεταδότης είναι μεταβλητού ή σταθερού κέρδους. Η επίδοση του συστήματος μετράται με τη βοήθεια της ενεργού χωρητικότητας.

Οι σχετικές μέχρι τώρα ερευνητικές εργασίες, για τέτοια συστήματα μετάδοσης, παρουσιάζουν στενά άνω ή κάτω όρια και ασυμπτωτικές εκφράσεις για την εργοδική χωρητικότητα. Στη συγκεκριμένη εργασία εξάγονται αναλυτικές εκφράσεις της εργοδικής χωρητικότητας, συστημάτων  $AF$  με ατέλειες υλικού και αναμεταδότη σταθερού ή μεταβλητού κέρδους. Οι εκφράσεις αυτές είναι αρκετά γενικές και ισχύουν για οποιοδήποτε μοντέλο καναλιού διαλείψεων. Επιπλέον εξάγονται απλές εκφράσεις κλειστής μορφής για κανάλια διαλείψεων Rayleigh με αναμεταδότη σταθερού κέρδους και Nakagami-0.5 με αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους.

### 1.3 Οργάνωση της διατριβής

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται η δομή της διδακτορικής διατριβής, όπου δίνονται πληροφορίες για το περιεχόμενο των κεφαλαίων, επικεντρώνοντας στις βασικές έννοιες και στα αποτελέσματα που έχουν εξαχθεί κατά τη διάρκεια της έρευνας.

Στο δεύτερο κεφάλαιο, παρουσιάζονται βασικές έννοιες που διέπουν τις ασύρματες επικοινωνίες. Γίνεται αναφορά σε βασικούς παράγοντες παρεμβολών κατά τη μετάδοση του σήματος, σε μοντέλα περιβαλλόντων ομοιόμορφης σκέδασης, καθώς επίσης και στις τεχνικές διαφορισμού ασύρματων καναλιών. Το δεύτερο κεφάλαιο ολοκληρώνεται με μια σύντομη περιγραφή του συνεργατικού διαφορι-

σμού.

Το τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζει αναλυτικότερα την έννοια των συνεργατικών δικτύων καθώς και τον τρόπο λειτουργίας τους. Τέλος, γίνεται αναλυτική περιγραφή των δύο βασικότερων πρωτοκόλλων που χρησιμοποιούνται στις συνεργατικές επικοινωνίες.

Στο τέταρτο κεφάλαιο εξάγονται σχέσεις που περιγράφουν την ενεργό χωρητικότητα συνεργατικού συστήματος  $AF$  πολλαπλών κόμβων εκπομπής και λήψης, υπό την επίδραση διαλείψεων Rayleigh και ομοδιαυλικών παρεμβολών. Οι εξαγόμενες σχέσεις αφορούν τρεις διαφορετικές τεχνικές προκωδικοποίησης. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με παρουσίαση προσομοιώσεων των εξαχθέντων αποτελεσμάτων.

Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται πρωτότυπες αναλυτικές εκφράσεις για την εργοδική χωρητικότητα ενός συνεργατικού συστήματος  $AF$  με ατέλειες υλικού, σε περιβάλλον γενικευμένων διαλείψεων. Τα αποτελέσματα εφαρμόζονται σε δύο διαφορετικές αρχιτεκτονικές μετάδοσης και η ορθότητά τους αποδεικνύεται μέσα από την παρουσίαση των αντίστοιχων προσομοιώσεων.

Η διατριβή ολοκληρώνεται με το έκτο κεφάλαιο, το οποίο, παρουσιάζει συνοπτικά τα κυριότερα αποτελέσματα της συνολικής ερευνητικής εργασίας, καθώς επίσης και μελλοντικές ερευνητικές προσπάθειες που πρόκειται να ακολουθήσουν.

## 1.4 Επιστημονικές δημοσιεύσεις

Στα πλαίσια της εκπόνησης της παρούσας διδακτορικής διατριβής τα κυριότερα επιστημονικά ευρήματα, δημοσιεύθηκαν σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά με τη διαδικασία των κριτών, που θεωρούνται ως από τα εγκυρότερα στο χώρο της επιστήμης των τηλεπικοινωνιών και παρατίθενται ακολούθως:

1. Georgia P. Karatza, Kostas P. Peppas and Nikos C. Sagias, "Effective Capacity of Multi-Source Multi-Destination Cooperative Systems Under Co-Channel Interference," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol: 67, issue: 9, pages: 8411–8421, Sept. 2018.

2. Georgia P. Karatza, Kostas P. Peppas, Nikos C. Sagias and George V. Tsoulos  
“Unified Ergodic Capacity Expressions for AF Dual-Hop Systems with Hardware Impairments,” *IEEE Communications Letters*, vol: 23, issue: 6, pages: 1057–1060, June 2019.



# ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ

---

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται σύντομη αναφορά στα χαρακτηριστικά των ασύρματων δικτύων και στους παράγοντες που χαρακτηρίζουν τις ασύρματες ζεύξεις. Παρουσιάζονται δύο σημαντικά στατιστικά μοντέλα διαλείψεων, το μοντέλο Rayleigh και το μοντέλο Nakagami- $m$ , τα οποία και χρησιμοποιούνται στην παρούσα διατριβή. Γίνεται αναφορά σε βασικά μέτρα επίδοσης καθώς και στις τεχνικές διαφορισμού και τις μεθόδους υλοποίησης τους. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται κάνοντας αναφορά στις ατέλειες του υλικού (hardware impairments) του πομποδέκτη και τις επιπτώσεις που έχουν σε μια ασύρματη μετάδοση. Να σημειωθεί, πως η ασύρματη επικοινωνία καθώς και οι αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούνται για την βέλτιστη μετάδοση ενός σήματος, έχουν μελετηθεί εκτενώς στην πρόσφατη βιβλιογραφία [30–36].

## 2.1 Εισαγωγή

Οι ασύρματες επικοινωνίες είναι ένας από τους σημαντικότερους και ταχύτερα αναπτυσσόμενους κλάδους των τηλεπικοινωνιών. Συγκεκριμένα, η νέα γενιά ασύρματων συσκευών έχει σημειώσει σημαντικές προόδους σε ότι αφορά το μέγεθος, την ταχύτητα και την αξιοπιστία της σύνδεσης καθώς και τις εφαρμογές που μπορούν να υποστηρίξουν [31]. Οι προκλήσεις που αντιμετωπίζουν οι σύγ-

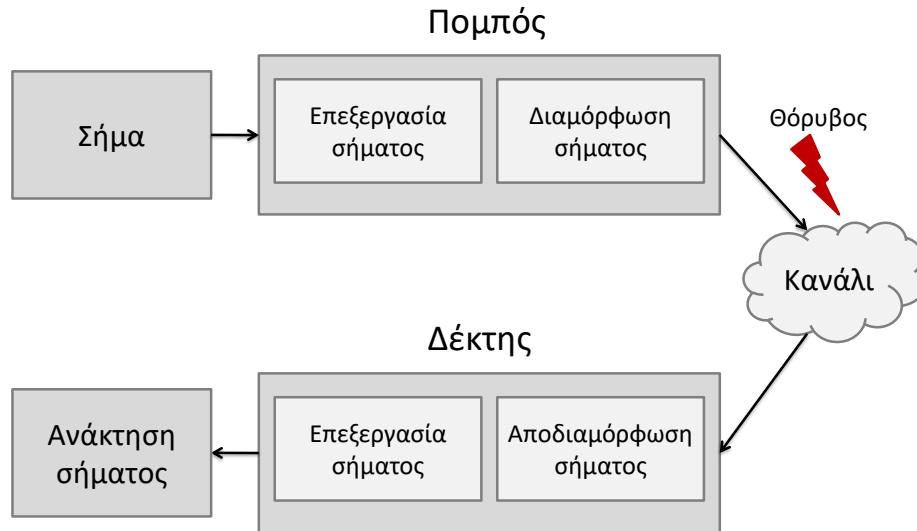
χρονες ασύρματες επικοινωνίες αφορούν τη βέλτιστη κατανομή του διαθέσιμου ραδιοφάσματος, την μείωση της επίδρασης των διαλείψεων και των παρεμβολών, την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης των δεδομένων, την εξασφάλιση ποιότητας υπηρεσίας και υψηλής αξιοπιστίας και την ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης ενέργειας. Νέες αρχιτεκτονικές ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων κάνουν την εμφάνισή τους για την αντιμετώπιση των παραπάνω προκλήσεων. Οι αρχιτεκτονικές μετάδοσης δεδομένων από σημείο-σε-σημείο (point-to-point), οι οποίες χρησιμοποιούν έναν κεντρικό σταθμό βάσης, αντικαθίστανται σταδιακά από αρχιτεκτονικές άνευ υποδομής (ad-hoc), όπου κάθε κόμβος μπορεί να προωθήσει τα δεδομένα οποιουδήποτε άλλου κόμβου προς τον προορισμό τους.

Η τεχνική πολλαπλών πηγών-πολλαπλών προορισμών (Multiple Input- Multiple Output, MIMO), είναι από τις πιο σημαντικές εξελίξεις στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες και υπόσχεται βελτιωμένη αξιοπιστία και υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Ως εκ τούτου, οι τεχνικές MIMO χρησιμοποιούνται ευρέως σε σύγχρονα ασύρματα συστήματα όπως το *LTE* και το *WiMax*. Οι συνεργατικές επικοινωνίες αποτελούν επέκταση των βασικών αρχών των συστημάτων MIMO σε καταμεμημένα συστήματα με κόμβους μίας κεραίας. Τα συστήματα αυτά διατηρούν τα πλεονεκτήματα των συμβατικών συστημάτων MIMO, δηλαδή βελτιωμένη αξιοπιστία και υψηλό ρυθμό μετάδοσης, χωρίς αύξηση της ισχύος εκπομπής. Ένα επιπρόσθετο πλεονέκτημα των συνεργατικών συστημάτων σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα MIMO, είναι η αύξηση της περιοχής κάλυψης του δικτύου.

## 2.2 Ασύρματη Επικοινωνία

Ασύρματη επικοινωνία είναι η μεταφορά πληροφορίας μεταξύ απομακρυσμένων σημείων χωρίς τη χρήση αγωγών ή καλωδίων. Το σήμα πληροφορίας μεταφέρεται μεταξύ των κόμβων μέσω ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, τα οποία μεταδίδονται μέσω της ατμόσφαιρας της γης ή του διαστήματος. Ένα αντιπροσωπευτικό παράδειγμα φαίνεται στο σχήμα 2.2.1

- Ο πομπός διαμορφώνει το προς μετάδοση σήμα στην κατάλληλη κυματο-

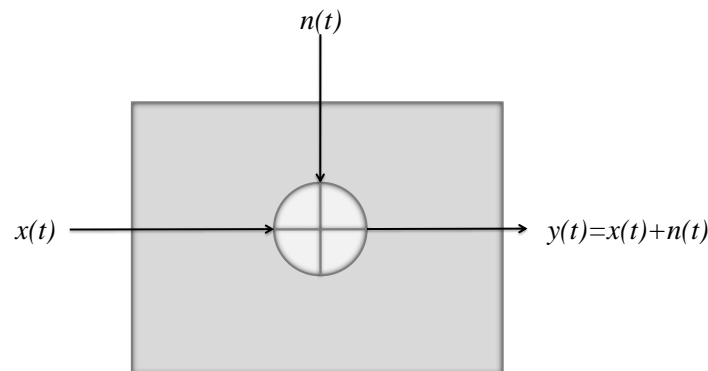


Σχήμα 2.2.1: Ασύρματο Σύστημα Επικοινωνίας

μορφή για να μεταδοθεί μέσα από το φυσικό κανάλι.

- Το κανάλι επικοινωνίας είναι το φυσικό μέσο που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση της πληροφορίας από τον πομπό στο δέκτη. Κανάλι μπορεί να νοείται ο αέρας ή οι μικροκυματικές ραδιοζεύξεις. Το σήμα περνώντας μέσα από το κανάλι αλλοιώνεται λόγω διαλείψεων και απωλειών διαδρομής.
- Ο δέκτης αποδιαμορφώνει την λαμβανόμενη κυματομορφή και λαμβάνει τελικά την πληροφορία που εξέπεμψε ο πομπός.

Το ασύρματο κανάλι επηρεάζεται αρχικά από την «συμπεριφορά» των κόμβων, δηλαδή από την μεταξύ τους απόσταση, από την κίνησή τους, από το αν βρίσκονται ή όχι σε οπτική επαφή. Το περιβάλλον είναι ένας ακόμα παράγοντας ο οποίος μπορεί να επηρεάσει τη μετάδοση ενός σήματος κι αυτό γιατί τα εμπόδια που παρεμβάλλονται προκαλούν παραμορφώσεις στο εκπεμπόμενο σήμα. Η παρουσία αντικειμένων προκαλεί φαινόμενα όπως διάθλαση, ανάκλαση, περίθλαση και σκέδαση του σήματος, τα οποία έχουν σαν αποτέλεσμα την εξασθένιση και την



Σχήμα 2.2.2: Κανάλι προσθετικού θορύβου

παραμόρφωσή του πλάτους ή της φάσης του [37]. Στη συνέχεια γίνεται αναλυτική αναφορά στις σημαντικότερες αιτίες παραμόρφωσης ενός εκπεμπόμενου σήματος.

### 2.2.1 Λευκός Προσθετικός Γκαουσιανός Θόρυβος

Κάποιες αλλοιώσεις στο εκπεμπόμενο σήμα, προκαλούνται από ανεξέλεγκτες παρεμβολές του περιβάλλοντος του διαύλου επικοινωνίας και προστίθενται στο σήμα σαν θόρυβος, σχήμα 2.2.2, με αποτέλεσμα την πρόκληση σφαλμάτων μετάδοσης ή ακόμη και διακοπή της επικοινωνίας [38]. Χαρακτηριστικά παραδείγματα αλλοιώσεων αυτού του τύπου είναι ο προσθετικός λευκός Γκαουσιανός θόρυβος (Additive-White-Gaussian-Noise, *AWGN*) και οι παρεμβολές από φυσικά αίτια διαφορετικής προέλευσης [31]. Η παρακάτω σχέση περιγράφει με αλγεβρικό τρόπο τη σχέση μεταξύ του λαμβανόμενου σήματος  $y(t)$  και του εκπεμπόμενου σήματος  $x(t)$  όταν έχει προστεθεί θόρυβος *AWGN*  $n(t)$  στο κανάλι

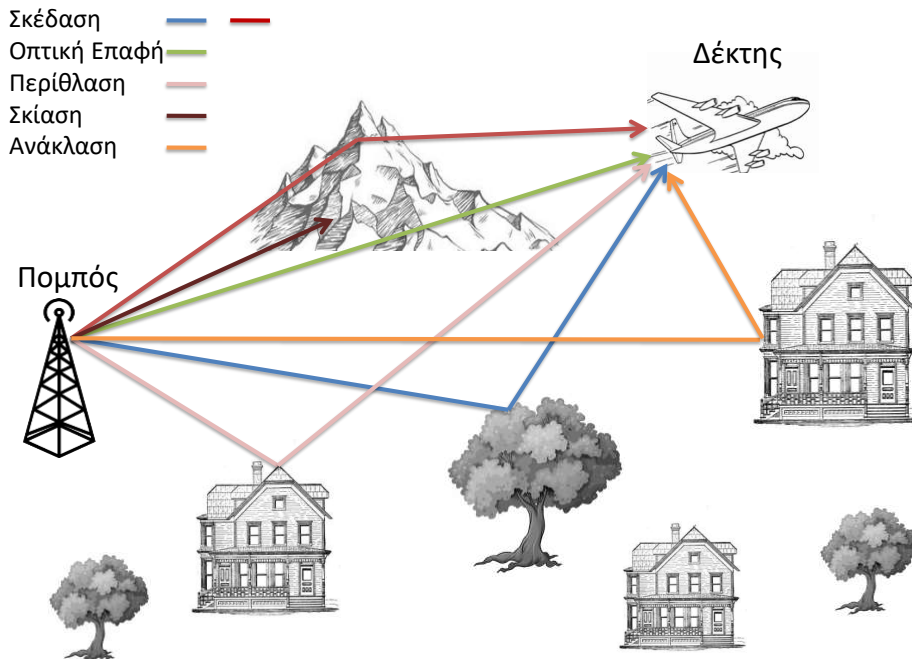
$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (2.1)$$



Ο *AWGN* θεωρείται η απλούστερη μορφή θορύβου, διότι μπορεί εύκολα να μοντελοποιηθεί. Ο θόρυβος  $n(t)$  που προστίθεται στο σήμα  $x(t)$  είναι μια τυχαία διαδικασία η οποία μοντελοποιείται ως τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί την Γκαουσιανή κατανομή. Αυτός ο τύπος θορύβου χρησιμοποιείται προκειμένου να μοντελοποιηθεί ο θερμικός θόρυβος στην είσοδο του δέκτη. Ο *AWGN* χρησιμοποιείται επίσης σε ορισμένες περιπτώσεις για τη μοντελοποίηση κάποιων παρεμβολών μεταξύ των χρηστών, ακόμα και αν αυτές δεν ακολουθούν, αλλά περιγράφονται ως η χειρίστη περίπτωση από την Γκαουσιανή κατανομή [31].

### 2.2.2 Απώλειες Διάδοσης

Η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά κανάλια διέπεται από μηχανισμούς όπως η ανάκλαση, η περίθλαση και η σκέδαση [37]. Το φαινόμενο της ανάκλασης, λαμβάνει χώρα όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει πάνω σε εμπόδιο όπου η επιφάνεια του είναι πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με το μήκος του, π.χ. η επιφάνεια της γης, μεγάλα κτίρια, βουνά. Η περίθλαση είναι το φαινόμενο, κατά το οποίο το ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε επιφάνεια αιχμηρή, με αποτέλεσμα τη δημιουργία δευτερογενών κυμάτων τα οποία φτάνουν στον δέκτη, ακόμα και αν δεν υπάρχει καμία οπτική επαφή με τον πομπό. Σκέδαση έχουμε όταν τα μεταδιδόμενα κύματα προσπίπτουν σε εμπόδια των οποίων οι διαστάσεις είναι ίδιας ή μικρότερης τάξης μεγέθους από το μήκος κύματος του σήματος και προκαλεί την πολλαπλή αλλαγή κατεύθυνσης της ενέργειας, π.χ. τα σήματα οδικής κυκλοφορίας, οι λαμπτήρες φωτισμού των δρόμων, τα φυλλώματα των δέντρων κ.τ.λ. Σε ένα περιβάλλον με ανακλάσεις, σκεδάσεις ή περιθλάσεις, κάθε αντίγραφο του εκπεμπόμενου σήματος ακολουθεί διαφορετική διαδρομή για να φτάσει στη κεραία του δέκτη, σχήμα 2.2.3. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, κάθε ένα από τα αντίγραφα του σήματος να έχουν υποστεί διαφορετική εξασθένιση και διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις. Στην περίπτωση αυτή, το σήμα υφίσταται διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading). Η συμβολή όλων αυτών των κυμάτων έχει σαν αποτέλεσμα ένα σήμα, του οποίου το πλάτος, η φάση και η ισχύς του, να μεταβάλλονται απρόβλεπτα, τόσο στο χώρο όσο και το

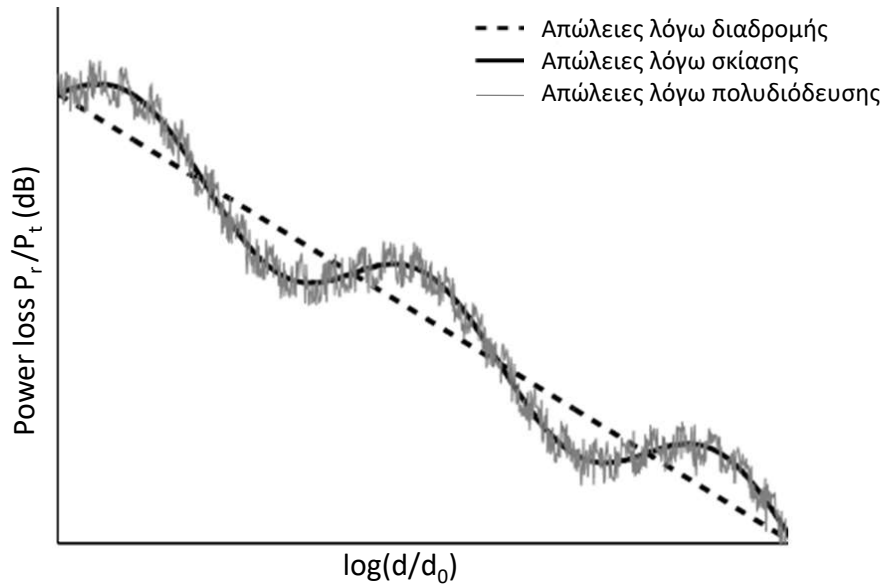


Σχήμα 2.2.3: Οι μηχανισμοί της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης, στη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων

χρόνο. Οι παραπάνω μηχανισμοί οδηγούν στην δημιουργία των εξής φαινομένων απωλειών και παραμορφώσεων του εκπεμπόμενου σήματος [30, 39]:

- Στις απώλειες λόγω διαδρομής (path-loss,  $PL$ ), οι οποίες προκαλούνται από την εξασθένηση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος κατά τη διάδοσή του στο χώρο.
- Στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large-scale fading), οι οποίες οφείλονται στη μορφολογία του εδάφους και την ύπαρξη μεγάλων εμποδίων μεταξύ πομπού καιδέκτη, γνωστές και ως σκίαση.
- Στις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading) ή πολλαπλών διαδρομών, οι οποίες είναι αποτέλεσμα της συμβολής δύο ή περισσότερων αντιγράφων του μεταδιδόμενου σήματος, που φτάνουν στο δέκτη.

Στο σχήμα 2.2.4, απεικονίζονται τα φαινόμενα απωλειών λόγω διαδρομής, σκίασης και πολυδιάδοσης με τη βοήθεια του λόγου της ισχύος λήψης προς την ισχύ



Σχήμα 2.2.4: Απώλειες διάδοσης λόγω απόστασης, σκίασης και πολυδιάδοσης

εκπομπής, σε dB, συναρτήσσει της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, σε λογαριθμική κλίμακα [40]. Μπορούμε να δούμε ότι η μακροπρόθεσμη μέση ισχύ λήψης μειώνεται με την απόσταση διάδοσης, ενώ μεγάλης κλίμακας και μικρής κλίμακας διαταραχή στην ισχύ λήψης επίσης υπάρχει λόγω σκίασης και εξασθένησης πολλαπλών διαδρομών, αντίστοιχα.

### Εξασθένηση λόγω απόστασης

Όταν πομπός και δέκτης έχουν οπτική επαφή (line-of-sight), που σημαίνει ότι η εκπομπή του σήματος γίνεται σε ελεύθερο χώρο διάδοσης, η ισχύς λήψης δίνεται από τον νόμο του Friis [32]

$$P_r(d) = \frac{P_t G_r G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \tag{2.2}$$

όπου  $P_r$  είναι η ισχύς λήψης και  $P_t$  είναι η ισχύς εκπομπής, τα  $G_r$  και  $G_t$  είναι τα κέρδη των κεραιών λήψης και εκπομπής αντίστοιχα, το  $d$  είναι η απόσταση των

κεραιών λήψης και εκπομπής και μετράται σε μέτρα ( $m$ ), το  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος του σήματος με μονάδα μέτρησης το μέτρο και το  $L > 1$  είναι ο παράγοντας απωλειών του συστήματος ο οποίος δεν εξαρτάται από τη διάδοση. Από την (2.2) διαπιστώνεται ότι, η λαμβανόμενη ισχύς είναι αντιστρόφως ανάλογη με το τετράγωνο της απόστασης πομπού και δέκτη. Οι απώλειες διαδρομής, περιγράφουν το ποσοστό υποβάθμισης της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος, σε σχέση με την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη  $PL = P_t/P_r$ . Συνήθως, ορίζονται ως η διαφορά, σε dB (decibel), μεταξύ της ισχύος εκπομπής και λήψης και περιγράφονται από τη σχέση [40, εξ.(2.1)]

$$PL_{dB} = 10 \log \left( \frac{P_t}{P_r} \right) \quad (2.3)$$

Σε πραγματικές συνθήκες μετάδοσης, ο χώρος μεταξύ του πομπού και του δέκτη δεν είναι ελεύθερος γι αυτό και οι μέσες απώλειες διαδρομής είναι αντιστρόφως ανάλογες με την απόσταση πομπού και δέκτη υψωμένη σε μια δύναμη  $p$ . Όπου το  $p$ , ορίζεται ως ο εκθέτης απωλειών διαδρομής, παίρνει τιμές από 2 έως και 4 [41] και η τιμή της εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης. Παράγοντες που προσμετρώνται για την εκτίμηση των απωλειών είναι τα ύψη των κεραιών, η συχνότητα λειτουργίας, οι περιβαλλοντικές συνθήκες καθώς και η παρουσία κτηρίων και δέντρων. Προκειμένου να υπολογιστούν οι απώλειες διαδρομής, χρησιμοποιούνται εμπειρικά μοντέλα, τα οποία λαμβάνουν υπόψιν όλους τους παράγοντες που μπορούν να επηρεάσουν μια μετάδοση. Σε πολλές περιπτώσεις ο υπολογισμός των απωλειών πραγματοποιείται με τη χρήση στοχαστικών μοντέλων μετάδοσης.

### Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας

Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας οφείλονται στην ανομοιόμορφη κατανομή του φυσικού ανάγλυφου από βουνά ή από ψηλά κτήρια και γενικότερα από την ύπαρξη μεγάλων αντικειμένων μεταξύ πομπού-δέκτη. Είναι γνωστές και ως σκίαση και η ισχύς που λαμβάνεται στο δέκτη εμφανίζει σχετικά αργά μεταβαλλόμενες διακυμάνσεις. Επειδή η κάθε περιοχή έχει τα δικά της χαρακτηριστικά, οι σκεδάσεις και

οι ανακλάσεις ποικίλουν με αποτέλεσμα να διαφέρουν και οι μεταβολές του σήματος. Για αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται στατιστικά μοντέλα για το χαρακτηρισμό των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας. Εμπειρικά έχει αποδειχθεί ότι το καταλληλότερο μοντέλο για να περιγράψει αυτές τις διακυμάνσεις στη λαμβανόμενη ισχύ, τόσο για το εσωτερικό όσο και για εξωτερικό περιβάλλον διάδοσης, είναι η λογαριθμική κανονική κατανομή (log-normal) [42], [43]. Αν θεωρηθεί ότι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι σταθερή και μεταβάλλονται μόνο τα εμπόδια που βρίσκονται μεταξύ τους, τότε, ο λόγος  $\psi = P_t/P_r$  ακολουθεί την κατανομή log-normal με συνάρτηση πυκνότητας-πιθανότητας [40, εξ.(2.6)]

$$p_{\psi}(\psi) = \frac{10}{\ln(10)\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}\psi} \exp \left[ -\frac{(10 \log_{10}(\psi) - \bar{\psi})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2} \right] \quad (2.4)$$

η οποία περιγράφει τα τυχαία φαινόμενα σκίασης τα οποία προκύπτουν κατόπιν μετρήσεων. Το  $\psi_{dB} \triangleq 10 \log(\psi)$  είναι μια τυχαία Gaussian κατανομή με μέση τιμή  $\bar{\psi}$  (σε dB) και  $\sigma_{\psi_{dB}}$  η τυπική του απόκλιση σε dB, επίσης. Η  $\sigma_{\psi_{dB}}$  εξαρτάται από το περιβάλλον και παίρνει τιμές στο διάστημα [3dB-10dB] [40].

### Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας είναι οι μικρές μεταβολές που παρατηρούνται σε διάφορα χαρακτηριστικά του σήματος όπως, στο πλάτος, τη φάση και τη γωνία άφιξης, καθώς και απότομες μεταβολές της ισχύος λήψης, κατά μήκος αποστάσεων της τάξης μηκών κύματος και σύντομης χρονικής διάρκειας. Οι διαλείψεις αυτές, οφείλονται στην καταστρεπτική ή δημιουργική συμβολή, μεταξύ δύο ή περισσότερων αντιγράφων του εκπεμπόμενου σήματος. Παράγοντες που συμβάλλουν στην εμφάνιση αυτού του τύπου διαλείψεων είναι οι ακόλουθες [32, κεφ.(4)]:

- **Πολυδιόδυση:** Κατά τη μετάδοσή του το σήμα συναντά σκεδαστές, ανακλαστές και εξασθενητές, με αποτέλεσμα να φτάνει στον δέκτη σε πολλαπλά αντίγραφα και σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, αφού έχει περάσει λόγω των παραπάνω από διαφορετικές διαδρομές. Το σήμα που λαμβάνει

τελικά ο δέκτης, είναι το διανυσματικό άθροισμα των ληφθέντων αντιγράφων του σήματος, καθένα από τα οποία έχουν διαφορετικό πλάτος, φάση και καθυστέρηση. Η πολυδιόδευση μπορεί να προκαλέσει επιμήκυνση του χρόνου λήψης του σήματος, με αποτέλεσμα την αλληλοκάλυψη αντιγράφων του λόγω διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference – *ISI*) και άρα υποβάθμιση της ποιότητας του.

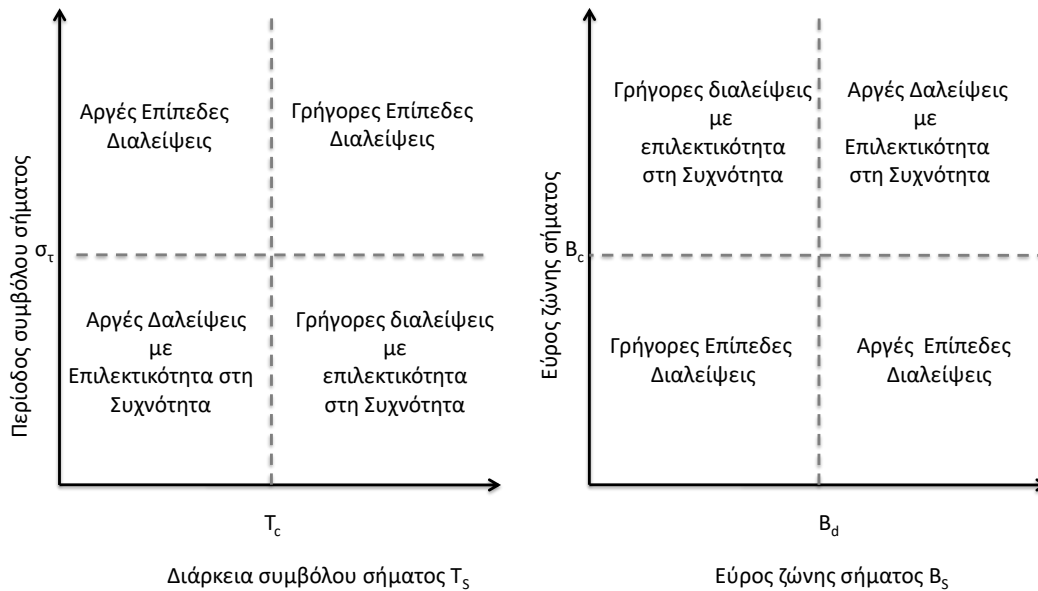
- **Ταχύτητα Κινητού:** Όταν ο σταθμός βάσης και το κινητό βρίσκονται σε σχετική κίνηση μεταξύ τους, προκαλείται τυχαία μεταβολή της συχνότητας των κυμάτων πολλαπλής διαδρομής εξαιτίας του φαινομένου Doppler. Η μετατόπιση Doppler είναι θετική όταν ο δέκτης πλησιάζει τον σταθμό βάσης και αρνητική όταν απομακρύνεται από αυτόν.
- **Ταχύτητα αντικειμένων περιβάλλοντος χώρου:** Η ασύρματη διάδοση επηρεάζεται επίσης από την πιθανή κίνηση των αντικειμένων του περιβάλλοντος χώρου. Αν η ταχύτητα τους είναι μεγαλύτερη από την ταχύτητα του κινητού δέκτη, τότε αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την εμφάνιση χρονικά μεταβαλλόμενης μετατόπισης Doppler στα κύματα πολλαπλής διαδρομής και υπερσχύει στις διαλείψεις μικρής κλίμακας. Στην περίπτωση που η ταχύτητα τους είναι μικρότερη από την ταχύτητα του κινητού δέκτη, η επίπτωση στα αντίγραφα πολυδιόδευσης είναι μικρή και γι αυτό μπορεί να αγνοηθεί και να ληφθεί υπόψιν μόνο η ταχύτητα του δέκτη.
- **Εύρος ζώνης μετάδοσης του σήματος:** Εάν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) του καναλιού, δηλαδή το εύρος συχνοτήτων μέσα στο οποίο δύο ή περισσότερες φασματικές συνιστώσες του καναλιού απόκρισης, επηρεάζονται κατά παρόμοιο τρόπο, τότε οι διαλείψεις μικρής κλίμακας δεν θα είναι σημαντικές, παρά το γεγονός ότι το σήμα θα υποστεί παραμόρφωση. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε κανάλι διαλείψεων με επιλεκτικότητα στη συχνότητα (frequency selective channel), το οποίο λέγεται ευρυζωνικό κανάλι (broadband channel). Εάν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι

μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού, επηρεάζονται από τις ίδιες μεταβολές - αποσβέσεις. Μέσα σε αυτό το εύρος συχνοτήτων, ο διαυλος θεωρείται επίπεδος (flat-fading channel), δηλαδή με σταθερές διαλείψεις και λέγεται κανάλι στενής ζώνης (narrowband channel). Πότε ένα κανάλι χαρακτηρίζεται ως σταθερών διαλείψεων ή ευρυζωνικό, εξαρτάται από την εξάπλωση καθυστέρησης του καναλιού αλλά και από τα χαρακτηριστικά του σήματος κατά την εκπομπή του στο κανάλι. Το εύρος ζώνης συνοχής διαφέρει από περιοχή σε περιοχή π.χ αστική-ημιαστική-αγροτική, λόγω της διαφορετικής μορφολογίας.

Η εξάπλωση καθυστέρησης του καναλιού (channel delay spread) είναι το μέγεθος με το οποίο μετράται το διάστημα μέσα στο οποίο κινείται το προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Η παρακάτω σχέση συνδέει το εκπεμπόμενο σήμα  $x(t)$  με το λαμβανόμενο  $y(t)$  [31, εξ.(1.4)]

$$y(t) = \sum_{i=1}^L h_i(t)x(t - \tau_i(t)) \quad (2.5)$$

όπου  $h_i(t)$  είναι η κρουστική απόκριση της  $i$  διαδρομής τη χρονική στιγμή  $t$ ,  $\tau_i$  είναι η χρονική καθυστέρηση στην αντίστοιχη διαδρομή και  $L$  είναι ο αριθμός των διαδρομών που αναλύει τελικά ο δέκτης. Η μέγιστη τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης του καναλιού, είναι ο χρόνος μεταξύ του πρώτου αντιγράφου του σήματος που λαμβάνεται από τον δέκτη και του τελευταίου. Δίνει μια περιγραφή για τη διασπορά των καθυστερήσεων στο πεδίο του χρόνου και έτσι γίνεται γνωστό το εύρος συχνοτήτων μέσα στο οποίο το κανάλι δεν αλλάζει σημαντικά. Αν η διάρκεια των συμβόλων του σήματος είναι μεγαλύτερη από το delay spread, τότε τα σύμβολα υποφέρουν από διασυμβολική παρεμβολή. Η εξάπλωση καθυστέρησης παρουσιάζει το εξής μειονέκτημα, υπάρχουν σήματα τα οποία περνούν από πολύπαθες διαδρομές, με αποτέλεσμα να έχουν υποστεί τέτοια εξασθένιση ώστε να μην λαμβάνονται τελικά από τον δέκτη. Γι αυτό και εισάγεται η έννοια της ενεργού εξάπλωσης καθυστέρησης (*rms* delay spread), η οποία δίνει μια πιο σωστή προσέγγιση του εύρους των καθυστερήσεων, αφού εξηγείται διαισθητικά ως η μέση



Σχήμα 2.2.5: Διαλείψεις μικρής κλίμακας σε σχέση με την περίοδο του σήματος και το εύρος ζώνης του

τιμή της διαφοράς δύο χρονικών στιγμών με αξιόλογη ισχύ.

Ο χρόνος συνοχής (coherence time) και το φάσμα Doppler (Doppler spectrum), περιγράφουν σε διαλείψεις μικρής κλίμακας πώς μεταβάλλεται χρονικά ο διάυλος, στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας αντίστοιχα. Ο χρόνος συνοχής είναι το χρονικό διάστημα στο οποίο η κρουστική απόκριση του καναλιού παραμένει αμετάβλητη. Εντός του χρόνου συνοχής δύο λαμβανόμενα σήματα έχουν μεγάλη δυνατότητα να εμφανίζουν συσχέτιση πλάτους. Το φάσμα Doppler είναι ο μετασχηματισμός Fourier του χρόνου συνοχής στο πεδίο της συχνότητας και εμφανίζεται όταν μεταβάλλεται η συχνότητα του ληφθέντος σήματος λόγω κίνησης του δέκτη. Στο σχήμα 2.2.5 παρουσιάζονται διαλείψεις μικρής κλίμακας σε σχέση με με την περίοδο και το εύρος ζώνης του σήματος, όπου  $c$  ο χρόνος συνοχής του καναλιού και  $B_d$  η εξάπλωση Doppler. Γίνεται σαφές ότι, όταν  $B_s > B_c$  τότε οι διαλείψεις είναι συχνο-επιλεκτικές, σε αντίθετη περίπτωση είναι

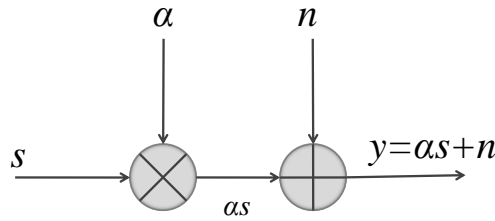


επίπεδες. Επίσης, όταν  $T_s > T_c$  δηλαδή όταν η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου είναι μεγαλύτερη από το σύμφωνο χρόνο του καναλιού, τότε οι διαλείψεις είναι γρήγορες (fast fading), αν όχι, είναι αργές (slow fading). Η εξάπλωση καθυστέρησης  $\sigma_\tau$  στο πεδίο του χρόνου, είναι το αντίστοιχο  $B_c$  στο πεδίο της συχνότητας. Η διάκριση μεταξύ αργής και γρήγορης εξασθένισης είναι σημαντική για τη μαθηματική μοντελοποίηση διαύλων εξασθένισης και για την αξιολόγηση της επίδοσης των συστημάτων επικοινωνίας που λειτουργούν μέσω αυτών των καναλιών [30]. Στην παρούσα διατριβή θεωρήθηκε ότι τα κανάλια λειτουργούν παρουσία επίπεδων διαλείψεων.

### 2.2.3 Στατιστικά μοντέλα διαλείψεων

Τα στατιστικά μοντέλα διαλείψεων έρχονται να καλύψουν την αδυναμία, λόγω πολυπλοκότητας, ακριβούς μαθηματικής περιγραφής του multipath fading. Χρησιμοποιούν μεθόδους από τη θεωρία πιθανοτήτων και τη στατιστική, όπως για παράδειγμα τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function, *PDF*), τους στατιστικούς μέσους και τη ροπογεννήτρια συνάρτηση (moments generating function, *MGF*), με σκοπό να ποσοτικοποιήσουν την επίδραση των διαλείψεων σε ένα ασύρματο σύστημα μετάδοσης. Όταν οι διαλείψεις μικρής κλίμακας επηρεάζουν συστήματα στενής ζώνης, το λαμβανόμενο πλάτος της φέρουσας διαμορφώνεται από το πλάτος  $\alpha$  των διαλείψεων, όπου  $\alpha$  είναι τυχαία μεταβλητή με μέση τετραγωνική τιμή  $\Omega = \mathbb{E}\langle\alpha^2\rangle$ . Το σήμα αφού διέλθει από ένα κανάλι διαλείψεων, παραμορφώνεται στο δέκτη από τον *AWGN*, ο οποίος θεωρείται τυπικά, στατιστικά ανεξάρτητος από το πλάτος των διαλείψεων  $\alpha$  και χαρακτηρίζεται από φασματική πυκνότητα ισχύος μιας πλευράς  $N_0$  (Watts/Hertz) σχήμα 2.2.6. Αν  $s$  είναι το εκπεμπόμενο σήμα και  $n$  ο θόρυβος του καναλιού, το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης δίνεται από τη σχέση

$$y = \alpha s + n \quad (2.6)$$



Σχήμα 2.2.6: Παραμόρφωση σήματος λόγω διαλείψεων μικρής κλίμακας

Το στιγμιαίο  $SNR$  ανά σύμβολο ορίζεται ως

$$\gamma = \alpha^2 \frac{P}{N_0} \quad (2.7)$$

όπου  $\alpha^2$  είναι η λαμβανόμενη στιγμιαία ισχύς του σήματος και  $P = \mathbb{E}\langle |s|^2 \rangle$  η ενέργεια του συμβόλου, με  $|\cdot|$  η απόλυτη τιμή ή το μέτρο μιγαδικού βαθμωτού. Αρχικά είναι γνωστή η  $PDF$  της τυχαίας μεταβλητής  $\alpha$ , χρησιμοποιώντας τη σχέση

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{f_\alpha(\sqrt{\Omega \gamma / \bar{\gamma}})}{2 \sqrt{\bar{\gamma} \gamma / \Omega}} \quad (2.8)$$

πραγματοποιείται αλλαγή μεταβλητών και λαμβάνεται η  $PDF$  του  $\gamma$

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν βασικά στατιστικά μοντέλα διαλείψεων που χρησιμοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια της έρευνας της παρούσας διατριβής.

### Το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh

Στο στατιστικό μοντέλο διαλείψεων Rayleigh οι σκεδαστές είναι ομοιόμορφα κατανομημένοι γύρω από τον δέκτη. Στο περιβάλλον αυτό, θεωρείται ότι δεν υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής (line-of-sight,  $LoS$ ) από πομπό προς δέκτη. Χρησιμοποιώντας το κεντρικό οριακό θεώρημα, οι συμφασικές και ορθογώνιες συνιστώσες των σημάτων που λαμβάνονται από τον δέκτη, μοντελοποιούνται σαν μια Γκαουσιανή κατανομή [44]. Η  $PDF$  του πλάτους του καναλιού το οποίο ακολουθεί

κατανομή Rayleigh, δίνεται από τη σχέση [45, εξ.(1)]

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right) \quad (2.9)$$

όπου  $\alpha \geq 0$  και  $\Omega$  η παράμετρος κλίμακας (scaling parameter) του καναλιού. Η *PDF* της στιγμιαίας τιμής του *SNR*,  $\gamma$  (2.7), ακολουθεί εκθετική κατανομή και περιγράφεται από τη σχέση

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (2.10)$$

Γνωρίζοντας ότι με τη βοήθεια της *PDF* της  $\gamma$ , η *MGF* ορίζεται ως

$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(\gamma) \exp(-s \gamma) d\gamma \quad (2.11)$$

προκύπτει ότι η *MGF* του  $\gamma$  δίνεται από τη σχέση

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

και οι ροπές από την

$$\mu_{\gamma}(n) = \Gamma(1 + n) \bar{\gamma}^n \quad (2.13)$$

Στην παραπάνω σχέση,  $\Gamma(\cdot)$  είναι η συνάρτηση γάμα [1,εξ. (8.310/1)]

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} \exp(-t) t^{x-1} dt \quad (2.14)$$

Το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh περιγράφει με μεγάλη ακρίβεια πειραματικά δεδομένα για ασύρματα κινητά συστήματα όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη [39]. Εφαρμόζεται στη μοντελοποίηση πολλαπλών διαδρομών που ακολουθούν ηλεκτρομαγνητικά κύματα, λόγω των φαινομένων της ανάκλασης και της διάθλασης, από την ιονόσφαιρα [46,47], την τροπόσφαιρα [30,48]. Επίσης εφαρμόζεται, στις ασύρματες ζεύξεις μεταξύ πλοίων, τα οποία βρίσκονται σε μακρινή απόσταση και δεν έχουν οπτική επαφή [49].

### Το μοντέλο διαλείψεων Nakagami- $m$

Για το συγκεκριμένο μοντέλο δεν υπάρχει φυσική ερμηνεία όπως στο Rayleigh. Στην περίπτωση μόνο που ο  $m$  είναι θετικός ακέραιος, δηλαδή  $m \in \mathbb{Z}_+$ , υπάρχει αντιστοίχιση του μοντέλου με την αρχιτεκτονική του περιβάλλοντος διάδοσης, όπου το  $m$  είναι ο αριθμός των διακριτών περιοχών του περιβάλλοντος διάδοσης, στις οποίες είναι συγκεντρωμένοι οι σκεδαστές (clusters). Η κατανομή Nakagami- $m$  προτάθηκε αρχικά ως ένα καθαρά μαθηματικό μοντέλο το οποίο προσαρμόστηκε σε πειραματικά δεδομένα όπως, μετρήσεις πεδίου και ισχύος [30]. Η *PDF* της τυχαίας μεταβλητής  $\alpha$  η οποία ακολουθεί κατανομή Nakagami- $m$ , δίνεται από τη σχέση [45, εξ.(11)]

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2 m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m \alpha^2}{\Omega}\right) \quad (2.15)$$

με  $\alpha \geq 0$  και  $m$  είναι μια παράμετρος που εκφράζει την δριμύτητα των διαλείψεων και συνεπώς την ποιότητα του καναλιού. Το  $m$  παίρνει τιμές όχι μικρότερες του 0.5. Μεταβάλλοντας την τιμή του  $m$ , μοντελοποιούνται καλύτερα και χειρότερα κανάλια από το κανάλι διαλείψεων Rayleigh. Όσο μεγαλύτερο είναι το  $m$ , τόσο καλύτερο είναι το κανάλι. Για  $m = 1$  προκύπτει το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh, ενώ για  $m \rightarrow \infty$  το μοντέλο τείνει προς ένα σταθερό κανάλι.

Η *PDF* της στιγμιαίας τιμής του *SNR*,  $\gamma$  (2.7), ακολουθεί την κατανομή γάμμα και δίνεται από τη σχέση

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m \gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (2.16)$$

με  $\gamma \geq 0$

Η *MGF* της κατανομής Nakagami- $m$  δίνεται από τη σχέση

$$M_{\gamma}(s) = \left(1 + \frac{s \bar{\gamma}}{m}\right)^{-m} \quad (2.17)$$

και οι ροπές από την

$$\mu_{\gamma}(n) = \frac{\Gamma(m+n)}{\Gamma(m) m^n} \bar{\gamma}^n \quad (2.18)$$

Όπως θα καταστεί προφανές, η ειδική περίπτωση  $m = 0.5$ , όπου η κατανομή είναι η μονόπλευρη Gaussian, παρουσιάζει ιδιαίτερο θεωρητικό και πρακτικό ενδιαφέρον για την αξιολόγηση επίδοσης ασύρματων συστημάτων. Η περίπτωση αυτή αντιστοιχεί σε ένα ακραίο σενάριο διάδοσης, οπότε τα αποτελέσματα που προκύπτουν λειτουργούν ως σημείο αναφοράς (benchmark) ως προς τις επιδόσεις που μπορεί να πετύχει το εν λόγω σύστημα. Η κατανομή Nakagami- $m$  περιγράφει με μεγάλη ακρίβεια πειραματικά δεδομένα που αφορούν περιβάλλοντα διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής σε εσωτερικούς χώρους [50] καθώς επίσης και σε εξωτερικούς [51–53].

## 2.3 Μέτρα επίδοσης συστήματος

Όταν σχεδιάζεται ένα σύστημα επικοινωνίας, πρωταρχικός σκοπός είναι να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή επίδοση λαμβάνοντας υπόψιν και τις υπάρχουσες συνθήκες που λαμβάνει χώρα η επικοινωνία. Γι αυτό το λόγο ορίζονται διάφορα μέτρα επίδοσης, η μελέτη των οποίων βοηθά στον καλύτερο σχεδιασμό ενός καναλιού και στην βέλτιστη αξιολόγησή του. Η σπουδαιότητα των μέτρων αυτών, εξαρτάται από τις δυνατότητες που έχουν να περιγράψουν και να αξιολογήσουν ένα κανάλι, λαμβάνοντας υπόψιν διάφορες παραμέτρους.

### 2.3.1 Μέσος λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο

Ο λόγος της ισχύος του σήματος προς την ισχύ του θορύβου (signal-to-noise ratio,  $SNR$ ) είναι ίσως το πιο γνωστό μέτρο επίδοσης ασύρματων συστημάτων. Το  $SNR$ , τις περισσότερες φορές μετράται στην έξοδο του δέκτη και συνεπώς σχετίζεται άμεσα με τη διαδικασία ανίχνευσης σήματος [30]. Επειδή τα ρεαλιστικά συστήματα μετάδοσης λειτουργούν παρουσία διαλείψεων, υπολογίζεται ο μέσος λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο. Μέσος διότι αναφέρεται στη στατιστική μέση τιμή της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας των διαλείψεων. Ως εκ τούτου, ο μέσος λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του δέκτη δίνεται από τη

σχέση [30, εξ.(1.1)]

$$\bar{\gamma} \triangleq \int_0^{\infty} \gamma p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.19)$$

όπου  $\gamma$  είναι το στιγμιαίο  $SNR$  και  $p_{\gamma}(\gamma)$  είναι η  $PDF$  του στιγμιαίου  $SNR$  στην έξοδο του δέκτη. Γνωρίζοντας ότι

$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(\gamma) \exp(-s\gamma) d\gamma \quad (2.20)$$

και παίρνοντας την πρώτη παράγωγο της  $M_{\gamma}(s)$  για  $s = 0$ , προκύπτει ότι [30, εξ.(1.2)]

$$\bar{\gamma} = \left. \frac{dM_{\gamma}(s)}{ds} \right|_{s=0} \quad (2.21)$$

Αξίζει να σημειωθεί πως η παραπάνω προσέγγιση του μέσου  $SNR$  η οποία είναι βασισμένη στην  $MGF$  του  $\gamma$  μπορεί να υπολογιστεί για πολλά είδη καναλιών εξασθένησης, δίνοντας σχέσεις κλειστής μορφής.

### 2.3.2 Πιθανότητα διακοπής επικοινωνίας

Η πιθανότητα διακοπής επικοινωνίας  $P_{out}$  ορίζεται ως η πιθανότητα, η στιγμιαία τιμή του  $SNR$ ,  $\gamma$ , να πέσει κάτω από ένα προκαθορισμένο κατώτατο όριο διακοπής μετάδοσης,  $\gamma_{th}$ . Ο παραπάνω ορισμός περιγράφεται από τη σχέση [30, εξ.(1.4)]

$$P_{out} = \int_0^{\gamma_{th}} p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.22)$$

Αποδεικνύεται ότι η  $P_{out}$  μπορεί να εκφραστεί με τη βοήθεια της  $MGF$  του  $\gamma$  κάνοντας εφαρμογή του αντίστροφου μετασχηματισμού Laplace του λόγου  $M_{\gamma}(s)/s$  για  $\gamma = \gamma_{th}$ , δηλαδή [30, εξ.(1.5)]

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{M_{\gamma}(s)}{s} \exp(s \gamma_{th}) ds \quad (2.23)$$

όπου  $\sigma$  αυθαίρετη παράμετρος η οποία εξασφαλίζει την ύπαρξη του ολοκληρώματος.

### 2.3.3 Εργοδική χωρητικότητα διαύλου

Μια μέθοδος αξιολόγησης της επίδοσης ενός ασύρματου δικτύου, στηρίζεται στη θεωρία της πληροφορίας. Σύμφωνα με την παραπάνω θεωρία ορίζονται οι έννοιες της αυτοπληροφορίας, της αμοιβαίας πληροφορίας και της εντροπίας [31, 38].

Ως αυτοπληροφορία, ορίζεται ο αρνητικός λογάριθμος της πραγματοποίησης ενός διακριτού γεγονότος και δίνεται από τη σχέση [31, εξ. (1.25)]

$$I_X(x) = \log_2 \left[ \frac{1}{P(X=x)} \right] = -\log_2 [P(X=x)] \quad (2.24)$$

Όπου  $P(X=x)$  είναι η πιθανότητα να μεταδοθεί ένα σύμβολο πληροφορίας  $x$ . Η εντροπία ή μέση πληροφορία, ανά σύμβολο πληροφορίας, είναι ο μέσος όρος της αυτοπληροφορίας που συνοδεύει την εμφάνιση κάθε συμβόλου στην έξοδο της πηγής πληροφορίας. Για την διακριτή πηγή, η οποία παριστάνει το σύνολο όλων των διακριτών ενδεχομένων, η εντροπία δίνεται από τη σχέση

$$H(X) = - \sum_{x \in X} P(X=x) \log_2 [P(X=x)] \quad (2.25)$$

και η υπό συνθήκη εντροπία, η οποία περιγράφει τη μέση αβεβαιότητα για την είσοδο  $X$ , με γνωστή την έξοδο  $Y$ , δίνεται από την

$$H(X/Y) = - \sum_{x \in X} P(X=x, Y=y) \log_2 [P(X=x/Y=y)] \quad (2.26)$$

Η διαπληροφορία (ή αμοιβαία πληροφορία μεταξύ εισόδου εξόδου) είναι η μέση ποσότητα πληροφορίας που διοχετεύεται ανά σύμβολο πληροφορίας, μεγιστοποιείται σε περιβάλλον χωρίς θόρυβο και περιγράφεται από τη σχέση

$$I(X; Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} P(X=x, Y=y) \log_2 \left[ \frac{P(X=x, Y=y)}{P(X=x)P(Y=y)} \right] \quad (2.27)$$

Εφαρμόζοντας απλές ιδιότητες της θεωρίας των πιθανοτήτων, η (2.27) γράφεται

$$I(X; Y) = H(X) - H(X/Y) \quad (2.28)$$

όπου  $I(X; Y) \geq 0$ .

Η έννοια της χωρητικότητας εισήχθη από τον Claude Shannon το 1948 στο "A mathematical theory of communication". Η χωρητικότητα ενός διαύλου είναι ο μέγιστος ρυθμός αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας σε ένα δίαυλο και είναι ίση με τη μέγιστη τιμή της διαπληροφορίας, ως προς την κατανομή των πιθανοτήτων της πηγής, δηλαδή

$$C = \max_{P(x_i)} \{I(X; Y)\} = \max \{H(X) - H(X/Y)\} \quad (2.29)$$

Η χωρητικότητα κατά Shannon ενός συνεχούς στο χρόνο καναλιού, δηλαδή ενός καναλιού χωρίς μνήμη, με *AWGN*, δίνεται από τη σχέση [54]

$$C = B \log_2(1 + \gamma) \quad (2.30)$$

με μονάδα μέτρησης bits/δευτερόλεπτο (bit per second, bps). Στην παραπάνω σχέση  $B$  είναι το εύρος ζώνης του καναλιού μετάδοσης και  $\gamma$  ο λόγος της ισχύος του σήματος προς τον θόρυβο στον δέκτη. Σύμφωνα με τον Shannon, αν ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας,  $R$ , είναι μικρότερος από τη χωρητικότητα  $C$  του καναλιού, τότε μπορούμε να πετύχουμε μετάδοση με οσοδήποτε μικρή πιθανότητα εμφάνισης σφαλμάτων. Σε ρεαλιστικό κανάλι μετάδοσης, το οποίο λειτουργεί παρουσία διαλείψεων, το  $\gamma$  δεν είναι σταθερό, αλλά εξαρτάται από το κανάλι. Στην περίπτωση που το σύστημα επικοινωνίας, υποφέρει από αργές και επίπεδες διαλείψεις και μόνο ο δέκτης έχει πληροφορίες της κατάστασης του καναλιού (channel state information *CSI*), τότε ορίζεται η εργοδική χωρητικότητα (ergodic capacity,  $EC$ ) η οποία περιγράφεται από τη σχέση [55, 56]

$$EC = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma = B \mathbb{E} \langle \log_2(1 + \gamma) \rangle \quad (2.31)$$



Η  $EC$  εκφράζει το στατιστικό μέσο όρο της στιγμιαίας χωρητικότητας για ένα κανάλι  $AWGN$ , με  $SNR$   $\gamma$  και εξαρτάται από τη γνώση που έχουν για το κανάλι, ο πομπός ή ο δέκτης [57]. Είναι προφανές ότι, αν οι γνώσεις του δέκτη σχετικά με την κατάσταση του καναλιού είναι περιορισμένες, τότε η εργοδική χωρητικότητα, άρα και το κάτω όριο ρυθμού μετάδοσης μη εσφαλμένων συμβόλων, μειώνεται σημαντικά [58]. Σε πολλές εργασίες ο υπολογισμός της  $EC$  βασίζεται στην  $MGF$ . Για παράδειγμα στην [59] παρουσιάζεται θεωρητική ανάλυση της  $EC$  συστήματος, το οποίο λειτουργεί υπό την επίδραση διαλείψεων, ορίζοντας και χρησιμοποιώντας την  $MGF$  και την ελλιπή  $MGF$  του  $SNR$  κατά περίπτωση. Στην [60] δίνεται η  $EC$ , βασισμένη σε προσέγγιση της  $MGF$  σύνθετου καναλιού διαλείψεων-σκίασης, με δέκτες διαφορισμού. Στην [61] οι συγγραφείς προτείνουν ένα νέο γενικό πλαίσιο για την  $EC$  συστήματος διαφορισμού  $L$  γενικευμένων καναλιών εξασθένισης, με τη βοήθεια της από κοινού (joint)  $MGF$  των καναλιών. Η  $EC$  συστήματος  $MRC$  σε συσχετισμένα κανάλια εξασθένισης Rician υπολογίζεται στην [62] χρησιμοποιώντας και πάλι προσέγγιση βασισμένη στην  $MGF$ .

### 2.3.4 Ενεργός χωρητικότητα διαύλου

Τα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα πρέπει να παρέχουν υπηρεσίες υψηλής ποιότητας σε πραγματικό χρόνο. Αντιπροσωπευτικά παραδείγματα είναι οι υπηρεσίες πολυμέσων, τα online παιχνίδια, η φωνή πάνω από  $IP$ , οι υπηρεσίες μετάδοσης βίντεο κ.τ.λ. Αυτές οι υπηρεσίες έχουν αυστηρές προδιαγραφές ως προς την ποιότητα και επιπλέον είναι ευαίσθητες σε καθυστερήσεις, τις οποίες υφίστανται τα πακέτα μετάδοσης δεδομένων. Καθίσταται προφανές, ότι υπάρχει ανάγκη για την εισαγωγή ενός μέτρου, το οποίο να παρέχει την κλασική κατά Shannon χωρητικότητα και επιπλέον να λαμβάνει υπόψιν τις καθυστερήσεις των πακέτων από τα ανώτερα στρώματα του προτύπου ανοικτής διασύνδεσης συστημάτων (open system interconnection,  $OSI$ ). Ως λύση στο πρόβλημα αυτό εισάγεται η έννοια της ενεργού χωρητικότητας (effective capacity,  $EfC$ ), η οποία είναι ουσιαστικά, ο μέγιστος ρυθμός αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας σε ένα δίαυλο, δεδομένων των περιορισμών που αφορούν την καθυστέρηση μετάδοσης

<b>Εφαρμογής</b> <b>Application</b>	Παρέχεται ένα σύνολο δικτυακών υπηρεσιών στις τελικές εφαρμογές των χρηστών ,όπως, e-mail, ftp
<b>Παρουσίασης</b> <b>Presentation</b>	Εξασφαλίζεται την αναγνωσιμότητα των δεδομένων
<b>Συνόδου</b> <b>Session</b>	Γίνεται η διαπραγμάτευση μεταξύ των τελικών εφαρμογών για την εγκαθίδρυση, την επίβλεψη και τον τερματισμό των συνόδων
<b>Μεταφοράς</b> <b>Transport</b>	Γίνεται μεταφορά της πληροφορίας μεταξύ των τερματικών κόμβων με χρήση πρωτοκόλλων όπως TCP και UDP
<b>Δίκτυο</b> <b>Network</b>	Καθορίζεται ο τρόπος δρομολόγησης των πακέτων και ο έλεγχος συμφόρησης του δικτύου
<b>Σύνδεση</b> <b>Data link</b>	Παρέχεται η αξιόπιστη μεταφορά των δεδομένων πάνω από τα φυσικά μέσα
<b>Φυσικό</b> <b>Physical</b>	Ορίζονται οι λειτουργικές, μηχανικές και ηλεκτρικές προδιαγραφές, για τη μετάδοση πάνω από ένα φυσικό μέσο

Πίνακας 2.3.1: Στρώματα του προτύπου *OSI*

των πακέτων από τα ανώτερα στρώματα. Για το λόγο αυτό η  $EfC$  είναι πολύ σημαντική για το σχεδιασμό συστημάτων διότι λαμβάνει υπόψιν δεδομένα από διαφορετικά στρώματα του προτύπου *OSI*. Οι περιορισμοί στην ποιότητα υπηρεσίας, καθορίζονται ποσοτικά από τον εκθέτη καθυστέρησης  $\theta$ , ο οποίος ορίζεται ως

$$\theta \triangleq - \lim_{q \rightarrow \infty} \frac{\ln(\Pr\{Q \geq q\})}{q} \quad (2.32)$$

όπου  $Q$  είναι το μήκος του ενταμιευτήρα. Η πιθανότητα το  $Q$ , να ξεπερνάει ένα μέγιστο μήκος,  $q_{\max}$ , μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση

$$\Pr\{Q \geq q_{\max}\} \approx \exp(-\theta q_{\max}) \quad (2.33)$$

Οι υπηρεσίες με απαιτητικές προδιαγραφές ποιότητας χαρακτηρίζονται από υψηλές τιμές του  $\theta$ , ενώ οι υπηρεσίες με χαλαρότερες απαιτήσεις *QoS* από μικρότερες τιμές του  $\theta$  [63]. Ο ρυθμός εξυπηρέτησης στον κόμβο προέλευσης μπορεί να πε-

ριγραφεί μαθηματικά από μια στοχαστική ανέλιξη διακριτού χρόνου  $\{\mathcal{S}[k], k = 1, 2, \dots\}$ , η οποία θεωρείται ότι είναι σταθερή και εργοδική, π.χ  $\mathcal{S}[1]$  είναι ο ρυθμός εξυπηρέτησης (bit/sec) του πακέτου τη στιγμή 1. Το όριο Gartner-Ellis του μερικού αθροίσματος  $\sum_{k=1}^K \mathcal{S}[k]$  της παραπάνω στοχαστικής διαδικασίας ορίζεται από την

$$\Lambda_C(\theta) = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \ln \left[ \mathbb{E} \left\langle \exp \left( \theta \sum_{k=1}^K \mathcal{S}[k] \right) \right\rangle \right] \quad (2.34)$$

όπου  $K$  το χρονικό παράθυρο παρατήρησης. Η  $\Lambda_C(\theta)$  είναι μια κυρτή συνάρτηση, παραγωγίσιμη ως προς  $\theta$  [64]. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, η  $EfC$  ορίζεται ως [28]

$$R(\theta) = -\frac{\Lambda_C(-\theta)}{\theta} = -\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K\theta} \ln \left[ \mathbb{E} \left\langle \exp \left( -\theta \sum_{k=1}^K \mathcal{S}[k] \right) \right\rangle \right] \quad (2.35)$$

Η χρήση της  $MGF$  για τον υπολογισμό της  $EfC$  είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη στη τεχνική βιβλιογραφία των τηλεπικοινωνιών. Για παράδειγμα στην [65] υπολογίζεται η  $EfC$  με τη βοήθεια της  $MGF$  προσέγγισης, σε κανάλια διαλείψεων πολλαπλών κεραιών. Στην [66] θεωρείται μια ασύρματη ζεύξη από σημείο σε σημείο μεταξύ του πομπού και του δέκτη σε χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια εξασθένισης και εξάγεται η  $EfC$  με τη βοήθεια της  $MGF$  προσέγγισης. Στην [67] ο συγγραφέας μελετά την  $EfC$  σε κανάλια με πολλαπλούς αναμεταδότες, τα οποία χρησιμοποιούν πρωτόκολλο ενίσχυσης και προώθησης και λειτουργούν υπό την επίδραση γενικευμένων και συσχετισμένων καναλιών διαλείψεων. Τέλος στην [5] μελετήθηκε σε σύστημα δεκτών διαφορισμού, ο  $SNR$  εξόδου, των οποίων είναι, η  $L_p$  τάξης, νόρμα των  $SNR$  στην είσοδο του δέκτη. Το συγκεκριμένο σύστημα λειτουργεί υπό την επίδραση γενικευμένων καναλιών διαλείψεων και χρησιμοποιεί προσαρμοσμένες τεχνικές μετάδοσης.

Στην παρούσα διατριβή, ως εφαρμογή της παραπάνω μεθοδολογίας, προτείνονται σχέσεις που περιγράφουν τις  $EfC$  και  $EC$ , δύο διαφορετικών συστημάτων. Κίνητρο για την υιοθέτηση μιας καινούργιας μεθόδου για τον υπολογισμό των  $EC$  και  $EfC$ , με τη βοήθεια της ροπογενήτριας συνάρτησης, αποτέλεσε η

συγγραφική εργασία των Simon-Alouini [30]. Ο κύριος λόγος για να προταθεί μια νέα προσέγγιση βασισμένη στην  $MGF$ , αποτελεί η αναμφισβήτητη και αποδεδειγμένη ευελιξία της χρήσης αυτής της μεθόδου και λόγω του γεγονότος ότι η χρήση της  $MGF$  επιτρέπει τον γρήγορο και απλό υπολογισμό της  $EC$  και της  $EfC$ , σε συστήματα επικοινωνιών, όπου ο υπολογισμός της  $PDF$  απαιτεί πολύπλοκες μαθηματικές πράξεις. Γνωρίζοντας ότι, ένας εναλλακτικός τρόπος εύρεσης της  $PDF$ , σε περιπτώσεις που δεν είναι εύκολο να οριστεί άμεσα, θα μπορούσε να είναι ο υπολογισμός της, μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Laplace της  $MGF$ , μια εύλογη απορία θα ήταν, γιατί να μην ακολουθηθεί αυτή η διαδικασία για τον υπολογισμό της  $EfC$ . Δεδομένου ότι η  $PDF$  λαμβάνεται μέσω αριθμητικών μεθόδων, αναμένεται απώλεια της αριθμητικής ακρίβειας. Επιπλέον η εξαγωγή κλειστών τύπων για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του καναλιού, χωρίς την ανάγκη αντιστροφής της  $MGF$  για τον υπολογισμό της  $PDF$ , οδηγεί σε μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας που είναι τουλάχιστον ίση με τον αριθμό των υπολογισμών που απαιτούνται για την αντιστροφή της  $MGF$ . Για περισσότερες λεπτομέρειες που σχετίζονται με τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας μιας προσέγγισης βασισμένης στην  $MGF$ , οι ενδιαφερόμενοι μπορούν να ανατρέξουν στο [68, κεφ. (VI-B)]

## 2.4 Διαφορισμός ασύρματων καναλιών

Τα ασύρματα κανάλια παρουσιάζουν μεταβολές στη διάρκεια του χρόνου λόγω των διαλείψεων. Αν ένα σήμα διαδοθεί μέσα από ένα κανάλι με ισχυρές διαλείψεις τότε θα φτάσει στον προορισμό του εξασθενημένο, παραμορφωμένο κ.τ.λ. Ο διαφορισμός είναι μια τεχνική που χρησιμοποιείται προκειμένου να αντιμετωπιστούν οι αρνητικές επιδράσεις των διαλείψεων και στοχεύει στην αύξηση του  $SNR$  στην έξοδο του δέκτη. Ο διαφορισμός ασύρματων καναλιών στηρίζεται στην ιδέα της λήψης πολλαπλών αντιγράφων του σήματος στον δέκτη. Το κάθε ένα από αυτά τα αντίγραφα, ακολουθεί διαφορετική διαδρομή για να φτάσει στον προορισμό του, άρα υφίσταται και διαφορετικές διαλείψεις, έτσι κάποιο από αυτά που

φτάνουν στον δέκτη δεν θα βρίσκεται σε βαθιά διάλειψη. Ο διαφορισμός μπορεί να επιτευχθεί μέσω χρόνου, συχνότητας, χώρου ή πόλωσης. Τα αντίγραφα των σημάτων μπορούν να ληφθούν μέσω διαφορετικών διαδρομών, χρησιμοποιώντας διαφορετικό είδος διαφορισμού. Οι σημαντικότερες και συνηθέστερες τεχνικές διαφορισμού είναι [30–32, 55]:

- **Διαφορισμός χρόνου**

Η τεχνική χρονικού διαφορισμού (time diversity) επιτυγχάνεται όταν, τα σήματα που αντιπροσωπεύουν την ίδια πληροφορία, αποστέλλονται πολλές φορές, μέσω του ίδιου διαύλου σε διαφορετικό χρόνο. Η κωδικοποίηση αυτής της μορφής, που γίνεται δηλαδή, με επανάληψη της αποστολής του σήματος ονομάζεται επαναληπτικός κώδικας (repetition coding). Ο χρόνος μεταξύ δύο διαδοχικών εκπομπών του ίδιου σήματος πρέπει να είναι μεγαλύτερος του χρόνου συνοχής του καναλιού έτσι ώστε να δημιουργούνται ασυσχέτιστα κανάλια. Με το χρονικό διαφορισμό δεν πέφτουν όλα τα σύμβολα της πληροφορίας στις ίδιες διαλείψεις, οπότε μια έντονη διάλειψη δεν θα εξαλείψει ολόκληρη την κωδική λέξη αλλά πιθανόν κάποιο από τα σύμβολά της. Σημαντικό πλεονέκτημα της τεχνικής χρονικού διαφορισμού είναι η απλότητά της, κι αυτό διότι βασίζεται στην επεξεργασία του σήματος στη βασική ζώνη κι αυτό βοηθάει στη μείωση του κόστους και της πολυπλοκότητας των πομποδεκτών. Στον αντίποδα, λόγω του ότι η ίδια πληροφορία μεταδίδεται περισσότερες από μια φορές, σπαταλάται το διαθέσιμο εύρος ζώνης, μειώνεται ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας, αυξάνεται η ισχύς εκπομπής της και εντέλει μειώνεται η χωρητικότητα του καναλιού.

- **Διαφορισμός συχνότητας**

Η τεχνική διαφορισμού συχνότητας (frequency diversity) εφαρμόζεται σε συστήματα, όπου η μετάδοση υλοποιείται με τη διαίρεση του καναλιού ευρείας ζώνης σε μη επικαλυπτόμενα στενής ζώνης υποκανάλια. Ανάλογα με το εύρος ζώνης στο οποίο εκτείνεται η βασική ζώνη, μπορούμε να πετύχουμε υψηλές τάξεις διαφορισμού. Τα κανάλια αυτά απέχουν συχνοτικά με-

ταξύ τους περισσότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού άρα είναι ασυσχέτιστα και δεν υπόκεινται στις ίδιες διαλείψεις. Δεδομένου ότι διαφορετικές συχνότητες υποφέρουν από διαφορετικές διαλείψεις, θα υπάρχει τουλάχιστον μία που θα δίνει ισχυρό σήμα. Όπως και με τον χρονικό διαφορισμό, η τεχνική έχει το μειονέκτημα ότι σπαταλάται το διαθέσιμο εύρος ζώνης, μειώνεται ο ρυθμός μετάδοσης και απαιτείται τόσες φορές μεγαλύτερη ισχύς εκπομπής και εύρος ζώνης, όσος είναι και ο αριθμός των διαφορετικών συχνοτήτων που θα χρησιμοποιηθούν.

- **Διαφορισμός κατεύθυνσης**

Ο διαφορισμός κατεύθυνσης επιτυγχάνεται με τη χρήση κεραιών στον δέκτη οι οποίοι λαμβάνουν υπό διαφορετική γωνία. Οι κεραιές αυτές τοποθετούνται με κατάλληλο προσανατολισμό, έτσι ώστε, κάθε μια να λαμβάνει τα σήματα από διαφορετικές διαδρομές. Η τεχνική αυτή αν και περιορίζει σημαντικά το φαινόμενο Doppler, μιας και κάθε κεραία λαμβάνει μία μόνο συνιστώσα από τα πολλαπλά μονοπάτια, ωστόσο μπορεί να εφαρμοσθεί μόνο σε σταθερά τερματικά.

- **Χωρικός Διαφορισμός ή Διαφορισμός κεραιών**

Ο χωρικός διαφορισμός εφαρμόζεται με την χρήση πολλαπλών κεραιών στην πλευρά του πομπού και του δέκτη ή μόνο του ενός εκ των δύο. Αυτή η διαμόρφωση της ανάπτυξης πολλαπλών κεραιών αναφέρεται ως πολλαπλή είσοδος μονή έξοδος αν ο πομπός έχει πολλές κεραιές και ο δέκτης μία (Multiple Inrout- Single Outrout, MISO), ως μονή έξοδος πολλαπλή είσοδος αν ο πομπός έχει μία κεραία και ο δέκτης έχει πολλές (Single Inrout- Multiple Outrout, SIMO), ως πολλαπλών εισόδων εξόδων αν και ο πομπός και ο δέκτης έχουν πολλές κεραιές (Multiple Inrout-Multiple Outrout, MIMO). Με περισσότερες από μία κεραιές εκπομπής και λήψης, η εκπεμπόμενη πληροφορία μπορεί να μεταδοθεί μέσω διαφορετικών καναλιών στον δέκτη. Εφόσον κάποιο από τα κανάλια είναι αρκετά ισχυρό, ο δέκτης είναι σε θέση να ανακτήσει την πληροφορία. Αν θεωρήσουμε ότι τα διαφορετικά κανάλια εί-

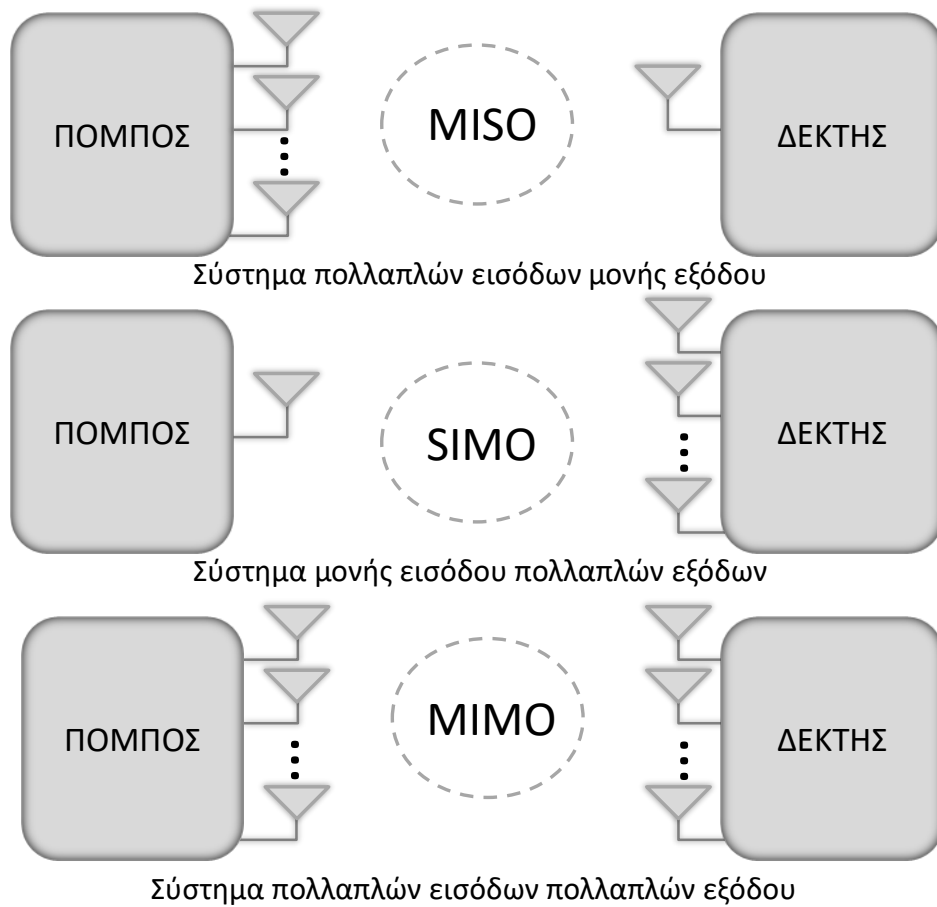
ναι ανεξάρτητα ή ότι συσχετίζονται με χαμηλή συσχέτιση τότε η πιθανότητα η πληροφορία να μεταδοθεί σωστά από κάποιο κανάλι είναι πολύ μεγάλη. Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των ζευγών των κεραιών, τόσο περισσότερα είναι τα ληφθέντα σήματα από τον δέκτη, με συνέπεια να αυξάνεται η αξιοπιστία της μετάδοσης. Η χαμηλή συσχέτιση των καναλιών ή η ανεξαρτησία τους, μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλο διαχωρισμό των κεραιών και από τις δύο μεριές, πομπού-δέκτη. Ο διαχωρισμός εξαρτάται από τη σκέδαση που επικρατεί στην περιοχή κάλυψης της κεραίας και από τη φέρουσα συχνότητα του σήματος. Για ένα κινητό ο συνήθης διαχωρισμός αφορά αποστάσεις μεταξύ του 0,5 και 1 μήκος κύματος φορέα, ενώ για τους σταθμούς βάσης, η μεταξύ τους απόσταση είναι της τάξης των δεκάδων μηκών κύματος. Ανάλογα με την απόσταση που τοποθετούνται οι κεραιές μεταξύ τους τα κανάλια παρουσιάζουν μικρές ή μεγάλες διαλείψεις και δημιουργούνται ανεξάρτητες διαδρομές σήματος.

Στη συνέχεια, εξετάζοντας την χωρητικότητα ενός συστήματος MIMO, γίνεται σαφές πως ο MIMO διαφορισμός, σε σχέση με τη SISO μετάδοση, βελτιώνει τη χωρητικότητα του συστήματος [69, 70] και την πιθανότητα σφάλματος [71] χωρίς να απαιτείται επιπλέον ισχύς ή εύρος ζώνης.

**Χωρητικότητα συστήματος MIMO** [31] Έστω σύστημα επικοινωνίας MIMO με  $M_t$  κεραιές εκπομπής και  $M_r$  κεραιές λήψης. Αν  $h_{i,j}$  είναι οι συντελεστές των υποκαναλιών SISO που δημιουργούνται, όπου  $i$  η κεραία εκπομπής με  $1 \leq i \leq M_t$  και  $j$  η κεραία λήψης με  $1 \leq j \leq M_r$ , τότε το MIMO σύστημα επικοινωνίας μοντελοποιείται ως [31, εξ.(1.54)]

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{x} \mathbf{H} + \mathbf{z} \quad (2.36)$$

Με  $\rho$  συμβολίζεται τη μέση τιμή των SNRs των κεραιών λήψης και είναι ανεξάρτητη από τον αριθμό των κεραιών εκπομπής,  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{M_t}]$  είναι το διάνυσμα του σήματος που εκπέμπεται από τις  $M_t$  κεραιές εκπομπής,  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{M_r}]$  είναι το διάνυσμα του σήματος που λαμβάνεται από τις



Σχήμα 2.4.1: Συστήματα πολλαπλών κεραιών

$M_r$  κεραιές λήψης και  $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_{M_r}]$  είναι το διάνυσμα του θορύβου. Οι συντελεστές των καναλιών μετάδοσης  $h_{i,j} : 1 \leq i \leq M_t, 1 \leq j \leq M_r$  είναι ανεξάρτητες και ισόνομα κατανομημένες μιγαδικές Gaussian μεταβλητές με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση 1 και θεωρείται ότι είναι γνωστοί από τους δέκτες όχι όμως και από τους πομπούς. Αποδεικνύεται ότι, η εκτιμώμενη μέση χωρητικότητα, ενός συστήματος MIMO, διαλείψεων  $\mathbf{H}$ , δίνεται από τη σχέση [31, εξ.(1.57)]

$$C = E_h \left\langle \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{M_r} + \frac{\rho}{M_t} \mathbf{h}^H \mathbf{H} \right) \right\rangle \quad (2.37)$$

όπου  $\mathbf{I}_{M_r}$  είναι ο ταυτοτικός πίνακας τάξης  $M_r$ . Αν ο αριθμός των κεραιών



εκπομπής  $M_t$  είναι μεγάλος, η παραπάνω σχέση γίνεται [31, εξ.(1.60)]

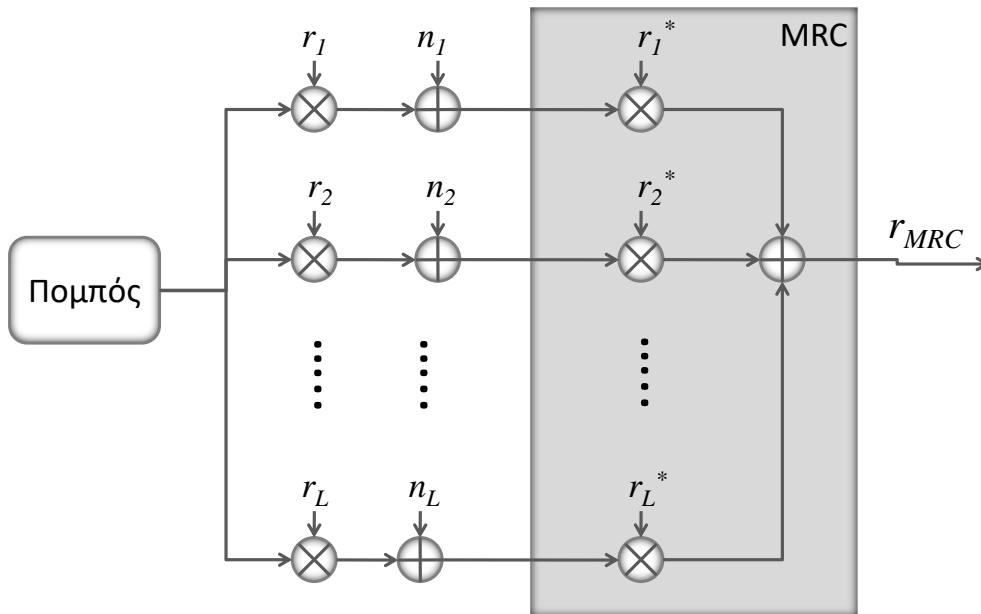
$$C = M_r \log_2(1 + \rho) \quad (2.38)$$

Γενικά ισχύει ότι

$$C = \min\{M_t, M_r\} \log_2(SNR) + O(1) \quad (2.39)$$

όπου  $O(1)$  το σύμβολο Landau (B'.1). Από τις παραπάνω σχέσεις, συμπεραίνεται ότι, η χωρητικότητα ενός MIMO συστήματος, εξαρτάται από τον ελάχιστο αριθμό κεραιών εκπομπής ή λήψης και αυξάνεται γραμμικά σε σχέση με αυτόν.

Ένα σύστημα MIMO με ιδιαίτερα μεγάλο αριθμό κεραιών (με δεκάδες ή και εκατοντάδες κεραιές) ονομάζεται **massive MIMO** δίκτυο. Όταν ο πομπός και ο δέκτης είναι εξοπλισμένοι με όσο το δυνατό περισσότερες κεραιές, αυξάνονται και τα αντίγραφα του εκπεμπόμενου σήματος. Αυτό συνεπάγεται καλύτερη επίδοση του συστήματος όσο αφορά την ταχύτητα δεδομένων και την αξιοπιστία του συστήματος μετάδοσης. Ένα σύστημα massive MIMO ανταποκρίνεται καλύτερα στις παρεμβολές, σε σχέση με κάποιο άλλο με μικρότερο πλήθος κεραιών. Για το λόγο αυτό γίνεται αποδοτικότερο σε εσωτερικούς χώρους με πολλούς σκεδαστές, καθώς επίσης και σε πυκνοκατοικημένες περιοχές όπου δημιουργείται συμφόρηση. Για τα συστήματα νέας γενιάς 5G, η τεχνολογία massive MIMO, θα αποτελέσει βασικό χαρακτηριστικό αφού, θα μπορέσει να διαχειριστεί καλύτερα την συνεχόμενη αύξηση του αριθμού των χρηστών καθώς και την γεωμετρικά αυξανόμενη χρήση δεδομένων από αυτούς. Στόχος των συστημάτων 5G είναι να εξυπηρετεί πολλούς χρήστες, σε «δύσκολα» περιβάλλοντα (αστικά και πυκνοκατοικημένα) παρέχοντάς τους τη μέγιστη ταχύτητα στη λήψη και εκπομπή δεδομένων καθώς και την καλύτερη δυνατή αξιοπιστία.



Σχήμα 2.4.2: Δέκτης διαφορισμού  $MRC$

### 2.4.1 Δέκτες Διαφορισμού

Οι τεχνικές αυτές, οι οποίες χρησιμοποιούν τη χρήση πολλαπλών διαδρομών, είναι γνωστές ως τεχνικές διαφορισμού (diversity techniques). Ο δέκτης συνδυάζει κατάλληλα τα λαμβανόμενα σήματα, προκειμένου να επιτύχει την αύξηση του συνολικού  $SNR$ , στην εξοδό του. Η τεχνική που χρησιμοποιείται για την επεξεργασία των σημάτων εξαρτάται από τους στόχους που έχουμε βάλει. Οι πιο γνωστές τεχνικές δεκτών χωρικού διαφορισμού, είναι οι εξής [30, 72]:

- **Δέκτες μεγίστου λόγου (Maximal Ratio Combining,  $MRC$ )**

Οι δέκτες μεγίστου λόγου (maximal ratio combining,  $MRC$ ) χρησιμοποιούνται μόνο όταν είναι γνωστές όλες οι παράμετροι του καναλιού διαλείψεων, δηλαδή του πλάτους και της φάσης. Για το λόγο αυτό, η υλοποίησή τους παρουσιάζει αυξημένη πολυπλοκότητα. Ιδανικά, είναι η βέλτιστη τεχνική σε περιβάλλον χωρίς παρεμβολές, ανεξάρτητα από το είδος των διαλείψεων

του καναλιού. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως τεχνική, σε συνδυασμό με σήματα άνισης ενέργειας συμβόλων όπως M-QAM, όπου απαιτείται η γνώση του πλάτους για σκοπούς αυτόματου ελέγχου του κέρδους (automatic gain control, *AGC*), και έτσι για αυτές τις διαμορφώσεις, ο *MRC* θα πρέπει να χρησιμοποιείται για την επίτευξη καλύτερων επιδόσεων [37]. Στις ασύμφωνες τεχνικές διαμόρφωσης, όπου δεν χρειάζεται η γνώση του καναλιού, δεν προτιμάται η χρήση δέκτη *MRC*.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4.2, στον δέκτη *MRC* βασικής ζώνης με  $L$  κεραιές λήψης, αθροίζονται σύμφωνα όλα τα ληφθέντα σήματα, αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με έναν μιγαδικό συντελεστή βάρους  $w_l$ . Το στιγμιαίο πλάτος του σήματος εξόδου στον δέκτη *MRC* δίνεται από τη σχέση

$$r_{MRC} = x \sum_{l=1}^L w_l r_l \quad (2.40)$$

Υποθέτοντας ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου *AWGN* είναι η ίδια  $N_0$ , σε κάθε κλάδο του δέκτη, τότε η συνολική  $N_{tot}$  στην έξοδο του είναι

$$N_{tot} = N_0 \sum_{l=1}^L w_l^2 \quad (2.41)$$

και το *SNR* της εξόδου του δέκτη δίνεται από τη σχέση

$$\gamma_{MRC} = \frac{r_{MRC}^2}{N_{tot}} = \frac{1}{N_0} \frac{\left( x \sum_{l=1}^L c_l r_l \right)^2}{\sum_{l=1}^L w_l^2} \quad (2.42)$$

Η μέγιστη τιμή του  $\gamma_{MRC}$  επιτυγχάνεται όταν τα βάρη  $w_l^2$  είναι ανάλογα με τα *SNR* των κλάδων,  $r_l^2/N_0$ . Αυτό μπορεί να συμβεί όταν οι κλάδοι με τα υψηλότερα *SNR* έχουν μεγαλύτερο βάρος από εκείνα με χαμηλότερο. Μη-δενίζοντας την πρώτη παράγωγο της (2.42), προκύπτει ότι τα βέλτιστα βάρη

είναι  $w_l^2 = r_l^2/N_0 = r_l^*$ , τότε το  $SNR$  στην έξοδο του δέκτη είναι

$$\gamma_{MRC} = \sum_{l=1}^L \gamma_l \quad (2.43)$$

και το μέσο  $SNR$

$$\bar{\gamma}_{MRC} = \sum_{l=1}^L \bar{\gamma}_l \quad (2.44)$$

Στην παρούσα διατριβή χρησιμοποιείται ο δέκτης διαφορισμού  $MRC$  και είναι χρήσιμο στο σημείο αυτό να δοθεί η ροπογεννήτρια συνάρτηση του. Έστω ότι  $M_{\gamma_l}$  είναι η  $MGF$  του στιγμιαίου  $SNR$  στην έξοδο  $l$ , τότε για συσχετισμένες τυχαίες μεταβλητές  $\gamma_l$  η  $M_{\gamma_{MRC}}$  στην έξοδο του δέκτη δίνεται από την [73, εξ.(7.29)]

$$M_{\gamma_{MRC}}(s) = M_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L}(s, s, \dots, s) \quad (2.45)$$

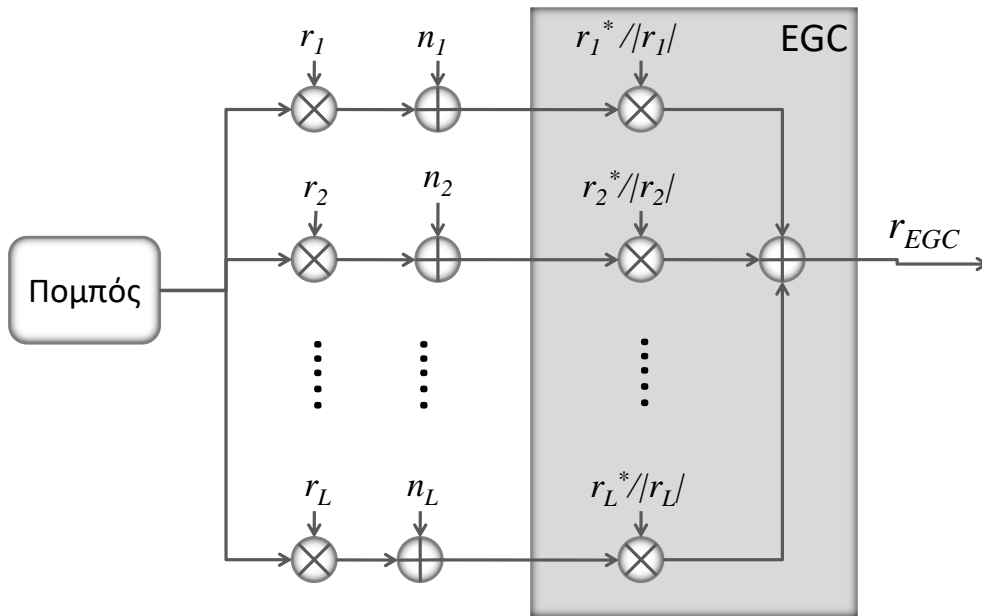
όπου  $M_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L}(\cdot)$  είναι η από κοινού ροπογεννήτρια συνάρτηση των στιγμιαίων  $SNR$ ,  $\gamma_l$ , για κάθε κλάδο  $l$ . Για ασυσχέτιστες τυχαίες μεταβλητές  $\gamma_l$ , η  $M_{\gamma_{MRC}}$  στην έξοδο του δέκτη δίνεται από την [73, εξ.(7.31)]

$$M_{\gamma_{MRC}}(s) = \prod_{l=1}^L M_{\gamma_l}(s) \quad (2.46)$$

Σε συστήματα MIMO όπου πομπός και δέκτης γνωρίζουν το κανάλι, ο βέλτιστος δέκτης διαφορισμού είναι ο  $MRC$  [74] ο οποίος είναι ιδιαίτερα ανθεκτικός στις επιπτώσεις των διαλείψεων.

- **Δέκτης Ίσης Απολαβής (Equal Gain Combining, EGC)**

Οι δέκτες ίσης απολαβής (equal-gain combining,  $EGC$ ) απαιτούν εκτίμηση της φάσης του καναλιού. Σε σύγκριση με τον  $MRC$  έχει λιγότερη καλή επίδοση αλλά, είναι χαμηλότερης πολυπλοκότητας και προτιμάται σε σύμφωνες διαμορφώσεις, με σύμβολα ίσης ενέργειας, όπως η M-PSK. Οι συντελεστές του  $EGC$ , κάθε υποκαναλιού μετάδοσης, είναι ίσοι μεταξύ τους. Όπως



Σχήμα 2.4.3: Δέκτης διαφορισμού *EGC*

φαίνεται και στο σχήμα 2.4.3 στον δέκτη *EGC* βασικής ζώνης με  $L$  κεραίες λήψης, αθροίζονται σύμφωνα όλα τα ληφθέντα σήματα, αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με έναν μιγαδικό συντελεστή βάρους  $w_l$  με πλάτος ίσο με τη μονάδα. Το στιγμιαίο πλάτος του σήματος εξόδου στον δέκτη *EGC* δίνεται από τη σχέση

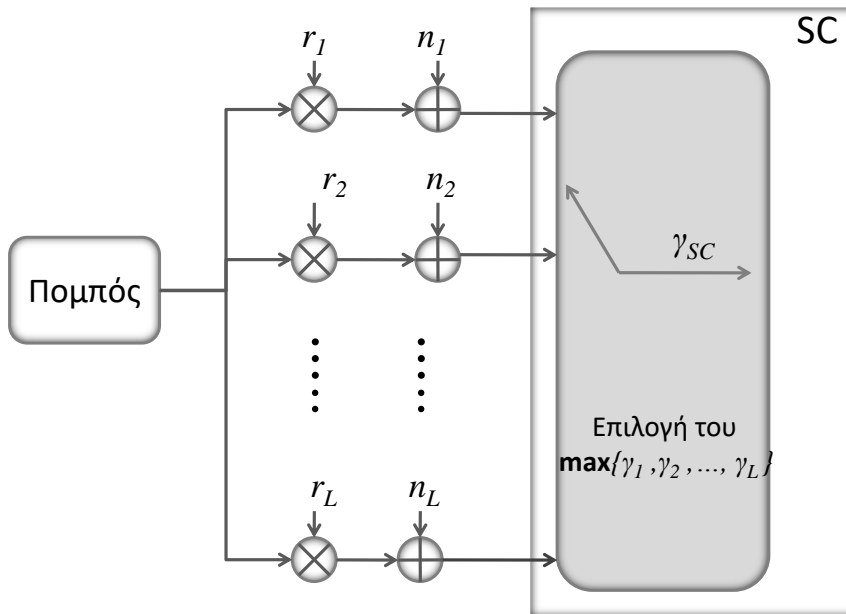
$$r_{EGC} = x \sum_{l=1}^L r_l \tag{2.47}$$

Το *SNR* της εξόδου του δέκτη είναι

$$\gamma_{EGC} = \frac{r_{EGC}^2}{N_{tot}} = \frac{1}{L} \left( \sum_{l=1}^L \sqrt{\gamma_l} \right)^2 \tag{2.48}$$

- **Δέκτης Επιλογής (Selection Combining, *SC*)**

Στους δέκτες διαφορισμού επιλογής (selection combining, *SC*), επιλέγεται

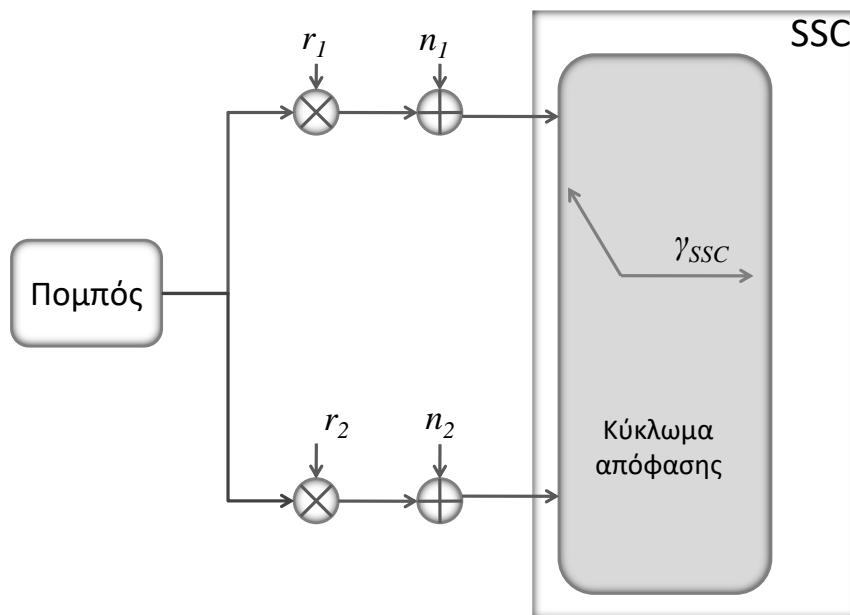


Σχήμα 2.4.4: Δέκτης διαφορισμού  $SC$

και επεξεργάζεται, ένας μόνο κλάδος διαφορισμού και στη συμβατική μορφή του αυτός με το υψηλότερο  $SNR$ . Στην έξοδο του  $SC$ , λαμβάνεται μόνο ένα σήμα γι αυτό και δεν απαιτείται το σύμφωνο άθροισμα των σημάτων των επιμέρους κλάδων. Αυτό σημαίνει ότι δεν απαιτείται η γνώση της φάσης του σήματος κάθε κλάδου, με αποτέλεσμα να μπορεί ο  $SC$  να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με διαφορεικές σύμφωνες και ασύμφωνες διαμορφώσεις.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4.4 στον δέκτη  $EGC$  βασικής ζώνης υπάρχουν  $L$  κεραίες λήψης. Στον δέκτη υπάρχει ένα κύκλωμα απόφασης το οποίο επιλέγει το σήμα του κλάδου με το υψηλότερο  $SNR$  στην εισοδό του. Το  $SNR$  της εξόδου του δέκτη είναι

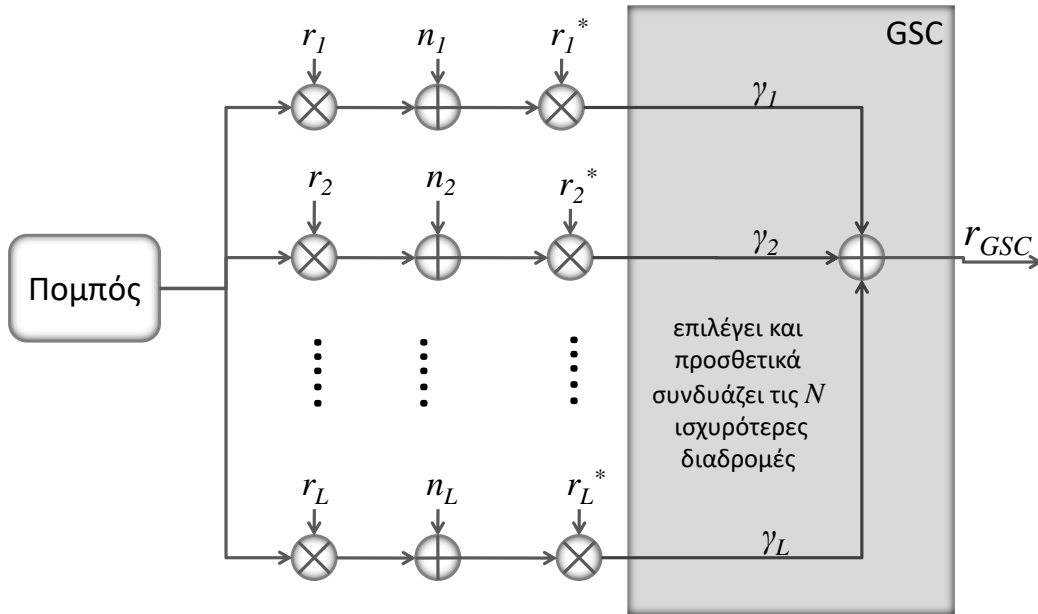
$$\gamma_{SC} = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L\} \quad (2.49)$$

Σχήμα 2.4.5: Δέκτης διαφορισμού  $SSC$ 

- Δέκτης Μεταγωγής και Παραμονής ( Switch and Stay Combining,  $SSC$  )

Στους δέκτες συνδυασμού μεταγωγής και παραμονής ( switch and stay combining,  $SSC$  ) αντί να επιλέγεται ο κλάδος με το καλύτερο  $SNR$  όπως στο  $SC$ , επιλέγεται ένας συγκεκριμένος κλάδος έως ότου το  $SNR$  του, πέσει κάτω από ένα προκαθορισμένο όριο  $\gamma_{th}$ . Όταν συμβεί αυτό, ο δέκτης μεταβαίνει σε άλλο κλάδο, ανεξάρτητα από το  $SNR$  του κλάδου αυτού. Ο δέκτης διαφορισμού  $SSC$  είναι προφανώς ο λιγότερο σύνθετος και ο πιο εύκολα υλοποιήσιμος. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με σύμφωνες, μη σύμφωνες και διαφορεικά σύμφωνες διαμορφώσεις.

Στο σχήμα 2.4.5 απεικονίζεται ένας δέκτης  $SSC$  βασικής ζώνης με δύο κεραιές λήψης. Αν  $T$  η χρονική διάρκεια μεταξύ των μεταγωγών τότε τη χρο-

Σχήμα 2.4.6: Δέκτης διαφορισμού  $GSC$ 

νική στιγμή  $nT$  με  $n \in \mathbb{Z}_+$  το  $SNR$  στην έξοδο του δέκτη  $SSC$  είναι

$$\gamma_{SSC}(n) = \gamma_1(n) \quad (2.50)$$

εάν

$$\begin{cases} \gamma_{SSC}(n-1) = \gamma_1(n-1) & \text{και } \gamma_1(n) \geq \gamma_{th} \\ \gamma_{SSC}(n-1) = \gamma_2(n-1) & \text{και } \gamma_2(n) < \gamma_{th} \end{cases} \quad (2.51)$$

ή

$$\gamma_{SSC}(n) = \gamma_2(n) \quad (2.52)$$

εάν

$$\begin{cases} \gamma_{SSC}(n-1) = \gamma_2(n-1) & \text{και } \gamma_2(n) \geq \gamma_{th} \\ \gamma_{SSC}(n-1) = \gamma_1(n-1) & \text{και } \gamma_1(n) < \gamma_{th} \end{cases} \quad (2.53)$$



- **Δέκτης Συνδυασμού Γενικευμένης Επιλογής ( Generalized Selection Combining, GSC )**

Ο δέκτης συνδυασμού γενικευμένης επιλογής (generalized selection combining, GSC), επιλέγει και προσθετικά συνδυάζει, από τις  $L$  διαθέσιμες διαδρομές, τις  $N$  ισχυρότερες (με το μεγαλύτερο  $SNR$ ). Είναι σαφώς χαμηλότερης πολυπλοκότητας από τους δέκτες  $MRC$  και  $EGC$  και επιπλέον σε αντίθεση με τους δέκτες  $SC$  και  $SSC$ , μπορεί να εκμεταλλευτεί περισσότερους κλάδους διαφορισμού και όχι μόνο έναν.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4.6 στον δέκτη  $GSC$  βασικής ζώνης υπάρχουν  $L$  κεραιές λήψης και το κύκλωμα απόφασης που επιλέγει  $N$  από τα  $L$  κανάλια. Αν το  $\gamma_{n_l}$  είναι το στιγμιαίο  $SNR$  του  $n_l$  κλάδου διαφορισμού,  $n_l \in 1, 2, \dots, L$  για  $1 \leq l \leq L$  και  $(n_1, n_2, \dots, n_L)$  ο συνδιασμός των  $(1, 2, \dots, L)$  κλάδων, τότε το διάνυσμα των  $SNR$  από τα  $L$  διαθέσιμα κανάλια είναι  $\vec{\gamma}_{GSC} = [\gamma_{n_1}, \gamma_{n_2}, \dots, \gamma_{n_L}]^T$ , αν τα στοιχεία του  $\vec{\gamma}_{GSC}$  μπουόν κατά φθίνουσα σειρά τότε το  $\vec{\gamma}_{GSC} = [\gamma_{(1)}, \gamma_{(2)}, \dots, \gamma_{(L)}]^T$  αποτελεί ένα ταξινομημένο σύνολο και το  $SNR$  στην έξοδο του δέκτη, δίνεται από τη σχέση

$$\gamma_{GSC}(n) = \sum_{k=1}^N \gamma_{(k)} \quad (2.54)$$

## 2.5 Τεχνικές επεξεργασίας σήματος, συστημάτων MIMO

Σε αυτή την υποενότητα γίνεται αναφορά στις τεχνικές μείωσης των διαλείψεων ασύρματου καναλιού μετάδοσης με τη χρήση εξισωτών-ισοσταθμιστών. Παρουσιάζονται αναλυτικότερα οι εξισωτές *i*) εξαναγκασμού σε μηδενισμό ( zero forcing,  $ZF$  ) και *ii*) σφάλματος μέσου ελαχίστου τετραγώνου ( minimum mean squared error,  $MMSE$  ).

### 2.5.1 Τεχνικές ισοστάθμισης καναλιού

Όπως έχει αναφερθεί ήδη, οι διάφορες τεχνικές διαφορισμού όπως χρόνου, συχνότητας διαφορισμού κεραιών, συνεργατικού διαφορισμού, βοηθούν μέσω του φαινομένου της πολυδιόδευσης στην βελτίωση της ποιότητας του εκπεμπόμενου σήματος πληροφορίας. Μια αρνητική επίπτωση του φαινομένου της πολυδιόδευσης στο κανάλι μετάδοσης, είναι η εμφάνιση διασυμβολικής παρεμβολή (inter symbol interference, *ISI*).

Ο εξισωτής-ισοσταθμιστής είναι μια ειδική διάταξη που προστίθεται στον δέκτη και καλείται να περιορίσει την *ISI* ή ιδανικά, να τη μηδενίσει. Θεωρητικά θα μπορούσε να σχεδιαστεί μια διάταξη με χαρακτηριστική συνάρτηση μεταφοράς  $H_{eq}$ , ίση με την αντίστροφη αυτής του καναλιού μετάδοσης, δηλαδή

$$H_{eq}(f) = \frac{1}{H_C(f)} \quad (2.55)$$

κάτι που θα οδηγούσε στην αύξηση του θορύβου σε υψηλές συχνότητες.

Οι εξισωτές χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες τους γραμμικούς (linear equalizers, *LE*) με πίο γνωστούς τους *i*) εξαναγκασμού σε μηδενισμό (zero forcing, *ZF*) και *ii*) ελαχιστοποίησης μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error, *MMSE*) και τους μη γραμμικούς όπως οι *i*) εξισωτές εκτίμησης ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας (maximum likelihood sequence estimation, *MLSE*) και *ii*) εξισωτές ανατροφοδοτούμενης απόφασης (decision feedback equalizer, *DFE*), η γραμμικότητα προσδιορίζεται από το αν η έξοδος τους είναι ή όχι, γραμμική συνάρτηση της εισόδου τους. Οι τεχνικές ισοστάθμισης στηρίζονται στη γνώση του καναλιού και χρησιμοποιούνται πριν την μετάδοση του σήματος. Στα ρεαλιστικά συστήματα μετάδοσης, γνώση του καναλιού έχει συνήθως μόνο ο δέκτης, γι αυτό και κατάλληλοι ισοσταθμιστές θεωρούνται οι γραμμικοί, οι οποίοι έχουν χαμηλή πολυπλοκότητα και καλή επίδοση [75].

## 2.5.2 Γραμμική ισοστάθμιση σε συστήματα MIMO

Έστω ένα σύστημα MIMO με  $N$  κεραίες εκπομπής και  $M$  κεραίες λήψης, το οποίο λειτουργεί παρουσία διαλέψεων Rayleigh. Αν  $x$  είναι το εκπεμπόμενο σήμα πληροφορίας με  $x \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ , τότε το σήμα  $y$  που λαμβάνει ο δέκτης δίνεται από τη σχέση [76, εξ.(1)]

$$y = H x + n \quad (2.56)$$

όπου  $y \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ , το  $n$  είναι το διάνυσμα του θορύβου των καναλιών μετάδοσης και ο  $H \in \mathbb{C}^{M \times N}$  είναι ο πίνακας του καναλιού με στοιχεία τα  $h_{ij}$ . Τα  $h_{ij}$  είναι ανεξάρτητες και ισόνομα κατανεμημένες συμμετρικές κυκλικές μιγαδικές μεταβλητές  $\mathcal{CN}(0, 1)$  με  $1 \leq i \leq M$  και  $1 \leq j \leq N$ . Οι ισοσταθμιστές χαρακτηρίζονται από ένα διάνυσμα  $W$ , με στοιχεία τους βέλτιστους συντελεστές βαρύτητας που μεγιστοποιούν το  $SNR$ .

Στη συνέχεια παρουσιάζονται, δύο από τους πιο δημοφιλείς γραμμικούς ισοσταθμιστές.

### Γραμμική ισοστάθμιση ZF

Η τεχνική ισοστάθμισης ZF για να εφαρμοστεί, χρειάζεται γνώση των παραμέτρων του καναλιού και των παρεμβολών. Η λειτουργία της στηρίζεται στην αντιστροφή της χαρακτηριστικής συνάρτησης μεταφοράς  $H$  του καναλιού, κάτι το οποίο δεν είναι απόλυτα εφικτό διότι το κανάλι μεταβάλλεται άρα η χαρακτηριστική συνάρτηση μεταφοράς  $H$  του καναλιού, δεν είναι σταθερή. Ο ZF πρέπει να ικανοποιεί την ακόλουθη συνθήκη

$$W_{ZF} H = I \quad (2.57)$$

όπου

$$W_{ZF} = H^\dagger = (H^H H^{-1}) H^H \quad (2.58)$$

Όπου  $(\cdot)^H$  ο ψευδοαντίστροφος πίνακας και  $(\cdot)^\dagger$  ο μιγαδικός ανάστροφος συζυγής πίνακας. Το βασικό μειονέκτημα του ZF, είναι ότι αυξάνει τα επίπεδα θορύβου

ιδιαίτερα στις συχνότητες που το κανάλι βρίσκεται σε διάλειψη.

### Γραμμική ισοστάθμιση $MMSE$

Η τεχνική ισοστάθμισης  $MMSE$  στοχεύει στον περιορισμό των παρεμβολών, φροντίζοντας να μην αυξηθούν τα επίπεδα θορύβου. Ο ισοσταθμιστής  $MMSE$ , διαχωρίζει τα λαμβανόμενα σήματα και ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (minimum square error,  $MSE$ ) το οποίο ορίζεται από τη σχέση  $\mathbb{E}\langle \|x - \mathbf{W}^H \mathbf{y}\|^2 \rangle$ . Για να εφαρμοστεί, χρειάζεται γνώση της κρουστικής απόκρισης του καναλιού, των παρεμβολών καθώς επίσης και η στατιστική του θορύβου. Ο ισοσταθμιστής  $MMSE$  περιγράφεται από τη σχέση [77, εξ.(4)]

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \rho^{-1}\mathbf{I})^{-1} \quad (2.59)$$

όπου  $\rho$  το  $SNR$  ανά ροή. Εύκολα παρατηρείται πως αν μηδενιστεί ο θόρυβος, η λειτουργία των δύο ισοσταθμιστών είναι ισοδύναμη.

## 2.6 Ατέλειες υλικού

Οι περισσότερες ερευνητικές εργασίες στις ασύρματες επικοινωνίες, θεωρούν πως το υλικό του πομπού και του δέκτη είναι ιδανικό [78]. Στην πράξη αυτό δεν ισχύει μιας και ο εξοπλισμός ενός δικτύου μετάδοσης υποφέρει από ατέλειες, όπως για παράδειγμα, ανισορροπία  $I/Q$ , μη γραμμικότητες πλάτους ενισχυτή και θόρυβο φάσης [79], [80], με αποτέλεσμα να παραμορφώνουν τα εκπεμπόμενα και ληφθέντα σήματα και τελικά να υποβαθμίζουν την επίδοση του συστήματος [81]. Δεδομένου ότι οι αναμεταδότες είναι επιθυμητό να είναι χαμηλού κόστους, ο εξοπλισμός του πομποδέκτη τους είναι κατώτερης ποιότητας άρα οι βλάβες τους είναι συχνότερες και η φθορά τους στη διάρκεια του χρόνου μεγαλύτερη [78]. Η έρευνα έχει αποδείξει πως το μη ιδανικό υλικό επηρεάζει ιδιαίτερα τα συστήματα πολλαπλών κεραιών.

Έστω ένα σύστημα μετάδοσης μονού άλματος. Το σήμα  $s$  εκπέμπεται μέσω

ενός καναλιού επίπεδων διαλείψεων,  $h$ , με προσθετικό θόρυβο  $\nu$ . Στο σχήμα 2.6.1 περιγράφονται δύο συστήματα απευθείας μετάδοσης με ιδανικό υλικό και με ατέλειες υλικού, στους κόμβους πηγής και προορισμού. Το λαμβανόμενο σήμα  $y$  δίνεται από τη σχέση (2.6)

$$y = h s + \nu \quad (2.60)$$

όπου  $h$ ,  $s$  και  $\nu$  είναι στατιστικά ανεξάρτητα μεγέθη. Σε ρεαλιστικά συστήματα μετάδοσης, οι κόμβοι πηγών και προορισμών έχουν ατέλειες. Οι ατέλειες στον πηγαίο κόμβο, μπορεί να προκαλέσουν αναντιστοιχία μεταξύ του σήματος που πρέπει να εκπέμψει και σε αυτό που τελικά εκπέμπει, δηλαδή να μη γίνει σωστή διαμόρφωση, ενώ στον κόμβο του προορισμού η παραμόρφωση του λαμβανόμενου σήματος γίνεται κατά τη διάρκεια της αποδιαμόρφωσης. Αυτές οι ατέλειες στο υλικό, μοντελοποιούνται σαν θόρυβος στους κόμβους, ο οποίος εξαρτάται από την ισχύ του σήματος και το κέρδος του καναλιού [81]. Το λαμβανόμενο σήμα δίνεται από τη σχέση [79]

$$y = h(s + n_t) + n_r + \nu \quad (2.61)$$

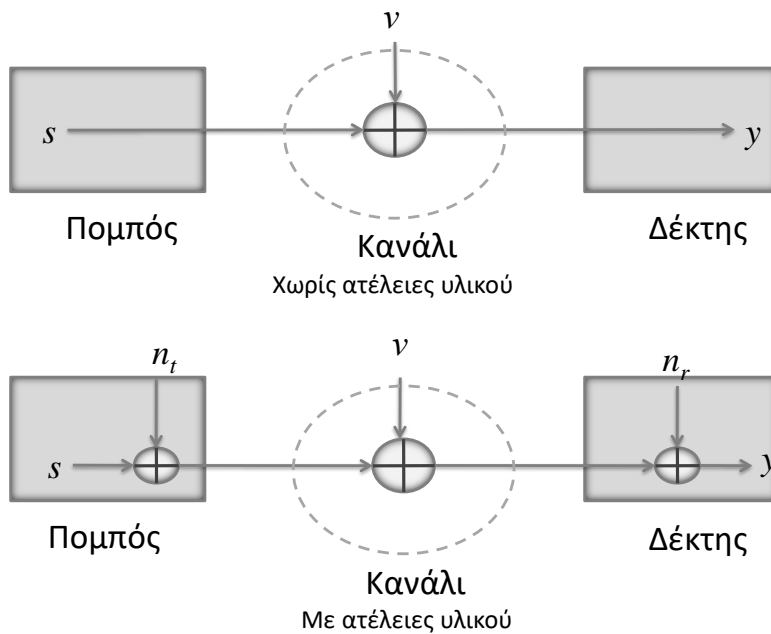
όπου  $n_t$  και  $n_r$  είναι ο θόρυβος παραμόρφωσης εξαιτίας των ατελειών στους κόμβους πηγής και προορισμού, αντίστοιχα και μοντελοποιούνται ως Γκαουσιανές κατανομές

$$n_t \sim \mathcal{CN}(0, \kappa_t^2 P), n_r \sim \mathcal{CN}(0, \kappa_r^2 P|h|^2) \quad (2.62)$$

Η παραπάνω μοντελοποίηση έχει υποστηριχθεί σε πολλές επιστημονικές μελέτες όπως στις [82] [83]. Οι παράμετροι  $\kappa_t$  και  $\kappa_r$  περιγράφουν το βαθμό απόκλισης από το ιδανικό υλικό, λόγω ατελειών, στους κόμβους πηγής και προορισμού, αντίστοιχα. Για κανάλι κρουστικής απόκρισης  $h \in \mathbb{C}$ , η ισχύς που φτάνει στον δέκτη αν ληφθούν υπόψιν οι ατέλειες υλικού σε πομπό και δέκτη, δίνεται από τη σχέση [81, εξ.(4)]

$$\mathbb{E}_{n_t n_r} \langle |h n_t + n_r|^2 \rangle = P|h|^2(\kappa_t^2 + \kappa_r^2) \quad (2.63)$$

Όπως είναι προφανές, εξαρτάται από το στιγμιαίο κέρδος του καναλιού  $|h|^2$  και τη μέση ισχύ του εκπεμπόμενου σήματος  $P = \mathbb{E}_s \langle |s|^2 \rangle$ , κάτι το οποίο δεν ισχύει στα συστήματα που δεν λαμβάνεται υπόψη η ποιότητα του υλικού. Σύμφωνα με την



Σχήμα 2.6.1: Απευθείας μετάδοση, με ιδανικό υλικό και με ατέλειες υλικού στους κόμβους πηγής και προορισμού

(2.63) οι συνολικές αλλοιώσεις, λόγω ατελειών στους κόμβους πηγής και προορισμού ενός συστήματος μετάδοσης, μπορούν να περιγραφούν από μια παράμετρο  $\kappa$  όπου  $\kappa = \sqrt{\kappa_t^2 + \kappa_r^2}$  χωρίς να είναι απαραίτητη η ακριβής γνώση του υλικού. Σύμφωνα με τα παραπάνω το σήμα εξόδου μπορεί να περιγραφεί από την παρακάτω σχέση [81, εξ.(5)]

$$y = h(s + n) + \nu \quad (2.64)$$

ο θόρυβος λόγω ατελειών υλικού, ακολουθεί την κατανομή  $n \sim \mathcal{CN}(0, \kappa^2 P)$ , με μέτρο απόκλισης από το ιδανικό υλικό  $\kappa$ . Αν  $\kappa_t = \kappa_r = 0$  τότε το υλικό των κόμβων είναι ιδανικό.

## 2.7 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο έγινε μια εισαγωγή στα ασύρματα δίκτυα και στις βασικές αρχές λειτουργίας τους. Αναλύθηκαν οι παράγοντες που επηρεάζουν τη μετάδοση μιας ασύρματης επικοινωνίας, όπως είναι οι διαλείψεις και οι ατέλειες υλικού που αποτελούν και βασικό θέμα στην παρούσα έρευνα. Έγινε αναφορά στις μεθόδους διαφορισμού και στην συνεισφορά τους σε ότι αφορά την αύξηση της επίδοσης ενός ασύρματου δικτύου. Έγινε αναφορά σε βασικά μέτρα επίδοσης καθώς και στην εκτίμησή τους με τη βοήθεια της ροπογεννήτριας συνάρτησης, μιας κι αυτό αποτέλεσε την αφορμή για την αξιολόγηση μοντέλων ασύρματης μετάδοσης που θα παρουσιαστούν στα επόμενα κεφάλαια. Τέλος παρουσιάστηκε η τεχνική της ισοστάθμισης και των δύο πιο δημοφιλών ισοσταθμιστών  $ZF$  και  $MMSE$ .





# ΣΥΝΕΡΓΑΤΙΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

---

Στο κεφάλαιο αυτό, παρουσιάζονται οι βασικές αρχές που διέπουν ένα σύστημα μετάδοσης με χρήση αναμεταδότη, ενώ περιγράφονται τα βασικά χαρακτηριστικά του και οι κυριότερες εφαρμογές. Επιπλέον, γίνεται αναφορά στις θεμελιώδεις κατηγορίες αναμεταδοτών και στον σηματοθορυβικό λόγο των πιο διαδεδομένων πρωτοκόλλων. Τέλος, γίνεται μια εισαγωγή στις τεχνικές επεξεργασίας σήματος συστημάτων MIMO με αναμεταδότες, οι οποίες χρησιμοποιούνται ως βάση ανάλυσης στα επόμενα κεφάλαια της διατριβής.

## 3.1 Εισαγωγή

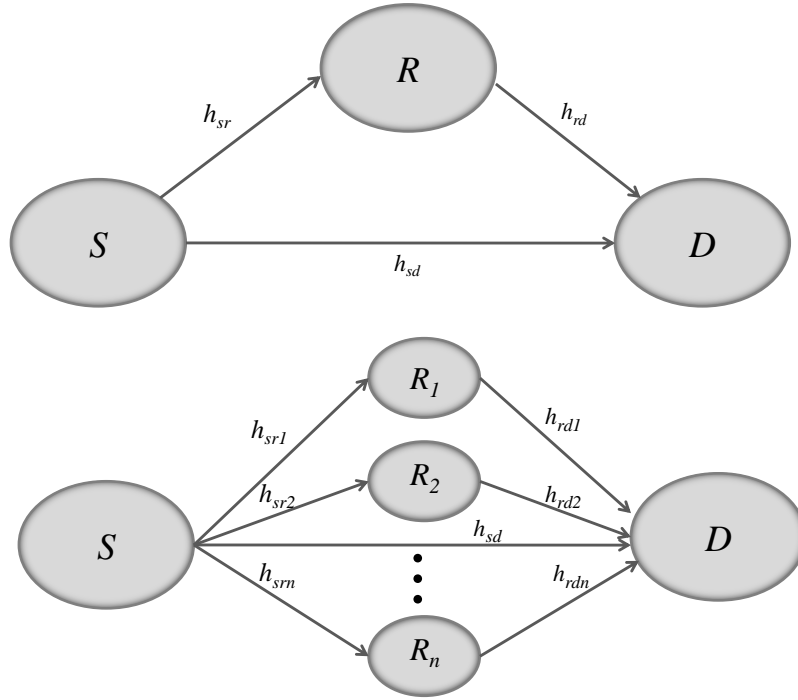
Η αυξανόμενη ζήτηση ασύρματων υπηρεσιών για φωνή, πολυμέσα (multimedia), όπως, ήχο, γραφικών, κινούμενης εικόνας (animation), ηλεκτρονικών παιχνιδιών καθώς και μεταφοράς δεδομένων, μέσω των μέσων κοινωνικής δικτύωσης ή εφαρμογών βίντεο, οδηγεί σε μια συνεχώς διευρυνόμενη αγορά. Η εξέλιξη των συστημάτων καθοδηγείται από τη ζήτηση για καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών, υψηλότερη ταχύτητα δεδομένων και μεγαλύτερη κινητικότητα [84]. Ως αποτέλεσμα, οι σχεδιαστές συστημάτων αντιμετωπίζουν περισσότερες προκλήσεις όπως, την αντιμετώπιση του περιορισμένου εύρους ζώνης, την βέλτιστη κατανομή πόρων και τον περιορισμό του μεγάλου αριθμού των παρεμβολών, λόγω του εκθετικού

ρυθμού αύξησης του αριθμού των χρηστών. Η χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στους πηγαίους κόμβους, όσο και στους κόμβους προορισμού, εξασφαλίζει την υψηλή επίδοση και την αξιοπιστία ενός ασύρματου δικτύου. Όμως για διάφορους λόγους, όπως η απαίτηση για υψηλή επεξεργαστική ισχύ ή λόγω του ότι, μια μικρή συσκευή δεν μπορεί να υποστηρίξει πολλές κεραιές, η τεχνική MIMO δεν είναι πάντα εύκολα υλοποιήσιμη. Η έννοια της συνεργατικότητας εισήχθη για πρώτη φορά από τον Van der Meulen το 1971 [85] και έχει ως στόχο να αντιμετωπίσει τις αυξημένες διαλείψεις ενός καναλιού καθώς και την καλύτερη δυνατή χρήση των πόρων ενός συστήματος, ως προς το φάσμα και την ισχύ.

Τα τελευταία χρόνια, παρουσιάζεται ιδιαίτερο ενδιαφέρον ως προς τη μελέτη και την πρακτική εφαρμογή, των τεχνικών συνεργατικού διαφορισμού (cooperative diversity techniques) στα ασύρματα δίκτυα. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.1 σε μια συνεργατική μετάδοση, μεταξύ των κόμβων πηγής και προορισμού παρεμβάλεται ένας ενδιάμεσος κόμβος ή ένα σύνολο από ενδιάμεσους κόμβους, δημιουργώντας τρία ή περισσότερα ανεξάρτητα κανάλια μετάδοσης, αντίστοιχα. Το τελικό σήμα στον προορισμό, είναι αποτέλεσμα του συνδυασμού των δύο ή περισσότερων, ανεξάρτητα λαμβανομένων σημάτων. Η χρήση αναμεταδότη μειώνει την απόσταση μεταξύ των κόμβων μιας ζεύξης, αυξάνεται η περιοχή κάλυψης [6], καθώς και η χωρητικότητα του συστήματος, ενώ επιτυγχάνεται ομοιόμορφη ποιότητα εξυπηρέτησης [86]. Επιπλέον μειώνεται η απαιτούμενη ισχύς εκπομπής του σήματος και το κέρδος χωρικού διαφορισμού [87].

Στην απλούστερη μορφή συνεργατικής επικοινωνίας, μεταξύ πομπού και δέκτη, παρεμβάλλεται ένας αναμεταδότης οπότε δημιουργούνται τρία ανεξάρτητα κανάλια μετάδοσης. Η λειτουργία ενός συνεργατικού συστήματος πραγματοποιείται σε δύο φάσεις. Στην πρώτη φάση, η πηγή  $\mathcal{S}$  εκπέμπει το σήμα πληροφορίας  $x$  στον προορισμό της  $\mathcal{D}$  και στον αναμεταδότη  $\mathcal{R}$ . Το σήμα που λαμβάνεται στον κόμβο  $\mathcal{D}$ ,  $y_{sd}$  και στον αναμεταδότη  $\mathcal{R}$ ,  $y_{sr}$ , δίνεται αντίστοιχα από τις σχέσεις [88, εξ.(1), εξ.(2)]

$$y_{sd} = h_{sd} x + n_{sd} \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.1.1: Συνεργατικό σύστημα μετάδοσης *i)* με έναν αναμεταδότη, *ii)* με  $n$  αναμεταδότες

και

$$y_{sr} = h_{sr} x + n_{sr} \quad (3.2)$$

όπου  $h_{sd}$  είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταξύ των κόμβων  $S$  και  $D$  και θα συμβολίζεται ως  $S \rightarrow D$ , ομοίως  $h_{sr}$  είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταξύ των κόμβων  $S$  και  $R$  και θα συμβολίζεται ως  $S \rightarrow R$  και  $n_{sd}, n_{sr}$  είναι ο προσθετικός θόρυβος των αντίστοιχων ζεύξεων ο οποίος μοντελοποιείται σαν κυκλική συμμετρική μιγαδική κατανομή Gauss με τυπική απόκλιση  $N_0$  [89]. Στη δεύτερη φάση, ο αναμεταδότης αφού επεξεργαστεί το σήμα πληροφορίας σύμφωνα με το πρωτόκολλο που χρησιμοποιεί, το προωθεί στον κόμβο  $D$ . Το σήμα που λαμβάνει στη δεύτερη φάση ο  $D$  δίνεται από τη σχέση [ [88], εξ.(3)]

$$y_{rd} = h_{rd} f(y_r) + n_{rd} \quad (3.3)$$

όπου  $f(y_r)$  είναι το σήμα που εκπέμπει ο αναμεταδότης,  $h_{rd}$  είναι η κρουστική

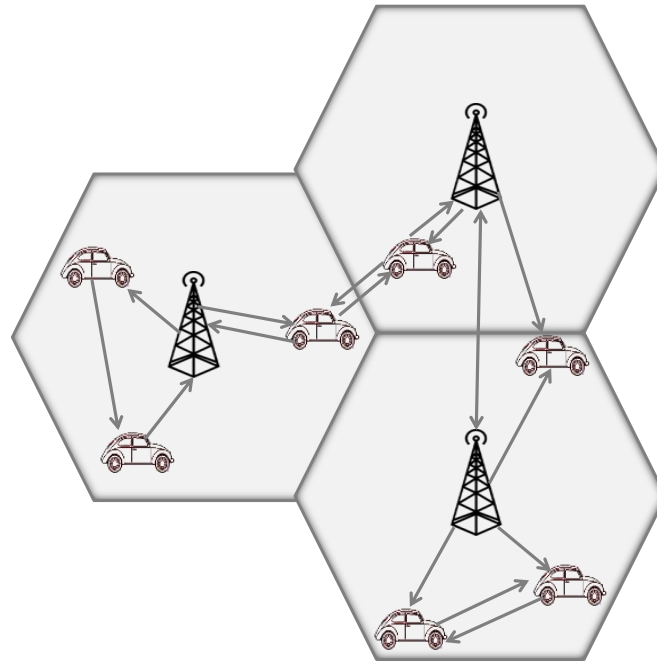
απόκριση μεταξύ των κόμβων  $\mathcal{R}$  και  $\mathcal{D}$  και θα συμβολίζεται ως  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$  και  $n_{rd}$  είναι ο προσθετικός θόρυβος της αντίστοιχης ζεύξης. Ο κόμβος προορισμού συνδυάζει τα σήματα που λαμβάνει κατά τις δύο φάσεις ή κρατά αυτό με το μεγαλύτερο  $SNR$  και αποδιαμορφώνει. Τόσο ο κόμβος της πηγής, όσο και ο αναμεταδότης και ο κόμβος του προορισμού, μπορούν να υποστηρίξουν περισσότερες από μια κεραιές. Στον κόμβο προορισμού φτάνουν δύο αντίγραφα, όπου το κάθε ένα από αυτά έχει ακολουθήσει διαφορετική διαδρομή, άρα οι διαλείψεις τα έχουν εξασθενήσει σε διαφορετικό βαθμό. Έτσι, ο κόμβος  $\mathcal{D}$  μπορεί να συνδυάσει τα δύο σήματα πληροφορίας που λαμβάνει, προκειμένου να προκύψει ένα σήμα ισχυρότερο το οποίο και αποδιαμορφώνει. Τα ρεαλιστικά συστήματα συνεργατικού διαφορισμού, αποτελούνται από πολλαπλούς πηγαίους κόμβους, οι οποίοι μοιράζονται τους πόρους του συστήματος όπως, φάσμα, κεραιές, ισχύ και προσομοιάζουν με τα MIMO συστήματα.

Γενικά, ο ρόλος του αναμεταδότη είναι υποστηρικτικός ή συνεργατικός. Στην πρώτη περίπτωση απλά λαμβάνει το σήμα πληροφορίας το ενισχύει και το προωθεί στον προορισμό του, στη δεύτερη περίπτωση το επεξεργάζεται και κατόπιν το προωθεί στον κόμβο προορισμού.

## 3.2 Εφαρμογές συνεργατικών δικτύων

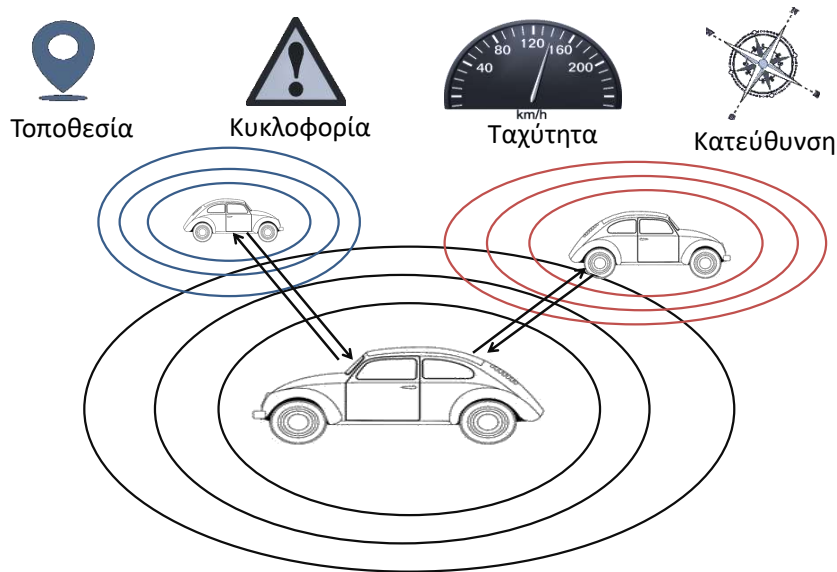
Στη συνέχεια παρουσιάζονται, βασικές εφαρμογές συνεργατικών δικτύων, όπως τα κυψελωτά δίκτυα, τα ασύρματα τοπικά δίκτυα, τα ασύρματα δίκτυα οχημάτων και τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων [90]. Για κάθε μία από αυτές τις εφαρμογές, δίνεται η αρχιτεκτονική της και τα βασικά της χαρακτηριστικά.

- **Κυψελωτά δίκτυα (Cellular Networks)** Τα κυψελωτά δίκτυα καλύπτουν μια γεωγραφική περιοχή την οποία χωρίζουν σε κυψέλες, συνήθως εξαγωνικές. Κάθε κυψέλη έχει ένα σταθμό βάσης, ο οποίος πρέπει να είναι σε θέση να εξυπηρετήσει κάθε χρήστη που βρίσκεται στην περιοχή κάλυψής της. Σε κάθε κυψέλη αναλογεί μέρος του συνολικού διαθέσιμου εύρους ζώνης επικοινωνίας, με αποτέλεσμα η μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύς μετάδοσης να



Σχήμα 3.2.1: Κυψελωτά δίκτυα

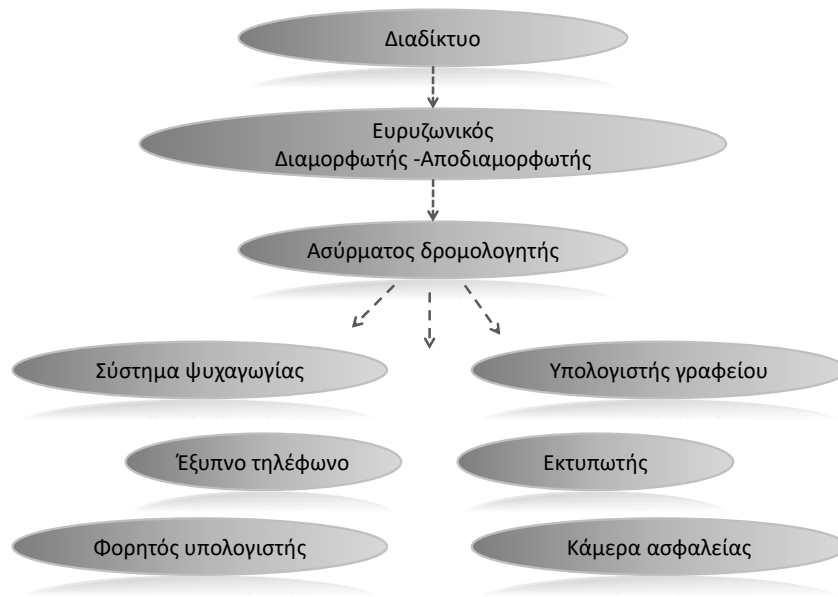
περιορίζεται. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με τον ολοένα αυξανόμενο αριθμό των χρηστών, οδηγεί *i)* σε μείωση της επάρκειας της χωρητικότητας και *ii)* σε μη επαρκή εξυπηρέτηση των χρηστών που πρέπει να καλύψει μια κυψέλη, κυρίως όταν αυτοί βρίσκονται στα όρια της. Ένας τρόπος να αυξηθεί η χωρητικότητα είναι η αύξηση του αριθμού των κυψελών και η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων ακόμα και από γειτονικές κυψέλες, κάτι όμως που αυξάνει παράλληλα τις ομοδιαυλικές παρεμβολές (co-channel interference). Η χρήση αναμεταδοτών ή η εκμετάλλευση κάποιων χρηστών με καλές συνθήκες επικοινωνίας, θα μπορούσε να αντιμετωπίσει όλα τα παραπάνω [91]. Ένας αναμεταδότης μπορεί να βελτιώσει τις συνθήκες που λαμβάνει ο τελικός χρήστης όταν τοποθετηθεί μεταξύ αυτού και του σταθμού βάσης. Επιπλέον, η ύπαρξη αναμεταδοτών οδηγεί σε μείωση της ομοδιαυλικής παρεμβολής κι αυτό διότι, ο σταθμός βάσης μπορεί να μειώσει την ισχύ εκπο-



Σχήμα 3.2.2: Ασύρματα δίκτυα οχημάτων

μπής του. Είναι άξια προσοχής η μελέτη [92] σύμφωνα με την οποία, συνεργατικό δίκτυο μπορεί να δημιουργηθεί και μεταξύ των σταθμών βάσεων γειτονικών κυψελών, δημιουργώντας έτσι ένα εικονικό σύστημα MIMO. Στο σχήμα 3.2.1 απεικονίζεται ένα κυψελωτό σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί συνεργατική επικοινωνία, με αναμεταδότη τον σταθμό βάσης ή κάποιον χρήστη.

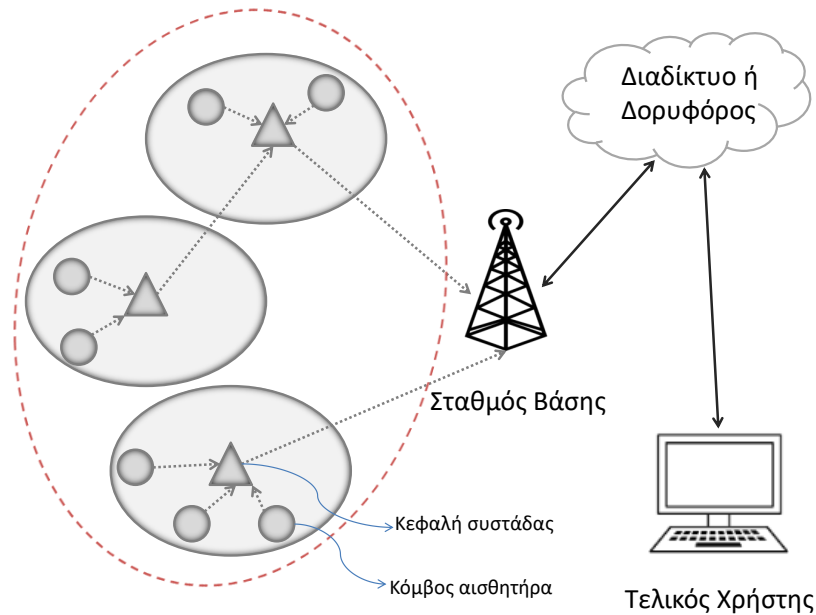
- **Ασύρματα δίκτυα οχημάτων (Vehicle-to-Vehicle Communication, V2V)** Τα ασύρματα δίκτυα οχημάτων αποτελούν μια κατηγορία των ευφών επικοινωνιών και περιγράφουν την επικοινωνία μεταξύ οχημάτων, μέσω της οποίας μπορούν και ανταλλάσσουν πληροφορίες που αφορούν, χαρακτηριστικά της κίνησης του οχήματος π.χ ταχύτητα, τοποθεσία, πορεία, αλλά και πληροφορίες που αφορούν την καταγραφή της κυκλοφορίας σε συγκεκριμένο τόπο και χρόνο, σχήμα 3.2.2. Η V2V επικοινωνία χρησιμοποιείται στην υλοποίηση έξυπνων μεταφορών, στα πλαίσια των 5G και 6G δικτύων. Λόγω του ότι η αύξηση του αριθμού των οχημάτων είναι ραγδαία, καθώς επίσης και η πυκνότητά τους σε αστικές και ημιαστικές περιοχές, η εφαρμογή της μπο-



Σχήμα 3.2.3: Ασύρματο τοπικό δίκτυο οικίας

ρεί να βοηθήσει γενικά στη ρύθμιση της κυκλοφορίας. Σε επίπεδο οχήματος, μπορεί να βοηθήσει στην επιλογή της βέλτιστης διαδρομής προς ένα προορισμό, στην εξοικονόμηση καυσίμων, καθώς επίσης και στην επικοινωνία μεταξύ των οχημάτων κάτω από ιδιαίτερες συνθήκες π.χ σε τούνελ ή ακόμα και σε απομακρυσμένες περιοχές όπου το δίκτυο δεν είναι ισχυρό.

- Ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless Local Network, WLAN)** Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα βασίζονται στο πρότυπο IEEE 802.11 και στοχεύουν στην κάλυψη μη σταθερών σημείων που είναι δύσκολο να καλύψουν τα ενσύρματα, χρησιμοποιώντας υψηλής συχνότητας ραδιοκύματα. Το βασικό χαρακτηριστικό τους είναι ότι, η δικτύωση είναι ανεξάρτητη από την ύπαρξη υποδομής. Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα βρίσκουν εφαρμογή στην διασύνδεση κτηρίων, στα αυτοοργανωμένα δίκτυα (ad hoc) π.χ αεροδρόμια, πανεπιστήμια, εμπορικά κέντρα, καθώς και στην επέκταση ενσύρματων δικτύων. Αποτελούνται από σημεία πρόσβασης (access points) με τα οποία μπορούν να συνδέονται κινητές συσκευές όπως, φορητοί υπολογιστές (laptops), tablets ή έξυπνα τηλέφωνα, σχήμα 3.2.3. Χρησιμοποιούνται σε κλειστούς ή ανοι-



Σχήμα 3.2.4: Ασύρματο δίκτυο αισθητήρων

χτούς χώρους (π.χ [93] [94]), γι αυτό το λόγο το επίπεδο παρεμβολής είναι πολύ υψηλό. Η συνεργατική επικοινωνία μεταξύ των χρηστών και του σημείου πρόσβασης αποτελεί ένα ακόμα πλεονέκτημα, αφού μπορεί να περιορίσει την ισχύ των παρεμβολών.

- Ασύρματα δίκτυα αισθητήρων (Wireless Sensor Networks, WSN)** Ένα ασύρματο δίκτυο αισθητήρων είναι ένα δίκτυο το οποίο αποτελείται από ενεργειακά αυτόνομους κόμβους οι οποίοι «αισθάνονται», παρατηρούν φυσικά μεγέθη (θερμοκρασία, πίεση, υγρασία, κίνηση, εικόνα, ήχο) και μεταδίδουν την επεξεργασμένη, ή μη επεξεργασμένη, μέτρησή τους, με τελική κατεύθυνση προς ένα σταθμό βάσης. Η επικοινωνία των κόμβων μπορεί να είναι και αμφίδρομη, δηλαδή όπως μεταδίδουν πληροφορίες στο σταθμό βάσης μπορούν και να δεχτούν πληροφορίες από αυτόν, σχήμα 3.2.4. Τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων έχουν πολύ μεγάλο αριθμό κόμβων χαμηλής πολυπλοκότητας και κόστους, δυνατότητα γρήγορης δημιουργίας δικτύου, προσαρμοστικότητα και αξιοπιστία, πλεονεκτήματα που τα κάνουν ελκυστικά ως προς τη χρήση τους. Οι περιορισμένες ενεργειακές τους δυ-



νατότητές, όπως η μικρή διάρκεια ζωής της μπαταρίας των συσκευών και το περιορισμένο εύρος ζώνης που μοιράζεται ένας μεγάλος αριθμός χρηστών, υπερκεράζονται με τη βοήθεια της συνεργατικής επικοινωνίας μεταξύ των κόμβων. Όταν τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων χρησιμοποιούν συνεργατική μετάδοση, οι χρήστες συνεργάζονται μεταξύ τους και λειτουργούν ως αναμεταδότες των σημάτων πληροφορίας των υπολοίπων [95].

### 3.3 Κατηγορίες Αναμεταδοτών

Στην συνεργατική μετάδοση, ο αναμεταδότης επεξεργάζεται το σήμα που λαμβάνει από την πηγή. Οι διαφορετικές τεχνικές επεξεργασίας του ληφθέντος σήματος ορίζουν τα πρωτόκολλα συνεργασίας. Ανάλογα με το πρωτόκολλο που χρησιμοποιείται, οι αναμεταδότες χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες, τους μη αναγεννητικούς (non-regenerative) ή διαφανείς (transparent) και τους αναγεννητικούς (regenerative).

#### 3.3.1 Μη αναγεννητικοί αναμεταδότες

Οι μη αναγεννητικοί αναμεταδότες ενισχύουν το σήμα και το προωθούν στον προορισμό του. Ο αναμεταδότης λαμβάνει το σήμα πληροφορίας από την πηγή, το ενισχύει χρησιμοποιώντας ενισχυτή σταθερού ή μεταβλητού κέρδους και στη συνέχεια το προωθεί στον κόμβο προορισμού, χωρίς να το αποδιαμορφώσει. Τα πρωτόκολλα μετάδοσης που χρησιμοποιούν αυτής της κατηγορίας αναμεταδότες, είναι: i) Ενίσχυσης και Προώθησης (amplify and forward,  $AF$ ) όπου το σήμα απλώς ενισχύεται και προωθείται στον προορισμό, ii) Γραμμικής Επεξεργασίας και Προώθησης (linear processing and forward,  $LPF$ ) το σήμα ενισχύεται εφαρμόζοντας απλές γραμμικές τεχνικές και iii) Μη Γραμμικής Επεξεργασίας και Προώθησης (non-linear processing and forward,  $non-LPF$ ) γίνεται επεξεργασία του σήματος με μη γραμμικές τεχνικές και στη συνέχεια προωθείται στον τελικό του προορισμό. Οι μη αναγεννητικοί αναμεταδότες, χωρίζονται σε δύο κατηγορίες i) τους αναμεταδότες μεταβλητού κέρδους (variable gain,  $VG$ ) και ii) τους αναμεταδότες στα-

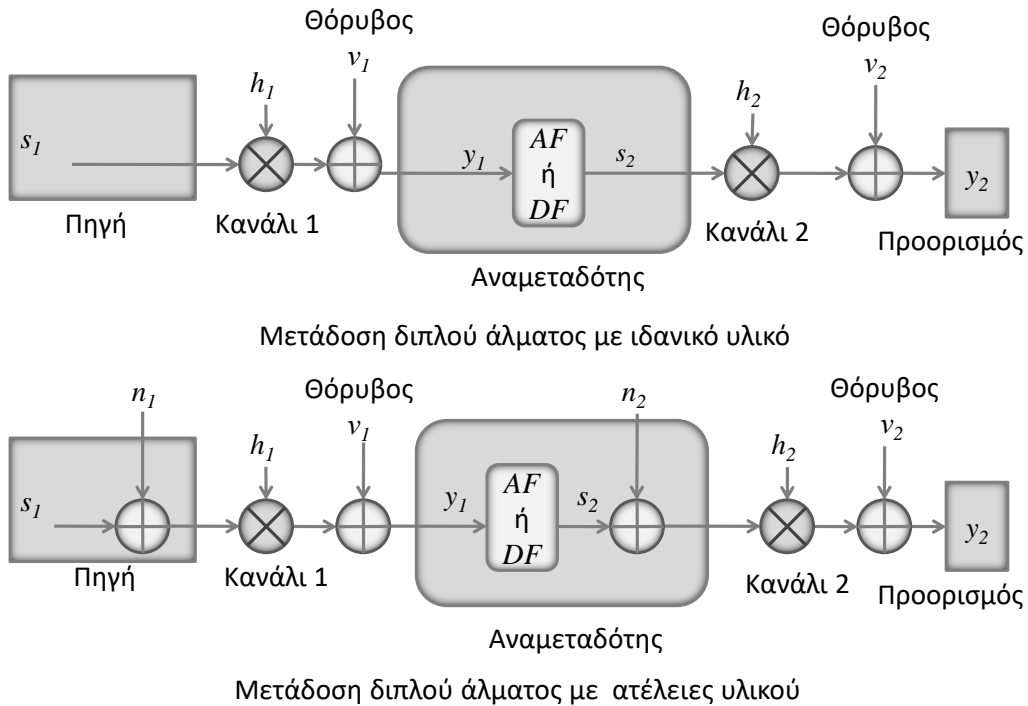
θερού κέρδους (fixed gain,  $FG$ ). Οι  $VG$  απαιτούν στιγμιαία γνώση του καναλιού, προκειμένου να αντισταθμίσουν τις επιπτώσεις που έχουν οι διαλείψεις και ο θόρυβος στο σήμα. Μεταβάλλουν το κέρδος τους ανάλογα με την κατάσταση του καναλιού και αντιστρέφουν το κανάλι εξουδετερώνοντας διαλείψεις και θόρυβο. Οι  $FG$  ενισχύουν το λαμβανόμενο σήμα πολλαπλασιάζοντάς το με σταθερό κέρδος. Αυτού του τύπου οι αναμεταδότες έχουν χαμηλή πολυπλοκότητα διότι το κέρδος του ενισχυτή είναι ανεξάρτητο της κατάστασης του καναλιού και υπό συνθήκες μπορεί να οριστεί με τη βοήθεια στατιστικών μέσων του καναλιού.

### 3.3.2 Αναγεννητικοί αναμεταδότες

Οι αναγεννητικοί αναμεταδότες, επεξεργάζονται το ληφθέν σήμα πριν το προωθήσουν στον προορισμό του. Τα πιο διαδεδομένα πρωτόκολλα μετάδοσης που χρησιμοποιούν οι αναγεννητικοί αναμεταδότες, είναι i) Αποκωδικοποίησης και Προώθησης (decode and forward,  $DF$ ), όπου ο αναμεταδότης λαμβάνει το σήμα από την πηγή, το αποδιαμορφώνει, το αποκωδικοποιεί και στη συνέχεια το διαμορφώνει, το κωδικοποιεί και το προωθεί στον προορισμό, ii) Ανίχνευσης και Προώθησης (detect and forward,  $DeF$ ), όπου ο αναμεταδότης ανιχνεύει τα σύμβολα που μεταδόθηκαν από την πηγή, τα επαναδιαμορφώνει και τα προωθεί στον προορισμό και iii) Συμπίεσης και Προώθησης (compress and forward,  $CF$ ), όπου ο αναμεταδότης λαμβάνει το σήμα μετά από δειγματοληψία, το κβαντίζει και χρησιμοποιεί τεχνικές κωδικοποίησης πηγής για να συμπίεσει τα τελικά δείγματα πριν τα προωθήσει στον δέκτη.

## 3.4 Σηματοθορυβικός λόγος συνεργατικών συστημάτων με ατέλειες υλικού

Έστω ένα συνεργατικό σύστημα επίπεδων διαλείψεων, με ατέλειες υλικού στον κόμβο της πηγής και στον αναμεταδότη. Η σχέση που περιγράφει το ληφθέν σήμα



Σχήμα 3.4.1: Μετάδοση διπλού άλματος *i)* με ιδανικό υλικό και *ii)* με ατέλειες υλικού

$y_1$  και  $y_2$  σε αναμεταδότη και κόμβο προορισμού αντίστοιχα, δίνεται από την (2.64)

$$y_i = h_i(s_i + n_i) + \nu_i \tag{3.4}$$

όπου για  $i = 1$  είναι η ζεύξη  $\mathcal{S} \rightarrow \mathcal{R}$  και για  $i = 2$  η ζεύξη  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$ , τα  $s_1, s_2 \in \mathbb{C}$  είναι τα εκπεμπόμενα διαμορφωμένα σύμβολα από πηγή και αναμεταδότη αντίστοιχα και το  $P_i = \mathbb{E} \langle |s_i|^2 \rangle$  είναι η μέση ισχύς εκπομπής. Επιπλέον,  $h_i \in \mathbb{C}$  είναι η κρουστική απόκριση,  $n_i$  είναι η παραμόρφωση εξαιτίας των ατελειών των κόμβων που συμμετέχουν στην  $i$  ζεύξη και  $\nu_i$  ο θόρυβος του καναλιού. Επιπλέον ισχύει ότι  $n_i \sim \mathcal{CN}(0, \kappa_i^2 P_i)$  και  $\nu_i \sim \mathcal{CN}(0, N_i)$ , όπου  $\kappa_i$  είναι ο βαθμός απόκλισης από το ιδανικό υλικό, λόγω ατελειών και  $N_i$  είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου του  $i$ οστού καναλιού.

Στη συνέχεια υπολογίζεται ο σηματοθροβικός λόγος ενός συνεργατικού συ-

σήματος, όπου η πηγή δεν έχει γνώση του καναλιού και λαμβάνονται υπόψη οι ατέλειες υλικού στους κόμβους που συμμετέχουν στην εκπομπή του σήματος πληροφορίας. Η ανάλυση περιλαμβάνει *i*) μη αναγεννητικό αναμεταδότη με πρωτόκολλο μετάδοσης  $AF$  και *ii*) αναγεννητικό αναμεταδότη με πρωτόκολλο μετάδοσης  $DF$ .

### 3.4.1 Διαφανής αναμεταδότης με $AF$

Σύμφωνα με το πρωτόκολλο  $AF$  ο αναμεταδότης λαμβάνει σήμα  $s_1$  από τον κόμβο της πηγής, το ενισχύει και το προωθεί στον κόμβο προορισμού. Αν  $G$  είναι το κέρδος του αναμεταδότη, ο οποίος επιλέγεται από τον τελευταίο με τέτοιο τρόπο, ώστε η ισχύς στην εξοδό του να μην υπερβαίνει μια συγκεκριμένη τιμή, τότε το σήμα που εκπέμπει ο αναμεταδότης είναι το  $s_2 = G y_1$ . Το σήμα που λαμβάνεται από τον τελικό προορισμό, περιγράφεται από τη σχέση [81, εξ.(10)]

$$y_2 = h_2 G(h_1(s_1 + n_1) + \nu_1) + h_2 n_2 + \nu_2 \quad (3.5)$$

ενώ η διακύμανση του  $n_2$  είναι  $\mathbb{E} \langle |n_2|^2 \rangle = \kappa_2^2 G^2 \mathbb{E} \langle |y_1|^2 \rangle$ .

Σε αυτό το σημείο διακρίνονται δύο περιπτώσεις:

- Αν ο αναμεταδότης έχει στιγμιαία γνώση του καναλιού, τότε θα χρησιμοποιηθεί αναμετάδοση μεταβλητού κέρδους [81, εξ.(11)]

$$G_v = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 \rho_1 (1 + \kappa_1^2) + N_1}} \quad (3.6)$$

Όπου  $P_1, P_2$  η ισχύς εκπομπής πηγής και αναμεταδότη αντίστοιχα και  $\rho_i \triangleq |h_i|^2$ . Επίσης  $\mathbb{E} \langle |n_2|^2 \rangle = \kappa_2^2 P_2$ . Το από άκρο σε άκρο ( $e2e$ )  $SNR$  δίνεται από την [81, εξ.(13)]

$$\gamma_v = \frac{\rho_1 \rho_2}{\rho_1 \rho_2 d + \rho_1 (1 + \kappa_1^2) \frac{N_2}{P_2} + \rho_2 (1 + \kappa_2^2) \frac{N_1}{P_1} + \frac{N_1 N_2}{P_1 P_2}} \quad (3.7)$$

- Αν ο αναμεταδότης δεν έχει γνώση του καναλιού, τότε θα χρησιμοποιηθεί

αναμετάδοση σταθερού κέρδους, με συντελεστή ενίσχυσης [81, εξ.(12)]

$$G_f = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 \mathbb{E}_{\rho_1} \langle \rho_1 \rangle (1 + \kappa_1^2) + N_1}} \quad (3.8)$$

Η ισχύς εκπομπής του αναμεταδότη μεταβάλλεται ανάλογα με το κέρδος του καναλιού στο πρώτο άλμα,  $P_2 = \mathbb{E} \langle |G_f y_1|^2 \rangle$ , γι αυτό και η διακύμανση του  $n_2$  είναι  $\mathbb{E} \langle |n_2|^2 \rangle = G_f^2 \kappa_2^2 (P_1 \rho_1 (1 + \kappa_1^2) + N_1)$ . Το από άκρο σε άκρο  $e2e$  SNR, δίνεται από την [81, εξ.(14)]

$$\gamma_f = \frac{\rho_1 \rho_2}{\rho_1 \rho_2 d + \rho_2 (1 + \kappa_2^2) \frac{N_1}{P_1} + \frac{N_2}{P_1 G_f^2}} \quad (3.9)$$

όπου  $d \triangleq \kappa_1^2 + \kappa_2^2 + \kappa_1^2 \kappa_2^2$ .

### 3.4.2 Αναγεννητικός αναμεταδότης με DF

Σύμφωνα με το πρωτόκολλο DF, ο αναμεταδότης λαμβάνει σήμα  $s_1$  από την πηγή, το αποκωδικοποιεί και στη συνέχεια το κωδικοποιεί και πάλι σε  $s_2$  και το προωθεί στον τελικό προορισμό. Προκειμένου να επιτευχθεί σωστή αποκωδικοποίηση, δηλαδή  $s_2 = s_1$ , επιλέγεται το μικρότερο SNR μεταξύ των καναλιών  $S \rightarrow R$  και  $R \rightarrow D$ . Θεωρώντας ότι οι δέκτες, δηλαδή αναμεταδότης και τελικός προορισμός, έχουν γνώση του αντίστοιχου καναλιού μετάδοσης, το SNR  $\gamma_{ni}^{DF}$  δίνεται από τη σχέση [81, εξ.(17)]

$$\gamma_{DF} = \min \left\{ \frac{P_1 \rho_1}{P_1 \rho_1 \kappa_1^2 + N_1}, \frac{P_2 \rho_2}{P_2 \rho_2 \kappa_2^2 + N_2} \right\} \quad (3.10)$$

## 3.5 Τεχνικές γραμμικής προκωδικοποίησης συστημάτων MIMO με αναμεταδότες

Σε αυτή την υποενότητα θα παρουσιαστεί η έννοια της γραμμικής προκωδικοποίησης. Στη συνέχεια, Θεωρώντας συνεργατικό σύστημα MIMO AF διπλού άλ-

ματος, αναλύονται τρεις από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές γραμμικής προκωδικοποίησης, οι οποίες χρησιμοποιούνται και στην παρούσα διατριβή σε συνδυασμό με χρήση του μεγίστου λόγου εκπομπής και είναι οι: *i)* εξαναγκασμού στο μηδέν, *ii)* μεγίστου λόγου και *iii)* ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος.

### 3.5.1 Τεχνικές γραμμικής προκωδικοποίησης

Η συνεργατική μετάδοση συστημάτων MIMO  $AF$  διπλού άλματος, είναι απλή στην εφαρμογή της και χαμηλού κόστους, παρέχοντας ταυτόχρονα όλα τα θετικά χαρακτηριστικά μιας συνεργατικής μετάδοσης, όπως αυξημένη κάλυψη και βέλτιστη αξιοπιστία μετάδοσης [96]. Στα συστήματα αυτής της αρχιτεκτονικής οι ομοδιαυλικές παρεμβολές, λόγω της επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων και της χρήσης πολλαπλών κεραιών, επηρεάζουν αρνητικά την επίδοση του συστήματος. Για την αντιμετώπισή τους, υιοθετείται η χρήση τεχνικών γραμμικής προκωδικοποίησης, λόγω της χαμηλής τους πολυπλοκότητας και της καλής επίδοσης που παρέχουν [97,98]. Οι εν λόγω τεχνικές πραγματοποιούνται στον αναμεταδότη, ο οποίος αφού λαμβάνει το σήμα πληροφορίας από τον πηγαίο κόμβο, εφαρμόζει γραμμική προκωδικοποίηση με σκοπό τον περιορισμό των ομοδιαυλικών παρεμβολών, κατόπιν χρησιμοποιώντας μετάδοση μεγίστου λόγου (maximal-ratio transmission,  $MRT$ ), προωθεί το μετασχηματισμένο σήμα στον κόμβο προορισμού.

### 3.5.2 Εφαρμογές τεχνικών γραμμικής προκωδικοποίησης σε συνεργατικό σύστημα MIMO $AF$

Έστω συνεργατικό σύστημα MIMO  $AF$  διπλού άλματος, με μία κεραιά στους κόμβους πηγής,  $S$  και προορισμού,  $D$  και πολλαπλές κεραιές  $N$  στον αναμεταδότη  $R$ . Επιπλέον, ο κόμβος προορισμού και ο αναμεταδότης λειτουργούν υπό την επίδραση  $AWGN$ , ενώ ο τελευταίος και υπό την επίδραση  $M$  ομοδιαυλικών παρεμβολών. Ο αναμεταδότης λαμβάνει το σήμα πληροφορίας από τον πηγαίο κόμβο μέσω  $M$  καναλιών μετάδοσης. Εφαρμόζει γραμμική τεχνική προκωδικοποίησης στα  $M$  λαμβανόμενα σήματα προσπαθώντας να καταστείλει ή ακόμα και να μειώ-

σει τις ομοδιαυλικές παρεμβολές και στη συνέχεια προωθεί το μετασχηματισμένο σήμα στον προορισμό του, χρησιμοποιώντας  $MRT$ . Το σήμα  $y_d$  που λαμβάνει ο προορισμός δίνεται από τη σχέση [96, εξ.(2)]

$$y_d = \mathbf{h}_2 \mathbf{W} \mathbf{y}_r + n_2 \quad (3.11)$$

όπου  $\mathbf{y}_r$  το λαμβανόμενο σήμα στον αναμεταδότη,  $\mathbf{h}_2$ ,  $n_2$  είναι η κρουστική απόκριση και ο θόρυβος, αντίστοιχα, της ζεύξης  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$  και  $\mathbf{W}$  ο πίνακας μετασχηματισμού πρώτης τάξης, λόγω προκωδικοποίησης στον αναμεταδότη, με  $\mathbb{E} \langle \|\mathbf{W} \mathbf{y}_r\|^2 \rangle = P_r$ . Ο  $\mathbf{W}$  δίνεται από τη σχέση [96]

$$\mathbf{W} = \omega \frac{\mathbf{h}_2^\dagger}{\|\mathbf{h}_2\|} \mathbf{w}_1 \quad (3.12)$$

όπου  $\omega$  το κέρδος ισχύος του αναμεταδότη, το διάνυσμα  $\mathbf{h}_2^\dagger / \|\mathbf{h}_2\|$  μεγιστοποιεί την ισχύ μετάδοσης (beamforming vector) στη ζεύξη  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$  και το  $\mathbf{w}_1$  είναι το βέλτιστο διάνυσμα  $1 \times N$ , με στοιχεία συντελεστές βαρύτητας, οι οποίοι εξαρτώνται κάθε φορά από την τεχνική προκωδικοποίησης που θα χρησιμοποιήσει ο αναμεταδότης.

### 3.5.3 Γραμμική τεχνική προκωδικοποίησης $ZF/MRT$

Η χρήση της τεχνικής  $ZF$ , απαιτεί τη γνώση των παραμέτρων του καναλιού, δηλαδή πλάτους και φάσης, καθώς και των παρεμβολών από τον αναμεταδότη. Δεν λαμβάνει υπόψη την ύπαρξη του θορύβου, ο οποίος μπορεί εντέλει να ενισχυθεί σημαντικά. Ο αναμεταδότης χρησιμοποιεί το πλήθος των κεραιών με τις οποίες είναι εφοδιασμένος, προκειμένου να καταστείλει τη  $CCI$ . Αυτό επιτυγχάνεται αν ο αριθμός των κεραιών λήψης  $N$ , είναι μεγαλύτερος από το πλήθος των χρηστών  $M$  που προκαλούν τις παρεμβολές [96]. Ο  $ZF$ , πρέπει να ικανοποιεί τις εξής προϋποθέσεις [96, εξ.(11)]:

$$\mathbf{w}_1 = \arg \max_{\mathbf{w}_1} \{\gamma_{ZF}\} \quad (3.13)$$

και κατά αντιστοιχία με την 2.57

$$\mathbf{w}_1 \mathbf{H}_I = \mathbf{0} \quad (3.14)$$

με  $|\mathbf{w}_1|=1$  και  $\mathbf{H}_I = [h_{I_1}, h_{I_2}, \dots, h_{I_M}]$  ο πίνακας των κρουστικών αποκρίσεων των καναλιών που δημιουργούνται λόγω των  $I_M$  παρεμβολών. Αποδεικνύεται ότι το βέλτιστο διάνυσμα βαρών του  $ZF$ , δίνεται από τη σχέση [96, εξ.(12)]

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P}}{\sqrt{\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1}} \quad (3.15)$$

όπου  $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{H}_I (\mathbf{H}_I^\dagger \mathbf{H}_I)^{-1} \mathbf{H}_I^\dagger$  με  $\mathbf{I}$  τον τετραγωνικό μοναδιαίο πίνακα  $N \times N$

### 3.5.4 Γραμμική τεχνική προκωδικοποίησης $MRC/MRT$

Η τεχνική  $MRC$  απαιτεί γνώση των παραμέτρων του καναλιού αλλά όχι των παρεμβολών και του θορύβου. Ο αναμεταδότης αθροίζει σύμφωνα τα σήματα που λαμβάνει, πολλαπλασιάζοντάς τα πρώτα με ένα συντελεστή βάρους. Στην περίπτωση αυτή το βέλτιστο διάνυσμα βαρών, δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{h}_1^\dagger}{\|\mathbf{h}_1\|} \quad (3.16)$$

### 3.5.5 Γραμμική τεχνική προκωδικοποίησης $MMSE/MRT$

Η τεχνική  $MMSE$  απαιτεί γνώση των παραμέτρων του καναλιού καθώς και της στατιστικής του  $AWGN$ . Δεν καταστέλλει πλήρως την  $CCI$  καθώς λαμβάνει υπόψη και τον θόρυβο. Προσπαθεί λοιπόν, να μειώσει την  $CCI$  κρατώντας τον θόρυβο σε χαμηλά επίπεδα. Αν  $\rho_{I_i} = P_i/N_0$  όπου  $\mathbb{E}\langle s_i I_i^* \rangle$  και  $(\cdot)^*$  ο μιγαδικός συζυγής και θεωρώντας  $\rho_{I_i} \equiv \rho_I \forall i = 1, 2, \dots, M$  τότε το βέλτιστο διάνυσμα συνδυασμού της τεχνικής  $MMSE$  δίνεται από τη σχέση [96, εξ.(16)]

$$\mathbf{w}_1 = \mathbf{h}_1^\dagger \left( \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^\dagger + \mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^\dagger + \frac{1}{\rho_1} \mathbf{I} \right)^{-1} \quad (3.17)$$



### 3.6 Συμπεράσματα

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάστηκε η έννοια της συνεργατικής επικοινωνίας. Έγινε μια επισκόπηση των σημαντικότερων εφαρμογών των συνεργατικών δικτύων και στη συνέχεια παρουσιάστηκαν δύο βασικές κατηγορίες αναμεταδοτών και τα πρωτόκολλα που χρησιμοποιούν. Επίσης, δόθηκε ο σηματοθορυβικός λόγος ενός συνεργατικού συστήματος με χρήση αναμεταδοτών σταθερού και μεταβλητού κέρδους και με ατέλειες υλικού στον πομπό και τον αναμεταδότη, κάνοντας έτσι μια εισαγωγή στα συνεργατικά συστήματα με ατέλειες υλικού, η επίδοση των οποίων εξετάζεται στο πέμπτο κεφάλαιο της παρούσας διατριβής. Το κεφάλαιο ολοκληρώθηκε με τρεις βασικές τεχνικές γραμμικής προκωδικοποίησης  $ZF/MRT$ ,  $MRC/MRT$  και  $MMSE/MRT$ , θεωρώντας σύστημα MIMO  $AF$  διπλού άλματος. Οι συγκεκριμένες τεχνικές προκωδικοποίησης και τα αποτελέσματα που εξάγονται για συνεργατικά MIMO συστήματα παρουσιάζονται εκτενέστερα στο τέταρτο κεφάλαιο που ακολουθεί.



# ΕΝΕΡΓΟΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΣΥΝΕΡΓΑΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΙΜΟ

Στο τέταρτο κεφάλαιο, προτείνεται ένα νέο μαθηματικό μοντέλο για τον αναλυτικό υπολογισμό του μεγίστου από άκρο σε άκρο ρυθμού μετάδοσης (throughput), ενός συνεργατικού δικτύου ενίσχυσης και προώθησης με πολλαπλούς πηγαίους κόμβους αναμετάδοσης και λήψης. Το σύστημα υπόκειται σε περιορισμούς καθυστέρησης μετάδοσης της πληροφορίας και ως μέτρο αξιολόγησης χρησιμοποιείται η ενεργός χωρητικότητα (effective capacity,  $EfC$ ). Αρχικά περιγράφεται το μοντέλο του προς μελέτη συστήματος και στη συνέχεια προτείνονται αναλυτικές εκφράσεις για την  $EfC$  για τρεις τεχνικές προκωδικοποίησης. Η εγκυρότητα των παραχθέντων σχέσεων επιβεβαιώνεται από τα αριθμητικά αποτελέσματα προσομοιώσεων Monte-Carlo, τα οποία ελήφθησαν λαμβάνοντας υπόψη μεταβολές διαφόρων παραμέτρων του συστήματος. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με μια ανακεφαλαίωση των συμπερασμάτων της έρευνας.

## 4.1 Εισαγωγή

Τα ασύρματα δίκτυα του μέλλοντος, πρέπει να μπορούν να υποστηρίξουν εξελιγμένες εφαρμογές με υπηρεσίες υψηλής ποιότητας, όπως επικοινωνία μεταξύ

συσκευών, υπηρεσίες κινητής ψηφιακής τηλεόρασης και υπολογισμού (mobile TV and computing), αλληλεπιδραστικές υπηρεσίες πολυμέσων και μετάδοση δεδομένων πολυμέσων σε πραγματικό χρόνο (interactive and multimedia streaming). Όμως, τέτοιες εφαρμογές είναι ευαίσθητες στην καθυστέρηση, γι αυτό και απαιτείται ένα μέτρο αξιολόγησης το οποίο να λαμβάνει υπόψη συγκεκριμένους περιορισμούς ως προς την ποιότητα υπηρεσίας (quality of service-  $QoS$ ) που απαιτείται να παρέχει το εν λόγω σύστημα μετάδοσης. Η  $EfC$  [28] είναι ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης ενός συστήματος ο οποίος καλύπτει τις απαιτήσεις του  $QoS$ . Αυτό επιτυγχάνεται, λόγω της ικανότητας της να αποκαλύπτει σημαντικές πτυχές της αλληλεπίδρασης του φυσικού επιπέδου (physical layer) με τα ανώτερα στρώματα μετάδοσης του προτύπου  $OSI$ , τα οποία λαμβάνουν υπόψη τις προδιαγραφές για την  $QoS$  [99], δηλαδή της ποιότητας υπηρεσίας που πρέπει να παρέχεται στον χρήστη, ώστε να είναι ικανοποιημένος. Για το λόγο αυτό, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αξιολόγηση επίδοσης του επιπέδου σύνδεσης δεδομένων (link layer), συμπεριλαμβανομένης της πιθανότητας υπερχείλησης των ενταμιευτήρων (buffers), καθώς και της πιθανότητας παράβασης των προδιαγραφών καθυστέρησης μετάδοσης δεδομένων (delay-bound violation probability) [100]. Από τα παραπάνω προκύπτει ότι, η  $EfC$  αποτελεί ένα εξαιρετικά ισχυρό και αξιόπιστο μέτρο αξιολόγησης της επίδοσης και του σχεδιασμού ενός συστήματος, αξιοποιώντας πληροφορίες από διαφορετικά στρώματα (cross-layer) του προτύπου  $OSI$ .

Είναι γνωστό ότι οι συνεργατικές τεχνικές μετάδοσης, βοηθούν στην αποτελεσματική βελτίωση της αξιοπιστίας, της κάλυψης αλλά και της επίδοσης ενός ασύρματου δικτύου [101]. Πολλές μελέτες στο παρελθόν έχουν αξιολογήσει την  $EfC$  συνεργατικών συστημάτων, συμπεριλαμβανομένων των [63, 67, 102, 103]. Στην ερευνητική εργασία [63], έχουν οριστεί τα άνω φράγματα της  $EfC$  ενός συνεργατικού συστήματος το οποίο χρησιμοποιεί πρωτόκολλο  $AF$ , βάσει του οποίου έχει προταθεί ένα σύστημα cross-layer. Στην [102], έχουν οριστεί αναλυτικές εκφράσεις για την  $EfC$  σε ένα αμφίδρομο  $AF$  σύστημα, ενώ στην [67], παρουσιάζεται μια γενική προσέγγιση για την  $EfC$  συστήματος  $AF$  πολλαπλών αλμάτων. Επιπλέον στην [103], εξετάζεται η  $EfC$  συστήματος  $AF$  με βέλτιστη επιλογή ανα-

μεταδότη υποθέτοντας ότι τα πακέτα μετάδοσης δεν υφίστανται αναμονή στους ενταμιευτήρες του αναμεταδότη (buffering).

Επιπροσθέτως των συνεργατικών τεχνικών, τα μελλοντικά ασύρματα δίκτυα, προβλέπεται πως θα χρησιμοποιούν εκτενώς στρατηγικές επαναχρησιμοποίησης συχνότητας [104]. Ωστόσο, η αρνητική επίδραση της ομοδιαυλικής παρεμβολής (co-channel interference, *CCI*) από γειτονικές κυψέλες, μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική υποβάθμιση της επίδοσης, αυτός είναι και ο λόγος που έχει μελετηθεί σε πολλές έρευνες όπως [105]. Εξ όσων είναι γνωστό, δεν έχει μελετηθεί η *EfC* συνεργατικού *AF* συστήματος παρουσία *CCI* μέχρι σήμερα.

Το κενό που υπάρχει έρχεται να καλύψει η παρούσα έρευνα, καθώς εξετάζεται η  $e2e$  *EfC* ενός συστήματος, με πολλαπλές πηγές και προορισμούς, παρουσία *CCI*. Πιο αναλυτικά, το σύστημα μετάδοσης χρησιμοποιεί *AF* πρωτόκολλο και λειτουργεί υπό περιορισμούς ως προς τη μέγιστη καθυστέρηση που μπορεί να δεχθεί ο χρήστης για συγκεκριμένες υπηρεσίες [106]. Κατά την πρώτη φάση μετάδοσης, οι πηγές εκπέμπουν ως πομποί και λαμβάνουν ως αναμεταδότες, την ίδια χρονική στιγμή και σε διαφορετικές συχνότητες, χρησιμοποιώντας δηλαδή διαίρεση διπλής συχνότητας (frequency-division duplex, *FDD*). Παρόμοιο σύστημα έχει μελετηθεί και στις εργασίες [107, 108]. Κατά τη διάρκεια της δεύτερης φάσης, ο αναμεταδότης εκπέμπει προς τους κόμβους προορισμού, χρησιμοποιώντας μετάδοση μεγίστου λόγου (maximum-ratio transmission, *MRT*) και μια από τις τρεις καταναμημένες γραμμικές τεχνικές προκωδικοποίησης *i*) διαφορισμό μεγίστου λόγου (*MRC*), *ii*) τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν (*ZF*) και *iii*) ελαχιστοποίηση μέσου τετραγωνικού σφάλματος (*MMSE*). Όλοι οι κόμβοι χρησιμοποιούν μια κεραία και λειτουργούν υπό την παρουσία λευκού προσθετικού Γκαουσιανού θορύβου (additive white Gaussian noise-*AWGN*) και *CCI*. Επίσης θεωρείται ότι, οι πηγές υπόκεινται σε περιορισμούς ως προς την ποιότητα υπηρεσίας, ενώ τα πακέτα που φτάνουν στους αναμεταδότες, δεν υφίστανται καθυστέρηση στους ενταμιευτήρες. Όπως επισημαίνεται στις [107, 108], το προς μελέτη σύστημα, αποτελεί μια ελκυστική τεχνολογία μετάδοσης για δίκτυα οχημάτων, τα οποία εκμεταλλεύονται το πρότυπο των έξυπνων συστημάτων μεταφορών (intelligent transportation

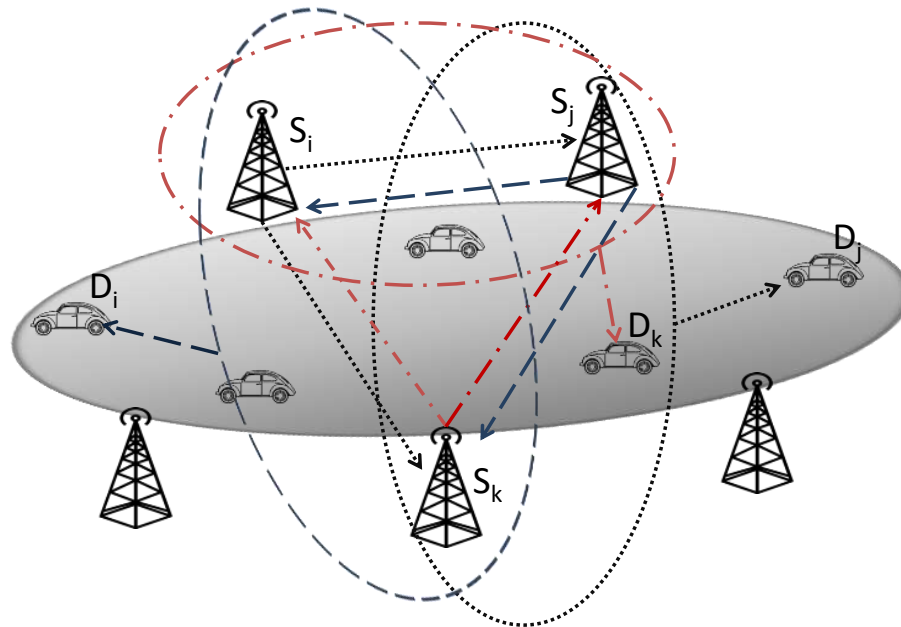
systems- *ITS*). Ένα τέτοιο σύστημα έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να παρέχει επαρκή συνδεσιμότητα (connectivity) και κάλυψη (coverage), με μειωμένη κατανάλωση ενέργειας.

Οι κύριες συνεισφορές αυτού του κεφαλαίου είναι οι εξής:

- Ορίζονται κλειστής μορφής αναλυτικές εκφράσεις για την  $EfC$  για την τεχνική  $ZF/MRT$ , θεωρώντας ίση ή διαφορετική κατανομή ισχύος σε πηγές και αναμεταδότες καθώς επίσης και περιορισμένο αριθμό ομοδιαυλικών παρεμβολών στους αναμεταδότες. Ορίζεται επίσης, ένα κλειστής μορφής άνω φράγμα για την  $EfC$ , το οποίο μας δίνει πολύ καλή προσέγγιση σε υψηλά  $SNR$ . Βασιζόμενοι στο φράγμα, ερευνάται επίσης η περίπτωση της ιδανικής κατανομής ισχύος. Τέλος ορίζονται απλές ασυμπτωτικές εκφράσεις για την  $EfC$  για μεγάλες τιμές του  $SNR$ .
- Προτείνονται προσεγγιστικές, αλλά πολύ ακριβείς, αναλυτικές εκφράσεις κλειστής μορφής της  $EfC$  για τις τεχνικές  $MRC/MRT$  και  $MMSE/MRT$ , θεωρώντας περιορισμένο αριθμό ομοδιαυλικών παρεμβολών στους αναμεταδότες.
- Τέλος, ορίζεται μια έκφραση κλειστής μορφής της  $EfC$  για μεγάλο αριθμό αναμεταδοτών  $N$  και αποδεικνύεται ότι οι  $MMSE/MRT$  και  $ZF/MRT$  επιτυγχάνουν την καλύτερη επίδοση έναντι της  $MRC/MRT$ .

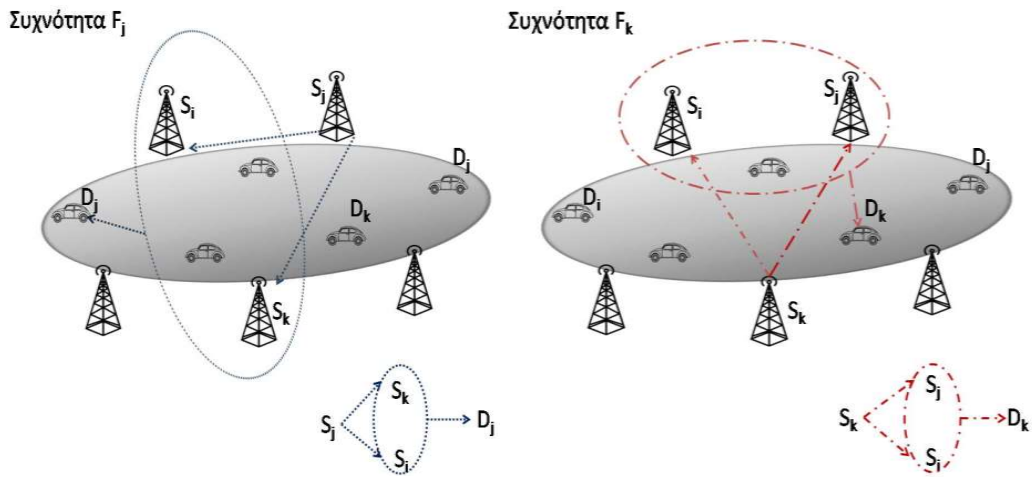
## 4.2 Περιγραφή Συστήματος

Το προς μελέτη συνεργατικό σύστημα πολλαπλών πηγών και πολλαπλών προορισμών, συνιστάται από  $N + 1$  πηγές, κάθε μία από τις οποίες είναι εξοπλισμένη με μία κεραία και από  $N + 1$  κόμβους προορισμού. Οι πηγές μπορούν επίσης να παίξουν το ρόλο του αναμεταδότη και λειτουργούν παρουσία διαλείψεων, *AWGN*, καθώς επίσης και  $M$  ομοδιαυλικών παρεμβολών, οι οποίες είναι ανεξάρτητες αλλά όχι απαραίτητα όμοια κατανεμημένες, ενώ οι κόμβοι προορισμού λειτουργούν υπό την παρουσία διαλείψεων και *AWGN*. Στο σχήμα 4.2.1



Σχήμα 4.2.1: Συνεργατικό σύστημα  $AF$  πολλαπλών κόμβων πηγών και προορισμών

απεικονίζεται, ένα συνεργατικό σύστημα  $AF$ . Στην πρώτη φάση μετάδοσης, κάθε κόμβος πηγής εκπέμπει το σήμα πληροφορίας σε άλλους πηγαίους κόμβους, οι οποίοι λειτουργούν ως αναμεταδότες. Στη δεύτερη φάση, οι αναμεταδότες συνεργάζονται και προωθούν το σήμα στον προορισμό του. Την ίδια χρονική στιγμή και σε άλλη συχνότητα, ο πηγαίος κόμβος που εκπέμπει, μπορεί να λειτουργεί ως αναμεταδότης για κάποιον άλλο κόμβο πηγής. Στο σχήμα 4.2.2 περιγράφεται αναλυτικότερα η παραπάνω διαδικασία, όπου στη συχνότητα  $F_j$  ο πηγαίος κόμβος  $S_j$  λειτουργεί ως πηγή και στη συχνότητα  $F_k$  ως αναμεταδότης. Μια τέτοια αρχιτεκτονική συνηθίζεται σε κυψελωτά συστήματα διαίρεσης συχνότητας, όπου οι κόμβοι αναμετάδοσης και προορισμού αντιμετωπίζουν διαφορετικές παρεμβολές [109, 110], καθώς επίσης και σε συστήματα με συνδέσεις άνω ζεύξης (uplink),



Σχήμα 4.2.2: Λειτουργία του  $S_j$  πηγαίου κόμβου σε δύο διαφορετικές συχνότητες

όπου ο προορισμός επικοινωνεί με την πηγή μέσω αναμεταδότη, ο οποίος βρίσκεται στα όρια των κυψελών [111]. Επιπλέον, θεωρείται ότι τα πλάτοι του καναλιού ακολουθούν κατανομή Rayleigh. Υπάρχουν πολλές θεωρητικές και πειραματικές μελέτες που υποστηρίζουν και αποδεικνύουν ότι, η κατανομή Rayleigh μπορεί να μοντελοποιήσει αποτελεσματικά την ασύρματη μετάδοση σε δίκτυα έξυπνων μεταφορών οχημάτων-υποδομής (vehicle-to-infrastructure *V2I*) π.χ [112, 113].

Στη συνέχεια θεωρείται ημι-αμφίδρομη (half-duplex) μετάδοση, διότι είναι ευκολότερο να εφαρμοστεί στην πράξη. Προκειμένου να διασφαλιστεί αυτή η λειτουργία μετάδοσης, χρησιμοποιείται ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (orthogonal-frequency-division-multiplexing, *OFDM*) [107], γι αυτό και το συνολικό εύρος ζώνης του καναλιού χωρίζεται σε  $N + 1$  ορθογώνια υποκανάλια. Γενικά, το  $N$  μεταβάλλεται σε σχέση με τον χρόνο, εξαιτίας του ότι οι χρήστες μπαίνουν και βγαίνουν τυχαία στην περιοχή κάλυψης. Ωστόσο, αν υποθεθεί ότι



	1 <sup>st</sup> Phaseslot	2 <sup>nd</sup> Phaseslot
$F_i$	$S_i$ : Tx, $S_{n=1, n \neq i}^{N+1}$ : Rx	$S_{n=1, n \neq i}^{N+1}$ : Relays
$F_j$	$S_j$ : Tx, $S_{n=1, n \neq j}^{N+1}$ : Rx	$S_{n=1, n \neq j}^{N+1}$ : Relays
$F_k$	$S_k$ : Tx, $S_{n=1, n \neq k}^{N+1}$ : Rx	$S_{n=1, n \neq k}^{N+1}$ : Relays

Πίνακας 4.2.1: Φάσεις συνεργατικής μετάδοσης για κάθε πηγαίο κόμβο, ως προς τη συχνότητα και το χρόνο εκπομπής του σήματος

έχουμε ένα σχεδόν στατικό κανάλι, δηλαδή ένα κανάλι το οποίο παραμένει σταθερό για μια ομάδα (block) συμβόλων και μεταβάλλεται ανεξάρτητα από block σε block, τότε το  $N$  μπορεί να θεωρηθεί ως χρονικά αμετάβλητο. Οστόσο, σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του *OFDM*, κάθε επιμέρους υπο-κανάλι εξακολουθεί να υφίσταται επίπεδες διαλείψεις. Ένα τέτοιο σύστημα είναι δημοφιλές στην σχετική βιβλιογραφία διότι είναι σύνηθες σε εφαρμογές *ITS* [107, 108].

Ο πίνακας 4.2.1 περιγράφει το προς μελέτη συνεργατικό πρωτόκολλο, θεωρώντας τρεις διαφορετικές συχνότητες,  $F_i$ ,  $F_j$  και  $F_k$ . Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, το σήμα μεταδίδεται σε δύο φάσεις. Κατά τη διάρκεια της πρώτης φάσης και για δοσμένο εύρος συχνοτήτων,  $F_\ell$ ,  $\ell \in \{i, j, k\}$ , οι πηγές,  $S_\ell$ , εκπέμπουν η μία στην άλλη την πληροφορία τους,  $x_\ell$ , με ισχύ εκπομπής  $P_s = \mathbb{E}\langle |x_\ell|^2 \rangle$ . Σε αυτή την φάση, ο κόμβος  $S_\ell$  λειτουργεί ως πομπός ("Tx") ενώ οι κόμβοι  $S_{n=1, n \neq \ell}^{N+1}$  λειτουργούν ως αναμεταδότες ("Rx"). Κατά τη διάρκεια της δεύτερης φάσης, οι αναμεταδότες συνεργάζονται και προωθούν την πληροφορία στους κόμβους προορισμού. Αναλυτικότερα, κατά την πρώτη φάση, τα σήματα που λαμβάνουν οι  $N$  αναμεταδότες  $S_{n=1, n \neq \ell}^{N+1}$ , μπορούν να εκφραστούν σε διανυσματική μορφή ως

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{h}_1 x_\ell + \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{I_m} s_{I_m} + \mathbf{n}_1 \quad (4.1)$$

όπου

- $\mathbf{h}_1$  είναι το τυχαίο  $N \times 1$  μιγαδικό διάνυσμα της ζεύξης πηγής-αναμεταδότη

και  $\mathbf{h}_{I_m}$  είναι επίσης ένα τυχαίο  $N \times 1$  μιγαδικό διάνυσμα της ζεύξης του αναμεταδότη με τη  $m$ -οστή παρεμβολή  $\forall m \in \{1, 2, \dots, M\}$ . Τα στοιχεία κάθε διανύσματος, είναι ανεξάρτητες και ισόνομα κατανομημένες (independent and identically distributed, iid) κυκλικές μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές  $\mathcal{CN}(0, 1)$ .

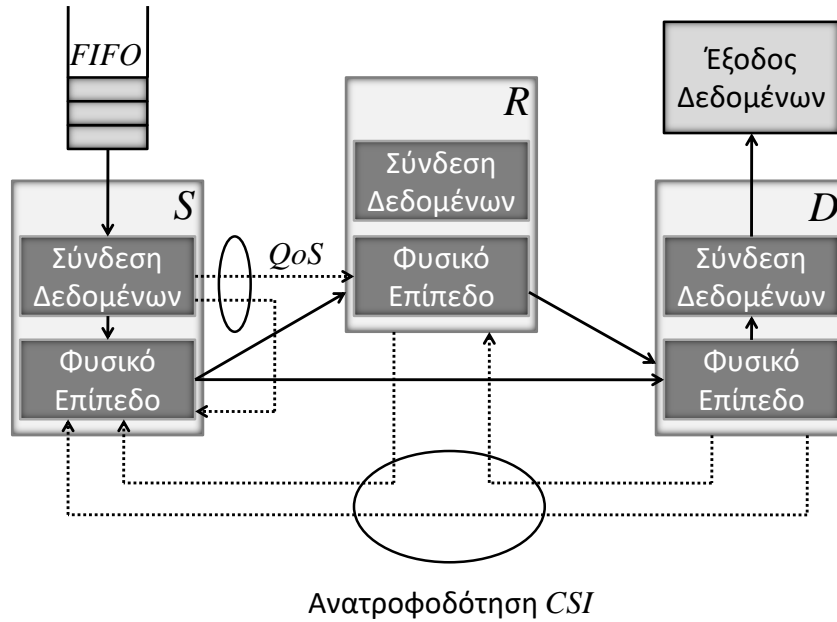
- το  $\mathbf{n}_1$ , είναι το  $N \times 1$  διάνυσμα του θορύβου στους αναμεταδότες, με πίνακα συμμεταβλητότητας  $\mathbb{E}\langle \mathbf{n}_1 \mathbf{n}_1^\dagger \rangle = N_0 \mathbf{I}_N$ , όπου  $N_0$  είναι η μιας πλευράς φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου.
- το  $s_{I_m}$ , είναι το  $m$ ιοστό σήμα παρεμβολής με μέση ισχύ  $\mathbb{E}\langle |s_{I_m}|^2 \rangle = P_{I_m}$ .

Κατά τη διάρκεια της δεύτερης φάσης, οι κόμβοι  $\mathcal{S}_{n=1, n \neq \ell}^{N+1}$  λειτουργούν σαν αναμεταδότες, καταστέλλουν την *CCI* χρησιμοποιώντας τεχνικές γραμμικής προκωδικοποίησης και προωθούν το σήμα πληροφορίας τους στον κόμβο προορισμού  $\mathcal{D}_\ell$  χρησιμοποιώντας πρωτόκολλο *AF*. Αυτή η φάση απαιτεί  $N$  χρονοθυρίδες (time slots). Το σήμα που λαμβάνεται από τον τελικό προορισμό  $\mathcal{D}_\ell$ , μπορεί να εκφραστεί ως εξής

$$y_{d_\ell} = \mathbf{h}_2^\dagger \mathbf{W} \mathbf{y}_r + n_2 \quad (4.2)$$

όπου

- $\mathbf{h}_2$  είναι ένα τυχαίο  $N \times 1$  μιγαδικό διάνυσμα της ζεύξης  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$ , με στοιχεία ανεξάρτητες και ισόνομα κατανομημένες τυχαίες μεταβλητές  $\mathcal{CN}(0, 1)$ .
- $\mathbf{W} = \omega(\mathbf{h}_2 / \|\mathbf{h}_2\|_F \mathbf{w}_1)$  είναι ένας πίνακας με βαθμό ένα και  $\omega$ , είναι μια σταθερά, η οποία επιλέγεται με κατάλληλο τρόπο ώστε να ικανοποιούνται οι περιορισμοί της ισχύος μετάδοσης στον αναμεταδότη. Το  $\mathbf{h}_2 / \|\mathbf{h}_2\|_F$  είναι ο αποκωδικοποιητής *MRT* και το  $\mathbf{w}_1$  είναι ένα  $1 \times N$  διάνυσμα, το οποίο συνδυάζει γραμμικά τα σήματα στη λήψη και εξαρτάται από την τεχνική προκωδικοποίησης που χρησιμοποιεί ο αναμεταδότης.
- $n_2$  είναι ο θόρυβος στον προορισμό  $\mathcal{D}_\ell$ , με μέση ισχύ  $\mathbb{E}\langle |n_2|^2 \rangle = N_0$ .



Σχήμα 4.2.3: Μοντέλο μετάδοσης πακέτων

Χρησιμοποιώντας τις (4.1), (4.2), ο από άκρο-σε-άκρο λόγος σήματος-προς-παρεμβολές και θόρυβο (signal-to-interference-plus-noise ratio - $SINR$ ), της ζεύξης  $S_\ell \rightarrow D_\ell$  μπορεί να εκφραστεί ως εξής

$$\gamma_{\text{end}} = \frac{|\mathbf{h}_2^\dagger \mathbf{W} \mathbf{h}_1|^2 P_s}{\sum_{m=1}^M |\mathbf{h}_2^\dagger \mathbf{W} \mathbf{h}_{I_m}|^2 P_{I_m} + \|\mathbf{h}_2^\dagger \mathbf{W}\|_F^2 N_0 + N_0} \quad (4.3)$$

Στη συνέχεια, ορίζεται  $\rho_1 \triangleq P_s/N_0$  και  $\rho_2 \triangleq P_r/N_0$ , όπου το  $P_r$  είναι η μέση ισχύς στον αναμεταδότη και  $\rho_{I_m} \triangleq P_{I_m}/N_0$ .

Το υπό εξέταση σύστημα χρησιμοποιεί έναν ενταμιευτήρα (buffer) ο οποίος λειτουργεί σύμφωνα με το πρότυπο "ο πρώτος που εισέρχεται είναι ο πρώτος που εξέρχεται" (first-in-first-out, *FIFO*), έχοντας, επιπλέον, σταθερό ρυθμό άφιξης στο επίπεδο σύνδεσης δεδομένων της πηγής 4.2.3. Ο ενταμιευτήρας αποθηκεύει τα πακέτα αφίξεως και λειτουργεί υπό περιορισμούς καθυστέρησης, οι οποίοι εξαρτώνται από την ποιότητα υπηρεσίας. Στην παρούσα έρευνα, θεωρείται ότι τα πακέτα που φθάνουν στον αναμεταδότη απλώς ενισχύονται και προωθούνται

στον προορισμό τους, χωρίς να λαμβάνονται υπόψη τυχόν καθυστερήσεις. Αυτή η παραδοχή έχει χρησιμοποιηθεί στο παρελθόν σε πολλές εργασίες, συμπεριλαμβανομένων των [63, 67, 102].

Υποθέτωντας, ιδανική διαμόρφωση και κωδικοποίηση στο φυσικό επίπεδο του κόμβου προέλευσης, καθώς επίσης κι ότι το σύστημα λειτουργεί υπό την επίδραση block διαλείψεων, ο ρυθμός εξυπηρέτησης στον ενταμιευτήρα,  $S[k]$ , ισούται με τη στιγμιαία χωρητικότητα του καναλιού  $C$  [63]. Άρα

$$S[k] = C \quad (4.4)$$

Σε σύστημα  $AF$  η στιγμιαία χωρητικότητα του καναλιού δίνεται από την [63, εξ.(8)]

$$C = \frac{T_f B}{2} \log_2(1 + \gamma_{end}) = \frac{T_f B}{2} \frac{\ln(1 + \gamma_{end})}{\ln(2)} \quad (4.5)$$

ο συντελεστής  $1/2$  δηλώνει ότι η μετάδοση του σήματος γίνεται σε δύο φάσεις. Αντικαθιστώντας τις (4.5) ,(4.4) στην (2.35) και εκτελώντας απλές μαθηματικές πράξεις προκύπτει ότι η ενεργός χωρητικότητα μπορεί να εκφραστεί ως εξής [63, εξ.(9)]

$$R(\theta) = -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left[ \int_0^{\infty} \frac{f_{\gamma_{end}}(x)}{(1+x)^\beta} dx \right], \quad (4.6)$$

όπου

$$\beta = \frac{\theta T_f B}{2 \ln(2)} \quad (4.7)$$

το  $T_f$  είναι το μήκος του block διαλείψεων, δηλαδή της χρονικής περιόδου που το κανάλι παραμένει αμετάβλητο και το  $B$  είναι το εύρος ζώνης του συστήματος.

### 4.3 Ανάλυση ενεργού χωρητικότητας

Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζονται αναλυτικές εκφράσεις της  $EfC$  για τις τεχνικές  $ZF/MRT$ ,  $MRC/MRT$  και  $MMSE/MRT$ . Προκειμένου να διευκολυνθεί η μαθηματική ανάλυση, θα οριστεί η  $EfC$  με τη βοήθεια της αθροιστικής

συνάρτησης κατανομής (cumulative-distribution function,  $CDF$ ) του  $e2e SINR$   $\gamma_{end}$ .

Εφαρμόζοντας παραγοντική ολοκλήρωση στο  $\int_0^\infty \frac{f_{\gamma_{end}}(x)}{(1+x)^\beta} dx$  και εκτελώντας απλές μαθηματικές πράξεις προκύπτει ότι

$$\int_0^\infty \frac{f_{\gamma_{end}}(x)}{(1+x)^\beta} dx = 1 - \beta \int_0^\infty \frac{1 - F_{\gamma_{end}}(x)}{(1+x)^{\beta+1}} dx \quad (4.8)$$

Αντικαθιστώντας την (4.8) στην (4.6), η  $Efc$  μπορεί να περιγραφεί τελικά από τη σχέση

$$R(\theta) = -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left[ 1 - \beta \int_0^\infty \frac{1 - F_{\gamma_{end}}(x)}{(1+x)^{\beta+1}} dx \right] \quad (4.9)$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται η  $Efc$  για τρεις διαφορετικές τεχνικές προκωδικοποίησης.

### 4.3.1 Τεχνική $ZF/MRT$

Για την τεχνική  $ZF/MRT$ , το κέρδος της ισχύος του αναμεταδότη, περιγράφεται από τη σχέση [97, 114]:

$$\omega^2 = \frac{\rho_2}{|\mathbf{w}_1 \mathbf{h}_1|^2 \rho_1 + 1} \quad (4.10)$$

όπου  $\mathbf{w}_1$  είναι το βέλτιστο διάνυσμα βαρών του  $ZF$ , το οποίο δίνεται από την (3.15) και είναι

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P}}{\sqrt{\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1}}$$

και πληρεί τις συνθήκες (3.13) και (3.14). Ο πίνακας  $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{H}_I (\mathbf{H}_I^\dagger \mathbf{H}_I)^{-1} \mathbf{H}_I^\dagger$  όπου  $\mathbf{H}_I = [\mathbf{h}_{I_1}, \mathbf{h}_{I_2} \dots, \mathbf{h}_{I_M}]$  είναι ο πίνακας των κρουστικών αποκρίσεων των παρεμβολών. Χρησιμοποιώντας τη σχέση (4.10), το  $e2e SINR$  μπορεί να προκύ-

ψει από την (4.3) ως

$$\gamma_{\text{end}}^{\text{ZF}} = \frac{\gamma_1^{\text{ZF}} \gamma_2^{\text{ZF}}}{\gamma_1^{\text{ZF}} + \gamma_2^{\text{ZF}} + 1} \approx \frac{\gamma_1^{\text{ZF}} \gamma_2^{\text{ZF}}}{\gamma_1^{\text{ZF}} + \gamma_2^{\text{ZF}}}, \quad (4.11)$$

όπου

$$\gamma_1^{\text{ZF}} = |\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1| \rho_1 \quad (4.12)$$

και

$$\gamma_2^{\text{ZF}} = \|\mathbf{h}_2\|_F^2 \rho_2 \quad (4.13)$$

Με τη βοήθεια της προσομοίωσης Monte Carlo αποδεικνύεται ότι, η προσέγγιση που δίνεται από τη σχέση (4.11) δίνει πολύ καλά αποτελέσματα ακόμα και για χαμηλές τιμές του  $SINR$ . Για την τεχνική  $ZF/MRT$ , απαιτείται η γνώση της στατιστικής των διανυσμάτων  $\mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{h}_2$ ,  $\mathbf{H}_I$  του καναλιού. Οι τεχνικές εκτίμησης του πίνακα  $\mathbf{H}_I$ , των ομοδιαυλικών παρεμβολών, παρατίθενται στην εργασία [115].

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (4.9), μια αναλυτική έκφραση για την  $EfC$  παρουσιάζεται στην επόμενη πρόταση.

**Πρόταση 1.** Η  $EfC$  του θεωρούμενου συστήματος για τεχνική  $ZF/MRT$  και  $\rho_1$ ,  $\rho_2$  αυθαίρετες τιμές, μπορεί να υπολογιστεί σε κλειστή μορφή από τη σχέση

$$\begin{aligned} R_{\text{ZF}}(\theta) = & -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left\{ 1 - \frac{1}{2\Gamma(\beta)} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{k=0}^{N_2-1} \sum_{m=0}^k \left( \frac{\rho_1 \rho_2}{\rho_1 + \rho_2} \right)^{1+k+N_1} C(n, k, m) \right. \\ & \left. \times H_{0,2:1,1:1,0}^{2,0:1,1:0,1} \left[ \frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + \rho_2)^2}, \frac{\rho_1 \rho_2}{\rho_1 + \rho_2} \middle| \left( \frac{n-m+1}{2}, 1 \right), \left( \frac{m-n+1}{2}, 1 \right) \middle| \begin{matrix} (-\beta, 1) \\ (0, 1) \end{matrix} \middle| \begin{matrix} (-k-N_1; 2, 1) \\ - \end{matrix} \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.14)$$

όπου

$$C(n, k, m) = \frac{\rho_1^{\frac{n-m+1}{2} - N_1} \rho_2^{\frac{m-n-1}{2} - k}}{m! n! (k-m)! (N_1 - n - 1)!} \quad (4.15)$$

και  $N_1$  η διαφορά του πλήθους των χρηστών που προκαλούν παρεμβολές από το πλήθος των κόμβων που λειτουργούν ως αναμεταδότες, δηλαδή  $N_1 = N - M$ .

*Απόδειξη.* Αφού οι  $\gamma_1^{\text{ZF}}$  και  $\gamma_2^{\text{ZF}}$  ακολουθούν την κατανομή γάμμα (B'.4), (B'.5), με

παραμέτρους  $N_1, \rho_1$  και  $N_2, \rho_2$  [116] αντίστοιχα, τότε, η συμπληρωματική  $CDF$  της  $\gamma_{\text{end}}^{\text{ZF}}$ , δίνεται από την σχέση [117, εξ. (2)]

$$\begin{aligned} \bar{F}_{\gamma_{\text{end}}^{\text{ZF}}}(x) &= 2 e^{-\left(\frac{1}{\rho_1} + \frac{1}{\rho_2}\right)x} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{k=0}^{N_2-1} \sum_{m=0}^k C(n, k, m) \\ &\times K_{n-m+1} \left( \frac{2x}{\sqrt{\rho_1 \rho_2}} \right) x^{N_1+k} \end{aligned} \quad (4.16)$$

όπου οι συντελεστές  $C(n, k, m)$  δίνονται από τη σχέση (4.15). Ο υπολογισμός της  $EfC$ , βασίζεται στην (4.9) και απαιτεί τον υπολογισμό του ακόλουθου ολοκληρώματος

$$\mathcal{I} = \int_0^{\infty} \frac{x^{N_1+k}}{(1+x)^{\beta+1}} e^{-\left(\frac{1}{\rho_1} + \frac{1}{\rho_2}\right)x} K_{n-m+1} \left( \frac{2x}{\sqrt{\rho_1 \rho_2}} \right) dx \quad (4.17)$$

Κλειστής μορφής έκφραση για την (4.17), δεν είναι διαθέσιμη σε κανένα από τα γνωστά βιβλία με πίνακες και ολοκληρώματα όπως το [1]. Όπως θα αναλυθεί στη συνέχεια, το  $\mathcal{I}$  μπορεί να υπολογιστεί μέσω της δισδιάστατης συνάρτησης  $H$  του Fox. Εκφράζοντας τον παράγοντα  $(1+x)^{-\beta-1}$  και τη συνάρτηση Bessel, σαν μιγαδικά επικαμπύλια ολοκληρώματα του αντίστροφου μετασχηματισμού Mellin, προκύπτει με τη βοήθεια των (B-13) και (B-10) ότι

$$\frac{1}{(1+x)^{\beta+1}} = \frac{1}{2\pi i \Gamma(\beta+1)} \int_{\mathcal{C}_1} \frac{\Gamma(t) \Gamma(\beta+1-t)}{x^t} dt \quad (4.18)$$

όπου  $\mathcal{C}_1$  είναι η καμπύλη Mellin-Barnes η οποία διαχωρίζει τους πόλους της συνάρτησης  $\Gamma(t)$ , από εκείνους της συνάρτησης  $\Gamma(\beta+1-t)$ ,  $0 < \Re\{t\} < \beta+1$  και

$$\begin{aligned} K_{n-m+1} \left( \frac{2x}{\sqrt{\rho_1 \rho_2}} \right) &= \frac{1}{4\pi i} \int_{\mathcal{C}_2} \Gamma \left( \frac{m-n-1}{2} + s \right) \\ &\times \Gamma \left( \frac{n-m+1}{2} + s \right) \left( \frac{\rho_1 \rho_2}{x^2} \right)^s ds \end{aligned} \quad (4.19)$$

όπου  $\mathcal{C}_2$  είναι η καμπύλη Mellin-Barnes που αρχίζει και τελειώνει στο  $-\infty$  και περικλείει τους πόλους των  $\Gamma[(-n+m-1)/2+s]$  και  $\Gamma[(n-m+1)/2+s]$ , με

$\Re\{s\} > |n+m-1|/2$ . Αντικαθιστώντας τις (4.18) και (4.19) στην (4.17) προκύπτει η σχέση

$$\begin{aligned} \mathcal{I} &= \frac{1}{2(2\pi i)^2 \Gamma(\beta+1)} \int_0^\infty \int_{c_1} \int_{c_2} x^{N_1+k} e^{-\left(\frac{1}{\rho_1} + \frac{1}{\rho_2}\right)x} \Gamma(t) \Gamma(\beta+1-t) \\ &\times \Gamma\left(\frac{-n+m-1}{2} + s\right) \Gamma\left(\frac{n-m+1}{2} + s\right) x^{-t} \left(\frac{x^2}{\rho_1 \rho_2}\right)^{-s} dt ds dx \end{aligned} \quad (4.20)$$

Ολοκληρώνοντας πρώτα την (4.20) ως προς  $x$  και χρησιμοποιώντας την (B-6) προκύπτει η σχέση

$$\begin{aligned} \mathcal{I} &= \frac{1}{2(2\pi i)^2 \Gamma(\beta+1)} \left(\frac{\rho_1 \rho_2}{\rho_1 + \rho_2}\right)^{1+k+N_1} \int_{c_1} \int_{c_2} \Gamma(1+k+N_1-2s-t) \Gamma(t) \\ &\times \Gamma(\beta+1-t) \Gamma\left(\frac{-n+m-1}{2} + s\right) \Gamma\left(\frac{n-m+1}{2} + s\right) \left[\frac{(\rho_1 + \rho_2)^2}{\rho_1 \rho_2}\right]^s \\ &\times \left(\frac{\rho_1 + \rho_2}{\rho_1 \rho_2}\right)^t dt ds \end{aligned} \quad (4.21)$$

Χρησιμοποιώντας τον ορισμό της δισδιάστατης συνάρτησης  $H - Fox$  (A-8) στην (4.21), προκύπτει η (4.14) και έτσι ολοκληρώνεται η απόδειξη.  $\square$

Επισημαίνεται ότι, η δισδιάστατη συνάρτηση  $H$ , μπορεί να υπολογιστεί αποτελεσματικά χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα σε γλώσσα Matlab όπως παρουσιάζεται στην [118]. Παρατηρείται ότι στην τεχνική  $ZF/MRT$ , η  $EfC$  δεν εξαρτάται από την ισχύ των παρεμβολών  $\rho_{I_m}$ . Αυτό είναι αναμενόμενο, αφού το διάνυσμα συνδυασμού,  $w$ , πρέπει να ικανοποιεί τη συνθήκη (3.13), αφού μιλάμε για δέκτη  $ZF$  (κεφ. 3.5.3). Μαθηματικά, το  $w$  ερμηνεύεται ως ο μηδενικός υπόχωρος του πίνακα  $\mathbf{H}_I$ . Στη συνέχεια προτείνεται μια απλή έκφραση κλειστής μορφής ενός άνω φράγματος για την  $EfC$ , η οποία παρουσιάζει μεγάλη ακρίβεια για υψηλές τιμές του  $SNR$ .



**Πρόταση 2.** Η  $EfC$  της τεχνικής  $ZF/MRT$  φράσσεται άνω από την ακόλουθη σχέση

$$R_{ZF}^{up}(\theta) = -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left[ 1 - \beta \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \frac{(n_1 + n_2)!}{n_1! n_2!} \times \frac{U(1 + n_1 + n_2, 1 - \beta + n_1 + n_2, 1/\rho_1 + 1/\rho_2)}{\rho_1^{n_1} \rho_2^{n_2}} \right] \quad (4.22)$$

όπου  $N_2$  το πλήθος των κόμβων αναμετάδοσης, δηλαδή  $N_2 = N$ .

*Απόδειξη.* Ένα άνω φράγμα του  $e2e$   $SNR$  δίνεται από την  $\gamma_{end} \leq \min\{\gamma_1^{ZF}, \gamma_2^{ZF}\}$  [119]. Συνεπώς, η συμπληρωματική-αθροιστική συνάρτηση κατανομής (complementary cumulative distribution function,  $CCDF$ ) της  $\gamma_{end}$ , φράσσεται άνω σύμφωνα με τη σχέση [120, 121], (B'.3)

$$\bar{F}_{\gamma_{end}^{ZF}}(x) \leq \bar{F}_{\gamma_1^{ZF}}(x) \bar{F}_{\gamma_2^{ZF}}(x) \quad (4.23)$$

Επιπλέον, λαμβάνοντας υπόψη ότι οι  $\gamma_\ell^{ZF}, \forall \ell \in \{1, 2\}$ , ακολουθούν την γάμμα κατανομή (B'.4), (B'.5), με παραμέτρους  $N_2$  και  $\rho_2$ , η  $CCDF$  τους είναι

$$\bar{F}_{\gamma_\ell^{ZF}}(x) = \exp\left(-\frac{x}{\rho_\ell}\right) \sum_{n_\ell=0}^{N_\ell-1} \frac{x^{n_\ell}}{n_\ell! \rho_\ell^{n_\ell}} \quad (4.24)$$

Αντικαθιστώντας την (4.24) στην (4.9) και χρησιμοποιώντας την (B-20) προκύπτει η (4.22) □

Θεωρώντας ίση κατανομή ισχύος στους κόμβους που λειτουργούν ως πηγές και ως αναμεταδότες, δηλαδή για  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$ , αποδεικνύεται ότι η  $EfC$  μπορεί να εκφραστεί με τη βοήθεια της συνάρτησης Meijer  $G$ .

**Πρόταση 3.** Η  $EfC$  του συστήματος υποθέτοντας τεχνική  $ZF/MRT$  και  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$  μπορεί να υπολογιστεί σε κλειστή μορφή από την παρακάτω σχέση

$$R_{ZF}(\theta) = -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left[ \frac{2^{1-N_1-N_2} \sqrt{\pi}}{\Gamma(N_1) \Gamma(N_2) \Gamma(\beta)} G_{3,4}^{4,1} \left( \frac{4}{\rho} \left| \begin{matrix} 1, \frac{1+N_1+N_2}{2}, \frac{N_1+N_2}{2} \\ N_1, N_2, \beta, N_1+N_2 \end{matrix} \right. \right) \right] \quad (4.25)$$

Απόδειξη. Σύμφωνα με τη σχέση [67, εξ. (3)], η  $EfC$  του θεωρούμενου συστήματος διπλού άλματος, μπορεί να υπολογιστεί ως ακολούθως

$$R_{ZF}(\theta) = -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left[ -\int_0^\infty {}_1F_1(\beta; 1; -u) \frac{\partial \mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_{\text{end}}^{ZF}}(u)}{\partial u} du \right] \quad (4.26)$$

όπου  $\tilde{\gamma}_{\text{end}}^{ZF} = \tilde{\gamma}_1^{ZF} + \tilde{\gamma}_2^{ZF}$ , με  $\tilde{\gamma}_\ell^{ZF} \triangleq 1/\gamma_\ell^{ZF}$ . Επειδή οι τυχαίες μεταβλητές  $\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}$  είναι ανεξάρτητες, ισχύει ότι  $\mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_{\text{end}}^{ZF}}(u) = \prod_{\ell=1}^2 \mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}}(u)$ .

Από τον ορισμό της  $MGF$ , είναι γνωστό ότι η  $\mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}}(u)$ ,  $\forall \ell \in \{1, 2\}$ , δίνεται από τη σχέση

$$\mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}}(u) = \frac{1}{\Gamma(N_\ell) \rho_\ell^{N_\ell}} \int_0^\infty x^{N_\ell-1} \exp\left(-\frac{x}{\rho_\ell} - \frac{u}{x}\right) dx \quad (4.27)$$

Χρησιμοποιώντας την (B-2) η  $\mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}}(u)$  γράφεται με τη βοήθεια της Bessel συνάρτησης ως

$$\mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}}(u) = \frac{2}{\Gamma(N_\ell) \rho_\ell^{N_\ell}} (u \rho_\ell)^{N_\ell/2} K_{N_\ell} \left( 2 \sqrt{u/\rho_\ell} \right) \quad (4.28)$$

Θεωρώντας ότι  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$ , το γινόμενο των συναρτήσεων Bessel μπορεί να εκφραστεί με τη βοήθεια της Meijer  $G$  συνάρτησης (B-11) ως ακολούθως

$$K_{N_1} \left( 2 \sqrt{\frac{u}{\rho}} \right) K_{N_2} \left( 2 \sqrt{\frac{u}{\rho}} \right) = 0.5 \sqrt{\pi} G_{2,4}^{4,0} \left( \frac{4u}{\rho} \mid \frac{N_1+N_2}{2}, \frac{N_1-N_2}{2}, \frac{0,1/2}{2}, -\frac{N_1-N_2}{2} \right) \quad (4.29)$$

Χρησιμοποιώντας επιπλέον τη σχέση (B-12) η μερική παράγωγος  $\partial \mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}}(u)/\partial u$  των  $MGF$ ς είναι ίση με

$$\frac{\partial \mathcal{M}_{\tilde{\gamma}_\ell^{ZF}}(u)}{\partial u} = -\frac{2\sqrt{\pi} u^{\frac{N_1+N_2}{2}-1}}{\Gamma(N_1) \Gamma(N_2) \rho^{\frac{N_1+N_2}{2}}} G_{2,4}^{4,0} \left( \frac{4u}{\rho} \mid 0, 1/2, \frac{N_1+N_2}{2}, \frac{N_1-N_2}{2}, 1-\frac{N_1+N_2}{2}, -\frac{N_1-N_2}{2} \right) \quad (4.30)$$

Τέλος, κάνοντας αντικατάσταση στην (4.26), την (4.30), τον μετασχηματισμό της υπεργεωμετρικής συνάρτησης  ${}_1F_1(\beta; 1; -u)$  υπό τη μορφή συνάρτησης Meijer, δηλαδή  $\Gamma^{-1}(\beta) G_{1,2}^{1,1}(u \mid 1-\beta)$  [122, εξ. (8.4.45/1)] και χρησιμοποιώντας την σχέση (B-19) προκύπτει η κλειστή μορφή της  $R_{ZF}$ (4.25).  $\square$

Προκειμένου να υπάρξει μεγαλύτερη σαφήνεια σχετικά με τις παραμέτρους που επηρεάζουν την επίδοση του συστήματος, δηλαδή τα  $\theta$ ,  $T_f$ ,  $B$ , και  $\beta$ , καθώς και το πλήθος των κεραιών εκπομπής και το πλήθος των χρηστών που παρεμβάλλονται, ακολουθεί ανάλυση της  $EfC$  για υψηλές τιμές του  $SNR$ . Προτείνεται μια ασυμπτωτική έκφραση για την  $EfC$ , η οποία έχει προκύψει με τη βοήθεια του αναπτύγματος Taylor. Ειδικότερα, για υψηλά  $SNR$ , η  $EfC$  μπορεί να προσεγγιστεί από μια ευθεία, με συντελεστή διεύθυνσης την αποκαλούμενη κλίση υψηλού  $SNR$  (*high-SNR slope*)  $\mathcal{S}_\infty$  και σταθερά μετατόπισης την απόκλιση υψηλού  $SNR$  (*high-SNR power offset*)  $\mathcal{L}_\infty$  [123]. Ανάλογα με τη συμπεριφορά της ευθείας ως προς την κλίση και την μετατόπισή της, εξάγονται συμπεράσματα για το βαθμό και τον τρόπο, με τον οποίο επηρεάζουν οι παραπάνω παράμετροι την τιμή της  $EfC$ .

Αποδεικνύεται η ακόλουθη πρόταση

**Πρόταση 4.** Για υψηλές τιμές του  $SNR$ , η  $EfC$  του θεωρούμενου συστήματος, θεωρώντας προκωδικοποίηση  $ZF/MRT$ , μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση

$$R_{ZF}(\theta) = \mathcal{S}_\infty [\ln(\rho_k) - \mathcal{L}_\infty] + o(1) \quad (4.31\alpha')$$

όπου

$$\mathcal{S}_\infty = \begin{cases} \frac{t_{\min}}{\theta T_f B} & \alpha \nu t_{\min} < \beta \\ \frac{\beta}{\theta T_f B} & \alpha \nu t_{\min} > \beta \end{cases} \quad (4.31\beta')$$

και

$$\mathcal{L}_\infty = \begin{cases} \frac{1}{t_{\min}} \ln \frac{\Gamma(\beta - t_{\min})}{\Gamma(\beta)} & \alpha \nu t_{\min} < \beta \\ \frac{1}{\beta} \ln \frac{\Gamma(t_{\min} - \beta)}{\Gamma(t_{\min})} & \alpha \nu t_{\min} > \beta \end{cases} \quad (4.31\gamma')$$

όπου  $t_{\min} = \min\{N_1, N_2\}$  είναι η τάξη διαφορισμού (*diversity order*),  $\rho_k$  το  $SINR$  του πρώτου άλματος για το οποίο ισχύει  $N_k = t_{\min}$ ,  $\forall k \in \{1, 2\}$  και  $o(1)$  το σύμβολο Landau (B'.1).

*Απόδειξη.* Αν  $t_{\min} < \beta$ , αναπτύσσοντας τις εκφράσεις των  $PDF$ ς των  $SINR$  κάθε άλματος σε σειρά Taylor στην περιοχή  $x \rightarrow 0^+$  και χρησιμοποιώντας επιπλέον

την [124, εξ. (A-3)]

$$f_z(z) = \sum_{n, t_n = t_{\min}} \alpha_n z^{t_{\min}} + o(z^{t_{\min} + \mu}) \quad (4.32)$$

όπου

$$\mu = \begin{cases} \epsilon & \alpha \nu t_1 = t_2 \\ \min\{\epsilon, |t_1 - t_2|\} & \alpha \nu t_1 \neq t_2 \end{cases} \quad (4.33)$$

η  $pdf$  της  $\gamma_{\text{end}}$  για υψηλές τιμές του  $SNR$  δίνεται από τη σχέση

$$f_{\gamma_{\text{end}}}^{\text{ZF}}(x) = a_k x^{t_{\min} - 1} + o(x^{t_{\min} + \epsilon}) \quad (4.34)$$

όπου  $\epsilon > 0$ ,  $k \in \{1, 2\}$  το άλμα εκπομπής με αριθμό κεραιών  $t_{\min} = \min\{N_1, N_2\}$  και  $a_k = \rho_k^{-t_{\min}} / (N_k - 1)!$ . Αντικαθιστώντας την (4.34) στην (4.6) και χρησιμοποιώντας τον ορισμό της συνάρτησης γάμμα, λαμβάνονται οι άνω κλάδοι των (4.31β') και (4.31γ').

Αν  $t_{\min} > \beta$ , τότε

$$\int_0^{\infty} \frac{f_{\gamma_{\text{end}}}(x)}{(1+x)^\beta} dx \approx \int_0^{\infty} \frac{f_{\gamma_{\text{end}}}(x)}{x^\beta} dx \quad (4.35)$$

όπου η  $\gamma_{\text{end}}$  ακολουθεί κατανομή γάμμα με παραμέτρους  $\rho_k$  και  $t_{\min}$ . Χρησιμοποιώντας τον ορισμό της συνάρτησης γάμμα, προκύπτουν οι κάτω κλάδοι των (4.31β') και (4.31γ').  $\square$

Επισημαίνεται ότι, η τάξη διαφορισμού του θεωρούμενου συστήματος επηρεάζεται από την ισχυρότερη ζεύξη, τη ζεύξη δηλαδή με την μεγαλύτερη ισχύ. Τα αποτελέσματα που εξάγονται από την (4.31α'), συμφωνούν με αρκετές δημοσιευμένες εργασίες οι οποίες αναφέρονται στην ασυμπτωτική επίδοση συνεργατικού συστήματος, όπως η [124].

### 4.3.2 Τεχνική $MRC/MRT$

Για την τεχνική  $MRC/MRT$ , το κέρδος της ισχύος του αναμεταδότη δίνεται από τη σχέση [97]

$$\omega^2 = \frac{\rho_2}{\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{h}_1 \rho_1 + \sum_{m=1}^M |\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{h}_{I_m}|^2 \rho_{I_m} / \|\mathbf{h}_1\|^2 + 1} \quad (4.36)$$

Χρησιμοποιώντας την σχέση (4.36), ο  $e2e$   $SINR$  μπορεί να περιγραφεί από την σχέση (4.3) ως

$$\gamma_{\text{end}}^{\text{MRC}} = \frac{\gamma_1^{\text{MRC}} \gamma_2^{\text{MRC}}}{\gamma_1^{\text{MRC}} + \gamma_2^{\text{MRC}} + 1} \quad (4.37)$$

όπου

$$\gamma_1^{\text{MRC}} = \frac{\|\mathbf{h}_1\|_F^2 \rho_1}{U_1 + 1} \quad (4.38)$$

$$U_1 = \sum_{m=1}^M \frac{|\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{h}_{I_m}|^2}{\|\mathbf{h}_1\|_F^2} \rho_{I_m} \quad (4.39)$$

και

$$\gamma_2^{\text{MRC}} = \|\mathbf{h}_2\|_F^2 \rho_2 \quad (4.40)$$

Για την τεχνική  $MRC/MRT$ , είναι απαραίτητη η γνώση των διανυσμάτων  $\mathbf{h}_1$  και  $\mathbf{h}_2$  που περιγράφουν την κατάσταση του καναλιού. Μια ακριβής αναλυτική έκφραση για την  $EfC$  δεν μπορεί δυστυχώς να προσδιοριστεί, αφού τα στατιστικά μεγέθη της τυχαίας μεταβλητής  $\gamma_{\text{MRC}}$  δεν μπορούν να προσδιοριστούν σε κλειστή μορφή. Γι αυτό στη συνέχεια παρουσιάζεται μία ακριβής προσέγγιση για την  $EfC$ .

**Πρόταση 5.** Μια ακριβής προσέγγιση σε κλειστή μορφή για την  $EfC$  θεωρώντας τεχνική  $MRC/MRT$  δίνεται από τη σχέση

$$R_{\text{MRC}}(\theta) \approx -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left[ 1 - \beta \left( \prod_{m=1}^M \frac{1}{\rho_{I_m}} \right) \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \sum_{k=0}^{n_1} \sum_{j=1}^M \frac{c_{\text{MRC}}^{-n_1-n_2}}{n_2! (n_1-k)! \rho_1^{n_1} \rho_2^{n_2} \prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq j}}^M (\rho_{I_\ell}^{-1} - \rho_{I_j}^{-1})} \Gamma(1+n_1+n_2) \rho_{I_j}^{k+1} \right. \\ \left. \times \tilde{\Phi}_2 \left( 1+n_1+n_2, k+1, n_1+n_2+1 - \beta; \frac{\rho_{I_j}}{\rho_1 c_{\text{MRC}}}, \frac{\rho_1 + \rho_2}{\rho_1 \rho_2 c_{\text{MRC}}} \right) \right] \quad (4.41)$$

όπου

$$c_{\text{MRC}} = \frac{\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}} \bar{\gamma}_2^{\text{MRC}}}{(\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}} + \bar{\gamma}_2^{\text{MRC}} + 1) \min\{\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}}, \bar{\gamma}_2^{\text{MRC}}\}} \quad (4.42\alpha')$$

$$\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}} = \left( \rho_1 N_1 \prod_{m=1}^M \frac{1}{\rho_{I_m}} \right) \sum_{j=1}^M \frac{\exp\left(\frac{1}{\rho_{I_j}}\right) \text{Ei}\left(1, \frac{1}{\rho_{I_j}}\right)}{\prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq j}}^M \left(\frac{1}{\rho_{I_\ell}} - \frac{1}{\rho_{I_j}}\right)} \quad (4.42\beta')$$

και

$$\bar{\gamma}_2^{\text{MRC}} = N_2 \rho_2 \quad (4.42\gamma')$$

*Απόδειξη.* Προκειμένου να βρεθεί η στατιστική των  $\gamma_{\text{end}}^{\text{MRC}}$ , απαιτούνται οι κατανομές των  $\gamma_1^{\text{MRC}}$  και  $\gamma_2^{\text{MRC}}$ . Η υπό συνθήκη *CCDF* της τυχαίας μεταβλητής  $\gamma_1^{\text{MRC}}$  η οποία δίνεται από την  $U_1$ , είναι η *CCDF* μιας κατανομής γάμμα με παραμέτρους  $N_1$  και  $\rho_1$ , δηλαδή

$$\bar{F}_{\gamma_1^{\text{MRC}}|U_1}(u) = \exp\left(-\frac{u+1}{\rho_1} x\right) \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \frac{x^{n_1} (u+1)^{n_1}}{\rho_1^{n_1} n_1!} \quad (4.43)$$

Στην [125], έχει αποδειχθεί ότι η τυχαία μεταβλητή  $U_1$  είναι το άθροισμα μη συσχετισμένων εκθετικών τυχαίων μεταβλητών με παραμέτρους  $\lambda_m = 1/\rho_{I_m}$ ,  $\forall m \in \{1, 2, \dots, M\}$ . Επιπλέον οι  $\|\mathbf{h}_1\|_F^2$  και  $U_1$  είναι ασυσχέτιστες, διότι  $\mathbb{E}\langle \|\mathbf{h}_1\|_F^2 U_1 \rangle = \mathbb{E}\langle \sum_{m=1}^M \|\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{h}_{I_m}\|_F^2 \rangle = 0$ . Η *PDF* του  $U_1$  δίνεται από τη σχέση [126]

$$f_{U_1}(u) = \left( \prod_{m=1}^M \lambda_m \right) \sum_{j=1}^M \frac{\exp(-\lambda_j u)}{\prod_{\ell=1, \ell \neq j}^M (\lambda_\ell - \lambda_j)} \quad (4.44)$$

Χρησιμοποιώντας το θεώρημα ολικής πιθανότητας καθώς επίσης και τη διωνυμική

ταυτότητα, η  $CCDF$  του  $\gamma_1^{\text{MRC}}$  δίνεται απο τη σχέση

$$\bar{F}_{\gamma_1^{\text{MRC}}}(x) = \int_0^\infty \bar{F}_{\gamma_1^{\text{MRC}}|U_1}(u) f_{U_1}(u) du \quad (4.45)$$

αντικαθιστώντας τις (4.44) και (4.43) στην (4.45) η  $\bar{F}_{\gamma_1^{\text{MRC}}}(x)$  γράφεται

$$\bar{F}_{\gamma_1^{\text{MRC}}}(x) = \left( \prod_{m=1}^M \rho_{I_m}^{-1} \right) \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{k=0}^{n_1} \sum_{j=1}^M \binom{n_1}{k} \frac{x^{n_1}}{\rho_1^n} \frac{\exp(-x/\rho_1)}{\prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq j}}^M (\rho_{I_\ell}^{-1} - \rho_{I_j}^{-1})} \left( \frac{1}{\rho_{I_j}} + \frac{x}{\rho_1} \right)^{-k-1} \quad (4.46)$$

Η τυχαία μεταβλητή  $\gamma_2^{\text{MRC}}$  ακολουθεί την κατανομή γάμμα (B'.5) με παραμέτρους  $N_2$  και  $\rho_2$ , η  $CCDF$  της δίνεται από την

$$\bar{F}_{\gamma_2^{\text{MRC}}}(x) = \exp\left(-\frac{x}{\rho_2}\right) \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \frac{x^{n_2}}{n_2! \rho_2^{n_2}} \quad (4.47)$$

Στη συνέχεια θεωρείται μια προσέγγιση της τυχαίας μεταβλητής  $\gamma_{\text{end}}^{\text{MRC}}$

$$\gamma_{\text{end}}^{\text{MRC}} \approx \min\{\gamma_1^{\text{MRC}}, \gamma_2^{\text{MRC}}\} \quad (4.48)$$

Χρησιμοποιώντας την παραπάνω προσέγγιση, η  $CCDF$  του  $e2e$  SNR φράσσεται άνω ως εξής (B'.3)

$$\bar{F}_{\gamma_{\text{end}}^{\text{MRC}}}(x) \leq \bar{F}_{\gamma_1^{\text{MRC}}}(x) \bar{F}_{\gamma_2^{\text{MRC}}}(x) \quad (4.49)$$

Ωστόσο, το συγκεκριμένο φράγμα δεν δίνει ακριβείς τιμές για μέσες και υψηλές τιμές του  $SNR$ . Για αυτό το λόγο, προτείνεται μια προσέγγιση για τη  $\bar{F}_{\gamma_{\text{end}}^{\text{MRC}}}(x)$  η οποία δίνει ικανοποιητική ακρίβεια για ένα ευρύ φάσμα τιμών του  $SNR$ . Συγκεκριμένα, οι μεταβλητές  $\gamma_1^{\text{MRC}}$  και  $\gamma_2^{\text{MRC}}$  αντικαθίστανται απο τις  $c_{\text{MRC}} \gamma_1^{\text{MRC}}$  και  $c_{\text{MRC}} \gamma_2^{\text{MRC}}$ , αντίστοιχα, όπου  $c_{\text{MRC}}$  είναι μια σταθερά, η τιμή της οποίας επιλέγεται, έτσι ώστε το φράγμα του  $e2e$  SNR, το οποίο προκύπτει από τη (4.48), να είναι είναι αρκετά κοντά στο ακριβές  $e2e$  SNR που λαμβάνεται από τη σχέση (4.37).

Επομένως, πρέπει να ικανοποιείται η ακόλουθη ανισότητα

$$\frac{\gamma_1^{\text{MRC}} \gamma_2^{\text{MRC}}}{\gamma_1^{\text{MRC}} + \gamma_2^{\text{MRC}} + 1} \leq c_{\text{MRC}} \min\{\gamma_1^{\text{MRC}}, \gamma_2^{\text{MRC}}\} \quad (4.50)$$

Προκειμένου να προσδιοριστεί η επιθυμητή τιμή του  $c_{\text{MRC}}$ , οι τυχαίες μεταβλητές  $\gamma_1^{\text{MRC}}$  και  $\gamma_2^{\text{MRC}}$  αντικαθίστανται από τις μέσες τιμές τους. Έτσι προκύπτει ότι

$$c_{\text{MRC}} = \frac{\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}} \bar{\gamma}_2^{\text{MRC}}}{(\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}} + \bar{\gamma}_2^{\text{MRC}} + 1) \min\{\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}}, \bar{\gamma}_2^{\text{MRC}}\}} \quad (4.51)$$

Η συγκεκριμένη επιλογή του  $c_{\text{MRC}}$  η οποία βασίζεται στη μέση τιμή των  $\gamma_1^{\text{MRC}}$  και  $\gamma_2^{\text{MRC}}$  δεν αναμένεται να επιτύχει ακριβή αποτελέσματα όταν ο πομπός ή ο δέκτης έχουν υψηλή κινητικότητα. Σε ένα τέτοιο σενάριο, λόγω της διαφορετικής φύσης του καναλιού μετάδοσης, μια επιλογή του  $c_{\text{MRC}}$  η οποία βασίζεται είτε σε στιγμιαίες τιμές του  $SNR$  είτε σε τιμές του χρονικού μέσου, επιλέγοντας ως χρονικό παράθυρο ένα block ή ένα πλαίσιο δεδομένων, αναμένεται να δώσει μια πιο ακριβή προσέγγιση [127].

Μια αναλυτική έκφραση για τη μέση τιμή  $\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}}$  δίνεται από την

$$\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}} = \int_0^\infty \mathbb{E}\langle \gamma_1^{\text{MRC}} | U_1 \rangle f_{U_1}(u) du \quad (4.52)$$

όπου  $\mathbb{E}\langle \gamma_1^{\text{MRC}} | U_1 \rangle = N_1 \rho_1 / (U_1 + 1)$ . Χρησιμοποιώντας την [1, εξ. (3.354/4)],

$$\int_0^\infty \frac{x e^{-\mu x}}{\beta^2 - x^2} dx = \frac{1}{2} [\exp -\beta \mu \mathbb{E}\langle \beta \mu \rangle + \exp \beta \mu \mathbb{E}\langle -\beta \mu \rangle] \quad (4.53)$$

$|\arg(\pm\beta)| < \pi$  και  $\Re\{\mu\} > 0$  προκύπτει ότι

$$\bar{\gamma}_1^{\text{MRC}} = \left( \rho_1 N_1 \prod_{m=1}^M \frac{1}{\rho_{I_m}} \right) \sum_{j=1}^M \frac{\exp(1/\rho_{I_j}) \text{Ei}(1, 1/\rho_{I_j})}{\prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq j}}^M (1/\rho_{I_\ell} - 1/\rho_{I_j})} \quad (4.54)$$

Αντικαθιστώντας τις (4.46), (4.47) στην (4.49) και στη θέση των  $\rho_1$  και  $\rho_2$  μούν τα  $c_{\text{MRC}} \rho_1$  και  $c_{\text{MRC}} \rho_2$ , αντίστοιχα, τότε, μπορεί να οριστεί μια ακριβής προσέγγιση



για τη  $CCDF$  του  $e2eSNR$

$$\begin{aligned} \bar{F}_{\gamma_{\text{end}}^{\text{MRC}}}(x) &\approx \left( \prod_{m=1}^M \rho_{I_m}^{-1} \right) \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{k=0}^{n_1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \sum_{j=1}^M \frac{x^{n_1+n_2}}{C_{\text{MRC}}^{n_1+n_2}} \\ &\times \frac{\exp\left(-x \frac{\rho_1+\rho_2}{\rho_1 \rho_2 C_{\text{MRC}}}\right) \left(\frac{1}{\rho_{I_j}} + \frac{x}{C_{\text{MRC}} \rho_1}\right)^{-k-1}}{n_2! (n_1 - k)! \rho_1^n \rho_2^n \prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq j}}^M \left(\rho_{I_\ell}^{-1} - \rho_{I_j}^{-1}\right)} \end{aligned} \quad (4.55)$$

Αντικαθιστώντας την (4.55) στην (4.9) και την ολοκληρωτική αναπαράσταση της εκφυλισμένης υπερ-γεωμετρικής συνάρτησης δύο μεταβλητών του δευτέρου είδους [4]

$$\tilde{\Phi}_2(\alpha, \{b_\ell\}_{\ell=1}^k, z; \{x_\ell\}_{\ell=1}^k, y) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^\infty \frac{e^{-yt} t^{\alpha-1} (1+t)^{z-\alpha-1}}{\prod_{i=1}^k (1+x_i t)^{b_i}} dt \quad (4.56)$$

τότε προκύπτει μια αναλυτική έκφραση για την  $EfC(4.41)$ , σε κλειστή μορφή, για την τεχνική  $MRC/MRT$ .  $\square$

### 4.3.3 Τεχνική $MMSE/MRT$

Για την τεχνική  $MMSE/MRT$ , το κέρδος της ισχύος του αναμεταδότη υπολογίζεται από τη σχέση [97, 114]

$$\omega^2 = \frac{\rho_2}{|\mathbf{w}_1 \mathbf{h}_1|^2 \rho_1 + \sum_{m=1}^M |\mathbf{w}_1 \mathbf{h}_{I_m}|^2 \rho_I + \|\mathbf{w}_1\|_F^2} \quad (4.57)$$

όπου η  $\mathbf{w}_1$  ορίζεται ως [115]

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{h}_1^\dagger}{\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^\dagger + \mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^\dagger + (N_0/P_I) \mathbf{I}} \quad (4.58)$$

Χρησιμοποιώντας την (4.57), το  $e2eSINR$  μπορεί να προκύψει από την (4.3) ως

$$\gamma_{\text{end}}^{\text{MMSE}} = \frac{\gamma_1^{\text{MMSE}} \gamma_2^{\text{MMSE}}}{\gamma_1^{\text{MMSE}} + \gamma_2^{\text{MMSE}} + 1} \quad (4.59)$$

όπου

$$\gamma_1^{\text{MMSE}} = (P/P_I) \mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_1 \quad (4.60)$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}_I \mathbf{H}_I^\dagger + (N_0/P_I) \mathbf{I} \quad (4.61)$$

και

$$\gamma_2^{\text{MMSE}} = \|\mathbf{h}_2\|_F^2 \rho_2 \quad (4.62)$$

Για την τεχνική *MMSE/MRT*, είναι απαραίτητη η γνώση των διανυσμάτων  $\mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{h}_2$ ,  $\mathbf{H}_I$  που περιγράφουν την κατάσταση του καναλιού καθώς και του  $N_0$  που είναι η φασματική πυκνότητα ισχύος μιας πλευράς, του θορύβου στους αναμεταδότες. Και σε αυτή την περίπτωση, η ακριβής έκφραση της *EfC* είναι γενικά μαθηματικά δύσκολη, ενώ τα στατιστικά της  $\gamma_{\text{MMSE}}$  δεν μπορούν να εκφραστούν σε κλειστή μορφή.

Στη συνέχεια ορίζεται, μια ακριβής αναλυτική έκφραση της *EfC*.

**Πρόταση 6.** Μια ακριβής προσεγγιστική έκφραση, κλειστής μορφής για την *EfC* θεωρώντας τεχνική *MMSE/MRT* μπορεί να οριστεί από τη σχέση

$$\begin{aligned} R_{\text{MMSE}}(\theta) \approx & -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left\{ 1 - \beta \left[ \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} \frac{\rho_1^{-k_1} \rho_2^{-k_2} \Gamma(k_1 + k_2 + 1)}{k_1! k_2! c_{\text{MMSE}}^{k_1+k_2}} \right. \right. \\ & \times U \left( k_1 + k_2 + 1, k_1 + k_2 + 1 - \beta, \frac{\rho_1 + \rho_2}{\rho_1 \rho_2 c_{\text{MMSE}}} \right) - \sum_{m=m_1}^N \sum_{j=N-m+1}^M \\ & \left. \sum_{k_1=0}^{N-1} \tilde{\Phi}_2 \left( j + m + k_1, M, -\beta + j + m + k_1, \frac{\rho_I}{\rho_1 c_{\text{MMSE}}}, \frac{\rho_1 + \rho_2}{\rho_1 \rho_2 c_{\text{MMSE}}} \right) \right. \\ & \left. \times \frac{\Gamma(j + m + k_1)}{c_{\text{MMSE}}^{j+m+k_1-1} \Gamma(m)} \frac{\rho_I^j \binom{M}{j}}{k_1! \rho_1^{j+m-1} \rho_2^{k_1}} \right\} \end{aligned} \quad (4.63)$$

όπου

$$c_{\text{MMSE}} = \frac{\bar{\gamma}_1^{\text{MMSE}} \bar{\gamma}_2^{\text{MMSE}}}{(\bar{\gamma}_1^{\text{MMSE}} + \bar{\gamma}_2^{\text{MMSE}} + 1) \min\{\bar{\gamma}_1^{\text{MMSE}}, \bar{\gamma}_2^{\text{MMSE}}\}} \quad (4.64\alpha')$$

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_1^{\text{MMSE}} = & N_1 \rho_1 - \sum_{m=m_1}^N \sum_{j=N-m+1}^M \binom{M}{j} \frac{\rho_1 \Gamma(j + m)}{\rho_I^m \Gamma(m)} \\ & \times U(j + m, j + m + 1 - M, 1/\rho_I) \end{aligned} \quad (4.64\beta')$$

$$\bar{\gamma}_2^{\text{MMSE}} = N_2 \rho_2 \quad (4.64\gamma')$$

και  $m_1 = \max\{0, N_1\} + 1$ .

*Απόδειξη.* Προκειμένου να υπολογιστεί η στατιστική των  $\gamma_{\text{MMSE}}$ , απαιτούνται οι κατανομές των  $\gamma_1^{\text{MMSE}}$  και  $\gamma_2^{\text{MMSE}}$ . Χρησιμοποιώντας την [97, εξ. (69,71)]

$$F_Z(z) = 1 - \frac{\Gamma\left(N, \frac{z}{\rho_1}\right)}{\Gamma(N)} + \Gamma(M+1)e^{-\frac{z}{\rho_1}} \left(\frac{z}{\rho_1}\right)^N \times \sum_{m=N-M+1}^N \rho_1^{N-m+1} \frac{{}_2F_1(M+1, N-M+1; N-m+2; \frac{\rho_I}{\rho_1} z)}{\Gamma(m)\Gamma(N-m+2)\Gamma(m-N+M)} \quad (4.65)$$

η *CCDF* της  $\gamma_1^{\text{MMSE}}$  δίνεται από την

$$\bar{F}_{\gamma_1^{\text{MMSE}}}(z) = \exp\left(-\frac{z}{\rho_1}\right) \left[ \sum_{k_1=0}^{N-1} \frac{z_1^{k_1}}{\rho_1^{k_1} k_1!} - \left(1 + \frac{\rho_I}{\rho_1} z\right)^{-M} \times \sum_{m=m_1}^N \sum_{j=N-m+1}^M \binom{M}{j} \frac{\rho_I^j z^{j+m-1}}{\rho_1^{j+m-1} \Gamma(m)} \right] \quad (4.66)$$

Επιπλέον η  $\gamma_2^{\text{MMSE}}$  ακολουθεί μια κατανομή γάμμα (B'.5) με παραμέτρους  $N_2$  και  $\rho_2$ , και ως εκ τούτου, η *CCDF* της δίνεται από την

$$\bar{F}_{\gamma_2^{\text{MMSE}}}(z) = \exp\left(-\frac{z}{\rho_2}\right) \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \frac{z^{n_2}}{n_2! \rho_2^{n_2}} \quad (4.67)$$

Ακολουθώντας παρόμοια ανάλυση με αυτή που ακολουθήθηκε για την απόδειξη της Πρότασης 5, η *CCDF* της  $\gamma_{\text{MMSE}}$  μπορεί να προσεγγιστεί από την

$$\gamma_{\text{end}}^{\text{MMSE}} \approx c_{\text{MMSE}} \min\{\gamma_1^{\text{MMSE}}, \gamma_2^{\text{MMSE}}\} \quad (4.68)$$

όπου  $c_{\text{MMSE}}$  δίνεται από την (4.64α') και χρησιμοποιείται για να ρυθμιστεί η ακρίβεια της προτεινόμενης προσέγγισης. Προκειμένου να προσδιοριστεί η  $c_{\text{MMSE}}$ , απαιτούνται αναλυτικές εκφράσεις για τις μέσες τιμές  $\bar{\gamma}_1^{\text{MMSE}}$  και  $\bar{\gamma}_2^{\text{MMSE}}$ . Μιας κλειστής μορφής έκφραση για την  $\bar{\gamma}_1^{\text{MMSE}}$  μπορεί να προσδιοριστεί από τη σχέση  $\bar{\gamma}_1^{\text{MMSE}} =$

$\int_0^\infty \bar{F}_{\gamma_1^{\text{MMSE}}}(z) dz$ , η οποία δίνει την (4.64β'), ενώ  $\bar{\gamma}_2^{\text{MMSE}} = N_2 \rho_2$ . Έτσι, μπορεί να οριστεί μια ακριβής προσέγγιση για τη *CCDF* του  $e2e$  *SNR*, ως

$$\begin{aligned} \bar{F}_{\gamma_{\text{end}}^{\text{MMSE}}}(x) &\approx \sum_{k_1=0}^{N-1} \sum_{k_2=0}^{N-1} \frac{1}{k_1! k_2!} \exp\left(-x \frac{\rho_1 + \rho_2}{\rho_1 \rho_2 c_{\text{MMSE}}}\right) \left(\frac{x}{c_{\text{MMSE}}}\right)^{k_1+k_2} \frac{1}{\rho_1^{k_1} \rho_2^{k_2}} \\ &- \exp\left(-x \frac{\rho_1 + \rho_2}{\rho_1 \rho_2 c_{\text{MMSE}}}\right) \left(1 + \frac{\rho_I x}{\rho_1 c_{\text{MMSE}}}\right)^{-M} \sum_{m=m_1}^N \sum_{j=N-m+1}^M \sum_{k_1=0}^{N-1} \binom{M}{j} \\ &\times \frac{\rho_I^j}{\Gamma(m) k_1! \rho_1^{j+m-1} \rho_2^{k_1}} \left(\frac{x}{c_{\text{MMSE}}}\right)^{j+m+k_1-1} \end{aligned} \quad (4.69)$$

Στη συνέχεια, η *Efc* μπορεί τελικά να υπολογιστεί με τη βοήθεια της (4.9) και χρησιμοποιώντας την ολοκληρωτική αναπαράσταση της εκφυλισμένης υπερ-γεωμετρικής συνάρτησης δύο μεταβλητών του δευτέρου είδους (4.56) μια ακριβής έκφραση κλειστής μορφής για την *Efc* μπορεί να προσδιοριστεί ως (4.63)

□

#### 4.3.4 Ανάλυση για μεγάλες τιμές του $N$

Στη συνέχεια, ορίζεται μια ασυμπτωτική έκφραση της *Efc* για τις τεχνικές *ZF*/*MRT* και *MMSE*/*MRT* θεωρώντας μεγάλες τιμές του  $N$ , σταθερό πλήθος παρεμβολών  $M$  και ίση κατανομή ισχύος στην πηγή και τους αναμεταδότες. Η *Efc* προκύπτει με τη βοήθεια της παρακάτω πρότασης.

**Πρόταση 7.** Η *Efc* των τεχνικών *ZF*/*MRT* και *MMSE*/*MRT* μπορεί να προσεγγιστεί για  $N \rightarrow \infty$  και  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$  από τη σχέση

$$R_\infty(\theta) = -\frac{1}{\theta T_f B} \ln \left[ \frac{2^{1-2N} \sqrt{\pi}}{\Gamma^2(N) \Gamma(\beta)} G_{3,4}^{4,1} \left( \frac{4}{\rho} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{1}{2}+N, N \\ N, N, \beta, 2N \end{matrix} \right) \right] \quad (4.70)$$

*Απόδειξη.* Για  $N \rightarrow \infty$  βασιζόμενοι στο νόμο των μεγάλων αριθμών, ισχύει ότι

$$\frac{1}{N} \mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{h}_{I_i} = 0 \quad (4.71)$$

και

$$\frac{1}{N} \mathbf{H}_I^\dagger \mathbf{H}_I = I_M \quad (4.72)$$

Τότε για την τεχνική  $ZF/MRT$  με τη βοήθεια της (4.71) το  $\gamma_1^{ZF}$  δίνεται από τη σχέση [97]

$$\gamma_1^{ZF} = |\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1| \rho_1 = |\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{I}_N - \mathbf{H}_I (\mathbf{H}_I^\dagger \mathbf{H}_I)^{-1} \mathbf{H}_I^\dagger| \rho_1 = \|\mathbf{h}_1\|_F^2 \rho_1 \quad (4.73)$$

και για την τεχνική  $MMSE/MRT$  με τη βοήθεια της (4.72) το  $\gamma_1^{MMSE}$  δίνεται από τη σχέση [97]

$$\gamma_1^{MMSE} = (P/P_I) \mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}_1 = \|\mathbf{h}_1\|_F^2 \rho_1 \quad (4.74)$$

Άρα το  $\gamma_{\text{end}}$  δίνεται από την

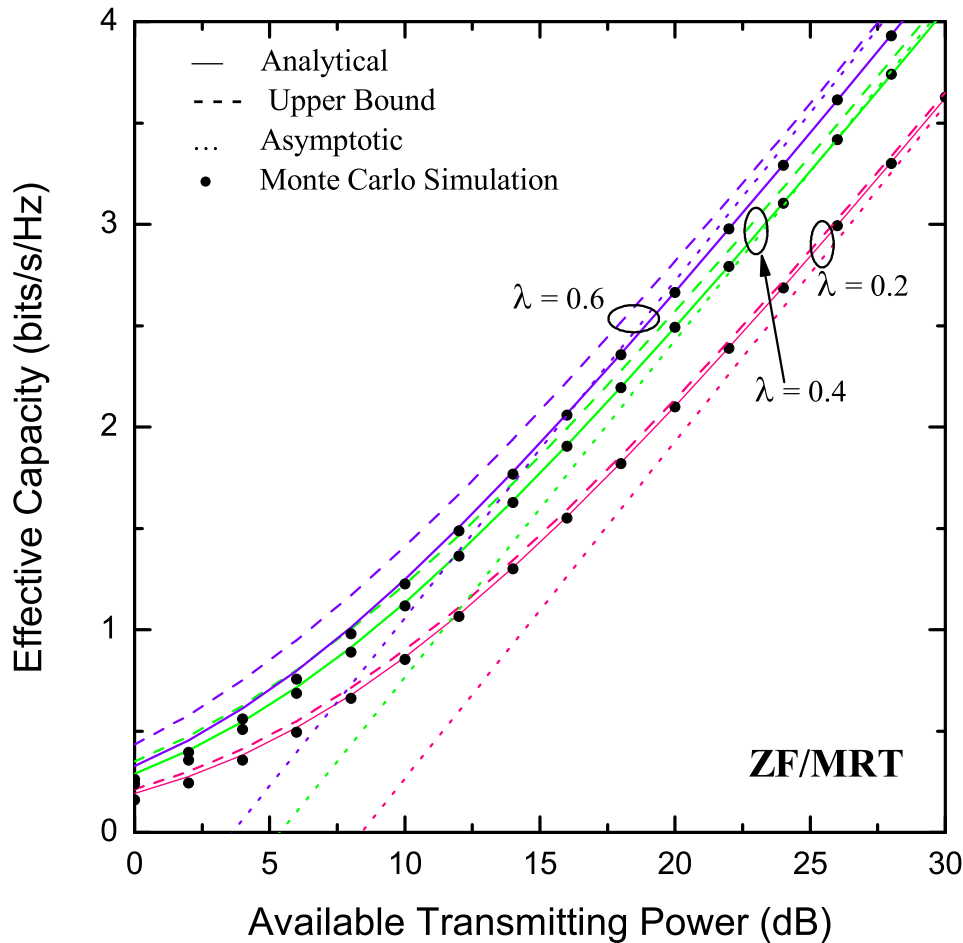
$$\gamma_{\text{end}} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \approx \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (4.75)$$

όπου  $\gamma_1 = \|\mathbf{h}_1\|_F^2 \rho_1$  και  $\gamma_2 = \|\mathbf{h}_2\|_F^2 \rho_2$ .

Γνωρίζοντας ότι η  $\gamma_\ell$  ακολουθεί γάμμα κατανομή  $\forall \ell \in \{1, 2\}$  και ότι  $\rho_1 = \rho_2 = \rho$  τότε, ακολουθώντας ίδια ανάλυση με αυτή της Πρότασης 3 η  $Efc$  δίνεται από την (4.25). Επίσης ισχύει ότι  $N_2 = N$  και  $N_1 = N - M$ , τότε για  $N \rightarrow \infty$  προκύπτει ότι  $N_1 = N$  άρα τελικά  $N_1 = N_2 = N$ . Αν αντικατασταθούν τα  $N_1, N_2$  στην (4.25) με  $N$ , προκύπτει η ζητούμενη (4.70)  $\square$

## 4.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα, προκειμένου να τεκμηριωθούν οι προτάσεις που παράχθηκαν στην ενότητα 4.3. Ομοίως με το [63], για τις τρεις τεχνικές προκωδικοποίησης, χωρίς βλάβη της γενικότητας, χρησιμοποιήθηκαν οι ακόλουθες τιμές παραμέτρων,  $T_f = 2$  ms,  $B = 100$  kHz και  $\theta = 0.01$  (1/bits). Θεωρείται ότι, η διαθέσιμη ισχύς εκπομπής,  $P_t$  μοιράζεται στην πηγή και τους αναμεταδότες, δηλαδή ισχύει  $P_t = P_s + P_r$ , με  $P_s = \lambda P_t$ ,  $P_r = (1 - \lambda) P_t$ , όπου  $\lambda$  είναι ο συντελεστής κατανομής ισχύος, με  $0 < \lambda < 1$ .



Σχήμα 4.4.1:  $EfC$  τεχνικής  $ZF/MRT$  ως συνάρτηση της  $P_t$  για  $N = 5$ ,  $M = 3$ ,  $B = 100$  kHz,  $T_f = 2$  ms,  $\theta = 0.01$  (1/bits) και διάφορες τιμές του  $\lambda$ .

Τέλος, για λόγους σύγκρισης διαφόρων συστημάτων διαμόρφωσης, κανονικοποιείται η ισχύς του θορύβου, δηλαδή θεωρείται  $N_0 = 1$ . Όλα τα αποτελέσματα αξιολόγησης της επίδοσης έχουν τεκμηριωθεί με τη χρήση ημι-αναλυτικών προσομοιώσεων Monte-Carlo, που λήφθηκαν με τη χρήση  $10^6$  τυχαίων δειγμάτων.

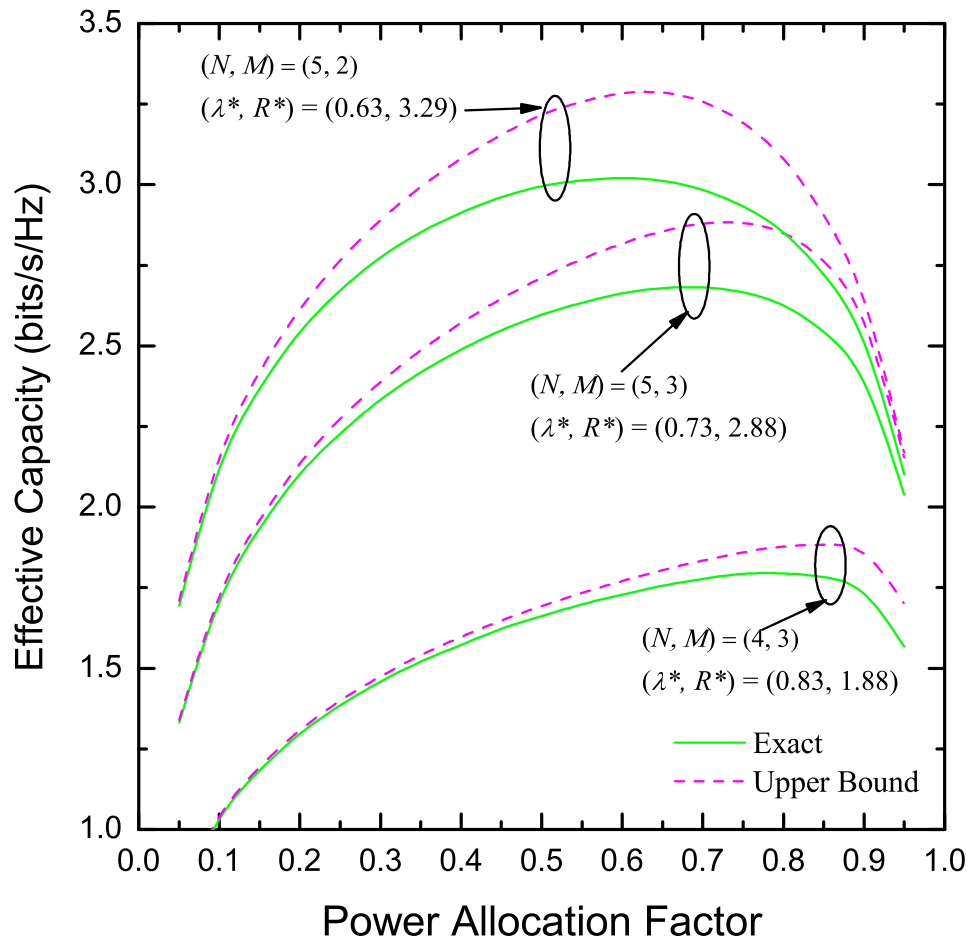
Το σχήμα 4.4.1, απεικονίζει την  $EfC$  της τεχνικής  $ZF/MRT$ , ως συνάρτηση της ισχύος εκπομπής  $P_t$  για ένα σύστημα με  $N = 5$  κεραιές εκπομπής και  $M = 3$  χρήστες που παρεμβάλλονται. Ο συντελεστής κατανομής ισχύος  $\lambda$  παίρνει τιμές 0.2, 0.4 και 0.6. Όπως είναι προφανές, τα αναλυτικά αποτελέσματα είναι σε πλήρη συμφωνία με τα αποτελέσματα που δίνει η προσομοίωση Monte Carlo και για τις τρεις κατανομές της  $P_t$ , έτσι επαληθεύεται η ορθότητα της μαθηματικής ανάλυ-

σης. Σε ότι αφορά το άνω φράγμα, είναι εύκολο να παρατηρήσει κανείς, ότι δίνει μια πολύ καλή προσέγγιση για όλες τις κατανομές της  $P_t$ , ενώ όσο αυξάνεται η διαθέσιμη ισχύς στον αναμεταδότη, η προσέγγιση γίνεται ακόμα καλύτερη. Ειδικότερα, για μικρές τιμές του  $\lambda$ , παράδειγμα για  $\lambda = 0.2$ , τα προτεινόμενα φράγματα δίνουν πολύ καλή προσέγγιση, ενώ καθώς το  $\lambda$  αυξάνεται, αποκλείουν ελαφρώς. Στην ίδια γραφική παράσταση, απεικονίζονται και τα αποτελέσματα που βασίζονται στην Πρόταση 4 για υψηλές τιμές του  $SNR$ . Σε αυτή την περίπτωση, οι ασυμπτωτικές σχέσεις προβλέπουν με αρκετά μεγάλη ακρίβεια την κλίση και τη μετατόπιση της ασυμπτωτικής προσέγγισης, ωστόσο, η ασυμπτωτική συμπεριφορά της καμπύλης, εμφανίζεται για σχετικά υψηλές τιμές του  $P_t$ . Τέλος, συγκρίνοντας την  $EfC$  των τριών κατανομών, παρατηρείται ότι καλύτερη είναι εκείνη η κατανομή ισχύος που διαθέτει περισσότερη ισχύ στον πηγαίο κόμβο, π.χ για  $P_t = 25\text{dB}$  η διαφορά στον μέγιστο ρυθμό μετάδοσης μεταξύ των κατανομών με  $\lambda = 0.2$  και  $\lambda = 0.6$  αγγίζει τα  $0,6\text{bits/s/Hz}$ .

Το σχήμα 4.4.2, απεικονίζει την επίδραση της κατανομής ισχύος στην  $EfC$  τεχνικής  $ZF/MRT$  θεωρώντας συνολική διαθέσιμη ισχύ  $P_t = 20\text{ dB}$  και διάφορες τιμές για  $N$  και  $M$ . Όπως είναι εμφανές, υπάρχει μια βέλτιστη τιμή του  $\lambda$  η οποία μεγιστοποιεί την  $EfC$ . Το πρόβλημα βέλτιστης κατανομής ισχύος μπορεί να διατυπωθεί ως

$$\begin{aligned} & \underset{\lambda}{\text{maximize}} && R_{ZF}^{\text{up}}(\lambda) \\ & \text{subject to} && 0 < \lambda < 1 \end{aligned}$$

όπου η  $R_{ZF}^{\text{up}}(\lambda)$  δίνεται από την (4.22). Αυτό το πρόβλημα βελτιστοποίησης μπορεί να λυθεί αριθμητικά χρησιμοποιώντας τεχνικές τετραγωνικής παρεμβολής. Όλες οι περιπτώσεις που έχουν εξεταστεί, απεικονίζονται στην ίδια γραφική παράσταση, η βέλτιστη τιμή του  $\lambda$  συμβολίζεται ως  $\lambda^*$  και η μέγιστη τιμή της  $EfC$  ως  $R^*$ . Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, προκειμένου να επιτευχθεί η βέλτιστη  $EfC$ , θα πρέπει να διατεθεί περισσότερη ισχύ στη ζεύξη, πηγής με αναμεταδότες. Αυτό είναι αναμενόμενο, αφού παρεμβολές έχουμε μόνο στους αναμεταδότες. Σημειώνεται ότι, ένα παράδειγμα βέλτιστης κατανομής ισχύος όπου περισσότερη ισχύς πρέπει να διατεθεί κατά την πρώτη φάση μετάδοσης πομπού-αναμεταδότη έχει παρουσια-

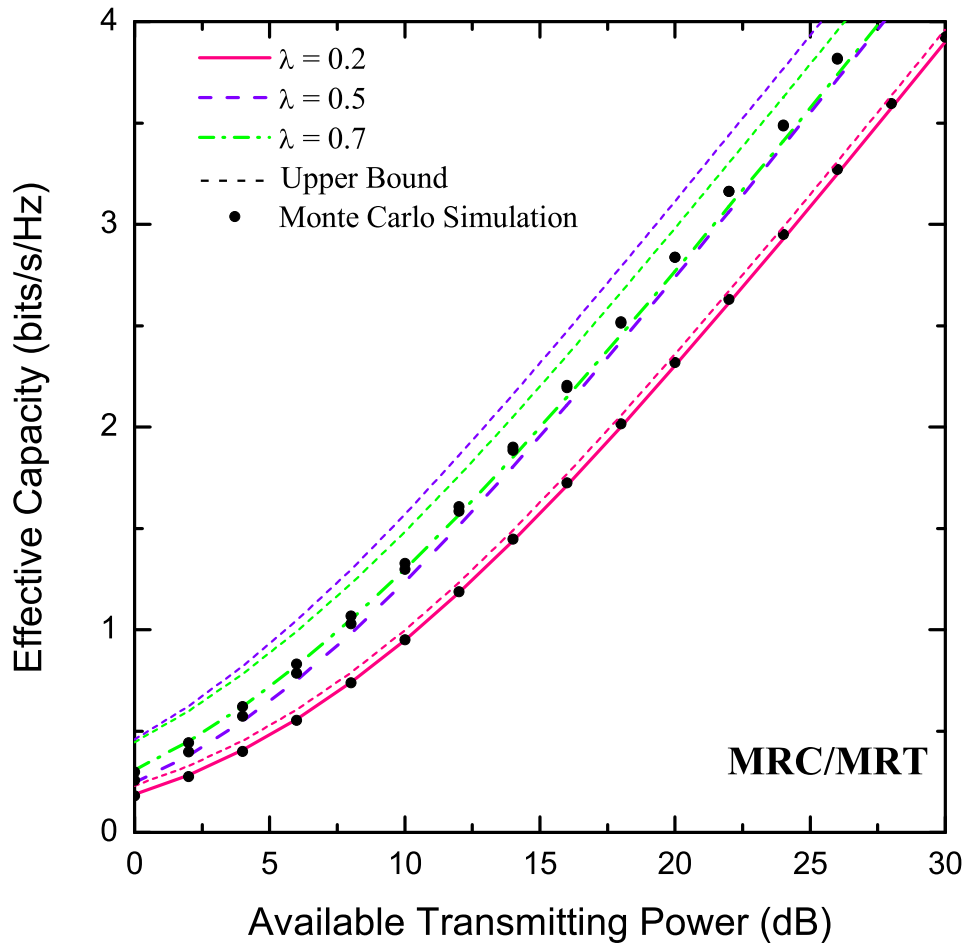


Σχήμα 4.4.2: EfC τεχνικής ZF/MRT ως συνάρτηση του  $\lambda$  για  $P_t = 20$  dB,  $B = 100$  kHz,  $T_f = 2$  ms,  $\theta = 0.01$  (1/bits) και διαφορετικές των  $(N, M)$ .

στεί στο [128]. Επίσης παρατηρείται ότι, όσο αυξάνονται οι κεραίες εκπομπής και μειώνονται οι χρήστες παρεμβολών, η  $EfC$  γίνεται καλύτερη. Συγκρίνοντας το καλύτερο και το χειρότερο σενάριο που απεικονίζονται στο σχήμα 4.4.2, ο μέγιστος ρυθμός αξιόπιστης μετάδοσης πληροφορίας σε ένα δίαυλο, δεδομένων των περιορισμών που αφορούν την καθυστέρηση μετάδοσης των πακέτων από τα ανώτερα στρώματα, αυξάνοντας την ισχύ στην πρώτη φάση μετάδοσης και το πλήθος των κόμβων αναμετάδοσης, παρουσιάζει αύξηση 1,41bits/s/Hz.

Το σχήμα 4.4.3, απεικονίζει την  $EfC$  για την τεχνική  $MRC/MRT$  ως συνάρτηση του  $P_t$  για σύστημα με  $N = 6$  κεραίες εκπομπής και  $M = 3$  χρήστες που παρεμβάλλονται, με ισχύ παρεμβολών  $\rho_I = 3$  dB, το  $\lambda$  παίρνει τις τιμές 0.2, 0.4

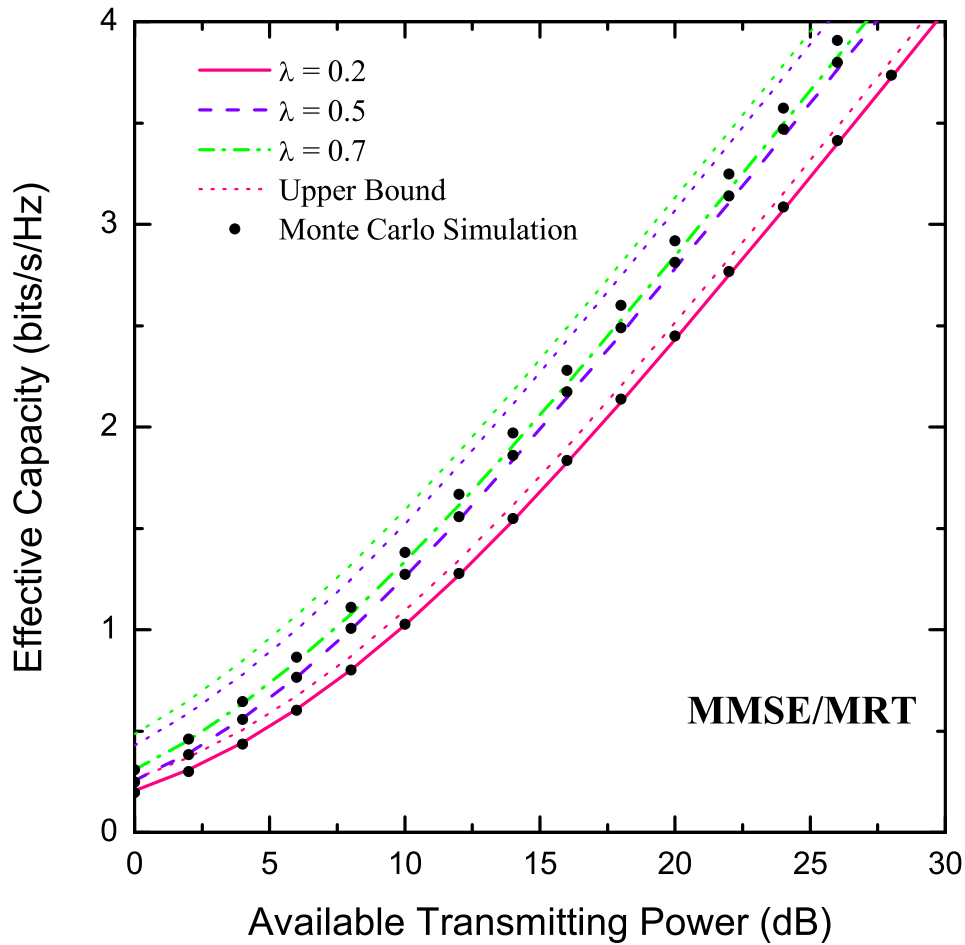




Σχήμα 4.4.3:  $EfC$  τεχνικής  $MRC/MRT$  ως συνάρτηση της  $P_t$  για  $N = 6$ ,  $M = 3$ ,  $\rho_I = 3$  dB,  $B = 100$  kHz,  $T_f = 2$  ms,  $\theta = 0.01$ (1/bits) και διάφορες τιμές του  $\lambda$

και 0.7. Όπως παρατηρείται, η προσέγγιση της  $EfC$ , που δίνεται από την Πρόταση 5 είναι πολύ κοντά με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης Monte Carlo, για όλες τις προτεινόμενες κατανομές του  $P_t$  και ειδικότερα, για τις μικρότερες τιμές του  $\lambda=0.2, 0.4$ . Επιπλέον, το κάτω φράγμα που λήφθηκε για  $c_{MRC} = 1$  έχει αισθητή διαφορά από την ακριβή τιμή της  $EfC$  που λαμβάνεται για όλες τις τιμές των  $P_t$  και  $\lambda$ . Επιπλέον καλύτερες επιδόσεις παρατηρούνται όταν  $\lambda = 2$ , για τον προφανή λόγο της διάθεσης περισσότερης ισχύος στον κόμβο που υποφέρει από παρεμβολές.

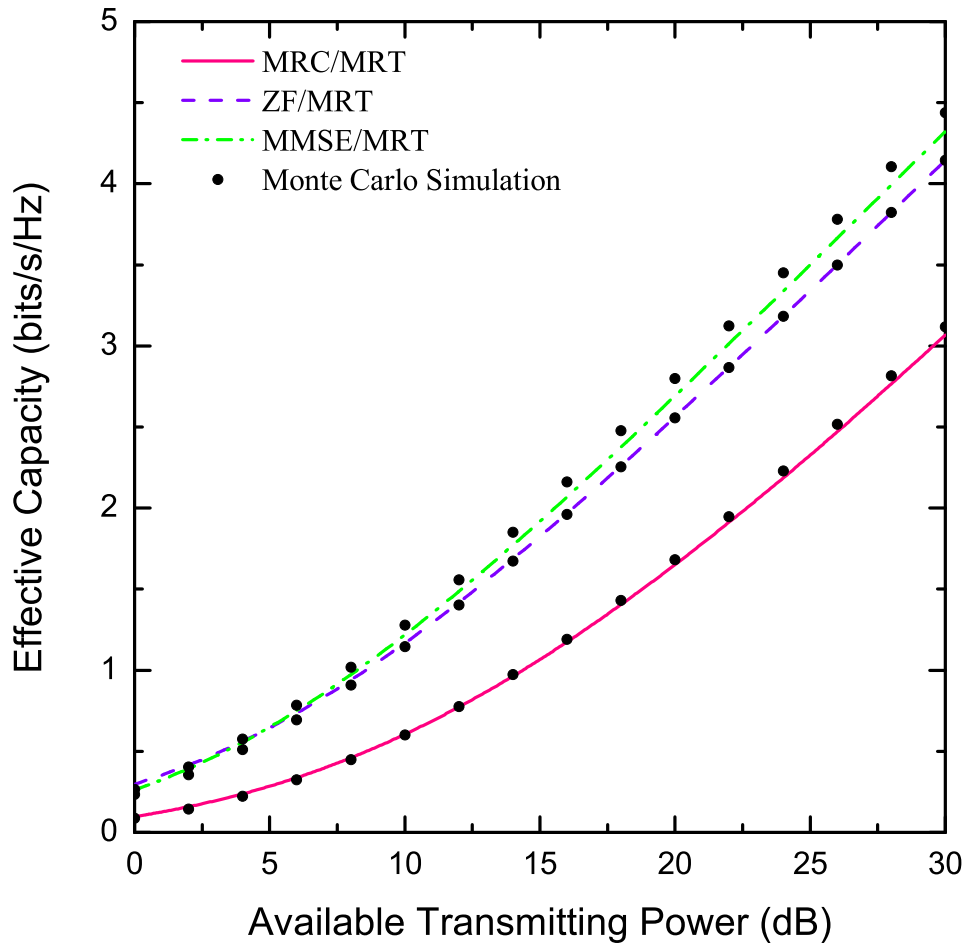
Για τις ίδιες τιμές των  $\lambda$  και  $\rho_I$ , το σχήμα 4.4.4 απεικονίζει την  $EfC$  για την τεχνική  $MMSE/MRT$  ως συνάρτηση της  $P_t$ . Όσον αφορά την ακρίβεια της προ-



Σχήμα 4.4.4:  $EfC$  τεχνικής  $MMSE/MRT$  ως συνάρτηση της  $P_t$  για  $N = 5$ ,  $M = 3$ ,  $\rho_I = 3$  dB,  $B = 100$  kHz,  $T_f = 2$  ms,  $\theta = 0.01$  (1/bits) και διάφορων τιμών του  $\lambda$

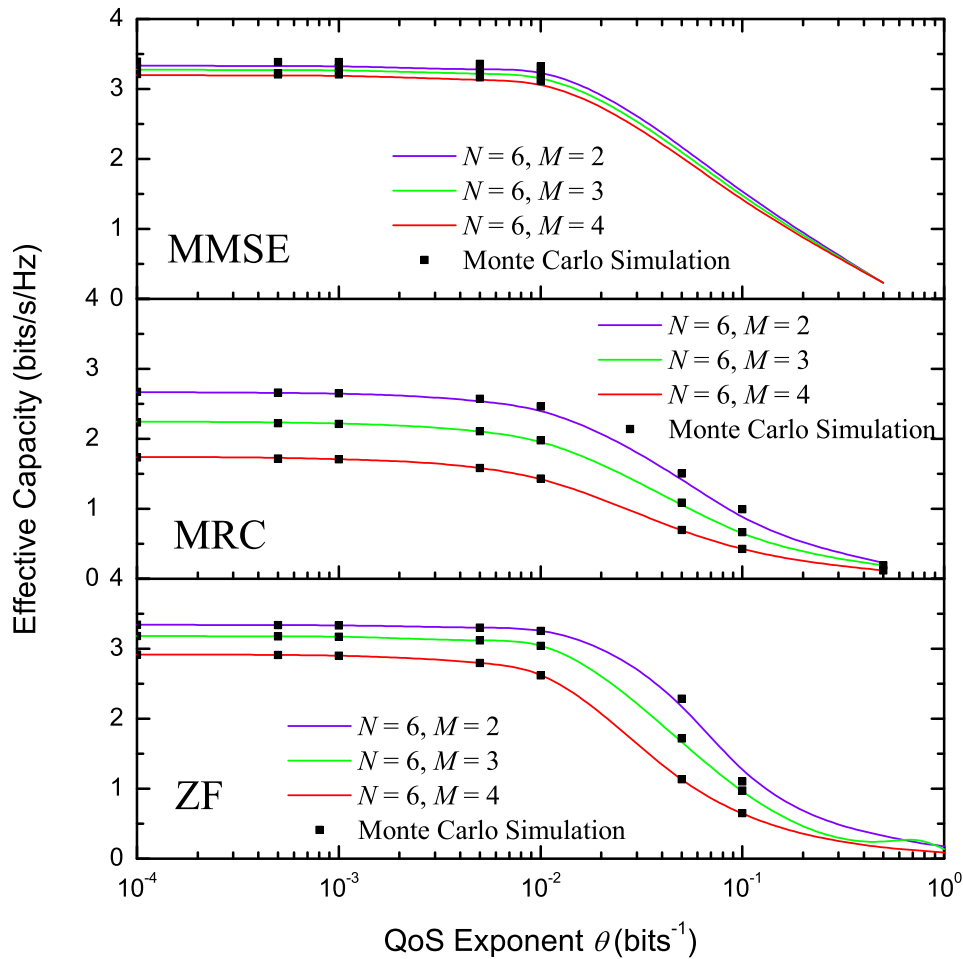
σέγγισης της Πρότασης 6 βρίσκονται παρόμοια ευρήματα με εκείνα που εξάγονται στην περίπτωση της τεχνικής  $MRC/MRT$ .

Στο σχήμα 4.4.5, συγκρίνεται η  $EfC$  των τριών τεχνικών προκωδικοποίησης ως συνάρτηση της  $P_t$ . Οι κεραιές εκπομπής είναι  $N = 4$  και  $M = 2$  είναι οι χρήστες που παρεμβάλλονται, με ισχύ  $\rho_I = 3$  dB και το  $\lambda = 0.5$ . Είναι προφανές πως η τεχνική  $MMSE/MRT$ , πετυχαίνει πάντα την καλύτερη επίδοση, ακολουθούμενη από την  $ZF/MRT$ , ενώ η τεχνική  $MRC/MRT$  δίνει τη χειρότερη επίδοση. Η διαφορά επίδοσης μεταξύ των τριών τεχνικών, έγκειται στη γνώση που απαιτεί κάθε τεχνική σχετικά με την κατάσταση του καναλιού. Ειδικότερα, η  $ZF/MRT$  απαιτεί εκτιμήσεις των κρουστικών αποκρίσεων του καναλιού  $\mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{h}_2$  και του πί-



Σχήμα 4.4.5:  $EfC$  τριών τεχνικών προκωδικοποίησης ως προς  $P_t$  για  $N = 4$ ,  $M = 2$ ,  $\rho_I = 3$  dB,  $B = 100$  kHz,  $T_f = 2$  ms,  $\theta = 0.01$  (1/bits) και  $\lambda = 0.5$ .

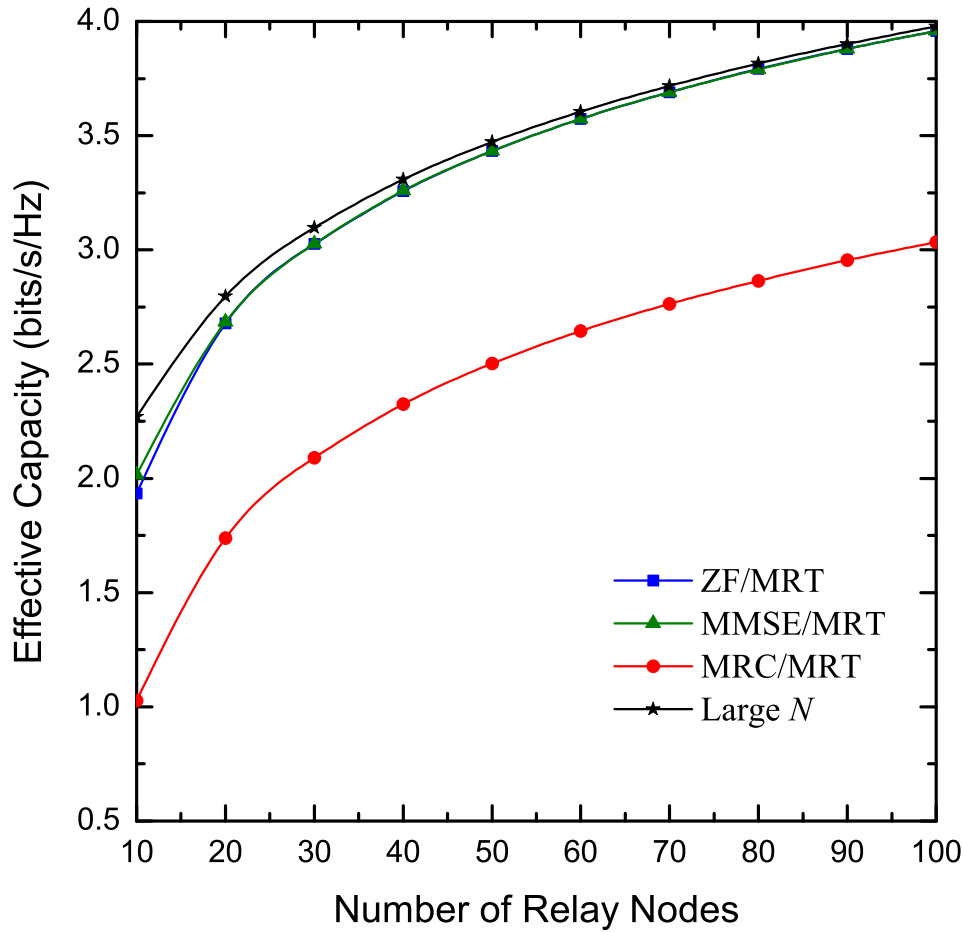
νακα παρεμβολών  $\mathbf{H}_I$ , η  $MRC/MRT$  απαιτεί μόνο τις εκτιμήσεις των  $\mathbf{h}_1$  και  $\mathbf{h}_2$ , ενώ η  $MMSE/MRT$  απαιτεί τις εκτιμήσεις των  $\mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{h}_2$ ,  $\mathbf{H}_I$  και τη διακύμανση του θορύβου  $N_0$ . Γι αυτούς τους λόγους, είναι αναμενόμενο η  $MMSE/MRT$  να πετυχαίνει καλύτερη επίδοση, αφού γνωρίζει περισσότερα στοιχεία σχετικά με την κατάσταση του καναλιού, σε σχέση με τις άλλες δύο τεχνικές. Να σημειωθεί ότι για ένα δέκτη συμβατικού διαφορισμού, ο οποίος λειτουργεί με την παρουσία διαλείψεων και θορύβου, η τεχνική  $MRC$  είναι η βέλτιστη όταν μεγιστοποιείται το  $e2e$   $SNR$ . Όταν υπάρχει επίσης, παρουσία ομοδιαυλικής παρεμβολής, η  $MRC$  έχει χειρότερη επίδοση απο τα  $ZF$  και  $MMSE$  διότι, δεν απαιτεί την εκτίμηση του πίνακα παρεμβολών,  $\mathbf{H}_I$ , και γι αυτό το λόγο, χειρίζεται τις παρεμβολές σαν θό-



Σχήμα 4.4.6:  $EfC$  τριων τεχνικών προκωδικοποίησης συναρτήσει του  $\theta$  για  $\lambda = 0.5$ ,  $P_t = 20$  dB,  $(N, M) = (6, 2), (6, 3), (6, 4)$ .

ρυβο, ο οποίος προκαλεί μικρότερες παραμορφώσεις στο σήμα σε σχέση με τις πραγματικές που δημιουργούν οι παρεμβολές.

Το σχήμα 4.4.6 απεικονίζει την  $EfC$  των τριών τεχνικών ως συνάρτηση του  $\theta$ , για  $\lambda = 0.5$  και  $P_t = 20$  dB. Για όλες τις περιπτώσεις θεωρείται ότι οι κεραίες εκπομπής είναι  $N = 6$  ενώ οι χρήστες που παρεμβάλλονται είναι  $M = 2, 3$  και  $4$ . Όπως παρατηρείται, για το δοσμένο εύρος τιμών του  $\theta$ , η  $EfC$  παραμένει περίπου σταθερή και μειώνεται όταν το  $\theta$  υπερβαίνει μια συγκεκριμένη τιμή,  $\theta^*$ . Για όλες τις τεχνικές, το  $\theta^*$  είναι περίπου ίσο με  $0.02$  (1/bits) Αυτό ισχύει διότι όταν το  $\theta$  γίνεται μεγαλύτερο από το  $\theta^*$ , το σύστημα δεν μπορεί να υποστηρίξει μεγαλύτερους ρυθμούς αφίξεων πακέτων με δεδομένες απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας



Σχήμα 4.4.7:  $EfC$  τριών τεχνικών συναρτήσεϊ του  $N$  για  $M = 5$ ,  $\rho_I = 0\text{dB}$ ,  $B = 100\text{ kHz}$ ,  $T_f = 2\text{ ms}$ ,  $\theta = 0.01$  (1/bits) $\lambda = 0.5$  και  $P_t = 10\text{ dB}$ .

και έτσι η  $EfC$  μειώνεται. Για μια ακόμα φορά είναι προφανές ότι, όσο μεγαλώνει το πλήθος των κεραιών εκπομπής, τόσο αυξάνεται η τιμή της  $EfC$ .

Τέλος, στο σχήμα 4.4.7, γίνεται σύγκριση της  $EfC$  των τριών τεχνικών προκωδικοποίησης ως συνάρτηση του πλήθους  $N$  των αναμεταδοτών, για  $P_t = 10\text{ dB}$ , παρεμβολές με  $\rho_I = 0\text{ dB}$  και ίση κατανομή ισχύος  $\lambda = 0.5$ . Όπως είναι αναμενόμενο, η  $EfC$  και των τριών τεχνικών αυξάνεται, όσο αυξάνεται το  $N$ . Επιπλέον, καθώς το  $N$  αυξάνεται, οι τεχνικές  $ZF/MRT$  και  $MMSE/MRT$  παρουσιάζουν ταυτόσημες επιδόσεις οι οποίες είναι πάντα καλύτερες από αυτές της τεχνικής  $MRC/MRT$ .

Αυτό ισχύει διότι, για μεγάλες τιμές του  $N$  και χρησιμοποιώντας τον νόμο των

μεγάλων αριθμών, ισχύει ότι  $\frac{1}{N} \mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{h}_{I_i} = 0$  και  $\frac{1}{N} \mathbf{H}_I^\dagger \mathbf{H}_I = I_M$ . Έτσι, είναι αναμενόμενο τα  $e2e SINR$ s και για τις δύο τεχνικές να ταυτίζονται για μεγάλες τιμές του  $N$ . Μια λεπτομερής μαθηματική απόδειξη που υποστηρίζει αυτή την εξήγηση, είναι διαθέσιμη στο [97, Appendix D]. Στην ίδια γραφική παράσταση, παρατηρείται ότι για όλες τις τιμές του  $N$  με  $N > 20$ , η  $EfC$  και για τα δύο σχήματα είναι πάντα 1 bit/s/Hz υψηλότερη από αυτή που επιτυγχάνεται από το σχήμα  $MRC/MRT$ .

## 4.5 Συμπεράσματα

Στην ενότητα αυτή προτάθηκε μια νέα μαθηματική ανάλυση, για τον υπολογισμό του μεγίστου από άκρο σε άκρο ρυθμού επίδοσης, ενός συνεργατικού δικτύου ενίσχυσης και προώθησης με πολλαπλούς κόμβους πηγών και προορισμών, το οποίο υπόκειται σε περιορισμούς καθυστέρησης μετάδοσης της πληροφορίας. Θεωρώντας ότι δεν υπάρχει buffering στους αναμεταδότες, χρησιμοποιήθηκε η ενεργός χωρητικότητα ως μέτρο αξιολόγησης επίδοσης του παραπάνω συστήματος. Το δίκτυο λειτούργησε υπό την παρουσία διαλείψεων Rayleigh και χρησιμοποίησε κόμβους διπλασιασμού διαίρεσης συχνότητας, που έχουν τη δυνατότητα να μεταδίδουν δεδομένα ως πηγές και να λαμβάνουν δεδομένα ως αναμεταδότες. Οι αναμεταδότες λειτούργησαν υπό την επίδραση ομοδιαυλικής παρεμβολής και θορύβου. Κατά τη διάρκεια της λήψης, για να συνδυαστούν τα σήματα εισόδου, εφαρμόστηκαν τρεις τεχνικές γραμμικής προκωδικοποίησης *i*) η τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν, *ii*) ο διαφορισμός μέγιστης απολαβής και *iii*) η τεχνική ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Ορίστηκαν νέες, αναλυτικές εκφράσεις για την  $EfC$ , υπολογιστικά αποδοτικές, οι οποίες λαμβάνουν υπόψη την επίδραση που έχουν στην επίδοση του συστήματος διάφορες παράμετροι, όπως ο αριθμός των κεραιών στον αναμεταδότη και η ύπαρξη ή μη, διαλείψεων σε αυτόν. Για την τεχνική  $ZF/MRT$  προτάθηκαν ακριβείς αναλυτικές εκφράσεις για την  $EfC$  καθώς και φράγματα τα οποία προσεγγίζουν επαρκώς τις ακριβείς αναλυτικές εκφράσεις για υψηλές τιμές του  $SNR$ . Επίσης μελετήθηκε το πρόβλημα της βέλτιστης ανάθεσης ισχύος, η οποία μεγιστοποιεί την από άκρο σε άκρο ενεργό χωρητικό-

τητα. Για τις τεχνικές  $MRC/MRT$  και  $MMSE/MRT$ , υπολογίστηκαν προσεγγιστικές, αλλά εξαιρετικά ακριβείς, αναλυτικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την  $EfC$ . Με τη βοήθεια των αριθμητικών αποτελεσμάτων που προέκυψαν, παρατηρήθηκε ότι η τεχνική  $MMSE/MRT$  δίνει πάντα την καλύτερη επίδοση, ακολουθούμενη από τις τεχνικές  $ZF/MRT$  και  $MRC/MRT$ . Επιπλέον, φαίνεται ότι καθώς ο αριθμός των κόμβων αναμετάδοσης αυξάνεται, οι τεχνικές  $ZF/MRT$  και  $MMSE/MRT$  επιτυγχάνουν σχεδόν την ίδια επίδοση, η οποία είναι πάντα καλύτερη από αυτή που επιτυγχάνει η τεχνική  $MRC/MRT$ .





# ΕΡΓΟΔΙΚΗ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΦ ΜΕ ΑΤΕΛΕΙΕΣ ΥΛΙΚΟΥ

---

Στο πέμπτο κεφάλαιο, μελετάται η εργοδική χωρητικότητα (ergodic capacity,  $EC$ ) συνεργατικού συστήματος ενίσχυσης και προώθησης (amplify-and-forward,  $AF$ ), λαμβάνοντας υπόψη τις ατέλειες υλικού. Το σύστημα λειτουργεί υπό την επίδραση γενικευμένων καναλιών διαλείψεων και χρησιμοποιεί αναμεταδότη σταθερού (fixed gain,  $FG$ ) ή μεταβλητού κέρδους (variable gain,  $VG$ ). Παρουσιάζονται αναλυτικές εκφράσεις για την  $EC$  οι οποίες στηρίζονται στην ροπογεννήτρια συνάρτηση, του  $SNR$  και στην ροπογεννήτρια συνάρτηση του αντιστρόφου  $SNR$  για κάθε κανάλι του συστήματος μετάδοσης. Οι προτεινόμενες εκφράσεις χρησιμοποιούνται για την αξιολόγηση της επίδοσης δύο συστημάτων διαφορετικής αρχιτεκτονικής ως προς το πλήθος των κεραιών ανά κόμβο και ως προς το είδος των διαλείψεων που επιδρούν σε αυτά τα συστήματα. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν επιβεβαιώνονται ως προς την εγκυρότητα τους, μέσω ισοδύναμων αποτελεσμάτων προσομοίωσης Monte Carlo.

## 5.1 Εισαγωγή

Τα συστήματα επικοινωνίας με αναμεταδότη, παρέχουν αυξημένη κάλυψη και επιτυγχάνουν υψηλότερη επίδοση, σε σύγκριση με τα αντίστοιχα μη συνεργατικά [129]. Ωστόσο, η επίδοση τους υποβαθμίζεται από ατέλειες του υλικού, π.χ. μη γραμμικότητες του ενισχυτή ισχύος, ανισορροπία μεταξύ των συνιστωσών  $I/Q$ , θόρυβο φάσης και σφάλματα κβαντισμού [19]. Η επίδοση των συνεργατικών δικτύων με ατέλειες υλικού, μελετήθηκε αρκετά από την επιστημονική κοινότητα, χρησιμοποιώντας μέτρα επίδοσης όπως είναι η πιθανότητα διακοπής, ο ρυθμός σφάλματος συμβόλων και η  $EC$  [19, 130–133]. Παρά το γεγονός ότι, η  $EC$  είναι ένα σημαντικό μέτρο επίδοσης, οι εως τώρα δημοσιευμένες μελέτες παρουσιάζουν στενά άνω ή κάτω φράγματα καθώς και ασυμπτωτικές εκφράσεις. Ο βασικότερος λόγος, είναι διότι δεν μπορούν εύκολα να παραχθούν εκφράσεις κλειστής μορφής για τα στατιστικά μεγέθη που περιγράφουν το από άκρο σε άκρο ( $e^{2e}$ )  $SNR$ , συμπεριλαμβανομένης της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας ( $PDF$ ) και της  $MGF$ . Για παράδειγμα, έχει εξεταστεί συνεργατικό σύστημα διπλού άλματος διαλείψεων Rayleigh και Nakagami- $m$  με ακέραιες τμές του  $m$ , για το οποίο έχουν προταθεί φράγματα κλειστής μορφής για την  $EC$ , τα οποία συγκλίνουν ασυμπτωτικά για υψηλές τιμές του  $SNR$  [81]. Έχουν προταθεί επίσης, εκφράσεις κλειστής μορφής της  $EC$  σε σύστημα με πολύ μεγάλο αριθμό κεραιών *i*) συνεργατικής αμφίδρομης μετάδοσης [131] και *ii*) massive MIMO χωρίς κυψέλες [130]. Επιπλέον, έχει δοθεί μια σχέση για την  $EC$  η οποία στηρίζεται στην προσέγγιση  $MGF$ , για συνεργατικό σύστημα το οποίο λειτουργεί υπό την επίδραση γενικευμένων καναλιών διαλείψεων, θεωρώντας ιδανικό υλικό [134].

Η έρευνα που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο, έρχεται να προσθέσει στην επιστημονική βιβλιογραφία πρωτότυπες αναλυτικές εκφράσεις για την  $EC$ , συνεργατικών συστημάτων  $AF$ , λαμβάνοντας υπόψη τις αλλοιώσεις υλικού και χρησιμοποιώντας αναμεταδότες  $FG$  και  $VG$ . Οι εκφράσεις που παράγονται ισχύουν για οποιοδήποτε μοντέλο καναλιού διαλείψεων. Στη συνέχεια παράγονται απλές, κλειστής μορφής εκφράσεις, για την  $EC$ , για κανάλια διαλείψεων Rayleigh και Nakagami-0.5, χρησιμοποιώντας αναμεταδότη  $FG$  και  $VG$ , αντίστοιχα. Οι προ-

τεινόμενες εκφράσεις εφαρμόζονται σε δύο διαφορετικά συστήματα:

- Ένα συνεργατικό σύστημα διπλού άλματος, εξοπλισμένο με πολλαπλές κεραιές στον αναμεταδότη και τον κόμβο προορισμού, θεωρώντας ότι ο αναμεταδότης είναι μεταβλητού κέρδους και οι επιδόσεις του επηρεάζονται μόνο από παρεμβολές, ενώ οι επιδόσεις του τελικού προορισμού επηρεάζονται μόνο από θορυβο.
- Ένα συνεργατικό σύστημα πολλαπλών πηγών και προορισμών, όπου οι πηγαίοι κόμβοι λειτουργούν και ως αναμεταδότες, μεταβλητού ή σταθερού κέρδους.

## 5.2 Ανάλυση της εργοδικής χωρητικότητας

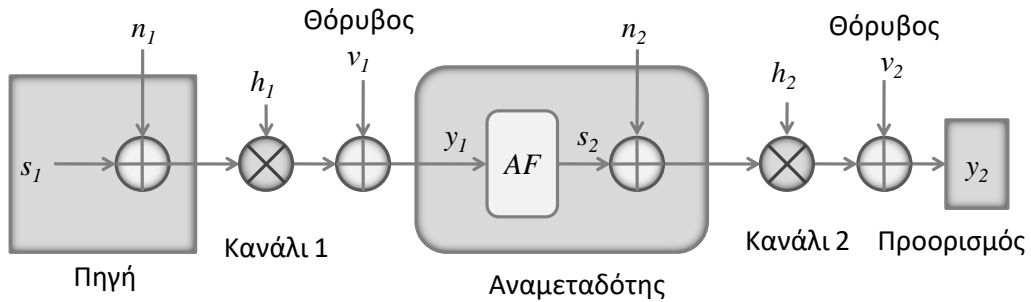
Έστω συνεργατικό σύστημα  $AF$  διπλού άλματος, σχήμα 5.2.1. Η εκπομπή του σήματος πληροφορίας, πραγματοποιείται σε δύο φάσεις-άλματα (hops). Στην πρώτη φάση, ο πηγαίος κόμβος εκπέμπει στον αναμεταδότη και στη δεύτερη φάση ο αναμεταδότης, ο οποίος μπορεί να είναι σταθερού ή μεταβλητού κέρδους, ενισχύει το σήμα και το προωθεί στον κόμβο προορισμού. Στους κόμβους που συμμετέχουν στην ασύρματη επικοινωνία, παρατηρούνται ατέλειες υλικού. Ως  $n_i$ , ορίζονται οι ατέλειες υλικού των κόμβων που συμμετέχουν στην  $i$  φάση μετάδοσης. Ειδικότερα,  $n_1$  είναι οι ατέλειες του υλικού στον πηγαίο κόμβο και τον κόμβο του αναμεταδότη και  $n_2$  οι ατέλειες του υλικού στους κόμβους του αναμεταδότη και του προορισμού. Το  $e2e SNR$  ενός συστήματος διπλού άλματος για αναμεταδότη σταθερού και μεταβλητού κέρδους, δίνεται αντίστοιχα από τις σχέσεις (3.9) και (3.7)

$$\gamma_{e2e-fg} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{d \gamma_1 \gamma_2 + c_2 \gamma_2 + c} \quad (5.1\alpha')$$

και

$$\gamma_{e2e-vg} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{d \gamma_1 \gamma_2 + c_1 \gamma_1 + c_2 \gamma_2 + 1} \quad (5.1\beta')$$

Η  $EC$  ενός συνεργατικού συστήματος διπλού άλματος, δίνεται απο τη σχέση



Σχήμα 5.2.1: Συνεργατικό σύστημα  $AF$  διπλού άλματος, με ατέλειες υλικού

[135, εξ.(11)]

$$C = \frac{1}{2 \ln(2)} \mathbb{E} \langle \ln(1 + \gamma_{e2e}) \rangle \quad (5.2)$$

όπου  $\gamma_{e2e}$  είναι το  $e2e$   $SNR$ , ενώ ο συντελεστής  $1/2$ , λαμβάνει υπόψη το γεγονός ότι, η μετάδοση  $e2e$  ολοκληρώνεται σε δύο χρονοθυρίδες. Με βάση την  $PDF$  των  $\gamma_1$  και  $\gamma_2$ , ο υπολογισμός της  $EC$  με τη βοήθεια της (5.2) απαιτεί τον υπολογισμό ενός διπλού ολοκληρώματος. Ωστόσο, αυτό το ολοκλήρωμα συγκλίνει αργά λόγω της ύπαρξης λογαριθμικού πυρήνα.

Στην συνέχεια, αποδεικνύεται ότι, η  $EC$  ενός συστήματος μετάδοσης  $AF$ , μπορεί να εκφραστεί, ως η διαφορά της  $EC$  δύο γενικευμένων δεκτών διαφορισμού με ανεξάρτητους κλάδους [136]. Χρησιμοποιώντας αυτό το σημαντικό θεωρητικό αποτέλεσμα και θεωρώντας αυθαίρετα κατανεμημένες  $\gamma_i$ s, εξάγονται εκφράσεις για την  $EC$  υπό τη μορφή ενός απλού ολοκληρώματος. Οι προτεινόμενες σχέσεις χρησιμοποιούν εκθετικό πυρήνα ο οποίος εγγυάται γρήγορη σύγκλιση και αξιόπι-

στη αριθμητική αξιολόγηση.

### 5.2.1 Αναμεταδότες με σταθερό κέρδος

Στην επόμενη πρόταση δίνεται μία ακριβής έκφραση για την  $EC$  συνεργατικού συστήματος διπλού άλματος όπως αυτό που περιγράφεται στο σχήμα 5.2.1, με αναμεταδότη  $FG$ .

**Πρόταση 8.** Η  $EC$  συστήματος διπλού άλματος με αναμεταδότη σταθερού κέρδους, εκφράζεται με τη βοήθεια της MGF του SNR του πρώτου άλματος  $\gamma_1$  και της MGF του αντιστρόφου SNR του δεύτερου άλματος  $1/\gamma_2$

$$C_{fg} = \frac{1}{\ln(2)} \int_0^\infty \frac{\exp(-t^2)}{t} \mathcal{M}_{1/\gamma_2} \left( \frac{c}{c_2} t^2 \right) \left[ \mathcal{M}_{\gamma_1} \left( \frac{d}{c_2} t^2 \right) - \mathcal{M}_{\gamma_1} \left( \frac{1+d}{c_2} t^2 \right) \right] dt \quad (5.3)$$

*Απόδειξη.* Αντικαθιστώντας την (5.1α') στην (5.2) η  $EC$  γράφεται

$$C_{fg} = \frac{1}{2 \ln(2)} \left[ \mathbb{E} \left\langle \ln \left( 1 + \gamma_1 \frac{1+d}{c_2} + \frac{1}{\gamma_2} \frac{c}{c_2} \right) \right\rangle - \mathbb{E} \left\langle \ln \left( 1 + \gamma_1 \frac{d}{c_2} + \frac{1}{\gamma_2} \frac{c}{c_2} \right) \right\rangle \right] \quad (5.4)$$

Αν

$$Z_1 \triangleq \gamma_1 \frac{1+d}{c_2} + \frac{1}{\gamma_2} \frac{c}{c_2} \quad (5.5)$$

και

$$Z_2 \triangleq \gamma_1 \frac{d}{c_2} + \frac{1}{\gamma_2} \frac{c}{c_2} \quad (5.6)$$

τότε η (5.4) γράφεται

$$C_{fg} = \frac{1}{2 \ln(2)} \left[ \mathbb{E} \langle \ln(1 + Z_1) \rangle - \mathbb{E} \langle \ln(1 + Z_2) \rangle \right] \quad (5.7)$$

Οι προσδοκώμενες μέσες τιμές  $\mathbb{E} \langle \ln(1 + Z_i) \rangle$  δίνονται από τη σχέση

$$\mathbb{E} \langle \ln(1 + Z_i) \rangle = \int_0^\infty \exp(-s) \frac{1 - \mathcal{M}_{Z_i}(s)}{s} ds \quad (5.8)$$

Επειδή οι  $\gamma_1$  και  $1/\gamma_2$  είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές, οι  $MGF$ ς των  $Z_1$  και  $Z_2$  δίνονται από τις σχέσεις (5.9) και (5.10), αντίστοιχα

$$\mathcal{M}_{Z_1}(s) = \mathcal{M}_{\gamma_1} \left( s \frac{1+d}{c_2} \right) \mathcal{M}_{1/\gamma_2} \left( s \frac{c}{c_2} \right) \quad (5.9)$$

$$\mathcal{M}_{Z_2}(s) = \mathcal{M}_{\gamma_1} \left( s \frac{d}{c_2} \right) \mathcal{M}_{1/\gamma_2} \left( s \frac{c}{c_2} \right) \quad (5.10)$$

Αντικαθιστώντας την (5.8) στην (5.7) και εφαρμόζοντας την αλλαγή μεταβλητών  $s = t^2$ , προκύπτει η (5.3).  $\square$

Η Πρόταση 8 ισχύει για αυθαίρετα κατανομημένες  $\gamma_i$  και εφόσον είναι διαθέσιμες οι  $MGF$ ς των  $\gamma_1$  και  $1/\gamma_2$ , μπορούν να ληφθούν αριθμητικά αποτελέσματα.

Αν ένα συνεργατικό σύστημα λειτουργεί υπό την επίδραση διαλείψεων Rayleigh, τότε, σύμφωνα με το παρακάτω πόρισμα, μπορεί να εξαχθεί μια έκφραση κλειστής μορφής για την  $EC$ .

**Πόρισμα 1.** Η  $EC$  ενός συστήματος δύο αλμάτων ενίσχυσης και προώθησης με αναμεταδότη σταθερού κέρδους και κανάλι διαλείψεων Rayleigh μπορεί να εκφραστεί με την βοήθεια της δισδιάστατης συνάρτησης  $H - Fox$  ως εξής

$$C_{fg-Rayleigh} = -\frac{A \pi}{2 \sin(g) \ln(2)} \times H_{1,0:0,2:2,2}^{0,1:2,0:1,1} \left[ \sqrt{F} \left| \begin{matrix} (-1/2; 1, 1) \\ - \end{matrix} \right| \left| \begin{matrix} (-\frac{1}{2}, 1) \\ (\frac{1}{2}, 1) \end{matrix} \right| \left| \begin{matrix} (0, 1), (-\frac{g}{\pi}, \frac{g}{\pi}) \\ (0, 1), (-\frac{g}{\pi}, \frac{g}{\pi}) \end{matrix} \right| \right] \quad (5.11)$$

όπου

$$B = \frac{c}{\bar{\gamma}_2 c}$$

$$A = \frac{\sqrt{B} \bar{\gamma}_1}{c_2}$$

$$F = \frac{d(1+d) \bar{\gamma}_1^2}{c_2^2}$$

$$G = \frac{(1+2d) \bar{\gamma}_1}{c_2}$$

$$g = \arccos \left( \frac{G}{2\sqrt{F}} \right)$$

και  $\bar{\gamma}_i$  η μέση τιμή του  $SNR$  του  $i$ ωστού άλματος .

Απόδειξη. Όπως αναφέρθηκε και στην (2.2.3), για κανάλια διαλείψεων Rayleigh οι τυχαίες μεταβλητές  $\gamma_1$  και  $\gamma_2$  ακολουθούν εκθετική κατανομή. Χρησιμοποιώντας τις (B-3) και (B-2), οι  $MGF$ 's των  $\gamma_1$  και  $1/\gamma_2$  μπορούν να υπολογιστούν σε κλειστή μορφή ως εξής

$$M_{\gamma_1}(s) = \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_1 s} \quad (5.12)$$

$$M_{1/\gamma_2}(s) = 2\sqrt{\frac{s}{\bar{\gamma}_2}} K_1(2\sqrt{s\bar{\gamma}_2}) \quad (5.13)$$

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω σχέσεις στην (5.3) και εφαρμόζοντας αλλαγή μεταβλητών  $t = \sqrt{s}$ , η αναλυτική έκφραση της  $C_{ig}$  προκύπτει με τη βοήθεια του παρακάτω ολοκληρώματος

$$\mathcal{I} = A \int_0^\infty \frac{\exp(-s) \sqrt{s} K_1(2\sqrt{B s})}{1 + sG + s^2 F} ds. \quad (5.14)$$

Χρησιμοποιώντας την ταυτότητα (B-15),

$$[x^2 + 2x \cos(g) + 1]^{-1} = -\frac{\pi}{\sin(g)} H_{2,2}^{1,1} \left[ x \left| \begin{matrix} (0,1), (-g/\pi, -g/\pi) \\ (0,1), (-g/\pi, -g/\pi) \end{matrix} \right. \right] \quad (5.15)$$

και την ολοκληρωτική μορφή Mellin-Barnes της συνάρτησης  $H$ , προκύπτει ότι

$$\frac{1}{1 + sG + s^2 F} = -\frac{\pi}{\sin(g)} \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathcal{C}_1} \phi_1(t_1) (s\sqrt{F})^{-t_1} dt_1 \quad (5.16)$$

όπου

$$\phi_1(t_1) = \frac{\Gamma(t_1)\Gamma(1-t_1)}{\Gamma\left(1 + \frac{g}{\pi} - \frac{g}{\pi}t_1\right)\Gamma\left(-\frac{g}{\pi} + \frac{g}{\pi}t_1\right)} \quad (5.17)$$

και  $\mathcal{C}_1$  είναι μια καμπύλη που ικανοποιεί τη σχέση  $0 < \Re\{t_1\} < 1$ . Επιπλέον χρησιμοποιώντας την ολοκληρωτική μορφή Mellin-Barnes της Bessel συνάρτησης

(B-10), προκύπτει η σχέση

$$K_1 \left( 2\sqrt{Bs} \right) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathcal{C}_2} \phi_2(t_2) s^{-t_2} B^{-t_2} dt_2 \quad (5.18)$$

όπου

$$\phi_2(t_2) = \frac{1}{2} \Gamma \left( \frac{1}{2} + t_2 \right) \Gamma \left( -\frac{1}{2} + t_2 \right) \quad (5.19)$$

και  $\mathcal{C}_2$  είναι μια καμπύλη που ικανοποιεί τη σχέση  $\Re\{t_2\} > 1/2$ . Αντικαθιστώντας τις (5.16) και (5.18) στην (5.14), το ολοκλήρωμα  $\mathcal{I}$  υπολογίζεται από τη σχέση

$$\begin{aligned} \mathcal{I} = & -\frac{A\pi}{\sin(g)} \left( \frac{1}{2\pi i} \right)^2 \int_{\mathcal{C}_1} \int_{\mathcal{C}_2} \phi_1(t_1) \phi_2(t_2) (\sqrt{F})^{-t_1} B^{-t_2} \\ & \times \left[ \int_0^\infty \exp(-s) s^{1/2-t_1-t_2} ds \right] dt_1 dt_2 \end{aligned} \quad (5.20)$$

Η απόδειξη ολοκληρώνεται, υπολογίζοντας το ολοκλήρωμα ως προς  $s$ , χρησιμοποιώντας τον ορισμό της συνάρτησης  $\Gamma(\cdot)$  και την ολοκληρωτική μορφή της διάστατης συνάρτησης  $H$ .

□

## 5.2.2 Αναμεταδότες με μεταβλητό κέρδος

Έστω, συνεργατικό σύστημα, με αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους, σχήμα 5.2.1. Μια έκφραση για την  $EC$  η οποία είναι εξαιρετικά ακριβής για μεσαίες και υψηλές τιμές του  $SNR$  δίνεται από την παρακάτω πρόταση

**Πρόταση 9.** Η εργοδική χωρητικότητα σε σύστημα με αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους, προσεγγίζεται με τη βοήθεια της  $MGF$  του  $SNR$  του πρώτου άλματος  $\gamma_1$  και της  $MGF$  του αντιστρόφου  $SNR$  του δεύτερου άλματος  $1/\gamma_2$ , ως εξής

$$\begin{aligned} C_{vg} \approx & \frac{1}{\ln(2)} \left\{ \ln \left( \sqrt{\frac{1+d}{d}} \right) + \int_0^\infty \frac{e^{-t^2}}{t} \left[ \mathcal{M}_{1/\gamma_1} \left( \frac{c_2 t^2}{d} \right) \mathcal{M}_{1/\gamma_2} \left( \frac{c_1 t^2}{d} \right) - \right. \right. \\ & \left. \left. - \mathcal{M}_{1/\gamma_1} \left( \frac{c_2 t^2}{1+d} \right) \mathcal{M}_{1/\gamma_2} \left( \frac{c_1 t^2}{1+d} \right) \right] dt \right\}. \end{aligned} \quad (5.21)$$



Απόδειξη. Για αναμεταδότες μεταβλητού κέρδους το  $e2e SNR$ , μπορεί να προσεγγιστεί από την παρακάτω σχέση

$$\gamma_{e2e-vg} \approx \frac{\gamma_1 \gamma_2}{d \gamma_1 \gamma_2 + c_1 \gamma_1 + c_2 \gamma_2} \quad (5.22)$$

Η προσέγγιση είναι πολύ καλή για μεσαίες και υψηλές τιμές του  $SNR$  και έχει χρησιμοποιηθεί σε πολλές δημοσιευμένες εργασίες, π.χ [129].

Αντικαθιστώντας την (5.22) στην (5.2) η  $EC$  γράφεται

$$C_{vg} \approx \frac{1}{2 \ln(2)} \left[ \ln \left( \frac{d+1}{d} \right) + \mathbb{E} \left\langle \ln \left( 1 + \frac{c_1}{d+1} \frac{1}{\gamma_2} + \frac{c_2}{d+1} \frac{1}{\gamma_1} \right) \right\rangle - \mathbb{E} \left\langle \ln \left( 1 + \frac{c_1}{d} \frac{1}{\gamma_2} + \frac{c_2}{d} \frac{1}{\gamma_1} \right) \right\rangle \right] \quad (5.23)$$

Αν

$$W_1 \triangleq \frac{1}{\gamma_2} \frac{c_1}{1+d} + \frac{1}{\gamma_1} \frac{c_2}{d+1} \quad (5.24)$$

και

$$W_2 \triangleq \frac{1}{\gamma_2} \frac{c_1}{d} + \frac{1}{\gamma_1} \frac{c_2}{d} \quad (5.25)$$

τότε η (5.23) γράφεται

$$C_{vg} \approx \frac{1}{2 \ln(2)} \left[ \ln \left( \frac{d+1}{d} \right) + \mathbb{E} \langle \ln(1+W_1) \rangle - \mathbb{E} \langle \ln(1+W_2) \rangle \right] \quad (5.26)$$

Οι προσδοκώμενες μέσες τιμές  $\mathbb{E} \langle \ln(1+W_i) \rangle$  δίνονται από τη σχέση (5.8). Επειδή οι  $\gamma_1$  και  $1/\gamma_2$  είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές, οι  $MGF$ ς των  $W_1$  και  $W_2$  δίνονται από τις σχέσεις (5.27) και (5.28), αντίστοιχα

$$\mathcal{M}_{W_1}(s) = \mathcal{M}_{1/\gamma_1} \left( s \frac{c_1}{d+1} \right) \mathcal{M}_{1/\gamma_1} \left( s \frac{c_2}{d+1} \right) \quad (5.27)$$

$$\mathcal{M}_{W_2}(s) = \mathcal{M}_{1/\gamma_2} \left( s \frac{c_1}{d} \right) \mathcal{M}_{1/\gamma_1} \left( s \frac{c_2}{d} \right) \quad (5.28)$$

Αντικαθιστώντας την (5.8) στην (5.26) και εφαρμόζοντας την αλλαγή μεταβλητών  $s = t^2$ , προκύπτει η (5.21). □

Στη συνέχεια παρουσιάζεται, μια έκφραση κλειστής μορφής για την  $EC$ , σε συνεργατικό σύστημα, με αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους, σε κανάλι διαλείψεων Nakagami-0.5. Τα κανάλια διαλείψεων Nakagami-0.5 περιγράφει με ακρίβεια κανάλια πολύ ισχυρών διαλείψεων [137]. Αυτό σημαίνει, πως η σχέση που δίνεται μπορεί να αποτελέσει το σημείο αναφοράς υπολογισμού της  $EC$  σε ρεαλιστικά συνεργατικά συστήματα.

**Πόρισμα 2.** Η  $EC$  σε συστήματα με αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους το οποίο λειτουργεί υπό την επίδραση διαλείψεων Nakagami-0.5 δίνεται από τη σχέση

$$C_{vg} \approx \frac{1}{\ln(2)} \left\{ 0.5 \ln \left( \frac{d+1}{d} \right) + \mathcal{Q} \left[ \sqrt{\frac{c_1}{2\bar{\gamma}_2(1+d)}} + \sqrt{\frac{c_2}{2\bar{\gamma}_1(1+d)}} \right] - \mathcal{Q} \left( \sqrt{\frac{c_1}{2\bar{\gamma}_2 d}} + \sqrt{\frac{c_2}{2\bar{\gamma}_1 d}} \right) \right\} \quad (5.29)$$

όπου  $\bar{\gamma}_i$  είναι η μέση τιμή του  $SNR$  στο ίωστό άλμα και

$$\mathcal{Q}(x) \triangleq \frac{\pi}{2} \operatorname{erfi}(x) - x^2 {}_2F_2 \left( 1, 1; \frac{3}{2}, 2; x^2 \right) \quad (5.30)$$

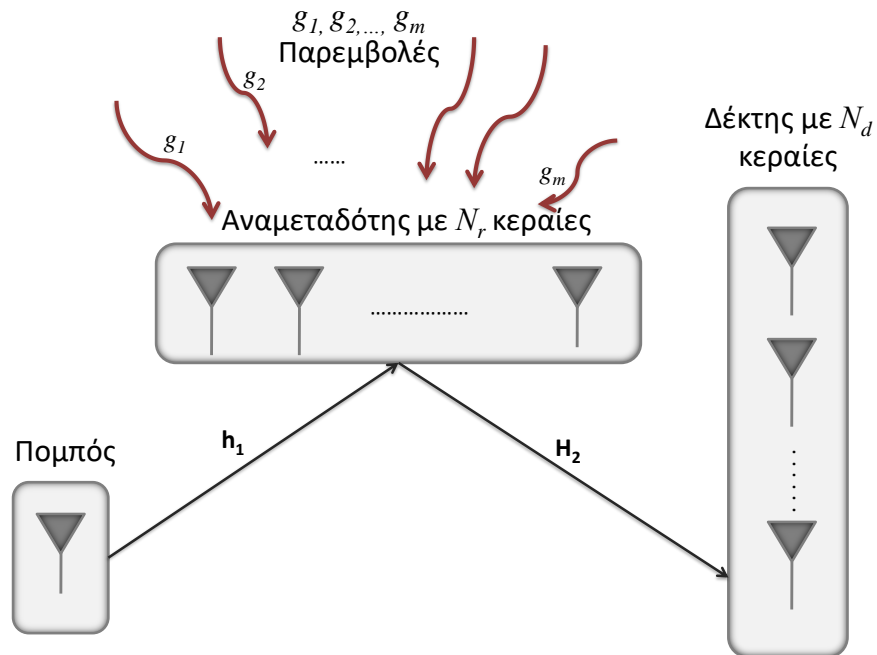
*Απόδειξη.* Έστω κανάλι διαλείψεων Nakagami-0.5, χρησιμοποιώντας την [137, εξ. (5)], προκύπτει ότι  $\mathcal{M}_{1/\gamma_i}(s) = \exp \left( -\sqrt{2s/\gamma_i} \right)$ . Κάνοντας αντικατάσταση της  $\mathcal{M}_{1/\gamma_i}(s)$  στην (5.21) και εφαρμόζοντας την αλλαγή μεταβλητών  $t = \sqrt{s}$ , τότε, ο υπολογισμός του  $C_{vg}$  απαιτεί τον υπολογισμό του ολοκληρώματος

$$\mathcal{Q}(x) = \int_0^\infty \frac{\exp(-s - x\sqrt{s}) \sinh(x\sqrt{s})}{s} ds \quad (5.31)$$

Χρησιμοποιώντας τις (B-16), (B-17), (B-19), (B-14), (B-18), τότε η  $\mathcal{Q}(x)$  υπολογίζεται ως (5.30).  $\square$

### 5.3 Εφαρμογές σε συστήματα με αναμεταδότες

Σε αυτή την ενότητα, εφαρμόζονται οι σχέσεις που παράχθηκαν, σε δύο συστήματα με κοινό χαρακτηριστικό τις ατέλειες υλικού.



Σχήμα 5.3.1: Συνεργατικό σύστημα μετάδοσης, με παρεμβολές στον αναμεταδότη

### 5.3.1 MIMO με παρεμβολές στον αναμεταδότη

Έστω ένα συνεργατικό σύστημα  $AF$  διπλού άλματος, όπου στους κόμβους που συμμετέχουν στην ασύρματη μετάδοση, παρατηρούνται ατέλειες υλικού. Ο πηγαίος κόμβος  $\mathcal{S}$  είναι εξοπλισμένος με μια κεραία, ενώ ο κόμβος του αναμεταδότη  $\mathcal{R}$  και ο κόμβος του προορισμού  $\mathcal{D}$ , είναι εξοπλισμένοι με  $N_r$  και  $N_d$  κεραίες, αντίστοιχα σχήμα 5.3.1. Θεωρείται επίσης ότι, η επίδοση του αναμεταδότη επηρεάζεται από την παρουσία  $m$  χρηστών, οι οποίοι παρεμβάλλονται κατά τη λειτουργία του, ενώ η επίδοση του κόμβου προορισμού επηρεάζεται μόνο από τον θόρυβο. Μια τέτοιου τύπου αρχιτεκτονική συστήματος, προσομοιάζει με ασύρματα συστήματα μετάδοσης όπου ο αναμεταδότης βρίσκεται στα όρια της κυψέλης, καθώς και με συστήματα που χρησιμοποιούν διαίρεση συχνότητας [138]. Θεωρώντας ότι δεν υπάρχει κανάλι επικοινωνίας  $\mathcal{S} \rightarrow \mathcal{D}$ , στην πρώτη φάση εκπομπής, ο  $\mathcal{S}$  εκπέμπει το σήμα πληροφορίας  $s$  στον  $\mathcal{R}$ . Το σήμα που λαμβάνει ο  $\mathcal{R}$  μπορεί να εκφραστεί

από τη σχέση [19, εξ. (6)]

$$y_r = \mathbf{w}^\dagger \mathbf{h}_1 (s + \eta_1) + \sum_{m=1}^M \mathbf{w}^\dagger \mathbf{g}_m s_{I,m} \quad (5.32)$$

όπου  $s_{I,m}$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) είναι το σύμβολο πληροφορίας που έχει προκύψει, μετά την παραμόρφωση που έχει προκαλέσει στο  $s$ , η παρεμβολή του  $m$ οστού χρήστη. Η εκτιμώμενη εκπεμπόμενη ισχύς από τον  $\mathcal{S}$  και τους  $m$  παρεμβάλλοντες χρήστες είναι  $\mathbb{E}\langle s s^* \rangle = \mathbb{E}\langle |s|^2 \rangle = P_s$  και  $\mathbb{E}\langle s_{I,m} s_{I,m}^* \rangle = \mathbb{E}\langle |s_{I,m}|^2 \rangle = P_{I,m}$ , αντίστοιχα. Το  $\mathbf{h}_1$  είναι το  $N_r \times 1$  διάνυσμα της κρουστικής απόκρισης του καναλιού  $\mathcal{S} \rightarrow \mathcal{R}$ , ενώ το  $\mathbf{g}_m$  είναι το  $N_r \times 1$  διάνυσμα της κρουστικής απόκρισης του καναλιού μεταξύ του  $m$ οστού παρεμβάλλον χρήστη και του  $\mathcal{R}$ . Τα διανύσματα αυτά έχουν στοιχεία ανεξάρτητες και ισόνομα κατανεμημένες μιγαδικές κυκλικές τυχαίες Γκαουσιανές μεταβλητές  $\mathcal{CN}(0, 1)$ . Το

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{h}_1}{\|\mathbf{h}_1\|^2} \quad (5.33)$$

είναι ένα διάνυσμα επιλεγμένο σύμφωνα με την τεχνική μεγίστης απολαβής *MRC*. Το  $\eta_1 \sim \mathcal{CN}(0, \kappa_1^2 P_s)$  είναι η παραμόρφωση που προκαλείται στο σήμα πληροφορίας κατά την πρώτη φάση μετάδοσης, εξαιτίας των ατελειών υλικού των κόμβων πηγής και αναμεταδότη. Στη δεύτερη φάση, ο  $\mathcal{R}$  εκπέμπει το σήμα πληροφορίας  $y_r$ , στον  $\mathcal{D}$ . Το σήμα στον τελικό προορισμό  $\mathcal{D}$  δίνεται από τη σχέση

$$y_d = \mathbf{u}^\dagger [\mathbf{H}_2 \mathbf{v} (\mathcal{G} y_r + \eta_2) + \mathbf{n}] \quad (5.34)$$

όπου  $\mathbf{H}_2$  είναι ο  $N_d \times N_r$  πίνακας του καναλιού, για τη ζεύξη  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$ , το  $\mathbf{n}$  είναι ένα διάνυσμα προσθετικού λευκού θορύβου διαστάσεων,  $N_d \times 1$ , με πίνακα συμμεταβλητότητας  $\mathbb{E}\langle \mathbf{n} \mathbf{n}^\dagger \rangle = N_0 \mathbf{I}$ . Το  $\eta_2 \sim \mathcal{CN}(0, \kappa_2^2 P_r)$  είναι η παραμόρφωση που προκαλείται στο σήμα πληροφορίας κατά την δεύτερη φάση μετάδοσης, εξαιτίας των ατελειών υλικού του  $\mathcal{R}$ . Το  $P_r$  είναι η εκπεμπόμενη ισχύς του αναμεταδότη, τα  $\mathbf{u}$  και  $\mathbf{v}$  είναι τα ιδιοδιανύσματα στους κόμβους  $\mathcal{R}$  και  $\mathcal{D}$ , αντίστοιχα, τα οποία επιλέγονται ώστε να αντιστοιχούν στη μέγιστη ιδιοτιμή,  $\lambda_{\max}$ , του πίνακα

Wishart  $\mathbf{H}_2^\dagger \mathbf{H}_2$ . Το  $\mathcal{G}$  είναι το κέρδος του αναμεταδότη και θεωρώντας αναμεταδότες μεταβλητού κέρδους, ισχύει ότι [19, εξ. (12)]

$$\mathcal{G} = \sqrt{\frac{P_r}{P_s |\mathbf{w}^\dagger \mathbf{h}_1|^2 (1 + \kappa_1^2) + \sum_{m=1}^M |\mathbf{w}^\dagger \mathbf{g}_m|^2 P_{I,m}}} \quad (5.35)$$

Χρησιμοποιώντας την (5.32), (5.34) και την (5.35), το  $e2e$  SINR του προς μελέτη συστήματος, δίνεται από τη σχέση (5.1β'), με

$$\gamma_1 = \frac{\rho_s \|\mathbf{h}_1\|^2}{\chi} \quad (5.36)$$

$$\chi = \sum_{m=1}^M \frac{|\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{g}_m|^2 \rho_{I,m}}{\|\mathbf{h}_1\|^2} \quad (5.37)$$

$$\gamma_2 = \rho_r \lambda_{\max} \quad (5.38)$$

όπου  $\rho_s = P_s/N_0$ ,  $\rho_r = P_r/N_0$  και  $\rho_{I,m} = P_{I,m}/N_0$ . Σύμφωνα με την [139], τα  $\|\mathbf{h}_1\|^2$  και  $\chi$  ακολουθούν αντίστοιχα, κατανομή γάμμα με παραμέτρους  $N_r$  και  $1/N_r$  και υπερεκθετική κατανομή. Χρησιμοποιώντας τις (B-5), (B-4), (B-7), (4.44), η  $\mathcal{M}_{1/\gamma_1}(s)$  δίνεται από τη σχέση

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{1/\gamma_1}(s) &= N_r (s/\rho_s)^{\frac{N_r-1}{2}} \left( \prod_{m=1}^M \rho_{I,m} \right)^{-1} \\ &\times \sum_{j=1}^M \frac{\rho_{I,j}^{\frac{N_r+1}{2}} \exp\left(s \frac{\rho_{I,j}}{2\rho_s}\right)}{\prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq j}}^M \left(\frac{1}{\rho_{I,\ell}} - \frac{1}{\rho_{I,j}}\right)} W_{-(N_r+1)/2, -N_r/2} \left( \frac{\rho_{I,j}}{\rho_s} s \right) \end{aligned} \quad (5.39)$$

Θεωρώντας αυθαίρετες τιμές για  $N_r$  και  $N_d$ , μπορεί να ληφθεί μια απλή έκφραση κλειστής μορφής για τη ροπογεννήτρια συνάρτηση  $\mathcal{M}_{1/\gamma_2}(s)$ , χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (B-8), (B-2) έτσι

$$\mathcal{M}_{1/\gamma_2}(s) = \frac{2}{D} \sum_{a=1}^P \sum_{b=b_1}^{b_2} \beta_{ab} \left( \frac{s}{a\rho_r} \right)^{\frac{1+b}{a}} K_{1+b} \left( 2\sqrt{\frac{as}{\rho_r}} \right) \quad (5.40)$$

όπου

$$Q = \max\{N_r, N_d\}$$

$$P = \min\{N_r, N_d\}$$

$$b_1 = Q - P$$

$$b_2 = (Q + P)a - 2a^2$$

$$D = \prod_{k=1}^P (P - k)!(Q - k)!$$

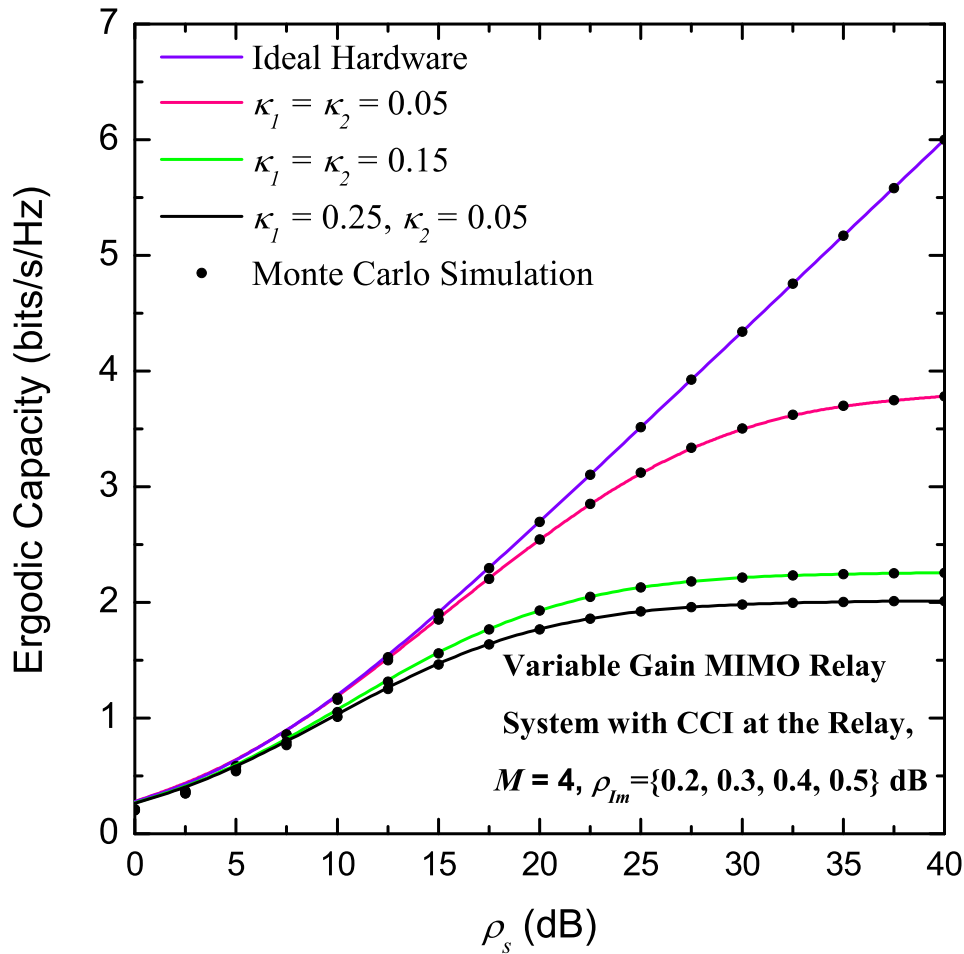
ο  $\beta_{ab}$  είναι ο συντελεστής του όρου  $e^{-ax}x^b$  στο ανάπτυγμα της παραγώγου της ορίζουσας  $\frac{d}{dx} \det[\mathbf{S}(x)]$  και  $\mathbf{S}(x)$  είναι ένας πίνακας Hankel διαστάσεων  $P \times P$  με στοιχεία

$$s_{ab}(x) = t^{-1}x^t {}_1F_1(t, 1+t, -x) \quad (5.41)$$

με

$$t = Q - P + a + b - 1$$

Στο σχήμα 5.3.2 απεικονίζεται η  $EC$  του παραπάνω συστήματος ως συνάρτηση του  $\rho_s$  και με την προϋπόθεση ότι  $\rho_s = \rho_r$ . Θεωρείται επίσης ότι ο κόμβος αναμεταδότη και ο κόμβος προορισμού είναι εξοπλισμένοι με δύο κεραίες,  $N_t = N_r = 2$  καθώς και ότι ο αναμεταδότης δέχεται παρεμβολές από τέσσερις χρήστες. Οι καμπύλες απεικονίζουν την  $EC$ , για ιδανικό υλικό των κόμβων που συμμετέχουν στην ασύρματη μετάδοση και τρεις ακόμα συνδυασμούς με τη βοήθεια των παραμέτρων  $\kappa_1$ , για τους κόμβους που συμμετέχουν στην ζεύξη  $\mathcal{S} \rightarrow \mathcal{R}$  και  $\kappa_2$  για τους κόμβους που συμμετέχουν στη ζεύξη  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$ . Για ίσες τιμές των παραμέτρων  $\kappa_1 = \kappa_2 = 0.05$  και  $\kappa_1 = \kappa_2 = 0.15$  και για άνισες  $\kappa_1 = 0.25$  και  $\kappa_2 = 0.05$ . Είναι φανερό ότι, τα αναλυτικά αποτελέσματα που προκύπτουν χρησιμοποιώντας την Πρόταση 1, συμπίπτουν με τα αποτελέσματα που δίνει η προσομοίωση Monte Carlo, για όλες τις περιπτώσεις. Είναι προφανές ότι το σύστημα με ιδανικό υλικό, δίνει την καλύτερη  $EC$ , ενώ καθώς αυξάνονται οι ατέλειες υλικού στους κόμβους, μειώνεται η επίδοση του συστήματος. Αξίζει να σημειωθεί πως από μια τιμή του  $\rho_s$  και μετά, περίπου για  $\rho_s = 37\text{dB}$ , όσο και να αυξάνεται η διαθέσιμη ισχύς  $\rho_s$ , η

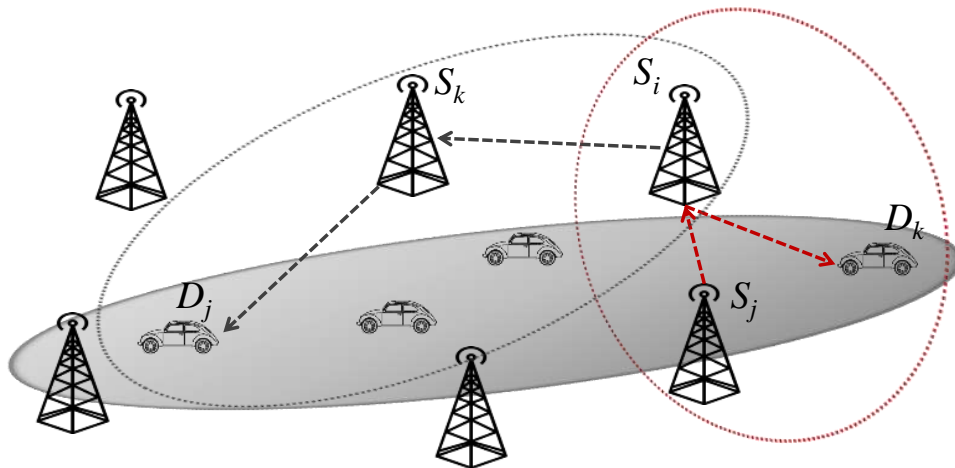


Σχήμα 5.3.2:  $EC$  συστήματος MIMO AF, διπλού άλματος με hardware και CCI, συναρτήσεως του  $\rho_s$  για  $N_r = N_d = 2, M = 4$ .

επίδοση του συστήματος δεν βελτιώνεται, η  $EC$  δεν αυξάνεται περισσότερο.

### 5.3.2 Σύστημα κόμβων πολλαπλών πηγών - πολλαπλών προορισμών

Έστω ένα ασύρματο σύστημα μετάδοσης με  $N$  στο πλήθος, πηγαίους κόμβους  $\mathcal{S}_i$ , όπου  $i = 1, \dots, N$  και  $D$  στο πλήθος κόμβους προορισμού,  $\mathcal{D}_j$ , όπου  $j = 1, \dots, D$ . Θεωρείται ότι οι κόμβοι πηγών έχουν τη δυνατότητα να λειτουργούν και ως αναμεταδότες. Ένα παρόμοιο σύστημα με ιδανικό υλικό έχει μελετηθεί στην εργασία [108] και αποτελεί τυπικό παράδειγμα των αποκαλούμενων ευφυών συ-



Σχήμα 5.3.3: Συνεργατικό σύστημα MIMO με ατέλειες υλικού

στημάτων μεταφοράς. Ένα παρόμοιο σύστημα, μελετήθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Θεωρείται ότι οι ζώνες συχνοτήτων των  $S_i$  καθορίζονται σύμφωνα με την τεχνική πολυπλεξίας ορθογώνιας διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency division multiplexing, *OFDM*) και τα κανάλια χρησιμοποιούν διπλό χρονικό διαχωρισμό (time division duplexing -*TDD*) [108].

Η μετάδοση των δεδομένων πραγματοποιείται σε δύο φάσεις. Στην πρώτη φάση, ο κόμβος πηγής  $S_i$  εκπέμπει το σήμα πληροφορίας του σε κάποιον άλλο πηγαίο κόμβο  $S_k$ ,  $k \neq i$ , ο οποίος θα λειτουργήσει ως αναμεταδότης. Στη δεύτερη φάση, το σήμα ενισχύεται και προωθείται από τον  $S_k$ , στον προορισμό του  $D_j$ . Χρησιμοποιώντας ίδια λογική με τις εργασίες [108], [19], και θεωρώντας αναμεταδότες σταθερού ή μεταβλητού κέρδους το  $e2e$  SNR στον κόμβο προορισμού

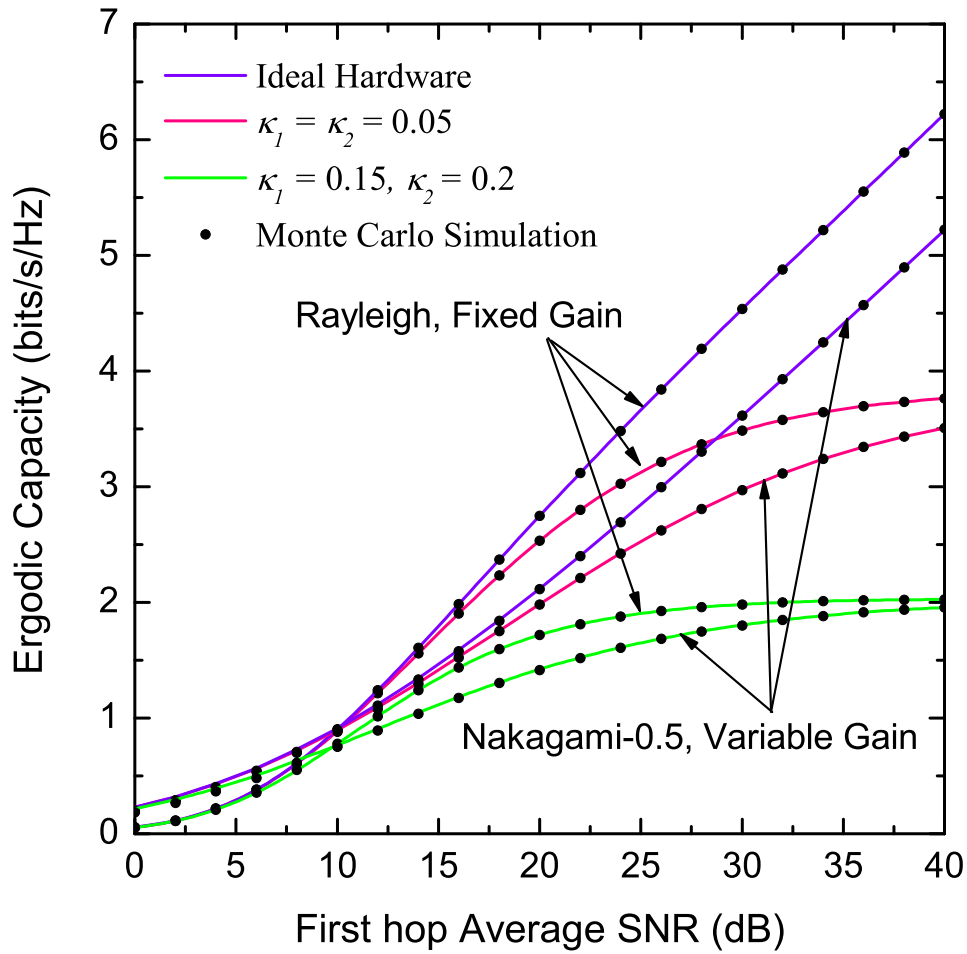


$\mathcal{D}_j$ , δίνεται από τις σχέσεις (5.1). Όπου  $\gamma_1$  είναι το  $SNR$  της ζεύξης  $\mathcal{S}_i \rightarrow \mathcal{S}_k$ , κατά την πρώτη φάση μετάδοσης, δηλαδή  $\gamma_1 = \gamma_{\mathcal{S}_i, \mathcal{S}_k}$  και  $\gamma_2$  είναι το  $SNR$  της ζεύξης  $\mathcal{S}_k \rightarrow \mathcal{D}_j$ , κατά την δεύτερη φάση μετάδοσης, δηλαδή  $\gamma_2 = \gamma_{\mathcal{S}_k, \mathcal{D}_j}$ .

Στο σχήμα 5.3.4 απεικονίζεται η  $EC$ , για την ζεύξη  $\mathcal{S}_i \rightarrow \mathcal{D}_j$ , ως συνάρτηση του  $SNR$  του πρώτου άλματος, για δύο περιπτώσεις: *i*) συστήματα με αναμεταδότες  $FG$ , τα οποία λειτουργούν υπό την επίδραση διαλείψεων Rayleigh και *ii*) συστήματα με αναμεταδότες  $VG$ , τα οποία λειτουργούν υπό την επίδραση διαλείψεων Nakagami-0.5. Για το κάθε ένα από αυτά τα συστήματα ασύρματης μετάδοσης, έχουν αποτυπωθεί γραφικά τόσο τα θεωρητικά όσο και τα πειραματικά αποτελέσματα, τα οποία έχουν προκύψει με τη βοήθεια προσομοιώσεων Monte Carlo. Έχουν εξεταστεί τρεις περιπτώσεις με βάση τις ατέλειες υλικού στους κόμβους πηγής, αναμεταδότη και προορισμού, με τη βοήθεια των παραμέτρων  $\kappa_1$ , για τη ζεύξη  $\mathcal{S}_i \rightarrow \mathcal{D}_j$  και  $\kappa_2$  για τη ζεύξη  $\mathcal{S}_i \rightarrow \mathcal{D}_j$ . Η  $EC$  δίνεται για ιδανικό υλικό,  $\kappa_1 = \kappa_2 = 0$ , για ατέλειες υλικού με ίσες παραμέτρους  $\kappa_1 = \kappa_2 = 0.05$  και για άνισες,  $\kappa_1 = 0.15$  και  $\kappa_2 = 0.2$ . Παρατηρείται ότι τα θεωρητικά αποτελέσματα συμφωνούν απόλυτα με τα αντίστοιχα των προσομοιώσεων. Όπως ήταν αναμενόμενο, την καλύτερη  $EC$  την έχουμε για ιδανικό υλικό, ενώ μεταξύ των άλλων δύο περιπτώσεων, καλύτερη  $EC$  δίνει το σύστημα όταν οι ατέλειες υλικού είναι μικρότερες. Παρατηρείται επίσης ότι υπάρχει ένα κατώφλι της διαθέσιμης ισχύος, το οποίο όταν ξεπεραστεί, η  $EC$  δεν αυξάνεται άρα η επίδοση του συστήματος δεν βελτιώνεται.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν, η βέλτιστη κατανομή ισχύος και η βέλτιστη θέση που πρέπει να τοποθετηθεί ο αναμεταδότης, προκειμένου να μεγιστοποιείται η  $EC$ . Τα προβλήματα αυτά αν και λύνονται πολύ δύσκολα αναλυτικά, μπορούν εύκολα να λυθούν με αποδοτικό τρόπο, χρησιμοποιώντας αριθμητικές μεθόδους βελτιστοποίησης. Τέτοιες μέθοδοι είναι διαθέσιμες σε προγράμματα όπως, το Matlab και το Mathematica. Στη συνέχεια εξετάζονται αυτά τα δύο προβλήματα χρησιμοποιώντας τη μέθοδο Nminimize, η οποία είναι διαθέσιμη στο Mathematica. Ορίζεται μια παράμετρος  $\lambda$  με  $0 < \lambda < 1$  η οποία εκφράζει

- Το ποσοστό κατανομής της διαθέσιμης ισχύος εκπομπής, όπου οι μέσες τι-



Σχήμα 5.3.4:  $EC$  συστήματος MIMO AF, με hardware, συναρτήσεις του μέσου  $SNR$ , του πρώτου άλματος.

μέσ των  $\gamma_i$  για  $i = 1, 2$ , ορίζονται από τις σχέσεις

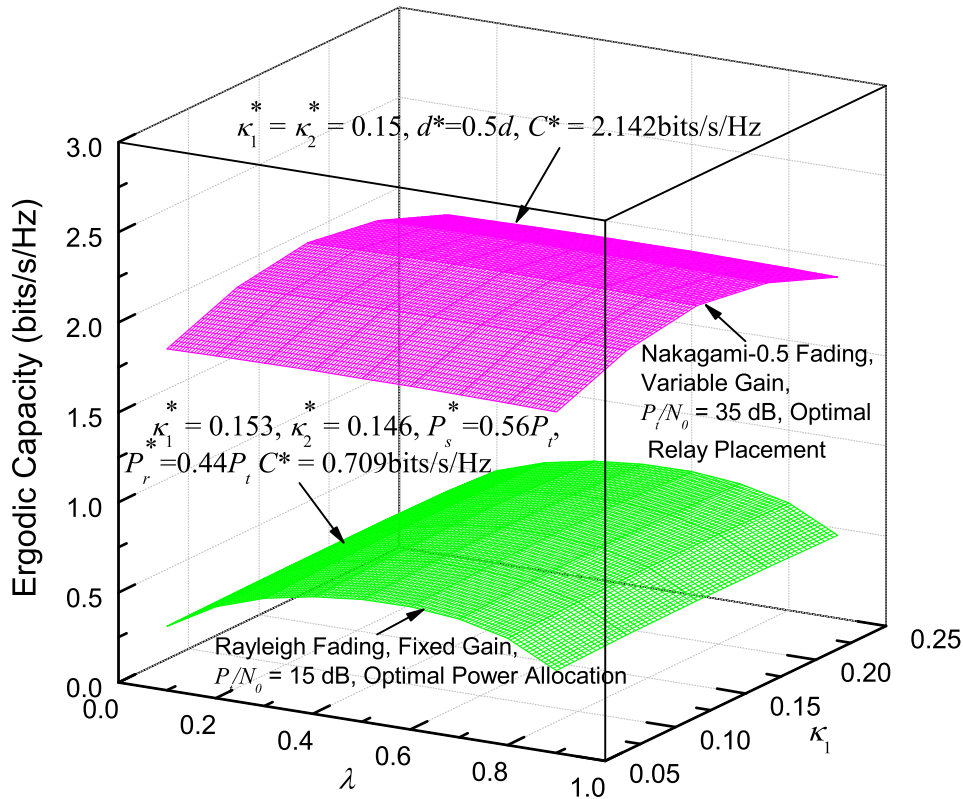
$$\bar{\gamma}_1 = \lambda P_t \bar{\gamma}_2 = (1 - \lambda) P_t \quad (5.42)$$

και

$$\bar{\gamma}_2 = (1 - \lambda) P_t \quad (5.43)$$

όπου  $P_t$  είναι η συνολική ισχύς εκπομπής.

- Την κανονικοποιημένη απόσταση των ζεύξεων της συνεργατικής μετάδοσης. Πιο συγκεκριμένα,  $\lambda$  και  $1 - \lambda$  είναι αντίστοιχα οι κανονικοποιημένες απο-



Σχήμα 5.3.5:  $EC$  συστήματος MIMO AF, με ατέλειες υλικού, θεωρώντας  $\kappa_1 + \kappa_2 = 0.3$ ,  $\nu = 2.5$ .

στάσεις των ζεύξεων,  $S \rightarrow \mathcal{R}$  και  $\mathcal{R} \rightarrow \mathcal{D}$ , με

$$\bar{\gamma}_1 = p_1 \lambda^{-\nu} \quad (5.44)$$

$$\bar{\gamma}_2 = p_2 (1 - \lambda)^{-\nu} \quad (5.45)$$

το  $\nu$  είναι ο εκθέτης των απωλειών διαδρομής και τα  $p_i$  είναι οι παράμετροι οι οποίοι λαμβάνουν υπόψη όλους τους παράγοντες, σύμφωνα με τον νόμο του Friis 2.2, οι οποίοι επηρεάζουν τη μετάδοση, όπως της κατανομής ισχύος μετάδοσης στους κόμβους πηγής και αναμεταδότη, των κερδών των κεραιών μετάδοσης και λήψης, την επίδραση της σκίασης και την ισχύ του θορύβου.

Και για τα δύο προβλήματα, θεωρήθηκε ότι,  $\kappa_1 + \kappa_2 = 0.3$  και  $\nu = 2.5$ .

Στο σχήμα 5.3.5 απεικονίζεται η  $EC$  συναρτήσεως των  $\lambda$  και  $\kappa_1$ . Εξετάζεται η αντίστοιχη μέγιστη τιμή της,  $C^*$ , σε σχέση με τις ατέλειες υλικού  $\kappa_1$  και οι τιμές του  $\lambda$  για τις οποίες αυτή επιτυγχάνεται. Η πάνω καμπύλη εξετάζει την βέλτιστη θέση του αναμεταδότη, προκειμένου να επιτευχθεί μεγιστοποίηση της  $EC$ . Το συγκεκριμένο συνεργατικό σύστημα, χρησιμοποιεί αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους, λειτουργεί παρουσία διαλείψεων Nakagami-0.5, ενώ η συνολική διαθεσιμότητα ισχύος είναι 35dB. Σύμφωνα με την καμπύλη, η μέγιστη τιμή της  $EC$  είναι  $C^* = 2.142$  bits/s/Hz και επιτυγχάνεται όταν οι ατέλειες υλικού στις δύο ζεύξεις μετάδοσης, είναι ίσες. Ειδικότερα, όταν  $\kappa_1 = \kappa_2 = 0.15$  και ο αναμεταδότης ισαπέχει από από τους κόμβους πηγής και προορισμού. Η κάτω καμπύλη εξετάζει τη βέλτιστη κατανομή ισχύος, έτσι ώστε η  $EC$  να έχει την καλύτερη δυνατή τιμή. Αυτό το συνεργατικό σύστημα, χρησιμοποιεί αναμεταδότη σταθερού κέρδους και λειτουργεί παρουσία διαλείψεων Rayleigh, ενώ η ισχύς που πρέπει να κατανομηθεί είναι 15dB. Η μέγιστη τιμή της  $EC$  είναι  $C^* = 2.142$  bits/s/Hz και επιτυγχάνεται όταν η ισχύς κατανέμεται σχεδόν το ίδιο στους κόμβους πηγής και αναμεταδότη, με ελάχιστη περισσότερη επιτρεπόμενη ισχύς μετάδοσης στον πηγαίο κόμβο. Και σε αυτή την περίπτωση οι παράμετροι που αποτυπώνουν τις ατέλειες υλικού των κόμβων του συστήματος, είναι σχεδόν ίσες και μάλιστα όταν  $\kappa_1 = 0.153$  και  $\kappa_2 = 0.146$ . Η ελάχιστη διαφορά προς τα πάνω των ατελειών στον κόμβο πηγής δικαιολογεί και την πολύ μικρή διαφορά στην μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύ στον ίδιο κόμβο. Τέλος, επισημαίνεται ότι όλες οι αναλυτικές εκφράσεις είναι υπολογιστικά πολύ αποδοτικές και συνεπώς, είναι χρήσιμες για το σχεδιασμό και τη βελτιστοποίηση των πρακτικών συστημάτων με αναμεταδότες.

## 5.4 Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάστηκαν ακριβείς και προσεγγιστικές εκφράσεις της  $EC$ , οι οποίες ισχύουν για οποιοδήποτε σύστημα διαλείψεων λαμβάνοντας υπόψη τις ατέλειες υλικού. Επιπλέον, ισχύουν για πληθώρα διαφορετικών αρχιτεκτονικών, συμπεριλαμβανομένων, των συστημάτων MIMO. Για το λόγο αυτό,

αποτελούν χρήσιμο εργαλείο για την αξιολόγηση της επίδοσης, καθώς και για την βελτιστοποίηση των συνεργατικών συστημάτων που λειτουργούν υπό ρεαλιστικές συνθήκες. Ειδικότερα, προτάθηκε ακριβής σχέση της  $EC$  για συστήματα με αναμεταδότη  $FG$  και επεκτάθηκε σε κανάλια που λειτουργούν υπό την επίδραση διαλείψεων Rayleigh. Επιπλέον, εξετάστηκε η περίπτωση χρήσης αναμεταδότη  $VG$  και δόθηκε προσεγγιστική σχέση για την  $EC$  η οποία παρουσιάζει μεγάλη ακρίβεια για μεσαίες και υψηλές τιμές του  $SNR$ . Υπολογίστηκε ακόμα, έκφραση κλειστής μορφής για την  $EC$  συστήματος το οποίο λειτουργεί παρουσία διαλείψεων Nakagami-0.5. Οι σχέσεις που παράχθηκαν, εφαρμόστηκαν σε δύο συνεργατικά συστήματα. Η εγκυρότητα των θεωρητικών αποτελεσμάτων επικυρώθηκε από τα αριθμητικά αποτελέσματα που έδωσαν προσομοιώσεις Monte Carlo.



# ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

Στο τελευταίο κεφάλαιο αυτής της διδακτορικής διατριβής γίνεται μια επισκόπηση των κυριότερων αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες ενότητες και μια ανάλυση της συνεισφοράς της έρευνας που υλοποιήθηκε. Επιπλέον, παρουσιάζονται κάποιες γενικές κατευθύνσεις για μελλοντική έρευνα, βασιζόμενες στα παραπάνω αποτελέσματα.

## 6.1 Γενική επισκόπηση, συμπεράσματα και συνεισφορά της διατριβής

Ο βασικός άξονας, πάνω στον οποίο κινήθηκε η παρούσα διατριβή, ήταν η αξιολόγηση επίδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με αναμεταδότες, τα οποία λειτουργούν υπό την επίδραση γενικευμένων καναλιών διαλείψεων. Ειδικότερα, εξήχθησαν αναλυτικές μαθηματικές εκφράσεις για την ενεργό χωρητικότητα, συνεργατικών συστημάτων πολλαπλών κόμβων ενίσχυσης και προώθησης, τα οποία χρησιμοποιούν τρεις διαφορετικές τεχνικές προκωδικοποίησης και λειτουργούν υπό την επίδραση διαλείψεων Rayleigh. Επίσης, εξήχθησαν ανα-

λυτικές μαθηματικές εκφράσεις για την εργοδική χωρητικότητα, συνεργατικών συστημάτων ενίσχυσης και προώθησης, τα οποία λειτουργούν υπό την επίδραση γενικευμένων διαλείψεων, λαμβάνοντας υπόψη τις ατέλειες υλικού σε πομπό και αναμεταδότη.

Αρχικά ορίστηκε το ερευνητικό πεδίο, πάνω στο οποίο στηρίχθηκε η έρευνα. Δόθηκε έμφαση στα οφέλη που προκύπτουν από τις τεχνικές διαφορισμού, όπως είναι, οι υψηλότεροι ρυθμοί δεδομένων, η βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσιών, η υποστήριξη τεράστιου αριθμού έξυπνων και ετερογενών ασύρματων συσκευών καθώς και πολλαπλών εφαρμογών όπως, τα ασύρματα δίκτυα οχημάτων και τα ασύρματα τοπικά δίκτυα, η μετάδοση δεδομένων πολυμέσων σε πραγματικό χρόνο και επικοινωνία μεταξύ συσκευών. Τα συστήματα MIMO και η συνεργατική τεχνική μετάδοσης βρέθηκαν στο επίκεντρο, διότι είναι οι περιοχές των ασύρματων δικτύων τις οποίες συμπληρώνει η συγκεκριμένη εργασία, καλύπτοντας ένα ερευνητικό κενό.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάστηκε το βασικό θεωρητικό υπόβαθρο της ασύρματης μετάδοσης. Ειδικότερα, εξετάστηκε η φύση του ασύρματου καναλιού και οι συνθήκες κάτω από τις οποίες γίνεται η μετάδοση ενός σήματος, όπως η επίδραση των διαλείψεων, ο θόρυβος και το φαινόμενο των απωλειών διαδρομής. Παρουσιάστηκαν τα στοχαστικά μοντέλα διαλείψεων Rayleigh και Nakagami-m, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή. Στη συνέχεια ορίστηκαν τα κυριότερα μέτρα επίδοσης, μεταξύ αυτών και η ενεργός χωρητικότητα, η οποία το τελευταίο διάστημα κερδίζει το ενδιαφέρον της επιστημονικής κοινότητας και αποτέλεσε βασικό πεδίο έρευνας στην παρούσα διατριβή. Κατόπιν, δόθηκαν οι βασικές τεχνικές διαφορισμού με ιδιαίτερη μνεία στα συστήματα πολλαπλών κόμβων και στους δέκτες διαφορισμού. Το κεφάλαιο ολοκληρώθηκε με την ανάλυση της επίδρασης των ατελειών υλικού ως προς τις επιδόσεις του.

Στο τρίτο κεφάλαιο, παρουσιάστηκαν βασικές αρχές των ασύρματων συνεργατικών δικτύων καθώς και εφαρμογές τους. Επιπλέον έγινε εκτενής αναφορά στις κύριες κατηγορίες αναμεταδοτών και τον τρόπο λειτουργίας τους. Στη συνέχεια δόθηκαν οι σχέσεις που περιγράφουν τον σηματοθορυβικό λόγο συνεργατικών



συστημάτων λαμβάνοντας υπόψη και της ατέλειες υλικού. Τέλος έγινε περιγραφή των τεχνικών ισοστάθμισης σήματος, συνεργατικών συστημάτων πολλαπλών κόμβων, δίνοντας έμφαση στις τεχνικές προκωδικοποίησης εξαναγκασμού στο μηδέν και ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, εκτιμήθηκε η επίδοση ενός συνεργατικού συστήματος πολλαπλών κόμβων ενίσχυσης και προώθησης, διαλείψεων Rayleigh, με τη βοήθεια της ενεργού χωρητικότητας και την χρήση τριών διαφορετικών τεχνικών προκωδικοποίησης. Το σύστημα το οποίο μελετήθηκε αποτελεί μια ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα τεχνολογία μετάδοσης για δίκτυα οχημάτων τα οποία εκμεταλλεύονται το πρότυπο των έξυπνων συστημάτων μεταφορών. Οι πηγές λειτουργούν και ως αναμεταδότες, την ίδια χρονική στιγμή και σε διαφορετικές συχνότητες. Το βασικό πλεονέκτημα αυτού του συστήματος είναι ότι μπορεί να παρέχει επαρκή συνδεσιμότητα και κάλυψη, με μειωμένη κατανάλωση ενέργειας. Λόγω της επίδρασης ομοδιαυλικών παρεμβολών, χρησιμοποιήθηκαν ως τεχνικές αντιστάθμισης γραμμικές τεχνικές προκωδικοποίησης. Έτσι, κατά τη διάρκεια της δεύτερης φάσης, ο αναμεταδότης εκπέμπει προς τους κόμβους προορισμού, χρησιμοποιώντας μετάδοση μεγίστου λόγου και μια απο τις τρεις κατανεμημένες γραμμικές τεχνικές προκωδικοποίησης *i)* διαφορισμό μέγιστης απολαβής *ii)* τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν και *iii)* τεχνική μέσου ελαχίστου τετραγωνικού σφάλματος. Για την τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν προτάθηκαν εκφράσεις κλειστής μορφής και άνω φράγματος, καθώς και προσεγγιστική έκφραση για υψηλές τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο. Ενώ, για τις μεγίστου λόγου και ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος, δόθηκαν κλειστής μορφής προσεγγιστικές εκφράσεις της ενεργού χωρητικότητας. Τέλος εξήχθει ασυμπτωτική έκφραση της ενεργού χωρητικότητας για τις εξαναγκασμού στο μηδέν και ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος, θεωρώντας μεγάλο πλήθος αναμεταδοτών και ίση κατανομή ισχύος στην πηγή και τους αναμεταδότες. Η ακρίβεια όλων των θεωρητικών αποτελεσμάτων τεκμηριώθηκε με τη βοήθεια προσομοιώσεων Monte Carlo. Σε ότι αφορά την τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν, παρατηρείται ότι τα αναλυτικά αποτελέσματα ταυτίζονται απόλυτα με τα αριθμητικά που προκύπτουν από την προσομοίωση. Επίσης η προ-

σέγγιση άνω φράγματος που ορίστηκε, καθώς και η ασυμπτωτική σχέση για υψηλές τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο, δίνουν καλύτερα αποτελέσματα καθώς αυξάνεται η ισχύς εκπομπής. Οι προσεγγιστικές σχέσεις που προτάθηκαν για τις άλλες δύο τεχνικές είναι αρκετά ακριβείς συγκρινόμενες με τις προσομοιώσεις. Συγκρίνοντας τις τρεις τεχνικές βγαίνουν τα ακόλουθα συμπεράσματα

- Η τεχνική μέσου ελαχίστου τετραγωνικού σφάλματος, πετυχαίνει πάντα την καλύτερη επίδοση ακολουθούμενη από την τεχνική εξαναγκασμού στο μηδέν και του μεγίστου λόγου, με την τελευταία να είναι η χειρότερη.
- Όταν το πλήθος των αναμεταδοτών αυξάνεται, παρατηρείται ότι η ενεργός χωρητικότητα και των τριών τεχνικών αυξάνεται ομοίως, ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος και εξαναγκασμού στο μηδέν να παρουσιάζουν ταυτόσημες επιδόσεις
- Τέλος, όσο η ποιότητα υπηρεσίας, δεν υπερβαίνει μια μέγιστη τιμή, η ενεργός χωρητικότητα παραμένει σταθερή και για τα τρεις τεχνικές. Σε αντίθετη περίπτωση μειώνεται, διότι το σύστημα δεν μπορεί να υποστηρίξει μεγαλύτερους ρυθμούς αφίξεων πακέτων με δεδομένες απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσίας.

Στο πέμπτο κεφάλαιο, μελετήθηκε η επίδοση συνεργατικών συστημάτων ενίσχυσης και προώθησης, λαμβάνοντας υπόψη τις ατέλειες του υλικού των κόμβων που συμμετέχουν στην μετάδοση του σήματος πληροφορίας. Προτάθηκαν αναλυτικές εκφράσεις για την εργοδική χωρητικότητα συνεργατικών συστημάτων διπλού άλματος, με χρήση αναμεταδοτών σταθερού και μεταβλητού κέρδους. Οι παραχθήσες σχέσεις ισχύουν για οποιαδήποτε μοντέλο καναλιού διαλείψεων και υπολογίζονται με τη βοήθεια της ροπογεννήτριας συνάρτησης του λόγου σήματος προς θόρυβο και του αντιστρόφου στιγμιαίου λόγου σήματος προς θόρυβο για κάθε άλμα μετάδοσης. Στη συνέχεια υπολογίστηκε η ενεργός χωρητικότητα, για κανάλια διαλείψεων Rayleigh και Nakagami-0.5, χρησιμοποιώντας αναμεταδότη σταθερού και μεταβλητού κέρδους, αντίστοιχα. Οι προτεινόμενες σχέσεις είναι κλειστής μορφής και απλές υπολογιστικά. Στη συνέχεια εφαρμόστηκαν σε

δύο συστήματα, διαφορετικής αρχιτεκτονικής και διαφορετικών συνθηκών μετάδοσης. Αρχικά σε ένα συνεργατικό σύστημα, με αναμεταδότη μεταβλητού κέρδους. Ο κόμβος του αναμεταδότη και του προορισμού ήταν εξοπλισμένοι με πολλαπλές κεραίες ενώ η επίδοση του αναμεταδότη επηρεαζόταν από την παρουσία παρεμβολών και η επίδοση του δέκτη από την παρουσία θορύβου. Η ακρίβεια των θεωρητικών αποτελεσμάτων επιβεβαιώθηκε κατόπιν συγκρίσεώς τους με τα αποτελέσματα που προέκυψαν κάνοντας προσομοίωση Monte Carlo, όπου και διαπιστώθηκε απόλυτη ταύτιση. Η δεύτερη εφαρμογή έγινε σε δυο διαφορετικά συνεργατικά σύστημα πολλαπλών κόμβων, όπου ο πηγαίος κόμβος λειτουργεί και ως αναμεταδότης. Το ένα σύστημα λειτούργησε υπό την επίδραση διαλείψεων Rayleigh και σταθερού κέρδους αναμεταδότη και το δεύτερο υπό την επίδραση διαλείψεων Nakagami-0.5 και μεταβλητού κέρδους αναμεταδότη. Και σε αυτές περιπτώσεις τα αποτελέσματα των παραγόμενων εκφράσεων διασταυρώθηκαν με αυτά που προέκυψαν από την προσομοίωση Monte Carlo και διαπιστώθηκε η ακρίβειά τους. Επίσης παρατηρήθηκε ότι η Rayleigh δίνει καλύτερη επίδοση στις μεσαίες τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο. Το κεφάλαιο ολοκληρώθηκε συγκρίνοντας την επίδοση των δύο τελευταίων συστημάτων ως προς δύο παραμέτρους, τη βέλτιστη κατανομή ισχύος και τη βέλτιστη τοποθέτηση του αναμεταδότη. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα που παρήχθησαν, η εργοδική χωρητικότητα για συστήματα που χρησιμοποίησαν αναμεταδότες μεταβλητού κέρδους, γίνεται μέγιστη, όταν το υλικό των κόμβων που συμμετέχουν σε κάθε μία από τις δύο φάσεις μετάδοσης, παρουσιάζει ίδιο βαθμό απόκλισης από το ιδανικό υλικό. Επιπλέον, για συστήματα που χρησιμοποίησαν αναμεταδότες σταθερού κέρδους, η εργοδική χωρητικότητα παίρνει τη μέγιστη τιμή της όταν, ο βαθμός απόκλισης του υλικού των κόμβων που συμμετέχουν στις δύο φάσεις μετάδοσης, είναι ελαφρώς μικρότερος από το ιδανικό υλικό στη δεύτερη φάση μετάδοσης.

## 6.2 Μελλοντικά θέματα για επιστημονική έρευνα

Σε αυτή τη διατριβή παρουσιάστηκαν νέα αποτελέσματα στην ερευνητική περιοχή της αξιολόγησης επίδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με αναμεταδότες, τα οποία λειτουργούν υπό την επίδραση διαλείψεων, ομοδιαυλικής παρεμβολής και μη ιδανικού υλικού. Τα αποτελέσματα δίνουν κίνητρο για τη μελέτη επιπρόσθετων θεμάτων προς μελλοντική έρευνα. Τα σημαντικότερα από αυτά συνοψίζονται παρακάτω.

- Ένα πιθανό αντικείμενο μελλοντικής έρευνας, είναι η μελέτη της  $EfC$  ασύρματων συστημάτων με αναμεταδότες θεωρώντας καθυστέρηση στους ενταμειυτήρες (buffering) των αναμεταδοτών. Ας σημειωθεί ξανά ότι στην [139] η αξιολόγηση της επίδοσης γίνεται βάσει της υπόθεσης ότι ο αναμεταδότης απλώς ενισχύει το σήμα και προωθεί τα πακέτα χωρίς να λαμβάνονται υπόψη καθυστερήσεις αναμονής.
- Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η χρήση νέων τεχνικών αναμετάδοσης, όπως αυτή της απώλειας-προώθησης (lossy forward), η οποία θα μπορούσε να εφαρμοστεί σε ένα MIMO συνεργατικό σύστημα, όπως αυτό που περιγράφεται στην [139] και να μελετηθεί η επίδοσή του με τη βοήθεια της  $EfC$  χρησιμοποιώντας τις ίδιες τεχνικές.
- Για συστήματα 5G αλλά και για την υλοποίηση του IoT μια ελκυστική τεχνική είναι η συγκομιδή ενέργειας (energy harvesting). Η μελέτη τεχνικών ταυτόχρονης μετάδοσης πληροφορίας και ισχύος (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT) θεωρείται ότι θα παίξει σημαντικό ρόλο στην υλοποίηση συστημάτων ενεργειακά αποδοτικών και φιλικών προς το περιβάλλον. Ως μελλοντικό πεδίο έρευνας, η χρήση τέτοιων τεχνικών, ιδιαίτερα σε συνεργατικά συστήματα MIMO, μπορεί να βελτιώσει σημαντικά τις υπηρεσίες σε συστήματα έξυπνων μεταφορών.
- Είναι προφανές ότι, η επίδραση της συσχέτισης μεταξύ των σημάτων στη λήψη σε ένα σύστημα MIMO όπου η πηγή λειτουργεί και ως αναμεταδότης,

μπορεί να επηρεάσει σημαντικά την επίδοση του συστήματος. Ως μελλοντικό πεδίο έρευνας θα διερευνηθεί η χρήση μοντέλου συσχέτισης το οποίο είναι απλό μαθηματικά, ενώ συγχρόνως ανταποκρίνεται ικανοποιητικά σε πειραματικά δεδομένα.

- Ενδιαφέρουσα επέκταση ως προς την αξιολόγηση της επίδοσης συνεργατικών MIMO που λειτουργούν παρουσία *CCI*, είναι η μελέτη της επίδρασης της κινητικότητας των τερματικών, ιδίως στην περίπτωση των υψηλών ταχυτήτων όπου η επίδραση του φαινομένου Doppler πρέπει να ληφθεί υπόψιν. Ως λύση πρώτου επιπέδου προτείνεται αρχικά η χρήση κατάλληλου μοντέλου χρονικής συσχέτισης, βασισμένου σε θεωρητικά και πειραματικά δεδομένα. Επιπλέον, δύο αναλυτικές προσεγγίσεις του προβλήματος είναι η μοντελοποίηση του φαινομένου ως προσθετικός θόρυβος, η οποία είναι και η απλούστερη δυνατή, καθώς επίσης και η επέκταση του ορισμού της ενεργού χωρητικότητας για κανάλια επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα. Αξίζει να σημειωθεί ότι η τελευταία περιοχή είναι ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα, μιας και ελάχιστες εργασίες έχουν μελετήσει την ενεργό χωρητικότητα σε τέτοια κανάλια.
- Στην περίπτωση των συστημάτων με αναμεταδότες, η μελέτη της επίδρασης της μη ιδανικής εκτίμησης του καναλιού στον αναμεταδότη, αποκτά ιδιαίτερη σημασία. Η επίδραση του σφάλματος εκτίμησης του καναλιού (channel estimation error), αποτελεί έναν επιπρόσθετο παράγοντα ο οποίος μειώνει την επίδοση του συστήματος.
- Σε ότι αφορά τη μοντελοποίηση των παρεμβολών, στη διατριβή αυτή θεωρήθηκε ότι οι παρεμβολές οφείλονται σε πεπερασμένο αριθμό τερματικών. Σε ένα ρεαλιστικό δίκτυο, όπως αυτά τα οποία θα υλοποιηθούν σε συστήματα 5G, οι παρεμβολές προέρχονται από ένα μεγάλο αριθμό τερματικών, τα οποία είναι τυχαία κατανομημένα στο χώρο. Η μελέτη τέτοιων συστημάτων μπορεί να πραγματοποιηθεί μαθηματικά χρησιμοποιώντας μεθόδους από τη στοχαστική γεωμετρία, πχ μοντελοποιώντας τις θέσεις των τερματι-

κών ως μια στοχαστική διαδικασία σημείων Poisson (Poisson point process).

- Τέλος, σε όλα τα συστήματα που μελετήθηκαν, ενδιαφέρον παρουσιάζει η χρήση νέων τεχνικών μετάδοσης, όπως η χρήση κατανεμημένης χωρικής διαμόρφωσης (spatial modulation) και κωδικοποίησης.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Στο παρόν παράρτημα παρατίθεται η συνάρτηση  $H - Fox$ , η οποία χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να παραχθούν οι σχέσεις κλειστής μορφής (4.14) και (5.11). Η  $H - Fox$  έχει χρησιμοποιηθεί σε πολλά ερευνητικά αποτελέσματα όπως [135] [140] και αν και απαιτείται υπολογισμός ολοκληρωμάτων για την αξιολόγηση της, μπορεί να υπολογιστεί κάνοντας χρήση κοινών πακέτων μαθηματικών λογισμικών που τελικά οδηγούν σε υπολογισμό αριθμητικής αξιολόγησης ακέραιων ή διαφορικών εξισώσεων, όπως και πολλές άλλες συναρτήσεις υπεργεωμετρικού τύπου.

### Α'.1 Η συνάρτηση $H$ του $Fox$

Η συνάρτηση  $H$  ορίζεται με τη βοήθεια του ολοκληρώματος Mellin-Barnes [141, 142]

$$\begin{aligned}
 H(x) = H_{p,q}^{m,n}(z) &= H_{p,q}^{m,n} \left[ z \left| \begin{matrix} (a_p, A_p) \\ (b_q, B_q) \end{matrix} \right. \right] = H_{p,q}^{m,n} \left[ z \left| \begin{matrix} (a_1, A_1), \dots, (a_p, A_p) \\ (b_1, B_1), \dots, (b_q, B_q) \end{matrix} \right. \right] = \\
 &= \frac{1}{2\pi i} \int_c \Theta(s) z^{-s} ds
 \end{aligned} \tag{A-1}$$

όπου  $i = (-1)^{1/2}$ ,  $z \neq 0$ ,  $z^{-s} = \exp[-s \ln |z| + i \arg(z)]$  και  $\ln |z|$  ο νεπέριος λογάριθμος του  $|z|$  και  $\arg(z)$  δεν είναι απαραίτητα το πρωτεύον όρισμα. Το  $\Theta(s)$

ορίζεται από τη σχέση

$$\Theta(s) = \frac{[\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - B_j s)] [\prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j + A_j s)]}{[\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 - b_j + B_j s)] [\prod_{i=n+1}^p \Gamma(a_i - A_i s)]} \quad (\text{A-2})$$

όπου  $m, n, p, q \in \mathbb{N}_0$  με  $0 \leq n \leq p$  και  $0 \leq m \leq q$ ,  $A_i, B_j \in \mathbb{R}_+$ ,  $a_i, b_j \in \mathbb{R}$  ή  $\mathbb{C}$ ,  $i = 1, \dots, p$ ,  $j = 1, \dots, q$ , ενώ  $L$  είναι μια κατάλληλη καμπύλη η οποία διαχωρίζει τους πόλους

$$\zeta_{j\nu} = -\frac{b_j + \nu}{B_j} \quad (\text{A-3})$$

των συναρτήσεων  $\Gamma(b_j + sB_j)$  από τους πόλους

$$\omega_{\lambda k} = -\frac{1 - a_\lambda + \kappa}{A_\lambda} \quad (\text{A-4})$$

$j = 1, \dots, m$  και  $\nu = 1, 2, \dots$  των συναρτήσεων  $\Gamma(1 - a_\lambda - sA_\lambda)$ , αυτό σημαίνει ότι  $A_\lambda(b_j + \nu) \neq B_j(a_\lambda - k - 1)$ .

## Α'.2 Μετασχηματισμός Mellin του γινομένου δύο συναρτήσεων $H$

Στην ενότητα αυτή υπολογίζονται ολοκληρώματα με ολοκληρωτέα συνάρτηση γινόμενο δύναμης και δύο συναρτήσεων. Από [141] ισχύει ότι

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty x^{s-1} H_{p,q}^{m,n} \left[ z x^\sigma \left| \begin{matrix} (a_p, A_p) \\ (b_q, B_q) \end{matrix} \right. \right] H_{p_1, q_1}^{m_1, n_1} \left[ \eta x \left| \begin{matrix} (d_{p_1}, D_{p_1}) \\ (e_{q_1}, E_{q_1}) \end{matrix} \right. \right] dx = \\ & = \eta^{-s} H_{p+q_1, q+p_1}^{m+n_1, n+m_1} \left[ z \eta^{-\sigma} \left| \begin{matrix} (1-e_{q_1}-sE_{q_1}), (a_p, A_p) \\ (b_q, B_q), (1-d_{p_1}-sD_{p_1}, \sigma D_{p_1}), (b_{m+1}, B_{m+1}), \dots, (b_q, B_q) \end{matrix} \right. \right] \end{aligned} \quad (\text{A-5})$$

όπου  $\eta, s, z \in \mathbb{C}$ ,  $\sigma > 0$ ,  $\alpha > 0$ ,  $\mu > 0$ ,  $|\arg z| \geq \frac{1}{2}\pi\alpha$ ,  $|\arg \eta| \geq \frac{1}{2}\pi k$ ,  $k \leq 0$  με

$$\rho_1 = \sum_{i=1}^{n_1} D_i - \sum_{i=n+1}^{p_1} D_i - \sum_{i=1}^{m_1} E_i - \sum_{i=m+1}^{q_1} E_i \quad (\text{A-6})$$



$$\begin{aligned}
 & -\sigma \min_{1 \leq h \leq m} \left[ \frac{\Re(b_h)}{B_h} \right] - \min_{1 \leq j \leq m_1} \left[ \frac{\Re(e_h)}{E_h} \right] < \Re(s) \\
 & < \sigma \min_{1 \leq j \leq n} \left[ \frac{1 - \Re(a_j)}{A_j} \right] + \min_{1 \leq j \leq n_1} \left[ \frac{1 - \Re(d_j)}{D_j} \right]
 \end{aligned} \tag{A-7}$$

### Α'.3 Η συνάρτηση $H$ δύο μεταβλητών

Η συνάρτηση  $H$  δύο μεταβλητών  $x, y$  ορίζεται από την παρακάτω σχέση [141]  
[143]

$$\begin{aligned}
 H \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} &= H_{\substack{0, n_1: m_2, n_2: m_3, n_3 \\ p_1, q_1: p_2, q_2: p_3, q_3}} \left[ \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \middle| \begin{matrix} (a_i; \alpha_i, A_i)l, p_1; (c_i, \gamma_i)l, p_2; (e_i, E_i)l, p_3 \\ (b_j; \beta_j, B_j)l, q_1; (d_i, \delta_j)l, q_2; (f_j, F_j)l, q_3 \end{matrix} \right] = \\
 &= -\frac{1}{4\pi^2} \int_{c_1} \int_{c_2} \varphi(s, t) \varphi_1(s) \varphi_2(t) x^s y^t ds dt
 \end{aligned} \tag{A-8}$$

όπου  $x, y \neq 0$ . Η παράμετρος  $(a_i; \alpha_i, A_i)l, p_1$  περιγράφει την ακολουθία  $(a_1; \alpha_1, A_1)$ ,  $(a_2; \alpha_2, A_2), \dots, (a_p; \alpha_p, A_p)$  ομοίως και οι άλλες παράμετροι περιγράφουν αντίστοιχες ακολουθίες. Οι  $\varphi(s, t)$ ,  $\varphi_1(s)$  και  $\varphi_2(t)$  περιγράφονται από τις σχέσεις

$$\varphi(s, t) = \frac{\prod_{i=1}^{n_1} \Gamma(1 - a_i + \alpha_i s + A_i t)}{[\prod_{i=n_1+1}^{p_1} \Gamma(a_i - \alpha_i s - A_i t)][\prod_{j=1}^{q_1} \Gamma(1 - b_j + \beta_j s + B_j t)]} \tag{A-9}$$

$$\varphi_1(s) = \frac{[\prod_{j=1}^{m_2} \Gamma(d_j - \delta_j s)][\prod_{i=1}^{n_2} \Gamma(1 - c_i + \gamma_i s)]}{[\prod_{i=m_2+1}^{q_2} \Gamma(1 - d_j + \delta_j s)][\prod_{j=n_2+1}^{p_2} \Gamma(c_i - \gamma_i s)]} \tag{A-10}$$

$$\varphi_2(t) = \frac{[\prod_{j=1}^{m_3} \Gamma(f_j - F_j t)][\prod_{i=1}^{n_3} \Gamma(1 - e_i + E_i t)]}{[\prod_{j=m_3+1}^{q_3} \Gamma(1 - f_j + F_j t)][\prod_{i=n_3+1}^{p_3} \Gamma(e_i - E_i t)]} \tag{A-11}$$

Οι παράμετροι  $a_i, b_j, c_i, d_j, e_i, f_i$  είναι μιγαδικοί αριθμοί, ενώ οι  $\alpha_i, A_i, B_j, \beta_j, \gamma_i, \delta_j, E_i, F_j$  είναι θετικοί πραγματικοί αριθμοί. Σύμφωνα με τις παραπάνω παραδοχές

$$\rho_1 = \sum_{i=1}^{p_1} \alpha_i + \sum_{i=1}^{p_2} \gamma_i - \sum_{j=1}^{q_1} \beta_j - \sum_{j=1}^{q_2} \delta_j \geq 0 \tag{A-12}$$

$$\rho_2 = \sum_{i=1}^{p_1} A_i + \sum_{i=1}^{p_2} B_i - \sum_{j=1}^{q_1} E_j - \sum_{j=1}^{q_2} F_j \geq 0 \tag{A-13}$$

$$\Omega_1 = - \sum_{i=n_1+1}^{p_1} \alpha_i + \sum_{j=1}^{q_1} \beta_j + \sum_{j=1}^{m_2} \delta_j - \sum_{j=m_2+1}^{p_2} \delta_j + \sum_{i=1}^{n_2} \gamma_i - \sum_{i=n_2+1}^{p_2} \gamma_j > 0 \quad (\text{A-14})$$

$$\Omega_2 = - \sum_{i=n_1+1}^{p_1} A_i + \sum_{j=1}^{q_1} B_j + \sum_{j=1}^{m_3} F_j - \sum_{j=m_3+1}^{p_3} F_j + \sum_{i=1}^{n_3} E_i - \sum_{i=n_3+1}^{p_3} E_i > 0 \quad (\text{A-15})$$

Το επικαμπύλιο ολοκλήρωμα στη σχέση (A-8) συγκλίνει απόλυτα όταν ισχύουν οι συνθήκες (A-12) έως και (A-15) και ορίζει μια αναλυτική συνάρτηση δύο μιγαδικών μεταβλητών  $x$  και  $y$  στους κυκλικούς τομείς που δίνονται από τις σχέσεις

$$|\arg(x)| < \frac{1}{2}\pi\Omega_1 \quad (\text{A-16})$$

$$|\arg(y)| < \frac{1}{2}\pi\Omega_2 \quad (\text{A-17})$$

εξαιρουμένων των σημείων  $x = 0$  και  $y = 0$ .

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

---

Στο παρόν παράρτημα παρατίθενται ο ορισμός των συμβόλων Landau καθώς και ολοκληρώματα και συναρτήσεις που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή και έχουν υπολογιστεί με τη βοήθεια των συναρτήσεων  $H - Fox$ , Bessel- $K$  Meijer- $G$ , Whittaker- $W$ , Gamma- $\Gamma$  και Γενικευμένη υπεργεωμετρική  ${}_pF_q$ .

### Β'.1 Σύμβολα Landau

Αν δύο συναρτήσεις  $f(x), g(x)$  ορισμένες σε μια περιοχή ενός σημείου  $x_0$  τότε [144]:

- Σύμβολο  $O$ :  $f(x) = O(g(x)), x \rightarrow x_0$  αν υπάρχουν  $\delta > 0$  και  $M$  ώστε  
 $|x - x_0| < \delta \Rightarrow |f(x)| \leq M|g(x)|$
- Σύμβολο  $o$ :  $f(x) = o(g(x)), x \rightarrow x_0$  αν

$$\lim_{x \rightarrow x_0} \frac{f(x)}{g(x)} = 0 \quad (\text{B-1})$$

## Β'.2 Χρήσιμες σχέσεις

- [1, εξ. (3.471/9)]

$$\int_u^{\infty} x^{\nu-1} \exp\left(-\frac{\beta}{x} - \gamma x\right) dx = 2B \left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^{\nu/2} K_{\nu}(2\sqrt{\beta\gamma}) \quad (\text{B-2})$$

με  $[\Re\{\beta\} > 0, \Re\{\gamma\} > 0]$

- [1, εξ. (3.310)]

$$\int_u^{\infty} \exp(-px) dx = 1/p \quad \Re\{p\} > 0 \quad (\text{B-3})$$

- [1, εξ. (3.381/4)]

$$\int_u^{\infty} x^{\nu-1} \exp(-\mu x) dx = \frac{1}{\mu^{\nu}} \quad \Re\{\mu\} > 0 \quad \Re\{\nu\} > 0 \quad (\text{B-4})$$

- [1, εξ. (3.381/8)]

$$\int_u^{\infty} x^{\mu} \exp(-\beta x^n) dx = \frac{\gamma(v, \beta u^n)}{\nu \beta^v} \quad v = \frac{\mu+1}{n} \quad (\text{B-5})$$

με  $[u > 0, \Re\{v\} > 0, \Re\{n\} > 0, \Re\{\beta\} > 0]$

- [1, εξ.3.381/3]

$$\int_u^{\infty} x^{\nu-1} \exp(-\mu x) dx = \mu^{-\nu} \Gamma(\nu, \mu u) \quad [u > 0, \Re\{n\} > 0] \quad (\text{B-6})$$

- [1, εξ.(3.471/7)]

$$\int_u^{\infty} x^{\nu-1} (x + \gamma)^{\mu-1} \exp(-\beta/x) dx = \beta^{\frac{\nu-1}{2}} \gamma^{\frac{\nu-1}{2} + \mu} \Gamma(1 - \mu - \nu) \exp\left(\frac{\beta}{2\gamma}\right) W_{\frac{\nu-1}{2} + \mu, -\frac{\nu}{2}}\left(\frac{\beta}{\gamma}\right) \quad (\text{B-7})$$

με  $[|\arg \gamma| < \pi, \Re\{(1 - \mu)\} > \Re\{\nu\} > 0]$

- [145, εξ. (8)]

$$p_{MRT} = g D \sum_{i=1}^{\alpha} \sum_{j=b-\alpha}^{(\alpha-b)i-2i^2} c_{ij} \exp(-igx) (gx)^j \quad (\text{B-8})$$

όπου

$$D = \left[ \prod_{k=1}^{\alpha} (\alpha - k)!(b - k)! \right]^{-1} \quad (\text{B-9})$$

- [122, εξ. (8.4.23/1)]

$$K_{\nu}(2\sqrt{x}) = \frac{1}{2} H_{0,2}^{2,0} [x |_{\nu/2, -\nu/2}] \quad (\text{B-10})$$

- [122, εξ. (8.4.23/31)]

$$K_{\mu}(\sqrt{x}) K_{\nu}(\sqrt{x}) = \frac{\pi}{2} G_{2,4}^{4,0} \left[ x \left| \begin{matrix} 0, \frac{1}{2} \\ \frac{\mu+\nu}{2}, \frac{\mu-\nu}{2}, \frac{\nu-\mu}{2}, -\frac{\mu+\nu}{2} \end{matrix} \right. \right] \quad (\text{B-11})$$

- [122, εξ. (8.2.2 / 32)]

$$z^k \frac{d^k}{dz^k} G_{p,q}^{\mu,\nu} \left[ z \left| \begin{matrix} (\alpha_p) \\ (b_q) \end{matrix} \right. \right] = G_{p+1,q+1}^{\mu,\nu+1} \left[ z \left| \begin{matrix} 0, (\alpha_p) \\ (b_q), k \end{matrix} \right. \right] \quad (\text{B-12})$$

- [122, εξ. (8.4.2/5)]

$$(1 + x)^{-\rho} = \frac{1}{\Gamma(\rho)} G_{1,1}^{1,1} [x |_0^{1-\rho}] \quad (\text{B-13})$$

- [122, εξ. (8.2.2/3)]

$$G_{p,q}^{\mu,\nu} \left[ z \left| \begin{matrix} (\alpha_p) \\ (b_q) \end{matrix} \right. \right] = \sum_{k=1}^m \Gamma \left[ \begin{matrix} b_1 - b_k, \dots, b_m - b_k, 1 + b_k - \alpha_1, \dots, 1 + b_k - \alpha_n \\ \alpha_{n+1} - b_k, \dots, \alpha_p - b_k, 1 + b_k - b_{m+1}, \dots, 1 + b_k - b_q \end{matrix} \right] z^{b_k} x$$

$$\times {}_pF_{q-1} \left( \begin{matrix} 1 + b_k - (\alpha_p); (-1)^{p-m-n} z \\ 1 + b_k - (b_q)' \end{matrix} \right) \quad (\text{B-14})$$

- [122, εξ. (8.4.2.14)]

$$[x^2 + 2x \cos(\gamma) + 1]^{-1} = -\frac{\pi}{\sin(\gamma)} H_{2,2}^{1,1} \left[ x \left| \begin{matrix} (0, 1), (-\gamma/\pi, \gamma/\pi) \\ (0, 1), (-\gamma/\pi, \gamma/\pi) \end{matrix} \right. \right] \quad (\text{B-15})$$

- [122, εξ. (8.4.3/1)]

$$\exp(-x) = G_{0,1}^{1,0} (x | \cdot) \quad (\text{B-16})$$

- [122, εξ. (8.4.4/7)]

$$\exp(-x/2) \sin \frac{x}{2} = \frac{1}{2} G_{1,2}^{1,1} (x | \begin{matrix} 1, 0 \\ 1, 0 \end{matrix}) \quad (\text{B-17})$$

- [122, εξ. (7.11.2/11)]

$${}_1F_1(n; n+1; z) = \frac{(-1)^n n!}{z^n} \left[ 1 - e^z \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(-1)^k z^k}{k!} \right] \quad (\text{B-18})$$

- [122, εξ. (2.24.1/1)]

$$\int_0^\infty x^{\alpha-1} G_{u,v}^{s,t} \left( \sigma x \left| \begin{matrix} (c_u) \\ (d_v) \end{matrix} \right. \right) G_{p,q}^{m,n} \left( x \left| \begin{matrix} (\alpha_p) \\ (b_q) \end{matrix} \right. \right) dt = \frac{k^\mu l^{\rho+\alpha(v-u)-1}}{(2pi)^{b^*(l-1)+c^*(k-1)}}$$

$$\times G_{kp+lv, kq+lu}^{km+lt, kn+ls} \left( x \left| \begin{matrix} \Delta(k, \alpha_1), \dots, \Delta(k, \alpha_n), \Delta(l, 1-\alpha-d_1), \dots, \Delta(l, 1-\alpha-d_n), \Delta(k, \alpha_{n+1}), \dots, \Delta(k, \alpha_p) \\ \Delta(k, b_1), \dots, \Delta(k, b_m), \Delta(l, 1-\alpha-c_1), \dots, \Delta(l, 1-\alpha-c_u), \Delta(k, b_{m+1}), \dots, \Delta(k, b_q) \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{B-19})$$

- [1, εξ. (9.210/2)]

$$\Psi(\alpha, \gamma; z) = \frac{\Gamma(1-\gamma)}{\Gamma(\alpha-\gamma+1)} \Phi(\alpha, \gamma; z) + \frac{\Gamma(\gamma-1)}{\Gamma(\alpha)} z^{1-\gamma} \Phi(\alpha-\gamma+1, 2-\gamma; z) \quad (\text{B-20})$$

### B'.3 Απόδειξη της ανισότητας $\bar{F}_{\gamma_{\text{end}}}(x) \leq \bar{F}_{\gamma_1}(x) \bar{F}_{\gamma_2}(x)$

Θεωρούμε ένα άνω φράγμα του  $\gamma_{\text{end}}$  σύμφωνα με τη σχέση

$$\gamma_{\text{end}} \leq \min\{\gamma_1, \gamma_2\} = \gamma_b \quad (\text{B-21})$$

Για την *CCDF* του  $\gamma_b$  ισχύει ότι [120]

$$\begin{aligned} \bar{F}_{\gamma_b}(x) &= P(\gamma_b > \gamma) = 1 - P(\gamma_b \leq \gamma) = 1 - \left[ 1 - \prod_{i=1}^2 P(\gamma_i > \gamma) \right] = \\ &\prod_{i=1}^2 P(\gamma_i > \gamma) = P(\gamma_1 > \gamma) P(\gamma_2 > \gamma) = \bar{F}_{\gamma_1}(x) \bar{F}_{\gamma_2}(x) \end{aligned} \quad (\text{B-22})$$

Για  $0 < F(\gamma_{\text{end}}), F(\gamma_b) < 1$ , τότε σύμφωνα με την [146, εξ.(3.74)], για  $x > \gamma_b, \gamma_{\text{end}}$  ισχύει ότι

$$F_{\gamma_{\text{end}}}(x) = \frac{F(x) - F(\gamma_{\text{end}})}{1 - F(\gamma_{\text{end}})} \quad (\text{B-23})$$

και

$$F_{\gamma_b}(x) = \frac{F(x) - F(\gamma_b)}{1 - F(\gamma_b)} \quad (\text{B-24})$$

Επειδή η *CDF* είναι γνησίως αύξουσα συνάρτηση ισχύει ότι

$$\gamma_{\text{end}} \leq \gamma_b \Rightarrow F(\gamma_{\text{end}}) \leq F(\gamma_b) \quad (\text{B-25})$$

εκτελώντας απλές μαθηματικές πράξεις, προκύπτει ότι

$$F_{\gamma_{\text{end}}}(x) \geq F_{\gamma_b}(x) \Rightarrow \bar{F}_{\gamma_{\text{end}}}(x) \leq \bar{F}_{\gamma_b}(x) \quad (\text{B-26})$$

Από (B-22) και (B-26) προκύπτει η ζητούμενη. Εναλλακτικά, για όποιον ενδιαφέρεται, μπορεί να ανατρέξει στις εργασίες [120, 121]

Στη συνέχεια αποδεικνύεται ότι, οι  $\gamma_1^{\text{ZF}}, \gamma_2^{\text{ZF}}$  ακολουθούν κατανομή γάμμα. Η απόδειξη που παρουσιάζεται για την  $\gamma_2^{\text{ZF}}$  ισχύει και για τις  $\gamma_2^{\text{MRC}}$  και  $\gamma_2^{\text{MMSE}}$ , οι οποίες είναι της ίδιας μορφής.

## Β'.4 Αποδεικνύεται ότι η $\gamma_1^{\text{ZF}}$ ακολουθεί κατανομή γάμμα

Από (4.12) ισχύει ότι

$$\gamma_1^{\text{ZF}} = |\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1| \rho_1 \quad (\text{B-27})$$

Επειδή τα στοιχεία του διανύσματος  $\mathbf{h}_1$  είναι ανεξάρτητες και ισόνομα κατανεμημένες κυκλικές μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές  $\mathcal{CN}(0, 1)$ , οι γραμμικοί μετασχηματισμοί στους οποίους μπορούν να υποβληθούν, δεν μεταβάλλουν τις στατιστικές τους ιδιότητες. Ο πίνακας  $\mathbf{P}$  είναι ερμητιανός, άρα είναι ορθομοναδιαίως όμοιος με διαγώνιο πίνακα. Συνεπώς υπάρχουν γραμμικοί μετασχηματισμοί οι οποίοι μετασχηματίζουν την ερμητιανή μορφή αρχικά στη διαγώνια και κατόπιν στην κανονική μορφή. Έτσι υπάρχει ένας μετασχηματισμός  $\mathbf{h}_1 = \mathbf{A}\mathbf{y}$ , όπου  $\mathbf{A}$  είναι ορθομοναδιαίως πίνακας με στήλες τα ιδιοδιανύσματα του  $\mathbf{P}$ . Ο μετασχηματισμός αυτός μετατρέπει την αρχική ερμητιανή μορφή της  $\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1$  σε διαγώνια, όπου  $\mathbf{D}$  διαγώνιος πίνακας ο οποίος έχει σαν στοιχεία τις ιδιοτιμές του  $\mathbf{P}$ . Επιπλέον, υπάρχει γραμμικός μετασχηματισμός  $\mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{z}$  που μετατρέπει τη διαγώνια σε κανονική μορφή, ως ακολούθως

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1 &= (\mathbf{A}\mathbf{y})^\dagger \mathbf{P} \mathbf{A}\mathbf{y} = \mathbf{y}^\dagger \mathbf{A}^\dagger \mathbf{P} \mathbf{A}\mathbf{y} = \mathbf{y}^\dagger \mathbf{D}\mathbf{y} = (\mathbf{B}\mathbf{z})^\dagger \mathbf{D}\mathbf{z} = \mathbf{z}^\dagger \mathbf{B}^\dagger \mathbf{D} \mathbf{B}\mathbf{z} = \\ &= \mathbf{z}^\dagger \mathbf{I}\mathbf{z} = \mathbf{z}^\dagger \mathbf{z} \end{aligned} \quad (\text{B-28})$$

Άρα

$$|\mathbf{h}_1^\dagger \mathbf{P} \mathbf{h}_1| \rho_1 = \|\mathbf{z}\|_F^2 \rho_1 = \sum_{i=1}^N |z_i|^2 \rho_1 \quad (\text{B-29})$$

Οι  $|z_i|^2$  ακολουθούν εκθετική κατανομή άρα το άθροισμά τους ακολουθεί κατανομή γάμμα και έτσι αποδείχτηκε το ζητούμενο.



## **B'.5 Αποδεικνύεται ότι η $\gamma_2^{\text{ZF}}$ ακολουθεί κατανομή γάμμα**

Από (4.13) ισχύει ότι

$$\gamma_2^{\text{ZF}} = \|\mathbf{h}_2\|_F^2 \rho_2 = \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \rho_2 \quad (\text{B-30})$$

Επειδή  $h_i$  είναι ανεξάρτητες και ισόνομα κατανεμημένες κυκλικές μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές  $\mathcal{CN}(0, 1)$  και χρησιμοποιείται μοντέλο διαλείψεων Rayleigh, οι  $|h_i|^2$  ακολουθούν την εκθετική κατανομή. Το άθροισμά τους ακολουθεί την κατανομή γάμμα και έτσι αποδείχτηκε το ζητούμενο.



## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

---

- [1] I. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Tables of Integrals, Series, and Products*, 6th ed. New York: Academic Press, 2000.
- [2] S. Kellog and J. Barnes, "The bivariate H-function distribution," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 31, pp. 91–111, 1989.
- [3] H. Srivastava, K. Gupta, and S. Goyal, *The H-functions of one and two variables with applications*. South Asian Publishers, 1982.
- [4] H. Exton, *Multiple Hypergeometric Functions and Applications*. New York: Wiley, 1976.
- [5] K. D. Kanellopoulou, K. P. Peppas, and P. T. Mathiopoulos, "Effective capacity of lp-norm diversity receivers over generalized fading channels under adaptive transmission schemes," *IEEE Trans. Commun.*, Oct. 2019.
- [6] J. Laneman, D. Tse, and G. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks efficient protocols and outage behaviour," *IEEE Trans. Inf. Theory*, pp. 3062–3080, 2004.
- [7] M. Dohler, "Virtual antenna arrays," *PhD dissertation, King's College London*, Nov. 2003.

- [8] J. Boyer, D. Falconer, and H. Yanikomeroglu, "Multihop diversity in wireless relaying channels," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 1820–1830, 2004.
- [9] J. Laneman and G. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 2415–2425, 2003.
- [10] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity – part i: system description," *IEEE Commun. Lett.*, pp. 1927–1938, 2003.
- [11] —, "User cooperation diversity – part ii: implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 1939–1948, 2003.
- [12] M. D. Renzo, F. Graziosi, and F. Santucci, "A unified framework for performance analysis of csi – assisted cooperative communications over fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 2551–2557, 2009.
- [13] F. Yilmaz, O. Kucur, and M.-S. Alouini, "A unified framework for the statistical characterization of the snr of amplify-and-forward multihop channels," *Proc. Int. Conf. on Telecommunications*, pp. 2415–2425, 2010.
- [14] K. P. Peppas, "Dual-hop relaying communications with cochannel interference over  $\eta - \mu$  fading channels," vol. 62, no. 8, pp. 4110–4116, Oct. 2013.
- [15] J. H. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. SAC-2, no. 4, pp. 529–539, Jul. 1984.
- [16] I. Trigui, S. Affes, and A. Stéphenne, "Ergodic capacity of two-hop multiple antenna af systems with co-channel interference," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 1, pp. 26–29, Feb. 2015.
- [17] H. A. Suraweera, H. K. Garg, and A. Nallanathan, "Performance analysis of two hop amplify-and-forward systems with interference at the relay," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 14, no. 8, pp. 692–694, Aug. 2010.

- [18] H. B. da Costa, H. Ding, M. D. Yacoub, and J. Ge, "Two-way relaying in interference-limited af cooperative networks over nakagami-m fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 8, pp. 3766–3771, Oct. 2012.
- [19] E. Bjornson, M. Matthaiou, and M. Debbah, "A new look at dual-hop relaying: Performance limits with hardware impairments," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 11, pp. 4512–4525, Nov. 2013.
- [20] E. Costa and S. Pupolin, "m-qam-ofdm system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 3, pp. 462–472, Mar. 2002.
- [21] E. Björnson and E. Jorswieck, "Optimal resource allocation in coordinated multi-cell systems," *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*, vol. 9, no. 2-3, pp. 113–381, 2013.
- [22] T. C. W. Schenk, E. R. Fledderus, and P. F. M. Smulders, "Performance analysis of zero-if mimo ofdm transceivers with iq imbalance," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 2, no. 7, pp. 9–19, Dec. 2007.
- [23] D. Dardari, V. Tralli, and A. Vaccari, "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in ofdm systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 10, pp. 1755–1764, Oct. 2000.
- [24] T. Schenk, *RF Imperfections in High-Rate Wireless Systems: Impact and Digital Compensation*. Springer, 2008.
- [25] M. Wenk, *MIMO-OFDM Testbed: Challenges, Implementations, and Measurement Results, Series in microelectronics*. Hartung-Gorre, 2010.
- [26] E. Björnson, M. B. P. Zetterberg, and B. Ottersten, "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in ofdm systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 91–94, Jan. 2013.
- [27] H. Al-Hmood and H. S. Al-Raweshidy, "Unified approaches based effective capacity analysis over composite  $\alpha$ - $\eta$ - $\mu$ /gamma fading channels,"

- Institution of Engineering and Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 26–29, Mar. 2018.
- [28] D. Wu and R. Negi, “Effective capacity: A wireless link model for support of quality of service,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 4, pp. 630–643, Jul. 2003.
- [29] M. Matthaiou, G. C. Alexandropoulos *et al.*, “Analytic framework for the effective rate of miso fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, no. 6, pp. 1741–1751, Mar. 2012.
- [30] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*. New York: John Wiley and Sons, Inc, 2000.
- [31] K. R. LIU, A. K. SADEK, W. SU, and A. KWASINSKI, *Cooperative Communications and Networking*. Cambridge University Press, 2009.
- [32] T. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [33] H. Bertoni, *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*. Prentice Hall. Upper Saddle River. NJ, 1999.
- [34] W. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. Wiley, New York, 1974.
- [35] W. Lee, *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, New York, 1982.
- [36] K. Peppas, “Μελέτη Αξιολόγησης Επίδοσης Συστημάτων Πολλαπλής Μετάδοσης - Πολλαπλής Λήψης για Ασύρματα Δίκτυα,” *Phd, Ε.Μ.Π.*, 2004.
- [37] G.L.Stuber, *Principles of Mobile Communications*. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [38] Χρυσουλίδης, *Θεωρία πληροφοριών και κωδίκων*. Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης, 1991.

- [39] J. Schiller, *Mobile Communications*, 2nd ed. USA: Kluwer, 2003.
- [40] Y.-W. P. Hong, W.-J. Huang, and C.-C. J. Kuo, *Cooperative Communications and Networking*. Springer New York Dordrecht Heidelberg London, 2010.
- [41] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: Mc Graw Hill, 2001.
- [42] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, A. Kavcic, T. Sveinsson, and V. Tarokh, "Uwb indoor path loss model for residential and commercial buildings," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 3115–3119, Oct. 2003.
- [43] M. Feuerstein, K. Blackard, T. Rappaport, S. Seidel, and H. Xia., "Path loss, delay spread, and outage models as functions of antenna height for microcellular system design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 487–498, 1994.
- [44] W.C.Y.Lee, *Mobile Communications: Design Fundamentals*. New York: Wiley, 1993.
- [45] M.Nakagami, "The m-distribution—a general formula of intensity distribution of rapid fading," *Oxford, U.K. Pergamon Press*, 1960.
- [46] G. R. Sugar, "Some fading characteristics of regular vhf ionospheric propagation," *Proc.IRE*, pp. 1432–1436, Oct. 1955.
- [47] S. Basu, E. M. MacKenzie, S. Basu, E. Costa, P. F. Fougere, H. C. Carlson, and H. E. Whitney, "250 mhz/ghz scintillation parameters in the equatorial, polar, and aural environments," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, pp. 102–115, Feb. 1987.
- [48] H. B. James and P. I. Wells, "Some tropospheric scatter propagation measurements near the radio-horizon," *Proc.IRE*, pp. 1336–1340, Oct. 1955.
- [49] T. L. Staley, R. C. North, W. H. Ku, and J. R. Zeidler, "Performance of coherent mpsk on frequency selective slowly fading channels," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC'96), Atlanta, GA*, pp. 784–788, Apr. 1996.

- [50] A. U. Sheikh, M. Handforth, and M. Abdi, "Indoor mobile radio channel at 946 mhz: measurements and modeling," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC'93)*, Secaucus, NJ, pp. 73–76, May 1993.
- [51] H. Suzuki, "A statistical model for urban multipath propagation," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 673–680, Jul. 1977.
- [52] T. Aulin, "Characteristics of a digital mobile radio channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 45–53, May 1981.
- [53] W. R. Braun and U. Dersch, "A physical mobile radio channel model," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 472–482, May 1991.
- [54] C. Shannon, *A mathematical theory of communication*. Bell Systems Technical Journal, 1948.
- [55] A. Goldsmith, *Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [56] R. McEliece and W. E. Stark, "Channels with block interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 30, no. 1, 1984.
- [57] A. Goldsmith and P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, pp. 1986–1992, Nov. 1997.
- [58] A. Lapidoth and S. Shamai, "Fading channels: how perfect need 'perfect side information' be?" *IEEE Trans. Inf. Theory*, no. 5, pp. 1118–1134, 2002.
- [59] M. D. Renzo, F. Graziosi, and F. Santucci, "Channel capacity over generalized fading channels: A novel mgf-based approach for performance analysis and design of wireless communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, no. 1, pp. 1118–1134, 2010.
- [60] F. Yilmaz and M.-S. Alouini, "A novel ergodic capacity analysis of diversity combining and multihop transmission systems over generalized composite fading channels," pp. 4605–4610, Jun. 2012.



- [61] —, “A unified mgf-based capacity analysis of diversity combiners over generalized fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, no. 3, pp. 862–875, Mar. 2012.
- [62] K. A. Hamdi, “Capacity of mrc on correlated rician fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, no. 5, pp. 708–711, 2008.
- [63] S. Efazati and P. Azmi, “Effective capacity maximization in multi-relay networks with a novel cross layer transmission framework and power allocation scheme,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 4, pp. 1691–1702, Nov. 2013.
- [64] J. Tang and X. Zhang, “Cross-layer resource allocation over wireless relay networks for quality of service provisioning,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, no. 4, pp. 645–656, May 2007.
- [65] Z. Ji, Y. Wang, and J. Lu, “Mgf-based effective capacity for generalized fading channels,” *Appl. Mech. Mater.*, pp. 927–931, Feb. 2014.
- [66] Z. Ji, C. Dong, Y. Wang, and J. Lu, “On the analysis of effective capacity over generalized fading channels,” no. 3, pp. 1977–1983, Jun. 2014.
- [67] K. P. Peppas, P. T. Mathiopoulos, and J. Yang, “On the effective capacity of amplify-and-forward multihop transmission over arbitrary and correlated fading channels,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 5, no. 3, pp. 248–251, Apr. 2016.
- [68] M. K. Simon and M.-S. Alouini, “A unified approach to the performance analysis of digital communications over generalized fading channels,” *Proc. IEEE*, no. 9, pp. 1860–1877, Sep. 1998.
- [69] I. E. Telatar, “Capacity of multi-antenna gaussian channels,” *Eur. Trans. Commun.*, pp. 585–595, 1999.

- [70] M. R. McKay and I. B. Collings, "General capacity bounds for spatially correlated rician mimo channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, no. 9, pp. 3121–3145, Oct. 2005.
- [71] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [72] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channel*, 2nd ed. New York: John Wiley and Sons, Inc, 2005.
- [73] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2nd ed. New York: Mc Graw Hill, 1984.
- [74] M. R. McKay, A. J. Grant, and I. B. Collings, "Performance analysis of mimo-mrc in double-correlated rayleigh environments," *IEEE Trans. Inf. Theory*, no. 3, pp. 497–507, Mar. 2007.
- [75] A. Shah and A. M. Haimovich, "Performance analysis of maximal ratio combining and comparison with optimum combining for mobile radio communications with co-channel interference," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 7, pp. 1454–1463, Jul. 2000.
- [76] Y. Jiang, M. K. Varanasi, and J. Li, "Performance analysis of zf and mmse equalizers for mimo systems: An in-depth study of the high snr regime," *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2011.
- [77] A. H. Mehana and A. Nosratinia, "Diversity of mmse receivers in mimo multiple access channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 11, pp. 6788–6805, Nov. 2012.
- [78] M. Matthaiou, A. Papadogiannis, E. Björnson, and M. Debbah, "Two-way relaying under the presence of relay transceiver hardware impairments," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 1136–1139, Jun. 2013.

- [79] T. Schenk, *RF Imperfections in High-Rate Wireless Systems: Impact and Digital Compensation*. Springer, 2008.
- [80] P. Zetterberg, "Experimental investigation of tdd reciprocity-based zero-forcing transmit precoding," *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, Jan. 2011.
- [81] E. Björnson, M. Matthaiou, and M. Debbah, "A new look at dual-hop relaying: Performance limits with hardware impairments," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 11, pp. 4512–4525, Nov. 2013.
- [82] D. Dardari, V. Tralli, and A. Vaccari, "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in ofdm systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 10, pp. 1755–1764, Oct. 2000.
- [83] C. Studer, M. Wenk, and A. Burg, "Mimo transmission with residual transmit-rf impairments," *Proc. ITG Work. Smart Ant.*, pp. 189–196, 2010.
- [84] W. Zhang, X. Ma, B. Gestner, and D. V. Anderson, "Designing low-complexity equalizers for wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, 2009.
- [85] V. der Meulen, "Three-terminal communication channels," *Adv. Appl. Prob.*, pp. 120–154, 1971.
- [86] Y. Yang, H. Hu, J. Xu, and G. Mao, "Relay technologies for wimax and lte-advanced mobile systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 10, pp. 100–105, 2009.
- [87] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Dec. 2004.
- [88] X. Liang, M. Chen, I. Balasingham, and V. C. Leung, "Cooperative communications with relay selection for wireless networks: design issues and applications," *WIRELESS COMMUNICATIONS AND MOBILE COMPUTING*, 2013.

- [89] H. TE and N. A, "Distributed protocols for user cooperation in multi-user wireless networks," *IEEE 47th Annual Global Telecommunications Conference, Dallas, TX, USA*, 2004.
- [90] M.Dohler and Y.Li, *Cooperative Communications*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley and Sons, 2010.
- [91] R. Pabst *et al.*, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 80–89, 2004.
- [92] D. Gesbert *et al.*, "Multicell mimo cooperative networks: A new look at interference," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, no. 9, pp. 1–29, Dec. 2010.
- [93] A. So and B. Liang, "Exploiting spatial diversity in rate adaptive wlans with relay infrastructure," *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '05. IEEE*, 2005.
- [94] —, "Effect of relaying on capacity improvement in wireless local area networks," *Wireless Communications and Networking Conference, 2005 IEEE*, pp. 1539–1544, Mar. 2005.
- [95] Y.-W. Hong, W.-J. Huang, F.-H. Chiu, and C.-C. Kuo, "Cooperative communications in resource-constrained wireless networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 24, no. 3, pp. 47–57, May 2007.
- [96] G. Zhu, C. Zhong, H. A. Suraweera, Z. Zhang, and C. Yuen, "Linear processing for dual-hop af relay systems with interference: Outage probability analysis," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*.
- [97] —, "Outage probability of dual-hop multiple antenna af systems with linear processing in the presence of co-channel interference," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 4, pp. 2308–2321, Apr. 2014.
- [98] A. Shah and A. M. Haimovich, "Performance analysis of maximal ratio combining and comparison with optimum combining for mobile radio

- communications with co-channel interference," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 7, pp. 1454–1463, Jul. 2000.
- [99] J. Tang and X. Zhang, "Quality-of-service driven power and rate adaptation over wireless links," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 8, pp. 3058–3068, Aug. 2007.
- [100] J. S. Harsini and M. Zorzi, "Effective capacity analysis for multi-rate relay channels exploiting adaptive cooperative diversity," in *Proc. IEEE Intern. Commun. Conf. (ICC)*, Kyoto, Japan, 2011.
- [101] J. Cho and Z. J. Haas, "On the throughput enhancement of down-stream channel in cellular radio networks through multihop relaying," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 22, no. 7, pp. 1206 – 1209, Sep. 2004.
- [102] G. G. Ozcan and M. Gursoy, "Effective capacity analysis of fixed-gain and variable-gain AF two-way relaying," in *Proc. IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, Las Vegas, NV, 2013, pp. 1–5.
- [103] K. Phan and T. Le-Ngoc, "Effective capacities of dual-hop networks with relay selection," in *Proc. IEEE Wirel. Commun. Networking Conf. (WCNC)*, Istanbul, Turkey, 2014.
- [104] H. Zhang, Z. Zhang, and H. Dai, "On the capacity region of cognitive multiple access over white space channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 11, pp. 2517—2527, Nov. 2013.
- [105] Y. Zhu and H. Zheng, "Understanding the impact of interference on collaborative relays," *IEEE Trans. Mobile Comput.*, vol. 7, no. 6, pp. 724–736, Jun. 2008.
- [106] F. Chen, W. Su, S. Batalama, and J. D. Matyjas, "Joint power optimization for multi-source multi-destination relay networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 5, pp. 2370–2381, May 2011.

- [107] H. Xiao, Z. Zhang, and A. T. Chronopoulos, "Performance analysis of multi-source multi-destination cooperative vehicular networks with the hybrid decode-amplify-forward cooperative relaying protocol," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, 2017.
- [108] H. Xiao *et al.*, "Power allocation and relay selection for multisource multirelay cooperative vehicular networks," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 17, no. 11, pp. 3297–3305, Nov. 2016.
- [109] C. Zhong, S. Jin, and K.-K. Wong, "Dual-hop systems with noisy relay and interference-limited destination," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 3, pp. 764–768, Mar. 2010.
- [110] M. Dohler, A. Gkelias, and H. Aghvami, "Resource allocation for FDMA-based regenerative multi-hop links," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 1989–1992, Nov. 2004.
- [111] H. A. Suraweera, D. S. Michalopoulos, and C. Yuen, "Performance analysis of fixed gain relay systems with a single interferer in nakagami- $m$  fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 3, pp. 1457–1463, Mar. 2012.
- [112] Q. Wang, P. Fan, and K. B. Letaief, "On the joint V2I and V2V scheduling for cooperative VANETs with network coding," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 1, pp. 62–73, Jan. 2012.
- [113] A. M. Salhab and S. A. Zummo, "Performance of switch-and-examine df relay systems with CCI at the relays and destination over Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 6, pp. 2731–743, Jul. 2014.
- [114] G. Zhu, C. Zhong, H. A. Suraweera, Z. Zhang, C. Yuen, and R. Yin, "Ergodic capacity comparison of different relay precoding schemes in dual-hop AF systems with co-channel interference," vol. 62, no. 7, pp. 2314–2328, Jul. 2014.

- [115] D. Katselis, "On estimating the number of co-channel interferers in MIMO cellular systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 379–382, Jun. 2011.
- [116] R. J. Muirhead, *Aspects of Multivariate Statistical Theory*, 1st ed. A JOHN WILEY and SONS INC. PUBLICATION, 1982.
- [117] D. Senaratne and C. Tellambura, "Unified exact performance analysis of two-hop amplify-and-forward relaying in Nakagami fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 3, pp. 1529–1534, Mar. 2010.
- [118] K. P. Peppas, "A new formula for the average bit error probability of dual-hop amplify-and-forward relaying systems over generalized shadowed fading channels," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 1, no. 2, pp. 85–88, Apr. 2012.
- [119] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 6, pp. 1126–1131, Nov. 2003.
- [120] K. P. Peppas, C. K. Datsikas, H. E. Nistazakis, and G. S. Tombras, "Dual-hop relaying communications over generalized-k (kg) fading channels," *Journal of the Franklin Institute*, 2010.
- [121] S. Ikki and M. Ahmed, "Performance analysis of dual-hop relaying communications over generalized gamma fading channels," *Global Telecommunications Conference*, 2007.
- [122] A. P. Prudnikov, Y. A. Brychkov, and O. I. Marichev, *Integrals and Series Volume 3: More Special Functions*, 1st ed. Gordon and Breach Science Publishers, 1986.
- [123] A. Lozano, A. M. Tulino, and S. Verdú, "High-SNR power offset in multiantenna communications," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4134–4151, Dec. 2005.

- [124] Z. Fang, L. Li, and Z. Wang, "Asymptotic performance analysis of multihop relayed transmissions over Nakagami- $m$  fading channels," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 12, pp. 4081–4084, Dec. 2008.
- [125] J. Cui and A. U. H. Sheikh, "Outage probability of cellular radio systems using maximal ratio combining in the presence of multiple interferers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 8, pp. 1121–1124, Aug. 1999.
- [126] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 4th ed. New York: Mc Graw Hill, 2002.
- [127] Y. M. Khattabi and M. M. Matalgah, "Performance analysis of multiple-relay AF cooperative systems over Rayleigh time-selective fading channels with imperfect channel estimation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 1, pp. 427–434, Jan. 2016.
- [128] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 1999–2004, Nov. 2004.
- [129] —, "Outage probability of multihop transmission over Nakagami fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, no. 5, pp. 216–218, May 2003.
- [130] J. Zhang *et al.*, "Performance analysis and power control of cell-free massive mimo systems with hardware impairments," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 55 302–55 314, 2018.
- [131] J. Zhang *et al.*, "Spectral efficiency of multipair massive mimo two-way relaying with hardware impairments," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 7, no. 1, pp. 14–17, Feb. 2018.
- [132] K. Guo *et al.*, "Outage analysis of multi-relay networks with hardware impairments using secps scheduling scheme in shadowed-rician channel," *IEEE Access*, 2017.



- [133] M. Mokhtar, A.-A. A. Boulogeorgos, G. K. Karagiannidis, and N. Al-Dhahir, "Ofdm opportunistic relaying under joint transmit/receive i/q imbalance," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 5, pp. 1458–1468, May 2015.
- [134] F. Yilmaz, O. Kucur, and M.-S. Alouini, "Exact capacity analysis of multihop transmission over amplify-and-forward relay fading channels," in *Proc. IEEE International symposium on personal, indoor and mobile radio communications PIMRC*, 2010, pp. 2293–2298.
- [135] G. Zhu, C. Zhong, H. A. Suraweera, Z. Zhang, C. Yuen, and R. Yin, "Ergodic capacity comparison of different relay precoding schemes in dual-hop af systems with co-channel interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 7, pp. 2314–2328, Jul. 2014.
- [136] G. P. Karatza, K. P. Peppas, N. C. Sagias, and G. V. Tsoulos, "Unified ergodic capacity expressions for af dual-hop systems with hardware impairments," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, no. 6, pp. 1057–1060, Jun. 2019.
- [137] A. Behnad, N. C. Beaulieu, and B. Maham, "Multi-hop amplify-and-forward relaying on Nakagami-0.5 fading channels," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 1, no. 3, pp. 173–176, Jun. 2012.
- [138] R. Pabst *et al.*, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 9, pp. 80–89, Sep. 2004.
- [139] G. Karatza, K. Peppas, and N. C. Sagias, "Effective capacity of multisource multidestination cooperative systems under cochannel interference," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 9, pp. 8411–8421, Sep. 2018.
- [140] F. Yilmaz and M.-S. Alouini, "Product of the powers of generalized nakagami-m variates and performance of cascaded fading channels," *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, 2009.
- [141] A. M. Mathai, R. K. Saxena, and H. J. Haubold, *The H-Function*. New York: Springer, 2010.

- [142] A. M. Mathai and R. K. Saxena, *The H-Function with applications in statistics and other disciplines*. Wiley Eastern New Delhi and Wiley Halsted New York, 1978.
- [143] H. M. Srivastava, K. C. Gupta, and S. P. Goyal, *The H-Function of one and two variables with applications*. New Delhi: South Asian Publishers, 1982.
- [144] Πηχωρίδης, *Απειροστικός λογισμός-Πρόχειρες σημειώσεις*, 2nd ed. Σάμος: Εργαστήριο ψηφιακής τυπογραφίας και Μαθηματικών Εφαρμογών, Τμήμα Μαθηματικών Πανεπιστημίου Αιγαίου, 2006.
- [145] Y. Chen and C. Tellambura, "Performance analysis of maximum ratio transmission with imperfect channel estimation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 4, pp. 322–324, Apr. 2005.
- [146] J. E. Gentle, *Statistical Analysis of Financial Data: With Examples In R*. Taylor and Francis Group, LLC, 2020.