



Πανεπιστήμιο Πατρών, Πολυτεχνική Σχολή
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών
Εργαστήριο Ασύρματης Τεχνολογίας

Ασύρματα Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα σε Γενικευμένα Κανάλια Διαλείψεων

ΠΕΤΡΟΣ Σ. ΜΠΙΘΑΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός
& Τεχνολογίας Υπολογιστών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Τριμελής Επιτροπή: Σταύρος Κωτσόπουλος (Επιβλέπων)
Γρηγόριος Καλύβας (Μέλος)
Γιώργος Καραγιαννίδης (Μέλος)

Αριθμός Διδακτορικού 214

Ρίο, Φεβρουάριος 2009

Πιστοποίηση

Πιστοποιείται ότι η παρούσα διδακτορική διατριβή με θέμα:

“ Ασύρματα Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα σε Γενικευμένα Κανάλια Διαλείψεων ”

του Πέτρου Μπίθα του Σπήλιου, Διπλωματούχου Ηλ/κου Μηχ. & Τεχνολογίας Υπολογιστών, Πανεπιστημίου Πατρών παρουσιάστηκε δημοσίως στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Πατρών την 27^η Φεβρουαρίου 2009 και εξετάστηκε και εγκρίθηκε από την ακόλουθη Εξεταστική Επιτροπή:

Σταύρος Κωτσόπουλος, Καθηγητής, Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών, Επιβλέπων Συμβουλευτικής Επιτροπής

Γεώργιος Καραγιαννίδης, Επίκουρος Καθηγητής, ΑΠΘ

Γρηγόριος Καλύβας, Αναπληρωτής Καθηγητής Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών, Μέλος Συμβουλευτικής Επιτροπής

Φίλιππος Κωνσταντίνου, Καθηγητής ΕΜΠ

Ανδρέας Μαράς, Καθηγητής Πανεπιστημίου Πελοποννήσου

Παναγιώτης Μαθιόπουλος, Ερευνητής Α, ΙΔΕΤ, ΕΑΑ

Γεώργιος Τόμπρας, Αναπληρωτής Καθηγητής, Τμήμα Φυσικής του Πανεπιστημίου Αθηνών

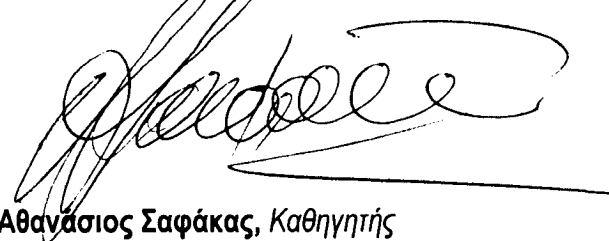
Πάτρα 27^η Φεβρουαρίου 2009

Ο ΠΡΟΕΔΡΟΣ ΤΗΣ ΤΡΙΜΕΛΟΥΣ ΕΙΣΗΓΗΤΙΚΗΣ ΕΠΙΤΡΟΠΗΣ



Σταύρος Κωτσόπουλος, Καθηγητής

Ο ΠΡΟΕΔΡΟΣ ΤΟΥ ΤΜΗΜΑΤΟΣ



Αθανάσιος Σαφάκας, Καθηγητής



Πανεπιστήμιο Πατρών, Πολυτεχνική Σχολή
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών
Εργαστήριο Ασύρματης Τεχνολογίας

Ασύρματα Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα σε Γενικευμένα Κανάλια Διαλείψεων

ΠΕΤΡΟΣ Σ. ΜΠΙΘΑΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Τεχνολογίας Υπολογιστών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή στις 27 Φεβρουαρίου 2009

...

Σ. Κωτσόπουλος
Καθηγητής Π. Πατρών

...

Γ. Καλύβας
Αν. Καθηγητής Π. Πατρών

...

Γ. Καραγιαννίδης
Αν. Καθηγητής Π. Θεσσαλονίκης

...

Φ. Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

...

Π. Μαθιόπουλος
Ερευνητής Α' Ε.Α.Α.

...

Α. Μαράς
Καθηγητής Π. Πελοποννήσου

...

Γ. Τόμπρας
Αν. καθηγητής Π. Αθηνών

Αριθμός Διδακτορικού 214

Ρίο, Φεβρουάριος 2009

© Πέτρος Σ. Μπίθας

Διεύθυνση: Τριπόλεως 70, Άνω Γλυφάδα, Αθήνα, Τ.Κ: 16561

Τηλ: 210-9610588 / 6974-308564

Email: pbithas@space.noa.gr

Http: www.space.noa.gr/~pbithas

στους γονείς μου...

Phantasie ist wichtiger als Wissen,
denn Wissen ist begrenzt...

Περίληψη Διατριβής-Abstract

Περίληψη

Στην απαρχή της καινούριας χιλιετίας, έχει γίνει πλέον ξεκάθαρος ο σπουδαίος ρόλος και η χρησιμότητα των ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών και των εφαρμογών τους, η εξέλιξη των οποίων επικεντρώνεται σε μεγάλο βαθμό στις Ασύρματες Προσωπικές Τηλεπικοινωνίες (ΑΠΤ). Εξαιτίας της μεγάλης δημοτικότητας που έχουν τα συστήματα αυτά, υπάρχει συνεχής ανάγκη για αύξηση της χωρητικότητας και αναβάθμιση των παρεχόμενων υπηρεσιών φωνής και δεδομένων. Μια πολύ σημαντική περιοχή έρευνας για τις ΑΠΤ, που έχει προκύψει από τις παραπάνω απαιτήσεις, είναι η μελέτη και η αντιμετώπιση των προβλημάτων που δημιουργούνται στην επίδοση των δικτύων αυτών από διάφορα φαινόμενα που επιδρούν στο ασύρματο κανάλι. Σε αυτήν την ερευνητική περιοχή εστιάζεται και η παρούσα διδακτορική διατριβή, που έχει ως στόχο τη θεωρητική μελέτη της επίδοσης ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τα οποία υπόκεινται σε διαλείψεις. Για την καταπολέμηση των αρνητικών συνεπειών των διαλείψεων έχει υιοθετηθεί η τεχνική του διαφορισμού στο δέκτη. Σύμφωνα με αυτήν, ο δέκτης διαθέτει περισσότερες από μια κεραίες λήψης με αποτέλεσμα να λαμβάνει πολλαπλά αντίγραφα του εκπεμπόμενου σήματος, τα οποία συνδυάζει κατάλληλα ανάλογα με τις απαιτήσεις του διαχειριστή του δικτύου.

Η διεθνής έρευνα για τη χρήση δεκτών διαφορισμού σε κανάλια Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας (ΔΜΙΚ) είναι εκτενής και αφορά κυρίως κανάλια που βασίζονται στις κατανομές Rayleigh, Rice και Nakagami- m . Δύο άλλες σημαντικές κατανομές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ είναι η Weibull και, η γενίκευσή της, η Γενικευμένη-Γάμα (Γ_G), οι οποίες σε σύντομο χρονικό διάστημα έχουν κερδίσει εκτεταμένο επιστημονικό ενδιαφέρον στην περιοχή των ασύρματων κινητών τηλεπικοινωνιών. Όμως, παρά το ενδιαφέρον αυτό, η μελέτη της επίδοσης δεκτών διαφορισμού σε κανάλια που μοντελοποιούνται με τις κατανομές αυτές, δεν έχει λάβει τις διαστάσεις που έχουν λάβει οι αντίστοιχες έρευνες για τις άλλες κατανομές. Αυτό οφείλεται σε μεγάλο βαθμό στη μεγάλη πολυπλοκότητα, από μαθηματικής άποψης, που παρουσιάζει η στατιστική αναπαράσταση του σήματος της εξόδου πολλών τύπων δεκτών διαφορισμού που σε συνδυασμό με τη σχετικά σύνθετη μαθηματική έκφραση των κατανομών Weibull και Γ_G , δημιουργεί δυσεπίλυτα προβλήματα. Στην

παρούσα διατριβή, προσπερνώντας αυτές τις δυσκολίες, αρχικά μελετήθηκε η απόδοση μιας ειδικής κατηγορίας δεκτών διαφορισμού, του δέκτη Συνδυασμού Γενικευμένης Επιλογής (ΣΓΕ), ο οποίος λειτουργεί σε Ανεξάρτητα αλλά Μη-Ομοιόμορφα Κατανεμημένα (ΑΜΟΚ) κανάλια διαλείψεων Weibull. Σε αυτήν τη μελέτη εξετάζεται η περίπτωση όπου επιλέγονται οι δύο κλάδοι με το υψηλότερο λόγο σήματος προς θόρυβο, Signal to Noise Ratio (SNR), από τους L διαθέσιμους, ΣΓΕ(2, L). Κατά συνέπεια, με την παρουσίαση μιας καινούριας ιδιότητας για το γινόμενο των ροπών ταξινομημένων Τυχαίων Μεταβλητών (ΤΜ) Weibull, γίνεται δυνατή η εξαγωγή εκφράσεων κλειστής μορφής για τις ροπές του SNR στην έξοδο των δεκτών ΣΓΕ(2, L). Χρησιμοποιώντας αυτές τις εκφράσεις δίνονται, σε κλειστή μορφή επίσης, σημαντικά κριτήρια επίδοσης όπως είναι ο Μέσος Λόγος Σήματος προς Θόρυβο (ΜΛΣΘ) και η Ποσότητα των Διαλείψεων (ΠΔ). Επιπλέον, με την εφαρμογή της θεωρίας των προσεγγιστών Padé και της προσέγγισης μέσω της Ροπο-Γεννήτριας Συνάρτησης (ΡΓΣ), γίνεται δυνατή η μελέτη της Πιθανότητας Διακοπής της Επικοινωνίας (ΠΔΕ) και της Μέσης Πιθανότητας Σφάλματος Bit (ΜΠΣΒ) του συστήματος.

Στη συνέχεια, υποθέτοντας Ανεξάρτητα και Ομοιόμορφα Κατανεμημένα (ΑΟΚ) κανάλια διαλείψεων Γ_G , παρουσιάστηκε σε κλειστή μορφή έκφραση για τις ροπές του SNR στην έξοδο των δεκτών ΣΓΕ(2, L), ενώ η ΡΓΣ και η Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής (ΑΣΚ) εξήχθησαν υπό τη μορφή απειροσειρών. Χρησιμοποιώντας αυτές τις εκφράσεις απλοποιείται σημαντικά η μελέτη των κριτηρίων επίδοσης της ΠΔΕ και της ΜΠΣΒ. Επιπλέον, παρουσιάστηκε η χωρητικότητα του καναλιού Γ_G με τη χρήση ή όχι δεκτών διαφορισμού, με βάση πολύ γνωστές τεχνικές προσαρμογής της εκπομπής.

Μια άλλη πολύ σημαντική ερευνητική περιοχή που αφορά τα κανάλια διαλείψεων και επηρεάζει σημαντικά την επίδοση των ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που λειτουργούν σε αυτά, είναι το σύνθετο περιβάλλον διάδοσης που δημιουργείται όταν οι ΔΜΙΚ συνυπάρχουν με Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας (ΔΜΕΚ). Στην παρούσα διδακτορική διατριβή, αυτό το περιβάλλον διάδοσης μοντελοποιείται με τις σύνθετες κατανομές K και γενικευμένη- K (K_G). Αυτές οι κατανομές είναι αρκετά γενικές, αλλά ταυτόχρονα και μαθηματικά ευέλικτες, και έχει διαπιστωθεί ότι είναι κατάλληλες για τη μοντελοποίηση των συνθηκών του καναλιού που προκύπτει όταν οι ΔΜΙΚ συμβαίνουν ταυτόχρονα με ΔΜΕΚ. Στην περίπτωση της κατανομής K_G , εξάγονται σημαντικά στατιστικά χαρακτηριστικά του SNR στην έξοδο των δεκτών διαφορισμού Συνδυασμού Μεγίστου Λόγου (ΣΜΛ), Συνδυασμού Ίσης Απολαβής (ΣΙΑ), Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής (ΣΜΠ) και του δέκτη Διαφορισμού Επιλογής (ΔΕ). Χρησιμοποιώντας αυτές τις εκφράσεις και υποθέτωντας ΑΜΟΚ συνθήκες διαλείψεων του καναλιού K_G , εξάγονται σε κλειστή μορφή τα κριτήρια επίδοσης ΜΛΣΘ, ΠΔΕ και ΠΔ. Επιπλέον, ακολουθώντας την προσέγγιση που βασίζεται στη ΡΓΣ για τους δέκτες ΣΜΛ και ΣΜΠ και τους προσεγγιστές Padé για τους δέκτες ΣΙΑ και ΔΕ μελετάται η ΜΠΣΒ. Για την περίπτωση της κατανομής K , υποθέτωντας επιπλέον συσχετισμένες ΤΜ, παρουσιάζεται και μελετάται η συσχετισμένη

(δι-μεταβαλλόμενη) κατανομή K , η οποία χαρακτηρίζεται από μη ομοιόμορφους παράγοντες μορφοποίησης και κλίμακας. Η σύνθετη αυτή κατανομή είναι βολική για τη μοντελοποίηση του συσχετισμένου περιβάλλοντος διαλείψεων/σκίασης, όταν η συσχέτιση μεταξύ των πλατών των σημάτων και της ισχύος τους είναι διαφορετική. Για αυτήν την κατανομή, εξάγονται γενικές εκφράσεις με απειροσειρές για τη Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας (ΣΠΠ), την ΑΣΚ και τις από κοινού ροπές. Υποθέτοντας ομοιόμορφους παράγοντες κλίμακας και ασυσχέτιστη ισχύ σημάτων, παρέχονται απλούστερες εκφράσεις για τη ΣΠΠ, την ΑΣΚ και τη χαρακτηριστική συνάρτηση, ενώ οι από κοινού ροπές εξάγονται σε κλειστή μορφή. Επιπλέον, βασιζόμενοι σε αυτές τις θεωρητικές εκφράσεις της δι-μεταβαλλόμενης κατανομής K , παρουσιάζεται η ανάλυση της επίδοσης σημαντικών δεκτών διαφορισμού, όπως είναι οι δέκτες ΣΜΛ, ΣΙΑ και ΔΕ οι οποίοι λειτουργούν σε συσχετισμένα κανάλια διαλείψεων K . Για το δέκτη ΔΕ μελετάται η ΠΔΕ, ενώ για τους δέκτες ΣΜΛ και ΣΙΑ η ΜΠΣΒ.

Γενικά η προτεινόμενη ανάλυση συνοδεύεται από αριθμητικά αποτελέσματα, τα οποία επιδεικνύουν ξεκάθαρα τη χρησιμότητα και την ευελιξία της θεωρητικής προσέγγισης. Τα αριθμητικά αυτά αποτελέσματα περιλαμβάνουν σύγκριση της επίδοσης διαφορετικών δεκτών διαφορισμού, συνθηκών καναλιού και τεχνικών διαμόρφωσης.

Abstract

At the beginning of the new millennium, it becomes totally clear the important role and usefulness of the wireless communication systems and their applications, which continue to evolve in several areas including Personal Communication Services (PCS). In this context there is a continuing demand for increased capacity and integration of the provided services, such as voice, data and other types of traffic, over radio channels. One of the key technical problem areas that has emerged out is the requirement for determining the fading effects on network performance. This also the research area of the current Philosophy diploma, which aims to the theoretical study of the performance analysis of wireless communication systems, which are subject to fading. The current study has employed diversity reception as a fading mitigation technique. According to this technique, the receiver employs more than one antennae, in order to receive multiple copies of the transmitted signal. Hence, these copies are appropriate combined in order to satisfy network administrator demands.

The technical literature concerning diversity reception techniques over fading channels is quite extensive. However, it deals mainly with fading channels, which are based on Rayleigh, Rice, and Nakagami- m distributions. Additionally, important distributions for modeling small scale fading are also the Weibull and, its generalization, the generalized-gamma (Γ_G), which have recently gained an increased scientific interest in the wireless mobile communication area. However, the performance analysis of diversity receivers operating over fading channels, modeled by these distributions, has not been thoroughly investigated. Reasons for that include the composite statistical representation of several diversity receivers output in conjunction with the quite complicated mathematical expressions of the Weibull and/or Γ_G distributions. In this thesis, by overcoming these difficulties the performance of a class of Generalized-Selection Combining (GSC) receivers operating over independent but non identically distributed Weibull fading channels is studied. The case where the two branches with the largest instantaneous Signal-to-Noise Ratio (SNR) are selected, from a total of L available GSC($2, L$), is considered. By introducing a novel property for the product of moments of ordered Weibull Random Variables (RV), convenient closed form expressions for the moments of the GSC($2, L$) output SNR are derived. Using these expressions, important performance criteria, such as average output SNR and amount of fading (A_F), are obtained in closed form. Furthermore, employing the Padé approximants theory and the Moment-Generating Function (MGF)-based approach, outage and bit-error rate performances are studied.

Additionally, by considering independent and identical distributed (iid) Γ_G fading channels, the moments of the output SNR of the GSC($2, L$) receivers were derived, also, in closed form, while infinite series representations were obtained for the MGF and the

Cumulative Distribution Function (CDF). Using these expressions, a simplified study of the Outage Probability (OP) and Average Bit Error Probability (ABEP) performance criteria can be performed. Moreover, the capacity of the Γ_G fading channel, using different adaptation policies, is also studied, with and without diversity reception.

Another important research issue concerning the performance analysis of wireless digital communications systems operating over fading channels, is the composite propagation environment arising in cases where fading is superimposed on shadowing. In the current thesis this propagation environment is modeled by the K and generalized- K (K_G) composite distributions. These distributions are quite general and mathematical versatile, and have been found to be appropriate for accurately modeling the channel conditions when fading occurs simultaneously with shadowing. For the K_G distribution, expressions for important statistical metrics of the output SNR for the Selection Diversity (SD) receiver and Maximal Ratio Combining (MRC), Equal Gain Combining (EGC), and Switch and Stay Combining (SSC) diversity receivers are derived. Using these expressions and by considering independent but not necessarily identical distributed fading channel conditions, performance criteria, such as average output SNR, A_F and OP are obtained in closed form. Moreover, following the MGF-based approach for MRC and SSC receivers, and the Padé approximants theory for SD and EGC receivers, the ABEP is also studied. For the case of the K distribution, assuming correlated RVs, the correlated (bivariate) K distribution, with not necessarily identical shaping and scaling parameters, is introduced and studied. This composite distribution is convenient for modeling multipath/shadowing correlated fading environments when the correlations between the signal envelopes and their powers are different. For this distribution, generic infinite series representations are derived for the Probability Density Function (PDF), the CDF and the joint moments. Assuming identical shaping parameters and uncorrelated signal powers, simpler expressions for the PDF, CDF and the Characteristic Function (CF) are provided, while the joint moments are derived in closed form. Capitalizing on these theoretical expressions for the statistical characteristics of the correlated K distribution, the performance analysis of various diversity reception techniques, such as MRC, EGC and SD, over bivariate K fading channels is presented. For the SD, the outage probability is studied, while for the MRC and EGC the ABEP is obtained.

In general the proposed analysis is accompanied by several numerical evaluated results, clearly demonstrating the usefulness and flexibility of the theoretical approach. These numerical results include performance comparisons of several diversity receiver structures, employing various modulation formats and different channel conditions.

Ευχαριστίες

Η παρούσα Διδακτορική Διατριβή αποτελεί το επιστέγασμα μιας μεγάλης προσωπικής προσπάθειας αλλά ταυτόχρονα και μιας αδιάκοπης συμπαράστασης-συνδρομής από πολλούς ανθρώπους τους οποίους και θέλω να ευχαριστήσω.

Καταρχάς, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλο το προσωπικό, φοιτητές, συνεργάτες που γνώρισα στο Ινστιτούτο Διαστημικών Εφαρμογών και Τηλεπισκόπησης του Εθνικού Αστεροσκοπείου Αθηνών για τις όμορφες στιγμές που μου χάρισαν. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους Καθηγητές Ανδρέα Μαρά, Giovanni Corraza καθώς επίσης τον Ερευνητή Θανάση Ροντογιάννη για τις πολύτιμες συμβουλές τους στις μεταξύ μας συνεργασίες. Ένα πολύ σημαντικό κομμάτι της διαδρομής μου οφείλεται στον Αναπληρωτή Καθηγητή Γιώργο Καραγιαννίδη, ο οποίος με τον εκρηκτικό αλλά ταυτόχρονα και οργανωτικό τρόπο σκέψης του, μου έθεσε τις επιστημονικές βάσεις και κατόπιν υπήρξε αρωγός σε πολλά από τα βήματα μου, και για αυτό τον ευχαριστώ πολύ. Θα ήθελα, επίσης να ευχαριστήσω τον Καθηγητή Σταύρο Κωτσόπουλο, πρόεδρο της τριμελούς επιτροπής, για την πολύτιμη συμπαράσταση και συνεχή ενθάρρυνση που μου παρείχε. Άλλος ένας συνεργάτης και φίλος στον οποίο θα ήθελα να σταθώ είναι ο Επίκουρος Καθηγητής Νίκος Σαγιάς, τον οποίο ευχαριστώ για την αρχικά υποδειγματική καθοδήγηση μου και στη συνέχεια την άριστη συνεργασία μας, η οποία εύχομαι να συνεχιστεί μελλοντικά. Κυρίως, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Καθηγητή Τάκη Μαθιόπουλο, ο οποίος με τη μεγάλη του εμπειρία και γνώση αποτέλεσε πρότυπο Δασκάλου για εμένα. Επιπλέον τον ευχαριστώ για την αμέριστη και κυρίως ανθρώπινη συμπαράσταση του καθ'όλη τη διάρκεια της συνεργασίας μας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου (Γιώργο, Σπήλιο και Φρόσω), όπως και τη Μαρία για την απέραντη αγάπη και υποστήριξη τους όλα αυτά τα χρόνια.

Περιεχόμενα

Περίληψη Διατριβής-Abstract	v
Περίληψη.....	v
Abstract.....	viii
Ευχαριστίες	x
Περιεχόμενα	xi
Κατάλογος Σχημάτων	xv
Κατάλογος Πινάκων	xviii
Κατάλογος Μετάφρασης Αγγλικών Όρων	xix
Συντομογραφίες	xxi
Ελληνικοί Όροι.....	xxi
Λατινικοί Όροι.....	xxii
Κατάλογος Συμβόλων	xxiv
Σύμβολα Συναρτήσεων.....	xxiv
Δεσμευμένα Σύμβολα.....	xxv
1 Εισαγωγή	1
1.1 Κανάλια Διαλείψεων και Δέκτες Διαφορισμού.....	4
1.2 Επιστημονικά Κίνητρα και Συνεισφορά.....	7
1.3 Δομή και Περίληψη Διατριβής.....	10
1.4 Δημοσιεύσεις.....	11
1.4.1 Επιστημονικά Περιοδικά.....	11
1.4.2 Επιστημονικά Συνέδρια.....	11
2 Κανάλια Διαλείψεων και Δέκτες Διαφορισμού	13
2.1 Εισαγωγή.....	13
2.2 Ασύρματο Περιβάλλον Διάδοσης.....	14

2.2.1	Απώλειες Διαδρομής.....	14
2.2.2	Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας-Φαινόμενο Σκίασης	16
2.2.3	Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας-Φαινόμενο Πολλαπλής Διαδρομής	17
2.3	Μοντελοποίηση Επίπεδων Αργών Διαλείψεων	21
2.3.1	Μοντέλα Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας	21
2.3.2	Μοντέλα Διαλείψεων Μεγάλης Κλίμακας	25
2.3.3	Μοντέλα Σύνθετων Διαλείψεων	26
2.4	Επίδοση Δέκτη σε Κανάλι Διαλείψεων K_G	29
2.4.1	Μοντέλο Συστήματος	30
2.4.2	Πιθανότητα Σφάλματος Συμβόλου	31
2.4.3	Πιθανότητα Διακοπής Επικοινωνίας	32
2.4.4	Ποσότητα Διαλείψεων.....	34
2.4.5	Μέσος Λόγος Σήματος προς Θόρυβο	35
2.4.6	Μέση Χωρητικότητα Καναλιού	35
2.5	Χωρητικότητα Καναλιού Διαλείψεων Γ_G	36
2.5.1	Προσαρμογή Βέλτιστης Ισχύος και Ρυθμού	37
2.5.2	Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό	38
2.5.3	Αποκομμένη Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό	38
2.6	Πολυκαναλικοί Δέκτες	39
2.6.1	Δέκτης Συνδυασμού Μεγίστου Λόγου	42
2.6.2	Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής	44
2.6.3	Δέκτης Διαφορισμού Επιλογής	45
2.6.4	Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής.....	46
2.6.5	Δέκτης Συνδυασμού Γενικευμένης Επιλογής	47
2.7	Συμπεράσματα	48
3	Δέκτες Διαφορισμού σε Κανάλια Διαλείψεων Weibull και Γ_G	49
3.1	Εισαγωγή	50
3.2	Δέκτες ΣΓΕ σε Μη-Ομοιόμορφα Κατανομημένα Κανάλια Διαλείψεων Weibull	51
3.2.1	Μοντέλο Συστήματος και Καναλιού	51
3.2.2	Ροπές του SNR στην Έξοδο του Δέκτη	52
3.2.3	Ανάλυση Επίδοσης Συστήματος	54
3.2.4	Αριθμητικά Αποτελέσματα	56
3.3	Δέκτες ΣΓΕ σε Ομοιόμορφα Κατανομημένα Κανάλια Διαλείψεων Γ_G	61
3.3.1	Στατιστική του SNR στην Έξοδο του Δέκτη	61
3.3.2	Ανάλυση της Επίδοσης και Αριθμητικά Αποτελέσματα	62
3.4	Χωρητικότητα Καναλιού Γ_G με Δέκτες ΔΕ	65
3.4.1	Προσαρμογή Βέλτιστης Ισχύος και Ρυθμού	66
3.4.2	Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό	66

3.4.3	Αποκομμένη Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό	67
3.4.4	Αριθμητικά Αποτελέσματα	68
3.5	Συμπεράσματα	69
4	Δέκτες Διαφορισμού σε Κανάλια Διαλείψεων K και K_G	71
4.1	Εισαγωγή	72
4.2	Δέκτες Διαφορισμού σε Ασυσχετίστα Κανάλια Διαλείψεων K_G	73
4.2.1	Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Bit	74
4.2.2	Μέσος Λόγος Σήματος Προς Θόρυβο και Ποσότητα Διαλείψεων	76
4.2.3	Πιθανότητα Διακοπής Επικοινωνίας	77
4.2.4	Αριθμητικά Αποτελέσματα	77
4.3	Δέκτες Διαφορισμού σε Συσχετισμένα Κανάλια Διαλείψεων K	84
4.3.1	Προτεινόμενο Στατιστικό Μοντέλο	84
4.3.2	Συσχετισμένες Τυχαίες Μεταβλητές Γάμα	86
4.3.3	Ασυσχετίστες Τυχαίες Μεταβλητές Γάμα	88
4.3.4	Στατιστική Δεκτών Διαφορισμού Δύο Κλάδων	89
4.3.5	Αριθμητικά Αποτελέσματα	92
4.4	Συμπεράσματα	97
5	Συνεισφορά και Μελλοντική Έρευνα	99
5.1	Γενική Επισκόπηση, Συμπεράσματα και Συνεισφορά Διατριβής	99
5.2	Μελλοντικά Θέματα για Επιστημονική Έρευνα	102
	Παραρτήματα	103
I	Μαθηματική Ανάλυση	103
I-1	Υπολογισμός Εξ. (2.38)	103
I-2	Υπολογισμός Εξ. (2.46)	104
I-3	Υπολογισμός Εξ. (2.56)	104
I-4	Υπολογισμός Εξ. (2.60)	105
I-5	Υπολογισμός Εξ. (4.5)	105
I-6	Υπολογισμός Εξ. (4.14)	106
I-7	Υπολογισμός Εξ. (4.27)	106
II	Εκφράσεις της Μέσης Πιθανότητας Σφάλματος Bit	109
II-1	Προσέγγιση βασισόμενη στη ΣΠΠ	109
II-2	Προσέγγιση βασισόμενη στη ΡΓΣ	111
II-3	Προσέγγιση βασισόμενη στη ΧΣ	112
II-4	Προσέγγιση Radé	113
	Βιβλιογραφία	115

Ευρετήριο	123
Βιογραφικό Σημείωμα	126

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Η εμβέλεια και ο ρυθμός δεδομένων για διάφορες ασύρματες τεχνολογίες .	3
2.1	Απώλειες διαδρομής, σκίασης και διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής, ως συνάρτηση της απόστασης	15
2.2	Τα φαινόμενα των ΔΜΕΚ και ΔΜΙΚ σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα	16
2.3	Πλάτος διαλείψεων Rayleigh	18
2.4	Πολλαπλές διαδρομές: α) εξαιτίας ιονοσφαιρικών σκεδάσεων, β) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εσωτερικού χώρου, και γ) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εξωτερικού χώρου	19
2.5	Τύποι ΔΜΙΚ ανάλογα με: α) την περίοδο του σήματος και β) το εύρος ζώνης του σήματος	20
2.6	Η ΣΠΠ της κατανομής K_G για $\Omega = 1$ και για α) διάφορες τιμές του k , β) διάφορες τιμές του m	28
2.7	Αντιστοιχία μεταξύ του παράγοντα μορφοποίησης k της κατανομής K_G και της τυπικής απόκλισης σ της κατανομής N_L	30
2.8	Η ΜΠΣΒ των διαμορφώσεων BDPSK, BPSK, 16-PSK και 16-QAM συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για διάφορες τιμές των k και m	32
2.9	Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_b$, για διάφορες τιμές των k και m	33
2.10	Η ΠΔ συναρτήσει του m για διάφορες τιμές του k	34
2.11	Ο λόγος \bar{C}/BW συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ σε κανάλια διαλείψεων K_G για διάφορες τιμές των k και m	36
2.12	Ο λόγος \bar{C}/BW συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ σε κανάλια διαλείψεων Γ_G για διαφορετικές πολιτικές προσαρμογής	39
2.13	Επιλογή μεγίστου σε διαλείψεις Rayleigh.	40
2.14	Σύστημα πομπού και δέκτη διαφορισμού	41
2.15	Δέκτης ΣΜΛ με L κεραιές λήψης	42
2.16	Δέκτης ΣΙΑ με L κεραιές λήψης	44
2.17	Δέκτης ΔΕ με L κεραιές λήψης	45
2.18	Δέκτης ΣΜΠ με 2 κεραιές λήψης	46

2.19	Δέκτης ΣΓΕ με L κεραιές λήψης	47
3.1	Ισοδυναμία μεταξύ της παραμέτρου διάλειψης β της κατανομής Weibull και του συντελεστή K , σε dB, της κατανομής Rician	57
3.2	Ο λόγος $\bar{\gamma}_{\text{gsc}}/\bar{\gamma}_1$ συναρτήσει του β για τρεις δέκτες ΣΓΕ(2, L) με $\delta = 0$ και 0.3	57
3.3	Η ΠΔ συναρτήσει του β για τρεις δέκτες ΣΓΕ(2, L) με $\delta = 0$ και 0.5	58
3.4	Η ΜΠΣΒ των διαμορφώσεων BDPSK και M -PSK συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για δέκτες ΣΓΕ(2, 3) και ΣΓΕ(2, 5) σε περιβάλλον διαλείψεων Weibull με $\beta = 2.5$ και $\delta = 0.5$	58
3.5	Η ΜΠΣΒ της τετραγωνικής διαμόρφωσης 16-QAM συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για δέκτη ΣΓΕ(2, 4) σε περιβάλλον διαλείψεων Weibull για διάφορες τιμές των β και δ	60
3.6	Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_1$ για δέκτη ΣΓΕ(2, 4) σε περιβάλλον διαλείψεων Weibull με $\beta = 2.5$ και 3.5	60
3.7	Η ΠΔ συναρτήσει του β για δέκτες ΣΓΕ(2, 3), ΣΜΛ($L = 2$) και ΣΜΛ($L = 3$)	63
3.8	Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για δέκτες ΣΓΕ(2, 3) και ΣΓΕ(2, 4), για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης, $\beta = 3$ και $m = 2$	64
3.9	Η ΜΠΣΒ σημάτων 16-QAM συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για δέκτες ΣΓΕ(2, L), με $L \in (2, 6)$ και $\beta = 3$	64
3.10	Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{\text{th}}/\bar{\gamma}$ για δέκτες ΣΓΕ(2, 3), με $\beta \in (1, 5)$	65
3.11	Κανονικοποιημένη χωρητικότητα, βάση της πολιτικής ΑΑΚΣΡ, συναρτήσει του SNR διακοπής, για διάφορες τιμές του $\bar{\gamma}$	67
3.12	Κανονικοποιημένη χωρητικότητα καναλιού για διαφορετικές πολιτικές προσαρμογής συναρτήσει του μέσου SNR ανά bit, σε δέκτες ΔΕ	68
4.1	Κανονικοποιημένος ΜΛΣΘ των δεκτών ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και ΔΕ συναρτήσει του k για διάφορες τιμές των m_1 και m_2	78
4.2	Δέκτης ΣΜΛ με διαμορφώσεις BDPSK και BPSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές των k και m_ℓ	79
4.3	Δέκτης ΣΙΑ με διαμορφώσεις BDPSK και BPSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές των k και m_ℓ	79
4.4	Δέκτης ΣΜΛ με διαμόρφωση 16-QAM: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές των k και m_ℓ	80
4.5	Δέκτης ΔΕ με διαμορφώσεις BDPSK, BPSK και 16-QAM: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές του δ	80
4.6	Δέκτης ΣΜΠ με διαμορφώσεις BDPSK, BPSK και 16-QAM: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$	81
4.7	Δέκτης ΣΜΛ με 3 και 4 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{\text{th}}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ	81

4.8	Δέκτης ΣΙΑ με 3 και 4 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ	82
4.9	Δέκτης ΔΕ με 2, 3 και 4 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ	82
4.10	Δέκτης ΣΜΠ με 2 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ	83
4.11	Η ΠΔ συναρτήσει του k σε δέκτες ΣΜΛ και ΣΙΑ για διάφορες τιμές των συντελεστών συσχέτισης.....	94
4.12	Επίδοση δέκτη ΔΕ: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\bar{\gamma}/\gamma_{th}$ για διάφορες τιμές του k , με και χωρίς συσχέτιση.....	94
4.13	Επίδοση δέκτη ΔΕ: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\bar{\gamma}/\gamma_{th}$ για διάφορες τιμές του k και των συντελεστών συσχέτισης.....	95
4.14	Επίδοση δέκτη ΣΜΛ με διαμόρφωση BDPSK: Σύγκριση της ΜΠΣΒ καναλιών διαλείψεων R_L και K	95
4.15	Επίδοση δεκτών ΣΜΛ και ΣΙΑ με διαμόρφωση BDPSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για ΑΟΚ και ΑΜΟΚ κανάλια K	96
4.16	Επίδοση δέκτη ΣΜΛ με διαμορφώσεις BDPSK και M -PSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για διάφορες τιμές του k	96

Κατάλογος Πινάκων

1.1	Θεμελίωση των ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών	2
1.2	Ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μικρής εμβέλειας	5
1.3	Πρώιμες μελέτες στη θεωρία πληροφοριών σχετικά με το φαινόμενο των διαλείψεων και τους δέκτες διαφορισμού	6
2.1	Προτεινόμενα μοντέλα για σύνθετο περιβάλλον διάδοσης	26
3.1	Η τάξη των ροπών $A / (A + 1)$ για την οποία οι προσεγγιστές Padé εξασφαλίζουν ακρίβεια πέντε σημαντικών ψηφίων	56
4.1	Ο αριθμός των όρων, N_τ , για σύγκλιση της (4.32) στην περιοχή $\pm 0.5\%$	92
II.1	Παράμετροι A , B και Λ για διάφορα σύμφωνα και μη-σύμφωνα σχήματα διαμόρφωσης	110
II.2	Εκφράσεις της ΜΠΣΒ βάσει της προσέγγισης που βασίζεται στη ΡΓΣ του στιγμιαίου SNR ανά bit	111
II.3	Εκφράσεις της υπό συνθήκης πιθανότητας σφάλματος για την προσέγγιση που βασίζεται στη ΧΣ	112

Κατάλογος Μετάφρασης Αγγλικών Όρων¹

adaptation policy	πολιτική προσαρμογής
bivariate	δι-μεταβαλλόμενη
broadcasting	ευρυ-εκπομπή
channel inversion with fixed rate	αντιστροφή καναλιού με σταθερό ρυθμό
coherence bandwidth	εύρος ζώνης συμφωνίας
correlation	συσχέτιση
delay spread	εξάπλωση καθυστέρησης
diversity	διαφορισμός
equal gain combining	συνδυασμός ίσης απολαβής
fading	διαλείψεις
fast fading	γρήγορες διαλείψεις
flat fading	επίπεδες διαλείψεις
free space	ελεύθερος χώρος
frequency selective fading	συχνο-επιλεκτικές διαλείψεις
generalized selection combining	συνδυασμός γενικευμένης επιλογής
kyrtosis	κύρτωση
large scale fading	διαλείψεις μεγάλης κλίμακας
line of sight	οπτική επαφή
macro diversity	διαφορισμός μεγάλης κλίμακας
maximal ratio combining	συνδυασμός μεγίστου λόγου
micro diversity	διαφορισμός μικρής κλίμακας
multipath	πολλαπλή διαδρομή
multivariate	πολυ-μεταβαλλόμενη

¹Η μετάφραση των τεχνικών όρων έγινε σύμφωνα με το λεξικό [1].

optimal power and rate adaptation	προσαρμογή βέλτιστης ισχύος και ρυθμού
path loss	απώλειες διαδρομής
scaling parameter	παράμετρος κλίμακας
selection diversity	διαφορισμός επιλογής
shadowing	σκίαση
shaping parameter	παράμετρος μορφοποίησης
skewness	λοξότητα
slow fading	αργές διαλείψεις
small scale fading	διαλείψεις μικρής κλίμακας
standard deviation	τυπική απόκλιση
switch and stay combining	συνδυασμός μεταγωγής και παραμονής
time spread	χρονική εξάπλωση
time variance	χρονική διασπορά
truncated channel inversion with fixed rate	αποκομμένη αντιστροφή καναλιού με σταθερό ρυθμό
ultra-wide band	υπερ-ευρείας ζώνης

Συντομογραφίες

Ελληνικοί Όροι

ΑΑΚΣΡ	Αποκομμένη Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό	truncated channel inversion with fixed rate
ΑΚΣΡ	Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό	channel inversion with fixed rate
ΑΜΟΚ	Ανεξάρτητα αλλά Μη-Ομοιόμορφα Κατανεμημένα	independent and but not identical distributed
ΑΟΚ	Ανεξάρτητα και Ομοιόμορφα Κατανεμημένα	independent and identical distributed
ΑΣΚ	Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής	cumulative distribution function
ΔΕ	Διαφορισμός Επιλογής	selection diversity
ΔΜΕΚ	Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας	large scale fading
ΔΜΙΚ	Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας	small scale fading
ΕΚΔΣ	Επίγεια Κινητά Δορυφορικά Συστήματα	land mobile satellite systems
ΗΥ	Ηλεκτρονικός Υπολογιστής	personal computer
ΜΛΣΘ	Μέσος Λόγος Σήματος προς Θόρυβο	average signal to noise ratio
ΜΠΣΒ	Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Bit	average bit error probability
ΜΠΣΣ	Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Συμβόλου	average symbol error probability
ΟΠ	Οπτική Επαφή	line of sight
ΠΒΙΡ	Προσαρμογή Βέλτιστης Ισχύος και Ρυθμού	optimal power and rate adaptation
ΠΔ	Ποσότητα Διαλείψεων	amount of fading
ΠΔΕ	Πιθανότητα Διακοπής Επικοινωνίας	outage probability
ΠΚΙ	Προφίλ Καθυστέρησης Ισχύος	power delay profile
ΠΚΚ	Πληροφορία για την Κατάσταση του Καναλιού	channel state information
ΡΓΣ	Ροπό-Γεννήτρια Συνάρτηση	moments generating function

ΣΓΕ	Συνδυασμού Γενικευμένης Επιλογής	generalized selection combining
ΣΙΑ	Συνδυασμού Ίσης Απολαβής	equal gain combining
ΣΜΛ	Συνδυασμού Μεγίστου Λόγου	maximal ratio combining
ΣΜΠ	Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής	switch and stay combining
ΣΠΠ	Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας	probability density function
ΤΜ	Τυχαία Μεταβλητή	random variable
ΦΠΠ	Φασματική Πυκνότητα Ισχύος	power spectral density
ΧΣ	Χαρακτηριστική Συνάρτηση	characteristic function

Λατινικοί Όροι

ADSL	Asynchronous Digital Subscriber Line	ασύγχρονη ψηφιακή συνδρομητική γραμμή
AWGN	Additive White Gaussian Noise	λευκός προσθετικός Gaussian θόρυβος
BDPSK	Binary Differential Phase Shift Keying	διαφορική δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
BFSK	Binary Frequency Shift Keying	δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας
BPSK	Binary Phase Shift Keying	δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
DEBPSK	Differentially Encoded Binary Phase Shift Keying	δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης διαφορικής κωδικοποίησης
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications	ψηφιακό βελτιωμένο ασυρματικό τηλέφωνο
DPSK	Differentially Phase Shift Keying	διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
DQPSK	Differentially Quaternary Phase Shift Keying	διαφορική τετραγωνική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	ινστιτούτο ηλεκτρολόγων και ηλεκτρονικών μηχανικών
MSK	Minimum Shift Keying	ελάχιστη διαμόρφωση μετατόπισης
NBFSK	Non-coherent Binary Frequency Shift Keying	ασύμφωνη δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	ορθογώνια πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας
PSK	Phase Shift Keying	διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying	τετραγωνική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης
RFID	Radio Frequency Identification	ταυτοποίηση μέσω ράδιο-συχνότητας
SNR	Signal to Noise Ratio	λόγος σήματος προς θόρυβο
UWB	Ultra-Wide Band	υπερ-ευρείας ζώνης
Wi-Fi	Wireless Fidelity	ασύρματη πιστότητα
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access	παγκόσμια διαλειτουργικότητα για μικροκυματική πρόσβαση

Κατάλογος Συμβόλων

Σύμβολα Συναρτήσεων

$\Gamma(\cdot)$	συνάρτηση Γάμα [2, εξ. (8.310/1)]
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	υψηλή ατελής συνάρτηση Γάμα [2, εξ. (8.350/2)]
$\gamma(\cdot, \cdot)$	χαμηλή ατελής συνάρτηση Γάμα [2, εξ. (8.350/1)]
$\cos(\cdot)$	συνάρτηση συνημιτόνου
$\text{cov}(\cdot, \cdot)$	συνδιασπορά δύο μεταβλητών [3, εξ. (7-6)]
$\text{csc}(\cdot)$	συνάρτηση συντέμνουσας
$\text{erf}(\cdot)$	συνάρτηση σφάλματος [2, εξ. (8.250/1)]
$\text{erfc}(\cdot)$	συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος [2, εξ. (8.250/4)]
$\exp(\cdot)$	εκθετική συνάρτηση
${}_1F_1(\cdot)$	συμβάλουσα υπερ-γεωμετρική συνάρτηση [2, εξ. (9.210/1)]
${}_2F_1(\cdot)$	υπερ-γεωμετρική συνάρτηση του Gauss [2, εξ. (9.100)]
${}_pF_q(\cdot)$	γενικευμένη υπερ-γεωμετρική συνάρτηση [2, εξ. (9.14/1)]
${}_p\tilde{F}_q(\cdot)$	κανονικοποιημένη γενικευμένη υπερ-γεωμετρική συνάρτηση [4, εξ. (07.32.02.0001.01)]
$G_{c,d}^{a,b}(\cdot)$	συνάρτηση Meijer- G [2, εξ. (9.301)]
$I_\nu(\cdot)$	πρώτου είδους τροποποιημένη συνάρτηση Bessel τάξης ν [2, εξ. (8.406/1)]
$K_\alpha(\cdot)$	δεύτερους είδους τροποποιημένη συνάρτηση Bessel τάξης α [2, εξ. (8.407/1)]
$\ln(\cdot)$	συνάρτηση φυσικός λογάριθμος
$\log(\cdot)$	συνάρτηση λογάριθμος με βάση το 10
$\log_b(\cdot)$	συνάρτηση λογάριθμος με βάση b

$\sin(\cdot)$	συνάρτηση ημιτόνου
$\text{var}(\cdot)$	διασπορά [3, εξ. (5-33)]
$W_{\lambda,\mu}(\cdot)$	συνάρτηση Whittaker [2, εξ. (9.220)]
$\Psi(\cdot)$	συνάρτηση Ψ [2, εξ. (8.360)]

Δεσμευμένα Σύμβολα

$2G$	δεύτερης γενιάς κυτταρικά συστήματα
$3G$	τρίτης γενιάς κυτταρικά συστήματα
j	$j = \sqrt{-1}$
$\text{Pr}(X \leq x)$	πιθανότητα η μεταβλητή X να είναι μικρότερη ή ίση από την τιμή x
π	$\pi = 3.1415 \dots$
e	$e = 2.71 \dots$
$n!$	$n! = 1 \cdot 2 \cdot 3 \dots n$, με n μη αρνητικό ακέραιο
$\binom{i}{j}$	$\binom{i}{j} = \frac{i!}{j!(i-j)!}$, με i και $j < i$ μη αρνητικούς ακέραιους
$\langle \cdot \rangle$	μέση τιμή
$ \cdot $	απόλυτη τιμή ή το μέτρο μιγαδικής ποσότητας
$(\cdot)_n$	σύμβολο Pochhammer [5, εξ. (6.1.22)]
A_F	ποσότητα διαλείψεων
γ	στιγμιαίο SNR ανά σύμβολο
γ_0	βέλτιστο SNR διακοπής
$\bar{\gamma}$	μέσο SNR ανά σύμβολο
$\bar{\gamma}_b$	μέσο SNR ανά bit
γ_{th}	όριο διακοπής επικοινωνίας
E_b	ενέργεια ανά bit
E_s	ενέργεια ανά σύμβολο
$f_X(\cdot)$	συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της TM (ή στην έξοδο του δέκτη διαφορισμού) X
$\mathcal{F}_X(\cdot)$	αθροιστική συνάρτηση κατανομής της TM (ή στην έξοδο του δέκτη

	διαφορισμού) X
Γ_G	κατανομή Γενικευμένη-Γάμα
K	κατανομή K
K_G	κατανομή γενικευμένη K
$\mathcal{L}^{-1}(\cdot)$	αντίστροφος μετασχηματισμός Laplace
$\mathcal{M}_X(\cdot)$	ροπο-γεννήτρια συνάρτηση της TM (ή στην έξοδο του δέκτη διαφορισμού) X
N_L	κατανομή Nakagami-Lognormal
$\mu_X(\cdot)$	ροπές της TM (ή στην έξοδο του δέκτη διαφορισμού) X
N_0	φασματική πυκνότητα ισχύος μιας πλευράς
\bar{P}_{se}	μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου
\bar{P}_{be}	μέση πιθανότητα σφάλματος bit
P_{out}	πιθανότητα διακοπής επικοινωνίας
\Re	πραγματικοί αριθμοί
R_L	κατανομή Rayleigh-Lognormal

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Η ΕΠΑΝΑΣΤΑΣΗ της ασύρματης τεχνολογίας ξεκίνησε δυναμικά να αναπτύσσεται στα τέλη του 19ου αιώνα και εξελίσσεται αδιάκοπα μέχρι και τις μέρες μας. Πολλοί επιστήμονες και μηχανικοί συνέβαλαν στη γρήγορη εξέλιξη της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας, την ανακάλυψη της ασύρματης μετάδοσης σημάτων και την ανάπτυξη κεραιών για την εκπομπή και λήψη ηλεκτρομαγνητικών σημάτων. Στον Πίνακα 1.1 παρουσιάζονται σημαντικοί σταθμοί στα πρώτα στάδια αυτής της εξέλιξης. Οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες θεμελιώθηκαν, θεωρητικά, από τον J. C. Maxwell του οποίου οι πασίγνωστες εξισώσεις αποτελούν τη βάση του ηλεκτρομαγνητισμού¹[6]. Οι εξισώσεις αυτές μελετώνται σχεδόν 150 χρόνια και αποτελούν από τις πλέον επιτυχημένες θεωρίες στην ιστορία της επιστήμης των τηλεπικοινωνιών [7, 8, 9, 10]. Είναι αξιοσημείωτο το ότι όταν ο Albert Einstein ανακάλυψε ότι η φυσική του Newton έπρεπε να υποστεί αλλαγές ώστε να είναι συμβατή με την ειδική θεωρία της σχετικότητας, διαπίστωσε ότι κάτι τέτοιο δεν ήταν αναγκαίο για τις εξισώσεις του Maxwell, αφού αυτές είχαν ήδη ενσωματωμένη τη σχετικότητα. Η διαπίστωση του Maxwell ότι η θεωρητικά προβλεπόμενη ταχύτητα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων ήταν πεπερασμένη και ίδια με την ταχύτητα του φωτός, ερχόταν σε αντίθεση με όσα πίστευαν εκείνη την εποχή και για αυτό το λόγο υπήρχε σκεπτικισμός γύρω από τη θεωρία του. Παρά τη διστακτικότητα που επιδείκνυε η επιστημονική κοινότητα της εποχής του για τη θεωρία αυτή, ο Γερμανός επιστήμονας H. von Helmholtz αναγνώρισε την εγκυρότητα της. Μάλιστα πρότεινε στην Πρωσική ακαδημία επιστημών να δημιουργήσει ένα βραβείο για όποιον καταφέρει να αποδείξει την ισχύ ή όχι των εξισώσεων του Maxwell και όταν, τελικά, δεν υπήρξε νικητής παρότρυνε έναν παλιό του φοιτητή να ασχοληθεί με αυτό το θέμα. Ο φοιτητής αυτός ήταν ο H. R. Hertz [8, 11].

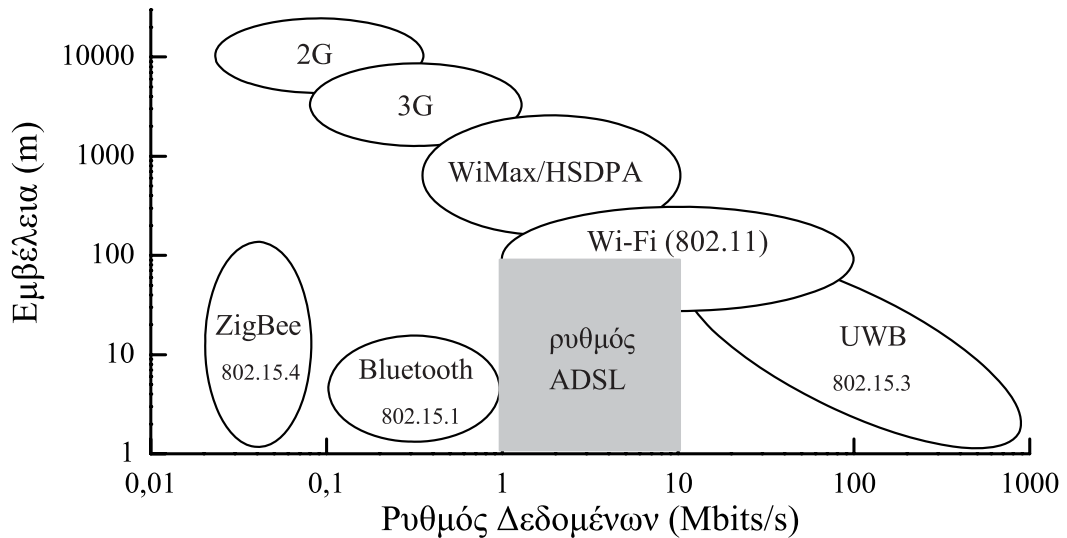
Το 1988 το Ινστιτούτο Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), μαζί με την Οργάνωση Μικροκυματικής Θεωρίας και Τεχνικών, Microwave Theory and Techniques (MTT), γιόρτασαν τα 100 χρόνια από

¹Πρέπει να σημειωθεί και ότι πριν τον J. C. Maxwell πολλοί επιστήμονες είχαν ασχοληθεί πειραματικά με ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα όπως οι W. T. Kelvin και J. Henry.

Πίνακας 1.1: Θεμελίωση των ασύρματων τηλεπικοινωνιών.

1831	Ο αυτοδίδακτος Βρετανός επιστήμονας M. Faraday ανακάλυψε την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή και προέβλεψε την ύπαρξη ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων
1864	Ο Σκοτσέζος μαθηματικός & φυσικός J. C. Maxwell διατύπωσε την ηλεκτρομαγνητική θεωρία του φωτός και δημιούργησε τις γενικές εξισώσεις του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου
1886	Ο Hertz ξεκίνησε τα πειράματά του για την απόδειξη της ύπαρξης ασύρματων κυμάτων, τα τελείωσε την επόμενη χρονιά και τα αποτελέσματα δημοσιεύτηκαν το 1888
1895	Ο Ρώσος A. S. Popov παρουσίασε στη Ρωσική λέσχη φυσικών και χημικών τη συσκευή του που εξέπεμπε και λάμβανε ασύρματα σήματα σε απόσταση 500 m
1895	Ο Marconi εξέπεμψε και έλαβε κωδικοποιημένο μήνυμα σε απόσταση 1.75 μιλίων κοντά στο σπίτι του στη Bologna
1897	Η πρώτη επίσημη δοκιμή των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων του Marconi στο κανάλι Bristol στην Αγγλία
1897	Ο Rayleigh δημοσίευσε μια ανάλυση για τη διάδοση μέσω ενός κυματοδηγού με διηλεκτρικό
1900	Έγιναν αποδεκτές οι πατέντες USP 645.576 και 649.621 του Tesla για το “Συστήματα Εκπομπής Ηλεκτρικής Ενέργειας”. Αργότερα οι ΗΠΑ τις αναγνώρισαν σαν τις πρώτες πατέντες για τις ασύρματες τηλεπικοινωνίες
1900	Ο R. A. Fessenden πραγματοποίησε την πρώτη του εκπομπή ομιλίας (σε απόσταση 25 μιλίων)

τότε που ο Hertz πραγματοποίησε τη μεγαλύτερη συνεισφορά του, δηλαδή την απόδειξη της ορθότητας της θεωρίας του Maxwell. Στη σειρά των πειραμάτων που πραγματοποίησε ο Hertz, πέρα από την απόδειξη της θεωρίας του Maxwell, δημιούργησε μια δίπολη κεραία, ασχολήθηκε με κατευθυντικούς λοβούς και σχεδίασε το πεδίο που δημιουργείται από την κεραία. Παρά το ότι ο Hertz είναι περισσότερο γνωστός για τα καταπληκτικά πειράματά του, είχε πολύ σημαντική συνεισφορά και στο θεωρητικό τομέα. Για παράδειγμα επαναδιατύπωσε τις εξισώσεις του Maxwell με τη μορφή που τις γνωρίζουμε σήμερα. Μετά τη δημοσίευση των αποτελεσμάτων του Hertz, όπου αποδεικνύονταν ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα ήταν πλέον πραγματικότητα, η ερευνητική δραστηριότητα σε αυτόν τον τομέα έλαβε εκρηκτικές διαστάσεις. Μεγάλος αριθμός επιστημόνων ασχολήθηκε με τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα των Maxwell και Hertz, μεταξύ των οποίων, πολύ σημαντική συνεισφορά είχαν οι Fessenden, Marconi, Popov, Rayleigh και Tesla. Ο Fessenden ήταν ένας ευφυής εφευρέτης με αξιοθαύμαστες δυνατότητες στην πραγματοποίηση πειραμάτων. Οι ανακαλύψεις του έχουν συνεισφέρει σημαντικά στην εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών



Σχήμα 1.1: Η εμβέλεια και ο ρυθμός δεδομένων για διάφορες ασύρματες τεχνολογίες.

όπως τις γνωρίζουμε στις μέρες μας [10, 12]. Η συνεισφορά, επίσης, του Marconi ήταν πολύ σημαντική, ιδιαίτερα σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα μεγάλων αποστάσεων [10, 13], όπου το 1901 κατάφερε να πραγματοποιήσει υπερ-Ατλαντική μετάδοση συμβόλων. Για τον Ρορον υπάρχουν αναφορές ότι πραγματοποίησε την πρώτη ασύρματη τηλεγραφική ζεύξη στο Petersburg με τη μετάδοση των λέξεων “Heinrich Hertz” [12]. Ο Rayleigh είχε μεγάλη συνεισφορά σε πολλούς τομείς της κλασικής φυσικής. Στη θεωρία των κυματοδηγών ήταν ο πρώτος που μελέτησε τη σκέδαση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από κυκλικές οπές και ελλειψοειδή αντικείμενα [14]. Ο Tesla, γνωστός για το εναλλασσόμενο ρεύμα, είχε σημαντική συνεισφορά και στο πεδίο των ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών όπου κατέχει ένα μεγάλο αριθμό πατέντων [15].

Η συνεισφορά των παραπάνω, όπως και πολλών άλλων που δεν αναφέρονται, είναι πολύ σημαντική για τη θεμελίωση των σύγχρονων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Σήμερα η ασύρματη κινητή τηλεφωνία έχει γίνει πολύ δημοφιλής σε όλο τον κόσμο, σε βαθμό μάλιστα όπου σε πολλές χώρες η διείσδυσή της στην αγορά είναι μεγαλύτερη από εκείνη της σταθερής. Τα σύγχρονα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας παρέχουν άμεσα υπηρεσίες φωνητικής κλήσης ή μεταφοράς δεδομένων υψηλής ταχύτητας οποιαδήποτε ώρα, οπουδήποτε και με ποιότητα, πλέον, ανάλογη των σταθερών δικτύων. Συγκεκριμένα τα δεύτερης γενιάς κυτταρικά συστήματα, 2G, κινητής τηλεφωνίας έχουν πλέον καθιερωθεί, με παραπάνω από 2 δισεκατομμύρια χρήστες παγκοσμίως, ενώ παράλληλα συνεχίζουν να εξελίσσονται. Τα τρίτης γενιάς κυτταρικά συστήματα, 3G, παρά την αρχική καθυστέρηση στην εξάπλωσή τους, έχουν πλέον αρχίσει να διαδίδονται με γρήγορους ρυθμούς. Τα συστήματα αυτά παρέχοντας δυνατότητες βίντεο-κλήσης, μεταφοράς κινούμενων εικόνων και ρυθμούς δεδομένων της τάξεως των Mbps/s, ανοίγουν νέους ορίζοντες στην επικοινωνία. Όμως, ο ανταγωνισμός μεταξύ των συστημάτων εντείνεται από

τις καινούριες τεχνολογίες που έχουν έρθει στο προσκήνιο. Έτσι δίκτυα όπως τα ασύρματα τοπικά, wireless local area networks (W-LAN), υπερ-ευρείας ζώνης, ultra-wide band (UWB), ασύρματης πιστότητας, wireless fidelity (Wi-Fi) και παγκόσμιας διαλειτουργικότητας για μικροκυματική πρόσβαση, worldwide interoperability for microwave access (WiMax) θα χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο στην επικοινωνία εσωτερικών χώρων. Στο Σχ. 1.1 παρουσιάζονται η εμβέλεια και ο ρυθμός δεδομένων των παραπάνω τεχνολογιών. Γενικότερα, είναι γνωστό ότι υψηλοί ρυθμοί δεδομένων χρειάζονται περισσότερο διαθέσιμο φάσμα, το οποίο όμως μπορεί να βρεθεί μόνο στις υψηλότερες συχνότητες και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση της εμβέλειας των συστημάτων. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και το επόμενο βήμα στην εξέλιξη, στο οποίο, λογικά, κατευθύνονται τα συστήματα τέταρτης γενιάς, 4G, δηλαδή μια μίξη των τεχνολογιών 3G, WiMax και Wi-Fi.

Όμως ασύρματες τηλεπικοινωνίες δεν είναι μόνο οι κινητές. Συμπεριλαμβάνονται επίσης οι σταθερές ασύρματες, οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες μικρής απόστασης και η ευρυ-εκπομπή, broadcasting. Η περίπτωση των σταθερών ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών, όπου παρέχεται σύνδεση μεταξύ του δημόσιου δικτύου τηλεφωνίας και του σπιτιού ή χώρου εργασίας, δεν έχει βρει προς το παρόν την απήχηση που αναμενόταν. Μια περιοχή η οποία εξελίσσεται ραγδαία τα τελευταία χρόνια είναι οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες μικρής απόστασης. Σε αυτές συμπεριλαμβάνονται οι προαναφερθέντες τεχνολογίες UWB, W-LAN, και επιπλέον οι BlueTooth, ψηφιακού βελτιωμένου ασυρματικού τηλεφώνου, digital enhanced cordless telecommunications (DECT), Zigbee και ταυτοποίησης μέσω ραδιο-συχνότητας, radio frequency identification (RFID). Στον Πίνακα 1.2 παρατίθενται οι τεχνολογίες αυτές, ταξινομημένες σύμφωνα με το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων τον οποίο διαθέτουν. Και στην περίπτωση των τηλεπικοινωνιών μικρής απόστασης υπάρχει ισχυρός ανταγωνισμός μεταξύ τους και στο μέλλον αναμένεται κάποιες από αυτές να υπερισχύσουν έναντι άλλων. Τέλος οι επίγειες και οι δορυφορικές ραδιο-εκπομπές, παρά τη μακρά ιστορία τους², συνεχίζουν να χρησιμοποιούνται με την εξέλιξη τους να επικεντρώνεται, πλέον, στην προσωποποιημένη ευρυ-εκπομπή.

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

1.1 Κανάλια Διαλείψεων και Δέκτες Διαφορισμού

Πολύ σημαντική παράμετρος για το σχεδιασμό των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, από τα πρώτα τους βήματα μέχρι τη σύγχρονη εποχή και τις αναρίθμητες

²Το πρώτο πρόγραμμα με ειδήσεις εκπέμφθηκε στην Αγγλία από το BBC στις 14 Νοεμβρίου 1922.

Πίνακας 1.2: Ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μικρής εμβέλειας.

Standard	Ρυθμός δεδομένων	Απόσταση	Διάρκεια μπαταρίας
UWB	> 100 Mbits/s	5 – 10 m	Ώρες με μέρες
W-LAN 802.11	5 – 30 Mbits/s	100 m	Ώρες
BlueTooth	700 kbits/s	10 m	Ώρες
DECT	500 kbits/s	100 m	Μέρες
Zigbee	128 kbits/s	30 m	Εβδομάδες με μήνες
RFID	1 – 200 kbits/s	0.1 – 10 m	Μήνες

δυνατότητες τις οποίες παρέχουν, αποτελεί η μοντελοποίηση του ασύρματου καναλιού διάδοσης. Εάν σε ένα ασύρματο κανάλι τα χαρακτηριστικά διάδοσης δεν καθορίζονται, συνήθως συνεπάγεται ότι η διακύμανση του σήματος ως συνάρτηση της απόστασης συμπεριφέρεται σαν η διάδοση να λαμβάνει χώρα σε ιδανικό ελεύθερο χώρο (free space). Το μοντέλο του ελεύθερου χώρου προϋποθέτει ότι η περιοχή μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης είναι ελεύθερη από αντικείμενα τα οποία μπορεί να απορροφήσουν ή να ανακλάσουν την ενέργεια της συχνότητας ραδιο-εκπομπής. Επίσης γίνεται η υπόθεση ότι σε αυτήν την περιοχή η ατμόσφαιρα συμπεριφέρεται σαν ένα τέλειο ομοιόμορφο και όχι απορροφητικό μέσο, ενώ η Γη βρίσκεται άπειρα μακριά από τη διάδοση του σήματος. Στην πραγματικότητα όμως, η διάδοση του σήματος πραγματοποιείται στην ατμόσφαιρα της Γης και κοντά στο έδαφος. Αυτό έχει σαν συνέπεια το μοντέλο διάδοσης σε ελεύθερο χώρο να είναι ακατάλληλο για την περιγραφή του καναλιού και την πρόβλεψη της επίδοσης του συστήματος.

Σε ένα ασύρματο, κινητό τηλεπικοινωνιακό σύστημα το σήμα μπορεί να διαδοθεί από τον πομπό στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να προκαλέσει διακυμάνσεις στο πλάτος, τη φάση και τη γωνία άφιξης του σήματος, δημιουργώντας το φαινόμενο των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής (multipath fading). Το φαινόμενο είναι γνωστό και στη ράδιο-αστρονομία ως σπινθηρισμός (scintillation). Και τα δύο αυτά ονόματα αναφέρονται στην τυχαία διακύμανση του σήματος εξαιτίας των πολλαπλών διαδρομών. Το φαινόμενο αυτό είχε διαπιστωθεί και μελετηθεί από πολλούς ερευνητές ήδη από τις αρχές του 20ου αιώνα. Στον Πίνακα 1.3, παρουσιάζονται κάποιες πρώιμες εργασίες πάνω στη μελέτη του φαινομένου των διαλείψεων.

Οι διαλείψεις που εμφανίζονται στις ασύρματες-κινητές τηλεπικοινωνίες μπορούν να χωριστούν, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά τους, σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

- διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (ΔΜΕΚ), large scale fading
- διελείψεις μικρής κλίμακας (ΔΜΙΚ), small scale fading.

Οι ΔΜΕΚ αναπαριστούν τη διακύμανση στη μέση ισχύ του σήματος εξαιτίας της κίνησης

Πίνακας 1.3: *Πρώιμες μελέτες στη θεωρία πληροφοριών σχετικά με το φαινόμενο των διαλείψεων και τους δέκτες διαφορισμού.*

1904	Ο F. K. Vreeland δημοσιεύει την ανάλυση του σχετικά με το ότι οι διαλείψεις οφείλονται σε ανώμαλες διακυμάνσεις των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων [16]
1907	Ο Fessenden χρησιμοποιεί για πρώτη φορά τον όρο “Διαμόρφωση” και επίσης αναφέρεται στην ατμοσφαιρική απορρόφηση των ασύρματων κυμάτων [16]
1922	Ο J. R. Carson δείχνει ότι η διαμόρφωση συχνότητας απαιτεί περισσότερο εύρος ζώνης από τη διαμόρφωση πλάτους [17]
1923	Ο R. V. Hartley δείχνει ότι η ποσότητα της πληροφορίας που μπορεί να εκπέμψουμε είναι ανάλογη με το εύρος ζώνης του καναλιού επικοινωνίας [16]
1927	Ο A. de Hass μελέτησε τις διαλείψεις και συστήματα διαφορισμού κοντά στην Bandung, Java [16]
1928	Ο Nyquist δημοσίευσε την κλασσική του θεωρία για την εκπομπή σημάτων στην τηλεγραφία και η οποία, ως γνωστόν, βρήκε μεγάλη εφαρμογή στις ψηφιακές επικοινωνίες [8]
1928	Οι H. H. Beverage και H. O. Peterson ανέπτυξαν τεχνικές διαφορισμού χώρου [16]
1937	Οι Friis και Feldman δημοσίευσαν τα αποτελέσματα τους για μια πρόιμη τεχνική διαφορισμού χώρου και γωνίας [18]
1947	Ο S. O. Rice ανέπτυξε τη στατιστική αναπαράσταση του θορύβου στα εργαστήρια Bell [9]
1948	Ο Shannon έθεσε τα θεμέλια για τις ψηφιακές τηλεπικοινωνίες στην περίφημη εργασία του στη θεωρία πληροφοριών “A Mathematical Theory of Communication” [8]
1950	Οι H. Booker και W. E. Gordon ανέπτυξαν τη θεωρία τους για τη σκέδαση των σημάτων στην τροπόσφαιρα [19]
1958	Ο Nakagami παρουσίασε τη γνωστή εργασία του για τις διαλείψεις [20]
1963	Από το 1963 έως το 1966 αναπτύχθηκαν κώδικες ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων, όπως επίσης και προσαρμοστικοί εξισωτές για υψηλής ταχύτητας ψηφιακές επικοινωνίες χωρίς λάθη [9, 21]

σε μεγάλες διαδρομές. Αυτό το φαινόμενο επηρεάζεται από μεγάλα αντικείμενα (κτίρια) ή το έντονο ανάγλυφο της Γης (δάση ή λόφοι) που υπάρχουν μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Οι ΔΜΙΚ αναφέρονται στις δραματικές αλλαγές στο πλάτος ή τη φάση του σήματος που μπορεί να συμβούν σαν αποτέλεσμα μικρών αλλαγών (της τάξεως του μισού μήκους κύματος) στη χωρική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Και βέβαια σε πολλές περιπτώσεις τα δύο αυτά φαινόμενα μπορούν να συμβούν ταυτόχρονα δημιουργώντας ένα περιβάλλον διάδοσης που είναι γνωστό ως σύνθετο. Περισσότερες λεπτομέρειες για τα φαινόμενα αυτά θα δοθούν στο επόμενο κεφάλαιο.

Εάν στο ασύρματο τηλεπικοινωνιακό κανάλι εμφανίζονται παραμορφώσεις στο σήμα σαν αποτέλεσμα των διαλείψεων, ο ρυθμός των σφαλμάτων που εμφανίζεται στο σύστημα αυξάνεται με τέτοιο τρόπο που ακόμα και πιθανή αύξηση της ισχύος του σήματος δεν βελτιώνει την επίδοση του. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η γενική θεώρηση είναι να χρησιμοποιηθεί κάποια ειδική μέθοδος εξασθένισης των φαινομένων αυτών για την αφαίρεση ή τουλάχιστον μείωση των παραμορφώσεων. Ανάλογα με το αίτιο των παραμορφώσεων, χρησιμοποιούνται διαφορετικές τεχνικές για την αντιμετώπιση των συνεπειών των διαλείψεων. Μεταξύ άλλων, γνωστές μέθοδοι για την εξασθένιση των παραμορφώσεων εξαιτίας των διαλείψεων είναι η προσαρμοστική εξίσωση (εξισωτής Viterbi), τεχνικές διεύρυνσης του φάσματος, κώδικες διόρθωσης λαθών, ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), ασύμφωνες ή διαφορικά σύμφωνες διαμορφώσεις [22]. Μια άλλη μέθοδος περιορισμού των παραμορφώσεων, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με τις προηγούμενες, είναι η χρήση του διαφορισμού (diversity) στο δέκτη. Ανάλογα με το είδος των διαλείψεων το οποίο καλείται να αντιμετωπίσει, δηλαδή ΔΜΕΚ ή ΔΜΙΚ, η τεχνική του διαφορισμού μπορεί να χωριστεί σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

- διαφορισμό μεγάλης κλίμακας, macro diversity
- διαφορισμό μικρής κλίμακας, micro diversity.

Στη παρούσα διατριβή η προσοχή μας επικεντρώνεται στο διαφορισμό μικρής κλίμακας που έχει σαν στόχο την εξουδετέρωση των επιπτώσεων των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής.

Η τεχνική του διαφορισμού έχει απασχολήσει την επιστημονική κοινότητα εδώ και πολλά χρόνια, βλέπε Πίνακα 1.3, και ακόμα και στις μέρες μας αποτελεί μια εύχρηστη και αποδοτική λύση. Πράγματι η χρήση της τεχνικής αυτής, όπου δύο ή περισσότερα αντίγραφα της ίδιας πληροφορίας συνδυάζονται επιδέξια στο δέκτη ώστε να αυξηθεί ο συνολικός λόγος σήματος προς θόρυβο, signal-to-noise ratio (SNR), εξακολουθεί και προσφέρει μεγάλες δυνατότητες για τη βελτίωση της απόδοσης της ασύρματης ζεύξης σε πολλές από τις σύγχρονες και μελλοντικές τεχνολογίες. Οι τεχνικές διαφορισμού, που αποτελούν και ένα σημαντικό κομμάτι αυτής της διατριβής, θα μελετηθούν αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

1.2 Επιστημονικά Κίνητρα και Συνεισφορά

Από τα πρώτα κιόλας βήματα των ασύρματων τηλεπικοινωνιών μέχρι σήμερα, πολλοί ερευνητές και μηχανικοί έχουν ασχοληθεί, και θα εξακολουθήσουν να το κάνουν, με το σχεδιασμό και την υλοποίηση των συστημάτων αυτών. Από πολύ νωρίς έγινε κατανοητό το πόσο αναγκαίο και σημαντικό είναι να πραγματοποιείται θεωρητική-μαθηματική μελέτη

της επίδοσης των σχεδιαζόμενων συστημάτων. Έτσι, παρά το γεγονός ότι οι μελέτες αυτές πραγματοποιούνται κάτω από συγκεκριμένες παραδοχές, που πολλές φορές διαφέρουν αρκετά από τις πραγματικές συνθήκες, θεωρούνται απαραίτητες για τον ορθό σχεδιασμό των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Επιπλέον, από θεωρητικής απόψεως, πάντα υπήρχε η τάση τα εξαγόμενα αποτελέσματα να εκφράζονται σε κλειστή μορφή ή τουλάχιστον σε μορφή που να μπορεί να υπολογίζεται εύκολα, ώστε να γίνεται εφικτή η εύκολη κατανόηση και εφαρμογή τους από οποιονδήποτε ενδιαφερόμενο. Αυτή η τάση έχει ακολουθηθεί και στην περίπτωση του υπολογισμού της επίδοσης ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιών σε κανάλια διαλείψεων και επίσης θα χρησιμοποιηθεί στην παρούσα διατριβή.

Η διεθνής έρευνα για τη χρήση δεκτών διαφορισμού σε κανάλια ΔΜΙΚ είναι αρκετά εκτενής, βλέπε [23] και τις αναφορές που υπάρχουν σε αυτό. Τα κανάλια ΔΜΙΚ που έχουν γίνει αντικείμενο εκτεταμένης μελέτης βασίζονται στις κατανομες Rayleigh, Rice, και Nakagami- m . Δύο άλλες σημαντικές κατανομές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ είναι η Weibull και, η γενίκευση της, η Γενικευμένη-Γάμα (Γ_G). Οι κατανομές αυτές έχουν κερδίσει σε σύντομο, σχετικά, χρονικό διάστημα εκτεταμένο επιστημονικό ενδιαφέρον στην περιοχή των ασύρματων κινητών τηλεπικοινωνιών [24, 25, 26, 27]. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι προσεγγίζουν πολύ καλά πειραματικές μετρήσεις καναλιών διαλείψεων και σε εσωτερικό, [28, 29, 30], και σε εξωτερικό περιβάλλον διάδοσης [30, 31, 32] και διαφορετικές συνθήκες ΔΜΙΚ. Επιπλέον, η κατανομή Γ_G έχει την ιδιότητα να προσεγγίζει πολύ καλά και τις συνθήκες ΔΜΕΚ, όπως θα φανεί αναλυτικότερα στα Κεφάλαια 2 και 3. Όμως παρά το γεγονός ότι υπήρχε γενικευμένο ενδιαφέρον για τη μελέτη της επίδοσης δεκτών διαφορισμού σε κανάλια που μοντελοποιούνται με τις συγκεκριμένες κατανομές, μια τέτοια μελέτη δεν ήταν εύκολα εφικτή για όλους τους τύπους των δεκτών. Αυτό οφείλεται στη δύστροπη, από μαθηματικής απόψεως, στατιστική αναπαράσταση του σήματος της εξόδου των δεκτών αυτών, που σε συνδυασμό με τις όχι και τόσο απλές μαθηματικές εκφράσεις των κατανομών Weibull και Γ_G , δημιουργεί δυσεπίλυτα προβλήματα. Στην παρούσα διδακτορική διατριβή, προσπερνώντας αυτές τις δυσκολίες, αρχικά μελετήθηκε η απόδοση ενός τύπου γενικευμένων δεκτών διαφορισμού οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Weibull. Στη συνέχεια, για τον ίδιο δέκτη και υποθέτοντας κανάλια διαλείψεων Γ_G , τα αποτελέσματα αυτά γενικεύονται, αφού η κατανομή Γ_G περιλαμβάνει τη Weibull σαν ειδική περίπτωση και συνεπώς μοντελοποιεί περισσότερες συνθήκες διαλείψεων.

Ένα άλλο πολύ σημαντικό θέμα που αφορά την μοντελοποίηση των καναλιών διαλείψεων είναι η μελέτη του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης που δημιουργείται όταν οι ΔΜΙΚ συνυπάρχουν με τις ΔΜΕΚ. Οι συνθήκες που δημιουργούν αυτό το περίπλοκο περιβάλλον ασύρματης διάδοσης θα εξεταστούν σε επόμενες ενότητες. Για τη μοντελοποίηση του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης έχουν προταθεί, και έχει επιβεβαιωθεί πειραματικά η εγκυρότητα τους, διάφορες κατανομές όπως για παράδειγμα οι Rayleigh-

lognormal (R_L), Nakagami-lognormal (N_L) και η Rice-lognormal [23, 33, 34]. Κοινό χαρακτηριστικό όλων αυτών των γενικών κατανομών είναι οι περίπλοκες μαθηματικές τους εκφράσεις, εξαιτίας του γεγονότος ότι βασίζονται στην κατανομή log-normal. Κατά συνέπεια η μελέτη της επίδοσης δεκτών διαφορισμού σε σύνθετο περιβάλλον διάδοσης στο οποίο οι ΔΜΕΚ μοντελοποιούνται με την χρήση της κατανομής log-normal είναι πάρα πολύ δύσκολη, αν όχι αδύνατη. Τα προβλήματα αυτά επιλύθηκαν με τη χρήση μιας καινούριας οικογένειας κατανομών, την K και τη γενικευμένη- K (K_G). Αυτές οι κατανομές είναι απλούστερες από μαθηματικής απόψεως και έχουν θεωρηθεί κατάλληλες για τη μοντελοποίηση του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης [35, 36].

Σε αυτήν τη διδακτορική διατριβή, αρχικά παρουσιάστηκαν οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες της κατανομής K_G . Έχοντας ως βάση αυτές, πραγματοποιήθηκε μια αναλυτική μελέτη της επίδοσης απλού δέκτη, υπό τη μορφή εκφράσεων κλειστής μορφής, που λειτουργεί σε σύνθετο περιβάλλον διάδοσης το οποίο μοντελοποιείται με την κατανομή K_G . Επιπλέον, χρησιμοποιώντας τη μαθηματική ευελιξία που παρέχει η κατανομή αυτή, παρουσιάστηκε η επίδοση των πιο σημαντικών δεκτών διαφορισμού που λειτουργούν σε αυτό το κανάλι διαλείψεων. Τέλος, παρουσιάζονται για πρώτη φορά οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες της δι-μεταβαλλόμενης (bivariate) κατανομής K . Με τη χρήση αυτών των εκφράσεων γίνεται δυνατή η μελέτη της επίδοσης δεκτών διαφορισμού σε συσχετισμένα (correlated) σύνθετα κανάλια διαλείψεων, επίσης για πρώτη φορά.

Συνεπώς, η συνεισφορά της παρούσας διατριβής μπορεί να συνοψιστεί ως ακολούθως:

- Μελετάται η επίδοση υβριδικών δεκτών διαφορισμού οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Weibull και Γ_G [37], βλέπε Κεφ. 3.
- Παρουσιάζεται μια γενικευμένη ανάλυση για τη χωρητικότητα απλών δεκτών και δεκτών διαφορισμού που λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Γ_G [38], βλέπε Κεφ. 2 και 3.
- Παρουσιάζονται οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες της κατανομής K_G [39, 40]. Η κατανομή αυτή θεωρείται κατάλληλη για τη μοντελοποίηση του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης που προκύπτει όταν οι ΔΜΙΚ συνυπάρχουν με τις ΔΜΕΚ, βλέπε Κεφ. 2.
- Πραγματοποιείται διερεύνηση της επίδοσης απλών δεκτών και των πιο σημαντικών δεκτών διαφορισμού, οι οποίοι λειτουργούν σε σύνθετα κανάλια διαλείψεων K_G [39, 41], βλέπε Κεφ. 2 και 4.
- Παρουσιάζεται και αναλύεται η δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K με διαφορετικούς παραμέτρους [42]. Με τη χρήση της κατανομής αυτής γίνεται δυνατή η μοντελοποίηση σύνθετων συσχετισμένων καναλιών διαλείψεων/σκίασης για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία, βλέπε Κεφ. 4.

1.3 Δομή και Περίληψη Διατριβής

Μετά τη γενική εισαγωγή που δόθηκε σε αυτό το κεφάλαιο, παρακάτω παρουσιάζεται η δομή του κυρίου μέρους της διατριβής και οι εργασίες που δημοσιεύτηκαν σε έγκυρα διεθνή επιστημονικά περιοδικά και συνέδρια. Στο δεύτερο κεφάλαιο αφού γίνει μια αρχική επισκόπηση των μηχανισμών διάδοσης των ράδιο-κυμάτων, η προσοχή επικεντρώνεται στις διαλείψεις όπου παρουσιάζονται τα αίτια δημιουργίας τους και τα βασικά χαρακτηριστικά τους. Στη συνέχεια δίνονται οι στατιστικές ιδιότητες των πιο σημαντικών κατανομών για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ, των ΔΜΕΚ καθώς επίσης και του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης που δημιουργείται όταν ΔΜΙΚ συνειπάρχουν με ΔΜΕΚ. Επιπλέον, μοντελοποιώντας το σύνθετο περιβάλλον με την κατανομή K_G , αναλύεται η επίδοση ενός απλού δέκτη, χωρίς δηλαδή χρήση τεχνικής διαφορισμού, σε αυτό το κανάλι. Κατόπιν μοντελοποιώντας τις ΔΜΙΚ με την κατανομή Γ_G παρουσιάζεται η χωρητικότητα του απλού δέκτη σε αυτό το κανάλι με βάση διαφορετικές πολιτικές προσαρμογής, *adaptation policies*, της εκπομπής. Τέλος, αφού πραγματοποιηθεί μια σύντομη εισαγωγή στους δέκτες διαφορισμού, παρουσιάζονται και αναλύονται οι πιο σημαντικές τεχνικές συνδυασμού των δεκτών αυτών που θα μας απασχολήσουν στη συνέχεια.

Στο τρίτο κεφάλαιο, αρχικά μελετάται η επίδοση ενός δέκτη διαφορισμού, με συγκεκριμένη τεχνική συνδυασμού των σημάτων, ο οποίος λειτουργεί σε κανάλι που υπόκειται σε ΔΜΙΚ Weibull. Με τη χρήση ενός θεωρήματος που παρουσιάζεται γίνεται δυνατή η μελέτη πολύ σημαντικών κριτηρίων επίδοσης του δέκτη αυτού για τη γενική περίπτωση όπου οι συνθήκες διαλείψεων του καναλιού είναι μη-ομοιόμορφα κατανεμημένες. Στη συνέχεια, για τον ίδιο δέκτη διαφορισμού, παρουσιάζονται γενικές εκφράσεις του σήματος στην εξόδου του για την περίπτωση όπου οι διαλείψεις ακολουθούν την κατανομή Γ_G και είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες. Τέλος, υποθέτοντας μια ειδική περίπτωση λειτουργίας του συγκεκριμένου δέκτη, μελετάται η χωρητικότητα των καναλιών Γ_G , με τη χρήση διαφορετικών τεχνικών υπολογισμού της.

Στο τέταρτο κεφάλαιο μελετάται η απόδοση των πιο γνωστών δεκτών διαφορισμού που λειτουργούν σε σύνθετο περιβάλλον διαλείψεων και σκίασης (*shadowing*) το οποίο μοντελοποιείται με την κατανομή K_G . Η απόδοση των δεκτών διαφορισμού μελετάται με τη χρήση των πλέον καθιερωμένων κριτηρίων υπολογισμού της και οι εξαγόμενες εκφράσεις είναι σε κλειστή μορφή. Στο ίδιο κεφάλαιο παρουσιάζεται η δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K , καθώς επίσης και οι πιο σημαντικές στατιστικές της ιδιότητες. Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες αυτές γίνεται δυνατή η μελέτη της επίδοσης δεκτών διαφορισμού οι οποίοι λειτουργούν σε συσχετισμένα σύνθετα κανάλια διαλείψεων τα οποία μοντελοποιούνται με την κατανομή αυτή.

Στο πέμπτο κεφάλαιο δίνονται τα πιο σημαντικά συμπεράσματα της διατριβής καθώς επίσης και κάποια ανοιχτά επιστημονικά θέματα που αναδείχθηκαν κατά την εκτέλεση της. Τέλος, στα παραρτήματα παρατίθεται η μαθηματική ανάλυση που ακολουθήθηκε για

την επίλυση διαφόρων μαθηματικών προβλημάτων που προέκυψαν. Επιπλέον, παρουσιάζονται οι βασικές θεωρητικές τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα διατριβή για τον υπολογισμό των σφαλμάτων.

1.4 Δημοσιεύσεις

Στα πλαίσια εκπόνησης της διδακτορικής διατριβής παρουσιάστηκαν σημαντικά επιστημονικά ευρήματα. Τα ευρήματα αυτά δημοσιεύτηκαν σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά και συνέδρια και παρατίθενται στη συνέχεια με χρονολογική σειρά.

1.4.1 Επιστημονικά Περιοδικά

- [Π-1] P. S. Bithas, G. K. Karagiannidis, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos, and G. E. Corazza, "Performance analysis of a class of GSC receivers over nonidentical Weibull fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.54, no.6, pp. 1963-1970, Nov. 2005.
- [Π-2] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis, and A. A. Rontogiannis, "On the performance analysis of digital communications over generalized- K fading channels," *IEEE Communications Letters*, vol.10, no.5, pp. 353-355, May 2006.
- [Π-3] P. S. Bithas, P. T. Mathiopoulos, and S. A. Kotsopoulos, "Diversity reception over generalized- K (K_G) fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.6, no.12, pp. 4238-4243, Dec. 2007.
- [Π-4] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos, and A. M. Maras, "On the Correlated K -distribution with arbitrary fading parameters," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.15, pp. 541-544, 2008.

1.4.2 Επιστημονικά Συνέδρια

- [Σ-1] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis, and A. A. Rontogiannis, "Digital communications over generalized- K fading channels," in *Proc. International Workshop on Satellite and Space Communications*, pp. 684-687, Sept. 2005.
- [Σ-2] P. S. Bithas, P. T. Mathiopoulos, and S. A. Kotsopoulos, "On the Capacity of Generalized Fading/Shadowing Channels," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'08)*, pp. 1-5, Sept. 2008.

Κεφάλαιο 2

Κανάλια Διαλείψεων και Δέκτες Διαφορισμού

Σ Ε ΑΥΤΟ ΤΟ ΚΕΦΆΛΑΙΟ ΔΙΝΕΤΑΙ ΤΟ ΘΕΩΡΗΤΙΚΌ ΥΠΌΒΑΘΡΟ ΤΗΣ ΠΑΡΟΥΣΑΣ ΔΙΑΤΡΙΒΉΣ, ΤΟ ΟΠΟΪΟ ΈΧΕΙ ΝΑ ΚΆΝΕΙ ΜΕ ΤΑ ΦΑΙΝΌΜΕΝΑ ΤΩΝ ΔΙΑΛΕΪΨΕΩΝ ΌΠΩΣ ΕΠΪΣΗΣ ΚΑΙ ΜΕ ΤΟΥΣ ΔΈΚΤΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΌΥ, ΜΙΑ ΤΕΧΝΙΚΉ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΌ ΤΩΝ ΑΡΝΗΤΙΚΩΝ ΣΥΝΕΠΕΙΩΝ ΤΩΝ ΔΙΑΛΕΪΨΕΩΝ. Αρχικά, αφού αναλυθούν τα τρία φαινόμενα, τα οποία επηρεάζουν τη διάδοση του ασύρματου τηλεπικοινωνιακού σήματος, η προσοχή επικεντρώνεται στις ΔΜΙΚ και στις ΔΜΕΚ. Για τις ΔΜΙΚ, ΔΜΕΚ καθώς επίσης και για το συνδυασμό τους, παρουσιάζονται και αναλύονται πολύ γνωστές στατιστικές κατανομές που έχουν θεωρηθεί κατάλληλες για τη μοντελοποίηση τους.

Συγκεκριμένα, σε αυτήν τη διατριβή η μοντελοποίηση του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης που προκύπτει όταν οι ΔΜΙΚ συνδυάζονται με ΔΜΕΚ γίνεται με την κατανομή K_G , όπου παρουσιάζονται οι πιο σημαντικές στατιστικές της ιδιότητες. Επιπλέον, έχοντας ως σημείο αναφοράς την κατανομή K_G , μελετάται η επίδοση ενός δέκτη σε αυτά τα κανάλια με βάση τα πιο σημαντικά κριτήρια επίδοσης που υπάρχουν για τη θεωρητική μελέτη ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Στην συνέχεια παρουσιάζεται η χωρητικότητα γενικευμένων καναλιών ΔΜΙΚ, χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές υπολογισμού της ανάλογα με την πολιτική προσαρμογής της εκπομπής που ακολουθείται. Τέλος, παρουσιάζονται και αναλύονται οι πιο διαδεδομένοι δέκτες διαφορισμού, οι οποίοι στην συνέχεια της διατριβής θα χρησιμοποιηθούν σαν το βασικό εργαλείο για τον περιορισμό των αρνητικών αποτελεσμάτων των διαλείψεων.

2.1 Εισαγωγή

Η διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά κανάλια πραγματοποιείται σύμφωνα με τρεις μηχανισμούς: *α)* την ανάκλαση, *β)* την περίθλαση και *γ)* τη σκέδαση [43]. Η ανάκλαση εμφανίζεται όταν τα μεταδιδόμενα κύματα προσπίπτουν σε

επιφάνειες με διαστάσεις πολύ μεγαλύτερες σε σχέση με το μήκος κύματος τους, πχ η επιφάνεια της Γης, ψηλά κτίρια, τοίχους κλπ. Η περίθλαση εμφανίζεται όταν μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη υπάρχει αιχμηρό εμπόδιο, με αποτέλεσμα να δημιουργούνται δευτερεύοντα κύματα ακόμα και όταν δεν υπάρχει διαδρομή οπτικής επαφής (OE), line of sight. Η σκέδαση δημιουργείται 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. Σκεδαζόμενα κύματα εμφανίζονται όταν τα κυρίως κύματα προσπίπτουν για παράδειγμα σε πινακίδες, φώτα δρόμων κλπ. Σαν αποτέλεσμα των τριών παραπάνω μηχανισμών η ασύρματη διάδοση μπορεί, σε γενικές γραμμές, να χαρακτηριστεί από τρία φαινόμενα: α) τις απώλειες διαδρομής (path loss), β) τις ΔΜΕΚ-σκίαση και γ) τις ΔΜΙΚ-πολλαπλής διαδρομής [44]. Στο Σχ. 2.1, παρουσιάζεται ο λόγος μεταξύ της ισχύος λήψης προς την ισχύ εκπομπής, σε dB, ως συνάρτηση της απόστασης, σε λογαριθμική κλίμακα, για το συνδυασμό των τριών αυτών φαινομένων [45].

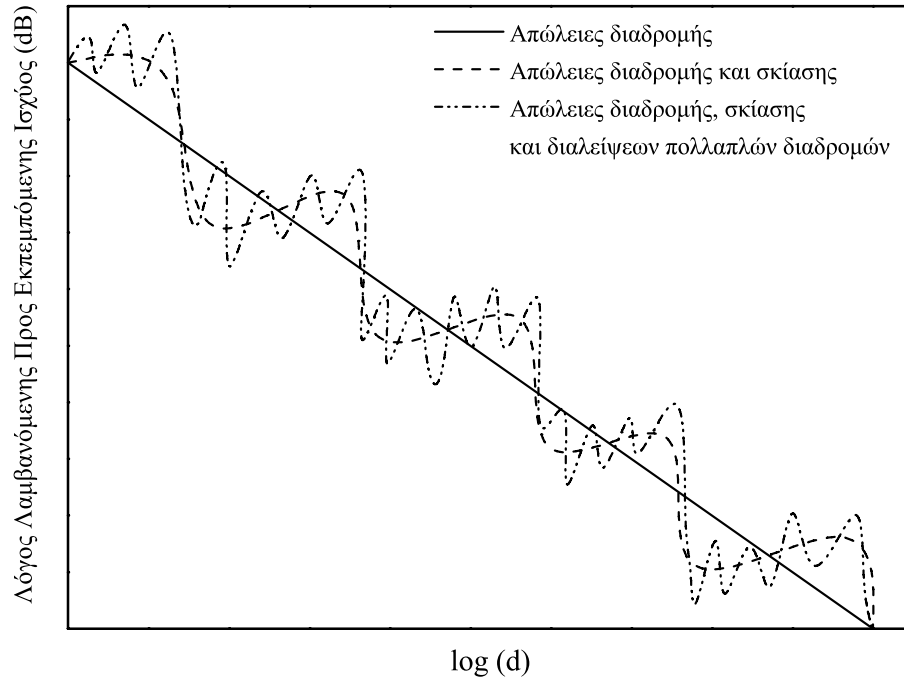
2.2 Ασύρματο Περιβάλλον Διάδοσης

Παρακάτω θα αναλυθούν τα τρία αυτά φαινόμενα, δίνοντας έμφαση κυρίως στις διαλείψεις.

2.2.1 Απώλειες Διαδρομής

Γενικότερα, η πιο ολοκληρωμένη μελέτη των απωλειών διάδοσης σε οποιοδήποτε περιβάλλον διάδοσης μπορεί να πραγματοποιηθεί με την εφαρμογή των εξισώσεων του Maxwell, χρησιμοποιώντας οριακές συνθήκες οι οποίες εκφράζουν τα φυσικά χαρακτηριστικά των αντικειμένων παρεμπόδισης. Όμως οι υπολογισμοί που προκύπτουν είναι εξαιρετικά περίπλοκοι και επιπλέον σε πολλές περιπτώσεις οι αναγκαίες παράμετροι δεν είναι διαθέσιμες. Για να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα, έχουν προταθεί και κατόπιν εφαρμοστεί διάφορες προσεγγίσεις. Οι πιο γνωστές από αυτές χρησιμοποιούν τεχνικές αντιγράφων ακτινών, όπου στην απλούστερη περίπτωση (2 ακτινών) η διάδοση του σήματος περιγράφεται με μια απευθείας διαδρομή μεταξύ πομπού και δέκτη και μια ανακλώμενη, συνήθως στο έδαφος. Υπάρχουν όμως συνθήκες διάδοσης που δεν μπορούν να περιγραφούν επακριβώς με τη χρήση των μοντέλων των ακτινών. Σε αυτές τις περιπτώσεις συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται διάφορα αναλυτικά μοντέλα που βασίζονται σε εμπειρικές μετρήσεις, όπως θα δούμε και παρακάτω.

Μια άλλη τεχνική για τον υπολογισμό των απωλειών διαδρομής είναι η χρήση του μοντέλου διάδοσης σε ελεύθερο χώρο. Το μοντέλο διάδοσης σε ελεύθερο χώρο χρησιμοποιείται για να γίνει μια εκτίμηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος όταν ο πομπός και ο δέκτης έχουν καθαρή, χωρίς εμπόδια, διαδρομή OE μεταξύ τους. Η λαμβανόμενη



Σχήμα 2.1: Απώλειες διαδρομής, σκίασης και διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής, ως συνάρτηση της απόστασης.

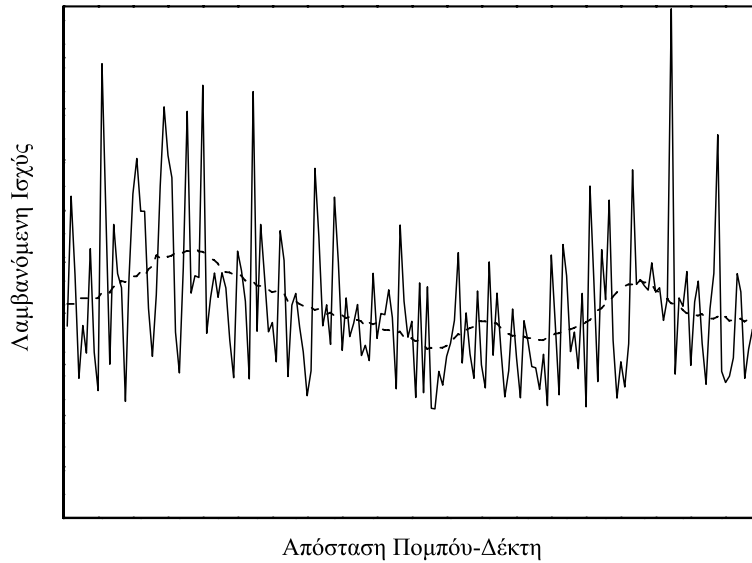
ισχύς σε ελεύθερο χώρο δίνεται από το νόμο του Friis ως [46]

$$P_r(d) = \frac{P_t G_r G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

όπου P_t είναι η εκπεμπόμενη ισχύς, G_t και G_r είναι τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα, λ είναι το μήκος κύματος του σήματος, σε m , d είναι η απόσταση των κεραιών εκπομπής και λήψης, σε m , και $L > 1$ είναι ο παράγοντας απωλειών του συστήματος που δεν εξαρτάται από τη διάδοση. Η (2.1) δείχνει ότι η λαμβανόμενη ισχύς μειώνεται με το τετράγωνο της απόστασης πομπού δέκτη. Οι απώλειες διαδρομής ορίζονται ως η διαφορά, σε dB, μεταξύ της ενεργής ισχύς εκπομπής προς λήψης, και για το μοντέλο ελεύθερου χώρου δίνονται από

$$PL = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right], \quad (\text{dB}). \quad (2.2)$$

Στην πραγματικότητα οι μέσες απώλειες διαδρομής που εμφανίζονται στα ασύρματα κανάλια είναι αντιστρόφως ανάλογες με την απόσταση πομπού και δέκτη υψωμένη σε μια δύναμη p , όπου $2 \leq p \leq 4$ [47]. Συνεπώς είναι πολύ πιο σημαντικές σε σχέση με τις απώλειες ελεύθερου χώρου, δηλαδή για $p = 2$. Επιπλέον παράγοντες που επηρεάζουν είναι τα ύψη των κεραιών, η συχνότητα λειτουργίας, οι συνθήκες της ατμόσφαιρας και η παρουσία κτιρίων και δέντρων. Υπάρχουν πολλά εμπειρικά μοντέλα που λαμβάνουν



Σχήμα 2.2: Τα φαινόμενα των ΔΜΕΚ και ΔΜΙΚ σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

υπόψη όλους αυτούς τους παράγοντες ώστε να πραγματοποιείται όσο το δυνατόν ακριβέστερα ο υπολογισμός των απωλειών διαδρομής. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιου μοντέλου για μεγάλες πόλεις είναι το Hata, όπου οι μέσες απώλειες διαδρομής δίνονται από

$$PL = 69.55 + 26.16 \log f - 13.82 \log h_t - \alpha(h_r) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d, \quad (\text{dB}) \quad (2.3)$$

όπου f είναι η συχνότητα λειτουργίας, σε MHz, h_t και h_r είναι τα ενεργά ύψη των κεραιών πομπού και δέκτη, σε m, αντίστοιχα, και $\alpha(h_r)$ είναι ο παράγοντας διόρθωσης του ενεργού ύψους του κινητού, ο οποίος εξαρτάται από το μέγεθος της καλυπτόμενης περιοχής. Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι και τα εμπειρικά μοντέλα έχουν περιορισμούς ως προς την εφαρμογή τους, αφού μπορούν να εφαρμοστούν μόνο σε περιβάλλον παρόμοιο με αυτό που έγιναν οι μετρήσεις και δύσκολα μπορούν να επεκταθούν σε άλλα. Κλείνοντας, ανάλογα με τα ζητούμενα της εκάστοτε μελέτης και τις διαθέσιμες παραμέτρους, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε από τα παραπάνω νετερμινιστικά μοντέλα υπολογισμού των απωλειών. Όμως σε πολλές περιπτώσεις η μεταβλητότητα και η πολυπλοκότητα του ύπο διερεύνηση ασύρματος καναλιού διάδοσης δεν επιτρέπει την εξαγωγή ενός νετερμινιστικού μοντέλου. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, ο υπολογισμός των απωλειών πραγματοποιείται με τη χρήση στοχαστικών μοντέλων.

2.2.2 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας-Φαινόμενο Σκίασης

Πέρα από τις απώλειες διαδρομής ένα άλλο ζήτημα που επηρεάζει την ποιότητα του μεταδιδόμενου σήματος στο ασύρματο κινητό περιβάλλον είναι το φαινόμενο της σκίασης. Συγκεκριμένα, εάν ένα ράδιο-σήμα υπόκειται σε σκίαση, η ισχύς που λαμβάνεται στο

δέκτη εμφανίζει σχετικά αργά μεταβαλλόμενες διακυμάνσεις. Στο Σχ. 2.2, απεικονίζεται η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα σαν συνάρτηση της απόστασης. Στο σχήμα αυτό παρατηρούνται ξεκάθαρα οι γρήγορες διακυμάνσεις της ισχύς του σήματος όσο ο δέκτης κινείται, που οφείλονται στις ΔΜΙΚ, και οι αντίστοιχες διακυμάνσεις που οφείλονται στις ΔΜΕΚ, όπου η τοπική μέση μεταβολή του σήματος πραγματοποιείται βαθμιαία. Γενικότερα, οι διακυμάνσεις στην ισχύ που οφείλονται στις ΔΜΕΚ δημιουργούνται εξαιτίας της παρεμπόδισης από μεγάλα αντικείμενα που υπάρχουν μεταξύ πομπού και δέκτη, πχ κτίρια, δέντρα, ανάγλυφο του εδάφους. Επίσης, οι διακυμάνσεις αυτές οφείλονται στις μεταβολές του σήματος από τις επιφάνειες ανάκλασης και τα αντικείμενα σκέδασης στα οποία προσπίπτει. Συνεπώς, εξαιτίας του γεγονότος ότι η περιοχή, το μέγεθος και οι διηλεκτρικές ιδιότητες των αντικειμένων παρεμπόδισης, όπως επίσης και οι μεταβολές του σήματος από τις σκεδάσεις και ανακλάσεις, είναι άγνωστες, χρησιμοποιούνται στατιστικά μοντέλα για το χαρακτηρισμό των διακυμάνσεων. Το πιο διαδεδομένο μοντέλο για την περιγραφή αυτών των διακυμάνσεων είναι η σκίαση log-normal. Αυτό το μοντέλο έχει επιβεβαιωθεί εμπειρικά ότι μοντελοποιεί επακριβώς τις διακυμάνσεις στη λαμβανόμενη ισχύ και για το εσωτερικό και για το εξωτερικό περιβάλλον διάδοσης [48, 49].

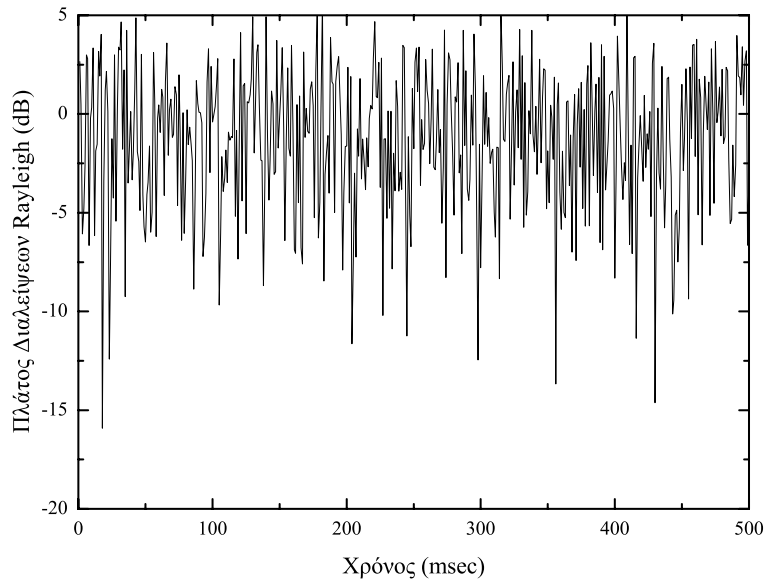
Στο μοντέλο σκίασης log-normal ο λόγος εκπεμπόμενης προς λαμβανόμενης ισχύς, $\psi = P_t/P_r$, θεωρείται ότι είναι τυχαίος και ακολουθεί την κατανομή log-normal που δίνεται από

$$p(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{\text{dB}}}\psi} \exp\left[-\frac{(10\log(\psi) - \mu_{\psi_{\text{dB}}})^2}{2\sigma_{\psi_{\text{dB}}}^2}\right], \quad \psi \geq 0 \quad (2.4)$$

όπου $\xi = 10/\ln 10$, $\mu_{\psi_{\text{dB}}}$ είναι η μέση τιμή του $\psi_{\text{dB}} = 10\log(\psi)$, σε dB, και $\sigma_{\psi_{\text{dB}}}$ είναι η τυπική απόκλιση (standard deviation) του ψ_{dB} , σε dB. Σε εμπειρικές μετρήσεις το $\mu_{\psi_{\text{dB}}}$ είναι ίσο με τις εμπειρικές απώλειες διαδρομής, μιας και η μέση διακύμανση εξαιτίας της σκίασης έχει ήδη ενσωματωθεί στις μετρήσεις. Σε αναλυτικά μοντέλα το $\mu_{\psi_{\text{dB}}}$ πρέπει να ενσωματώνει και τις μέσες διακυμάνσεις εξαιτίας εμποδίων. Η (2.4) περιγράφει τα τυχαία φαινόμενα σκίασης τα οποία εμφανίζονται σε μετρήσεις όταν η απόσταση πομπού και δέκτη παραμένει σταθερή και μεταβάλλονται τα εμπόδια που υπάρχουν μεταξύ τους. Στο φαινόμενο αυτό, γνωστό και ως ΔΜΕΚ τα μετρούμενα επίπεδα του σήματος, σε dB, σε μια δεδομένη απόσταση, ακολουθούν την κατανομή του Gauss.

2.2.3 Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας-Φαινόμενο Πολλαπλής Διαδρομής

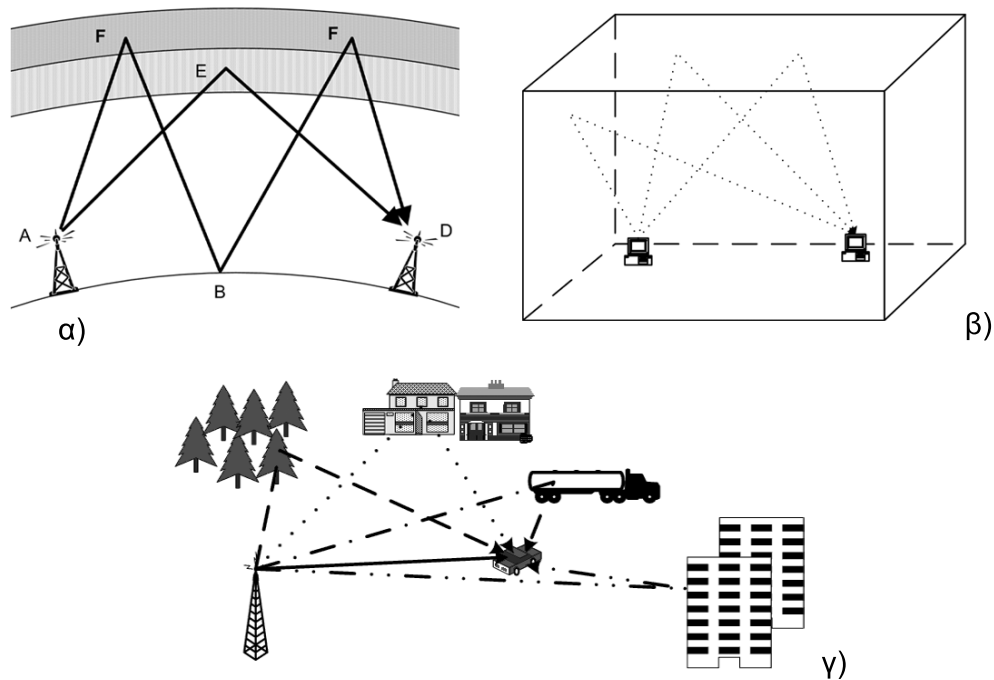
Οι ΔΜΙΚ είναι οι μικρές διακυμάνσεις που παρατηρούνται στο πλάτος, τη φάση και τις χρονικές καθυστερήσεις των ραδιο-σημάτων σε μια μικρή απόσταση ή περίοδο του χρόνου. Οι διαλείψεις αυτές οφείλονται σε παρεμβολές μεταξύ δύο ή περισσότερων εκδοχών του εκπεμπόμενου σήματος οι οποίες λαμβάνονται στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές



Σχήμα 2.3: Πλάτος διαλείψεων Rayleigh.

στιγμές [46]. Στο Σχ. 2.3, απεικονίζονται οι γρήγορες διακυμάνσεις του πλάτους των διαλείψεων σαν συνάρτηση του χρόνου. Υπάρχουν πολλοί φυσικοί παράγοντες που επηρεάζουν τις ΔΜΙΚ σε ένα ασύρματο κανάλι διάδοσης. Οι πιο σημαντικοί είναι :

- Διάδοση πολλαπλής διαδρομής: Οι μηχανισμοί διάδοσης των κυμάτων (όπως αυτοί αναφέρθηκαν στην Ενότητα 2.1) έχουν σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία πολλαπλών εκδοχών του εκπεμπόμενου σήματος, οι οποίες λαμβάνονται στην κεραία λήψης, μετατοπισμένες στο χωρικό και χρονικό προσανατολισμό. Τα διαφορετικά αυτά κύματα πολλαπλής διαδρομής έχουν τυχαίο πλάτος και φάση, δημιουργώντας έτσι διακυμάνσεις στην ισχύ των σημάτων και συνεπώς ΔΜΙΚ.
- Κίνηση του κινητού: Η σχετική κίνηση μεταξύ του σταθμού βάσης και ενός κινητού δέκτη επιφέρει τυχαία μεταβολή της συχνότητας εξαιτίας των διαφορετικών μετατοπίσεων Doppler των κυμάτων πολλαπλής διαδρομής. Η μετατόπιση Doppler μπορεί να είναι θετική ή αρνητική ανάλογα με το αν ο κινητός δέκτης πλησιάζει ή απομακρύνεται από το σταθμό βάσης.
- Κίνηση των αντικειμένων του περιβάλλοντος: Η κίνηση των αντικειμένων σε ένα ασύρματο κανάλι επιφέρει μια χρονικά μεταβαλλόμενη μετατόπιση Doppler στα κύματα πολλαπλής διαδρομής. Η κίνηση των αντικειμένων του περιβάλλοντος λαμβάνεται υπόψη όταν είναι μεγαλύτερη από την ταχύτητα του κινητού δέκτη, αλλιώς μπορεί να αγνοηθεί και να εξεταστεί μόνο η ταχύτητα του δέκτη.
- Εύρος ζώνης εκπομπής του σήματος: Εάν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου ραδιοσήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του καναλιού πολλαπλής διαδρομής,



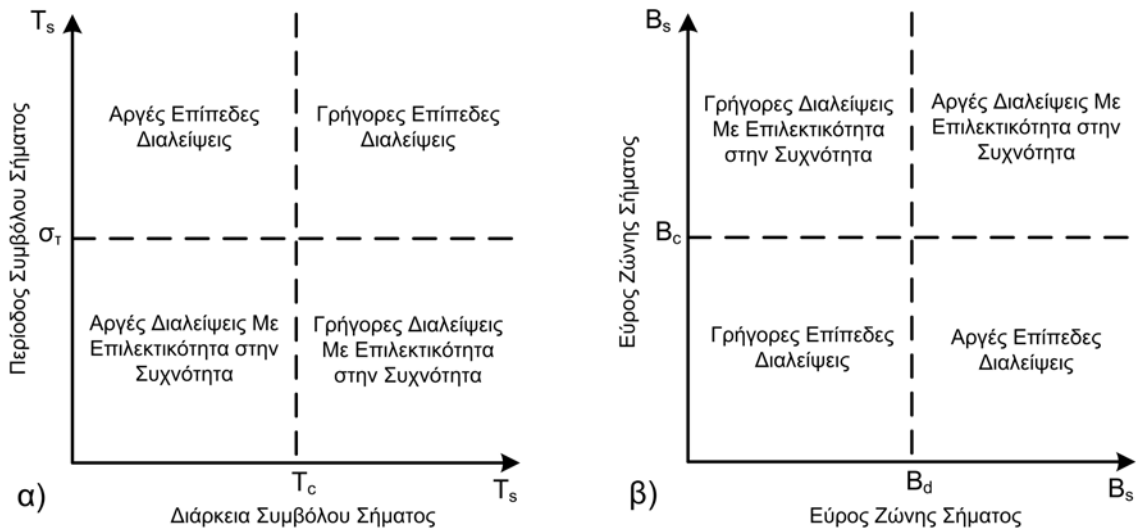
Σχήμα 2.4: Πολλαπλές διαδρομές: α) εξαιτίας ιονοσφαιρικών σκεδάσεων, β) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εσωτερικού χώρου, και γ) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εξωτερικού χώρου.

το λαμβανόμενο σήμα θα παραμορφωθεί αλλά οι ΔΜΙΚ δεν θα είναι σημαντικές. Εάν το εκπεμπόμενο σήμα έχει μικρότερο εύρος ζώνης σε σύγκριση με εκείνο του καναλιού, το πλάτος του σήματος θα μεταβάλλεται γρήγορα αλλά το σήμα δεν θα παραμορφώνεται στο χρόνο.

Στο Σχ. 2.4, δίνονται παραδείγματα ασύρματων καναλιών στα οποία εμφανίζονται διαλείψεις πολλαπλής διαδρομής. Στο σχήμα αυτό παρουσιάζονται οι πολλαπλές διαδρομές εξαιτίας: α) της ιονοσφαιρικής σκέδασης, β) πολλαπλών ανακλάσεων και διαφορετικών διαδρομών σε μια περιοχή εσωτερικού χώρου, και γ) διαφορετικών ανακλάσεων, σκεδάσεων σε μια περιοχή εξωτερικού χώρου.

Γενικότερα, το ασύρματο κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν ένα γραμμικό φίλτρο με χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση, όπου η χρονική μεταβολή οφείλεται στην κίνηση στο χώρο [47]. Αυτή η φύση του καναλιού οφείλεται στο άθροισμα των πλατών και των καθυστερήσεων των πολλαπλών εισερχόμενων κυμάτων που έχουν σαν αποτέλεσμα: α) τη χρονική εξάπλωση (time spread) των πολλαπλών διαδρομών, και β) τη χρονική διασπορά (time variance) των πολλαπλών διαδρομών [50]. Η χρονική εξάπλωση είναι η καθυστέρηση μεταξύ της άφιξης του πρώτου και του τελευταίου συνθετικού πολλαπλών διαδρομών, ενώ η χρονική διασπορά είναι η αλλαγή στο πλάτος και τη φάση του σήματος λόγω της μεταβολής του περιβάλλοντος που οφείλεται στην κίνηση.

Εξαιτίας αυτών των μηχανισμών, ένα ράδιο-σήμα το οποίο διαδίδεται σε ένα ασύρματο κινητό κανάλι επηρεάζεται από διαφορετικά είδη διαλείψεων ανάλογα με τις παραμέτρους



Σχήμα 2.5: Τύποι ΔΜΙΚ ανάλογα με: α) την περίοδο του σήματος και β) το εύρος ζώνης του σήματος.

του σήματος (εύρος ζώνης, περίοδος συμβόλου) και τα χαρακτηριστικά του καναλιού (εξάπλωση καθυστέρησης, delay spread, εξάπλωση Doppler). Για παράδειγμα όταν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος B_s είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συμφωνίας (coherence bandwidth) του καναλιού B_c , τότε έχουμε συχνο-επιλεκτικές διαλείψεις (frequency selective), αλλιώς έχουμε επίπεδες διαλείψεις (flat fading). Αντίστοιχο του B_c στο πεδίο της συχνότητας, είναι η εξάπλωση καθυστέρησης, σ_τ , στο πεδίο του χρόνου. Επίσης, εάν η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου T_s είναι μεγαλύτερη από το σύμφωνο χρόνο ενός καναλιού T_c , τότε έχουμε γρήγορες διαλείψεις (fast fading), διαφορετικά έχουμε αργές διαλείψεις (slow fading). Το αντίστοιχο του T_c στο πεδίο του χρόνου, είναι η εξάπλωση Doppler (Doppler spread) B_d , στο πεδίο της συχνότητας. Όλα τα παραπάνω γίνονται ευκολότερα κατανοητά παρατηρώντας το Σχ. 2.5.

Γενικά σε αυτήν την εργασία έχει θεωρηθεί ότι οι διαλείψεις που εμφανίζονται στο φυσικό κανάλι είναι αργές και επίπεδες, δηλαδή $T_s < T_c$ και $B_s < B_c$, αντίστοιχα. Αυτό σε γενικές γραμμές σημαίνει ότι όλα τα συνθετικά του φάσματος του εκπεμπόμενου σήματος επηρεάζονται με τον ίδιο τρόπο από το κανάλι και επίσης ο χαρακτήρας του καναλιού δεν αλλάζει κατά την διάρκεια διάδοσης ενός συμβόλου. Επίσης, για σύγχρονες διαμορφώσεις, έχει γίνει η υπόθεση ότι η μεταβολή στη φάση από τις διαλείψεις διορθώνεται τέλεια στο δέκτη, θεώρηση η οποία είναι γνωστή ως ιδανική σύγχρονη αποδιαμόρφωση. Είναι επίσης γνωστό ότι για ασύγχρονες διαμορφώσεις δεν είναι αναγκαία η πληροφορία για τη φάση στο δέκτη και συνεπώς οι διακυμάνσεις της, εξαιτίας των διαλείψεων, δεν επηρεάζουν την απόδοση. Συνεπώς, και για ιδανικά σύγχρονες και για ασύγχρονες διαμορφώσεις η ανάλυση της επίδοσης δεκτών σε κανάλια διαλείψεων απαιτεί μόνο τη γνώση της στατιστικής του πλάτους των διαλείψεων και αυτή είναι, επίσης, η περίπτωση που θα μας απασχολήσει σε αυτήν την εργασία.

2.3 Μοντελοποίηση Επίπεδων Αργών Διαλείψεων

Όταν οι ΔΜΙΚ επηρεάζουν συστήματα χαμηλού εύρους ζώνης, το λαμβανόμενο πλάτος του φορέα διαμορφώνεται από το πλάτος των διαλείψεων R , όπου R είναι μια τυχαία μεταβλητή (TM) με μέση τετραγωνική τιμή $\Omega = \mathbb{E}\langle R^2 \rangle$, όπου $\mathbb{E}\langle \cdot \rangle$ η μέση τιμή, και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (ΣΠΠ) $f_R(x)$, η οποία εξαρτάται από τη φύση του περιβάλλοντος ασύρματης διάδοσης. Το σήμα αφού περάσει από ένα κανάλι διαλείψεων διαταράσσεται στο δέκτη από το λευκό προσθετικό Gaussian θόρυβο, additive white Gaussian noise (AWGN), ο οποίος τυπικά θεωρείται στατιστικά ανεξάρτητος από το πλάτος των διαλείψεων, και χαρακτηρίζεται από φασματική πυκνότητα ισχύος (ΦΠΙ) μιας πλευράς N_0 Watts/Hertz. Η λαμβανόμενη στιγμιαία ισχύς σήματος μοντελοποιείται ως R^2 . Συνεπώς, ορίζουμε το στιγμιαίο SNR ανά σύμβολο ως $\gamma = R^2 E_s / N_0$ και το μέσο SNR ανά σύμβολο ως $\bar{\gamma} = \Omega E_s / N_0$, όπου $E_s = \mathbb{E}\langle |s|^2 \rangle$ είναι η ενέργεια ανά σύμβολο, με $|\cdot|$ να δηλώνει την απόλυτη τιμή. Για να μεταβούμε από τη ΣΠΠ της TM R στην αντίστοιχη ΣΠΠ του γ , πραγματοποιούμε την ακόλουθη αλλαγή μεταβλητών

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{f_R\left(\sqrt{\Omega\gamma/\bar{\gamma}}\right)}{2\sqrt{\bar{\gamma}\gamma/\Omega}}. \quad (2.5)$$

Ανάλογα με τη φύση του ασύρματου περιβάλλοντος διάδοσης, υπάρχουν διαφορετικά μοντέλα που περιγράφουν τη στατιστική συμπεριφορά του πλάτους των διαλείψεων. Συνεπώς, υπάρχουν διαφορετικές κατανομές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ, διαφορετικές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΕΚ, και διαφορετικές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ που συμβαίνουν σε συνδυασμό με ΔΜΕΚ. Παρακάτω παρατίθενται οι πιο σημαντικές κατανομές με τις οποίες θα ασχοληθούμε στη συνέχεια.

2.3.1 Μοντέλα Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας

Οι διαλείψεις πολλαπλής διαδρομής δημιουργούνται εξαιτίας των δημιουργικών και καταστρεπτικών συνδυασμών τυχαία καθυστερημένων, ανακλούμενων, σκεδασμένων και διαθλασμένων συνθετικών του σήματος [23]. Αυτό το είδος των διαλείψεων είναι σχετικά γρήγορο και συνεπώς “υπεύθυνο” για της διακυμάνσεις μικρής κλίμακας του σήματος, όπως είδαμε προηγουμένως.

2.3.1.1 Rayleigh

Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται συχνά για τη μοντελοποίηση διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής χωρίς διαδρομή με απευθείας ΟΕ. Συγκεκριμένα, όταν το συνολικό λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από μεγάλο αριθμό κυμάτων τότε στο δέκτη το λαμβανόμενο μιγαδικό σήμα, με την χρήση του κεντρικού οριακού θεωρήματος, μοντελοποιείται σαν

μία Gaussian διεργασία. Σε αυτήν την περίπτωση το πλάτος των Gaussian μιγαδικών διεργασιών ακολουθεί την κατανομή Rayleigh με ΣΠΠ

$$f_R(x) = \frac{2x}{\Omega} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.6)$$

όπου το Ω αναπαριστά την παράμετρο κλίμακας (scaling parameter) της κατανομής. Η ΣΠΠ του γ , χρησιμοποιώντας την (2.5), δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (2.7)$$

Η ροπο-γεννήτρια συνάρτηση (ΡΓΣ) του γ δίνεται από¹

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{1}{1 + s\bar{\gamma}} \quad (2.8)$$

ενώ οι ροπές από

$$\mu_\gamma(n) = \Gamma(1 + n)\bar{\gamma}^n \quad (2.9)$$

όπου $\Gamma(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Γάμα [2, εξ. (8.310/1)]. Το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh συμφωνεί πολύ καλά με πειραματικά δεδομένα για ασύρματα κινητά συστήματα όπου δεν υπάρχει διαδρομή ΟΕ μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη [44]. Επίσης εφαρμόζεται στη διάδοση ανακλώμενων και διαθλασμένων διαδρομών από την τροπόσφαιρα, την ιονόσφαιρα και ασύρματων ζεύξεων μεταξύ πλοίων [51, 52, 53]. Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε αντίθεση με την κατανομή Rayleigh που διαθέτει φυσική υπόσταση, η εγκυρότητα των κατανομών που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια επιβεβαιώνεται, κυρίως, από πειραματικά δεδομένα.

2.3.1.2 Nakagami- m

Η ΣΠΠ της ΤΜ R που ακολουθεί την κατανομή Nakagami- m δίνεται από [20, εξ. (11)]

$$f_R(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.10)$$

όπου m είναι η παράμετρος μορφοποίησης (shaping parameter) των διαλείψεων Nakagami- m , της οποίας οι τιμές κυμαίνονται μεταξύ $0.5 \leq m < \infty$ [20]. Χρησιμοποιώντας πάλι την (2.5), η ΣΠΠ του γ δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (2.11)$$

Επιπλέον, η ΡΓΣ δίνεται από

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(1 + \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m} \quad (2.12)$$

¹Πρέπει να σημειωθεί ότι για τον υπολογισμό όλων των ΡΓΣ που παρουσιάζονται σε αυτήν τη διδακτορική διατριβή, έχει χρησιμοποιηθεί ο ορισμός $\mathcal{M}_\gamma(s) \triangleq \mathbb{E} \langle \exp(-s\gamma) \rangle$, [3, εξ. (5.62)].

και οι ροπές από

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

Η κατανομή Nakagami- m περιλαμβάνει την Gaussian κατανομή για $m = 0.5$ και την κατανομή Rayleigh για $m = 1$ ως ειδικές περιπτώσεις. Σαν οριακή περίπτωση, για $m \rightarrow \infty$, η Nakagami- m συγκλίνει προς το κανάλι AWGN. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας την κατανομή αυτή προσεγγίζεται πολύ καλά το περιβάλλον διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής και σε εσωτερικούς χώρους [54] και σε εξωτερικούς χώρους [55].

2.3.1.3 Weibull

Η κατανομή Weibull [56] είναι άλλη μια μαθηματική περιγραφή στατιστικού μοντέλου για το χαρακτηρισμό του πλάτους των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής, η οποία ειδικότερα σχετίζεται με ασύρματα κινητά συστήματα που λειτουργούν στα 800/900 MHz [29, 57]. Η ΣΠΠ της TM R που ακολουθεί την κατανομή Weibull δίνεται από

$$f_R(x) = \beta \left[\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\Omega} \right]^{\beta/2} x^{\beta-1} \exp \left[- \left(\frac{x^2}{\Omega} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \right)^{\beta/2} \right], \quad x \geq 0 \quad (2.14)$$

όπου β είναι μια παράμετρος που επιλέγεται έτσι ώστε να ταιριάζει καλύτερα στα πειραματικά αποτελέσματα. Επιπλέον, για $\beta = 2$ η (2.14) περιγράφει την κατανομή Rayleigh. Η ΣΠΠ του γ δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\beta}{2} \left[\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\bar{\gamma}} \right]^{\beta/2} \gamma^{\beta/2-1} \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \right)^{\beta/2} \right], \quad \gamma \geq 0 \quad (2.15)$$

και η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (ΑΣΚ) του γ δίνεται από

$$F_\gamma(\gamma) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \right)^{\beta/2} \right], \quad \gamma \geq 0. \quad (2.16)$$

Η ΡΓΣ του γ δίνεται από [25]

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left[\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\bar{\gamma}s} \right]^{\beta/2} \frac{\beta \lambda^{\beta/2} \sqrt{\kappa/\lambda}}{2 (\sqrt{2\pi})^{\kappa+\lambda-2}} G_{\lambda,\kappa}^{\kappa,\lambda} \left[\left(\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\bar{\gamma}} \right)^{\kappa\beta/2} \frac{\lambda^\lambda}{s^\lambda \kappa^\kappa} \middle| \begin{array}{l} \Delta(1,1-\beta/2) \\ \Delta(\kappa,0) \end{array} \right] \quad (2.17)$$

όπου $G[\cdot]$ είναι η συνάρτηση Meijer-G [2, εξ. (9.301)] (βλέπε Παράρτημα Ι) και $\Delta(x, y)$ είναι μία συνάρτηση που ικανοποιεί τη σχέση $\Delta(x, y) = y/x, (y+1)/x, \dots, (y+x-1)/x$. Επιπλέον, στην (2.17) τα κ, λ είναι θετικοί ακέραιοι κατάλληλα επιλεγμένοι έτσι ώστε να ικανοποιείται η σχέση

$$\frac{\lambda}{\kappa} = \frac{\beta}{2}. \quad (2.18)$$

Συγκεκριμένα, ανάλογα με την τιμή που θέλουμε να δώσουμε στο β , διαλέγεται το κατάλληλο ζευγάρι τιμών για τα κ, λ , πχ εάν θέλουμε $\beta = 2.5$ θα πρέπει $\lambda = 5, \kappa = 4$. Τέλος οι ροπές του γ της Weibull δίνονται από

$$\mu_\gamma(n) = \left[\frac{\bar{\gamma}}{\Gamma(1 + 2/\beta)} \right]^n \Gamma \left(1 + \frac{2n}{\beta} \right). \quad (2.19)$$

2.3.1.4 Γενικευμένη-Γάμα

Η κατανομή Γ_G , αποτελεί μια γενική κατανομή για τη μοντελοποίηση του πλάτους των διαλείψεων, η οποία περιλαμβάνει όλα τα προαναφερθέντα μοντέλα καναλιού για τις διαλείψεις πολλαπλής διαδρομής. Αυτή η κατανομή παρουσιάστηκε από τον Stacy το 1962 σαν γενίκευση των κατανομών Nakagami, Weibull και Rayleigh [58], και παρά τις πολλαπλές δυνατότητες που παρέχει στη μοντελοποίηση καναλιών διαλείψεων, μόνο σχετικά πρόσφατα χρησιμοποιήθηκε στο πεδίο των ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων [30, 59]. Η ΣΠΠ της TM R που ακολουθεί την κατανομή Γ_G δίνεται από

$$f_R(x) = \frac{\beta m^m x^{m\beta-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp \left(-\frac{m}{\Omega} x^\beta \right), \quad x \geq 0 \quad (2.20)$$

ενώ η αντίστοιχη έκφραση της ΣΠΠ για την TM γ δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\beta \gamma^{m\beta/2-1}}{2\Gamma(m) (\tau\bar{\gamma})^{m\beta/2}} \exp \left[-\left(\frac{\gamma}{\tau\bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right], \quad \gamma \geq 0 \quad (2.21)$$

όπου $\tau = \Gamma(m)/\Gamma(m + 2/\beta)$. Μεταβάλλοντας τις τιμές των m, β η (2.21) απλοποιείται σε πολύ γνωστά μοντέλα, όπως για παράδειγμα για $\beta = 2, m = 1$ γίνεται η (2.7), για $\beta = 2$ γίνεται η (2.11) και για $m = 1$ γίνεται η (2.15). Επιπλέον, για $\beta \rightarrow 0$ και $m \rightarrow \infty$ η (2.21) προσεγγίζει πολύ καλά την κατανομή log-normal, όπως θα δούμε παρακάτω. Η ΑΣΚ της (2.21) δίνεται από

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma \left[m, \left(\frac{\gamma}{\tau\bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right], \quad \gamma \geq 0 \quad (2.22)$$

όπου $\Gamma(\cdot, \cdot)$ είναι η υψηλή ατελής συνάρτηση Γάμα [2, εξ. (8.350/2)]. Η ΡΓΣ του γ δίνεται από [60, εξ. (3)]

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{\beta}{2\Gamma(m)} \frac{1}{(s\tau\bar{\gamma})^{m\beta/2}} \frac{\lambda^{m\beta/2} \sqrt{\kappa/\lambda}}{(\sqrt{2\pi})^{\kappa+\lambda-2}} G_{\lambda,\kappa}^{\kappa,\lambda} \left[\frac{\lambda^\lambda / \kappa^\kappa}{(s\tau\bar{\gamma})^{\kappa\beta/2}} \middle| \begin{matrix} \Delta(1,1-m\beta/2) \\ \Delta(\kappa,0) \end{matrix} \right]. \quad (2.23)$$

Τέλος, οι ροπές του γ της Γ_G δίνονται από

$$\mu_\gamma(n) = (\tau\bar{\gamma})^n \frac{\Gamma(m + 2n/\beta)}{\Gamma(m)}. \quad (2.24)$$

2.3.2 Μοντέλα Διαλείψεων Μεγάλης Κλίμακας

Η απόδοση ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος θα εξαρτάται μόνο από τη σκίαση εάν ο ασύρματος δέκτης μπορεί να εξάγει το μέσο όρο των γρήγορων διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής ή εάν χρησιμοποιείται ένα αποδοτικό σύστημα διαφορισμού σε μικρή κλίμακα για να ελαχιστοποιήσει τα αποτελέσματα των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής. Εμπειρικές μετρήσεις έχουν δείξει ότι η σκίαση και σε εσωτερικό και εξωτερικό περιβάλλον μπορεί να μοντελοποιηθεί από την κατανομή log-normal [55], όπως ειδαμε στην Ενότητα 2.2.2.

2.3.2.1 Log-normal

Η ΣΠΠ του SNR της κατανομής log-normal δίνεται από

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma} \exp\left[-\frac{(10\log\gamma - \mu)^2}{2\sigma^2}\right], \quad \gamma \geq 0 \quad (2.25)$$

όπου $\xi = 10/\ln 10$ και μ, σ είναι η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση του $10\log\gamma$, αντίστοιχα, σε dB. Η ΡΓΣ του γ δίνεται από

$$\mathcal{M}_{\gamma}(s) \simeq \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp\left(10^{(\sqrt{2}\sigma x_n + \mu)/10} s\right) \quad (2.26)$$

όπου x_n και H_{x_n} είναι τα μηδενικά και οι συντελεστές βάρους του N_p τάξης πολυονύμου Hermite αντίστοιχα [5, σελ. (924)]. Οι ροπές του γ της κατανομής log-normal δίνονται από

$$\mu_{\gamma}(n) = \exp\left[\frac{n}{\xi}\mu + \frac{1}{2}\left(\frac{n}{\xi}\right)^2\sigma^2\right]. \quad (2.27)$$

2.3.2.2 Γάμα

Το στατιστικό μοντέλο της κατανομής log-normal είναι πολύ σύνθετο, από μαθηματικής απόψεως, με αποτέλεσμα να μην είναι εφικτή η εξαγωγή εύχρηστων μαθηματικών εκφράσεων για την αναλυτική εξέταση της επίδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Αυτό είχε ως συνέπεια να αναζητούνται διαφορετικές προσεγγίσεις για τη μοντελοποίηση των ΔΜΕΚ. Ήδη από το 1974 είχε παρατηρηθεί ότι η (2.25) μπορεί να προσεγγιστεί ικανοποιητικά από τη ΣΠΠ της κατανομής Γάμα [61]. Από τότε πολλές επιστημονικές εργασίες έχουν ασχοληθεί με αυτό το θέμα, πχ [62, 63], αποδεικνύοντας, θεωρητικά και πειραματικά, ότι οι ΔΜΕΚ μπορούν να μοντελοποιηθούν με ικανοποιητικό τρόπο με την κατανομή Γάμα. Η ΣΠΠ της ΤΜ γ , που ακολουθεί την κατανομή Γάμα, δίνεται από

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\gamma^{k-1}}{\Gamma(k)\bar{\gamma}^k} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (2.28)$$

Πίνακας 2.1: Προτεινόμενα μοντέλα για σύνθετο περιβάλλον διάδοσης.

Προτάθηκε	Χρονολογία	ΔΜΙΚ	ΔΜΕΚ
Hansen-Meno [64]	1977	Rayleigh	Log-normal
Corazza-Vatalaro [34]	1994	Rice	Log-normal
Tjhung-Chai [68]	1999	Nakagami	Log-normal
Xie-Fang [69]	2000	Beckmann	Log-normal

όπου το $k > 0$ είναι η παράμετρος μορφοποίησης της κατανομής Γάμα. Η ΡΓΣ δίνεται από

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left[\bar{\gamma} \left(s + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right) \right]^{-k} \quad (2.29)$$

και οι ροπές δίνονται από

$$\mu_\gamma(n) = \frac{\Gamma(k+n)}{\Gamma(k)} \bar{\gamma}^n. \quad (2.30)$$

2.3.3 Μοντέλα Σύνθετων Διαλείψεων

Το σύνθετο περιβάλλον διάδοσης δημιουργείται όταν οι διαλείψεις πολλαπλής διαδρομής συνυπάρχουν με το φαινόμενο της σκίασης. Αυτό είναι συνήθως το σενάριο που παρατηρείται σε πυκνοκατοικημένες πόλεις με πεζούς και οχήματα κινούμενα με χαμηλή ταχύτητα [64]. Επίσης, αυτό το περιβάλλον διάδοσης εμφανίζεται σε επίγεια-κινητά δορυφορικά συστήματα (ΕΚΔΣ) και έχει προταθεί ένας μεγάλος αριθμός σύνθετων κατανομών για τη μοντελοποίηση του [34, 65, 66, 67]. Στον Πίνακα 2.1, παρατίθενται οι σημαντικότερες κατανομές πολλαπλασιαστικών ΔΜΕΚ για τη μοντελοποίηση του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης που δημιουργείται στα ΕΚΔΣ. Κοινό χαρακτηριστικό όλων αυτών των κατανομών είναι το ότι οι ΔΜΕΚ μοντελοποιούνται με την κατανομή log-normal, με ότι αυτό συνεπάγεται για τη μαθηματική πολυπλοκότητα των εξαγόμενων εκφράσεων. Όμως, όπως είδαμε και προηγουμένως υπάρχει μια εναλλακτική προσέγγιση σύμφωνα με την οποία οι ΔΜΕΚ μπορούν να μοντελοποιηθούν με την κατανομή Γάμα. Παρακάτω ακολουθούν δύο σημαντικές σύνθετες κατανομές που ακολουθούν τις διαφορετικές αυτές φιλοσοφίες, και οι οποίες είναι κατάλληλες για τη μοντελοποίηση της σύνθετης αυτής ζεύξης.

2.3.3.1 Nakagami-lognormal

Η σύνθετη αυτή κατανομή παρουσιάστηκε στο [33] και εφαρμόζεται εκεί όπου υπάρχει περιβάλλον διάδοσης με ΔΜΙΚ Nakagami- m σε συνδυασμό με ΔΜΕΚ log-normal. Συγκεκριμένα όταν οι ΔΜΙΚ, που ακολουθούν την κατανομή Nakagami, συνυπάρχουν με πολλαπλούς σκεδαστές, η μέση ισχύς των διαλείψεων γίνεται ΤΜ και μοντελοποιείται με

την κατανομή log-normal [43]. Η ΣΠΠ σε αυτήν την περίπτωση δίνεται από [23]

$$f_{\gamma}(\gamma) = \int_0^{\infty} \frac{m^m \gamma^{m-1}}{w^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{w}\right) \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma w}} \exp\left[-\frac{(10 \log w - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] dw. \quad (2.31)$$

Για την ειδική περίπτωση όπου το $m = 1$, οι ΔΜΙΚ ακολουθούν την Rayleigh κατανομή και η (2.31) απλοποιείται στην R_L , [64]. Η ΡΓΣ του γ που ακολουθεί την (2.31) δίνεται από

$$\mathcal{M}_{\gamma}(s) \simeq \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \left[1 - 10^{(\sqrt{2}x_n + \mu)/10} \frac{s}{m}\right]^{-m} \quad (2.32)$$

και οι ροπές

$$\mu_{\gamma}(n) = \frac{\Gamma(m+n)}{\Gamma(m)m^n} \exp\left[\frac{n}{\xi}\mu + \frac{1}{2}\left(\frac{n}{\xi}\right)^2 \sigma^2\right]. \quad (2.33)$$

2.3.3.2 Γενικευμένη- K

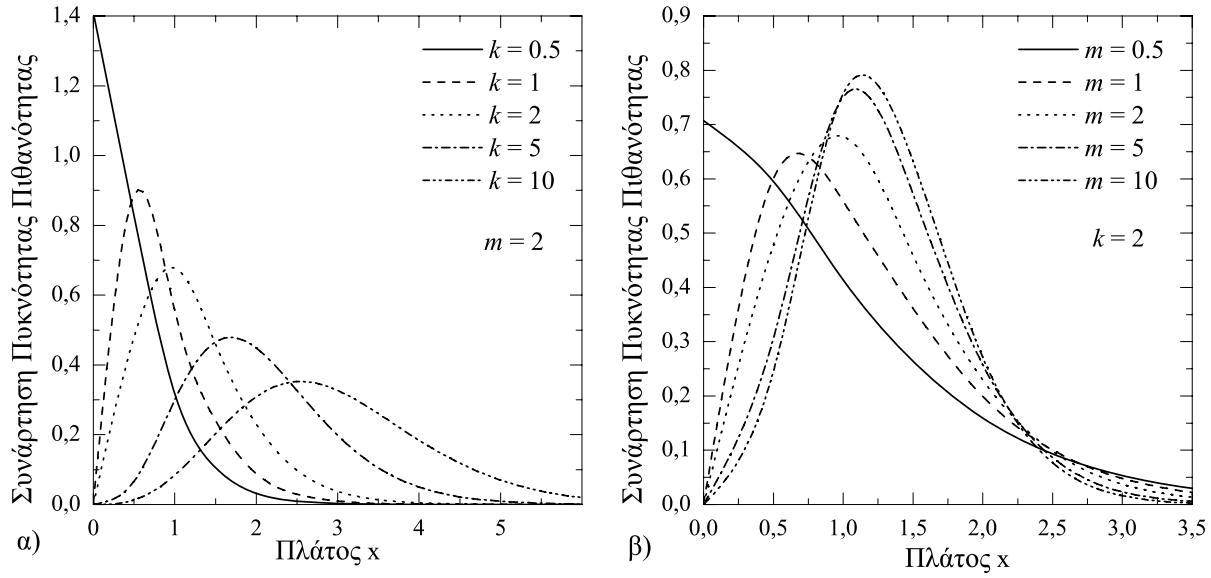
Όπως επισημάνθηκε προηγουμένως, χρησιμοποιώντας την κατανομή Γάμα αντί της log-normal για την περιγραφή των φαινομένων της σκίασης προκύπτουν σύνθετες κατανομές με σαφώς πιο εύχρηστες μαθηματικές εκφράσεις, όπως είναι η K και η K_G . Εξαιτίας του γεγονότος ότι η αναλυτική περιγραφή των στατιστικών ιδιοτήτων των κατανομών K και K_G αποτέλεσε και ένα από τα ζητούμενα της διδακτορικής διατριβής, θα δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στη μελέτη για την εξαγωγή τους. Επιπλέον, στα αποτελέσματα που παρουσιάζονται σχετικά με την κατανομή K_G βασίζεται και ένα σημαντικό μέρος της υπόλοιπης διατριβής.

Ας θεωρήσουμε ότι ένα κανάλι διάδοσης υπόκειται σε ΔΜΙΚ που μοντελοποιούνται με την κατανομή Nakagami- m . Εάν το κανάλι δεν επηρεάζεται από φαινόμενα σκίασης υπάρχει βεβαιότητα για την τιμή της μέσης ισχύος της (2.10), δηλαδή του Ω , σε κάθε χρονική στιγμή και άρα θεωρείται ντετερμινιστική. Αντιθέτως με την παρουσία ΔΜΕΚ το Ω γίνεται τυχαίο (στοχαστικό) και μπορεί να μοντελοποιηθεί με την κατανομή Γάμα [36]. Κάτω από αυτές τις συνθήκες οι ΔΜΙΚ παύουν να είναι ανεξάρτητες από τις ΔΜΕΚ. Συνεπώς για να υπολογιστεί η ΣΠΠ του πολυ-σύνθετου στατιστικού μοντέλου που προκύπτει, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί το θεώρημα ολικής πιθανότητας, [3, εξ. (4.64)], στην υπο-συνθήκη, ως προς το Ω , ΣΠΠ των ΔΜΙΚ ως

$$f_R(x) = \int_0^{\infty} f_{R|\Omega}(x|y) f_{\Omega}(y) dy \quad (2.34)$$

όπου η $f_{R|\Omega}(x|y)$ δίνεται από (2.10) και η $f_{\Omega}(y)$ από (2.28). Αντικαθιστώντας τις παραπάνω δύο εξισώσεις στην (2.34) και με τη χρήση της [2, εξ. (3.471/9)], η ΣΠΠ της κατανομής K_G δίνεται από

$$f_R(x) = \frac{4 m^{(\beta+1)/2} x^{\beta}}{\Gamma(m) \Gamma(k) \Omega^{(\beta+1)/2}} K_{\alpha} \left[2 \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{1/2} x\right], \quad x \geq 0 \quad (2.35)$$



Σχήμα 2.6: Η ΣΠΠ της κατανομής K_G για $\Omega = 1$ και για α) διάφορες τιμές του k , β) διάφορες τιμές του m .

με $\alpha = k - m$, $\beta = k + m - 1$, όπου τα k , m είναι οι παράμετροι μορφοποίησης της κατανομής που σχετίζονται με τη σφοδρότητα των διαλείψεων. Στην (2.35), το $K_\alpha(\cdot)$ είναι η δευτέρου είδους τροποποιημένη συνάρτηση Bessel τάξης α [2, εξ. (8.407/1)] και το Ω είναι παράμετρος κλίμακας και ορίζεται ως $\Omega \triangleq \mathbb{E}\langle R^2 \rangle / k$, [36, εξ. (7)]. Αφού η K_G είναι κατανομή δύο παραμέτρων, η (2.35) μπορεί να περιγράψει πολλά μοντέλα διαλείψεων και σκίασης με τη χρήση διαφορετικών συνδυασμών τιμών για τα k και/ή m . Για παράδειγμα, για $k \rightarrow \infty$ η (2.35) προσεγγίζει την πολύ γνωστή κατανομή Nakagami- m [36], για $m = 1$, γίνεται η κατανομή K^2 και προσεγγίζει την κατανομή R_L [35], ενώ για $m \rightarrow \infty$ και $k \rightarrow \infty$, η (2.35) προσεγγίζει το κανάλι AWGN. Στο Σχ. 2.6, αποτυπώνονται διάφορες μορφές της ΣΠΠ της ευέλικτης αυτής κατανομής.

Χρησιμοποιώντας την (2.5) στην (2.35), εξάγεται η ΣΠΠ του γ της κατανομής K_G ως

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{2 \Xi^{(\beta+1)/2} \gamma^{(\beta-1)/2}}{\Gamma(m) \Gamma(k)} K_\alpha \left[2 (\Xi \gamma)^{1/2} \right], \quad \gamma \geq 0 \quad (2.36)$$

όπου $\Xi = (km)/\bar{\gamma}$. Η ΑΣΚ της ΤΜ γ ορίζεται από [3, εξ. (4.17)]

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) \triangleq \int_0^\gamma f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.37)$$

και μπορεί να εξαχθεί ως (βλέπε Παράρτημα I-1)

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) = \frac{(\Xi \gamma)^{(k+m)/2}}{\Gamma(m) \Gamma(k)} G_{1,3}^{2,1} \left[\Xi \gamma \left| \begin{matrix} 1-(k+m)/2 \\ \alpha/2, -\alpha/2, -(k+m)/2 \end{matrix} \right. \right], \quad \gamma \geq 0. \quad (2.38)$$

²Γενικότερα, θέτωντας $m = 1$ στις στατιστικές εκφράσεις που παρουσιάζονται για την κατανομή K_G , αυτές μετατρέπονται στις αντίστοιχες για την K . Η συσχετισμένη στατιστική της κατανομής K θα παρουσιαστεί και αναλυθεί σε επόμενο κεφάλαιο.

Για μη ακέραιες τιμές του k μια διαφορετική και πολύ πιο απλή μαθηματική έκφραση για την ΑΣΚ του γ μπορεί να εξαχθεί, χρησιμοποιώντας την [4, εξ. (03.04.21.0007.01)] στην (2.36), ως

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) = \pi \csc(\pi\alpha) \left[\frac{(\Xi\gamma)^m {}_1F_2(m; 1-\alpha, 1+m; \Xi\gamma)}{\Gamma(k)\Gamma(1-\alpha)\Gamma(1+m)} - \frac{(\Xi\gamma)^k {}_1F_2(k; 1+\alpha, 1+k; \Xi\gamma)}{\Gamma(m)\Gamma(1+\alpha)\Gamma(1+k)} \right], \gamma \geq 0 \quad (2.39)$$

όπου η $\csc(\cdot)$ είναι η συνάρτηση συντέμνουσας και η ${}_pF_q(\cdot)$ είναι η γενικευμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση, [2, εξ. (9.14/1)], με p, q ακεραίους.

Η ΡΓΣ του γ ορίζεται ως [3, εξ. (5.62)]

$$\mathcal{M}_\gamma(s) \triangleq \int_0^\infty \exp(-s\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.40)$$

και μπορεί να εξαχθεί με την αντικατάσταση της (2.36) σε αυτόν τον ορισμό και τη χρήση της [2, εξ. (6.643/3)] ως

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(\frac{\Xi}{s}\right)^{\beta/2} \exp\left(\frac{\Xi}{2s}\right) W_{-\beta/2, \alpha/2}\left(\frac{\Xi}{s}\right) \quad (2.41)$$

όπου $W_{\lambda, \mu}(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Whittaker, [2, εξ. (9.220)]. Τέλος οι ροπές του γ που ορίζονται ως [3, εξ. (5.38)]

$$\mu_\gamma(n) \triangleq \int_0^\infty \gamma^n f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.42)$$

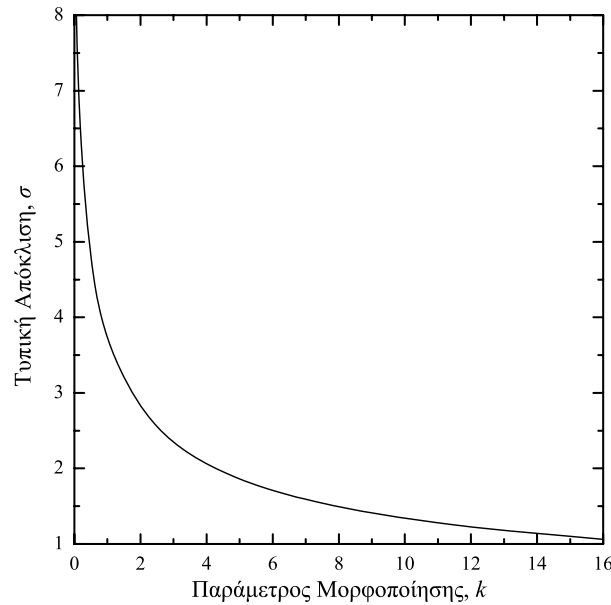
δίνονται από

$$\mu_\gamma(n) = \Xi^{-n} \frac{\Gamma(k+n)\Gamma(m+n)}{\Gamma(m)\Gamma(k)}. \quad (2.43)$$

Είναι πολύ ενδιαφέρον να μελετηθεί η περιοχή των τιμών που λαμβάνει η παράμετρος μορφοποίησης k της κατανομής K_G συγκρινόμενη με την τυπική απόκλιση, σ , της κατανομής N_L . Αυτή η σύγκριση μπορεί να πραγματοποιηθεί με την εξίσωση των δύο πρώτων ροπών του SNR για τις δύο αυτές σύνθετες κατανομές, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2.43) για την K_G και (2.33) για την N_L . Ακολουθώντας αυτήν τη διαδικασία, εξάγεται η σχέση μεταξύ των k και σ και τα αποτελέσματα αποτυπώνονται στο Σχ. 2.7. Είναι φανερό ότι όσο αυξάνεται το k , δηλαδή έχουμε μικρότερη επίδραση από ΔΜΕΚ, το σ αντίστοιχα μειώνεται και για $k \rightarrow \infty \Leftrightarrow \sigma \rightarrow 0$, όπως ήταν αναμενόμενο.

2.4 Επίδοση Δέκτη σε Κανάλι Διαλείψεων K_G

Πολύ σημαντικοί παράμετροι για τον άρτιο σχεδιασμό ενός ολοκληρωμένου τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι τα εργαλεία που θα χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό της επίδοσης του. Ο σχεδιαστής των συστημάτων αυτών θα πρέπει να έχει τη δυνατότητα να



Σχήμα 2.7: Αντιστοιχία μεταξύ του παράγοντα μορφοποίησης k της κατανομής K_G και της τυπικής απόκλισης σ της κατανομής N_L .

υπολογίσει την επίδοση τους με βάση τις διαφορετικές εφαρμογές και ιδιότητες τις οποίες διαθέτουν. Στην παρούσα διατριβή, τα συστήματα αυτά χαρακτηρίζονται από διαφορετικούς τύπους διαμορφώσεων, ανιχνεύσεων και συνθηκών των καναλιών διάλειψης και έτσι η ανάλυση της επίδοσης θα πρέπει, επιπρόσθετα, να περιλαμβάνει την όσο το δυνατόν καλύτερη κατανόηση των σημαντικών αυτών παραμέτρων. Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζεται μια λεπτομερής ανάλυση της επίδοσης γενικευμένων δεκτών που λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων K_G , χρησιμοποιώντας τα πιο γνωστά και καθιερωμένα κριτήρια επίδοσης για τη θεωρητική μελέτη ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Τα αποτελέσματα που παρατίθενται έχουν δημοσιευθεί στα [39, 40]

2.4.1 Μοντέλο Συστήματος

Ας υποθέσουμε ότι ένας ασύρματος ψηφιακός δέκτης λειτουργεί σε ένα κανάλι διαλείψεων. Το ισοδύναμο λαμβανόμενο σήμα βασικής ζώνης στην κεραία του δέκτη εκφράζεται ως εξής

$$r = sZ + n \tag{2.44}$$

όπου s είναι το μιγαδικό εκπεμπόμενο σύμβολο το οποίο έχει ενέργεια E_s , Z είναι το μιγαδικό κέρδος διαδρομής του καναλιού, και n είναι ο AWGN ο οποίος έχει ΦΠΙ μιας πλευράς N_0 . Έχοντας κάνει την υπόθεση ότι η εκτίμηση της φάσης είναι ιδανική στο δέκτη, μόνο το πλάτος των κατανεμημένων διαλείψεων, δηλαδή το $R = |Z|$, επηρεάζει το λαμβανόμενο σήμα.

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή το πλάτος των διαλείψεων μοντελοποιείται σαν μια στα-

τιστικά ανεξάρτητη TM K_G . Σε αυτήν την περίπτωση το στιγμιαίο και μέσο SNR δίνονται από

$$\gamma = R^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (2.45a')$$

$$\bar{\gamma} = \mathbb{E}\langle R^2 \rangle \frac{E_s}{N_0} = \Omega k \frac{E_s}{N_0} \quad (2.45b')$$

αντίστοιχα.

2.4.2 Πιθανότητα Σφάλματος Συμβόλου

Το πιο διαδεδομένο κριτήριο επίδοσης, το οποίο ταυτόχρονα είναι και το πιο αποκαλυπτικό για τη συμπεριφορά ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, είναι η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου (ΜΠΣΣ). Για τη μελέτη της ΜΠΣΣ ενός δέκτη ο οποίος λειτουργεί σε κανάλια διαλείψεων K_G θα χρησιμοποιηθεί η προσέγγιση που βασίζεται στη ΣΠΠ, όπως αυτή παρουσιάζεται στο Παράρτημα II-1. Κατά συνέπεια, για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης, η ΜΠΣΣ υπολογίζεται ως εξής:

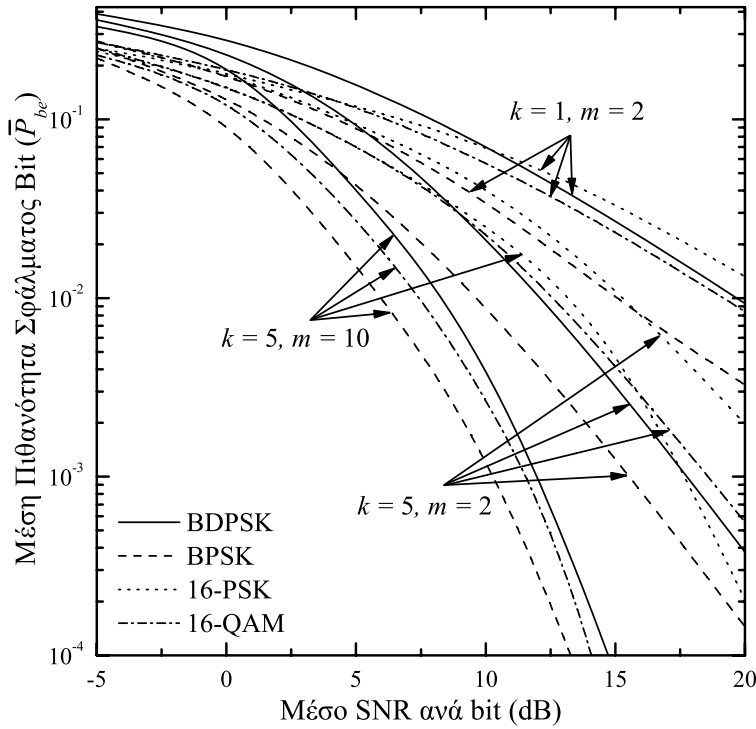
- Για δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης, binary phase shift keying (BPSK), M -τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους, quadrature amplitude modulation (QAM), δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης διαφορικής κωδικοποίησης, differentially encoded binary phase shift keying (DEBPSK), τετραγωνική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης, quaternary phase shift keying (QPSK), ελάχιστη διαμόρφωση μετατόπισης, minimum shift keying (MSK), η ΜΠΣΣ μπορεί να ληφθεί σε κλειστή μορφή ως εξής (βλέπε Παράρτημα I-2)

$$\bar{P}_{se} = \frac{A (\Xi/B)^{(k+m)/2}}{\sqrt{\pi} \Gamma(m) \Gamma(k)} G_{2,2}^{2,2} \left[\frac{\Xi}{B} \middle| \begin{matrix} (1-\beta)/2, -\beta/2 \\ \alpha/2, -\alpha/2, -(\beta+1)/2 \end{matrix} \right]. \quad (2.46)$$

- Για ασύμφωνη δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας, non-coherent binary frequency shift keying (NBFSK), και διαφορική δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης, binary differential phase shift keying (BDPSK), χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (6.643/3)] για την επίλυση των ολοκληρωμάτων που προκύπτουν, η \bar{P}_{se} μπορεί να εκφραστεί σε κλειστή μορφή ως εξής

$$\bar{P}_{se} = A \left(\frac{\Xi}{B} \right)^{\beta/2} \exp \left(\frac{\Xi}{2B} \right) W_{-\beta/2, \alpha/2} \left(\frac{\Xi}{B} \right). \quad (2.47)$$

- Για M -διαμόρφωση μετατόπισης φάσης, phase shift keying (PSK), διαφορική τετραγωνική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης, differentially quaternary phase shift keying (DQPSK), και για M -διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης, differential



Σχήμα 2.8: Η ΜΠΣΒ των διαμορφώσεων BDPSK, BPSK, 16-PSK και 16-QAM συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για διάφορες τιμές των k και m .

phase shift keying (DPSK), παρόμοια με την περίπτωση (2.47), η ΜΠΣΣ μπορεί να γραφτεί ως εξής

$$\bar{P}_{se} = A\Xi^{\beta/2} \int_0^\Lambda \frac{\exp\left[\frac{\Xi}{2B(\theta)}\right]}{B(\theta)^{\beta/2}} W_{-\beta/2, \alpha/2}\left[\frac{\Xi}{B(\theta)}\right] d\theta. \quad (2.48)$$

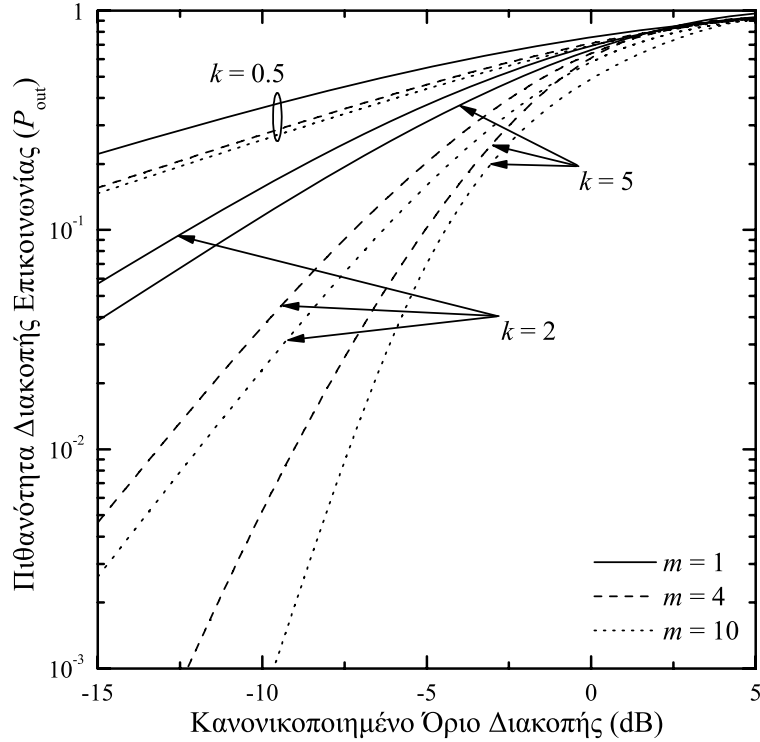
Το παραπάνω ορισμένο ολοκλήρωμα μπορεί να υπολογιστεί με αριθμητική ολοκλήρωση χρησιμοποιώντας οποιοδήποτε από τα γνωστά μαθηματικά λογισμικά πακέτα.

Στο Σχ. 2.8, παρουσιάζεται η μέση πιθανότητα σφάλματος bit (ΜΠΣΒ)³ για BDPSK, BPSK, 16-PSK και 16-QAM διαμορφώσεις με κωδικοποίηση Gray, συναρτήσει του μέσου SNR ανά bit, $\bar{\gamma}_b = \bar{\gamma} / \log_2 M$ και για διάφορες τιμές των k και m . Όπως ήταν αναμενόμενο, η ΜΠΣΒ βελτιώνεται όσο το $\bar{\gamma}_b$ αυξάνει, ενώ για συγκεκριμένες τιμές του $\bar{\gamma}_b$, η ΜΠΣΒ επίσης αυξάνει όσο τα k και/ή m αυξάνουν.

2.4.3 Πιθανότητα Διακοπής Επικοινωνίας

Η πιθανότητα διακοπής της επικοινωνίας (ΠΔΕ) ορίζεται ως η πιθανότητα η στιγμιαία τιμή του SNR, γ , να πέσει κάτω ένα προκαθορισμένο όριο διακοπής της επικοινωνίας γ_{th} .

³Για $M > 2$, η ΜΠΣΒ συνδέεται άμεσα με τη ΜΠΣΣ ως εξής $\bar{P}_{be} \cong \bar{P}_{se} / \log_2 M$.



Σχήμα 2.9: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_b$, για διάφορες τιμές των k και m .

δηλαδή [23, Εν. 1.1.2]

$$P_{out} \triangleq \int_0^{\gamma_{th}} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \mathcal{F}_{\gamma}(\gamma_{th}). \quad (2.49)$$

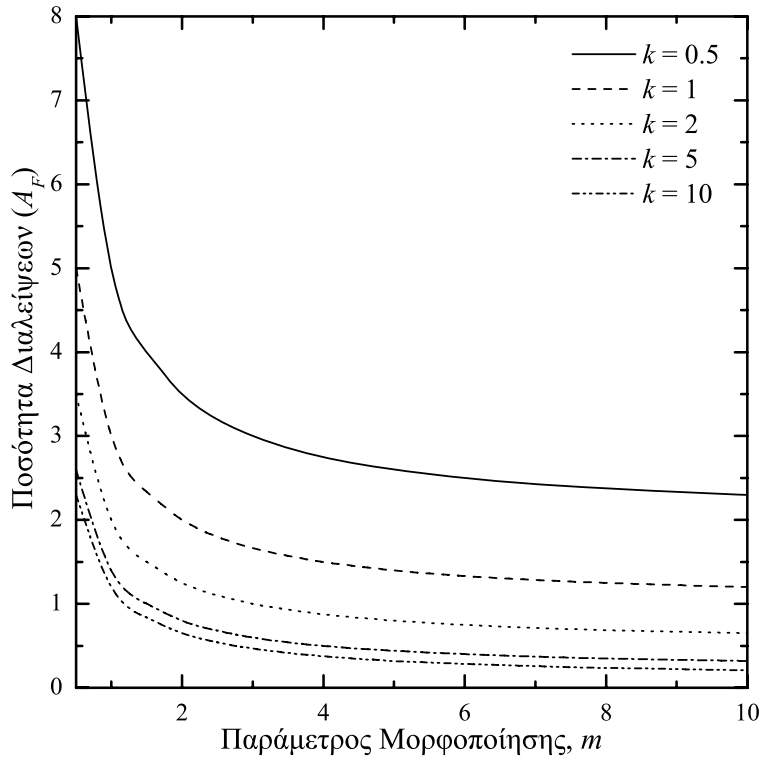
Συνεπώς, ουσιαστικά πρόκειται για τον ορισμό της ΑΣΚ του γ , οπότε προκύπτει απλά αντικαθιστώντας το γ με γ_{th} στην (2.38) ως

$$P_{out} = \frac{(\Xi \gamma_{th})^{(k+m)/2}}{\Gamma(m)\Gamma(k)} G_{1,3}^{2,1} \left[\Xi \gamma_{th} \left| \begin{matrix} 1-(k+m)/2 \\ \alpha/2, -\alpha/2, -(k+m)/2 \end{matrix} \right. \right]. \quad (2.50)$$

Για μη ακέραιες τιμές του k η (2.50) απλοποιείται ως

$$P_{out} = \pi \csc(\pi\alpha) \left[\frac{(\Xi \gamma_{th})^m {}_1F_2(m; 1-\alpha, 1+m; \Xi \gamma_{th})}{\Gamma(k)\Gamma(1-\alpha)\Gamma(1+m)} - \frac{(\Xi \gamma_{th})^k {}_1F_2(k; 1+\alpha, 1+k; \Xi \gamma_{th})}{\Gamma(m)\Gamma(1+\alpha)\Gamma(1+k)} \right]. \quad (2.51)$$

Στο Σχ. 2.9, παρουσιάζεται η ΠΔΕ συναρτήσει του κανονικοποιημένου ορίου διακοπής γ_{th} , $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_b$, για διάφορες τιμές των k και m . Η ΠΔΕ μειώνεται (δηλαδή η επίδοση του συστήματος βελτιώνεται) με την αύξηση των k και/ή m . Όμως το διάστημα μεταξύ των καμπύλων μειώνεται όσο τα k και/ή m αυξάνουν.



Σχήμα 2.10: Η ΠΔ συναρτήσει του m για διάφορες τιμές του k .

2.4.4 Ποσότητα Διαλείψεων

Η ποσότητα των διαλείψεων (ΠΔ) είναι ένα μέγεθος που εκφράζει την ποιότητα του φυσικού καναλιού και είναι τυπικά ανεξάρτητη από τη μέση τιμή της ισχύος των διαλείψεων. Μεγάλη τιμή της ΠΔ σημαίνει κανάλι με ισχυρές διαλείψεις, ενώ αντίστοιχα μικρή τιμή σημαίνει ένα κανάλι με ασθενείς διαλείψεις. Η ΠΔ εκφράζεται με τη χρήση των ροπών πρώτης και δεύτερης τάξης ως εξής [23, Εξ. (2.5)]

$$A_F = \frac{\text{var}(\gamma)}{\bar{\gamma}^2} = \frac{\mathbb{E}\langle \gamma^2 \rangle}{\bar{\gamma}^2} - 1 \quad (2.52)$$

όπου $\text{var}(\cdot)$ είναι η διασπορά [3, εξ. (5-33)]. Αντικαθιστώντας την (2.43) στην (2.52) προκύπτει η ΠΔ για κανάλι διαλείψεων K_G ως

$$A_F = \frac{(k+1)(m+1)}{km} - 1. \quad (2.53)$$

Στο Σχ. 2.10, παρουσιάζεται η ΠΔ σαν συνάρτηση της παραμέτρου m και για διάφορες τιμές του k . Από το σχήμα αυτό γίνεται φανερό ότι όσο τα m και/ή k αυξάνουν, η ΠΔ μειώνεται με εκθετικό τρόπο. Επιπλέον, στο Σχ. 2.10 φαίνεται καθαρά ότι οι διακυμάνσεις των παραμέτρων m, k έχουν μεγαλύτερη επιρροή στην επίδοση του συστήματος όταν αυτές έχουν μικρές τιμές, δηλαδή για $m \in (0, 2)$ και $k \in (0.5, 2)$.

2.4.5 Μέσος Λόγος Σήματος προς Θόρυβο

Στα ασύρματα ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα η επίδοση που είναι, πιθανότατα, η περισσότερο γνωστή και κατανοητή είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο. Τις περισσότερες φορές η μέτρηση γίνεται στην έξοδο του δέκτη και συνεπώς είναι απευθείας συνδεδεμένη με αυτήν κάθε αυτήν τη διαδικασία ανίχνευσης των δεδομένων. Επιπλέον στα συστήματα που υπόκεινται σε διακυμάνσεις λόγω διαλείψεων, η πιο κατάλληλη μέτρηση είναι ο μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο (ΜΛΣΘ), όπου ο όρος μέσος αναφέρεται στη στατιστική μέση τιμή της ΣΠΠ των διαλείψεων. Η μαθηματική έκφραση του ΜΛΣΘ είναι

$$\bar{\gamma}_{\text{out}} \triangleq \int_0^{\infty} \gamma f_{\gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (2.54)$$

Στην περίπτωση απλών δεκτών, δηλαδή δέκτες χωρίς χρήση τεχνικών διαφορισμού, $\bar{\gamma}_{\text{out}} = \bar{\gamma}$.

2.4.6 Μέση Χωρητικότητα Καναλιού

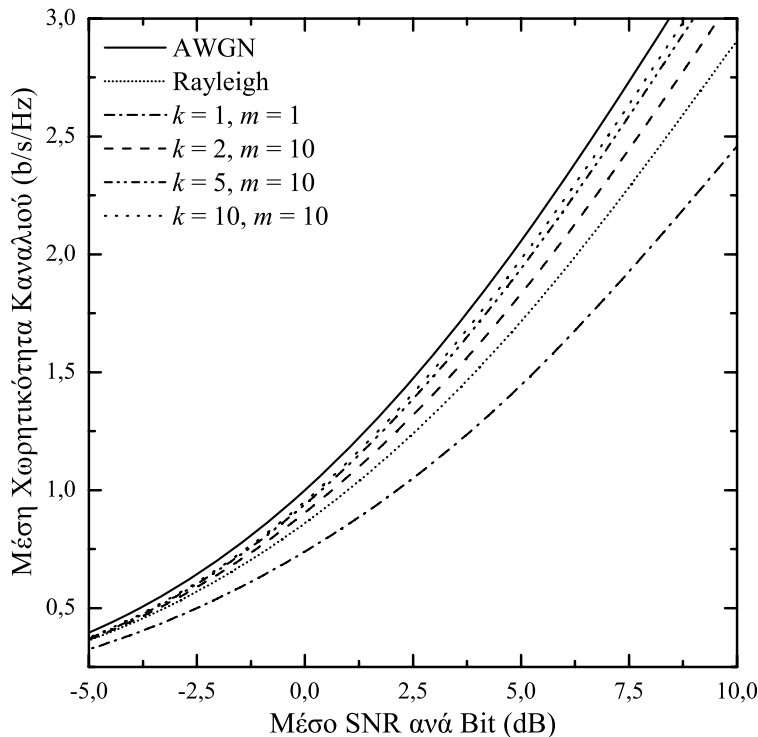
Για τη μελέτη της επίδοσης ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος, εκτός από τα προαναφερθέντα εργαλεία, ένα άλλο πολύ σημαντικό κριτήριο είναι η χωρητικότητα του καναλιού κατά Shannon [70]. Σύμφωνα με αυτή παρέχεται ένα άνω όριο για το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων χωρίς σφάλματα σε ένα κανάλι AWGN. Σε κανάλια διαλείψεων η μέση χωρητικότητα κατά Shannon, \bar{C} , ορίζεται ως εξής

$$\bar{C} \triangleq BW \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.55)$$

όπου BW (σε Hz) είναι το εύρος ζώνης εκπομπής του σήματος. Η \bar{C} μπορεί να γραφτεί σε κλειστή μορφή ως (βλέπε Παράρτημα I-3)

$$\bar{C} = \frac{BW \Xi^{(\beta+1)/2}}{\ln 2 \Gamma(k) \Gamma(m)} G_{2,4}^{4,1} \left[\Xi \left| \begin{matrix} -(\beta+1)/2, & (1-\beta)/2 \\ \alpha/2, & -\alpha/2, & -(\beta+1)/2, & -(\beta+1)/2 \end{matrix} \right. \right]. \quad (2.56)$$

Η κανονικοποιημένη \bar{C} μπορεί εύκολα να υπολογιστεί σαν \bar{C}/BW , ως συνάρτηση των bit/s/Hz. Στο Σχ. 2.11, απεικονίζεται ο λογος \bar{C}/BW συναρτήσεως του $\bar{\gamma}_b$, για διάφορες τιμές των k και m . Για λόγους σύγκρισης, έχουν προστεθεί και οι κανονικοποιημένες μέσες χωρητικότητες κατά Shannon για κανάλια AWGN και Rayleigh. Όπως ήταν αναμενόμενο, η \bar{C}/BW για το κανάλι διαλείψεων K_G είναι πάντα χαμηλότερη από τη χωρητικότητα που παρέχει το κανάλι AWGN. Επιπλέον, για $k = m = 1$ η παρατηρούμενη μέση χωρητικότητα είναι χαμηλότερη από το κανάλι διαλείψεων Rayleigh, ενώ βελτιώνεται όσο αυξάνουν τα k και/ή m .



Σχήμα 2.11: Ο λόγος \bar{C}/BW συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ σε κανάλια διαλείψεων K_G για διάφορες τιμές των k και m .

2.5 Χωρητικότητα Καναλιού Διαλείψεων Γ_G

Στη χωρητικότητα κατά Shannon, που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.4.6, μόνο ο δέκτης έχει πληροφορία για την κατάσταση του καναλιού (ΠΚΚ). Όμως υπάρχει δυνατότητα η ΠΚΚ να γίνεται γνωστή και στον πομπό με τη χρήση μιας αξιόπιστης διαδρομής ανατροφοδότησης μεταξύ του εκτιμητή και του πομπού. Με αυτή τη διαδικασία η στρατηγική εκπομπής μπορεί να προσαρμόζεται ανάλογα με τις συνθήκες του καναλιού [45]. Σε αυτήν την ενότητα, υποθέτοντας ότι η ΠΚΚ είναι γνωστή και στο πομπό και στο δέκτη, εξετάζεται η χωρητικότητα καναλιών διαλείψεων Γ_G , με βάση πολύ γνωστούς αλγόριθμους προσαρμογής της εκπομπής. Συγκεκριμένα, εξετάζονται τρεις τεχνικές προσαρμογής, *α*) προσαρμογή βέλτιστης ισχύος και ρυθμού (ΠΒΙΡ), optimal power and rate adaptation (OPRA), *β*) αντιστροφή καναλιού με σταθερό ρυθμό (ΑΚΣΡ), channel inversion with fixed rate (CIFR), *γ*) αποκομμένη αντιστροφή καναλιού με σταθερό ρυθμό (ΑΑΚΣΡ), truncated channel inversion with fixed rate (TIFR). Στην ανάλυση που ακολουθεί έχει γίνει η υπόθεση ότι οι διακυμάνσεις του γ γίνονται γνωστές στον πομπό μέσω μιας διαδρομής ανατροφοδότησης χωρίς σφάλματα και με ελάχιστη καθυστέρηση [71]. Τα αποτελέσματα που παρατίθενται έχουν δημοσιευθεί στο [38].

2.5.1 Προσαρμογή Βέλτιστης Ισχύος και Ρυθμού

Η χωρητικότητα ενός καναλιού διαλείψεων με ΣΠΠ $f_\gamma(\gamma)$ και με βάση την πολιτική ΠΒΙΡ δίνεται από [72]

$$C_{\text{opra}} = BW \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.57)$$

όπου γ_0 είναι το βέλτιστο SNR διακοπής (optimal cutoff SNR), κάτω από το οποίο η εκπομπή δεδομένων διακόπεται. Επιπλέον, ορίζοντας

$$p(x) = \int_x^{\infty} \left(\frac{1}{x} - \frac{1}{\gamma} \right) f_\gamma(\gamma) d\gamma - 1 \quad (2.58)$$

το γ_0 θα πρέπει να λαμβάνει τέτοιες τιμές ώστε να ικανοποιείται η $p(\gamma_0) = 0$. Για να επιτευχθεί η χωρητικότητα στην (2.57), θα πρέπει τα επίπεδα των διαλείψεων του καναλιού να παρακολουθούνται και στον πομπό και στο δέκτη, έτσι ώστε να προσαρμόζεται ανάλογα η ισχύς και ο ρυθμός εκπομπής. Αυτό σημαίνει ότι για καλές συνθήκες καναλιού να δίνονται υψηλά επίπεδα ισχύος και ρυθμού, ενώ αντίστοιχα για άσχημες συνθήκες να καθορίζονται χαμηλότερα επίπεδα ισχύος και ρυθμού. Εάν $\gamma < \gamma_0$ δεν αποστέλλονται δεδομένα και έτσι προκύπτει μια ΠΔΕ P_{out} .

Στην περίπτωση των καναλιών διαλείψεων Γ_G , αντικαθιστώντας την (2.21) στην (2.58), κάνοντας μια αλλαγή μεταβλητών και χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (8.350/2)], τελικά λαμβάνεται η

$$p(\gamma_0) = \sum_{k=1}^2 \frac{(-1)^{k+1}}{\Gamma(m) \gamma_0^{2-k} (\tau \bar{\gamma})^{k-1}} \Gamma \left[m - 2 \frac{k-1}{\beta}, \left(\frac{\gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right] - 1. \quad (2.59)$$

Στην παραπάνω εξίσωση το γ_0 δεν μπορεί να υπολογιστεί σε κλειστή μορφή και έτσι πρέπει να χρησιμοποιηθεί αριθμητική ολοκλήρωση. Επιπλέον, μπορεί να αποδειχθεί ότι υπάρχει μοναδική θετική τιμή του γ_0 , η οποία ικανοποιεί τη συνθήκη $p(\gamma_0) = 0$. Πρέπει να σημειωθεί ότι για $\beta = 2$ η (2.59) απλοποιείται σε προηγούμενο γνωστό αποτέλεσμα, δηλαδή [73, εξ. (7)].

Η C_{opra} μπορεί να εξαχθεί σε κλειστή μορφή ως εξής (βλέπε Παράρτημα I-4)

$$C_{\text{opra}} = \frac{2 BW}{\beta \Gamma(m) \ln(2)} \Phi \left[\left(\frac{\gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2}, m, 1 \right] \quad (2.60)$$

όπου

$$\begin{aligned} \Phi(x, y, z) = & \Gamma(y) \psi(y) - \frac{\beta}{2} \ln \left[\frac{2^{2(y-m)/(\beta z)} \gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right] \Gamma(y, x) \\ & + \Gamma(y)^2 x {}_2\tilde{F}_2(y, y; y+1, y+1; -x) - \gamma(y, x) \ln(x) \end{aligned} \quad (2.61)$$

όπου ${}_p\tilde{F}_q(\cdot)$ είναι η κανονικοποιημένη γενικευμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση [4, εξ. (07.32.02.0001.01)], με p, q να είναι ακέραιοι. Επιπλέον, $\gamma(\cdot, \cdot)$ αναπαριστά τη χαμηλή ατελή συνάρτηση Γάμα [2, εξ. (3.381/1)] και $\psi(\cdot)$ αναπαριστά τη συνάρτηση Ψ [2, εξ. (8.360)].

2.5.2 Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό

Η περίπτωση της ΑΚΣΡ, όπου ο πομπός προσαρμόζει την ισχύ του ώστε να διατηρηθεί σταθερό το SNR στο δέκτη, δηλαδή αντιστρέφει τις διαλείψεις του καναλιού, είναι η πιο απλή τεχνική ως προς την υλοποίηση. Η χωρητικότητα του καναλιού σε αυτήν την περίπτωση δίνεται από [72]

$$C_{\text{cifr}} = BW \log_2 \left(1 + \frac{1}{\int_0^\infty f_\gamma(\gamma)/\gamma d\gamma} \right). \quad (2.62)$$

Στην περίπτωση των καναλιών διαλείψεων Γ_G , αντικαθιστώντας την (2.21) στην (2.62) και χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (3.351/3)], η C_{cifr} μπορεί να εξαχθεί σε κλειστή μορφή ως

$$C_{\text{cifr}} = BW \log_2 \left[1 + \frac{\Gamma(m)\tau\bar{\gamma}}{\Gamma(m-2/\beta)} \right]. \quad (2.63)$$

Θέτοντας $\beta = 2$ και $m = 1$ στην (2.63), απλοποιείται σε προηγούμενα γνωστά αποτελέσματα [73, εξ. (29)] και [74, εξ. (23)], αντίστοιχα.

2.5.3 Αποκομμένη Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό

Στην περίπτωση της τεχνικής ΑΚΣΡ η χωρητικότητα του καναλιού πέφτει κατακόρυφα, σε σχέση με τις άλλες τεχνικές, και αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ένα μεγάλο μέρος της εκπεμπόμενης ισχύος χρειάζεται για την αντιστάθμιση των ισχυρών διαλείψεων του καναλιού. Μια πιο αποδοτική προσέγγιση είναι η χρήση μιας τροποποιημένης πολιτικής αντιστροφής, σύμφωνα με την οποία οι διαλείψεις του καναλιού αντιστρέφονται μόνο όταν βρίσκονται πάνω από ένα όριο διακοπής γ_0 . Σε αυτήν την περίπτωση η χωρητικότητα του καναλιού υπολογίζεται ως

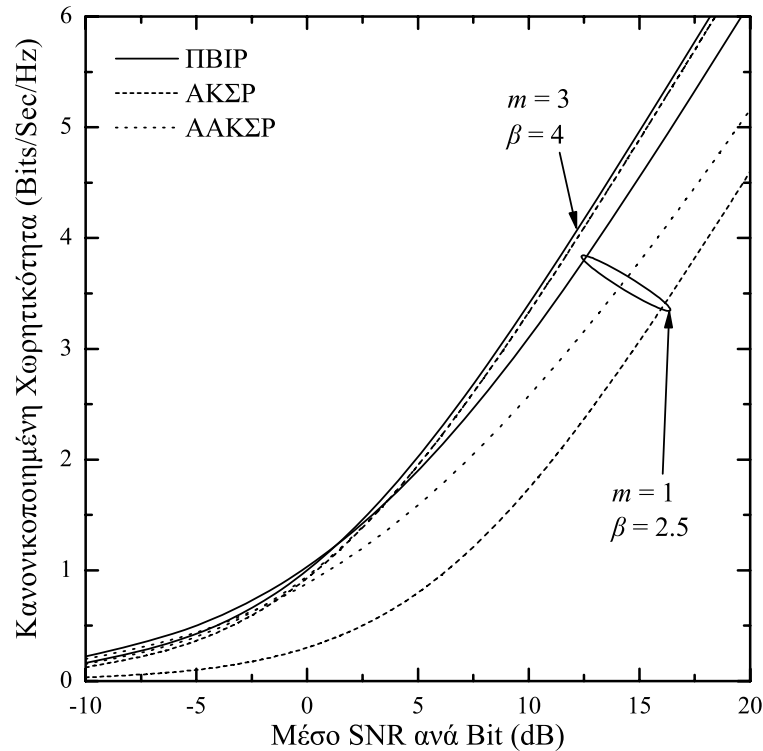
$$C_{\text{tifr}} = BW \log_2 \left[1 + \frac{1}{\int_{\gamma_0}^\infty f_\gamma(\gamma)/\gamma d\gamma} \right] (1 - P_{\text{out}}). \quad (2.64)$$

Στην περίπτωση των καναλιών διαλείψεων Γ_G , αντικαθιστώντας την (2.21) στην (2.64), κάνοντας μια αλλαγή μεταβλητών και χρησιμοποιώντας τις [2, εξ. (8.350/2)] και (2.22), η C_{tifr} μπορεί να εξαχθεί σε κλειστή μορφή ως

$$C_{\text{tifr}} = BW \log_2 \left[1 + \frac{\Gamma(m)\tau\bar{\gamma}}{\Gamma[m-2/\beta, (\gamma_0/(\tau\bar{\gamma}))^{\beta/2}]} \right] \frac{\Gamma \left[m, \left(\frac{\gamma_0}{\tau\bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right]}{\Gamma(m)}. \quad (2.65)$$

Θέτοντας $\beta = 2$, η (2.65) απλοποιείται στην [73, εξ. (30)], ενώ θέτοντας $m = 1$ απλοποιείται στην [74, εξ. (26)].

Στο Σχ. 2.12, απεικονίζεται η κανονικοποιημένη χωρητικότητα του καναλιού σαν συνάρτηση του $\bar{\gamma}_b$, για τις διαφορετικές πολιτικές προσαρμογής που παρουσιάστηκαν σε

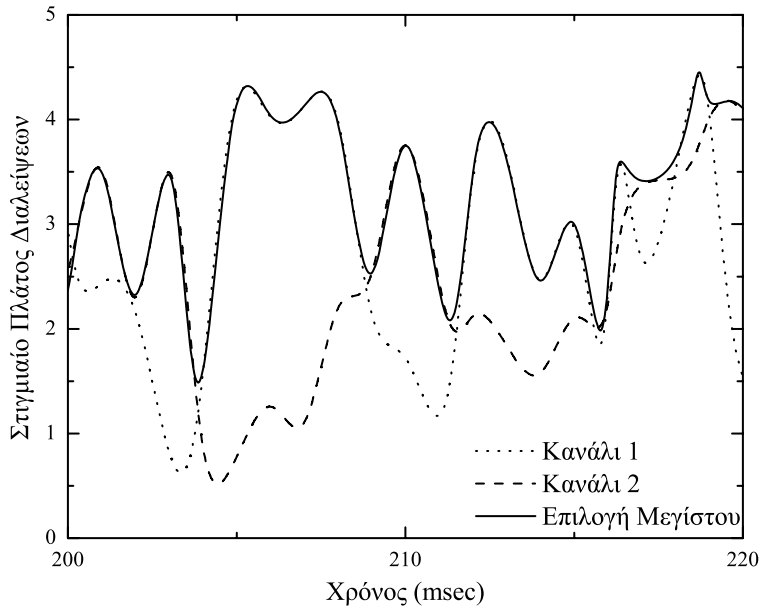


Σχήμα 2.12: Ο λόγος \bar{C}/BW συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ σε κανάλια διαλείψεων Γ_G για διαφορετικές πολιτικές προσαρμογής.

αυτήν την ενότητα και για διάφορες συνθήκες καναλιού Γ_G . Συγκεκριμένα, αποτυπώνονται η C_{opra}/BW (χρησιμοποιώντας την (2.60)), η C_{cifr}/BW (χρησιμοποιώντας την (2.63)), και η C_{tifr}/BW (χρησιμοποιώντας την (2.65)). Με τη χρήση της πολιτικής ΠΒΙΡ επιτυγχάνεται πάντοτε η υψηλότερη χωρητικότητα, ενώ με τη χρήση της ΑΚΣΡ η χαμηλότερη. Όμως, όσο τα $\bar{\gamma}_b$ και/ή m, β αυξάνουν, οι διαφορές μεταξύ των κανονικοποιημένων χωρητικοτήτων όλων των πολιτικών προσαρμογής μειώνονται. Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι για υψηλές τιμές των m, β , δηλαδή για καλές συνθήκες του καναλιού, οι C_{cifr}/BW και C_{tifr}/BW γίνονται ίσες, εξαιτίας του γεγονότος ότι η ΠΔΕ είναι πολύ μικρή.

2.6 Πολυκαναλικοί Δέκτες

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα οι ΔΜΙΚ, όπως και οι ΔΜΕΚ, επιφέρουν σημαντική υποβάθμιση της επίδοσης των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Μια από τις πλέον ισχυρές τεχνικές για την καταπολέμηση των αρνητικών συνεπειών των διαλείψεων, με σχετικά χαμηλό κόστος, είναι η χρήση διαφορισμού στο δέκτη [23, 43]. Διαφορισμός ονομάζεται η τεχνική σύμφωνα με την οποία δύο ή περισσότερα αντίγραφα ενός εκπεμπόμενου σήματος συλλέγονται στο δέκτη με σκοπό να αυξηθεί το συνολικό SNR της εξόδου του. Η βασική αρχή της τεχνικής αυτής είναι ότι εάν ένα αντίγραφο του εκπεμπόμενου σήματος υπόκειται σε μεγάλης κλίμακας διαλείψεις, ένα άλλο ανε-



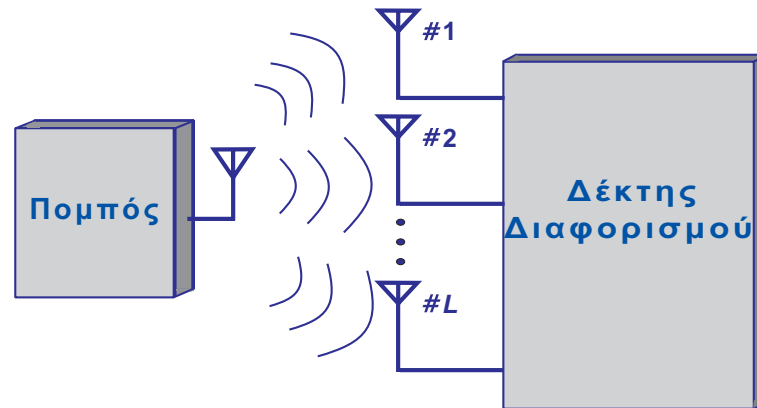
Σχήμα 2.13: Επιλογή μεγίστου σε διαλείψεις Rayleigh.

ξάρτητο, είναι πολύ πιθανό να μην επηρεάζεται τόσο. Ένα τυπικό παράδειγμα, το οποίο απεικονίζει την παραπάνω βασική αρχή, δίνεται στο Σχ. 2.13, όπου μεταξύ δύο σημάτων επιλέγεται κάθε φορά εκείνο με το μεγαλύτερο πλάτος.

Εξαιτίας των πολλαπλών δυνατοτήτων που προσφέρουν οι δέκτες διαφορισμού έχουν βρει και μεγάλο πεδίο εφαρμογών σε πολλά σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Για παράδειγμα, πολύ δημοφιλή συστήματα που χρησιμοποιούν τεχνικές διαφορισμού είναι: α) σταθμοί βάσης κινητής τηλεφωνίας, β) σταθεροί και φορητοί ασύρματοι δέκτες κινούμενης εικόνας και ραδιοφώνου, γ) ασύρματοι δέκτες δικτύων Wi-Fi δ) ασύρματα μικρόφωνα και παρόμοιες ηλεκτρονικές συσκευές. Κοινή συνιστώσα όλων των παραπάνω εφαρμογών είναι η ανάγκη για βελτίωση της ποιότητας του λαμβανόμενου σήματος σε ένα περιβάλλον διαλείψεων.

Οι πιο διαδεδομένες τεχνικές διαφορισμού που χρησιμοποιούνται σε ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα είναι οι παρακάτω [23, 45, 46]:

Διαφορισμός Χώρου Ο διαφορισμός χώρου ή κεραίας (*space/antenna diversity*) είναι η μια από τις πλέον δημοφιλείς τεχνικές διαφορισμού, αφού δεν απαιτεί ούτε επιπλέον ισχύ εκπομπής αλλά ούτε επιπλέον εύρος ζώνης. Πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραίες λήψης τοποθετημένες σε συγκεκριμένες αποστάσεις μεταξύ τους. Ειδικότερα, απόσταση μεγαλύτερη από 0.4λ , με λ να δηλώνει το μήκος κύματος του σήματος, είναι ικανή συνθήκη για τη λήψη σημάτων με ελάχιστη μεταξύ τους συσχέτιση. Γενικότερα, έχει αποδειχθεί ότι το σήμα αποσυσχετίζεται σε απόσταση 0.4λ και αυτό συμβαίνει επειδή ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης μεταξύ 2 διαδοχικών συνθετικών πολλαπλών διαδρομών γίνεται 0 σε κάθε 0.4λ διάστημα.



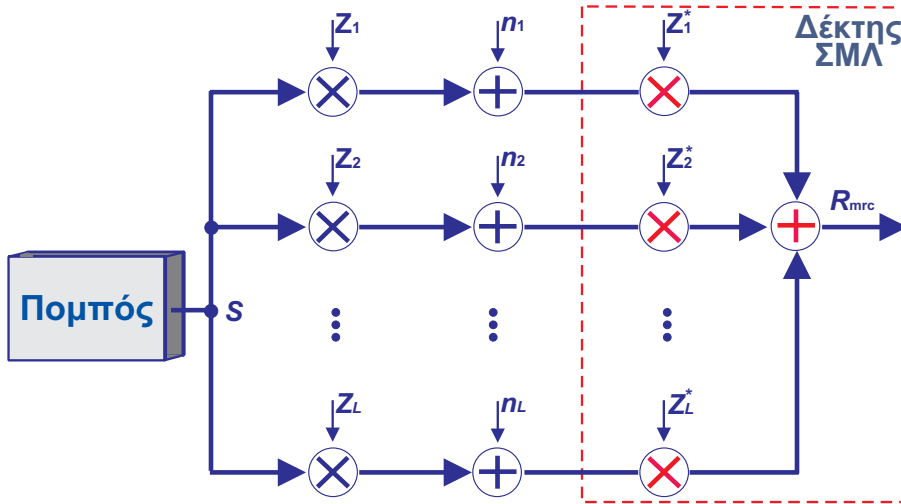
Σχήμα 2.14: Σύστημα πομπού και δέκτη διαφορισμού.

Διαφορισμός Πόλωσης Ο διαφορισμός πόλωσης (*polarization diversity*) πραγματοποιείται όταν το ίδιο σήμα εκπέμπεται και λαμβάνεται από δύο κεραίες με διαφορετική πόλωση. Έχει παρατηρηθεί ότι οι διαδρομές μεταξύ πομπού και δέκτη με χρήση οριζόντιας και κάθετης πόλωσης, είναι ασυσχέτιστες εξαιτίας των πολλαπλών ανακλάσεων. Η τεχνική αυτή δεν απαιτεί επιπλέον χώρο, αλλά περιορίζεται σε μόνο δύο σήματα εκπομπής, ενώ απαιτεί 3dB περισσότερη ισχύ εκπομπής.

Διαφορισμός Συχνότητας Ο διαφορισμός συχνότητας (*frequency diversity*) πραγματοποιείται όταν η πληροφορία εκπέμπεται σε περισσότερες από μια συχνότητες φορέα. Η λογική αυτής της τεχνικής είναι ότι οι συχνότητες που απέχουν περισσότερο από το εύρος ζώνης συμφωνίας θα είναι ασυσχέτιστες μεταξύ τους και έτσι δεν θα υπόκεινται στις ίδιες διαλείψεις. Το μεγάλο της όμως μειονέκτημα είναι ότι απαιτείται τόσες φορές μεγαλύτερη ισχύς εκπομπής και εύρος ζώνης, όσο είναι και ο αριθμός των συχνοτήτων που θα χρησιμοποιηθούν.

Διαφορισμός Χρόνου Διαφορισμό χρόνου (*time diversity*) έχουμε όταν η πληροφορία εκπέμπεται σε χρονικά διαστήματα τα οποία υπερβαίνουν το σύμφωνο χρόνο του καναλιού. Με αυτό τον τρόπο οι πολλαπλές επαναλήψεις του σήματος λαμβάνονται στο δέκτη έχοντας υποστεί ανεξάρτητες μεταξύ τους διαλείψεις. Η υλοποίηση της τεχνικής αυτής είναι απλή, αφού μπορεί να πραγματοποιηθεί στη βασική ζώνη.

Διαφορισμός Κατεύθυνσης Ο διαφορισμός κατεύθυνσης (*direction diversity*) παρέχεται στο δέκτη με τη χρήση κεραιών με διαφορετική γωνία λήψης. Για τη χρησιμοποίηση αυτής της τεχνικής χρειάζεται είτε ένας ικανοποιητικός αριθμός κατευθυντικών κεραιών είτε μια κεραία της οποίας η κατευθυντικότητα μπορεί να οδηγηθεί στη γωνία άφιξης ενός από τα συνθετικά πολλαπλής διαδρομής. Με την τεχνική αυτή μπορεί να περιορισθεί το φαινόμενο Doppler, όμως μπορεί να εφαρμοσθεί μόνο σε σταθερά τερματικά.



Σχήμα 2.15: Δέκτης ΣΜΛ με L κεραιές λήψης.

Σε αυτήν τη διδακτορική διατριβή η προσοχή θα επικεντρωθεί στο διαφορισμό χώρου, ως αναφορά για την περιγραφή των συστημάτων διαφορισμού και την ανάλυση των τεχνικών συνδυασμού. Πρέπει όμως να σημειωθεί ότι όλες οι τεχνικές συνδυασμού που ακολουθούν μπορούν να εφαρμοστούν σε οποιοδήποτε τύπο διαφορισμού.

Ας υποθέσουμε ότι ένας δέκτης διαφορισμού μικρής κλίμακας, όπως αυτός παρουσιάζεται στο Σχ. 2.14, λειτουργεί σε ένα κανάλι το οποίο υπόκειται σε φαινόμενα διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής. Το λαμβανόμενο σήμα βασικής ζώνης στην ℓ -οστή ($\ell = 1, 2, \dots, L$) κεραιά του δέκτη δίνεται από

$$r_\ell = sZ_\ell + n_\ell \quad (2.66)$$

όπου τα Z_ℓ, n_ℓ είναι το μιγαδικό κέρδος διαδρομής και ο μιγαδικός AWGN του ℓ -οστού καναλιού διαδρομής, αντίστοιχα, όπως αυτά περιγράφονται για τον απλό δέκτη στην Ενότητα 2.4.1. Στη συνέχεια μελετώνται ξεχωριστά οι πιο γνωστές τεχνικές συνδυασμού δεκτών διαφορισμού, οι οποίες θα μας απασχολήσουν στα επόμενα κεφάλαια.

2.6.1 Δέκτης Συνδυασμού Μεγίστου Λόγου

Οι δέκτες διαφορισμού συνδυασμού μεγίστου λόγου (ΣΜΛ), maximal ratio combining (MRC), παρέχουν τη βέλτιστη απόδοση σε σχέση με τις υπόλοιπες γνωστές τεχνικές διαφορισμού σε περιβάλλον χωρίς παρεμβολές, ανεξάρτητα από τη στατιστική των διαλείψεων [23, Κεφ. 9]. Όμως παρουσιάζουν το μειονέκτημα της αυξημένης πολυπλοκότητας, εξαιτίας του γεγονότος ότι απαιτούν τη γνώση όλων τα παραμέτρων του καναλιού διαλείψεων, δηλαδή και του πλάτους και της φάσης. Κατά συνέπεια η τεχνική αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με σήματα άνισης ενέργειας συμβόλων, όπως σύμφωνα M -QAM, ενώ δεν έχει πρακτικό αποτέλεσμα να χρησιμοποιηθεί με διαφορικά σύμφωνες ή ασύμφωνες τεχνικές διαμόρφωσης.

Στο Σχ. 2.15, παρουσιάζεται το διάγραμμα μπλοκ ενός δέκτη διαφορισμού ΣΜΛ βασικής ζώνης με L κεραίες εισόδου. Στο δέκτη τύπου ΣΜΛ, όλα τα σήματα που λαμβάνονται από τις κεραίες αθροίζονται σύμφωνα, αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με κατάλληλο μιγαδικό συντελεστή βάρους w_ℓ και άρα το στιγμιαίο πλάτος του σήματος εξόδου του δέκτη ΣΜΛ δίδεται από τη σχέση

$$R_{\text{mrc}} = s \sum_{\ell=1}^L w_\ell R_\ell. \quad (2.67)$$

Υποθέτοντας ότι η ΦΠΙ είναι ίδια σε κάθε κλάδο (branch) τότε η συνολική ΦΠΙ N_{tot} στην έξοδο του δέκτη είναι

$$N_{\text{tot}} = N_0 \sum_{\ell=1}^L w_\ell^2. \quad (2.68)$$

Κατά συνέπεια το SNR της εξόδου του δέκτη είναι

$$\gamma_{\text{mrc}} = \frac{R_{\text{mrc}}^2}{N_{\text{tot}}} = \frac{1}{N_0} \frac{\left(s \sum_{\ell=1}^L w_\ell R_\ell \right)^2}{\sum_{\ell=1}^L w_\ell^2}. \quad (2.69)$$

Ο στόχος είναι να βρεθούν τα w_ℓ με τα οποία μεγιστοποιείται το γ_{mrc} . Οι κλάδοι με τα υψηλότερα SNR θα πρέπει να έχουν μεγαλύτερο βάρος από εκείνα με χαμηλότερο, έτσι ώστε τα βάρη w_ℓ^2 να είναι αναλογικά με τα SNR των κλάδων R_ℓ^2/N_0 . Αυτό επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας την ανισότητα Swartz [2, Εξ. (11.311)] ή παίρνοντας την πρώτη παράγωγο της (2.69). Έτσι τα βέλτιστα βάρη θα είναι $w_\ell^2 = R_\ell^2/N_0 = Z_\ell^*$ και το SNR της εξόδου του δέκτη θα γίνει

$$\gamma_{\text{mrc}} = \sum_{\ell=1}^L \gamma_\ell \quad (2.70)$$

ενώ το αντίστοιχο μέσο SNR είναι

$$\bar{\gamma}_{\text{mrc}} = \sum_{\ell=1}^L \bar{\gamma}_\ell. \quad (2.71)$$

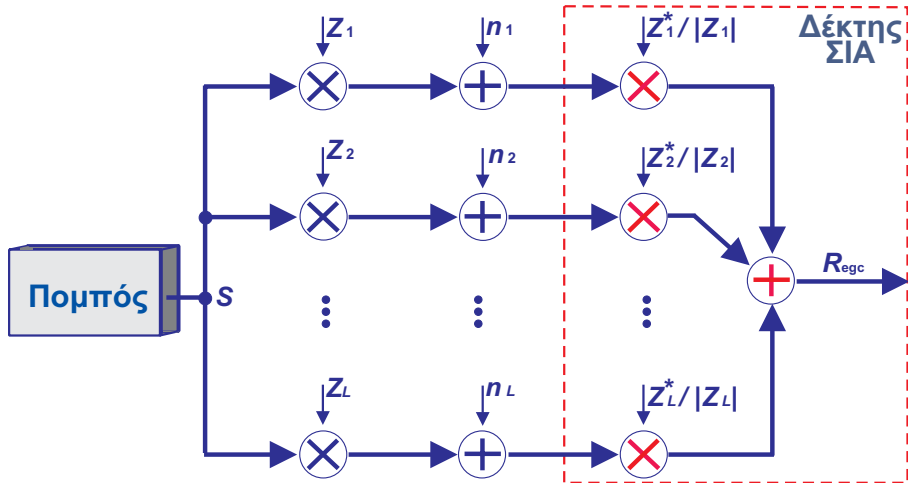
Επίσης, είναι χρήσιμο να προστεθεί, ότι χρησιμοποιώντας τον ορισμό της ΡΓΣ του γ , (2.40), και την (2.70), η ΡΓΣ του στιγμιαίου SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΜΛ στην περίπτωση συσχετισμένων ΤΜ γ_ℓ δίδεται από τη σχέση [3, εξ. (7.29)]

$$\mathcal{M}_{\gamma_{\text{mrc}}}(s) = \mathcal{M}_{\gamma_1, \dots, \gamma_L}(s, \dots, s). \quad (2.72)$$

Στην περίπτωση ασυσχέτιστων ΤΜ γ_ℓ , η $\mathcal{M}_{\gamma_{\text{mrc}}}(s)$ δίδεται από τη σχέση [3, εξ. (7.31)]

$$\mathcal{M}_{\gamma_{\text{mrc}}}(s) = \prod_{\ell=1}^L \mathcal{M}_{\gamma_\ell}(s) \quad (2.73)$$

όπου $\mathcal{M}_{\gamma_\ell}(\cdot)$ είναι η ΡΓΣ του στιγμιαίου SNR στην ℓ -οστή κεραία εισόδου. Η παραπάνω εξίσωση για την ΡΓΣ της εξόδου ενός δέκτη ΣΜΛ είναι μια ιδιαίτερος χρήσιμη σχέση για



Σχήμα 2.16: Δέκτης ΣΙΑ με L κεραίες λήψης.

τη μελέτη της επίδοσης τέτοιων δεκτών, αφού προϋποθέτει μόνο τη γνώση των αντίστοιχων εκφράσεων των εισόδων του δέκτη ΣΜΛ [23, Κεφ. 1].

2.6.2 Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής

Οι δέκτες διαφορισμού συνδυασμού ίσης απολαβής (ΣΙΑ), equal gain combining (EGC) [23, Κεφ. 9], παρά το γεγονός ότι δεν έχουν τη βέλτιστη απόδοση, αποτελούν μια πολύ καλή λύση αφού δεν χρειάζονται εκτίμηση των πλατών των διαλείψεων και σαν αποτέλεσμα παρουσιάζουν χαμηλή πολυπλοκότητα συγκρινόμενοι με τους δέκτες ΣΜΛ. Όμως, η χρήση των δεκτών ΣΙΑ περιορίζεται σε σύμφωνες διαμορφώσεις με ίση ενέργεια συμβόλων, πχ M -PSK, μιας και στα σήματα με άνισες ενέργειες, πχ M -QAM, η εκτίμηση για το πλάτος είναι αναγκαία έτσι και αλλιώς.

Στο Σχ. 2.16, παρουσιάζεται το διάγραμμα μπλοκ ενός δέκτη ΣΙΑ βασικής ζώνης με L κεραίες εισόδου. Στο δέκτη τύπου ΣΙΑ, όλα τα σήματα που λαμβάνονται από τις κεραίες αθροίζονται σύμφωνα, αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με τον ίδιο μιγαδικό συντελεστή βάρους w_ℓ , μοναδιαίου πλάτους. Κατά συνέπεια το στιγμιαίο πλάτος του σήματος εξόδου του δέκτη ΣΙΑ δίδεται από τη σχέση

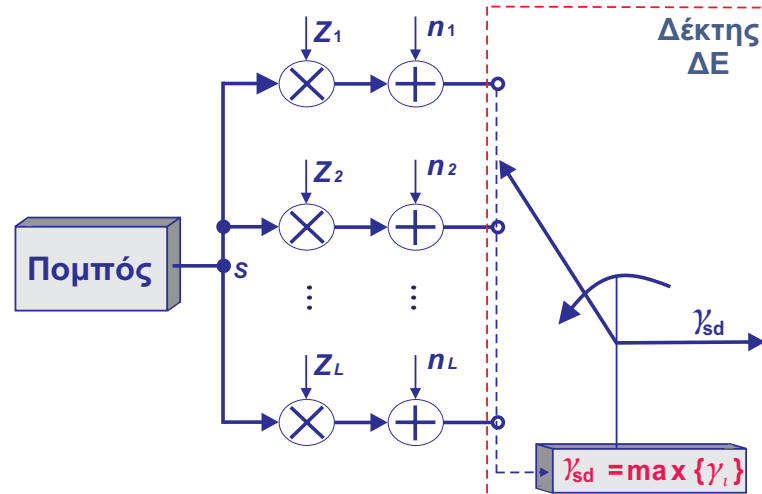
$$R_{\text{egc}} = s \sum_{\ell=1}^L R_\ell \quad (2.74)$$

και η συνολική ΦΠ, N_{tot} , στην έξοδο του δέκτη είναι

$$N_{\text{tot}} = \sum_{\ell=1}^L N_0. \quad (2.75)$$

Κατά συνέπεια το SNR της εξόδου του δέκτη είναι

$$\gamma_{\text{egc}} = \frac{R_{\text{egc}}^2}{N_{\text{tot}}} = \frac{1}{L N_0} \left(s \sum_{\ell=1}^L R_\ell \right)^2 = \frac{1}{L} \left(\sum_{\ell=1}^L \sqrt{\gamma_\ell} \right)^2. \quad (2.76)$$



Σχήμα 2.17: Δέκτης ΔΕ με L κεραιές λήψης.

Επίσης, είναι χρήσιμο να προστεθεί ότι χρησιμοποιώντας τη στατιστική ιδιότητα [3, εξ. (7.29)] η χαρακτηριστική συνάρτηση (ΧΣ) του R_{egc} στην περίπτωση συσχετισμένων ΤΜ μπορεί να γραφτεί ως

$$\Phi_{R_{\text{egc}}}(s) = \Phi_{R_1, \dots, R_L} \left(js\sqrt{\frac{E_s}{LN_0}}, \dots, js\sqrt{\frac{E_s}{LN_0}} \right) \quad (2.77)$$

όπου $j = \sqrt{-1}$. Στην περίπτωση ασυσχέτιστων ΤΜ, η $\Phi_{R_{\text{egc}}}(s)$ δίδεται από τη σχέση

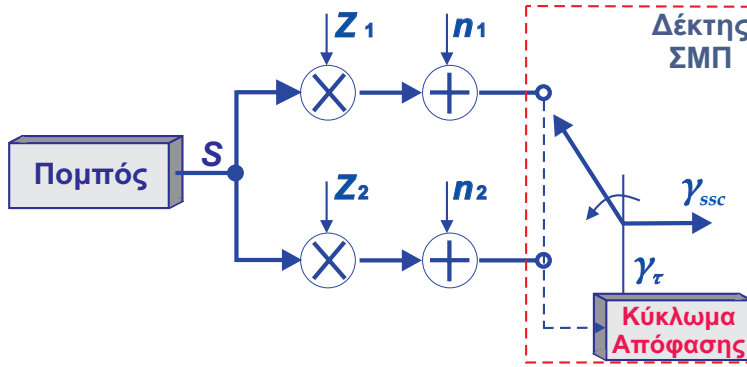
$$\Phi_{R_{\text{egc}}}(s) = \prod_{\ell=1}^L \Phi_{R_\ell} \left(s\sqrt{\frac{E_s}{LN_0}} \right). \quad (2.78)$$

Η παραπάνω εξίσωση της ΧΣ του πλάτους στην έξοδο ενός δέκτη ΣΙΑ είναι μια ιδιαίτερος χρήσιμη σχέση για τη μελέτη της επίδοσης τέτοιων δεκτών, αφού προϋποθέτει μόνο τη γνώση των αντίστοιχων εκφράσεων των εισόδων του δέκτη ΣΙΑ.

2.6.3 Δέκτης Διαφορισμού Επιλογής

Στους δέκτες διαφορισμού επιλογής (ΔΕ), selection diversity (SD) [23, Κεφ. 9], το σύστημα επεξεργάζεται μόνο έναν από τους κλαδους διαφορισμού μιας και επιλέγει τον κλάδο με το υψηλότερο στιγμιαίο SNR. Επιπρόσθετα, εξαιτίας του γεγονότος ότι η έξοδος του δέκτη ΔΕ είναι ίση μόνο με ένα από τα σήματα των κλάδων, δεν είναι αναγκαίο το σύμφωνο άθροισμα των ξεχωριστών κλάδων. Κατά συνέπεια ο δέκτης ΔΕ μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με διαφορικές σύμφωνες και ασύμφωνες διαμορφώσεις, αφού δεν είναι αναγκαίο να γνωρίζει τη φάση του σήματος σε κάθε κλάδο.

Στο Σχ. 2.17, παρουσιάζεται το διάγραμμα μπλοκ ενός δέκτη ΔΕ βασικής ζώνης με L κεραιές εισόδου. Στο δέκτη ΔΕ το σύστημα επιλέγει και βγάζει ως έξοδο το σήμα του



Σχήμα 2.18: Δέκτης ΣΜΠ με 2 κεραιές λήψης.

κλάδου το οποίο έχει το υψηλότερο εισερχόμενο SNR, δηλαδή

$$\gamma_{sd} = \max(\gamma_\ell). \quad (2.79)$$

Σε ένα δέκτη ΔΕ με L κλάδους η ΑΣΚ του γ_{sd} μας δίνεται από

$$\mathcal{F}_{\gamma_{sd}}(\gamma) = f(\gamma_{sd} < \gamma) = f[\max(\gamma_1, \dots, \gamma_L) < \gamma]. \quad (2.80)$$

Στην περίπτωση όπου οι ΤΜ γ_ℓ είναι συσχετισμένες μεταξύ τους η (2.80), χρησιμοποιώντας την [3, εξ. (6.54)], γίνεται

$$\mathcal{F}_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \mathcal{F}_{\gamma_1, \dots, \gamma_L}(\gamma, \dots, \gamma) \quad (2.81)$$

ενώ αν είναι ασυσχέτιστες η (2.80) γίνεται

$$\mathcal{F}_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \prod_{\ell=1}^L \mathcal{F}_{\gamma_\ell}(\gamma). \quad (2.82)$$

Η παραπάνω εξίσωση της ΑΣΚ της εξόδου ενός δέκτη ΔΕ είναι ιδιαίτερως χρήσιμη σχέση για τη μελέτη της επίδοσης τέτοιων δεκτών, αφού προϋποθέτει μόνο τη γνώση των αντίστοιχων εκφράσεων των εισόδων του δέκτη ΔΕ [23, Κεφ. 1].

2.6.4 Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής

Στους δέκτες συνδυασμού μεταγωγής και παραμονής (ΣΜΠ), switch and stay combining (SSC) [23, Κεφ. 9], το σύστημα επιλέγει κάποιο συγκεκριμένο κλάδο μέχρι το SNR του κλάδου αυτού πέσει κάτω από ένα καθορισμένο όριο γ_τ . Όταν συμβεί αυτό ο δέκτης κάνει μεταγωγή σε ένα άλλο κλάδο, ανεξάρτητα από το SNR του κλάδου αυτού. Κατά συνέπεια ο δέκτης διαφορισμού ΣΜΠ είναι ο πιο εύκολα υλοποιήσιμος και μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με σύμφωνες, μη σύμφωνες και διαφορικά σύμφωνες διαμορφώσεις.

Στο Σχ. 2.18, παρουσιάζεται το διάγραμμα μπλοκ ενός δέκτη ΣΜΠ βασικής ζώνης με 2 κεραιές εισόδου. Ας υποθέσουμε ότι η ισχύς του σήματος στην έξοδο ενός δέκτη

ο συνδυασμός των $(1, 2, \dots, L)$. Τα στοιχεία του $\vec{\gamma}_{\text{gsc}}$ διατάσσονται με φθίνουσα σειρά ως $\vec{\gamma}_{(\text{gsc})} = [\gamma_{(1)}, \gamma_{(2)}, \dots, \gamma_{(L)}]^T$ και κατά συνέπεια το $\vec{\gamma}_{(\text{gsc})}$ αποτελεί ένα ταξινομημένο σύνολο. Συνεπώς επιλέγοντας τα N ισχυρότερα SNR από τα L διαθέσιμα, το SNR της εξόδου ενός δέκτη ΣΓΕ δίνεται από

$$\gamma_{\text{gsc}} = \sum_{\ell=1}^N \gamma_{(\ell)} \quad (2.85)$$

και η ΣΠΠ των $[\gamma_{(1)}, \gamma_{(2)}, \dots, \gamma_{(N)}]$ δίνεται από [76]

$$f_{\gamma_{(1)}, \gamma_{(2)}, \dots, \gamma_{(N)}}(y_1, y_2, \dots, y_N) = \sum_{\substack{n_1, \dots, n_N \\ n_1 \neq n_2 \neq \dots \neq n_N}} f_{n_1}(y_1) f_{n_2}(y_2) \cdots f_{n_N}(y_N) \prod_{\ell'=N+1}^L \mathcal{F}_{n_{\ell'}}(y_N) \quad (2.86)$$

όπου (y_1, y_2, \dots, y_N) είναι τα στιγμιαία SNR τα οποία ικανοποιούν το $(y_1 \geq y_2 \geq \dots \geq y_N \geq 0)$ και $(1 \leq n_1, \dots, n_N \leq L)$ είναι οι N κλάδοι με τα υψηλότερα SNR. Επίσης το στοιχείο ℓ' αναφέρεται στους $L - N$ μη επιλεγμένους κλάδους και κατά συνέπεια εξαιρεί όλα τα υπόλοιπα στοιχεία που έχουν επιλεγθεί στα εξωτερικά αθροίσματα.

2.7 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό αρχικά παρουσιάστηκαν και αναλύθηκαν οι τρεις παράγοντες που χαρακτηρίζουν το ασύρματο περιβάλλον διάδοσης: *α)* οι απώλειες διαδρομής, *β)* οι ΔΜΕΚ και *γ)* οι ΔΜΙΚ. Η ανάλυση επικεντρώθηκε στις ΔΜΙΚ και ΔΜΕΚ που αποτελούν και το βασικό κορμό της παρούσας διατριβής. Συνεπώς μελετήθηκαν τα αίτια δημιουργίας τους, τα βασικά χαρακτηριστικά τους και δόθηκαν σημαντικές κατανομές για τη στατιστική μοντελοποίηση τους, οι οποίες θα μας απασχολήσουν και σε επόμενα κεφάλαια. Επιπλέον, όσον αφορά το σύνθετο περιβάλλον διάδοσης που δημιουργείται όταν οι ΔΜΙΚ συμβαίνουν ταυτόχρονα με τις ΔΜΕΚ, παρουσιάστηκε και αναλύθηκε ένα καινούριο στατιστικό μοντέλο, η κατανομή K_G . Η κατανομή αυτή απλοποιεί σημαντικά τη μελέτη της απόδοσης ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τα οποία λειτουργούν σε αυτό το σύνθετο περιβάλλον. Στη συνέχεια, υποθέτοντας κανάλι διαλείψεων K_G , μελετήθηκε η απόδοση ενός δέκτη με βάση τα πιο σημαντικά κριτήρια ανάλυσης της. Τα κριτήρια αυτά είναι η ΜΠΣΒ, η ΠΔΕ, η ΠΔ, ο ΜΛΣΘ και η χωρητικότητα του καναλιού, ενώ τα εξαγόμενα αποτελέσματα ήταν σε κλειστή μορφή, επιβεβαιώνοντας τη μαθηματική ευελιξία που παρέχει η κατανομή K_G . Ένα άλλο θέμα το οποίο εξετάστηκε, συμπληρώνοντας το σχετικό βιβλιογραφικό κενό, είναι η χωρητικότητα απλών δεκτών σε κανάλια διαλείψεων Γ_G με βάση τις πολιτικές προσαρμογής εκπομπής ΠΒΙΡ, ΑΚΣΡ και ΑΑΚΣΡ. Τέλος, δόθηκε το βασικό θεωρητικό υπόβαθρο και σημαντικές στατιστικές ιδιότητες των πλέον γνωστών τεχνικών συνδυασμού για τους δέκτες διαφορισμού που θα μελετηθούν στη συνέχεια.

Κεφάλαιο 3

Δέκτες Διαφορισμού σε Κανάλια Διαλείψεων Weibull και Γ_G

ΣΕ ΑΥΤΟ ΤΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ μελετάται η επίδοση δεκτών διαφορισμού οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων που μοντελοποιούνται με τις κατανομές Weibull και, τη γενίκευση της, Γ_G . Αρχικά εξετάζεται η περίπτωση στην οποία οι ΤΜ, που αναπαριστούν το πλάτος των διαλείψεων, ακολουθούν την κατανομή Weibull και είναι ανεξάρτητες αλλά μη-ομοιόμορφα κατανεμημένες (ΑΜΟΚ). Επίσης, οι δέκτες διαφορισμού οι οποίοι εξετάζονται χρησιμοποιούν την τεχνική ΣΓΕ(2, L), δηλαδή γίνεται η επιλογή των δύο κλάδων με το υψηλότερο SNR από τους L διαθέσιμους. Χρησιμοποιώντας μια ενδιαφέρουσα ιδιότητα για το γινόμενο των ροπών ταξινομημένων ΤΜ Weibull, εξάγονται βολικές εκφράσεις κλειστής μορφής για τις ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L). Με τη χρήση των συγκεκριμένων εκφράσεων παρουσιάζονται, επίσης, σε κλειστή μορφή σημαντικά κριτήρια επίδοσης, όπως είναι η ΠΔ και ο ΜΛΣΘ στην έξοδο του δέκτη. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας τη θεωρία προσέγγισης με Padé και την προσέγγιση που βασίζεται στη ΡΓΣ, μελετώνται η ΠΔΕ και η ΜΠΣΒ.

Στην συνέχεια, για την ίδια τεχνική διαφορισμού, εξετάζεται η γενικότερη περίπτωση στην οποία οι ΤΜ ακολουθούν την κατανομή Γ_G αλλά είναι ανεξάρτητες και ομοιόμορφα κατανεμημένες (ΑΟΚ). Και σε αυτήν την περίπτωση εξάγονται οι ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L), ενώ επιπλέον δίνονται υπό τη μορφή απειροσειρών η ΡΓΣ και η ΑΣΚ. Χρησιμοποιώντας αυτές τις εκφράσεις μελετάται η επίδοση δεκτών ΣΓΕ(2, L) οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Γ_G με τη χρήση των κριτηρίων επίδοσης ΠΔ, ΠΔΕ και ΜΠΣΒ. Τέλος, για τα γενικευμένα αυτά κανάλια διαλείψεων, μελετάται η χωρητικότητα των δεκτών ΔΕ με την εφαρμογή των διαφορετικών πολιτικών προσαρμογής της εκπομπής που παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 2.5.

Η ανάλυση που παρουσιάζεται, συνοδεύεται από σημαντικά αριθμητικά αποτελέσματα των παραπάνω κριτηρίων επίδοσης για διαφορετικές συνθήκες καναλιού και σχήματα διαμόρφωσης. Τα αποτελέσματα αυτά συμπληρώνονται, σε πολλές περιπτώσεις, από 100-

δύναμα αποτελέσματα προσομοίωσης από ηλεκτρονικούς υπολογιστές (HY), επιβεβαιώνοντας την ακρίβεια της προτεινόμενης μεθοδολογίας.

3.1 Εισαγωγή

Η διεθνής επιστημονική βιβλιογραφία είναι εξαιρετικά εκτενής όσον αφορά τη μελέτη δεκτών διαφορισμού ΣΓΕ. Για παράδειγμα, στην [77], δίνεται μια απλή έκφραση κλειστής μορφής για τη ΡΓΣ του SNR στην έξοδο ενός δέκτη ΣΓΕ για ΑΜΟΚ κανάλια διαλείψεων Rayleigh. Στην [78], παρουσιάζονται εκφράσεις κλειστής μορφής για τις ΡΓΣ του SNR στην έξοδο ενός δέκτη ΣΓΕ σε ΑΟΚ κανάλια Nakagami- m , όπως επίσης και σε ΑΜΟΚ κανάλια Rayleigh. Στην [79], προτείνεται μια ενοποιημένη ανάλυση επιδόσεων για δέκτες ΣΓΕ με την οποία παρέχεται μια γενική έκφραση για τη ΡΓΣ του SNR στην έξοδο δεκτών ΣΓΕ(N, L), περιλαμβάνοντας στατιστική ΑΜΟΚ TM, καθώς επίσης και μοντέλα διαλείψεων Nakagami- m και Rice. Λαμβάνοντας υπόψη διαφορετικές οικογένειες κατανομών και ΑΜΟΚ TM, στην [80], παρουσιάζεται μια γενική ασυμπτωτική έκφραση της ΡΓΣ για υψηλά εισερχόμενα SNR. Επιπλέον, στην [81], ιδιαίτερη προσοχή έχει λάβει μια πολύ σημαντική, από πρακτικής απόψεως, κατηγορία δεκτών ΣΓΕ, οι ΣΓΕ(2, 3) και ΣΓΕ(2, 4), στους οποίους επιλέγονται οι δύο κλάδοι με το υψηλότερο SNR, δηλαδή $N = 2$, μεταξύ των $L = 3$ ή $L = 4$ διαθέσιμων. Στην ίδια εργασία, υποθέτοντας ΑΟΚ TM Nakagami- m , έχουν δοθεί εκφράσεις κλειστής μορφής για τη ΜΠΣΒ διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης.

Όσον αφορά τη λειτουργία δεκτών ΣΓΕ σε κανάλια διαλείψεων Weibull ή Γ_G οι δημοσιευμένες εργασίες στην επιστημονική βιβλιογραφία στο χώρο των ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών είναι εξαιρετικά περιορισμένη. Συγκεκριμένα, οι μοναδικές εργασίες οι οποίες είναι γνωστές είναι οι [82, 83]. Σε αυτές, υποθέτοντας ΑΟΚ TM Weibull δίνονται αναλυτικές εκφράσεις για τις ροπές πρώτης και δεύτερης τάξης και η ΠΔ του SNR στην έξοδο ενός δέκτη ΣΓΕ. Όμως η υπόθεση ότι οι TM είναι ΑΟΚ δεν είναι πάντα έγκυρη στο πραγματικό ασύρματο περιβάλλον διάδοσης. Για παράδειγμα στα συστήματα ευρείας ζώνης πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα και τα διάφορα τυποποιημένα κανάλια της IEEE το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (ΠΚΙ) θεωρείται ότι είναι μια εκθετικά μειούμενη κατανομή [46].

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω στην πρώτη ενότητα αυτού του κεφαλαίου μελετάται η περίπτωση καναλιών τα οποία υπόκεινται σε επίπεδες διαλείψεις Weibull με ΑΜΟΚ TM. Για αυτήν την κατηγορία καναλιών παρέχονται για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία εκφράσεις κλειστής μορφής για πολλά και σημαντικά κριτήρια ποιότητας της επίδοσης ενός δέκτη ΣΓΕ(2, L). Συγκεκριμένα, εξάγοντας τις εκφράσεις των ροπών του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L) και έχοντας ως βάση αυτές, γίνεται δυνατή η μελέτη των ΜΠΣΒ, ΠΔΕ, ΠΔ και ΜΛΣΘ. Στη δεύτερη ενότητα αυτού του κεφαλαίου μελετάται η περίπτωση

καναλιών τα οποία υπόκεινται σε επίπεδες διαλείψεις Γ_G με ΑΟΚ ΤΜ. Και σε αυτήν την περίπτωση δίνονται οι εκφράσεις κλειστής μορφής των ροπών του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L). Επιπλέον, γίνεται δυνατή η εξαγωγή των αντιστοίχων εκφράσεων για τη ΡΓΣ και την ΑΣΚ, υπό τη μορφή γρήγορα συγκλίνουσων απειροσειρών. Τέλος, παρουσιάζονται σε κλειστή μορφή οι εκφράσεις για τη χωρητικότητα καναλιών διαλείψεων Γ_G με χρήση των πολιτικών προσαρμογής της εκπομπής ΠΒΙΡ, ΑΚΣΡ και ΑΑΚΣΡ και της τεχνικής ΔΕ στο δέκτη. Τα πιο σημαντικά αποτελέσματα που παρατίθενται στη συνέχεια δημοσιεύτηκαν στα [37, 38]

3.2 Δέκτες ΣΓΕ σε Μη-Ομοιόμορφα Κατανομημένα Κανάλια Διαλείψεων Weibull

Σε αυτήν την ενότητα, αρχικά μελετάται η ταξινομημένη στατιστική ΑΜΟΚ ΤΜ Weibull και κατόπιν η επίδοση δεκτών διαφορισμού ΣΓΕ οι οποίοι λειτουργούν σε αυτά τα κανάλια διαλείψεων.

3.2.1 Μοντέλο Συστήματος και Καναλιού

Ας θεωρήσουμε ένα εκπεμπόμενο σύμβολο s σε ένα περιβάλλον διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής. Το σήμα βασικής ζώνης στην ℓ -οστή ($\ell = 1, 2, \dots, L$) κεραία ενός δέκτη ΣΓΕ(N, L), όπως αυτό παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.6, δίνεται από

$$r_\ell = s Z_\ell + n_\ell. \quad (3.1)$$

Κάνοντας την υπόθεση ότι γίνεται ιδανική εκτίμηση της φάσης, μόνο το κατανομημένο πλάτος των διαλείψεων επηρεάζει το λαμβανόμενο σήμα, βλέπε Ενότητα 2.2.3. Κατά συνέπεια, ας υποθέσουμε ότι R_ℓ είναι το πλάτος του Z_ℓ , δηλαδή $R_\ell = |Z_\ell|$, το οποίο μοντελοποιείται σαν μια στατιστικά ανεξάρτητη ΤΜ Weibull με ΣΠΠ [24]

$$f_{R_\ell}(y) = \beta \frac{y^{\beta-1}}{\Omega_\ell} \exp\left(-\frac{y^\beta}{\Omega_\ell}\right) \quad (3.2)$$

όπου Ω_ℓ είναι η παράμετρος κλίμακας της κατανομής και δίνεται από

$$\Omega_\ell = \sqrt[\beta/2]{\frac{E \langle R_\ell^2 \rangle}{\Gamma(1 + 2/\beta)}}. \quad (3.3)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι με την αντικατάσταση της (3.3) στην (3.2), η (3.2) γίνεται ταυτόσημη με την (2.14) και με την (2.20) (για $m = 1$).

Ορίζοντας το $d_x \triangleq 1 + x/\beta$, με $x \in \mathfrak{R}$, τότε η ΑΣΚ και οι ροπές του R_ℓ μπορούν να εκφραστούν ως

$$F_{R_\ell}(y) = 1 - \exp\left(-\frac{y^\beta}{\Omega_\ell}\right) \quad (3.4)$$

και

$$E \langle R_\ell^n \rangle = \Omega_\ell^{n/\beta} \Gamma(d_n) \quad (3.5)$$

αντίστοιχα. Επανα-ταξινομώντας τα $\{R_\ell\}$ ως $R_{(1)} \geq R_{(2)} \geq R_{(i)} \geq 0 \quad \forall i = 3, 4, \dots, L$, με τη χρήση της (2.86) για $N = 2$, η συνδυασμένη ΣΠΠ της ταξινομημένης αυτής ομάδας μπορεί να εκφραστεί από

$$f_{R_{(1)} R_{(2)}}(y_1, y_2) = \sum_{n_1=1}^L \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n_1}}^L f_{R_{n_1}}(y_1) f_{R_{n_2}}(y_2) \prod_{l'=3}^L F_{R_{l'}}(y_2). \quad (3.6)$$

3.2.2 Ροπές του SNR στην Έξοδο του Δέκτη

Θεώρημα 1: Ας υποθέσουμε ότι τα $\{R_{(1)}, R_{(2)}\}$ αποτελούν ένα κομμάτι ενός ταξινομημένου στατιστικού συνόλου από L AMOK TM Weibull, το οποίο ικανοποιεί τη συνθήκη $R_{(1)} \geq R_{(2)} \geq R_{(i)} \geq 0, \forall i = 3, 4, \dots, L$. Τότε οι ροπές του γινομένου των $R_{(1)}$ και $R_{(2)}$ δίνονται από

$$E \langle R_{(1)}^m R_{(2)}^n \rangle = \sum_{n_1=1}^L \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n_1}}^L \frac{\Gamma(d_m + d_n)}{\Omega_{n_1} \Omega_{n_2} d_n} \left[\left(\frac{\Omega_{n_1} \Omega_{n_2}}{\Omega_{n_1} + \Omega_{n_2}} \right)^{d_m + d_n} g_1(m, n, \{\Omega_{n_i}\}_{i=1}^L) \right. \\ \left. + \sum_{k=3}^L (-1)^k \sum_{\lambda_3=3}^{L-k+3} \sum_{\lambda_4=\lambda_3+1}^{L-k+4} \dots \sum_{\lambda_k=\lambda_{k-1}+1}^L \frac{g_2(m, n, \{\Omega_{n_i}\}_{i=1}^L)}{\left(\Omega_{n_1}^{-1} + \Omega_{n_2}^{-1} + \sum_{t=3}^k \Omega_{\lambda_t}^{-1} \right)^{d_m + d_n}} \right] \quad (3.7)$$

όπου

$$g_1(m, n, \{z_i\}_{i=1}^L) = {}_2F_1 \left(1, d_m + d_n; d_m + 1; \frac{z_{n_1}}{z_{n_2} + z_{n_1}} \right)$$

και

$$g_2(m, n, \{z_i\}_{i=1}^L) = {}_2F_1 \left(1, d_m + d_n; d_n + 1; \frac{z_{n_2}^{-1} + \sum_{t=3}^k z_{\lambda_t}^{-1}}{z_{n_1}^{-1} + z_{n_2}^{-1} + \sum_{t=3}^k z_{\lambda_t}^{-1}} \right)$$

με ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ να αναπαριστά την υπεργεωμετρική συνάρτηση του Gauss [2, ξ. (9.100)], τα m, n να είναι θετικοί ακέραιοι, και τα $\{z_i\}_{i=1}^L$ να λαμβάνουν θετικές τιμές.

Απόδειξη: Χρησιμοποιώντας την (3.6), οι από κοινού ροπές υψηλότερης τάξης των ταξινομημένων AMOK TM Weibull μπορούν να υπολογιστούν όπως

$$E \langle R_{(1)}^m R_{(2)}^n \rangle = \int_0^\infty \int_0^{y_1} y_1^m y_2^n f_{R_{(1)} R_{(2)}}(y_1, y_2) dy_2 dy_1 \\ = \sum_{n_1=1}^L \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n_1}}^L \int_0^\infty \int_0^{y_1} y_1^m y_2^n f_{R_{n_1}}(y_1) f_{R_{n_2}}(y_2) \prod_{n'=3}^L F_{R_{n'}}(y_2) dy_2 dy_1 \quad (3.8)$$

όπου ο όρος n' αναφέρεται στις $L - 2$ μη επιλεγμένες εξόδους. Γενικά, μπορεί σχετικά εύκολα να αποδειχθεί ότι ισχύει

$$\prod_{k=a}^L (1 - t_k) = 1 + \sum_{k=a}^L (-1)^{k-a+1} \sum_{\lambda_a=a}^{L-k+a} \sum_{\lambda_{a+1}=\lambda_a+1}^{L-k+a+1} \dots \sum_{\lambda_k=\lambda_{k-1}+1}^L \prod_{n=a}^k t_{\lambda_n} \quad (3.9)$$

με $t_k = \exp(-y_2^\beta/\Omega_{n_k})$ και $a = 3$, χρησιμοποιώντας τις (3.2), (3.4) και (3.9), η (3.8) μπορεί να εκφραστεί ως

$$\begin{aligned}
 E \langle R_{(1)}^m R_{(2)}^n \rangle &= \sum_{n_1=1}^L \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n_1}}^L \frac{\beta^2}{\Omega_{n_1} \Omega_{n_2}} \\
 &\times \left[\int_0^\infty y_1^{m+\beta-1} \exp\left(-\frac{y_1^\beta}{\Omega_{n_1}}\right) \int_0^{y_1} y_2^{n+\beta-1} \exp\left(-\frac{y_2^\beta}{\Omega_{n_2}}\right) dy_2 dy_1 \right. \\
 &+ \sum_{k=3}^L (-1)^{k-2} \sum_{\lambda_3=3}^{L-k+3} \sum_{\lambda_4=\lambda_3+1}^{L-k+4} \cdots \sum_{\lambda_k=\lambda_{k-1}+1}^L \int_0^\infty y_1^{m+\beta-1} \exp\left(-\frac{y_1^\beta}{\Omega_{n_1}}\right) \\
 &\times \left. \int_0^{y_1} y_2^{n+\beta-1} \exp\left(-\frac{y_2^\beta}{\Omega_{n_2}}\right) \exp\left(-\sum_{t=3}^k \frac{y_2^\beta}{\Omega_{\lambda_t}}\right) dy_2 dy_1 \right]. \tag{3.10}
 \end{aligned}$$

Στην (3.10) εμφανίζονται διπλά ολοκληρώματα της μορφής

$$\Upsilon = \int_0^\infty y_1^{m+\beta-1} \exp\left(-\frac{1}{\Omega_{n_1}} y_1^\beta\right) \int_0^{y_1} y_2^{n+\beta-1} \exp\left(-\xi y_2^\beta\right) dy_2 dy_1. \tag{3.11}$$

Κάνοντας χρήση του ορισμού της χαμηλής ατελούς συνάρτησης γάμα $\gamma(\cdot, \cdot)$, δηλαδή της [2, εξ. (3.381/1)], και εφαρμόζοντας την αλλαγή μεταβλητών $z_i = y_i^\beta$ ($i = 1$ και 2), η (3.11) απλοποιείται ως

$$\Upsilon = \frac{\xi^{-d_n}}{\beta} \int_0^\infty z_1^{d_m-1} \exp\left(-\frac{1}{\Omega_{n_1}} z_1\right) \gamma(d_n, \xi z_1) dz_1. \tag{3.12}$$

Επιπλέον, χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (6.455/2)], το ολοκλήρωμα της μορφής Υ μπορεί να εξαχθεί σε κλειστή μορφή ως

$$\Upsilon = \frac{1}{\beta^2} \frac{\Gamma(d_m + d_n)}{d_n (1/\Omega_{n_1} + \xi)^{d_m+d_n}} {}_2F_1\left(1, d_m + d_n; d_n + 1; \frac{\xi}{1/\Omega_{n_1} + \xi}\right). \tag{3.13}$$

Με τη χρήση της παραπάνω εξίσωσης είναι εύκολο να αναγνωριστεί ότι από την (3.10) τελικά προκύπτει η (3.7). \square

Η κατανομή Weibull έχει μια χρήσιμη ιδιότητα σύμφωνα με την οποία η n -οστή δύναμη μιας TM Weibull με παράμετρος (β, Ω) είναι μια άλλη TM που ακολουθεί την κατανομή Weibull, με παράμετρος $(\beta/n, \Omega)$ [26]. Κατά συνέπεια μπορεί εύκολα να αποδειχθεί ότι το SNR ανά σύμβολο του καναλιού είναι επίσης μια Weibull TM με παράμετρος $(\beta/2, \Omega)$. Το στιγμιαίο SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L), γ_{gsc} , με τη χρήση της (2.85) για $N = 2$, δίνεται από

$$\gamma_{\text{gsc}} = \gamma_{(1)} + \gamma_{(2)} \tag{3.14}$$

όπου

$$\gamma_{(l)} = R_{(l)}^2 \frac{E_s}{N_0} \tag{3.15}$$

με $l = 1$ και 2. Χρησιμοποιώντας το διωνυμικό θεώρημα [2, εξ. (1.111)] και την (3.14), η n -οστή ροπή του γ_{gsc} , $\mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(n) = E \langle \gamma_{\text{gsc}}^n \rangle$, μπορεί να εκφραστεί ως

$$\mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(n) = E \langle (\gamma_{(1)} + \gamma_{(2)})^n \rangle = \sum_{p=0}^n \binom{n}{p} E \langle \gamma_{(1)}^p \gamma_{(2)}^{n-p} \rangle. \quad (3.16)$$

Αντικαθιστώντας την (3.7) στην (3.16) και χρησιμοποιώντας την (3.15), μπορεί να εξαχθεί η παρακάτω έκφραση κλειστής μορφής για τις ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L)

$$\begin{aligned} \mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(n) = & \sum_{p=0}^n \binom{n}{p} \sum_{n_1=1}^L \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n_1}}^L \frac{\Gamma(d_p + d_{n-p})}{\bar{\gamma}_{n_1} \bar{\gamma}_{n_2} d_{n-p}} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_{n_1} \bar{\gamma}_{n_2}}{\bar{\gamma}_{n_1} + \bar{\gamma}_{n_2}} \right)^{d_p + d_{n-p}} g_1 \left(p, n-p, \{\bar{\gamma}_{n_i}\}_{i=1}^L \right) \right. \\ & \left. + \sum_{k=3}^L (-1)^k \sum_{\lambda_3=3}^{L-k+3} \sum_{\lambda_4=\lambda_3+1}^{L-k+4} \dots \sum_{\lambda_k=\lambda_{k-1}+1}^L \frac{g_2 \left(p, n-p, \{\bar{\gamma}_{n_i}\}_{i=1}^L \right)}{\left(\bar{\gamma}_{n_1}^{-1} + \bar{\gamma}_{n_2}^{-1} + \sum_{t=3}^k \bar{\gamma}_{\lambda_t}^{-1} \right)^{d_p + d_{n-p}}} \right] \end{aligned} \quad (3.17)$$

όπου το μέσο SNR του ℓ -οστού εισερχόμενου κλάδου δίνεται από

$$\bar{\gamma}_\ell = \Gamma(d_2) \Omega_\ell^{2/\beta} \frac{E_s}{N_0}. \quad (3.18)$$

3.2.3 Ανάλυση Επίδοσης Συστήματος

Σε αυτήν την ενότητα, χρησιμοποιώντας την έκφραση για τις ροπές του SNR στην έξοδο ενός δέκτη ΣΓΕ(2, L), δηλαδή την (3.17), παρουσιάζονται σε κλειστή μορφή ο ΜΛΣΘ, η ΠΔ, όπως επίσης και διάφοροι άλλοι δείκτες που υπολογίζουν την ποιότητα της επικοινωνίας. Επιπλέον, βασιζόμενοι επίσης στην (3.17) και χρησιμοποιώντας την προσέγγιση Padé μελετώνται η ΜΠΣΒ και η ΠΔΕ.

3.2.3.1 Μέσος Λόγος Σήματος προς Θόρυβο

Ο ΜΛΣΘ του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L) μπορεί να εξαχθεί, θέτοντας $n = 1$ στην (3.17), ως

$$\bar{\gamma}_{\text{gsc}} = \mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(1). \quad (3.19)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι για ΑΟΚ TM Weibull η (3.19) απλοποιείται σε προηγούμενη γνωστή έκφραση [82, εξ. (8)].

3.2.3.2 Ποσότητα Διαλείψεων

Χρησιμοποιώντας την (3.17) για $\mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(1)$ και $\mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(2)$ στον ορισμό της ΠΔ, (2.52), εξάγεται η αντίστοιχη έκφραση για το δέκτη ΣΓΕ(2, L). Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι για ΑΟΚ

TM Weibull η έκφραση για την ΠΔ απλοποιείται σε προηγούμενη γνωστή έκφραση [82, εξ. (9)].

Είναι επίσης σημαντικό να υπογραμμιστεί ότι οι ροπές υψηλότερης τάξης (δηλαδή $\mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(i)$ με $i \geq 3$) διαδραματίζουν έναν θεμελιώδη ρόλο στην ανάλυση της επίδοσης τηλεπικοινωνιακών συστημάτων ευρείας ζώνης υπό την παρουσία διαλείψεων [84]. Για παράδειγμα είναι χρήσιμες σε αλγόριθμους επεξεργασίας σήματος για την ανίχνευση, εκτίμηση και κατάταξη τους σήματος. Κατά συνέπεια η (3.17) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μελέτη σχετιζόμενων εργαλείων υψηλότερης τάξης, όπως είναι η κύρτωση (kurtosis) και η λοξότητα (skewness), που χαρακτηρίζουν την κατανομή του γ_{gsc} . Η λοξότητα, η οποία ορίζεται ως $\mathcal{S} \triangleq \mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(3)/\mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(2)^{3/2}$, είναι ένας τρόπος μέτρησης της συμμετρικότητας της κατανομής. Για συμμετρικές κατανομές $\mathcal{S} = 0$. Εάν $\mathcal{S} > 0$, η κατανομή γέρνει προς τα δεξιά. Η κύρτωση, που ορίζεται ως $\mathcal{K} \triangleq \mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(4)/\mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(2)^2$, δείχνει το κατά πόσο η κατανομή έχει υψηλές αιχμές, δηλαδή εάν η ΣΠΠ έχει υψηλή κύρτωση παρουσιάζει υψηλή αιχμή στο κέντρο και μακρύτερες ουρές.

3.2.3.3 Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Bit

Μια πολύ βολική προσέγγιση για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης τα οποία χρησιμοποιούνται σε γενικευμένα κανάλια διαλείψεων είναι εκείνη που βασίζεται στη ΡΓΣ (βλέπε Παράρτημα II-2). Στην περίπτωση όμως των καναλιών διαλείψεων Weibull, εάν κάποιος ακολουθήσει την ανάλυση που παρουσιάζεται στο [79], είναι απίθανο να εξάγει εκφράσεις κλειστής μορφής για τη ΡΓΣ του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι για τον υπολογισμό αυτής της ΡΓΣ εμφανίζονται ορισμένα ολοκληρώματα της μορφής $\int_0^z x^{\xi-1} \exp(-Cx - Dx^\xi) dx$, όπου z , C , D , και ξ παίρνουν θετικές τιμές. Αυτού του είδους τα ολοκληρώματα είναι πολύ δύσκολο, αν όχι αδύνατο, να λυθούν αναλυτικά. Μιά άλλη μέθοδος για τον απευθείας υπολογισμό της ΜΠΣΒ είναι η προσέγγιση που βασίζεται στη ΣΠΠ (βλέπε Παράρτημα II-1). Όμως και αυτή η μέθοδος δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί εξαιτίας του γεγονότος ότι εμφανίζονται παρόμοια ολοκληρώματα με τα παραπάνω. Ένας εναλλακτικός και αποδοτικός τρόπος για την προσέγγιση της ΡΓΣ και τελικά τον υπολογισμό του ΜΠΣΒ είναι η μέθοδος που βασίζεται στους προσεγγιστές Padé (βλέπε Παράρτημα II-4).

Χρησιμοποιώντας την προσέγγιση Padé όπως αυτή παρουσιάζεται στο Παράρτημα II-4, δημιουργούνται ακριβείς εκφράσεις προσέγγισης της ΡΓΣ του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L). Συνεπώς, με τη χρήση πλέον της ανάλυσης που βασίζεται στη ΡΓΣ γίνεται δυνατή η μελέτη της ΜΠΣΒ. Πρέπει να σημειωθεί ότι όλη η παραπάνω διαδικασία είναι εφικτή εξαιτίας της εξαγωγής της (3.17) δηλαδή της έκφρασης για τις ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L).

Πίνακας 3.1: Η τάξη των ροπών $[A/(A + 1)]$ για την οποία οι προσεγγιστές Padé εξασφαλίζουν ακρίβεια πέντε σημαντικών ψηφίων.

$\bar{\gamma}_1$ (dB)	BDPSK	BPSK	16-QAM
-5	[6/7]	[2/3]	[2/3]
0	[7/8]	[4/5]	[4/5]
5	[9/10]	[6/7]	[5/6]
10	[11/12]	[9/10]	[7/8]
15	[14/15]	[12/13]	[12/13]

3.2.3.4 Πιθανότητα Διακοπής Επικοινωνίας

Η ΠΔΕ που ορίζεται στην (2.49), μπορεί επίσης να εκφραστεί μαθηματικά ως

$$P_{\text{out}} \triangleq \mathcal{F}_{\gamma_{\text{gsc}}}(\gamma_{\text{th}}) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{\mathcal{M}_{\gamma_{\text{gsc}}}(s)}{s} \right] \Bigg|_{\gamma_{\text{gsc}}=\gamma_{\text{th}}} \quad (3.20)$$

όπου $F_{\gamma_{\text{gsc}}}(\cdot)$ είναι η ΑΣΚ του SNR της εξόδου του δέκτη και το $\mathcal{L}^{-1}(\cdot)$ δηλώνει τον αντίστροφο μετασχηματισμό Laplace. Χρησιμοποιώντας τις (II-4.2) και (II-4.4), η ΠΔΕ μπορεί να ληφθεί ως

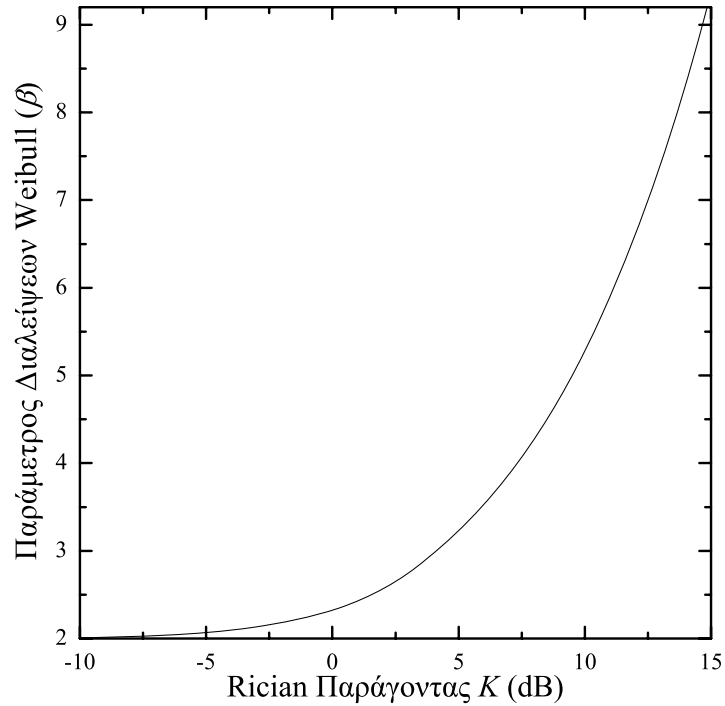
$$P_{\text{out}} = \sum_{i=1}^B \frac{\lambda_i}{p_i} \exp(p_i \gamma_{\text{th}}) \quad (3.21)$$

όπου $\{p_i\}$ είναι οι πόλοι των προσεγγίσεων Padé στη ΡΓΣ, οι οποίοι θα πρέπει να έχουν αρνητικό πραγματικό μέρος και $\{\lambda_i\}$ είναι ημιτονοειδή [85].

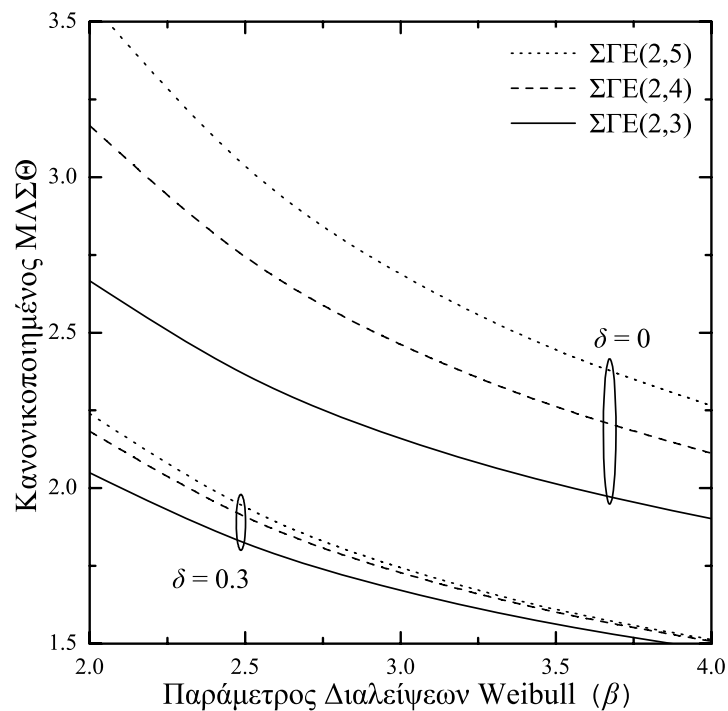
3.2.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα επίδοσης, συνοδευόμενα από ισοδύναμα αποτελέσματα από προσομοιώσεις σε HY. Αυτά τα αποτελέσματα περιλαμβάνουν σύγκριση της επίδοσης πολλών και διαφορετικών δεκτών ΣΓΕ(2, L), χρησιμοποιώντας διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και συνθήκες του καναλιού Weibull. Για το κανάλι διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής, έχει χρησιμοποιηθεί το γνωστό και ευρέως αποδεκτό ΠΚΙ $\bar{\gamma}_\ell = \bar{\gamma}_1 \exp[-\delta(\ell - 1)]$, [79], όπου δ είναι ο συντελεστής εξασθένησης της ισχύος.

Με στόχο να διερευνηθεί ο ρυθμός σύγκλισης των προσεγγιστών Padé όπως αυτοί δίνονται από την (II-4.4), στον Πίνακα 3.1 δίνεται ο αριθμός των ροπών ($W = 2A + 1$) ο οποίος είναι αναγκαίος για να εξασφαλιστεί ακρίβεια των πέντε πιο σημαντικών ψηφίων. Ξεκινώντας από το δέκτη ΣΓΕ(2, 3) και περιβάλλον διαλείψεων Weibull με $\beta = 2.5$ και

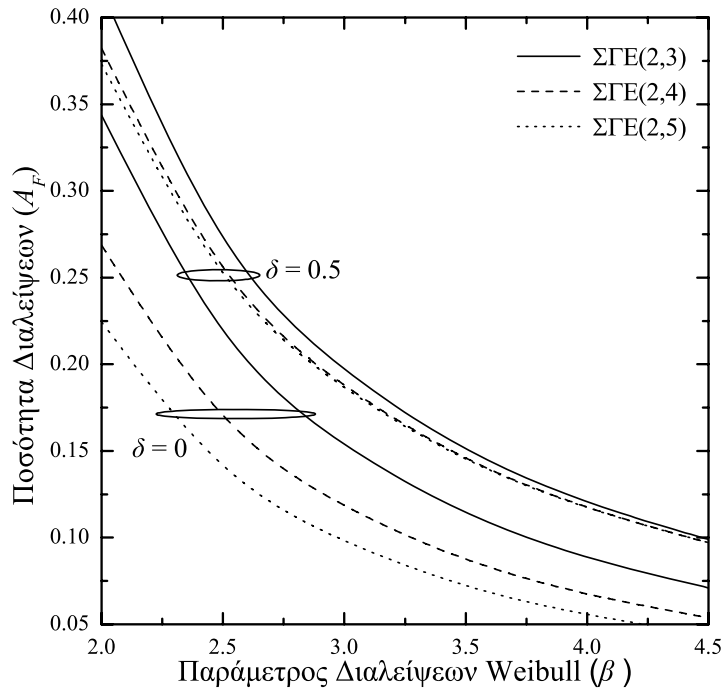


Σχήμα 3.1: Ισοδυναμία μεταξύ της παραμέτρου διάλειψης β της κατανομής Weibull και του συντελεστή K , σε dB, της κατανομής Rician.

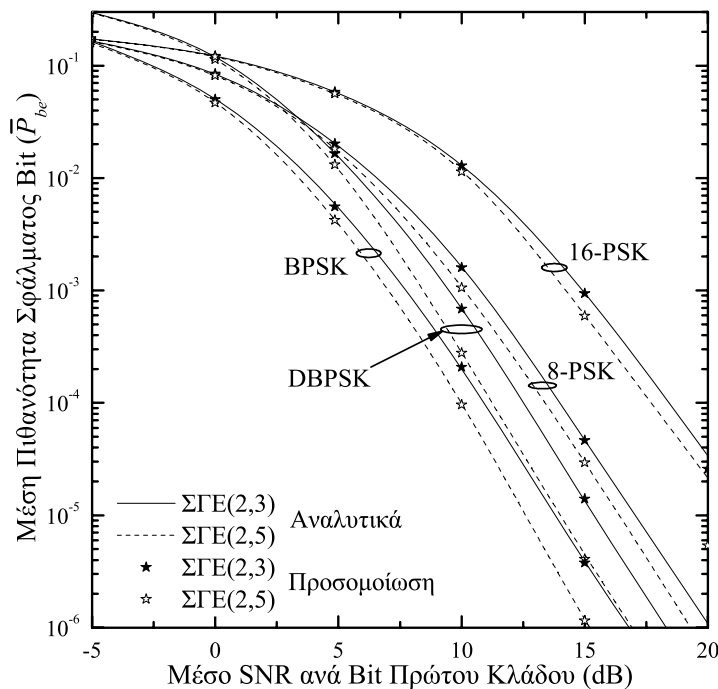


Σχήμα 3.2: Ο λόγος $\bar{\gamma}_{\text{gsc}}/\bar{\gamma}_1$ συναρτῆσει του β για τρεις δέκτες ΣΓΕ(2, L) με $\delta = 0$ και 0.3.

$\delta = 0.5$, στον Πίνακα 3.1 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τρία αντιπροσωπευτικά σχήματα διαμόρφωσης. Μπορεί εύκολα να γίνει αντιληπτό ότι καθώς αυξάνει το $\bar{\gamma}_1$, το



Σχήμα 3.3: Η ΠΔ συναρτήσει του β για τρεις δέκτες $\Sigma\Gamma\epsilon(2, L)$ με $\delta = 0$ και 0.5 .



Σχήμα 3.4: Η ΜΠΣΒ των διαμορφώσεων BDPSPK και M -PSK συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για δέκτες $\Sigma\Gamma\epsilon(2, 3)$ και $\Sigma\Gamma\epsilon(2, 5)$ σε περιβάλλον διαλείψεων Weibull με $\beta = 2.5$ και $\delta = 0.5$.

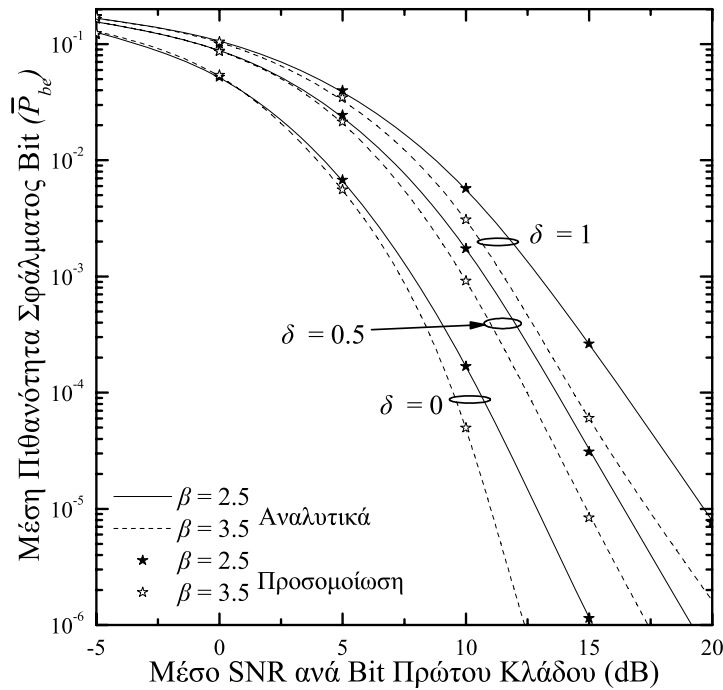
W επίσης αυξάνει. Επιπλέον, θα πρέπει να τονιστεί ότι περαιτέρω έρευνα έχει δείξει ότι και σε άλλους τύπους δεκτών $\Sigma\Gamma\epsilon(2, L)$, δηλαδή για $L = 4, 5$, παρουσιάζονται παρόμοιες τιμές για το W , όπως αυτές που παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1.

Επιπλέον, έχοντας ως στόχο να διερευνηθεί η περιοχή των τιμών στην οποία κινείται η παράμετρος μορφοποίησης της κατανομής Weibull, β , συγκρίνεται το γενικό μοντέλο διαλείψεων Weibull με το Rice που είναι το τυπικό μοντέλο καναλιού για ΕΚΔΣ. Αυτή η σύγκριση γίνεται με την εξίσωση της παραμέτρου β και του συντελεστή K της κατανομής Rice [23]. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με την εξίσωση των πρώτων δύο ροπών του SNR για τα δύο αυτά μοντέλα καναλιών διαλείψεων. Βασιζόμενοι σε αυτήν την ισοδυναμία, τα αποτελέσματα υπολογισμού της επίδοσης που παρουσιάζονται για το κανάλι Weibull μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν για την ανάλυση των ΕΚΔΣ. Έχοντας υπόψη ότι σε σύγχρονα δορυφορικά συστήματα είναι πιθανές και μικρές και μεγάλες τιμές για το K [86], στο Σχ. 3.1, σχεδιάζεται το β συναρτήσει του K για $-10 \text{ dB} < K < 15 \text{ dB}$. Στο σχήμα αυτό θα πρέπει να τονιστεί ότι η χαμηλότερη τιμή της παραμέτρου μορφοποίησης του καναλιού Weibull, $\beta = 2$, αναπαριστά το κανάλι διαλείψεων Rayleigh (δηλαδή για $K \rightarrow -\infty$). Επιπλέον, πρέπει να σημειωθεί ότι με την κατανομή Rice δεν είναι δυνατό να μοντελοποιηθεί περιβάλλον διαλείψεων το οποίο είναι χειρότερο από Rayleigh (πχ για το κανάλι Weibull αυτό γίνεται όταν $0 < \beta < 2$).

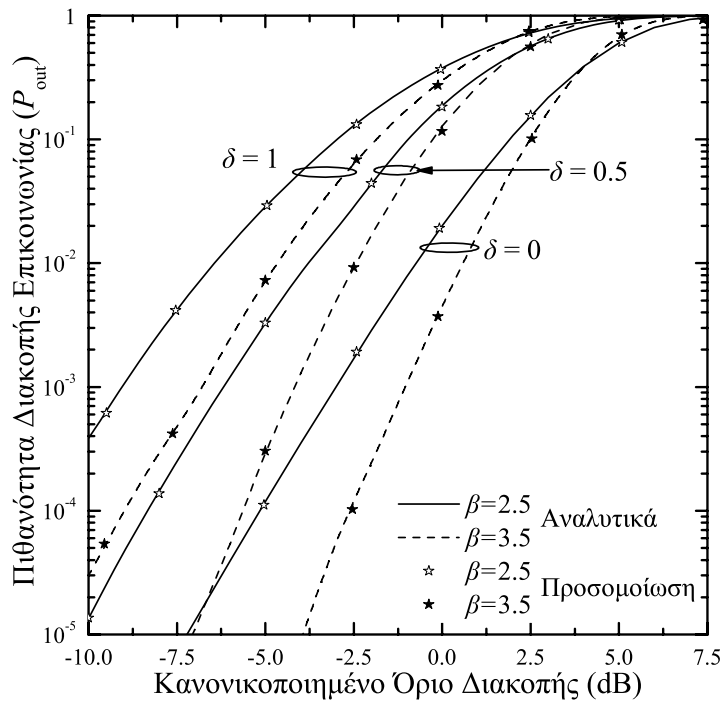
Στα Σχ. 3.2 και 3.3, παρουσιάζονται ο κανονικοποιημένος, ως προς τον πρώτο κλάδο, ΜΛΣΘ, $\bar{\gamma}_{\text{gsc}}/\bar{\gamma}_1$, και η ΠΔ, αντίστοιχα, συναρτήσει του β , για διάφορες τιμές του δ . Όπως ήταν αναμενόμενο, όταν το β και/ή το δ αυξάνονται, ο $\bar{\gamma}_{\text{gsc}}/\bar{\gamma}_1$ μειώνεται. Είναι ενδιαφέρον να σημειωθεί ότι ο $\bar{\gamma}_{\text{gsc}}/\bar{\gamma}_1$ μειώνεται γρηγορότερα με την αύξηση του L . Επιπρόσθετα, από το Σχ. 3.3 είναι φανερό ότι με την αύξηση του β η ΠΔ μειώνεται, ενώ όταν το δ αυξάνεται η ΠΔ αυξάνεται επίσης και οι επιδόσεις των δεκτών ΣΓΕ(2, 3), ΣΓΕ(2, 4) και ΣΓΕ(2, 5) πλησιάζουν.

Στο Σχ. 3.4, παρουσιάζεται η ΜΠΣΒ των δεκτών ΣΓΕ(2, 3) και ΣΓΕ(2, 5) συναρτήσει του μέσου SNR ανά bit του πρώτου κλάδου, $\bar{\gamma}_{b,1} = \bar{\gamma}_1/\log_2 M$, για τα σχήματα διαμόρφωσης BDPSK και Gray-κωδικοποιημένο M -PSK, υποθέτοντας ότι $\beta = 2.5$ και $\delta = 0.5$. Όπως ήταν αναμενόμενο, η ΜΠΣΒ μειώνεται με την αύξηση του αριθμού των κλάδων διαφορισμού. Επιπλέον, όσο αυξάνει η τάξης της διαμόρφωσης M των σημάτων, η επίδοση της ΜΠΣΒ χειροτερεύει. Παρόμοια συμπεριφορά παρατηρείται στο Σχ. 3.5, για τη ΜΠΣΒ ενός δέκτη ΣΓΕ(2, 4) με χρήση της διαμόρφωσης 16-QAM, επίσης με κωδικοποίηση Gray. Σε αυτό το σχήμα, η ΜΠΣΒ παρουσιάζεται γραφικά συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές των β και δ . Η ΜΠΣΒ βελτιώνεται με την αύξηση του β και τη μείωση του δ . Τέλος, στο Σχ. 3.6, παρουσιάζεται η ΠΔΕ συναρτήσει του κανονικοποιημένου, ως προς τον πρώτο κλάδο, ορίου διακοπής της επικοινωνίας, $\gamma_{\text{th}}/\bar{\gamma}_1$, για διάφορες τιμές των β και δ . Μπορεί με ευκολία να γίνει αντιληπτό ότι η ΠΔΕ αυξάνει, δηλαδή η επίδοση του συστήματος χειροτερεύει, με την αύξηση του δ , ενώ όσο το β αυξάνει, η ΠΔΕ μειώνεται, προσεγγίζοντας την επίδοση ενός καναλιού χωρίς διαλείψεις.

Για λόγους σύγκρισης αποτελέσματα από προσομοιώσεις σε ΗΥ έχουν επίσης συμπεριληφθεί στα Σχ. 3.4, 3.5, και 3.6, τα οποία επιβεβαιώνουν, σε όλες τις περιπτώσεις, την



Σχήμα 3.5: Η ΜΠΣΒ της τετραγωνικής διαμόρφωσης 16-QAM συναρτίζει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για δέκτη ΣΓΕ(2, 4) σε περιβάλλον διαλείψεων Weibull για διάφορες τιμές των β και δ .



Σχήμα 3.6: Η ΠΔΕ συναρτίζει του $\bar{\gamma}_1$ για δέκτη ΣΓΕ(2, 4) σε περιβάλλον διαλείψεων Weibull με $\beta = 2.5$ και 3.5.

ορθότητα της προτεινόμενης θεωρητικής ανάλυσης.

3.3 Δέκτες ΣΓΕ σε Ομοιόμορφα Κατανεμημένα Κανάλια Διαλείψεων Γ_G

Σε αυτήν την ενότητα γενικεύοντας τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν προηγουμένως, αρχικά μελετάται η στατιστική ταξινομημένων ΑΟΚ ΤΜ Γ_G και κατόπιν η επίδοση δεκτών ΣΓΕ σε αυτά τα κανάλια.

3.3.1 Στατιστική του SNR στην Έξοδο του Δέκτη

Ας θεωρήσουμε ένα δέκτη διαφορισμού ΣΓΕ(2, L) ο οποίος λειτουργεί σε ΑΟΚ γενικευμένα κανάλια διαλείψεων Γ_G . Η ΣΠΠ του στιγμιαίου SNR ανά σύμβολο στον ℓ -οστό ($\ell = 1, 2, \dots, L$) εισερχόμενο κλάδο, γ_ℓ , δίνεται από την (2.21) και η αντίστοιχη ΑΣΚ δίνεται από την (2.22). Στην περίπτωση των ΑΟΚ καναλιών Γ_G , επανα-ταξινομώντας τα γ_ℓ σε φθίνουσα σειρά, η συνδυασμένη ΣΠΠ της ταξινομημένης ομάδας $\gamma_{(1)} \geq \gamma_{(2)} \geq \gamma_{(i)} \geq 0 \quad \forall i = 3, 4, \dots, L$ εκφράζεται μαθηματικά από ένα πιο απλοποιημένο τύπο, σε σχέση με τον (3.6), ως [78, εξ. (15)]

$$f_{\gamma_{(1)}, \gamma_{(2)}}(\gamma_1, \gamma_2) = \frac{L!}{(L-2)!} f_{\gamma_1}(\gamma_1) f_{\gamma_2}(\gamma_2) [F_{\gamma_2}(\gamma_2)]^{L-2}. \quad (3.22)$$

Αντικαθιστώντας τις (2.21) και (2.22) στην (3.22), και χρησιμοποιώντας αρχικά το διωνυμικό θεώρημα [2, εξ. (1.111)] και την πολυωνυμική ταυτότητα [5, εξ. (24.1.2)], κατόπιν μαθηματικών πράξεων η (3.22), στην περίπτωση που το m παίρνει ακέραιες τιμές, μπορεί να εκφραστεί υπό τη μορφή αθροισμάτων κλειστής μορφής ως

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{(1)}, \gamma_{(2)}}(\gamma_1, \gamma_2) &= \frac{L!}{(L-2)!} \sum_{k=0}^{L-2} \sum_{\substack{n_0, n_1, \dots, n_{m-1}=0 \\ n_0+n_1+\dots+n_{m-1}=k}}^k \frac{k! \binom{L-2}{k} (-1)^k}{\prod_{i=0}^{m-1} n_i! (i!)^{n_i}} \frac{\beta^2}{4\Gamma(m)^2 (\tau\bar{\gamma})^{\beta \left(m + \sum_{i=0}^{m-1} \frac{in_i}{2}\right)}} \\ &\times \gamma_1^{m\beta/2-1} \exp \left[- \left(\frac{\gamma_1}{\tau\bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right] \gamma_2^{\frac{\beta}{2} \left(m + \sum_{i=0}^{m-1} in_i\right) - 1} \exp \left[- (1+k) \left(\frac{\gamma_2}{\tau\bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right]. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία όπως με εκείνη για την εξαγωγή της (3.17), οι ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΓΕ(2, L), ο οποίος λειτουργεί σε κανάλια διαλείψεων Γ_G , δίνονται σε κλειστή μορφή από

$$\begin{aligned} \mu_{\gamma_{\text{gsc}}}(n) &= L! \frac{(\tau\bar{\gamma})^n}{[(m-1)!]^2} \sum_{p=0}^n \binom{n}{p} \sum_{k=0}^{L-2} \sum_{\substack{n_0, n_1, \dots, n_{m-1}=0 \\ n_0+n_1+\dots+n_{m-1}=k}}^k \frac{(-1)^k \Gamma[\mathcal{G}(2, n)]}{(k+2)^{\mathcal{G}(2, n)} (L-2-k)!} \\ &\times \frac{{}_2F_1 \left[1, \mathcal{G}(2, n); 1 + \mathcal{G}(2, n - p - m\beta/2); \frac{k+1}{k+2} \right]}{\mathcal{G}(2, n - p - m\beta/2) \prod_{i=0}^{m-1} n_i! (i!)^{n_i}} \end{aligned} \quad (3.24)$$

όπου $\mathcal{G}(a, b) = a \left[(m + b/\beta) + \sum_{i=0}^{m-1} i n_i/2 \right]$. Η ΡΓΣ του δέκτη ΣΓΕ δίνεται με την αντικατάσταση της (2.85) στην (2.40) ως $\mathcal{M}_{\gamma_{\text{gsc}}}(s) = \mathbb{E}\langle \exp[-s(\gamma_{(1)} + \gamma_{(2)})] \rangle$. Αντικαθιστώντας την (3.23) στην παραπάνω εξίσωση και χρησιμοποιώντας την αναπαράσταση με άπειρες σειρές των εκθετικών συναρτήσεων [2, εξ. (1.211/1)], εμφανίζονται ολοκληρώματα της μορφής (3.11). Τα ολοκληρώματα αυτά λύνονται, βλέπε Ενότητα 3.2.2, και η ΡΓΣ του γ_{gsc} μπορεί να γραφτεί ως

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{\gamma_{\text{gsc}}}(s) &= \frac{\beta L!}{[(m-1)!]^2} \sum_{k=0}^{L-2} \sum_{\substack{n_0, n_1, \dots, n_{m-1}=0 \\ n_0+n_1+\dots+n_{m-1}=k}}^k \sum_{t, h=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+t+h} (k+1)^t \Gamma[\mathcal{G}(\beta, \beta(t+h)/2)]}{t! h! (L-2-k)! \prod_{i=0}^{m-1} n_i! (i!)^{n_i}} \\ &\times \frac{{}_2F_1[1, \mathcal{G}(\beta, \beta(h+t)/2); 1 + \mathcal{G}(\beta, \beta(t-m)/2); 1/2]}{(2s\tau\bar{\gamma})^{\mathcal{G}(\beta, \beta(t+h)/2)} \mathcal{G}[2, \beta(t-m)/2]}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

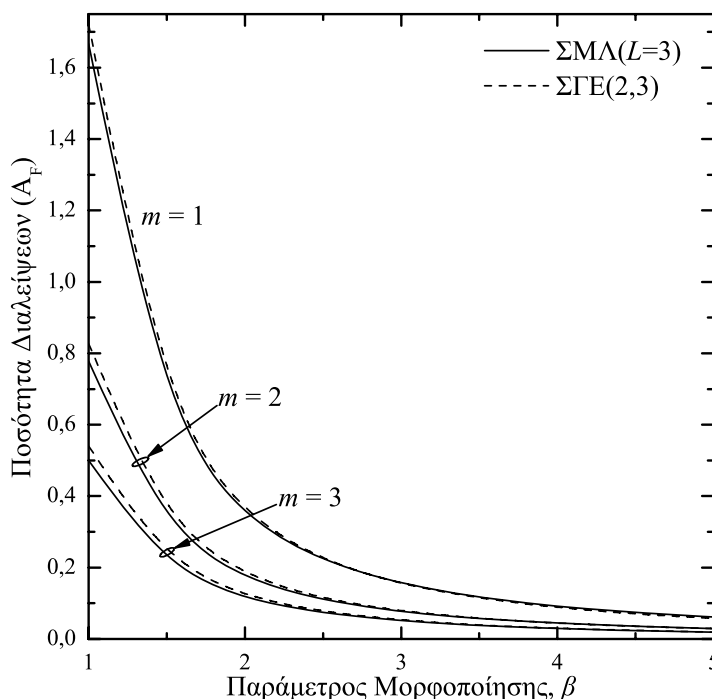
Με την εφαρμογή του αντίστροφου μετασχηματισμού Laplace στην (3.25), δηλαδή $\mathcal{L}^{-1}[\mathcal{M}_{\gamma_{\text{gsc}}}(s)/s; \gamma]$, και μετά από κάποιες μαθηματικές απλοποιήσεις, μια βολική έκφραση για την ΑΣΚ του γ_{gsc} μπορεί να εξαχθεί ως

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{\gamma_{\text{gsc}}}(\gamma) &= \frac{L!}{[(m-1)!]^2} \sum_{k=0}^{L-2} \sum_{\substack{n_0, n_1, \dots, n_{m-1}=0 \\ n_0+n_1+\dots+n_{m-1}=k}}^k \sum_{t, h=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k+t+h} (k+1)^t \gamma^{\mathcal{G}(\beta, \beta(t+h)/2)}}{t! h! (L-2-k)! (2\tau\bar{\gamma})^{\mathcal{G}(\beta, \beta(t+h)/2)}} \\ &\times \frac{{}_2F_1[1, \mathcal{G}(\beta, \beta(h+t)/2); 1 + \mathcal{G}(\beta, \beta(t-m)/2); 1/2]}{\mathcal{G}[2, \beta(t-m)/2] \mathcal{G}[2, \beta(t+h)/2] \prod_{i=0}^{m-1} n_i! (i!)^{n_i}}. \end{aligned} \quad (3.26)$$

3.3.2 Ανάλυση της Επίδοσης και Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτήν την ενότητα, χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 3.3.1, θα μελετηθεί η ΠΔ, η ΜΠΣΒ και η ΠΔΕ των δεκτών διαφορισμού ΣΓΕ οι οποίοι λειτουργούν σε ΑΟΚ κανάλια διαλείψεων Γ_G . Σε αυτήν την περίπτωση ο υπολογισμός των επιδόσεων ΜΠΣΒ και ΠΔΕ μπορεί να πραγματοποιηθεί απευθείας, δηλαδή χωρίς την εμπλοκή των προσεγγιστών Padé, όπως έγινε στην περίπτωση των ΑΜΟΚ καναλιών Weibull.

Στο Σχ. 3.7, αποτυπώνεται η ΠΔ συναρτήσεως της παραμέτρου διαλείψεων β , για δέκτες ΣΓΕ(2, 3), για τον υπολογισμό της οποίας χρησιμοποιήθηκαν οι (3.24) και (2.52) για διάφορες τιμές του m . Για συγκριτικούς σκοπούς, έχει προστεθεί και η ΠΔ των δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ($L = 3$). Όπως φαίνεται στο Σχ. 3.7, σε όλες τις περιπτώσεις όσο αυξάνεται το β και/ή το m η ΠΔ μειώνεται. Επιπλέον, για $m = 1$ η ΠΔ των δεκτών

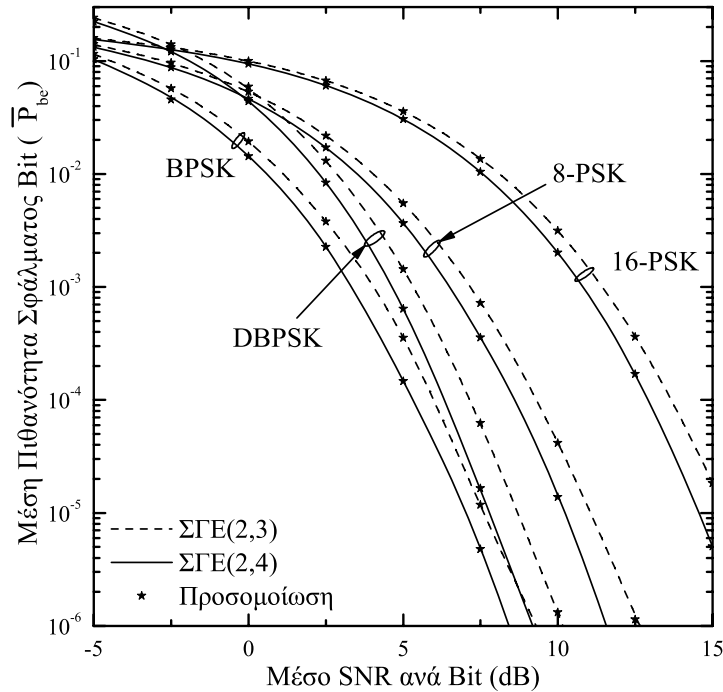


Σχήμα 3.7: Η ΠΔ συναρτήσει του β για δέκτες ΣΓΕ(2,3), ΣΜΛ($L=2$) και ΣΜΛ($L=3$).

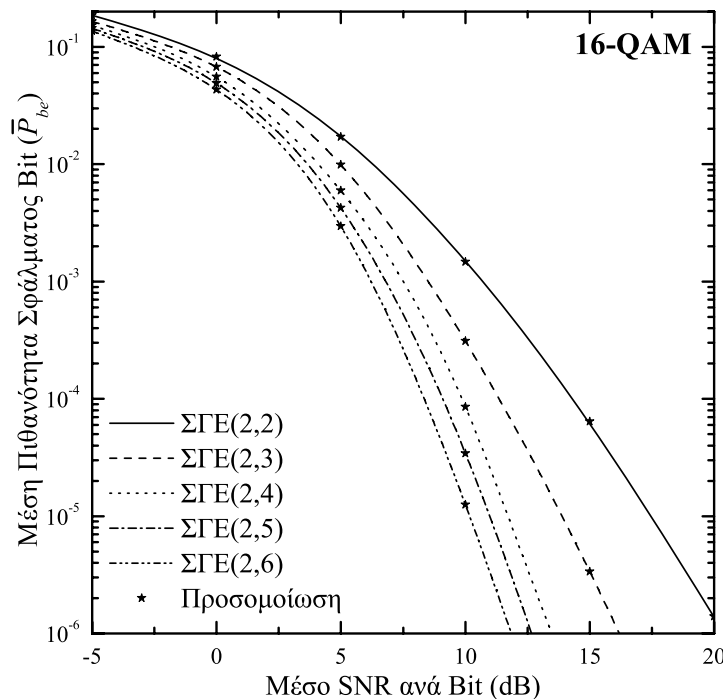
διαφορισμού ΣΜΛ και ΣΓΕ είναι σχεδόν ίδια, ενώ για υψηλές τιμές του m εμφανίζονται διαφορές στις επιδόσεις των δύο δεκτών.

Για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ χρησιμοποιείται η (3.25) και η προσέγγιση που βασίζεται στη ΡΓΣ, βλέπε Παράρτημα ΙΙ-2. Στο Σχ. 3.8, παρουσιάζεται η ΜΠΣΒ σαν συνάρτηση του μέσου SNR ανά bit, $\bar{\gamma}_b = \bar{\gamma} / \log_2(M)$. Τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται είναι BDP SK, BPSK, (8, 16)-PSK, με κωδικοποίηση Gray και για τη λήψη των σημάτων χρησιμοποιήθηκαν δέκτες ΣΓΕ(2,3) και ΣΓΕ(2,4), ενώ έχει γίνει η υπόθεση ότι $\beta = 3$ και $m = 2$. Όπως ήταν αναμενόμενο σε όλες τις περιπτώσεις ο δέκτης ΣΓΕ(2,4) δίνει καλύτερες επιδόσεις από το δέκτη ΣΓΕ(2,3). Επιπλέον, η διαμόρφωση BPSK έχει την καλύτερη επίδοση ως προς τη ΜΠΣΒ σε σχέση με τις υπόλοιπες και η 16-PSK τη χειρότερη. Στο Σχ. 3.9, παρουσιάζεται η ΜΠΣΒ του σχήματος 16-QAM συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για διάφορους δέκτες ΣΓΕ(2, L), με $L = (2 - 6)$, $\beta = 3$ και $m = 1$. Όπως είναι φανερό από το Σχ. 3.9, όσο αυξάνεται το L , δηλαδή ο αριθμός των κλάδων διαφορισμού, βελτιώνεται η ΜΠΣΒ. Βέβαια η βελτίωση αυτή δεν είναι τόσο έντονη για μεγάλο αριθμό εμπλεκόμενων κλάδων.

Για τον υπολογισμό της ΠΔΕ χρησιμοποιείται η (3.26) και η (2.49). Στο Σχ. 3.10, παρουσιάζεται η ΠΔΕ συναρτήσει του κανονικοποιημένου όριο διακοπής, $\gamma_{th}/\bar{\gamma}$, για το δέκτη ΣΓΕ(2,3), με διάφορες τιμές της παραμέτρου μορφοποίησης β και για $m = 1$. Από αυτό το σχήμα γίνεται αμέσως αντιληπτό ότι με την αύξηση του β , δηλαδή βελτίωση των συνθηκών του καναλιού, βελτιώνεται η ΠΔΕ. Επίσης σε αυτήν την περίπτωση παρατηρείται ότι η βελτίωση αυτή μειώνεται όσο αυξάνεται το β .

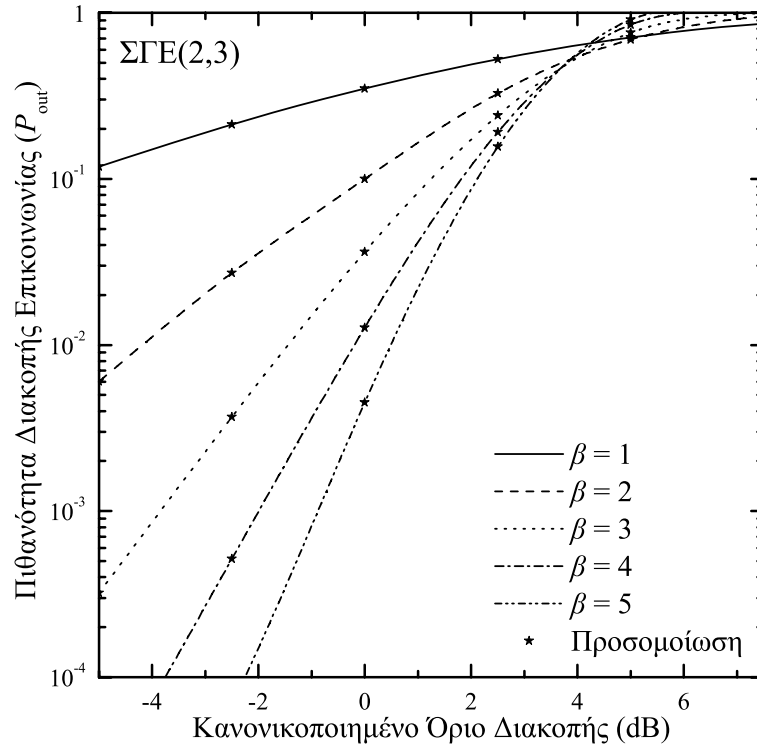


Σχήμα 3.8: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για δέκτες ΣΓΕ(2,3) και ΣΓΕ(2,4), για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης, $\beta = 3$ και $m = 2$.



Σχήμα 3.9: Η ΜΠΣΒ σημάτων 16-QAM συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για δέκτες ΣΓΕ(2, L), με $L \in (2, 6)$ και $\beta = 3$.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι εκφράσεις με τις απειροσειρές για τη ΡΓΣ και την ΑΣΚ συγκλίνουν γρήγορα, ιδιαίτερα για μεγάλες τιμές του μέσου εισερχόμενου SNR.



Σχήμα 3.10: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}$ για δέκτες ΣΓΕ(2,3), με $\beta \in (1, 5)$.

Επιπλέον, σε όλες τις περιπτώσεις τα θεωρητικά αποτελέσματα έχουν εξαιρετική συμφωνία με τα ισοδύναμα αποτελέσματα επίδοσης, τα οποία έχουν υπολογιστεί με τη χρήση προσομοιώσεων σε ΗΥ, και κατά συνέπεια επιβεβαιώνεται η ορθότητα της ανάλυσης που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 3.3.1.

3.4 Χωρητικότητα Καναλιού Γ_G με Δέκτες ΔΕ

Στην περίπτωση των δεκτών ΣΓΕ είναι πολύ δύσκολο, αν όχι αδύνατο, να υπολογιστεί η χωρητικότητα του καναλιού Γ_G σε κλειστή μορφή, εξαιτίας της περίπλοκης μαθηματικής αναπαράστασης της ΣΠΠ της εξόδου του δέκτη. Όμως, όπως είδαμε στην Ενότητα 2.6.5, ο δέκτης ΣΓΕ περιλαμβάνει σαν ειδικές-οριακές περιπτώσεις τις τεχνικές διαφορισμού ΣΜΛ (για $N = L$) και ΔΕ (για $N = 1$). Συνεπώς βασιζόμενοι στη μαθηματική ευελιξία που προσφέρει η τεχνική ΔΕ στο δέκτη, σε σχέση με τη τεχνική ΣΓΕ, είναι αυτή η οποία θα επικεντρώσει την προσοχή μας.

Ας υποθέσουμε, λοιπόν, ότι ένας δέκτης ΔΕ λειτουργεί σε κανάλια διαλείψεων Γ_G , με γ_{sd} να δηλώνει το SNR ανά σύμβολο στην έξοδο του δέκτη. Χρησιμοποιώντας την (2.82), η ΑΣΚ του γ_{sd} , μπορεί να εκφραστεί ως $\mathcal{F}_{\gamma_{sd}}(\gamma) = [\mathcal{F}_{\gamma}(\gamma)]^2$, όπου η $\mathcal{F}_{\gamma}(\gamma)$ δίνεται από την (2.22). Για ακέραιες τιμές του m , διαφορίζοντας την $\mathcal{F}_{\gamma_{sd}}(\gamma)$ ως προς το γ και χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (8.352/2)], η ΣΠΠ του γ_{sd} μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά

σε κλειστή μορφή ως

$$f_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \frac{\beta}{\tau \bar{\gamma} \Gamma(m)} \left\{ \left(\frac{\gamma}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta m/2-1} \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right] - \sum_{i=0}^{m-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\gamma}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta(m+i)/2-1} \exp \left[-2 \left(\frac{\gamma}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right] \right\}. \quad (3.27)$$

Παρακάτω, χρησιμοποιώντας την (3.27) και την ανάλυση που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.5, εξάγεται η χωρητικότητα του δέκτη ΔΕ σε κανάλια διαλείψεων Γ_G για τις διάφορες πολιτικές προσαρμογής εκπομπής.

3.4.1 Προσαρμογή Βέλτιστης Ισχύος και Ρυθμού

Αντικαθιστώντας την (3.27) στην (2.58) και ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία με εκείνη για την εξαγωγή της (2.59), η συνάρτηση του βέλτιστου ορίου διακοπής για το δέκτη ΔΕ δίνεται από

$$p_{sd}(\gamma_0) = \sum_{k=1}^2 2 \frac{(-1)^{k+1} \Gamma \left[m - 2(k-1)/\beta, [\gamma_0 / (\tau \bar{\gamma})]^{\beta/2} \right]}{\Gamma(m) \gamma_0^{2-k} (\tau \bar{\gamma})^{k-1}} + \sum_{k=1}^2 \sum_{i=0}^{m-1} \frac{(-1)^k 2^{1+2(k-1)/\beta-i-m}}{i! \gamma_0^{2-k} \Gamma(m) (\tau \bar{\gamma})^{k-1}} \times \Gamma \left[i + m - \frac{2(k-1)}{\beta}, 2 \left(\frac{\gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right] - 1. \quad (3.28)$$

Μπορεί να αποδειχθεί, όπως και στην περίπτωση του απλού δέκτη (βλέπε Ενότητα 2.5), ότι υπάρχει μοναδικό και θετικό γ_0 το οποίο ικανοποιεί την σχέση $p_{sd}(\gamma_0) = 0$. Αντικαθιστώντας την (3.27) στην (2.57), εμφανίζονται ολοκληρώματα της μορφής (I-4.1). Έτσι, χρησιμοποιώντας την ανάλυση που παρουσιάστηκε στο Παράρτημα I-4, η χωρητικότητα του δέκτη ΔΕ με βάση την πολιτική ΠΒΙΡ μπορεί να εξαχθεί σε κλειστή μορφή ως

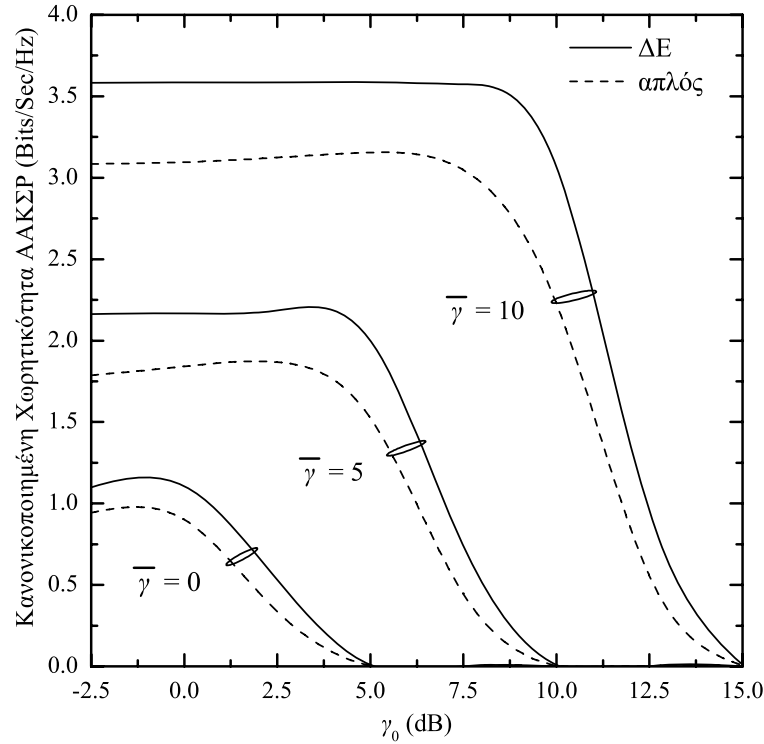
$$C_{\text{opra}}^{\text{sd}} = \frac{4BW}{\beta \Gamma(m) \ln(2)} \left\{ \Phi \left[\left(\frac{\gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2}, m, 1 \right] - \sum_{i=0}^{m-1} \frac{2^{-m-i}}{i!} \Phi \left[2 \left(\frac{\gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2}, m+i, i \right] \right\} \quad (3.29)$$

όπου το $\Phi(\cdot)$ δίνεται από την (2.61).

3.4.2 Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό

Αντικαθιστώντας την (3.27) στην (2.62) και με τη βοήθεια της [2, εξ. (3.351/3)], η χωρητικότητα του καναλιού Γ_G , χρησιμοποιώντας δέκτη ΔΕ και ακολουθώντας την πολιτική ΑΚΣΡ, εξάγεται ως

$$C_{\text{cifr}}^{\text{sd}} = BW \log_2 \left[1 + \frac{\tau \bar{\gamma} \Gamma(m)}{2 \left[\Gamma \left(m - \frac{2}{\beta} \right) - \sum_{i=0}^{m-1} \frac{2^{2/\beta-m-i}}{i!} \Gamma \left(m + i - \frac{2}{\beta} \right) \right]} \right]. \quad (3.30)$$



Σχήμα 3.11: Κανονικοποιημένη χωρητικότητα, βάση της πολιτικής ΑΑΚΣΡ, συναρτήσει του SNR διακοπής, για διάφορες τιμές του $\bar{\gamma}$.

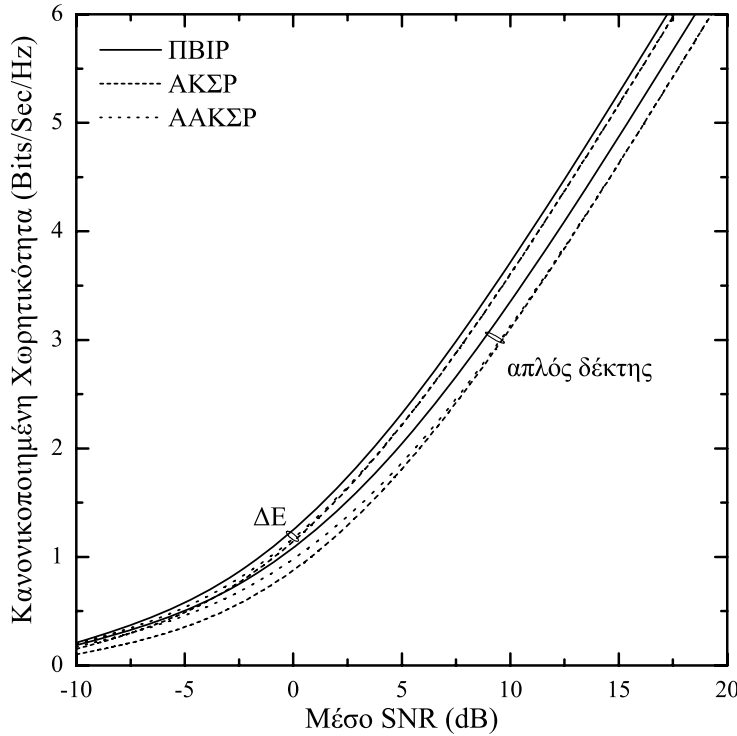
Θέτοντας $m = 1$ στην (3.30), απλοποιείται σε προηγούμενη γνωστή έκφραση, δηλαδή την [74, εξ. (22)].

3.4.3 Αποκομμένη Αντιστροφή Καναλιού με Σταθερό Ρυθμό

Αντικαθιστώντας την (3.27) στην (2.64), και χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (8.350/2)], η χωρητικότητα του καναλιού Γ_G , με δέκτη ΔΕ και με βάση την πολιτική ΑΑΚΣΡ, εξάγεται ως

$$C_{\text{tifr}}^{\text{sd}} = BW \log_2 \left[1 + \frac{\tau \bar{\gamma} \Gamma(m)}{2 \left[\Gamma \left(m - \frac{2}{\beta}, \left(\frac{\gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right) - \sum_{i=0}^{m-1} \frac{2^{2/\beta - m - i}}{i!} \Gamma \left(m + i - \frac{2}{\beta}, 2 \left(\frac{\gamma_0}{\tau \bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right) \right]} \right] \times \left\{ 1 - \left[1 - \frac{\Gamma \left[m, (\gamma_0 / (\tau \bar{\gamma}))^{\beta/2} \right]}{\Gamma(m)} \right]^2 \right\}. \quad (3.31)$$

Επίσης, θέτοντας $m = 1$ στην (3.31), απλοποιείται στην [74, εξ. (25)].



Σχήμα 3.12: Κανονικοποιημένη χωρητικότητα καναλιού για διαφορετικές πολιτικές προσαρμογής συναρτήσει του μέσου SNR ανά bit, σε δέκτες ΔΕ.

3.4.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτήν ενότητα παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα, τα οποία υπολογίστηκαν χρησιμοποιώντας την ανάλυση που παρουσιάστηκε προηγουμένως.

Στο Σχ. 3.11, χρησιμοποιώντας την (3.31) απεικονίζεται η κανονικοποιημένη χωρητικότητα του δέκτη ΔΕ σύμφωνα με την πολιτική ΑΑΚΣΡ, $C_{\text{tifr}}^{\text{sd}}/BW$, ως συνάρτηση του SNR διακοπής γ_0 για διάφορες τιμές του $\bar{\gamma}$. Για λόγους σύγκρισης έχει προστεθεί και η αντίστοιχη επίδοση απλού δέκτη, χρησιμοποιώντας την (2.65), ενώ έχει γίνει η υπόθεση ότι $m = 2$ και $\beta = 3$. Στο σχήμα αυτό φαίνεται ότι η $C_{\text{tifr}}^{\text{sd}}/BW$ βελτιώνεται με τη χρήση διαφορισμού και/ή με την αύξηση του $\bar{\gamma}$. Επιπλέον, σε όλες τις περιπτώσεις η $C_{\text{tifr}}^{\text{sd}}/BW$ μεγιστοποιείται για συγκεκριμένες τιμές του γ_0 και οι διαφορές μεταξύ των επιδόσεων του απλού δέκτη και του δέκτη ΔΕ μεγαλώνουν όσο μεγαλώνει το $\bar{\gamma}$.

Στο Σχ. 3.12, απεικονίζεται η κανονικοποιημένη χωρητικότητα καναλιού Γ_G με δέκτες ΔΕ, ως συνάρτηση του $\bar{\gamma}$, υποθέτοντας τις πολιτικές προσαρμογής ΠΒΙΡ, $C_{\text{opra}}^{\text{sd}}/BW$ (χρησιμοποιώντας την (3.29)), ΑΚΣΡ, $C_{\text{cifr}}^{\text{sd}}/BW$ (χρησιμοποιώντας την (3.30)), και ΑΑΚΣΡ, $C_{\text{tifr}}^{\text{sd}}/BW$ (χρησιμοποιώντας την (3.31)), και $m = 2$, $\beta = 3$. Επίσης για λόγους σύγκρισης έχουν προστεθεί οι αντίστοιχες επιδόσεις των απλών δεκτών. Οι χωρητικότητες του καναλιού με βάση τις πολιτικές ΑΚΣΡ, ΑΑΚΣΡ και δέκτες ΔΕ, γίνονται σχεδόν ίσες για μικρότερες τιμές του μέσου SNR, δηλαδή $\bar{\gamma} = 0$, σε σχέση με τις αντίστοιχες του απλού δέκτη.

3.5 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο μελετήθηκαν οι επιδόσεις δεκτών διαφορισμού ΣΓΕ οι οποίοι λειτουργούν σε γενικευμένα κανάλια διαλείψεων Weibull και Γ_G . Αρχικά μελετήθηκε η περίπτωση όπου οι ΤΜ, που αναπαριστούν το πλάτος των διαλείψεων, είναι ΑΜΟΚ και ακολουθούν την κατανομή Weibull. Για αυτή την περίπτωση παρουσιάστηκε ένα καινούριο στατιστικό θεώρημα για το γινόμενο ροπών ταξινομημένων ΑΜΟΚ ΤΜ Weibull. Χρησιμοποιώντας το θεώρημα αυτό έγινε δυνατή η εξαγωγή χρήσιμων κριτηρίων επίδοσης σε κλειστή μορφή των δεκτών διαφορισμού ΣΓΕ(2, L). Επιπλέον, με τη χρήση της προσέγγισης της ΡΓΣ και του θεωρήματος των προσεγγιστών Padé έγινε δυνατή η μελέτη της ΜΠΣΒ και της ΠΔΕ της συγκεκριμένης κατηγορίας δεκτών διαφορισμού οι οποίοι λειτουργούν σε αυτό το κανάλι διαλείψεων.

Στη συνέχεια, εξετάστηκε η στατιστική του SNR της εξόδου των δεκτών ΣΓΕ(2, L) για τη γενική περίπτωση όπου οι ΤΜ ακολουθούν την κατανομή Γ_G αλλά είναι ΑΟΚ. Βασίζομενοι σε αυτήν την παραδοχή, παρουσιάζονται η ΡΓΣ και η ΑΣΚ του γ_{gsc} , υπό την μορφή γρήγορα συγκλίνουσων απειροσειρών, με τη χρήση των οποίων απλοποιήθηκε πάρα πολύ η μελέτη της επίδοσης του συγκεκριμένου συστήματος. Ακόμη, παρουσιάστηκε η χωρητικότητα των καναλιών Γ_G με χρήση δεκτών ΔΕ και για διάφορες πολιτικές προσαρμογής της εκπομπής. Συγκεκριμένα, η χωρητικότητα μελετήθηκε για τις πολιτικές ΠΒΙΡ, ΑΚΣΡ και ΑΑΚΣΡ και οι εξαγόμενες εκφράσεις αποτελούν γενίκευση αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν στο παρελθόν.

Τα αντιπροσωπευτικά αριθμητικά αποτελέσματα τα οποία παρουσιάστηκαν, επιβεβαίωσαν την καταλληλότητα των κατανομών Weibull και Γ_G για τη μοντελοποίηση καναλιών διαλείψεων και τη μεγάλη ευελιξία που προσφέρουν για την προσέγγιση ποικίλων και διαφορετικών συνθηκών καναλιού. Τέλος, παρουσιάστηκε η χρησιμότητα των δεκτών ΣΓΕ, που έχοντας χαμηλότερη πολυπλοκότητα σε σχέση με τους βέλτιστους ΣΜΛ, έχουν επιδόσεις πολύ κοντά με αυτούς.

Κεφάλαιο 4

Δέκτες Διαφορισμού σε Κανάλια Διαλείψεων K και K_G

ΣΕ ΠΡΟΗΓΟΥΜΕΝΕΣ ενότητες παρουσιάστηκε η χρησιμότητα των δεκτών διαφορισμού στην προσπάθεια καταπολέμησης των αρνητικών συνεπειών των ΔΜΙΚ. Επίσης, τονίστηκε ότι κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες οι ΔΜΙΚ μπορεί να συνυπάρχουν με ΔΜΕΚ, όποτε και δημιουργείται ένα σύνθετο περιβάλλον διάδοσης, με αρκετά πιο έντονες επιπτώσεις στην απόδοση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος και ταυτόχρονα πιο περίπλοκες στατιστικές ιδιότητες. Σε αυτό το κεφάλαιο ερευνάται η δυνατότητα χρήσης δεκτών διαφορισμού σε σύνθετο περιβάλλον διάδοσης το οποίο μοντελοποιείται με τις κατανομές K και K_G . Χρησιμοποιώντας αυτές τις κατανομές επιτυγχάνεται *α)* μια πολύ γενική και αξιόπιστη μοντελοποίηση των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής και σκίασης, και *β)* μια ευέλικτη μαθηματική ανάλυση που δίνει τη δυνατότητα να διερευνηθεί η επίδοση ενός μεγάλου μέρους των βασικών δεκτών διαφορισμού.

Αρχικά εξετάζεται η περίπτωση όπου οι διαλείψεις του καναλιού K_G θεωρούνται ασυσχέτιστες μεταξύ τους αλλά μη ομοιόμορφα κατανεμημένες. Για αυτήν την περίπτωση παρουσιάζονται οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες του SNR στην έξοδο των δεκτών ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και ΔΕ. Χρησιμοποιώντας την ανάλυση αυτή μελετάται η επίδοση των παραπάνω δεκτών διαφορισμού με βάση τα κριτήρια της ΜΠΣΒ, της ΠΔΕ, της ΠΔ και του ΜΛΣΘ. Στη δεύτερη ενότητα του κεφαλαίου εξετάζονται τα αποτελέσματα των φαινομένων της συσχέτισης στις διαλείψεις και πως αυτά επηρεάζουν την επίδοση των δεκτών διαφορισμού που λειτουργούν σε σύνθετο συσχετισμένο περιβάλλον. Αυτή η μελέτη γίνεται δυνατή με τη χρήση μιας καινούριας σύνθετης συσχετισμένης κατανομής που παρουσιάζεται για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία. Η κατανομή αυτή προκύπτει με την απλοποίηση του στατιστικού μοντέλου για τις πολλαπλές διαδρομές, δηλαδή υποθέτοντας ότι οι ΔΜΙΚ ακολουθούν συσχετισμένες διαλείψεις Rayleigh και με τη θεώρηση ότι υπάρχει διαφορετική συσχέτιση μεταξύ των πλατών του σήματος και της ισχύς τους. Έτσι δημιουργείται η συσχετισμένη κατανομή K με ΑΜΟΚ ΤΜ και γίνεται δυνατή η μελέτη της

ΠΔΕ, της ΜΠΣΒ και της ΠΔ των παραπάνω δεκτών διαφορισμού. Χρησιμοποιώντας την προτεινόμενη ανάλυση παρουσιάζονται πολυάριθμα αριθμητικά αποτελέσματα, τα οποία αποδεικνύουν τη χρησιμότητα και την ευελιξία της.

4.1 Εισαγωγή

Στην ανάλυση ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων έχουν εφαρμοστεί πολλά στατιστικά μοντέλα για την περιγραφή του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης το οποίο εμφανίζεται όταν τα φαινόμενα των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής και της σκίασης συνυπάρχουν. Πολλοί γνωστές και συχνά χρησιμοποιούμενες κατανομές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ είναι η Rayleigh, η Nakagami- m , η Rice, και η Weibull, Ενότητα 2.3.1, ενώ για τις ΔΜΕΚ είναι η κατανομή log-normal, Ενότητα 2.3.2. Κατά συνέπεια, οι κατανομές που προκύπτουν για τη μοντελοποίηση του σύνθετου αυτού περιβάλλοντος είναι οι Rayleigh-, Nakagami-, Rice-, και Weibull-lognormal [23, 33, 34, 64]. Δυστυχώς τα σύνθετα μοντέλα καναλιού διαλείψεων που βασίζονται στην κατανομή log-normal δημιουργούν πολλά προβλήματα στον αναλυτικό υπολογισμό της επίδοσης τηλεπικοινωνιακών συστημάτων εξαιτίας της δύστροπης μαθηματικής τους φύσης. Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι η χρήση της κατανομής Γάμα αντί της log-normal, με αποτέλεσμα τη δημιουργία καινούριων οικογενειών σύνθετων κατανομών, όπως η K και η K_G , Ενότητα 2.3.3. Το κυριότερο πλεονέκτημα αυτών των κατανομών είναι η σχετικά απλή μαθηματική τους μορφή που επιτρέπει μία γενικευμένη ανάλυση της επίδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τα οποία λειτουργούν σε σύνθετο περιβάλλον διάδοσης.

Στην ερευνητική περιοχή των ασυσχέτιστων καναλιών διαλείψεων K και K_G , έχουν παρουσιαστεί στο παρελθόν πολλές εργασίες σχετικά με την επίδοση των ψηφιακών συστημάτων [23, 35, 36, 87, 88, 89]. Πιο συγκεκριμένα, στις [35, 87], αποδείχθηκε ότι η κατανομή K προσεγγίζει πολύ καλά την κατανομή R_L και είναι ένα χρήσιμο εργαλείο για την εξαγωγή αναλυτικών αποτελεσμάτων. Στην [36], η κατανομή K_G παρουσιάστηκε σαν ένα γενικευμένο κανάλι διαλείψεων και σκίασης και υπολογίστηκε σε αυτό η επίδοση της σύμφωνης διαμόρφωσης BPSK. Επιπλέον στην [88], υπολογίστηκε η ΠΔΕ, με και χωρίς συγκαναλική παρεμβολή, σε κανάλι K_G και συγκρίθηκε με την αντίστοιχη που προκύπτει με τη χρήση του μοντέλου N_L , επιβεβαιώνοντας την εξαιρετική συμφωνία μεταξύ των δύο αυτών μοντέλων για κανάλια διαλείψεων. Στην [89], παρουσιάστηκε μια αναλυτική προσέγγιση για την επίδοση δεκτών σε κανάλια K_G , μελετώντας την ΜΠΣΒ με διαμόρφωση BDPSK και την ΠΔΕ. Ανεξάρτητα από το στατιστικό μοντέλο του καναλιού διαλείψεων, τα λαμβανόμενα σήματα πολλαπλών διαδρομών μπορούν να είναι συσχετισμένα, έχοντας σαν αποτέλεσμα τη μείωση του προσδοκώμενου κέρδους από τη χρήση διαφορισμού. Τυπικά, αυτή η συσχέτιση των σημάτων μπορεί να υπάρξει σε κινητά τερματικά, με σχετικά μικρό μέγεθος, όπου συνήθως η απόσταση μεταξύ των κεραιών διαφορισμού είναι μικρή.

Η διεθνής βιβλιογραφία που αφορά τις συσχετισμένες κατανομές είναι εξαιρετικά εκτενής, [20, 25, 90, 91, 92, 93, 94, 95]. Όμως, σαν γενική επισήμανση πρέπει να σημειωθεί ότι οι περισσότερες εργασίες, αν όχι όλες, που ασχολούνται με συσχετισμένα μοντέλα καναλιών διαλείψεων, λαμβάνουν υπόψη μόνο τα φαινόμενα μικρής κλίμακας, παρά το γεγονός ότι η στατιστική *log-normal*, και κατά συνέπεια η στατιστική Γάμα, γίνεται κυρίαρχη όταν εμφανίζεται το φαινόμενο της σκίασης.

Εξαιτίας της περίπλοκης μαθηματικής φύσης της κατανομής *log-normal*, δεν υπάρχουν σύνθετες συσχετισμένες κατανομές που να περιλαμβάνουν τη στατιστική της. Οι μοναδικές συνεισφορές στην περιοχή των σύνθετων συσχετισμένων κατανομών έχει να κάνει με την κατανομή K . Στο παρελθόν η συσχετισμένη κατανομή K έχει κερδίσει ένα μεγάλο ενδιαφέρον, εξαιτίας του γεγονότος ότι έχει θεωρηθεί κατάλληλη για τη μοντελοποίηση της ηλεκτρομαγνητικής σκέδασης από φυσικά μέσα. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται για τη μοντελοποίηση της διάδοσης των ασύρματων κυμάτων στην τροπόσφαιρα, για πολλούς τύπους παρασίτων ραντάρ (*radar clutter*) και για τη φαινομενολογική περιγραφή των παρασίτων από τη θάλασσα (*sea clutter*) [96, 97, 98]. Για παράδειγμα στην [97], δόθηκαν η από κοινού ΣΠΠ και οι ροπές της δι-μεταβαλλόμενης κατανομής K , με την υπόθεση ότι οι παράμετροι μορφοποίησης και κλίμακας είναι ίδιες. Επεκτείνοντας αυτήν την εργασία στην [98], θεωρήθηκε συσχέτιση και στην ισχύ των πλατών των παρασίτων, με την υπόθεση πάλι ότι οι παράμετροι είναι ίδιες. Συμπερασματικά, πλήρης και λεπτομερής ανάλυση της επίδοσης ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων διαφορισμού τα οποία να λειτουργούν σε συσχετισμένες ή ασυσχετίστες σύνθετες κατανομές δεν έχει πραγματοποιηθεί στη διεθνή βιβλιογραφία, και αυτό αποτελεί το θέμα αυτού του κεφαλαίου.

Παρακινούμενος από αυτήν την παρατήρηση, στην πρώτη ενότητα αυτού του κεφαλαίου γίνεται η παρουσίαση μιας αναλυτικής μελέτης της επίδοσης των δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και του δέκτη ΔΕ, οι οποίοι λειτουργούν σε σύνθετα ασυσχετίστα και μη ομοιόμορφα κατανεμημένα κανάλια διαλείψεων K_G . Στη δεύτερη ενότητα αυτού του κεφαλαίου παρουσιάζεται η δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K με διαφορετικές παραμέτρους μορφοποίησης και κλίμακας και αναλύονται οι πιο σημαντικές στατιστικές της ιδιότητες. Στη συνέχεια οι εξαγόμενες στατιστικές εκφράσεις εφαρμόζονται στην ανάλυση της επίδοσης των παραπάνω δεκτών διαφορισμού σε συσχετισμένα κανάλια διαλείψεων K . Τα πιο σημαντικά αποτελέσματα έχουν δημοσιευθεί στα [41, 42].

4.2 Δέκτες Διαφορισμού σε Ασυσχετίστα Κανάλια Διαλείψεων K_G

Σε αυτή την ενότητα αρχικά, χρησιμοποιώντας τα κριτήρια επίδοσης που περιγράφηκαν στην Ενότητα 2.4, θα μελετηθεί η επίδοση πολύ σημαντικών δεκτών διαφορισμού, όπως

είναι οι ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και του δέκτη ΔΕ, σε ΑΜΟΚ κανάλια διαλείψεων K_G . Στη συνέχεια, έχοντας ως βάση τις αναλυτικές εκφράσεις για το SNR της εξόδου των δεκτών αυτών, θα παρουσιαστούν και θα αναλυθούν ποικίλα αριθμητικά υπολογισμένα αποτελέσματα της επίδοσης τους.

Ας θεωρήσουμε ένα σύστημα διαφορισμού στο δέκτη, όπως αυτό περιγράφεται στην Ενότητα 2.6, το οποίο λειτουργεί σε ένα κανάλι διαλείψεων K_G , με ΣΠΠ στο ℓ -οστό ($\ell = 1, 2, \dots, L$) εισερχόμενο κλάδο που δίνεται από την (2.35). Για τις τεχνικές διαφορισμού οι οποίες μελετώνται σε αυτήν την ενότητα έχει θεωρηθεί ότι η απόσταση μεταξύ των κεραιών λήψης είναι μικρή, δηλαδή διαφορισμός μικρής κλίμακας. Επιπλέον, εφόσον το φαινόμενο της σκίασης μεταβάλλεται αργά σε σχέση με την απόσταση, η σκίαση μπορεί να θεωρηθεί σταθερή σε μικρές αποστάσεις. Κατά συνέπεια η παράμετρος μορφοποίησης της σκίασης για την κατανομή K_G (δηλαδή το k), είναι ίδια σε όλους τους κλάδους λήψης του δέκτη [99].

4.2.1 Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Bit

Στην ανάλυση που ακολουθεί, για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ θα χρησιμοποιηθεί η προσέγγιση που βασίζεται στη ΡΓΣ, βλέπε Παράρτημα II-2. Συνεπώς, για να γίνει δυνατή η εφαρμογή της προσέγγισης αυτής θα πρέπει να υπολογιστεί η ΡΓΣ του SNR της εξόδου όλων των υπό-ανάλυση δεκτών διαφορισμού.

4.2.1.1 Δέκτης Συνδυασμού Μεγίστου Λόγου

Στην περίπτωση του δέκτη ΣΜΛ, η ΡΓΣ του γ_{mrc} μπορεί εύκολα να εξαχθεί, χρησιμοποιώντας τις (2.41) και (2.73), ως

$$\mathcal{M}_{\gamma_{\text{mrc}}}(s) = \prod_{\ell=1}^L \left(\frac{\Xi_{\ell}}{s} \right)^{\beta/2} \exp \left(\frac{\Xi_{\ell}}{2s} \right) W_{-(k+m_{\ell}-1)/2, (k-m_{\ell})/2} \left(\frac{\Xi_{\ell}}{s} \right) \quad (4.1)$$

όπου $\Xi_{\ell} = (km_{\ell})/\bar{\gamma}_{\ell}$.

4.2.1.2 Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής

Για την περίπτωση του δέκτη ΣΙΑ είναι πολύ δύσκολο, αν όχι αδύνατο, να εξαχθεί έκφραση κλειστής μορφής για τη ΡΓΣ. Αντιθέτως, μια πιο κατάλληλη μέθοδος είναι η χρήση των προσεγγιστών Padé, βλέπε Παράρτημα II-4. Για να μπορέσει να εφαρμοστεί η μέθοδος αυτή θα πρέπει να υπολογιστούν οι ροπές του SNR της εξόδου του δέκτη ΣΙΑ. Οι ροπές αυτές μπορούν εύκολα να υπολογιστούν με τη χρήση της (2.43), της (2.76) και της πολυωνυμικής ταυτότητας [5, εξ. (24.1.2)] ως

$$\mu_{\gamma_{\text{egc}}}(n) = \frac{(2n)!}{L^n} \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_L \\ n_1 + n_2 + \dots + n_L = 2n}} \frac{1}{n_1! n_2! \dots n_L!} \prod_{\ell=1}^L \Xi_{\ell}^{-n_{\ell}/2} \frac{\Gamma(k + n_{\ell}/2) \Gamma(m_{\ell} + n_{\ell}/2)}{\Gamma(m_{\ell}) \Gamma(k)}. \quad (4.2)$$

4.2.1.3 Δέκτης Διαφορισμού Επιλογής

Όπως και στην περίπτωση των δεκτών ΣΙΑ έτσι και στους δέκτες ΔΕ θα χρησιμοποιηθούν οι προσεγγιστές Padé για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ. Χρησιμοποιώντας τις (2.39) και (2.82), η ΑΣΚ του γ_{sd} δίνεται από

$$\mathcal{F}_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \prod_{\ell=1}^L \pi \csc[\pi(k - m_\ell)] \left[\frac{(\Xi_\ell \gamma)^{m_\ell} {}_1F_2(m_\ell; 1 - k + m_\ell, 1 + m_\ell; \Xi_\ell \gamma)}{\Gamma(k) \Gamma(1 - k + m_\ell) \Gamma(1 + m_\ell)} - \frac{(\Xi_\ell \gamma)^k {}_1F_2(k; 1 + k - m_\ell, 1 + k; \Xi_\ell \gamma)}{\Gamma(m_\ell) \Gamma(1 + k - m_\ell) \Gamma(1 + k)} \right]. \quad (4.3)$$

Γενικά, διαφορίζοντας την (4.3) ως προς γ μπορεί να υπολογιστεί η ΣΠΠ του γ_{sd} για οποιαδήποτε τιμή του L . Όμως ακόμα και για μικρές τιμές του L ($L \geq 3$), η ΣΠΠ που προκύπτει από το διαφορισμό είναι πολύ περίπλοκη και δεν οδηγεί σε εκφράσεις κλειστής μορφής για τις ροπές. Κατά συνέπεια θα διερευνηθεί η περίπτωση όπου $L = 2$, η οποία έχει και πολύ μεγάλο πρακτικό ενδιαφέρον εξαιτίας της χαμηλής πολυπλοκότητας του δέκτη. Συνεπώς, για $L = 2$ η ΣΠΠ του γ_{sd} μπορεί να εξαχθεί ως

$$f_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \frac{\pi^2 \csc[\pi(k - m_1)] \csc[\pi(k - m_2)]}{\Gamma(m_1) \Gamma(m_2) \Gamma(k)^2} [\mathcal{H}_2(2) \mathcal{H}_1(1) + \mathcal{H}_2(1) \mathcal{H}_1(2)], \quad (4.4)$$

όπου

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_1(\ell) &= \Xi_\ell^{m_\ell} \frac{\gamma^{m_\ell} \Gamma(m_\ell) {}_1F_2(m_\ell; 1 + m_\ell, 1 - k + m_\ell; \Xi_\ell \gamma)}{\Gamma(1 + m_\ell) \Gamma(1 - k + m_\ell)} \\ &\quad - \Xi_\ell^k \frac{\gamma^k \Gamma(k) {}_1F_2(k; 1 + k, 1 + k - m_\ell; \Xi_\ell \gamma)}{\Gamma(1 + k) \Gamma(1 + k - m_\ell)} \\ \mathcal{H}_2(\ell) &= \Xi_\ell^{m_\ell} \frac{\gamma^{m_\ell-1} {}_0F_1(1 - k + m_\ell; \Xi_\ell \gamma)}{\Gamma(1 - k + m_\ell)} - \Xi_\ell^k \frac{\gamma^{k-1} {}_0F_1(1 + k - m_\ell; \Xi_\ell \gamma)}{\Gamma(1 + k - m_\ell)}. \end{aligned}$$

Η n -οστής τάξης ροπή του γ_{sd} μπορεί να υπολογιστεί σε κλειστή μορφή (βλέπε Παράρτημα I-5) ως

$$\begin{aligned} \mu_{\gamma_{sd}}(n) &= \frac{\pi^2 \csc[\pi(k - m_1)] \csc[\pi(k - m_2)]}{\Gamma(m_1) \Gamma(m_2) \Gamma(k)^2} \\ &\quad \times [\mathcal{G}(m_1, k, m_2, k, 1) - \mathcal{G}(k, m_1, m_2, k, 1) + \mathcal{G}(m_2, k, m_1, k, -1) - \mathcal{G}(k, m_2, m_1, k, -1)] \end{aligned} \quad (4.5)$$

με

$$\begin{aligned} \mathcal{G}(x, y, z, w, \ell) &= \frac{\Xi_1^x \Xi_2^{-x-n}}{x \Gamma(1 + x - y)} \left\{ \frac{(-1)^{-x-z-n} \Gamma(x + z + n)}{\Gamma(1 - w - x - n)} \right. \\ &\quad \times {}_pF_q \left[x + z + n, x, w + x + n; 1 + x - y, 1 + x; \left(\frac{\Xi_1}{\Xi_2} \right)^\ell \right] - \frac{\Gamma(x + w + n)}{\Gamma(1 - z - x - n)} \\ &\quad \left. \times (-1)^{-x-w-n} {}_pF_q \left[x + w + n, x, z + x + n; 1 + x - y, 1 + x; \left(\frac{\Xi_1}{\Xi_2} \right)^\ell \right] \right\}. \end{aligned}$$

4.2.1.4 Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής

Στην περίπτωση του δέκτη ΣΜΠ η προσέγγιση με βάση τη ΡΓΣ μπορεί να εφαρμοστεί με τον ακόλουθο τρόπο. Χρησιμοποιώντας την ανάλυση που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.6.4 και την [100, εξ. (62)], η ΑΣΚ του γ_{SSC} μπορεί να γραφτεί ως

$$\mathcal{F}_{\gamma_{\text{SSC}}}(\gamma) = \begin{cases} [P_1 P_2 / (P_1 + P_2)] \sum_{\ell=1}^2 F_{\gamma_\ell}(\gamma) & \gamma \leq \gamma_\tau \\ [P_1 P_2 / (P_1 + P_2)] \sum_{\ell=1}^2 [F_{\gamma_\ell}(\gamma) + F_{\gamma_\ell}(\gamma) / P_\ell - 1] & \gamma > \gamma_\tau \end{cases} \quad (4.6)$$

όπου $P_\ell = \mathcal{F}_{\gamma_\ell}(\gamma_\tau)$ και η $\mathcal{F}_{\gamma_\ell}(\cdot)$ δίνεται από την (2.39). Διαφορίζοντας την (4.6) ως προς το γ , εξάγεται η ΣΠΠ του γ_{SSC} ως

$$f_{\gamma_{\text{SSC}}}(\gamma) = \begin{cases} [P_1 P_2 / (P_1 + P_2)] \sum_{\ell=1}^2 f_{\gamma_\ell}(\gamma) & \gamma \leq \gamma_\tau \\ [P_1 P_2 / (P_1 + P_2)] \sum_{\ell=1}^2 f_{\gamma_\ell}(\gamma) (1 + 1/P_\ell) & \gamma > \gamma_\tau \end{cases} \quad (4.7)$$

όπου $f_{\gamma_\ell}(\cdot)$ δίνεται από την (2.36). Αντικαθιστώντας την (4.7) στον ορισμό της ΡΓΣ (2.40), η ΡΓΣ του γ_{SSC} μπορεί να γραφτεί ως

$$\mathcal{M}_{\gamma_{\text{SSC}}}(s) = \frac{P_1 P_2}{P_1 + P_2} \sum_{\ell=1}^2 \left[\mathcal{M}_{\gamma_\ell}(s) + \frac{\mathcal{M}_{\gamma_\ell}(s)}{P_\ell} - \frac{1}{P_\ell} \int_0^{\gamma_\tau} \exp(-s\gamma) f_{\gamma_\ell}(\gamma) d\gamma \right] \quad (4.8)$$

όπου $\mathcal{M}_{\gamma_\ell}(s)$ δίνεται από την (2.41). Το παραπάνω ορισμένο ολοκλήρωμα μπορεί εύκολα να υπολογιστεί με αριθμητική ολοκλήρωση, χρησιμοποιώντας οποιοδήποτε από τα γνωστά μαθηματικά λογισμικά, πχ MATHEMATICATM, MATLABTM. Επιπλέον, η βέλτιστη τιμή του γ_τ , γ_τ^* , για την ελαχιστοποίηση της ΜΠΣΒ του γ_{SSC} , δίνεται από [23]

$$\left. \frac{\theta \bar{P}_{\text{be}}}{\theta \gamma_\tau} \right|_{\gamma_\tau^* = \gamma_\tau} = 0 \quad (4.9)$$

το οποίο μπορεί να βρεθεί απευθείας με τη χρησιμοποίηση οποιασδήποτε τεχνικής αριθμητικού υπολογισμού ρίζας.

4.2.2 Μέσος Λόγος Σήματος Προς Θόρυβο και Ποσότητα Διαλείψεων

Για τον υπολογισμό του ΜΛΣΘ, (2.54), και της ΠΔ, (2.52), είναι αναγκαίος ο προσδιορισμός των ροπών του SNR στην έξοδο των δεκτών. Για το δέκτη ΣΙΑ οι ροπές δίνονται από (4.2) ενώ για το δέκτη ΔΕ δίνονται από την (4.5). Για τους δέκτες ΣΜΛ και ΣΜΠ οι ροπές υπολογίζονται παρακάτω.

4.2.2.1 Δέκτης Συνδυασμού Μεγίστου Λόγου

Οι ροπές στην περίπτωση του δέκτη ΣΜΛ μπορούν εύκολα να εξαχθούν με τη χρήση της (2.43), της (2.70) και της πολυωνυμικής ταυτότητας [5, εξ. (24.1.2)] ως

$$\mu_{\gamma_{\text{mrc}}}(n) = \sum_{\substack{n_1, n_2, \dots, n_L=0 \\ n_1+n_2+\dots+n_L=n}}^n \frac{n!}{n_1!n_2! \cdots n_L!} \prod_{\ell=1}^L \Xi_{\ell}^{-n_{\ell}} \frac{\Gamma(k+n_{\ell})\Gamma(m_{\ell}+n_{\ell})}{\Gamma(m_{\ell})\Gamma(k)}. \quad (4.10)$$

4.2.2.2 Δέκτης Συνδυασμού Μεταγωγής και Παραμονής

Αντικαθιστώντας την (4.7) στην (2.42) και χρησιμοποιώντας την [4, εξ. (03.04.21.0007.01)], η n -οστή ροπή του γ_{ssc} εκφράζεται σε κλειστή μορφή όπως

$$\begin{aligned} \mu_{\gamma_{\text{ssc}}}(n) = & \frac{P_1 P_2}{P_1 + P_2} \sum_{\ell=1}^2 \left\{ \mu_{\gamma_{\ell}}(n) + \frac{\mu_{\gamma_{\ell}}(n)}{P_{\ell}} - \frac{\pi \csc[\pi(k-m_{\ell})] \gamma_{\tau}^n}{P_{\ell} \Gamma(k) \Gamma(m_{\ell})} \right. \\ & \times \left[(\Xi_{\ell} \gamma_{\tau})^{m_{\ell}} \Gamma(m_{\ell}+n) {}_p\tilde{F}_q(m_{\ell}+n; 1-k+m_{\ell}, 1+m_{\ell}+n; \Xi_{\ell} \gamma_{\tau}) \right. \\ & \left. \left. - (\Xi_{\ell} \gamma_{\tau})^k \Gamma(k+n) {}_p\tilde{F}_q(k+n; 1+k-m_{\ell}, 1+k+n; \Xi_{\ell} \gamma_{\tau}) \right] \right\}. \quad (4.11) \end{aligned}$$

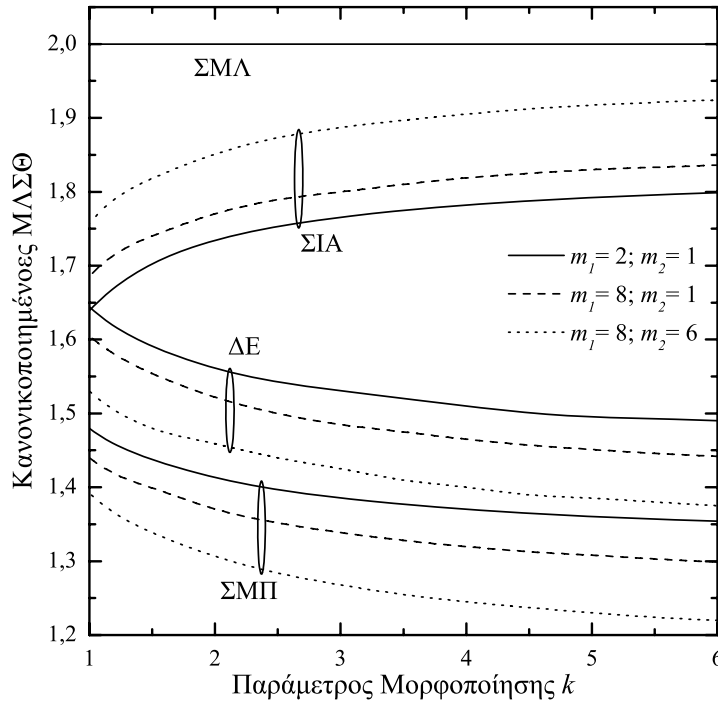
Πρέπει να σημειωθεί ότι το γ_{τ}^* μπορεί να υπολογιστεί σχετικά εύκολα με την αριθμητική λύση του $(\theta \bar{\gamma}_{\text{ssc}} / \theta \gamma_{\tau})|_{\gamma_{\tau}^* = \gamma_{\tau}} = 0$ [23].

4.2.3 Πιθανότητα Διακοπής Επικοινωνίας

Χρησιμοποιώντας την (2.49), η ΠΔΕ μπορεί εύκολα να υπολογιστεί για το δέκτη ΔΕ, με τη χρήση της (4.3) και για το δέκτη ΣΜΠ, με τη χρήση της (4.6). Για τους δέκτες ΣΜΛ και ΣΙΑ, η ΠΔΕ εκφράζεται μαθηματικά όπως στην (3.20). Όμως, δεν υπάρχει διαθέσιμη έκφραση κλειστής μορφής για τη ΡΓΣ του δέκτη ΣΙΑ, και η ΡΓΣ του δέκτη ΣΜΛ που δίνεται στην (4.1), δεν οδηγεί, επίσης, σε έκφραση κλειστής μορφής για την ΑΣΚ. Κατά συνέπεια θα χρησιμοποιηθούν οι προσεγγιστές Radé για τον υπολογισμό της ΡΓΣ και στη συνέχεια τον αριθμητικό υπολογισμό της ΠΔΕ, με τη χρήση της (3.21).

4.2.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτήν την ενότητα χρησιμοποιώντας την ανάλυση που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 4.2, παρουσιάζονται διάφορα αριθμητικά αποτελέσματα υπολογισμού της επίδοσης των δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και του δέκτη ΔΕ. Αυτά τα αποτελέσματα περιλαμβάνουν συγκρίσεις επίδοσης μεταξύ των παραπάνω δεκτών για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και συνθήκες του καναλιού διαλείψεων K_G . Για το κανάλι διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής έχει χρησιμοποιηθεί, όπως και στην Ενότητα 3.2.4, το

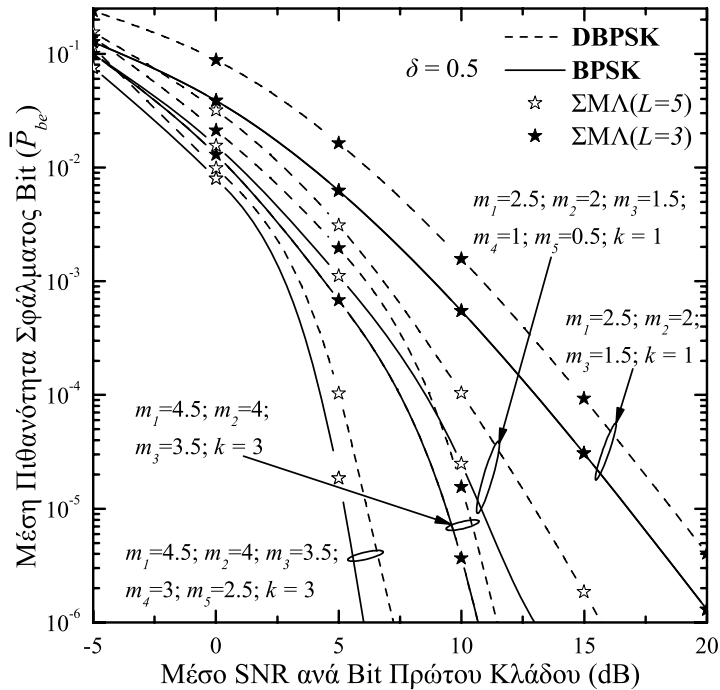


Σχήμα 4.1: Κανονικοποιημένος ΜΛΣΘ των δεκτών ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και ΔΕ συναρτήσει του k για διάφορες τιμές των m_1 και m_2 .

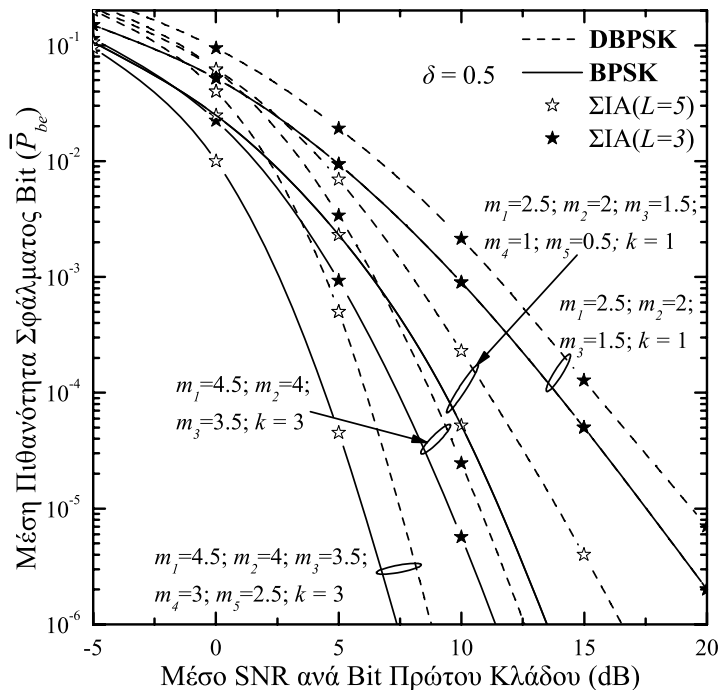
ΠΚΙ $\bar{\gamma}_\ell = \bar{\gamma}_1 \exp[-\delta(\ell - 1)]$. Έχοντας ως στόχο να πραγματοποιηθεί δίκαιη σύγκριση μεταξύ των συνθηκών διάλειψης των ΑΟΚ καναλιών με τις αντίστοιχες των ΑΜΟΚ, έχει θεωρηθεί ότι το συνολικό εισερχόμενο SNR των κλάδων είναι ίδιο και στις δύο περιπτώσεις. Για τις ΑΜΟΚ συνθήκες καναλιού έχει ακολουθηθεί η γενικότερη θεωρία σύμφωνα με την οποία υπάρχουν διαφορετικοί παράμετροι μορφοποίησης m_ℓ για κάθε κανάλι πολλαπλής διαδρομής. Στην περίπτωση των ΑΜΟΚ συνθηκών καναλιού αυτό σημαίνει $m_1 \neq m_2 \neq \dots \neq m_L$, ενώ στις ΑΟΚ συνθήκες μετατρέπεται σε $m = (m_1 + m_2 + \dots + m_\ell)/L$.

Στο Σχ. 4.1, αποτυπώνεται ο κανονικοποιημένος ΜΛΣΘ των δεκτών ΣΜΛ ($L = 2$), ΣΙΑ ($L = 2$), ΣΜΠ και του δέκτη ΔΕ ($L = 2$) συναρτήσει της παραμέτρου μορφοποίησης k της κατανομής K_G . Από το σχήμα αυτό γίνεται φανερό ότι όσο τα k και/ή m_ℓ αυξάνουν, δηλαδή οι συνθήκες του καναλιού βελτιώνονται, ο ΜΛΣΘ μειώνεται για το δέκτη ΣΜΠ και το δέκτη ΔΕ και αυξάνεται για το δέκτη ΣΙΑ. Επιπλέον, η επίδοση του δέκτη ΣΜΛ, η οποία είναι σταθερή όπως ήταν αναμενόμενο, είναι πάντοτε καλύτερη σε σχέση με τις άλλες τεχνικές διαφορισμού. Ενώ συγκρίνοντας τους δέκτες ΣΜΠ και ΔΕ ο δεύτερος έχει πάντα την καλύτερη επίδοση.

Στα Σχ. 4.2 - 4.6, αποτυπώνεται η ΜΠΣΒ των προαναφερθέντων δεκτών διαφορισμού, συναρτήσει του μέσου SNR ανά bit του πρώτου κλάδου, $\bar{\gamma}_{b,1} = \bar{\gamma}_1 / \log_2 M$, για διάφορες τιμές των παραμέτρων μορφοποίησης m_ℓ, k και σχήματα διαμόρφωσης. Από το Σχ. 4.2 γίνεται φανερό ότι η ΜΠΣΒ του δέκτη ΣΜΛ ($L = 5$) είναι πάντοτε καλύτερη από εκείνη

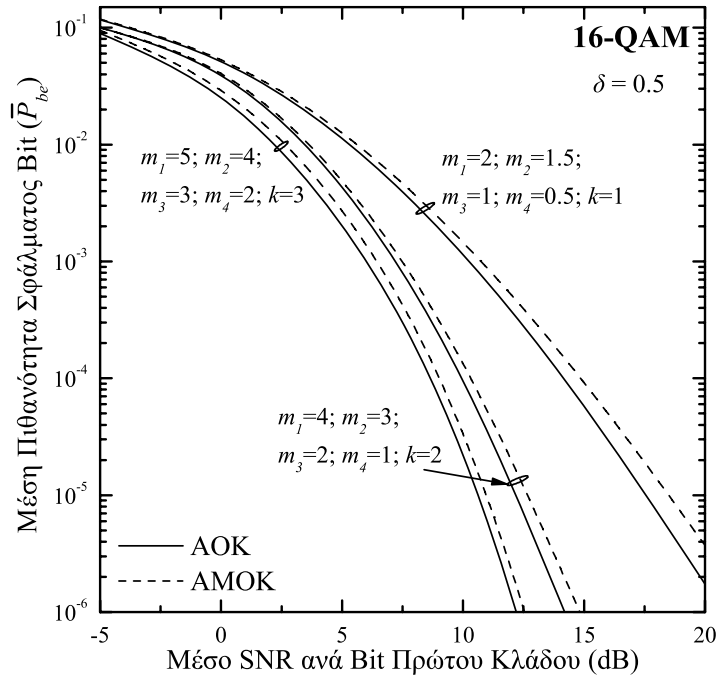


Σχήμα 4.2: Δέκτης ΣΜΛ με διαμορφώσεις BDPSK και BPSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσε του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές των k και m_ℓ .

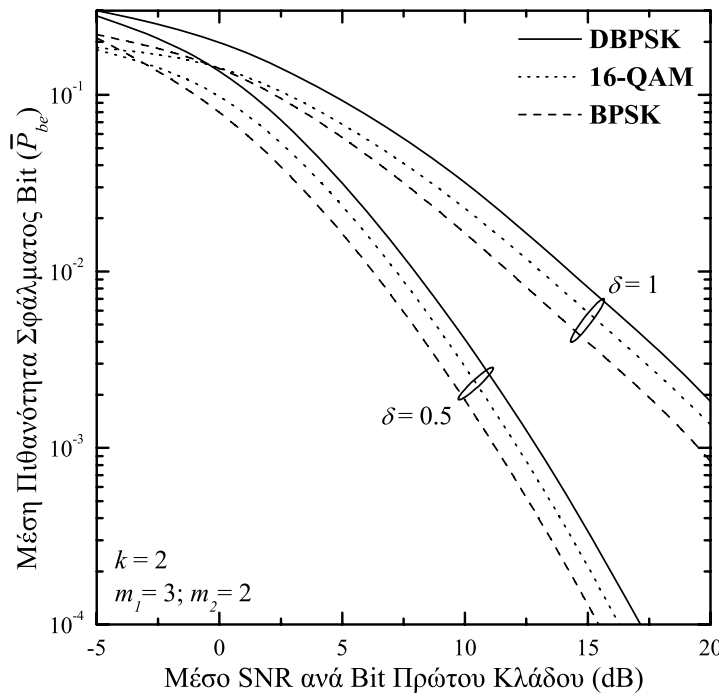


Σχήμα 4.3: Δέκτης ΣΙΑ με διαμορφώσεις BDPSK και BPSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσε του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές των k και m_ℓ .

του ΣΜΛ($L = 3$) και για BPSK και για BDPSK διαμορφώσεις. Επίσης όσο αυξάνουν τα m_ℓ και/ή k η επίδοση βελτιώνεται. Παρόμοια συμπεριφορά παρατηρείται στο Σχ. 4.3, για

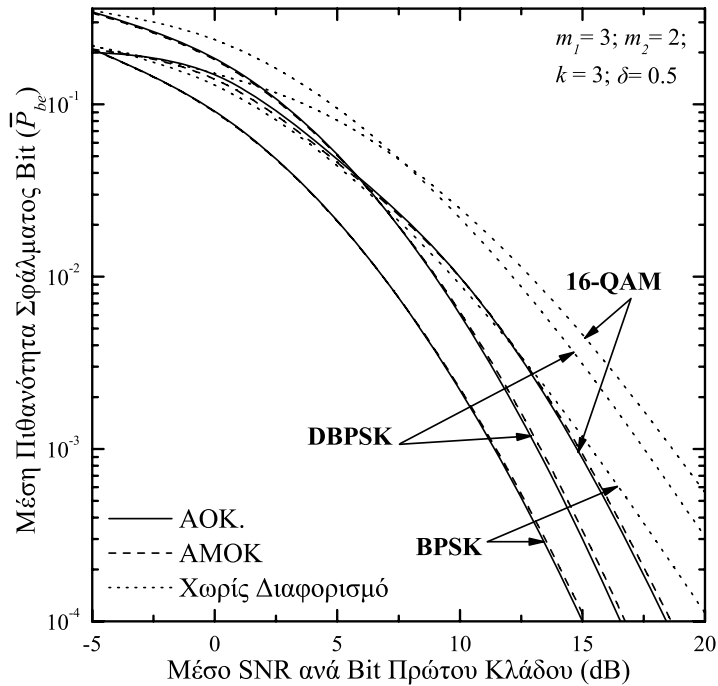


Σχήμα 4.4: Δέκτης ΣΜΛ με διαμόρφωση 16-QAM: Η ΜΠΣΒ συναρτήσε του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές των k και m_ℓ .

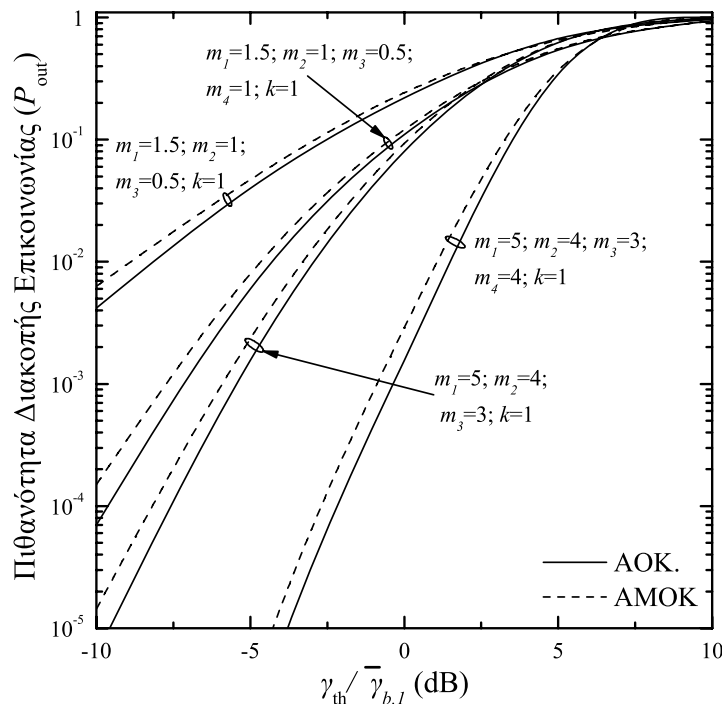


Σχήμα 4.5: Δέκτης ΔΕ με διαμορφώσεις BDPSK, BPSK και 16-QAM: Η ΜΠΣΒ συναρτήσε του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για διάφορες τιμές του δ .

δέκτη διαφορισμού ΣΙΑ και για τα δύο αυτά σχήματα διαμόρφωσης. Τα αποτελέσματα της επίδοσης που παρουσιάζονται στα Σχ. 4.2 και 4.3 επιβεβαιώνουν ότι κάτω από ίδιες

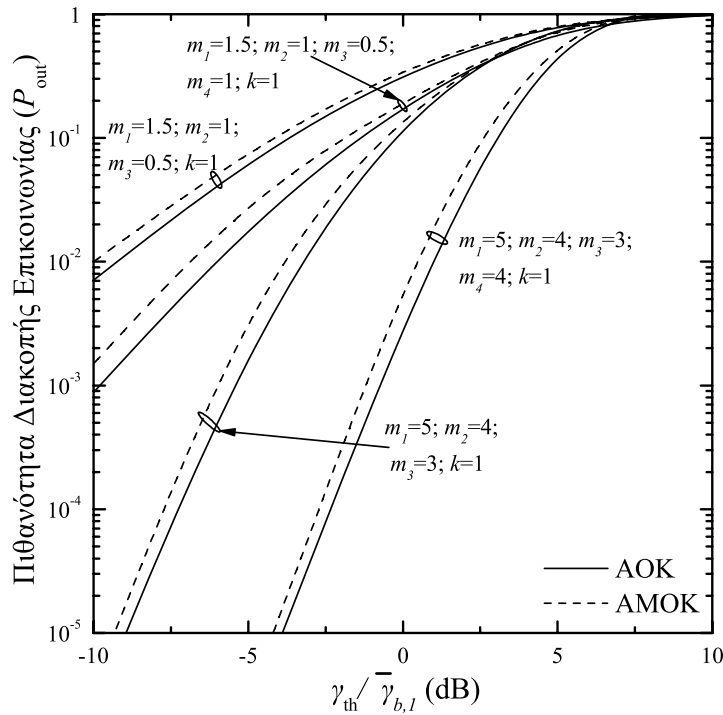


Σχήμα 4.6: Δέκτης ΣΜΠ με διαμορφώσεις BDPSK, BPSK και 16-QAM: Η ΜΠΣΒ συναρτήσε του $\bar{\gamma}_{b,1}$.

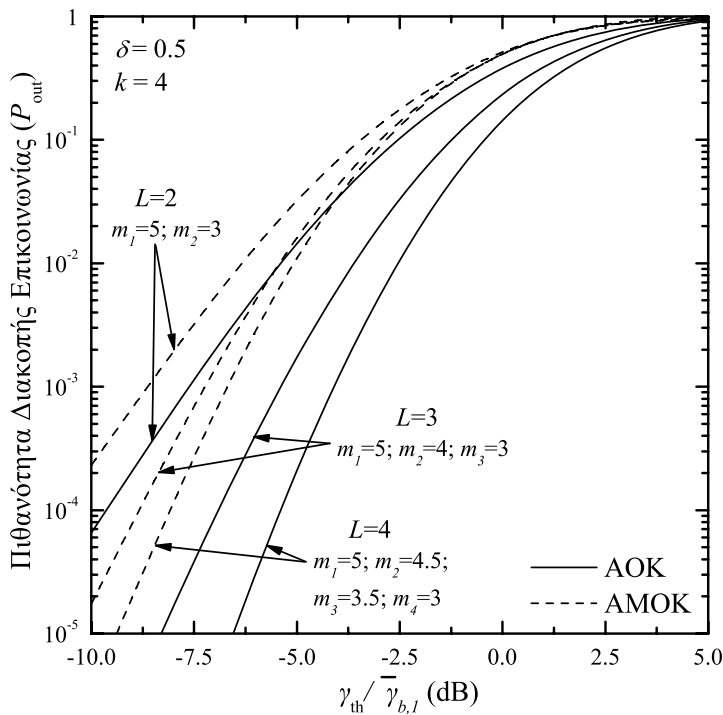


Σχήμα 4.7: Δέκτης ΣΜΛ με 3 και 4 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτήσε του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ .

συνθήκες καναλιού η επίδοση του δέκτη ΣΜΛ είναι πάντοτε καλύτερη από εκείνη του ΣΙΑ, ως προς το κριτήριο της ΜΠΣΒ. Στο Σχ. 4.4, αποτυπώνεται η ΜΠΣΒ δέκτη ΣΜΛ ($L =$

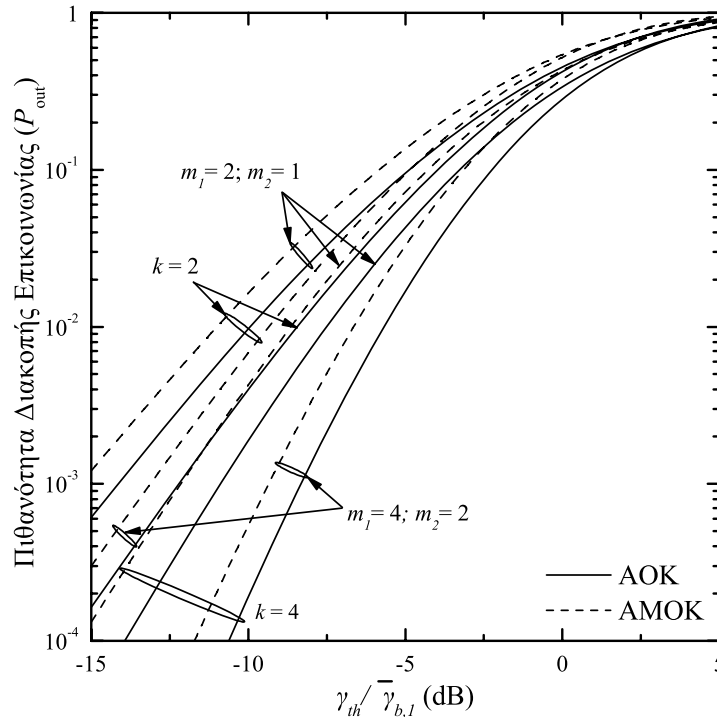


Σχήμα 4.8: Δέκτης ΣΙΑ με 3 και 4 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτῆσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ .



Σχήμα 4.9: Δέκτης ΔΕ με 2, 3 και 4 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτῆσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ .

4) σημάτων 16-QAM με κωδικοποίηση Gray. Σε αυτό το σχήμα είναι ενδιαφέρον να σημειωθεί ότι η ΜΠΣΒ είναι καλύτερη στην περίπτωση όπου έχουν θεωρηθεί ΑΟΚ οι



Σχήμα 4.10: Δέκτης ΣΜΠ με 2 κλάδους: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των k και m_ℓ .

συνθήκες του καναλιού, σε σχέση με τις ΑΜΟΚ, και οι διαφορές μεταξύ των επιδόσεων μειώνονται όσο αυξάνουν τα m_ℓ και/ή k .

Στο Σχ. 4.5, αποτυπώνεται η ΜΠΣΒ του δέκτη ΔΕ ($L = 2$) συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$, για σχήματα διαμόρφωσης BDPSK, BPSK και 16-QAM, έχοντας υποθέσει ΑΜΟΚ συνθήκες καναλιού, με $\delta = 0.5$ και 1. Όπως ήταν αναμενόμενο όσο το $\bar{\gamma}_{b,1}$ αυξάνει και/ή το δ μειώνεται, η ΜΠΣΒ βελτιώνεται, με τη διαμόρφωση BPSK να έχει πάντα την καλύτερη επίδοση. Στο Σχ. 4.6, απεικονίζεται η ΜΠΣΒ του δέκτη ΣΜΠ για σχήματα διαμόρφωσης BDPSK, BPSK και 16-QAM για $\delta = 0$ και 0.5. Και σε αυτήν την περίπτωση η χαμηλότερη ΜΠΣΒ επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση BPSK, ενώ η επίδοση βελτιώνεται όταν ο δέκτης λειτουργεί σε κανάλια ΑΟΚ σε σχέση με τα ΑΜΟΚ. Επιπλέον στο Σχ. 4.6 παρουσιάζεται, για συγκριτικούς σκοπούς, η ΜΠΣΒ απλού δέκτη, χωρίς χρήση διαφορισμού. Από το σχήμα αυτό γίνεται άμεσα αντιληπτή η σημαντική βελτίωση που επιφέρουν στην επίδοση του συστήματος ακόμα και οι απλές τεχνικές συνδυασμού, όπως είναι η περίπτωση των δεκτών διαφορισμού ΣΜΠ.

Στα Σχ. 4.7 - 4.10, απεικονίζεται η ΠΔΕ, των δεκτών ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΔΕ και ΣΜΠ αντίστοιχα, συναρτήσει του κανονικοποιημένου, ως προς τον πρώτο κλάδο, ορίου διακοπής της επικοινωνίας $\gamma_{th}/\bar{\gamma}_{b,1}$, για διάφορες τιμές των m_ℓ και k . Σαν γενικό σχόλιο σε όλες τις περιπτώσεις η ΠΔΕ βελτιώνεται με την αύξηση του αριθμού των εμπλεκόμενων κλάδων L . Πιο συγκεκριμένα, στα Σχ. 4.7 και 4.8 είναι φανερό ότι όσο οι τιμές των m_ℓ και k

αυξάνουν, η ΠΔΕ μειώνεται. Επιπρόσθετα και για τις δύο αυτές περιπτώσεις δεκτών η επίδοση βελτιώνεται όταν έχουμε ΑΟΚ κανάλια, και επίσης ο δέκτης ΣΜΛ (παρουσιάζεται στο Σχ. 4.7) δίνει οριακά καλύτερη επίδοση σε σχέση με το ΣΙΑ (παρουσιάζεται στο Σχ. 4.8). Στο Σχ. 4.9 απεικονίζεται η επίδοση τριών δεκτών ΔΕ με $L = 2, 3$ και 4. Είναι φανερό και σε αυτήν την περίπτωση ότι όσο αυξάνεται το L και/ή μειώνεται το δ , η ΠΔΕ βελτιώνεται. Παρόμοιες παρατηρήσεις μπορούν να γίνουν και για το Σχ. 4.10, για το δέκτη ΣΜΠ, όπου η επίδοση της ΠΔΕ είναι καλύτερη έχοντας υποθέσει ΑΟΚ κανάλια, σε σχέση με την αντίστοιχη για τα ΑΜΟΚ. Επιπρόσθετα, πρέπει να σημειωθεί ότι όσο αυξάνουν οι τιμές των m_ℓ και k , βελτιώνεται η ΠΔΕ.

4.3 Δέκτες Διαφορισμού σε Συσχετισμένα Κανάλια Διαλείψεων K

Σε αυτή την ενότητα εισάγεται και αναλύεται η συσχετισμένη (σύνθετη) κατανομή K η οποία χαρακτηρίζεται από αριθμητικούς και όχι ομοιόμορφα κατανομημένους παράγοντες. Στην απλή κατανομή K , οι ΔΜΙΚ ακολουθούν την κατανομή Rayleigh και κατά συνέπεια οι στατιστικές της εκφράσεις μπορούν να προκύψουν εύκολα θέτοντας $m = 1$ στις αντίστοιχες εκφράσεις της κατανομής K_G , βλέπε Ενότητα 2.3.3.2. Για τη συσχετισμένη κατανομή και τη γενική περίπτωση όπου οι δύο κατανομές που την απαρτίζουν (δηλαδή η Rayleigh και η Γάμα) έχουν διαφορετικούς συντελεστές συσχέτισης, δίνονται οι μαθηματικές εκφράσεις για την από κοινού ΣΠΠ, τις ροπές και την ΑΣΚ, υπό τη μορφή απειροσειρών. Επιπλέον ερευνώνται οι συνθήκες κάτω από τις οποίες οι εκφράσεις αυτές απλοποιούνται, και σε ορισμένες περιπτώσεις οδηγούν και σε κλειστές μορφές. Έχοντας ως βάση τα θεωρητικά αυτά αποτελέσματα, παρουσιάζεται η ανάλυση της επίδοσης των δεκτών ΣΜΛ, ΣΙΑ και ΔΕ οι οποίοι λειτουργούν σε συσχετισμένα κανάλια διαλείψεων K .

4.3.1 Προτεινόμενο Στατιστικό Μοντέλο

Ας υποθέσουμε ότι τα Y_ℓ , $\ell = 1, 2$, αναπαριστούν το πλάτος των συσχετισμένων διαλείψεων Rayleigh με την από κοινού ΣΠΠ να δίνεται από [20, εξ. (122)]

$$f_{Y_1, Y_2}(y_1, y_2) = \frac{4y_1 y_2}{W_1 W_2 (1 - \rho_R)} \exp \left[-\frac{1}{1 - \rho_R} \left(\frac{y_1^2}{W_1} + \frac{y_2^2}{W_2} \right) \right] I_0 \left[\frac{2\sqrt{\rho} y_1 y_2}{(1 - \rho)\sqrt{W_1 W_2}} \right] \quad (4.12)$$

όπου ρ_R είναι ο συντελεστής συσχέτισης της ισχύος μεταξύ των Y_1^2 και Y_2^2 , W_ℓ είναι η μέση ισχύς των διαλείψεων $W_\ell = \mathbb{E}\langle Y_\ell^2 \rangle$. Όταν οι διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών συνυπάρχουν με το φαινόμενο της σκίασης, η ισχύς των συνθετικών των πολλαπλών διαδρομών, W_ℓ , μεταβάλλεται τυχαία¹, ακολουθώντας στην παρούσα ανάλυση την κατανομή Γάμα

¹Αυτός ο τύπος της σκίασης είναι επίσης γνωστός και ως πολλαπλασιαστικές διαλείψεις σκίασης [101].

(βλέπε Ενότητα 2.3.3.2). Επιπλέον, θεωρώντας ότι υπάρχει συσχέτιση μεταξύ των TM W_1 και W_2 , η ΣΠΠ της δι-μεταβαλλόμενης κατανομής την οποία ακολουθούν οι W_1 και W_2 μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως [91, εξ. (12)]

$$f_{W_1, W_2}(W_1, W_2) = \sum_{h=0}^{\infty} \frac{(k_1)_h \rho_G^h}{h!(1-\rho_G)^{k_1+2h}} {}_1F_1 \left[k_2 - k_1; k_2 + h; \frac{\rho_G W_2}{(1-\rho_G)\Omega_2} \right] \times \prod_{\ell=1}^2 \frac{W_\ell^{k_\ell+h-1} \exp \{ -W_\ell / [(1-\rho_G)\Omega_\ell] \}}{\Gamma(k_\ell + h) \Omega_\ell^{k_\ell+h}} \quad (4.13)$$

όπου το ρ_G είναι ο συντελεστής συσχέτισης μεταξύ των W_1 και W_2 και ${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$ είναι η συμβάλλουσα υπερ-γεωμετρική συνάρτηση [2, εξ. (9.210/1)]. Χωρίς να χάνεται η γενικότητα, στην ανάλυση που ακολουθεί έχει θεωρηθεί ότι $k_2 \geq k_1$ [91]. Η δι-μεταβαλλόμενη ΣΠΠ της κατανομής K δίνεται από (βλέπε Παράρτημα I-6)

$$f_{R_1, R_2}(x_1, x_2) = \sum_{t, h, q=0}^{\infty} \frac{16(k_1)_h \rho_G^{h+q} \rho_R^t (k_2 - k_1)_q (1 - \rho_G)^{k_2-1}}{h! q! (t!)^2 \Gamma(k_1 + h) \Gamma(k_2 + h + q)} \times \prod_{\ell=1}^2 \frac{x_\ell^{\phi_\ell}}{(\sigma_\ell^{\phi_\ell} \Omega_\ell)^{1/2}} K_{\phi_\ell - 2t - 1} \left(\frac{2x_\ell}{\sqrt{\sigma_\ell}} \right) \quad (4.14)$$

όπου $\phi_\ell = k_\ell + h + t + (\ell - 1)q$ και $\sigma_\ell = (1 - \rho_R)(1 - \rho_G)\Omega_\ell$. Πρέπει να σημειωθεί ότι θέτοντας $\Omega_1 = \Omega_2$ και $k_1 = k_2$, η (4.14) απλοποιείται σε προηγούμενο γνωστό αποτέλεσμα [98, εξ. (29)], δηλαδή τη ΣΠΠ της συσχετισμένης κατανομής K με ίδιες παραμέτρους μορφοποίησης και κλίμακας. Στην περίπτωση όπου $k = k_1 = k_2$ και χρησιμοποιώντας την [102, εξ. (19)], η (4.14) μπορεί να γραφτεί σε πιο απλή μορφή ως

$$f_{R_1, R_2}(x_1, x_2) = \frac{16}{\Gamma(k)} \sum_{t, q=0}^{\infty} \frac{\rho_R^t \rho_G^q}{\Gamma(1+t) \Gamma(k+q) t! q! (1-\rho_R)^{k+t+q} (1-\rho_G)^{1+t+q}} \times \prod_{\ell=1}^2 \frac{x_\ell^{\phi+t}}{\Omega_\ell^{(\phi+t+1)/2}} K_{\phi-(t+1)} \left(2\sqrt{\frac{x_\ell^2}{\sigma_\ell}} \right) \quad (4.15)$$

όπου $\phi = k + q$. Υποθέτοντας ότι $\rho_G = 0$ μια άλλη εναλλακτική έκφραση για την (4.14) μπορεί να εξαχθεί ως

$$f_{R_1, R_2}(x_1, x_2) = \sum_{t=0}^{\infty} \frac{16\rho_R^t / (t!)^2}{(1-\rho_R)^{(k_1+k_2)/2+t}} \prod_{\ell=1}^2 \frac{x_\ell^{k_\ell+t} / \Gamma(k_\ell)}{\Omega_\ell^{(k_\ell+t+1)/2}} K_{k_\ell-t-1} \left[\frac{2x_\ell}{\sqrt{(1-\rho_R)\Omega_\ell}} \right]. \quad (4.16)$$

Για $\Omega_1 = \Omega_2$ και $k_1 = k_2$, η (4.16) απλοποιείται επιπλέον σε ένα άλλο γνωστό αποτέλεσμα [97, εξ. (12)], δηλαδή τη συσχετισμένη ΣΠΠ της κατανομής K .

4.3.2 Συσχετισμένες Τυχαίες Μεταβλητές Γάμα

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες της συσχετισμένης κατανομής K , για τη γενική περίπτωση που υπάρχει συσχέτιση μεταξύ των ΤΜ W_1 και W_2 , δηλαδή για $\rho_G \neq 0$.

4.3.2.1 Ροπές

Αντικαθιστώντας την (4.14) στον ορισμό των από κοινού ροπών των R_1 και R_2 [3, εξ. (7.18)]

$$\mu_{R_1, R_2}(n_1, n_2) = \mathbb{E}_{R_1, R_2} \langle x_1^{n_1} x_2^{n_2} \rangle \quad (4.17)$$

και χρησιμοποιώντας τις [2, εξ. (6.561/16) και (9.14/1)], οι από κοινού ροπές εξάγονται ως

$$\begin{aligned} \mu_{R_1, R_2}(n_1, n_2) &= \left[\prod_{\ell=1}^2 (1 - \rho_G)^{(n_\ell + k_\ell)/2} \Omega_\ell^{n_\ell/2} \Gamma\left(\frac{n_\ell}{2} + 1\right) \right] {}_2F_1\left(-\frac{n_1}{2}, -\frac{n_2}{2}; 1; \rho_R\right) \\ &\times (k_1)^{\frac{n_1}{2}} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{(k_2 - k_1)_q \rho_G^q}{q!} (k_2 + q)^{\frac{n_2}{2}} {}_2F_1\left(k_1 + \frac{n_1}{2}, k_2 + \frac{n_2}{2} + q; k_2 + q; \rho_G\right). \end{aligned} \quad (4.18)$$

Για την ειδική περίπτωση όπου $k = k_1 = k_2$, η (4.18) μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά σε κλειστή μορφή ως

$$\begin{aligned} \mu_{R_1, R_2}(n_1, n_2) &= \left[\prod_{\ell=1}^2 \frac{\Gamma(n_\ell/2 + 1) \Gamma(k + n_\ell/2) \Omega_\ell^{n_\ell/2}}{\Gamma(k)} \right] \\ &\times {}_2F_1\left(-\frac{n_1}{2}, -\frac{n_2}{2}; 1; \rho_R\right) {}_2F_1\left(-\frac{n_1}{2}, -\frac{n_2}{2}; k; \rho_G\right). \end{aligned} \quad (4.19)$$

Ο συντελεστής συσχέτισης της ισχύος μεταξύ των R_1^2 και R_2^2 ορίζεται ως [3, εξ. (7.8)]

$$\rho \triangleq \frac{\text{cov}(R_1^2, R_2^2)}{\sqrt{\text{var}(R_1^2)} \sqrt{\text{var}(R_2^2)}} \quad (4.20)$$

όπου $\text{cov}(\cdot, \cdot)$ είναι η συνδιασπορά [3, εξ. (7-6)]. Χρησιμοποιώντας την (4.19) και την [23, εξ. (2.64)] ο συντελεστής ρ μπορεί να εξαχθεί σε μια απλή έκφραση κλειστής μορφής ως

$$\rho = \frac{(k + \rho_G)(1 + \rho_R) - k}{k + 2}. \quad (4.21)$$

Η παραπάνω έκφραση είναι χρήσιμη αφού συσχετίζει το συντελεστή συσχέτισης της κατανομής K , ρ , με τους συντελεστές συσχέτισης των κατανομών Rayleigh, ρ_R , και Γάμα ρ_G .

4.3.2.2 Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής

Αντικαθιστώντας την (4.14) στον ορισμό της από κοινού ΑΣΚ των R_1 και R_2 [3, εξ. (6.6)]

$$\mathcal{F}_{R_1, R_2}(x_1, x_2) = \int_0^{x_1} \int_0^{x_2} f_{R_1, R_2}(x_1, x_2) dx_2 dx_1 \quad (4.22)$$

ολοκληρώματα της μορφής που παρουσιάζονται στο Παράρτημα I-1 εμφανίζονται. Συνεπώς, ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία με εκείνη που ακολουθήθηκε στο παράρτημα αυτό εξάγεται η $\mathcal{F}_{R_1, R_2}(x_1, x_2)$ ως

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{R_1, R_2}(x_1, x_2) &= \sum_{t, h, q=0}^{\infty} \frac{(k_1)_h \rho_R^t \rho_G^{h+q} (k_2 - k_1)_q}{t! h! q! \Gamma(1+t) \Gamma(k_1+h) \Gamma(k_2+h+q)} \\ &\times \frac{(1-\rho_R)^{-\phi_2 - [q+(k_2-k_1)]/2}}{(1-\rho_G)^{\phi_1 + [q-(k_1+k_2)]/2+1}} \prod_{\ell=1}^2 \left(\frac{x_\ell}{\sqrt{\Omega_\ell}} \right)^{\phi_\ell+1} \mathcal{G}_{1,3}^{2,1} \left[\frac{x_\ell^2}{\sigma_\ell} \middle| \begin{matrix} (1-\phi_\ell)/2 \\ (\phi_\ell-1)/2-t, -(\phi_\ell-1)/2+t, -(\phi_\ell+1)/2 \end{matrix} \right]. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Επιπλέον, για την περίπτωση ίδιων παραμέτρων μορφοποίησης, δηλαδή χρησιμοποιώντας την (4.15), και με τη βοήθεια της [4, εξ. (03.04.21.0007.01)], η (4.23) μπορεί να απλοποιηθεί ως

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{R_1, R_2}(x_1, x_2) &= \frac{\pi^2}{\Gamma(m)\Gamma(k)} \sum_{t, q=0}^{\infty} \frac{\csc^2[\pi\phi - (t+1)] \rho_R^t \rho_G^q [(x_1 x_2)^2 / (\Omega_1 \Omega_2)]^{1+t}}{\Gamma(k+q) t!^2 q! (1-\rho_R)^{1+2t} (1-\rho_G)^{2(1+t)-k}} \\ &\times \mathcal{Q}\left(\frac{x_1^2}{\sigma_1}\right) \mathcal{Q}\left(\frac{x_2^2}{\sigma_2}\right) \end{aligned} \quad (4.24)$$

όπου

$$\begin{aligned} \mathcal{Q}(x) &= t!_p \tilde{F}_q(1+t; 2+t-\phi, 2+t; x) \\ &- x^{\phi-(t+1)} \Gamma(k+q)_p \tilde{F}_q(k+q; \phi-t, k+q+1; x). \end{aligned}$$

4.3.2.3 Χαρακτηριστική Συνάρτηση

Χρησιμοποιώντας την (4.15) και την [2, εξ. (6.621/3)], στον ορισμό της από κοινού ΧΣ των R_1 και R_2 [3, εξ. (7.23)]

$$\Phi_{R_1, R_2}(s_1, s_2) = \mathbb{E}(\exp[-j(s_1 R_1 + s_2 R_2)]) \quad (4.25)$$

τελικά εξάγεται η

$$\begin{aligned} \Phi_{R_1, R_2}(s_1, s_2) &= \frac{\pi(1-\rho_R)(1-\rho_G)^k}{\Gamma(k)} \sum_{t, q=0}^{\infty} \frac{2^{4(\phi-t)} \rho_R^t \rho_G^q}{\Gamma(k+q) t!^2 q! \Gamma(\phi+t+3/2)^2} \\ &\times \prod_{\ell=1}^2 \frac{\Gamma[2(1+t)] \Gamma[2(k+q)]}{[(js_\ell \sqrt{\sigma_\ell} + 2)]^{2(k+q)}} {}_2F_1 \left[2(k+q), \phi-t-\frac{1}{2}; \phi+t+\frac{3}{2}; \frac{js_\ell \sqrt{\sigma_\ell} - 2}{js_\ell \sqrt{\sigma_\ell} + 2} \right]. \end{aligned} \quad (4.26)$$

4.3.2.4 Γινόμενο και Λόγος Δύο Συσχετισμένων TM K

Από στατιστικής πλευράς, έχοντας ως στόχο να παρουσιαστεί μια ολοκληρωμένη ανάλυση της προτεινόμενης κατανομής, παρουσιάζεται η ΣΠΠ του γινομένου και του λόγου δύο συσχετισμένων TM K .

Γινόμενο: Ας υποθέσουμε ότι το \mathcal{A} αναπαριστά μια TM η οποία ορίζεται ως $\mathcal{A} \triangleq R_1 R_2$. Η ΣΠΠ του \mathcal{A} μπορεί να εξαχθεί ως (βλέπε Παράρτημα I-7)

$$f_{\mathcal{A}}(x) = \frac{2}{\Gamma(k)} \sum_{t,q=0}^{\infty} \frac{\rho_R^t \rho_G^q}{\Gamma(k+q) t!^2 q! (1-\rho_R)^{k+t+q} (1-\rho_G)^{1+t+q} (\Omega_1 \Omega_2)^{(\phi+t+1)/2}} \times x^{\phi+t} \mathcal{G}_{4,0}^{0,4} \left[\frac{\sigma_1 \sigma_2}{x^2} \middle| \begin{matrix} (t-\phi+3)/2, (\phi-t+1)/2, (t-\phi+3)/2, (\phi-t+1)/2 \\ - \end{matrix} \right]. \quad (4.27)$$

Λόγος: Ας υποθέσουμε ότι το \mathcal{D} αναπαριστά μια TM η οποία ορίζεται ως $\mathcal{D} \triangleq R_1/R_2$. Η ΣΠΠ του \mathcal{D} μας δίνεται από $f_{\mathcal{D}}(x) = \int_0^{\infty} |x_2| f_{R_1, R_2}(x_2 x, x_2) dx_2$, [3, εξ. (6.43)]. Αντικαθιστώντας την (4.15) σε αυτήν την έκφραση και χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (6.576/4)], προκύπτει η ακόλουθη έκφραση για την $f_{\mathcal{D}}(x)$ ως

$$f_{\mathcal{D}}(x) = \frac{2}{\Gamma(k)} \sum_{t,q=0}^{\infty} \frac{\rho_R^t \rho_G^q \Gamma[2(k+q)] \Gamma[2(1+t)] \Gamma^2(\phi+t+1) (1-\rho_R)}{\Gamma(k+q) (t!)^2 q! \Omega_1^{-k-q} \Omega_2^{k+q} \Gamma[2(\phi+t+1)] (1-\rho_G)^{-k}} \times x^{-2(k+q)-1} {}_2F_1 \left[2(k+q), \phi+t+1; 2(\phi+t+1); 1 - \frac{\Omega_1}{\Omega_2} x^{-2} \right]. \quad (4.28)$$

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι δύο τελευταίες σχέσεις είναι χρήσιμες σε πολλές ερευνητικές περιοχές της θεωρίας επικοινωνιών όπως είναι οι εκπομπές με πολλαπλά βήματα [103] και οι τεχνικές διαφορισμού [104].

4.3.3 Αυσχέτιστες Τυχαίες Μεταβλητές Γάμα

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες της συσχετισμένης κατανομής K , για την περίπτωση που δεν υπάρχει συσχέτιση μεταξύ των TM W_1 και W_2 , δηλαδή για $\rho_G = 0$.

4.3.3.1 Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής

Για τον υπολογισμό της ΑΣΚ αντικαθιστώντας την (4.16) στην (2.37), εμφανίζονται ολοκληρώματα της μορφής (I-1.1). Συνεπώς ακολουθώντας τη μεθοδολογία που παρουσιάζεται στο Παράρτημα I-1, η από κοινού ΑΣΚ των R_1 και R_2 , στην περίπτωση όπου $\rho_G = 0$, δίνεται από

$$\mathcal{F}_{R_1, R_2}(x_1, x_2) = \sum_{t=0}^{\infty} \rho_R^t \prod_{\ell=1}^2 \frac{\xi_{\ell}^{(k_{\ell}+t+1)/2} (1-\rho_R)}{\Gamma(k_{\ell}) t!} \times G_{1,3}^{2,1} \left[\xi_{\ell} \middle| \begin{matrix} 1-(k_{\ell}+t+1)/2 \\ (k_{\ell}-t-1)/2, -(k_{\ell}-t-1)/2, -(k_{\ell}+t+1)/2 \end{matrix} \right] \quad (4.29)$$

όπου $\xi_\ell = x_\ell^2 / [(1 - \rho_R)\Omega_\ell]$. Επιπλέον για όχι ακέραιες τιμές των k_ℓ , χρησιμοποιώντας την [4, εξ. (03.04.21.0007.01)] στην (4.16), εξάγεται μια εναλλακτική και αρκετά πιο απλή έκφραση για την από κοινού ΑΣΚ ως

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{R_1, R_2}(x_1, x_2) &= \pi^2 (1 - \rho_R) \sum_{t=0}^{\infty} \rho_R^t \prod_{\ell=1}^2 \text{csc}(\pi k_\ell) \\ &\times \left[\frac{\xi_\ell^{t+1}}{\Gamma(k_\ell)} {}_1\tilde{F}_2(t+1; t+2 - k_\ell, t+2; \xi_\ell) - \frac{\xi_\ell^{k_\ell}}{t!} {}_1\tilde{F}_2(k_\ell; k_\ell - t, k_\ell + 1; \xi_\ell) \right]. \end{aligned} \quad (4.30)$$

4.3.3.2 Χαρακτηριστική Συνάρτηση

Χρησιμοποιώντας την (4.16) και την [2, εξ. (6.621/3)], η από κοινού ΧΣ των R_1 και R_2 εκφράζεται ως

$$\begin{aligned} \Phi_{R_1, R_2}(s_1, s_2) &= (1 - \rho_R) \pi \left[\prod_{\ell=1}^2 \frac{\Gamma(2k_\ell)}{\Gamma(k_\ell)} \right] \sum_{t=0}^{\infty} \rho_R^t \left[\frac{[(2t+1)!/t!]}{2^{2t-(k_1+k_2)}} \right]^2 \\ &\times \prod_{\ell=1}^2 \frac{1/\Gamma(k_\ell + t + 3/2)}{[j s_\ell \sqrt{(1 - \rho_R)\Omega_\ell} + 2]^{2k_\ell}} {}_2F_1 \left[2k_\ell, k_\ell - t - \frac{1}{2}; k_\ell + t + \frac{3}{2}; \frac{j s_\ell \sqrt{(1 - \rho_R)\Omega_\ell} - 2}{j s_\ell \sqrt{(1 - \rho_R)\Omega_\ell} + 2} \right]. \end{aligned} \quad (4.31)$$

4.3.4 Στατιστική Δεκτών Διαφορισμού Δύο Κλάδων

Ας θεωρήσουμε έναν δέκτη ο οποίος χρησιμοποιεί τεχνικές διαφορισμού όπως αυτές περιγράφονται στην Ενότητα 2.6. Ο δέκτης αυτός λειτουργεί σε ένα κανάλι συσχετισμένων διαλείψεων K οι οποίες περιγράφονται από την από κοινού ΣΠΠ που δίνεται από την (4.15). Το στιγμιαίο και μέσο SNR των διαλείψεων δίνονται από την (2.45). Στις επόμενες υπο-ενότητες παρουσιάζονται σημαντικές στατιστικές ιδιότητες του δέκτη ΔΕ και των δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ και ΣΙΑ.

4.3.4.1 Δέκτης Επιλογής

Εφόσον για το στιγμιαίο SNR στην έξοδο του δέκτη ΔΕ ισχύει ότι $\gamma_{\text{sd}} = \max(\gamma_1, \gamma_2)$, χρησιμοποιώντας την (2.81) η ΑΣΚ του γ_{sd} δίνεται από $\mathcal{F}_{\gamma_{\text{sd}}}(\gamma) = \mathcal{F}_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma, \gamma)$. Ξεκινώντας από αυτήν την εξίσωση πραγματοποιώντας μια αλλαγή μεταβλητών στην (4.24), με τη χρήση της (2.45), τελικά αποδεικνύεται ότι

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{\gamma_{\text{sd}}}(\gamma) &= \frac{\pi^2}{\Gamma(k)} \sum_{t, q=0}^{\infty} \frac{k^{2(1+t)} \text{csc}^2[\pi(\phi - (t+1))] \rho_R^t \rho_G^q [\gamma^2 / (\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2)]^{1+t}}{\Gamma(k+q) t!^2 q! (1 - \rho_R)^{1+2t} (1 - \rho_G)^{2(1+t)-k}} \\ &\times \mathcal{Q}\left(\frac{k\gamma}{\sigma_{\gamma_1}}\right) \mathcal{Q}\left(\frac{k\gamma}{\sigma_{\gamma_2}}\right) \end{aligned} \quad (4.32)$$

όπου $\sigma_{\gamma_\ell} = (1 - \rho_R)(1 - \rho_G)\bar{\gamma}_\ell$. Χρησιμοποιώντας την (4.32) και την (2.49), η ΠΔΕ του δέκτη ΔΕ δύο κλάδων δίνεται από $P_{\text{out}} = \mathcal{F}_{\gamma_{\text{sd}}}(\gamma_{\text{th}})$.

Στην ειδική περίπτωση όπου οι ΤΜ Γάμα είναι ασυσχέτιστες μεταξύ τους, δηλαδή $\rho_G = 0$, μπορούν να εξαχθούν πιο απλοποιημένες εκφράσεις. Συγκεκριμένα η ΠΔΕ απλοποιείται ως

$$P_{\text{out}} = \pi^2(1 - \rho_R) \sum_{t=0}^{\infty} \rho_R^t \prod_{\ell=1}^2 \text{csc}(\pi k_\ell) \times \left[\frac{\zeta_\ell^{t+1}}{\Gamma(k_\ell)} {}_1\tilde{F}_2(t+1; t+2 - k_\ell, t+2; \zeta_\ell) - \frac{\zeta_\ell^{k_\ell}}{t!} {}_1\tilde{F}_2(k_\ell; k_\ell - t, k_\ell + 1; \zeta_\ell) \right] \quad (4.33)$$

με $\zeta_\ell = k_\ell \gamma_{\text{th}} / [(1 - \rho_R)\bar{\gamma}_\ell]$. Για μικρές τιμές των ζ_ℓ , δηλαδή για $\zeta_\ell \leq 10^{-1}$, και χρησιμοποιώντας τις [4, εξ. (07.32.06.0003.01) και (01.10.26.0025.01)], μπορεί να αποδειχθεί ότι η (4.33) απλοποιείται ως

$$P_{\text{out}} = (1 - \rho_R) \sum_{t=0}^{\infty} \rho_R^t \prod_{\ell=1}^2 \zeta_\ell^{t+1} \frac{\Gamma(1 - k_\ell)}{t!} \left[\frac{1}{\Gamma(t+2 - k_\ell)(t+1)} - \frac{\zeta_\ell^{k_\ell - t - 1}}{\Gamma(k_\ell - t)k_\ell} \right]. \quad (4.34)$$

Επιπλέον χρησιμοποιώντας τον ορισμό της γενικευμένης υπερ-γεωμετρικής συνάρτησης ${}_pF_q(\cdot; \cdot; \cdot)$ [2, εξ. (9.14/1)], η (4.34) μπορεί να εκφραστεί με την ακόλουθη έκφραση κλειστής μορφής

$$P_{\text{out}} = (1 - \rho_R) \left[\frac{{}_0F_3(; 1, 1 - k_1, 1 - k_2; \zeta_1 \zeta_2 \rho_R) - 1}{\rho_R} + \frac{\zeta_1 \zeta_2^{k_2} \Gamma(-k_2)}{1 - k_1 \Gamma(k_2)} {}_1F_2(1 - k_2; 2, 2 - k_1; -\zeta_1 \rho_R) + \frac{\zeta_2 \zeta_1^{k_1} \Gamma(-k_1)}{1 - k_2 \Gamma(k_1)} {}_1F_2(1 - k_1; 2, 2 - k_2; -\zeta_2 \rho_R) + {}_2F_1(1 - k_1, 1 - k_2; 1; \rho_R) \prod_{\ell=1}^2 \zeta_\ell^{k_\ell} \frac{\Gamma(1 - k_i)}{\Gamma(k_i + 1)} \right]. \quad (4.35)$$

4.3.4.2 Δέκτης Συνδυασμού Μεγίστου Λόγου

Ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη: Το στιγμιαίο SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΜΛ μπορεί να εκφραστεί ως (2.69)

$$\gamma_{\text{mrc}} = \frac{E_s}{N_0} \left(\sum_{\ell=1}^2 R_\ell^2 \right). \quad (4.36)$$

Η n -οστή τάξης ροπή του γ_{mrc} , χρησιμοποιώντας τη (2.42), δίνεται από

$$\mu_{\gamma_{\text{mrc}}}(n) = \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^n \mathbb{E} \langle (R_1^2 + R_2^2)^n \rangle. \quad (4.37)$$

Συνεπώς, χρησιμοποιώντας το διωνυμικό θεώρημα [2, εξ. (1.111)], κάνοντας την αλλαγή μεταβλητών (2.45) στην (4.19), οι ροπές $\mu_{\gamma_{\text{mrc}}}(n)$ εκφράζονται ως

$$\begin{aligned} \mu_{\gamma_{\text{mrc}}}(n) &= \sum_{i=0}^n \binom{n}{i} \frac{\Gamma(1+i) \Gamma(1+n-i) \Gamma(k+i) \Gamma(k+n-i)}{\Gamma(k)^2 (k)^n (1-\rho_R)^{-1-n} (1-\rho_G)^{-k-n}} \\ &\times \bar{\gamma}_1^i \bar{\gamma}_2^{n-i} {}_2F_1(1+i, 1+n-i; 1; \rho_R) {}_2F_1(k+i, k+n-i; k; \rho_G). \end{aligned} \quad (4.38)$$

Ροπο-Γεννήτρια Συνάρτηση Κάνοντας αλλαγή μεταβλητών στην (4.15), της μορφής (2.45), η από κοινού ΣΠΠ των γ_1 και γ_2 εκφράζεται ως

$$\begin{aligned} f_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) &= \frac{4}{\Gamma(k)} \sum_{t,q=0}^{\infty} \frac{k^{\phi+t+1} \rho_R^t \rho_G^q}{\Gamma(k+q) t!^2 q! (1-\rho_R)^{k+t+q} (1-\rho_G)^{1+t+q}} \\ &\times \frac{(\gamma_1 \gamma_2)^{(\phi+t-1)/2}}{(\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2)^{(\phi+t+1)/2}} K_{\phi-(t+1)} \left(2\sqrt{\frac{k}{\sigma_{\gamma_1}}} \gamma_1^{1/2} \right) K_{\phi-(t+1)} \left(2\sqrt{\frac{k}{\sigma_{\gamma_2}}} \gamma_2^{1/2} \right). \end{aligned} \quad (4.39)$$

Χρησιμοποιώντας την (4.39), με τη βοήθεια της [2, εξ. (6.643/3)] και της (2.72) και μετά από μια σειρά μαθηματικών απλοποιήσεων η ΡΓΣ του γ_{mrc} δίνεται από

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{\gamma_{\text{mrc}}}(s) &= \frac{1}{\Gamma(k)} \sum_{t,q=0}^{\infty} \frac{k^{\phi+t} \Gamma(k+q) \rho_R^t \rho_G^q s^{-(\phi+t)}}{q! (1-\rho_R)^{k+t+q-1} (1-\rho_G)^{t+q} (\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2)^{(\phi+t)/2}} \\ &\times \exp\left(\frac{k}{2s\sigma_{\gamma_1}}\right) \exp\left(\frac{k}{2s\sigma_{\gamma_2}}\right) W_{-\frac{\phi+t}{2}, \frac{\phi-t-1}{2}}\left(\frac{k}{s\sigma_{\gamma_1}}\right) W_{-\frac{\phi+t}{2}, \frac{\phi-t-1}{2}}\left(\frac{k}{s\sigma_{\gamma_2}}\right). \end{aligned} \quad (4.40)$$

Με τη χρήση της (4.40) και του Παραρτήματος II-2 γίνεται δυνατός ο υπολογισμός της ΜΠΣΒ δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ σε σύνθετα και συσχετισμένα κανάλια διαλείψεων K .

4.3.4.3 Δέκτης Συνδυασμού Ίσης Απολαβής

Ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη: Το στιγμιαίο SNR στην έξοδο του δέκτη ΣΙΑ μπορεί να εκφραστεί ως (2.76)

$$\gamma_{\text{egc}} = \frac{E_s}{2N_0} \left(\sum_{\ell=1}^2 R_{\ell} \right)^2. \quad (4.41)$$

Συνεπώς, ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία όπως εκείνη για την εξαγωγή των ροπών του δέκτη ΣΜΛ, Ενότητα 4.3.4.2, οι ροπές του γ_{egc} , $\mu_{\gamma_{\text{egc}}}(n)$, μπορούν να εκφραστούν ως

$$\begin{aligned} \mu_{\gamma_{\text{egc}}}(n) &= 2^{-n} \sum_{i=0}^{2n} \binom{2n}{i} \frac{\Gamma(1+i/2) \Gamma(1+n-i/2) \Gamma(k+i/2) \Gamma(k+n-i/2)}{\Gamma(k)^2 k^n (1-\rho_R)^{-1-n} (1-\rho_G)^{-k-n}} \\ &\times \bar{\gamma}_1^{i/2} \bar{\gamma}_2^{n-i/2} {}_2F_1\left(1+\frac{i}{2}, 1+n-\frac{i}{2}; 1; \rho_R\right) {}_2F_1\left(k+\frac{i}{2}, k+n-\frac{i}{2}; k; \rho_G\right). \end{aligned} \quad (4.42)$$

Πίνακας 4.1: Ο αριθμός των όρων, N_τ , για σύγκλιση της (4.32) στην περιοχή $\pm 0.5\%$.

			$\bar{\gamma} = -5$ dB	$\bar{\gamma} = 0$ dB	$\bar{\gamma} = 5$ dB
$\rho_R = 0.2$	$\rho_G = 0.2$	$k = 1$	2	2	3
		$k = 3$	3	5	5
	$\rho_G = 0.7$	$k = 1$	4	7	11
		$k = 3$	13	18	20
$\rho_R = 0.7$	$\rho_G = 0.2$	$k = 1$	7	9	11
		$k = 3$	13	18	20
	$\rho_G = 0.7$	$k = 1$	9	11	14
		$k = 3$	15	20	22

Χαρακτηριστική Συνάρτηση Το στιγμιαίο πλάτος του σήματος στην έξοδο του δέκτη ΣΙΑ δίνεται από την (2.76) ως $R_{\text{egc}} = (R_1 + R_2) \sqrt{E_s/(2N_0)}$. Συνεπώς, χρησιμοποιώντας την (4.31) και την (2.77), η ΧΣ του R_{egc} δίνεται από

$$\Phi_{R_{\text{egc}}}(s) = \frac{\pi (1 - \rho_R) (1 - \rho_G)^k}{\Gamma(k)} \sum_{t,q=0}^{\infty} \frac{2^{4(\phi-t)} (2k)^{2(k+q)} \rho_R^t \rho_G^q \Gamma[2(1+t)]^2 \Gamma[2(k+q)]^2}{\Gamma(k+q) t!^2 q! \Gamma(\phi+t+3/2)^2} \times \prod_{\ell=1}^2 \frac{{}_2F_1 \left[2(k+q), \phi-t-\frac{1}{2}; \phi+t+\frac{3}{2}; \frac{js\sqrt{\sigma_{\gamma_\ell}}-2\sqrt{2k}}{js\sqrt{\sigma_{\gamma_\ell}}+2\sqrt{2k}} \right]}{\left[(js\sqrt{\sigma_{\gamma_\ell}}+2\sqrt{2k}) \right]^{2(k+q)}}. \quad (4.43)$$

Χρησιμοποιώντας την (4.43) και με την προσέγγιση που βασίζεται στο θεώρημα Parseval (βλέπε Παράρτημα II-3) μπορεί να μελετηθεί η ΜΠΣΣ για μια πληθώρα σχημάτων διαμόρφωσης.

4.3.5 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται διάφορα αριθμητικά αποτελέσματα τα οποία βασίζονται στην ανάλυση που παρουσιάστηκε στις προηγούμενες ενότητες. Τα αποτελέσματα αυτά περιλαμβάνουν διαφορετικές κατασκευές δεκτών διαφορισμού, συνθήκες καναλιών διαλείψεων-σκίασης, καθώς επίσης και μεγάλο αριθμό σχημάτων διαμόρφωσης.

Πριν παρουσιαστεί η σειρά των αριθμητικών αποτελεσμάτων τα οποία έχουν ληφθεί, είναι πολύ σημαντικό να μελετηθεί ο ρυθμός της σύγκλισης των απειροσειρών στις εκφράσεις που παρουσιάστηκαν προηγουμένως. Στον Πίνακα 4.1, καταγράφεται ο ελάχιστος αριθμός των όρων N_τ , που χρειάζεται ώστε να επιτευχθεί ακρίβεια μεγαλύτερη από $\pm 0.5\%$, στο αποτέλεσμα που παρέχεται από την (4.32). Συγκεκριμένα σε αυτόν τον πίνακα πα-

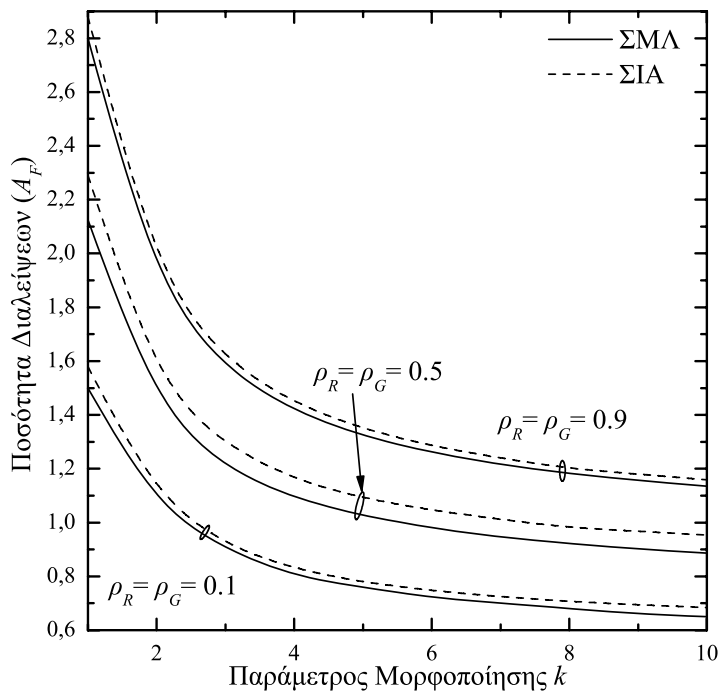
ρουσιάζεται ο αριθμός των όρων συναρτήσεως του $\bar{\gamma}^2$ για διάφορες τιμές των ρ_R, ρ_G και k . Όπως φαίνεται από αυτόν τον πίνακα, το N_τ αυξάνεται όσο αυξάνεται το $\bar{\gamma}$ και/ή τα ρ_R, ρ_G και k , με το τελευταίο να έχει μεγαλύτερη επίδραση στον αριθμό των όρων. Θα πρέπει να τονιστεί ότι ο αριθμός των όρων N_τ είναι σχετικά μικρότερος συγκρινόμενος με τον αριθμό των αναγκαίων όρων άλλων κατανομών που περιλαμβάνουν απειροσειρές, όπως είναι οι δι-μεταβαλλόμενες Rayleigh, Nakagami- m [90], Rice [95], και Weibull [25]. Επίσης θα πρέπει να τονιστεί ότι παρόμοιοι ρυθμοί σύγκλισης παρατηρήθηκαν και για τις υπόλοιπες εκφράσεις με απειροσειρές που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των αποτελεσμάτων επίδοσης, δηλαδή τις (4.40) (για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ του δέκτη ΣΜΛ) και της (4.43) (για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ του δέκτη ΣΙΑ).

Στο Σχ. 4.11, χρησιμοποιώντας τις (4.38), (4.42) και την (2.52), παρουσιάζεται η ΠΔ των δεκτών ΣΜΛ και ΣΙΑ, αντίστοιχα, συναρτήσεως του k , για διάφορες τιμές των ρ_R και ρ_G . Στο σχήμα αυτό φαίνεται ότι όσο αυξάνεται το k και/ή μειώνονται οι συντελεστές συσχέτισης, η ΠΔ μειώνεται, με το δέκτη ΣΜΛ να έχει πάντα την καλύτερη επίδοση. Επίσης είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι η διαφορά στις επιδόσεις μειώνεται για πολύ υψηλά και χαμηλά ρ_R και ρ_G , μιας και στην πρώτη περίπτωση ουσιαστικά το κέρδος του διαφορισμού ελαχιστοποιείται, ενώ στη δεύτερη επιβεβαιώνεται η πολύ καλή προσέγγιση της επίδοσης του δέκτη ΣΙΑ με την αντίστοιχη του ΣΜΛ, όταν τα κανάλια είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους.

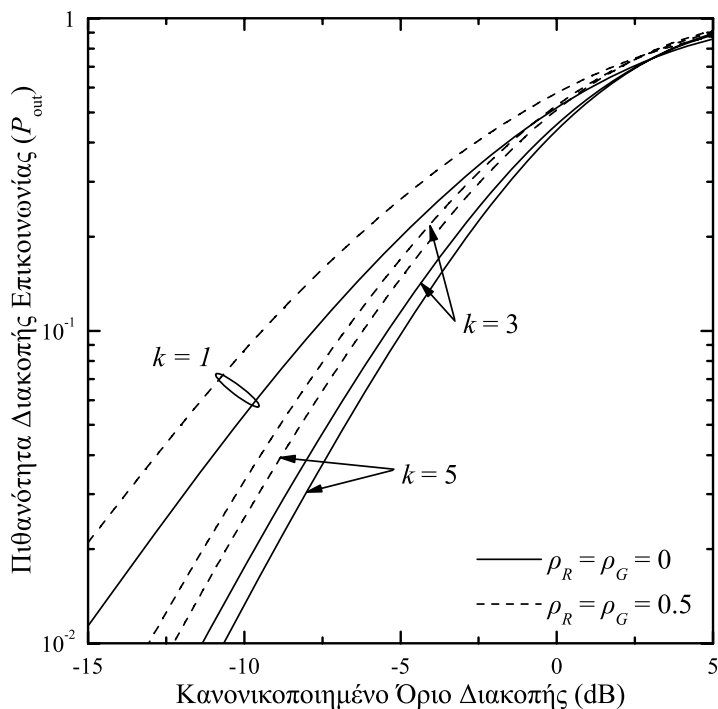
Στα Σχ. 4.12 και 4.13, χρησιμοποιώντας τις (2.49) και (4.32), απεικονίζεται η ΠΔΕ του δέκτη ΔΕ ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου ορίου διακοπής της επικοινωνίας, $\gamma_{th}/\bar{\gamma}$, για διάφορες τιμές των ρ_R, ρ_G και k . Σε όλες τις περιπτώσεις αποτυπώνεται ότι όσο μειώνονται τα ρ_R, ρ_G και/ή αυξάνεται το k , βελτιώνεται και η επίδοση της ΠΔΕ του δέκτη. Στο Σχ. 4.12, είναι ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε ότι η βελτίωση στην ΠΔΕ που παρατηρείται κατά την αύξηση του k μειώνεται όσο αυτό μεγαλώνει. Στο Σχ. 4.13 φαίνεται ότι όταν τα εισερχόμενα κανάλια έχουν πολύ υψηλό βαθμό συσχέτισης μεταξύ τους, δηλαδή $\rho_R = \rho_G = 0.9$, η επίδοση του συστήματος με σχετικά ελαφριές συνθήκες σκίασης, $k = 5$, πλησιάζει την επίδοση του συστήματος σε συνθήκες σοβαρής σκίασης, $k = 1$, όταν τα κανάλια είναι ασυσχέτιστα, $\rho_R = \rho_G = 0$.

Στο Σχ. 4.14, απεικονίζεται μια σύγκριση επιδόσεων της ΜΠΣΒ συναρτήσεως του μέσου SNR ανά bit $\bar{\gamma}_b = \bar{\gamma}/\log_2 M$, σημάτων BDPSK και δεκτών ΣΜΛ οι οποίοι λειτουργούν στα “ισοδύναμα” σύνθετα μοντέλα καναλιών διαλείψεων R_L και K . Για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ για την κατανομή R_L χρησιμοποιήθηκαν τεχνικές αριθμητικής ολοκλήρωσης, ενώ για την περίπτωση της κατανομής K , χρησιμοποιήθηκε η (4.40) και η προσέγγιση με ΡΓΣ, βλέπε Παράρτημα II-2. Επιπλέον για τον υπολογισμό ισοδύναμων συνθηκών για τα δύο αυτά κανάλια, χρησιμοποιήθηκε η ανάλυση που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.3.3.2 και το Σχ. 2.7, ενώ $\rho_R = 0.3, \rho_G = 0$, δηλαδή η μέση ισχύς των πλατών να

²Για λόγους απλότητας, και χωρίς να χάνεται η γενικότητα, έχει γίνει η υπόθεση ότι $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}$.

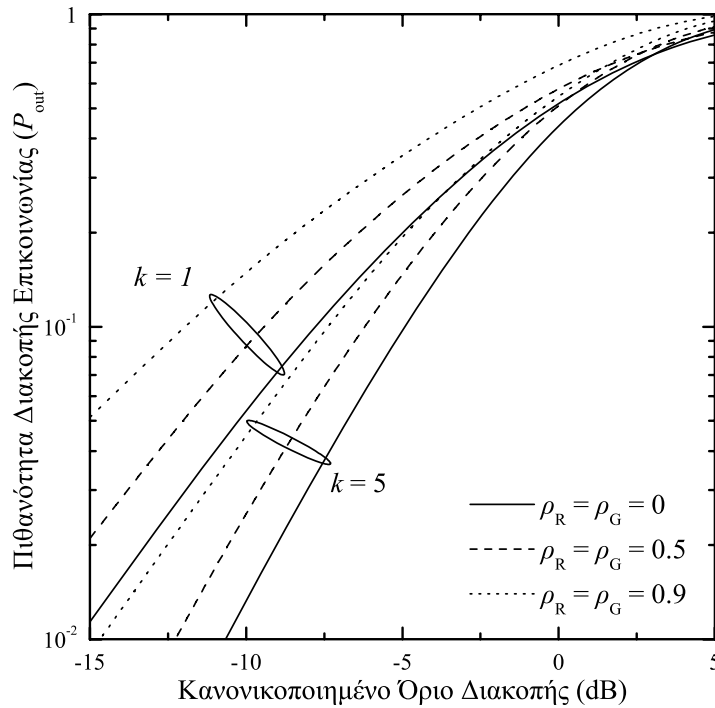


Σχήμα 4.11: Η ΠΔ συναρτήσει του k σε δέκτες ΣΜΛ και ΣΙΑ για διάφορες τιμές των συντελεστών συσχέτισης.

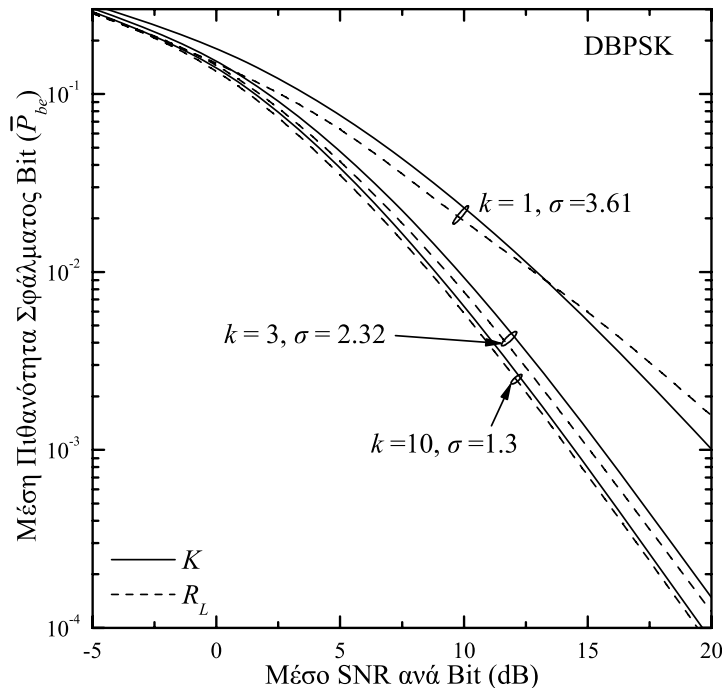


Σχήμα 4.12: Επίδοση δέκτη ΔΕ: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\bar{\gamma}/\gamma_{th}$ για διάφορες τιμές του k , με και χωρίς συσχέτιση.

είναι ανεξάρτητη. Από το Σχ. 4.14 γίνεται φανερό ότι οι επιδόσεις της ΜΠΣΒ για τα δύο αυτά μοντέλα καναλιού διαλείψεων έχουν πολύ μικρές διαφορές, της τάξεως των 2 dB ή

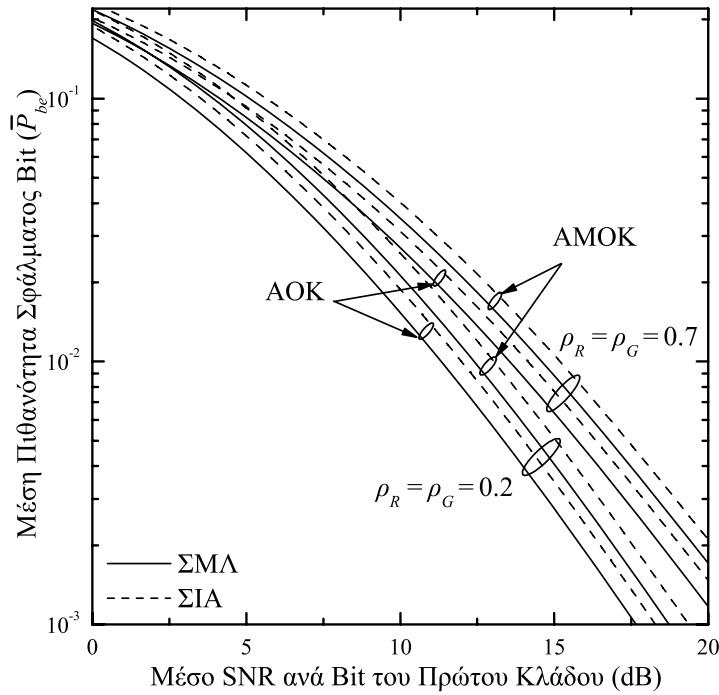


Σχήμα 4.13: Επίδοση δέκτη ΔΕ: Η ΠΔΕ συναρτήσει του $\bar{\gamma}/\gamma_{th}$ για διάφορες τιμές του k και των συντελεστών συσχέτισης.

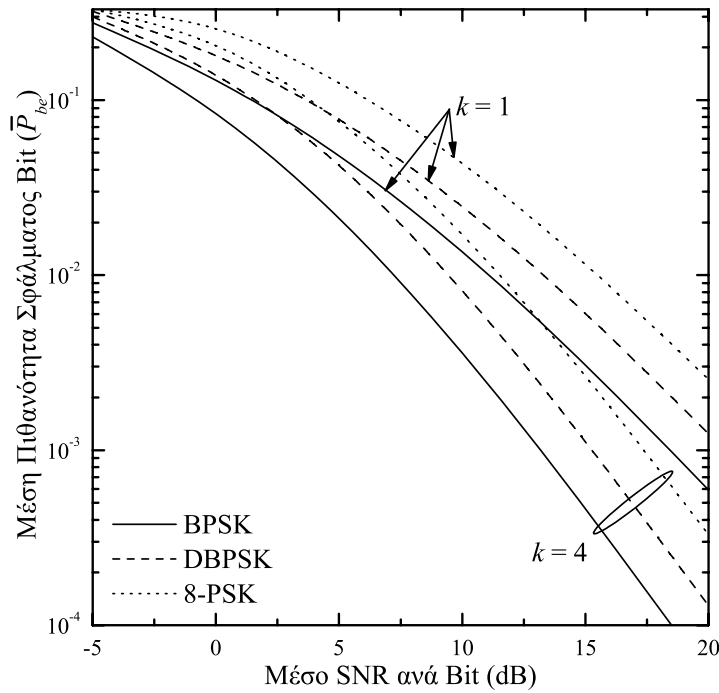


Σχήμα 4.14: Επίδοση δέκτη ΣΜΛ με διαμόρφωση DBPSK: Σύγκριση της ΜΠΣΒ καναλιών διαλείψεων R_L και K .

και μικρότερες. Αυτή η παρατήρηση επιβεβαιώνει την επιχειρηματολογία σύμφωνα με την οποία η κατανομή K μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μια εναλλακτική κατανομή της



Σχήμα 4.15: Επίδοση δεκτών ΣΜΛ και ΣΙΑ με διαμόρφωση BDPSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_{b,1}$ για AOK και AMOK κανάλια K .



Σχήμα 4.16: Επίδοση δέκτη ΣΜΛ με διαμορφώσεις BDPSK και M -PSK: Η ΜΠΣΒ συναρτήσει του $\bar{\gamma}_b$ για διάφορες τιμές του k .

σνηθισμένης, αλλά αρκετά πολύπλοκης, R_L , για την πρόβλεψη της ΜΠΣΒ σε σύνθετα κανάλια διαλείψεων και σκίασης.

Στο Σχ. 4.15, παρουσιάζεται η ΜΠΣΒ σημάτων BDPSK με δέκτες διαφορισμού ΣΜΛ και ΣΙΑ, συναρτήσεως του μέσου SNR ανά bit του πρώτου κλάδου³ $\bar{\gamma}_{b,1} = \bar{\gamma}_1$. Αυτοί οι δέκτες λειτουργούν σε ΑΟΚ και ΑΜΟΚ κανάλια K με $\rho_R, \rho_G = 0.2, 0.7$. Σε σύγκριση με τα κανάλια ΑΜΟΚ και τους δέκτες ΣΙΑ, η επίδοση της ΜΠΣΒ των καναλιών ΑΟΚ και των δεκτών ΣΜΛ, αντίστοιχα, είναι λίγο καλύτερη. Επιπλέον, η ΜΠΣΒ βελτιώνεται ξεκάθαρα όταν οι συντελεστές συσχέτισης μειώνονται. Τέλος, στο Σχ. 4.16, απεικονίζεται η επίδοση της ΜΠΣΒ δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ συναρτήσεως του $\bar{\gamma}_b$, για Gray κωδικοποιημένα σήματα 8-PSK, BPSK, και BDPSK. Επίσης, για τον υπολογισμό αυτού του σχήματος έχει θεωρηθεί ότι $\rho_R = \rho_G = 0.3$ και $k = 1, 4$. Όπως ήταν αναμενόμενο σε όλες τις περιπτώσεις η καλύτερη επίδοση ΜΠΣΒ παρουσιάζεται με τα σήματα BPSK και η χειρότερη με τα σήματα 8-PSK.

4.4 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο μελετήθηκε η επίδοση δεκτών διαφορισμού σε σύνθετα κανάλια διαλείψεων, τα οποία είναι κατάλληλα για τη μοντελοποίηση του περίπλοκου περιβάλλοντος διάδοσης που δημιουργείται όταν οι ΔΜΙΚ συνυπάρχουν με ΔΜΕΚ.

Στην πρώτη ενότητα αυτού του κεφαλαίου μελετήθηκε η περίπτωση όπου τα σύνθετα αυτά κανάλια είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους, και οι ΔΜΙΚ ακολουθούν την κατανομή Nakagami- m ενώ οι ΔΜΕΚ την κατανομή Γάμα, δημιουργώντας έτσι την κατανομή K_G . Η ανάλυση περιλαμβάνει κανάλια πολλαπλών διαδρομών με ΑΜΟΚ συνθήκες διάδοσης. Για αυτό το σύνθετο περιβάλλον διάδοσης, δόθηκαν εκφράσεις σε κλειστή μορφή πολύ σημαντικών στατιστικών ιδιοτήτων του SNR στην έξοδο των δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και του δέκτη ΔΕ. Χρησιμοποιώντας αυτές τις εκφράσεις μελετήθηκε η επίδοση των παραπάνω δεκτών διαφορισμού σε κανάλια K_G . Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι η ανάλυση που παρουσιάζεται για τους παραπάνω δέκτες διαφορισμού είναι δυνατή εξαιτίας της μαθηματικής ευελιξίας που προσφέρει η κατανομή K_G .

Στη δεύτερη ενότητα, εξετάστηκε η περίπτωση όπου τα κανάλια είναι συσχετισμένα μεταξύ τους με διαφορετικούς συντελεστές συσχέτισης και για τις ΔΜΙΚ, που μοντελοποιήθηκαν με τη δι-μεταβαλλόμενη κατανομή Rayleigh, και για τις ΔΜΕΚ, που μοντελοποιήθηκαν με τη δι-μεταβαλλόμενη κατανομή Γάμα. Κάτω από αυτές τις συνθήκες δημιουργήθηκε η δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K με διαφορετικούς παράγοντες μορφοποίησης και κλίμακας. Για τη σύνθετη και ταυτόχρονα συσχετισμένη αυτή κατανομή που εισήχθη για πρώτη φορά στην ερευνητική περιοχή των ασυρμάτων κινητών τηλεπικοινωνιών, παρουσιάστηκαν οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες, υπό τη μορφή γρήγορα συγκλίνουσων απειροσειρών. Χρησιμοποιώντας τις εξαγόμενες εκφράσεις, γίνεται δυνατή,

³Όπως και στην Ενότητα 3.2.4, στην περίπτωση μη ομοιόμορφα κατανομημένων καναλιών έχει θεωρηθεί ότι $\bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_1/\sqrt{e}$.

επίσης για πρώτη φορά η λεπτομερής ανάλυση της επίδοσης δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ, ΣΙΑ και του δέκτη ΔΕ σε σύνθετα συσχετισμένα κανάλια διαλείψεων K .

Τέλος, μια σειρά αριθμητικών αποτελεσμάτων υπολογισμού της επίδοσης των δεκτών αυτών, επιβεβαίωσε τη χρησιμότητα και την ευελιξία που παρέχει αυτή η κατανομή, καθώς επίσης την καταλληλότητα της να μοντελοποιεί σύνθετα κανάλια διαλείψεων και σκίασης.

Κεφάλαιο 5

Συνεισφορά και Μελλοντική Έρευνα

Σ Ε ΑΥΤΟ ΤΟ ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΓΙΝΕΤΑΙ ΜΙΑ ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ ΤΩΝ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΠΟΥ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΤΗΚΑΝ ΣΤΙΣ ΠΡΟΗΓΟΥΜΕΝΕΣ ΕΝΟΤΗΤΕΣ ΚΑΙ ΜΙΑ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΗΣ ΣΥΝΕΙΣΦΟΡΑΣ ΤΗΣ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ. ΕΠΙΠΛΕΟΝ, ΒΑΣΙΖΟΜΕΝΟΙ ΣΕ ΑΥΤΑ ΤΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΑΡΟΥΣΙΑΖΟΝΤΑΙ ΚΑΠΟΙΕΣ ΓΕΝΙΚΕΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΈΡΕΥΝΑ.

5.1 Γενική Επισκόπηση, Συμπεράσματα και Συνεισφορά Διατριβής

Στην παρούσα διατριβή, μετά από μια σύντομη εισαγωγή στο θέμα, βλέπε Κεφ. 1, δίνεται μια συνοπτική παρουσίαση του αναγκαίου θεωρητικού υποβάθρου στο οποίο στηρίζεται, βλέπε Κεφ. 2. Στο ίδιο κεφάλαιο, μεταξύ άλλων, παρουσιάζονται σημαντικές κατανομές που μοντελοποιούν τις ΔΜΙΚ, τις ΔΜΕΚ, καθώς επίσης και το σύνθετο περιβάλλον διάδοσης που δημιουργείται όταν οι ΔΜΙΚ συμβαίνουν σε συνδυασμό με τις ΔΜΕΚ. Στην παρούσα διατριβή δίνεται ιδιαίτερη βαρύτητα σε δύο διαφορετικές οικογένειες κατανομών α) τις Weibull και Γ_G^1 και β) τις K και K_G^1 , οι οποίες σχετικά πρόσφατα εισήλθαν στην ερευνητική περιοχή της μοντελοποίησης καναλιών διάλειτουργίας. Οι κατανομές αυτές πέρα από την πειραματικά επιβεβαιωμένη άριστη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ, η Weibull και η Γ_G , και του σύνθετου περιβάλλοντος διαλειτουργίας/σκίασης, η K και η K_G , που προσφέρουν απλοποιούν σημαντικά τη μαθηματική ανάλυση. Όμως για την κατανομή K_G , σε αντίθεση με τις υπόλοιπες, δεν υπήρχε λεπτομερής ανάλυση των στατιστικών της ιδιοτήτων, ούτε επακριβής προσδιορισμός των δυνατοτήτων που προσφέρει για τη μοντελοποίηση του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης.

Στο Κεφ. 2, παρουσιάζονται σε κλειστή μορφή οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες

¹Η κατανομές Weibull και K αποτελούν ειδική περίπτωση των γενικότερων Γ_G και K_G , αντίστοιχα, και οι στατιστικές τους εκφράσεις εξάγονται θέτοντας $m = 1$ στις αντίστοιχες των Γ_G και K_G . Περισσότερες λεπτομέρειες μπορούν να βρεθούν στο Κεφ. 2.

της κατανομής αυτής. Οι ιδιότητες αυτές χρησιμοποιούνται για τη μελέτη της επίδοσης απλών δεκτών, στο ίδιο κεφάλαιο, και δεκτών διαφορισμού, σε επόμενα κεφάλαια, οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων K_G . Ήδη από τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο Κεφ. 2, γίνεται κατανοητή η ευελιξία και οι δυνατότητες που προσφέρει αυτή η κατανομή για τη μελέτη του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης. Τέλος, συμπληρώνοντας επίσης ένα βιβλιογραφικό κενό που υπήρχε, μελετήθηκε η χωρητικότητα απλών δεκτών οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Γ_G , χρησιμοποιώντας πολύ γνωστές τεχνικές υπολογισμού της χωρητικότητας με βάση διαφορετικές πολιτικές προσαρμογής της εκπομπής. Οι εξαγόμενες εκφράσεις που παρουσιάστηκαν γενικεύουν, προηγούμενα γνωστά αποτελέσματα.

Στο Κεφ. 3 της διδακτορικής διατριβής, αρχικά, πραγματοποιείται μελέτη της επίδοσης γενικευμένων δεκτών διαφορισμού, όπως είναι ο δέκτης ΣΓΕ, οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Weibull. Με τη χρήση της κατανομής Weibull επιτυγχάνεται μια πολύ καλή προσέγγιση των ΔΜΙΚ σε ένα ευρύ φάσμα συνθηκών διαλείψεων: από πολύ έντονες, κανάλι προ-Rayleigh, μέχρι σχεδόν μηδενικές, κανάλι AWGN. Όμως, η ενδιαφέρουσα αυτή κατανομή έχει το μειονέκτημα ότι ο μαθηματικός χειρισμός της είναι σχετικά δύσκολος. Επιπλέον, οι δέκτες διαφορισμού ΣΓΕ, οι οποίοι γεφυρώνουν το χάσμα που υπάρχει μεταξύ των, βέλτιστων αλλά περίπλοκων στην υλοποίηση, δεκτών ΣΜΛ και των, όχι βέλτιστων αλλά απλούστερων, δεκτών ΔΕ, έχουν επίσης το μειονέκτημα της σχετικά δύσκολης μαθηματικής ανάλυσης της στατιστικής τους. Κατά συνέπεια, ενώ η ανάλυση της επίδοσης δεκτών διαφορισμού ΣΓΕ σε κανάλια Weibull αποτελεί μια πολύ ενδιαφέρουσα μελέτη, είναι ένα ιδιαίτερα σύνθετο, από μαθηματικής απόψεως, θέμα. Η μελέτη αυτή δυσκολεύει περισσότερο αλλά ταυτόχρονα γίνεται και πιο γενική με την υπόθεση ότι οι TM Weibull είναι ΑΜΟΚ. Στο Κεφ. 3, με τη χρήση ενός καινούριου στατιστικού θεωρήματος για το γινόμενο των ροπών στατιστικά ταξινομημένων TM Weibull, εξάγονται οι ροπές του SNR της εξόδου του δέκτη ΣΓΕ και γίνεται δυνατή η μελέτη σημαντικών κριτηρίων επίδοσης των δεκτών αυτών. Τα κριτήρια αυτά περιλαμβάνουν το ΜΛΣΘ, την ΠΔ, τη ΜΠΣΒ και την ΠΔΕ.

Στη συνέχεια θεωρώντας ΑΟΚ TM, οι οποίες ακολουθούν τη γενικότερη κατανομή Γ_G εξάγεται, επίσης, σε κλειστή μορφή μαθηματική έκφραση για τις ροπές, ενώ η ΡΓΣ και η ΑΣΚ εξάγονται υπό τη μορφή γρήγορα συγκλίνουσων απειροσειρών. Συνεπώς, και στην περίπτωση όπου οι δέκτες ΣΓΕ λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Γ_G , γίνεται δυνατή η μελέτη της επίδοσης τους με βάση τα κριτήρια της ΠΔ, της ΠΔΕ και της ΜΠΣΒ. Τέλος για την οριακή περίπτωση κατά την οποία οι δέκτες ΣΓΕ επιλέγουν το ισχυρότερο σήμα από τα 2 διαθέσιμα, δηλαδή ουσιαστικά μετατρέπονται σε δέκτες ΔΕ με $L = 2$, μελετήθηκε η χωρητικότητα του καναλιού χρησιμοποιώντας τις πολιτικές προσαρμογής ΠΒΙΡ, ΑΚΣΡ και ΑΑΚΣΡ. Τα πολυάριθμα και ποικίλα αριθμητικά αποτελέσματα που παρατίθενται, επιβεβαιώνουν την ευελιξία που προσφέρουν οι κατανομές Weibull και Γ_G

για τη μοντελοποίηση διαφορετικών συνθηκών διαλείψεων. Επιπλέον, φανερώνουν τη χρησιμότητα των δεκτών ΣΓΕ ως ιδανική λύση για τη γεφύρωση των αντικρουόμενων απαιτήσεων για χαμηλή πολυπλοκότητα και υψηλή απόδοση.

Στο Κεφ. 4 της διδακτορικής διατριβής, εξετάζονται διάφορα προηγμένα θέματα που αφορούν τους δέκτες διαφορισμού, που παρουσιάστηκαν στο Κεφ. 2, οι οποίοι λειτουργούν σε σύνθετο περιβάλλον διάδοσης. Το κεφάλαιο αυτό διαιρείται σε δύο ενότητες. Στην πρώτη ενότητα το σύνθετο περιβάλλον διάδοσης μοντελοποιείται με την κατανομή K_G , υποθέτοντας κανάλια διαλείψεων τα οποία είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους. Στη δεύτερη ενότητα το κανάλι μοντελοποιείται με τη δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K , θεωρώντας ότι και οι ΔΜΙΚ και οι ΔΜΕΚ είναι συσχετισμένες με διαφορετικούς συντελεστές συσχέτισης. Η ανάλυση που παρουσιάζεται γίνεται εφικτή, και για τις δύο ενότητες, εξαιτίας της μοντελοποίησης του περιβάλλοντος διαλείψεων πολλαπλής-διαδρομής/σκίασης με τη χρήση των κατανομών K και K_G , αντί για των συνηθισμένων μέχρι σήμερα σύνθετων κατανομών που βασίζονται στη log-normal. Κατά συνέπεια, στο πρώτο μέρος του Κεφ. 4, εξετάζονται οι πιο σημαντικές στατιστικές ιδιότητες του SNR της εξόδου των δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ, ΣΙΑ, ΣΜΠ και του δέκτη ΔΕ οι οποίοι λειτουργούν σε ΑΜΟΚ κανάλια διαλείψεων K_G . Χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις κλειστής μορφής που εξάγονται, γίνεται αναλυτική μελέτη της επίδοσης των προαναφερθέντων δεκτών διαφορισμού, με βάση τα κριτήρια της ΠΔ, της ΜΠΣΒ, της ΠΔΕ, και του ΜΛΣΘ. Πρέπει να σημειωθεί εδώ ότι για τη μελέτη της ΜΠΣΒ εφαρμόζεται η προσέγγιση με τη ΡΓΣ, είτε με τη χρήση αυτής κάθε αυτής της ΡΓΣ της εξόδου των δεκτών, είτε με τη βοήθεια της μεθόδου που βασίζεται στους προσεγγιστές Padé.

Στη δεύτερη ενότητα του Κεφ. 4, παρουσιάζεται και μελετάται για πρώτη φορά η δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K , με μη-ομοιόμορφους παράγοντες μορφοποίησης και κλίμακας, όπου οι ΔΜΙΚ μοντελοποιούνται με συσχετισμένες TM Rayleigh και οι ΔΜΕΚ με συσχετισμένες TM Γάμα. Για την καινούρια αυτή κατανομή παρουσιάζονται οι πιο σημαντικές στατιστικές της ιδιότητες υπό την μορφή απειροσειρών, οι οποίες όμως συγκλίνουν γρήγορα. Βασιζόμενοι σε αυτές τις ευέλικτες εκφράσεις μελετάται η επίδοση των δεκτών διαφορισμού ΣΜΛ, ΣΙΑ και του δέκτη ΔΕ σε σύνθετο και συσχετισμένο περιβάλλον διαλείψεων το οποίο μοντελοποιείται με τη δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K . Πρέπει να σημειωθεί ότι, εξ όσων γνωρίζει ο συγγραφέας, ολοκληρωμένη και λεπτομερής ανάλυση που να περιλαμβάνει και σύνθετο περιβάλλον διάδοσης και συσχετισμένα κανάλια δεν έχει παρουσιαστεί στη διεθνή επιστημονική βιβλιογραφία στην ερευνητική περιοχή των δεκτών διαφορισμού σε κανάλια διαλείψεων. Τέλος, τα πολυάριθμα αριθμητικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται και στις δύο ενότητες αυτού του κεφαλαίου επιβεβαιώνουν την καταλληλότητα των κατανομών K και K_G να μοντελοποιούν σύνθετα κανάλια διαλείψεων, όπως επίσης και τις ποικίλες δυνατότητες που παρέχουν ως προς το πεδίο εφαρμογής τους.

5.2 Μελλοντικά Θέματα για Επιστημονική Έρευνα

Με την εκπόνηση της παρούσας διατριβής έγινε προσπάθεια να απαντηθούν κάποια ερωτήματα στην ερευνητική περιοχή των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τα οποία λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων. Τα αποτελέσματα που εξήχθησαν κάλυψαν ένα μικρό τμήμα των ερωτημάτων αλλά ταυτόχρονα δημιούργησαν και μια σειρά άλλων. Τα πιο σημαντικά συνοψίζονται παρακάτω.

- Ένα πολύ ενδιαφέρον θέμα για μελέτη, σε συνέχεια του Κεφ. 3, είναι η ανάλυση της επίδοσης άλλων υβριδικών δεκτών διαφορισμού, πέρα από τον κλασικό ΣΓΕ, οι οποίοι να λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων Weibull ή Γ_G . Παραδείγματα τέτοιων δεκτών είναι οι ΣΓΕ με εξέταση ενός ορίου ανά κλάδο και οι δέκτες γενικευμένου συνδυασμού μεταγωγής και παραμονής. Στην πρώτη περίπτωση, συνδυάζονται οι κλάδοι του δέκτη των οποίων το SNR υπερβαίνει κάποιο προκαθορισμένο όριο, με αποτέλεσμα η πολυπλοκότητα επεξεργασίας να είναι σταθερή [105]. Στη δεύτερη περίπτωση τα εισερχόμενα σήματα λαμβάνονται από ένα ζυγό αριθμό κλάδων διαφορισμού ($2L$) και κατηγοριοποιούνται σε ζευγάρια [100]. Κάθε ζευγάρι σημάτων τροφοδοτεί μια μονάδα μεταγωγής και παραμονής και η έξοδος των L μονάδων συνδέεται με έναν δέκτη ΣΜΛ. Το θετικό αυτού του δέκτη είναι ότι αποτελεί μια αποκεντρωμένη και απλούστερη λύση από τους απλούς δέκτες ΣΓΕ.
- Άλλο ένα ανοιχτό, αλλά ταυτόχρονα αρκετά περίπλοκο, θέμα, σε συνέχεια των Κεφ. 3 και Κεφ. 4, είναι η μελέτη της επίδοσης των δεκτών διαφορισμού ΣΓΕ σε κανάλια διαλείψεων K και K_G . Με αυτόν τον τρόπο συνδυάζεται η γενικότητα του δέκτη ΣΓΕ, που έχει σαν ακραίες περιπτώσεις τους δέκτες ΣΜΛ και ΔΕ, με εκείνη των καναλιών K και K_G , τα οποία μοντελοποιούν πολλαπλές συνθήκες διαλείψεων και σκίασης.
- Σημαντικό επίσης θέμα είναι η γενίκευση των αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν για τη δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K , στο Κεφ. 4, με την εξαγωγή των αντίστοιχων εκφράσεων για τη δι-μεταβαλλόμενη K_G , και κατόπιν για τις πολύ-μεταβαλλόμενες (multivariate) K και K_G .
- Τέλος, εξαιτίας της ραγδαίας αύξησης της χρήσης τεχνικών διαφορισμού σε δέκτες κινητών τερματικών στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, οι επιδόσεις των δεκτών επηρεάζονται όχι μόνο από τη συσχέτιση μεταξύ των καναλιών διαφορισμού αλλά και από την παρουσία ενδοκαναλικών παρεμβολών, πχ [106]. Κατά συνέπεια, ένα πολύ ενδιαφέρον θέμα για μελέτη είναι η ανάλυση της επίδοσης των δεκτών διαφορισμού που παρουσιάστηκαν στη παρούσα διατριβή σε κανάλια Γ_G , K και K_G , παρουσία συγκαναλικών παρεμβολών.

Παράρτημα Ι

Μαθηματική Ανάλυση

Σ Ε ΑΥΤΟ ΤΟ παράρτημα παρατίθεται η ανάλυση που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό διαφόρων μαθηματικών εκφράσεων του κυρίου σώματος της διδακτορικής διατριβής. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται σε αυτό το παράρτημα, δεν βρίσκονται δημοσιευμένα σε κάποιο από τα ευρέως διαδεδομένα μαθηματικά βιβλία ή ηλεκτρονικές ιστοσελίδες με τύπους, όπως για παράδειγμα είναι τα [2, 4, 5]. Επιπλέον, εξαιτίας του γεγονότος ότι τα περισσότερα αποτελέσματα βασίζονται στη συνάρτηση Meijer-G, παρακάτω δίνεται ένας γενικός ορισμός για αυτήν την συνάρτηση.

Η συνάρτηση Meijer-G ορίζεται ως [2, εξ. (9.301)]

$$G_{p,q}^{m,n} \left(x \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) = \frac{1}{2\pi i} \int \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - s) \prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j + s)}{\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 - b_j + s) \prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j - s)} x^s ds \quad (\text{I.1})$$

με $0 \leq m \leq q$, $0 \leq n \leq p$, και οι πόλοι της $\Gamma(b_j - s)$ δεν πρέπει να συμπίπτουν με τους πόλους της $\Gamma(1 - a_k + s)$ για κάθε j και k , όπου $j = 1, \dots, m$, $k = 1, \dots, n$. Στη παρούσα διατριβή, πέρα από το σύμβολο που παρουσιάζεται στην (I.1), επιπλέον χρησιμοποιούνται τα ακόλουθα σύμβολα

$$G_{p,q}^{m,n} \left(x \left| \begin{matrix} a_r \\ b_s \end{matrix} \right. \right), G_{p,q}^{m,n}(x), G(x). \quad (\text{I.2})$$

I-1 Υπολογισμός Εξ. (2.38)

Αντικαθιστώντας την (2.36) στον ορισμό της ΑΣΚ, (2.37), προκύπτει ένα ολοκλήρωμα της μορφής

$$\mathcal{I} = \int_0^x x^\alpha K_\beta \left(2\sqrt{A} x \right) dx \quad (\text{I-1.1})$$

όπου $\alpha, \beta \in \mathfrak{R}$ και $A \in \mathfrak{R}^+$. Για να επιλυθεί η γενική περίπτωση όπου $k \in \mathfrak{R}$, η $K_\beta(\cdot)$ μετασχηματίζεται υπό τη μορφή της συνάρτησης Meijer-G [4, εξ. (03.04.26.0006.01)],

και το ολοκλήρωμα στην (I-1.1) γράφεται ως εξής

$$\mathcal{I} = \frac{1}{2} \int_0^x x^\alpha G_{0,2}^{2,0} \left[Ax \left| \begin{matrix} - \\ \beta/2, -\beta/2 \end{matrix} \right. \right] dx. \quad (\text{I-1.2})$$

Το ολοκλήρωμα αυτό μπορεί να λυθεί σε κλειστή μορφή με τη χρήση της [107, εξ. (26)] ως

$$\mathcal{I} = \frac{1}{2} x^{\alpha+1} G_{1,3}^{2,1} \left[Ax \left| \begin{matrix} -\alpha \\ \beta/2, -\beta/2, -(\alpha+1) \end{matrix} \right. \right]. \quad (\text{I-1.3})$$

Χρησιμοποιώντας την (I-1.3) μπορεί εύκολα να εξαχθεί η (2.38).

I-2 Υπολογισμός Εξ. (2.46)

Αντικαθιστώντας την (2.36) και την (II-1.2) στην (II-1.1) προκύπτει ένα ολοκλήρωμα της μορφής

$$\mathcal{I} = \int_0^\infty x^\alpha \operatorname{erfc}(\sqrt{Ax}) K_\beta(2\sqrt{Bx}) dx \quad (\text{I-2.1})$$

όπου $\alpha, \beta \in \mathbb{R}$, $A, B \in \mathbb{R}^+$ και $\operatorname{erfc}(\cdot)$ είναι η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος [2, εξ. (8.250/4)]. Για να επιλυθεί το ολοκλήρωμα αυτό, οι $\operatorname{erfc}(\cdot)$ και $K_\beta(\cdot)$ γράφονται υπό τη μορφή της συνάρτησης Meijer-G [4, εξ. (06.27.26.0006.01)] και [4, εξ. (03.04.26.0006.01)] αντίστοιχα, και το ολοκλήρωμα στην (I-2.1) μετασχηματίζεται ως εξής

$$\mathcal{I} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty x^\alpha G_{1,2}^{2,0} \left[Ax \left| \begin{matrix} 1 \\ 0, 1/2 \end{matrix} \right. \right] G_{0,2}^{2,0} \left[Bx \left| \begin{matrix} - \\ \beta/2, -\beta/2 \end{matrix} \right. \right] dx. \quad (\text{I-2.2})$$

Το ολοκλήρωμα αυτό μπορεί να λυθεί σε κλειστή μορφή με τη χρήση της [107, εξ. (21)] ως

$$\mathcal{I} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} A^{-(\alpha+1)} G_{2,3}^{2,2} \left[\frac{B}{A} \left| \begin{matrix} -\alpha, -\alpha-1/2 \\ \beta/2, -\beta/2, -(\alpha+1) \end{matrix} \right. \right]. \quad (\text{I-2.3})$$

Χρησιμοποιώντας την (I-2.3) μπορεί εύκολα να εξαχθεί η (2.46).

I-3 Υπολογισμός Εξ. (2.56)

Αντικαθιστώντας την (2.36) στην (2.55), προκύπτει ένα ολοκλήρωμα της μορφής

$$\mathcal{I} = \int_0^\infty x^\alpha \ln(1+x) K_\beta(2\sqrt{Ax}) dx \quad (\text{I-3.1})$$

όπου $\alpha, \beta \in \mathbb{R}$ και $A \in \mathbb{R}^+$. Για να επιλυθεί το ολοκλήρωμα αυτό, οι $\ln(\cdot)$ και $K_\beta(\cdot)$ γράφονται υπό τη μορφή της συνάρτησης Meijer-G [4, εξ. (01.04.26.0003.01)] και [4, εξ. (03.04.26.0006.01)] αντίστοιχα, και το ολοκλήρωμα στην (I-3.1) μετασχηματίζεται ως εξής

$$\mathcal{I} = \frac{1}{2} \int_0^\infty x^\alpha G_{2,2}^{1,2} \left[x \left| \begin{matrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right. \right] G_{0,2}^{2,0} \left[Ax \left| \begin{matrix} - \\ \beta/2, -\beta/2 \end{matrix} \right. \right] dx. \quad (\text{I-3.2})$$

Το ολοκλήρωμα αυτό μπορεί να λυθεί σε κλειστή μορφή με τη χρήση της [107, εξ. (21)] ως

$$\mathcal{I} = G_{2,4}^{4,1} \left[A \left| \begin{matrix} -\alpha-1, -\alpha \\ \beta/2, -\beta/2, -\alpha-1, -\alpha-1 \end{matrix} \right. \right]. \quad (\text{I-3.3})$$

Χρησιμοποιώντας την (I-3.3) μπορεί εύκολα να εξαχθεί η (2.56).

I-4 Υπολογισμός Εξ. (2.60)

Αντικαθιστώντας την (2.21) στην (2.57) προκύπτουν ολοκληρώματα της μορφής

$$\mathcal{I} = \int_c^\infty \gamma^{ab-1} \ln\left(\frac{\gamma}{c}\right) \exp(-d\gamma^b) d\gamma \quad (\text{I-4.1})$$

όπου $a \in \mathbb{N}$ και $b, c, d \in \mathfrak{R}^+$ με $c, d \neq 0$. Κάνοντας μια αλλαγή μεταβλητών της μορφής $x = (\gamma/c)^b$ στην (I-4.1), και μετά από μια σειρά μαθηματικών υπολογισμών προκύπτει

$$\mathcal{I} = \frac{c^{ab}}{b^2} \int_1^\infty x^{a-1} \ln(x) \exp(-c^b dx) dx. \quad (\text{I-4.2})$$

Τα ολοκληρώματα αυτά μπορούν να λυθούν σε κλειστή μορφή με τη χρήση της [2, εξ. (4.358/1)], ως

$$\mathcal{I} = \frac{c^{ab}}{b^2} \frac{\vartheta}{\vartheta a} \left[(c^b d)^{-a} \Gamma(a, c^b d) \right]. \quad (\text{I-4.3})$$

Ο διαφορισμός της (I-4.3) πραγματοποιείται με τη χρήση της [4, εξ. (06.06.20.0001.01)], και έτσι κατόπιν μαθηματικών πράξεων εξάγεται η (2.60).

I-5 Υπολογισμός Εξ. (4.5)

Αντικαθιστώντας την (4.4) στον ορισμό των ροπών (2.42), εμφανίζονται ολοκληρώματα της μορφής

$$\mathcal{I} = \int_0^\infty x^\alpha {}_0F_1(A; B_1 x) {}_1F_2(C; 1+C, D; B_2 x) dx \quad (\text{I-5.1})$$

όπου $\alpha, B_1, B_2, C \in \mathfrak{R}^+$ και $A, D \in \mathfrak{R}$. Για να επιλυθούν τα ολοκληρώματα αυτής της μορφής, οι ${}_0F_1(\cdot)$ και ${}_1F_2(\cdot)$ γράφονται υπό τη μορφή της συνάρτησης Meijer-G [4, εξ. (07.17.26.0007.01)] και [4, εξ. (07.22.26.0004.01)] αντίστοιχα, και το ολοκλήρωμα στην (I-5.1) μετασχηματίζεται ως εξής

$$\mathcal{I} = \frac{\Gamma(A)\Gamma(1+C)\Gamma(D)}{\Gamma(C)} \int_0^\infty x^\alpha G_{0,2}^{1,0} \left[-B_1 x \left| \begin{matrix} - \\ 0, 1-A \end{matrix} \right. \right] G_{1,3}^{1,1} \left[-B_2 x \left| \begin{matrix} 1-C \\ 0, -C, 1-D \end{matrix} \right. \right] dx. \quad (\text{I-5.2})$$

Το ολοκλήρωμα αυτό μπορεί να λυθεί σε κλειστή μορφή με τη χρήση της [107, εξ. (21)] ως

$$\mathcal{I} = \frac{\Gamma(A)\Gamma(1+C)\Gamma(D)}{\Gamma(C)} (-B_1)^{-(\alpha+1)} G_{3,3}^{1,2} \left[\frac{B_2}{B_1} \left| \begin{matrix} 1-C, -\alpha, A-\alpha-1 \\ 0, -C, 1-D \end{matrix} \right. \right]. \quad (\text{I-5.3})$$

Επιπλέον, η (I-5.3) μπορεί να απλοποιηθεί, χρησιμοποιώντας την [107, εξ. (18)], ως

$$\mathcal{I} = \frac{(-B_1)^{-(\alpha+1)}\Gamma(A)\Gamma(\alpha+1)}{\Gamma[A-(\alpha+1)]} {}_pF_q \left(\alpha+1, C, 2+\alpha-A; 1+C, D; \frac{B_2}{B_1} \right). \quad (\text{I-5.4})$$

Χρησιμοποιώντας την (I-5.4) και μετά από μια σειρά μαθηματικών υπολογισμών, εξάγεται η (4.5).

I-6 Υπολογισμός Εξ. (4.14)

Εξαιτίας του γεγονότος ότι τα W_ℓ έχουν θεωρηθεί TM, η συνδυασμένη δι-μεταβαλλόμενη κατανομή για τις διαλείψεις και τη σκίαση μπορεί να υπολογιστεί με τη χρήση του θεωρήματος ολικής πιθανότητας, όπως και στην (2.34), με τον ακόλουθο τρόπο

$$f_{X_1, X_2}(x_1, x_2) = \int_0^\infty \int_0^\infty f_{Y_1|W_1, Y_2|W_2}(y_1|W_1, y_2|W_2) f_{W_1, W_2}(W_1, W_2) dW_2 dW_1. \quad (\text{I-6.1})$$

Αντικαθιστώντας την (4.12) και την (4.13) στην (I-6.1), εμφανίζονται ολοκληρώματα της μορφής

$$\mathcal{I} = \int_0^\infty y^\alpha \exp(-A_1 y^{-1} - A_2 y) {}_1F_1(C_1; C_2; C_3 y) I_0(Dy^{-1/2}) dy \quad (\text{I-6.2})$$

όπου $A_\ell, C_\ell, D \in \mathfrak{R}^+$ και $a \in \mathfrak{R}$. Αυτού του είδους τα ολοκληρώματα είναι αδύνατο να επιλυθούν σε κλειστή μορφή. Μια εναλλακτική και μαθηματικά πιο βολική προσεγγίση είναι να χρησιμοποιηθούν οι αναπαραστάσεις με απειροσειρές των συναρτήσεων ${}_1F_1(\cdot)$, [2, εξ. (9.21/1)], και $I_0(\cdot)$, [2, εξ. (8.445)], ως

$${}_1F_1(C_1; C_2; C_3 y) = \sum_{q=0}^{\infty} \frac{(C_1)_q (C_3 y)^q}{(C_2)_q q!} \quad (\text{I-6.3a}')$$

$$I_0(Dy^{-1/2}) = \sum_{t=0}^{\infty} \frac{1}{t! \Gamma(t+1)} \left(\frac{Dy^{-1/2}}{2} \right)^{2t}. \quad (\text{I-6.3b}')$$

Με τη χρήση των παραπάνω αναπαραστάσεων, η (I-6.2) μπορεί να γραφτεί ως

$$\mathcal{I} = \frac{(C_1)_q C_3^q (D/2)^{2t}}{(C_2)_q q! (t!)^2} \int_0^\infty y^{\alpha+q-t} \exp(-A_1 y^{-1} - A_2 y) dy. \quad (\text{I-6.4})$$

Το ολοκλήρωμα αυτό μπορεί να λυθεί, χρησιμοποιώντας την [2, εξ. (3.471/9)], και κατόπιν μαθηματικών πράξεων προκύπτει η (4.14).

I-7 Υπολογισμός Εξ. (4.27)

Η ΣΠΠ του \mathcal{A} ορίζεται από [3, παράδ. (6-15)]

$$f_{\mathcal{A}}(x) = \int_0^\infty \frac{f_{X_1, X_2}(x_1, x/x_1)}{|x_1|} dx_1. \quad (\text{I-7.1})$$

Αντικαθιστώντας την (4.15) στην παραπάνω εξίσωση προκύπτει ένα ολοκλήρωμα της μορφής

$$\mathcal{I} = \int_0^{\infty} x^{-1} K_A(Bx) K_A(Cx^{-1}) dx \quad (\text{I-7.2})$$

όπου $A, B, C \in \mathfrak{R}^+$. Μετατρέποντας τις συναρτήσεις $K_A(\cdot)$ υπό τη μορφή της συνάρτησης Meijer-G [4, εξ. (03.04.26.0006.01)], και πραγματοποιώντας την αλλαγή μεταβλητών $y = x^2$, το ολοκλήρωμα στην (I-7.2) γράφεται ως εξής

$$\mathcal{I} = \frac{1}{8} \int_0^{\infty} y^{-1} G_{0,2}^{2,0} \left[\frac{B^2}{4} y \middle| \begin{matrix} - \\ A/2, -A/2 \end{matrix} \right] G_{0,2}^{2,0} \left[\frac{C^2}{4} y^{-1} \middle| \begin{matrix} - \\ A/2, -A/2 \end{matrix} \right] dy. \quad (\text{I-7.3})$$

Χρησιμοποιώντας την ιδιότητα για αλλαγή μεταβλητών της συνάρτησης Meijer-G [4, εξ. (07.34.16.0002.01)], η (I-7.3) γίνεται

$$\mathcal{I} = \frac{1}{8} \int_0^{\infty} y^{-1} G_{0,2}^{2,0} \left[\frac{B^2}{4} y \middle| \begin{matrix} - \\ A/2, -A/2 \end{matrix} \right] G_{2,0}^{0,2} \left[\frac{4}{C^2} y \middle| \begin{matrix} 1-A/2, 1+A/2 \\ - \end{matrix} \right] dy. \quad (\text{I-7.4})$$

Το ολοκλήρωμα αυτό μπορεί να λυθεί σε κλειστή μορφή με τη χρήση της [107, εξ. (21)] ως

$$\mathcal{I} = \frac{1}{8} G_{4,0}^{0,4} \left[\frac{16}{B^2 C^2} \middle| \begin{matrix} 1-A/2, 1+A/2, 1-A/2, 1+A/2 \\ - \end{matrix} \right]. \quad (\text{I-7.5})$$

Χρησιμοποιώντας την (I-7.5) και μετά από μαθηματικές απλοποιήσεις τελικά προκύπτει η (4.27).

Παράρτημα ΙΙ

Εκφράσεις της Μέσης Πιθανότητας Σφάλματος Bit

ΣΕ ΑΥΤΟ ΤΟ παράρτημα παρουσιάζονται οι τέσσερις τεχνικές που έχουν χρησιμοποιηθεί στη παρούσα διατριβή για τον υπολογισμό της ΜΠΣΒ, \bar{P}_{be} , ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τα οποία λειτουργούν σε κανάλια διαλείψεων. Οι τεχνικές αυτές βασίζονται στη ΣΠΠ, στη ΡΓΣ, στη ΧΣ και στις ροπές του SNR στην έξοδο του δέκτη.

ΙΙ-1 Προσέγγιση βασιζόμενη στη ΣΠΠ

Για τον υπολογισμό της ΜΠΣΣ με τη χρήση της προσέγγισης που βασίζεται στη ΣΠΠ του στιγμιαίου SNR, $f_\gamma(\cdot)$, απαιτείται ο υπολογισμός του παρακάτω ολοκληρώματος

$$\bar{P}_{se} = \int_0^\infty P_{se}(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (\text{ΙΙ-1.1})$$

όπου $P_{se}(\cdot)$ συμβολίζει την υπό συνθήκη πιθανότητα σφάλματος συμβόλου. Οι μαθηματικές εκφράσεις της $P_{se}(\cdot)$ για τα σημαντικότερα σχήματα διαμορφώσεων δίνονται παρακάτω [108]:

- i) Για σύμφωνα δυαδικά σχήματα διαμόρφωσης, όπως τα BPSK, BFSK και DEBPSK, και για M -αδικά, όπως τα QPSK, MSK και τετραγωνικό M -QAM, και υψηλές τιμές του εισερχόμενου SNR, η $P_{se}(\cdot)$ έχει την ακόλουθη μορφή

$$P_{se}(\gamma) = A \operatorname{erfc}(\sqrt{B\gamma}) \quad (\text{ΙΙ-1.2})$$

όπου τα A , B είναι σταθερές που εξαρτώνται από το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης και το $\operatorname{erfc}(\cdot)$ είναι η συμπληρωματική συνάρτηση λάθους [2, εξ. (8.250/4)].

- ii) Για μη-σύμφωνα σχήματα διαμόρφωσης, όπως τα NBFSK και BDPSK, η $P_{se}(\cdot)$ έχει τη μορφή

$$P_{se}(\gamma) = A \exp(-B\gamma). \quad (\text{ΙΙ-1.3})$$

Πίνακας II.1: Παράμετροι A , B και Λ για διάφορα σύμφωνα και μη-σύμφωνα σχήματα διαμόρφωσης.

Σχήμα διαμόρφωσης	A	B	Λ
BPSK	1/2	1	-
BFSK	1/2	1/2	-
DEBPSK	1	1	-
QPSK και MSK	1	1/2	-
τετραγωνικό M -QAM	$2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)$	$\frac{3}{2(M-1)}$	-
NBFSK	1/2	1/2	-
BDPSK	1/2	1	-
$\pi/4$ -DQPSK	$\frac{1}{2\pi}$	$\frac{2}{2-\sqrt{2}\cos(\theta)}$	π
M -PSK	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2(\theta)}$	$\pi \left(1 - \frac{1}{M}\right)$
M -BDPSK	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{\sin^2(\pi/M)}{1+\cos(\pi/M)\cos(\theta)}$	$\pi \left(1 - \frac{1}{M}\right)$

iii) Για σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης με κωδικοποίηση Gray, όπως τα $\pi/4$ -DQPSK, M -PSK και M -DPSK, η $P_{se}(\cdot)$ έχει τη μορφή

$$P_{se}(\gamma) = A \int_0^\Lambda \exp[-B(\theta)\gamma] d\theta \quad (\text{II-1.4})$$

όπου το Λ είναι σταθερά.

Οι συγκεκριμένες τιμές των A , B και Λ , θεωρώντας κωδικοποίηση Gray για $M \geq 2$, εξαρτώνται από το σχήμα διαμόρφωσης και συνοψίζονται στον Πίνακα II.1. Για να βρεθεί η ΜΠΣΒ $\bar{P}_{be}(\cdot)$ (ως προς το μέσο SNR ανά bit) από την $\bar{P}_{se}(\cdot)$ (ως προς το μέσο SNR ανά σύμβολο) για $M > 2$, αρκεί να πραγματοποιηθούν οι αντικαταστάσεις

$$A \text{ με } A/\log_2(M)$$

και

$$B \text{ με } B \log_2(M).$$

II-2 Προσέγγιση βασιζόμενη στη ΡΓΣ

Χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις των ΡΓΣ του SNR στην έξοδο των δεκτών μπορεί να υπολογιστεί εύκολα η ΜΠΣΒ για ένα μεγάλο αριθμό σχημάτων διαμόρφωσης. Οι διάφορες εκφράσεις της ΜΠΣΒ, βασιζόμενοι στην προσέγγιση μέσω της ΡΓΣ, παρουσιάζονται στον Πίνακα II.2, όπου δίδονται η σχέσεις που συνδέουν τη ΜΠΣΒ \bar{P}_{be} με τη ΡΓΣ του στιγμιαίου SNR $\mathcal{M}_\gamma(\cdot)$. Για τα ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης $M > 2$, γίνεται επίσης η θεώρηση ότι εφαρμόζεται κωδικοποίηση Gray.

Πίνακας II.2: Εκφράσεις της ΜΠΣΒ βάσει της προσέγγισης που βασίζεται στη ΡΓΣ του στιγμιαίου SNR ανά bit.

Σχήμα διαμόρφωσης	Μέση πιθανότητα σφάλματος bit \bar{P}_{be}
BPSK	$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{1}{\sin^2(\varphi)} \right] d\varphi$
BFSK	$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{1}{2 \sin^2(\varphi)} \right] d\varphi$
BFSK ελάχιστης συσχέτισης	$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{0.715}{\sin^2(\varphi)} \right] d\varphi$
M -AM	$\frac{2(M-1)}{\pi M \log_2(M)} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{g_{am}}{\sin^2(\varphi)} \right] d\varphi, \quad g_{am} = \frac{3 \log_2(M)}{M^2-1}$
τετραγωνικό M -QAM	$\frac{4}{\pi \log_2(M)} \left\{ \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{g_{qam}}{\sin^2(\varphi)} \right] d\varphi - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \int_0^{\pi/4} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{g_{qam}}{\sin^2(\varphi)} \right] d\varphi \right\},$ $g_{qam} = \frac{3 \log_2(M)}{2(M-1)}$
NBFSK	$\frac{1}{2} \mathcal{M}_\gamma \left(\frac{1}{2} \right)$
BDPSK	$\frac{1}{2} \mathcal{M}_\gamma(1)$
M -PSK	$\frac{1}{\pi \log_2(M)} \int_0^{\pi-\pi/M} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{g_{psk}}{\sin^2(\varphi)} \right] d\varphi,$ $g_{psk} = \sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \log_2(M)$
M -DPSK	$\frac{1}{\pi \log_2(M)} \int_0^{\pi-\pi/M} \mathcal{M}_\gamma \left[\frac{g_{psk}}{1+\cos(\varphi) \cos(\pi/M)} \right] d\varphi$

II-3 Προσέγγιση βασιζόμενη στη ΧΣ

Χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις της ΧΣ της εξόδου των δεκτών ΣΙΑ και το θεώρημα του Parseval στην κλασική προσέγγιση με την χρήση της ΣΠΠ, μπορεί να μελετηθεί η ΜΠΣΣ [108]. Συγκεκριμένα η ΜΠΣΣ μπορεί να υπολογιστεί εύκολα για ένα μεγάλο αριθμό σχημάτων διαμόρφωσης σε δέκτη ΣΙΑ με την εφαρμογή της

$$P_{se} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \Re \{ G^*(s) \Phi_{X_{egc}}(s) \} ds \quad (\text{II-3.1})$$

όπου $G^*(\cdot)$ είναι ο συζυγής μιγαδικός του μετασχηματισμού Fourier της υπό συνθήκης πιθανότητας σφάλματος. Οι διάφορες εκφράσεις του $G^*(\cdot)$ με τις οποίες δύναται να υπολογιστεί η ΜΠΣΣ για έναν μεγάλο αριθμό σχημάτων διαμόρφωσης, παρουσιάζονται στον Πίνακα II.3.

Πίνακας II.3: Εκφράσεις της υπό συνθήκης πιθανότητας σφάλματος για την προσέγγιση που βασίζεται στη ΧΣ.

Σχήμα διαμόρφωσης	Εκφράσεις του $G^*(s)$
BPSK	$\frac{1}{2s} \left\{ \frac{2}{\sqrt{\pi}} F\left(\frac{s}{2}\right) + j \left[1 - \exp\left(-\frac{s^2}{4}\right) \right] \right\}$
BFSK	$\frac{1}{2s} \left\{ \frac{2}{\sqrt{\pi}} F\left(\frac{s}{\sqrt{2}}\right) + j \left[1 - \exp\left(-\frac{s^2}{2}\right) \right] \right\}$
QPSK	$\frac{2}{s\sqrt{\pi}} F\left(\frac{s}{\sqrt{2}}\right) - \frac{1}{s\sqrt{\pi}} \left[F\left(\frac{s}{\sqrt{2}}\right) - F\left(\frac{s}{2}\right) \exp\left(-\frac{s^2}{4}\right) \right]$ $+ j \left\{ \frac{1}{s} \left[1 - \exp\left(-\frac{s^2}{2}\right) \right] - \frac{1}{4s} \left[1 - \exp\left(-\frac{s^2}{2}\right) - \frac{4}{\pi} F\left(\frac{s}{2}\right)^2 \right] \right\}$
τετραγωνικό M-QAM	$\frac{2b_1}{s\sqrt{\pi}} F\left(\frac{s}{2\sqrt{b_2}}\right) - \frac{4b_3}{s\sqrt{\pi}} \left[F\left(\frac{s}{2\sqrt{b_2}}\right) - F\left(\frac{s}{2\sqrt{2b_2}}\right) \exp\left(-\frac{s^2}{8b_2}\right) \right]$ $+ j \left\{ \frac{b_1}{s} \left[1 - \exp\left(-\frac{s^2}{4b_2}\right) \right] - \frac{b_3}{s} \left[1 - \exp\left(-\frac{s^2}{4b_2}\right) - \frac{4}{\pi} F\left(\frac{s}{2\sqrt{2b_2}}\right)^2 \right] \right\},$ $b_1 = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right), b_2 = \frac{3}{2(M-1)}, b_3 = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2$
NBFSK	$\frac{\sqrt{2}}{2} \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2} \exp\left(-\frac{s^2}{2}\right) + j F\left(\frac{s}{\sqrt{2}}\right) \right]$
BDPSK	$\frac{1}{2} \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2} \exp\left(-\frac{s^2}{4}\right) + j F\left(\frac{s}{2}\right) \right]$
M-PSK	$\frac{1}{\sqrt{\pi}s} \left\{ F\left(\frac{s}{2\sqrt{\kappa_2}}\right) - \exp\left[-\frac{s^2 \sin(\eta)^2}{4\kappa_2}\right] F\left[\frac{s \cos(\eta)}{2\sqrt{\kappa_2}}\right] \right\}$ $+ \frac{js}{2\pi} \int_0^\eta \frac{\sin(\theta)^2}{\kappa_2} {}_1F_1\left[1; \frac{3}{2}; -\frac{s^2 \sin(\theta)^2}{4\kappa_2}\right] d\theta,$ $\eta = \pi - \frac{\pi}{M}, \kappa_2 = \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)^2$

Στον παραπάνω πίνακα ισχύει $F(x) = {}_1F_1(1; 3/2; -x^2)$. Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι κατά την αριθμητική ολοκλήρωση της (II-3.1) για την εκάστοτε διαμόρφωση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί πεπερασμένο διάστημα με πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα από πλευράς ακρίβειας και σύγκλισης [109].

II-4 Προσέγγιση Padé

Σε περιπτώσεις όπου υπολογισμός της ΜΠΣΒ είναι πολύ δύσκολο να πραγματοποιηθεί με τη χρήση των παραπάνω τεχνικών, χρησιμοποιείται η μέθοδος προσέγγισης Padé [110]. Γενικότερα, οι προσεγγιστές Padé μπορούν να χρησιμοποιηθούν όταν δεν υπάρχει διαθέσιμη αναλυτική έκφραση της ΣΠΠ [111] ή της ΡΓΣ [85] ή της ΧΣ [108] στην έξοδο του υπό διερεύνηση δέκτη. Συγκεκριμένα, είναι γνωστό ότι η ΡΓΣ μπορεί να προσεγγιστεί με μια δυναμοσειρά, που βασίζεται στις ροπές. Όμως σε πολλές περιπτώσεις είναι δυνατό μια συνάρτηση να μην συγκλίνει όταν αναπτύσσεται σε σειρά Taylor ή η τάξη της μέγιστης χρησιμοποιούμενης ροπής να είναι σχετικά υψηλή. Αυτά τα προβλήματα μπορούν να υπερκεραστούν χρησιμοποιώντας την προσέγγιση Padé. Σε αυτήν τη διατριβή η συνάρτηση που επιχειρείται να προσεγγιστεί είναι η ΡΓΣ του στιγμιαίου SNR, ενώ ως δεδομένα υπάρχουν οι αντίστοιχες ροπές όλων των τάξεων.

Η ΡΓΣ του στιγμιαίου SNR της εξόδου ενός δέκτη, γ_{out} , ορίζεται ως

$$\mathcal{M}_{\text{out}}(s) = \mathbb{E} \langle \exp(s\gamma_{\text{out}}) \rangle \quad (\text{II-4.1})$$

και μπορεί να αναπαρασταθεί ως μια τυπική δυναμοσειρά, Taylor, με τον ακόλουθο τρόπο

$$\mathcal{M}_{\text{out}}(s) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{s^n}{n!} \mathbb{E} \langle \gamma_{\text{out}}^n \rangle = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\mu(n)}{n!} s^n. \quad (\text{II-4.2})$$

Χρησιμοποιώντας πεπερασμένο αριθμό όρων N , η (II-4.2) προσεγγίζεται από

$$\mathcal{M}_{\text{out}}(s) \cong \sum_{n=0}^N \frac{\mu(n)}{n!} s^n + O(s^{N+1}) \quad (\text{II-4.3})$$

όπου $O(s^{N+1})$ είναι το άθροισμα των όρων που απομένουν μετά τη σύγκλιση. Η προσέγγιση Padé είναι εκείνη η κλασματική συνάρτηση με συγκεκριμένη πολυωνυμική τάξη B , για τον παρανομαστή, και A , για τον αριθμητή, της οποίας η ανάπτυξη σε δυναμοσειρά μπορεί να προσεγγιστεί από την ανάπτυξη σε δυναμοσειρά της ΡΓΣ [111]. Η κλασματική συνάρτηση $R_{[A/B]}(s)$ λέγεται προσεγγιστής Padé της σειράς (II-4.3), εάν

$$R_{[A/B]}(s) = \frac{\sum_{i=0}^A a_i s^i}{1 + \sum_{i=1}^B b_i s^i} = \sum_{n=0}^{A+B} \frac{\mu(n)}{n!} s^n + O(s^{N+1}). \quad (\text{II-4.4})$$

Συνεπώς, χρειάζεται να υπολογιστούν μόνο οι πρώτες $A + B$ τάξης ροπές για να υπολογιστεί ο προσεγγιστής $R_{[A/B]}(s)$. Στην περίπτωση μας η $\mathcal{M}_{\text{out}}(s)$ προσεγγίζεται με τη χρήση ημιδιαγωνίων $R_{[A/(A+1)]}(s)$ προσεγγίσεων Padé ($B = A + 1$) αφού τόσοι όροι χρειάζονται για να εξασφαλιστεί η μοναδικότητα και ο ρυθμός σύγκλισης [85]. Πρέπει να σημειωθεί ότι η ανάλυση για την προσέγγιση Padé περιέχεται στα πιο γνωστά μαθηματικά πακέτα λογισμικού όπως τα MATHEMATICATM, MATLABTM, και MAPLETM.

Βιβλιογραφία

- [1] ΜΟΤΟ-ΟΤΕ και ΕΛΟΤ. *Γενική και Ειδική Τηλεπικοινωνιακή Ορολογία*. Αθήνα, Ελλάδα, 10η έκδοση, Ιούνιος 2001.
- [2] I. S. Gradshteyn και I. M. Ryzhik. *Table of Integrals, Series and Products*. Academic, New York, 6η έκδοση, 2000.
- [3] Athanasios Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 2η έκδοση, 1984.
- [4] The Wolfram functions site, 2008. [Online]. Available: <http://functions.wolfram.com>.
- [5] M. Abramowitz και I. A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions, with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. Dover, New York, 9η έκδοση, 1972.
- [6] J. C. Maxwell. A dynamical theory of the electromagnetic field. *Phil.-Trans. Royal SOC. (London)*, 155:459–512, 1865.
- [7] I. Asimov. *Asimov's Biographical Encyclopedia of Science and Technology*. Doubleday & Company, Inc., Garden City, New York, 2η έκδοση, 1982.
- [8] S. Haykin. *Communications Systems*. John Wiley & Sons, New York, 1994.
- [9] L. W. Couch. *Modern Communications Systems. Principles and Applications*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1995.
- [10] W. M. Dalton. *The Story of Radio*. Vol. I, II and III, Adam, Hilger, London, 1975.
- [11] L. W. Turner. *Electronics Engineers' Reference Book*. Butterworth and Co. Ltd., London, 1976.
- [12] A. A. Huurdeman. *The Worldwide History of Telecommunications*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2η έκδοση, 2003.
- [13] B. Yenne. *100 Inventions that Shaped World History*. M. Grosser, Consulting Ed., Bluewood Books, London, 1993.
- [14] L. Rayleigh. On the incidence of aerial and electric waves on small obstacles in the form of ellipsoids or elliptic cylinders; on the passage of electric waves through a circular aperture in a conducting screen. *Phil. MagL.*, 44:28, 1897.

- [15] L. I. Anderson. *Nikola Tesla on his Work with Alternating Currents and their Application to Wireless Telegraphy, Telephony, and the Transmission of Power - An Extended Interview*. Sun Publishing, 1992.
- [16] M. C. Mallik. Chronology of developments of wireless communication and electronics. *IETE Technical Review*, 3(9):479–522, Σεπτέμβριος 1986.
- [17] T. S. Gray. *Applied Electronics*. Asia Publishing House, Calcutta, 1958.
- [18] H. T. Friis και C. B. Feldman. A multiple unit steerable antenna for short-wave reception. *Proc. I.R.E.*, 25(7):841, 1937.
- [19] F. E. Terman. *Electronic and Radio Engineering*. Asian Students' Edition, Kogakusha Co. Ltd., Tokyo, 1955.
- [20] M Nakagami. The m -distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading. Στα Πρακτικά του *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, σελίδες 3–36, Oxford, U.K. Pergamon Press, 1960.
- [21] R. G. Gallager. *Low Density Parity Check Codes*. Διδακτορική Διατριβή, MIT Press, Cambridge, 1963.
- [22] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems part II:Mitigation. *IEEE Communications Magazine*, 35(9):148–155, Σεπτέμβριος 1997.
- [23] M. K. Simon και M. S. Alouini. *Digital Communication over Fading Channels*. Wiley, New York, 2η έκδοση, 2005.
- [24] N. C. Sagias, G. K. Karagiannidis, D. A. Zogas, P. T. Mathiopoulos και G. S. Tombras. Performance analysis of dual selection diversity in correlated Weibull fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 52(7):1063–1067, Ιούλιος 2004.
- [25] N. C. Sagias και G. K. Karagiannidis. Gaussian class multivariate Weibull distributions: Theory and applications in fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 51(10):3608–3619, Οκτώβριος 2005.
- [26] J. Cheng, C. Tellambura και N. C. Beaulieu. Performance analysis of digital modulations on Weibull fading channels. Στα Πρακτικά του *IEEE Vehicular Technology Conference*, σελίδες 236–240, Orlando, Florida, 2003.
- [27] V. A. Aalo, T. Piboongunon και C. D. Iskander. Bit-error rate of binary digital modulation schemes in generalized Gamma fading channels. *IEEE Communications Letters*, 9(2):139–141, Φεβρουάριος 2005.
- [28] F. Babich και G. Lombardi. Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):455–464, Μάρτιος 2000.

- [29] H. Hashemi. The indoor radio propagation channel. *Proc. IEEE*, 81(7):943–967, Ιούλιος 1993.
- [30] A. J. Coulson, A. G. Williamson και R. G. Vaughan. Improved fading distribution for mobile radio. *IEE Proc.-Commun.*, 145(3):197–202, Ιούνιος 1998.
- [31] N. H. Shepherd. Radio wave loss deviation and shadow loss at 900 MHz. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-26:309–313, Ιούνιος 1977.
- [32] N. S. Adawi, *et al.* Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 37(1):3–72, Φεβρουάριος 1988.
- [33] M. J. Ho και G. L. Stüber. Co-channel interference of microcellular systems on shadowed Nakagami fading channels. Στα Πρακτικά του *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC'93)*, σελίδες 568–571, 1993.
- [34] G. E. Corazza και F. Vatalaro. A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(3):738–742, Αύγουστος 1994.
- [35] A. Abdi και M. Kaveh. K distribution: An appropriate substitute for Rayleigh-lognormal distribution in fading-shadowing wireless channels. *Electron. Lett.*, 34(9):851–852, Απρίλιος 1998.
- [36] P. M. Shankar. Error rates in generalized shadowed fading channels. *Wireless Personal Communications*, 28(4):233–238, Φεβρουάριος 2004.
- [37] P. S. Bithas, G. K. Karagiannidis, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos και G. E. Corazza. Performance analysis of a class of GSC receivers over nonidentical Weibull fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 54(6):1963–1970, Νοέμβριος 2005.
- [38] P. S. Bithas, P. T. Mathiopoulos και S. A. Kotsopoulos. On the capacity of generalized fading/shadowing channels. Στα Πρακτικά του *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'08)*, σελίδες 1–5, Calgary, Canada, 2008.
- [39] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis και A. A. Rontogiannis. On the performance analysis of digital communications over generalized- K fading channels. *IEEE Communications Letters*, 5(10):353–355, Μάιος 2006.
- [40] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis και A. A. Rontogiannis. Digital communications over generalized- K fading channels. Στα Πρακτικά του *International Workshop on Satellite and Space Communications*, σελίδες 684–687, Sienna, Italy, Σεπτέμβριος 2005.
- [41] P. S. Bithas, P. T. Mathiopoulos και S. A. Kotsopoulos. Diversity reception over generalized- K (K_G) fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(12):4238–4243, Δεκέμβριος 2007.

- [42] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos και A. M. Maras. On the correlated K -distribution with arbitrary fading parameters. *IEEE Signal Processing Letters*, 15:541–544, 2008.
- [43] G. L. Stüber. *Principles of Mobile Communication*. Kluwer, USA, 2η έκδοση, 2001.
- [44] J. Schiller. *Mobile Communications*. USA: Kluwer, 2η έκδ. 2003.
- [45] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [46] T. S. Rappaport. *Wireless Communications*. Prentice Hall, Αμερική, 2η έκδοση, 2002.
- [47] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, Νέα Υόρκη, 4η έκδοση, 2001.
- [48] M. Feuerstein, K. Blackard, T. Rappaport, S. Seidel και H. Xia. Path loss, delay spread, and outage models as functions of antenna height for microcellular system design. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(3):487–498, Αύγουστος 1994.
- [49] S.S. Ghassemzadeh, L.J. Greenstein, A. Kavcic, T. Sveinsson και V. Tarokh. UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings. Στα Πρακτικά του *Vehic. Technol. Conf.*, σελίδες 3115–3119, Οκτώβριος 2003.
- [50] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, 35(7):90–100, Ιούλιος 1997.
- [51] H. B. James και P. I. Wells. Some tropospheric scatter propagation measurements near the radio-horizon. Στα Πρακτικά του *IRE*, σελίδες 1336–1340, 1955.
- [52] G. R. Sugar. Some fading characteristics of regular VHF ionospheric propagation. Στα Πρακτικά του *IRE*, σελίδες 1432–1436, 1955.
- [53] T. L. Staley, R. C. North, W. H. Ku και J. R. Zeidler. Performance of coherent MPSK on frequency selective slowly fading channels. Στα Πρακτικά του *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC'96)*, σελίδες 784–788, 1996.
- [54] A. U. Sheikh, M. Handforth και M. Abdi. Indoor mobile radio channel at 946 MHz: Measurements and modeling. Στα Πρακτικά του *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC'93)*, σελίδες 73–76, 1993.
- [55] H. Suzuki. A statistical model for urban multipath propagation. *IEEE Transactions on Communications*, COM-25:45–53, Μάιος 1977.
- [56] J. Lieblein. On moments of order statistics form the Weibull distribution. *Annals Math. Stat.*, 26:330–333, Ιούνιος 1955.
- [57] H. Bertoni. Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range-received signal fading distributions. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 37(1):57–60, Φεβρουάριος 1988.

- [58] E. W. Stacy. A generalization of the Gamma distribution. *Annals Mathem Stat*, 33(3):1187–1192, 1962.
- [59] T. Piboongunon, V. A. Aalo, C. D. Iskander και G. P. Efthymoglou. Bivariate generalized gamma distribution with arbitrary fading parameters. *Electron. Lett.*, 41(12):709–710, Ιούνιος 2005.
- [60] N. C. Sagias και P. T. Mathiopoulos. Switch diversity receivers over generalized Gamma fading channels. *IEEE Communications Letters*, 9(10):871–873, Οκτώβριος 2005.
- [61] U. Charash. *A Study of Multipath Reception with Unknown Delays*. PhD thesis, Univ. California, Berkeley, Ιανουάριος 1974.
- [62] A. Abdi και M. Kaveh. On the utility of the gamma PDF in modeling shadow fading (slow fading). Στα Πρακτικά του *IEEE Veh. Technol. Conf.*, σελίδες 2308–2312, Houston, TX, Μάιος 1999.
- [63] H. Allen Barger A. Abdi και M. Kaveh. A simple alternative to the lognormal model of shadow fading in terrestrial and satellite channels. Στα Πρακτικά του *IEEE Veh. Technol. Conf.*, σελίδες 2058–2062, Atlantic City, NJ, Οκτώβριος 2001.
- [64] F. Hansen και F. I. Meno. Mobile fading-rayleigh and lognormal superimposed. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-26(4):332–335, Νοέμβριος 1977.
- [65] H. Suzuki. A statistical model for urban radio propagation. *IEEE Transactions on Communications*, COM-25:673–680, Ιούλιος 1977.
- [66] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky και W. Papke. The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40(2):375–386, Μάιος 1991.
- [67] G. E. Corazza. *Digital Satellite Communications*. Springer, New York, 1η έκδοση, 2007.
- [68] T. T. Tjhung και C. C. Chai. Fade statistics in nakagami-lognormal channels. *IEEE Transactions on Communications*, 47(12):1769–1772, Δεκέμβριος 1999.
- [69] Y. Xie και Y. Fang. A general statistical channel model for mobile satellite systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(3):744–752, Μάιος 2000.
- [70] W. C. Y. Lee. Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 39(3):187–189, Αύγουστος 1990.
- [71] M. S. Alouini και A. J. Goldsmith. Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 48(4):1165–1181, Ιούλιος 1999.
- [72] A. J. Goldsmith και P. P. Varaiya. Capacity of fading channels with channel side information. *IEEE Transactions on Information Theory*, 43(6):1986–1992, Νοέμβριος 1997.

- [73] M. S. Alouini και A. Goldsmith. Capacity of Nakagami multipath fading channels. Στα Πρακτικά του *IEEE Veh. Technol. Conf. VTC'97*, σελίδες 358–362, Phoenix, AZ, Μάιος 1997.
- [74] N. C. Sagias. Capacity of dual-branch selection diversity receivers in correlative Weibull fading. *Wiley Europ. Trans. Telecommun.*, 17(1):37–43, Γεν/Φεβ 2006.
- [75] A. A. Abu-Dayya και N. C. Beaulieu. Analysis of switched diversity systems on generalized-fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 42(11):2959–2966, Νοέμβριος 1994.
- [76] N. Kong και L. B. Milstein. Average SNR of a generalized diversity selection combining scheme. *IEEE Communications Letters*, 3(3):57–59, Μάρτιος 1999.
- [77] M. S. Alouini και M. K. Simon. An MGF-based performance analysis of generalized selection combining over Rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):401–415, Μάρτιος 2000.
- [78] Y. Ma και C. Chai. Unified error probability analysis for generalized selection combining in Nakagami fading channels. *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, 18(11):2198–2210, Νοέμβριος 2000.
- [79] Y. Ma και S. Pasupathy. Efficient performance evaluation for generalized selection combining on generalized fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(1):29–34, Ιανουάριος 2004.
- [80] Y. Ma, Z. Wang και S. Pasupathy. Asymptotic gains of generalized selection combining. Στα Πρακτικά του *IEEE Vehicular Technology Conference*, σελίδες 3149–3153, Florida, USA, Οκτώβριος 2003.
- [81] M. S. Alouini και M. K. Simon. Performance of coherent receivers with hybrid SC/MRC over Nakagami- m fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 48(4):1155–1164, Ιούλιος 1999.
- [82] M. S. Alouini και M. K. Simon. Performance of generalized selection combining over Weibull fading channels. Στα Πρακτικά του *IEEE Vehicular Technology Conference*, σελίδες 1735–1739, Rhodes, Greece, Μάιος 2001.
- [83] M. S. Alouini και M. K. Simon. Performance of generalized selection combining over Weibull fading channels. *Wirel. Commun. Mob. Com.*, 8:1077–1084, Ιανουάριος 2006.
- [84] M. Z. Win, R. K. Mallik και G. Chrisikos. Higher order statistics of antenna subset diversity. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(5):871–875, Σεπτέμβριος 2003.
- [85] G. K. Karagiannidis. Moments-based approach to the performance analysis of equal gain diversity in Nakagami- m fading. *IEEE Transactions on Communications*, 52(5):685–690, Μάιος 2004.

- [86] G. E. Corazza, A. V. Coralli, R. Pedone και M. Neri. *Signal Processing for Mobile Communications Handbook*, κεφάλαιο 4. CRC Press, Ibnkahla, 2004.
- [87] A. Abdi και M. Kaveh. Comparison of DPSK and MSK bit error rates for K and Rayleigh-Lognormal fading distributions. *IEEE Communications Letters*, 4(4):122–124, Απρίλιος 2000.
- [88] P. M. Shankar. Outage probabilities in shadowed fading channels using a compound statistical model. *IEE Proceedings*, 152(6):828–832, Δεκέμβριος 2005.
- [89] I. M. Kostić. Analytical approach to performance analysis for channel subject to shadowing and fading. *IEE Proceedings*, 152(6):821–827, Δεκέμβριος 2005.
- [90] C. C. Tan και N. C. Beaulieu. Infinite series representations of the bivariate Rayleigh and Nakagami- m distributions. *IEEE Transactions on Communications*, 45(10):1159–1161, Οκτώβριος 1997.
- [91] J. Reig, L. Rubio και N. Cardona. Bivariate Nakagami- m distribution with arbitrary fading parameters. *Electron. Lett.*, 38(25):1715–1717, Δεκέμβριος 2002.
- [92] R. K. Mallik. On multivariate Rayleigh and exponentials distributions. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(6):1499–1515, Ιούνιος 2003.
- [93] P. A. Bello και C. J. Boardman. Effect on multipath on ranging error for an airplane-satellite link. *IEEE Transactions on Communications*, COM-21(5):564–576, Μάιος 1973.
- [94] A. A. Abu-Dayya και N. C. Beaulieu. Switched diversity on microcellular Ricean channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(4):970–976, Νοέμβριος 1994.
- [95] D. A. Zogas και G. K. Karagiannidis. Infinite series representations associated with the bivariate Rician distribution and their applications. *IEEE Transactions on Communications*, 53(11):1790–1794, Νοέμβριος 2005.
- [96] S. Watts και K. D. Ward. Spatial correlation in K –distributed sea clutter. *IEE Proc.*, 134(6):526–532, Οκτώβριος 1987.
- [97] R. S. Raghavan. A model for spatially correlated radar clutter. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 27(2):268–275, Μάρτιος 1991.
- [98] L. J. Marier. Correlated K –distributed clutter generation for radar detection and track. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 31(2):568–580, Απρίλιος 1995.
- [99] C. Tellambura, A. J. Mueller και V. K. Bhargava. Analysis of M-ary phase-shift keying with diversity reception for land mobile satellite channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 46(4):910–922, Νοέμβριος 1997.

- [100] Y. C. Ko, M. S. Alouini και M. K. Simon. Analysis and optimization of switched diversity systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(5):1813–1831, Σεπτέμβριος 2000.
- [101] A. Abdi, W. C. Lau, M. S. Alouini και M. Kaveh. A new simple model for land-mobile satellite channels: First- and second-order statistics. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(3):519–528, Μάιος 2003.
- [102] H. Holm και M. S. Alouini. Sum and difference of two squared correlated Nakagami variates in connection with the McKay distribution. *IEEE Transactions on Communications*, 52(8):1367–1376, Αύγουστος 2004.
- [103] G. K. Karagiannidis, T. A. Tsiftsis και R. K. Mallik. Bounds for multihop relayed communications in Nakagami- m fading. *IEEE Transactions on Communications*, 54(1):18–22, Ιανουάριος 2006.
- [104] N. C. Sagias, G. K. Karagiannidis, P. T. Mathiopoulos και T. A. Tsiftsis. On the performance analysis of equal-gain diversity receivers over generalized Gamma fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(10):2967–2975, Οκτώβριος 2006.
- [105] M. K. Simon και M. S. Alouini. Performance analysis of generalized selection combining with threshold test per branch (T-GSC). *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 51(5):1018–1029, Σεπτέμβριος 2002.
- [106] V. A. Aalo και J. Zhang. Performance analysis of maximal ratio combining in the presence of multiple equal-power co-channel interferers in a Nakagami fading channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 50:497–503, Μάρτιος 2001.
- [107] V. S. Adamchik και O. I. Marichev. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system. Στα Πρακτικά του *International Conference on Symbolic and Algebraic Computation*, σελίδες 212–224, Tokyo, Japan, 1990.
- [108] A. Annamalai, C. Tellambura και V. K. Bhargava. Equal-gain diversity receiver performance in wireless channels. *IEEE Transactions on Communications*, 48(10):1732–1745, Οκτώβριος 2000.
- [109] G. K. Karagiannidis, D. A. Zogas και S. A. Kotsopoulos. BER performance of dual predetection EGC in correlative Nakagami- m fading. *IEEE Transactions on Communications*, 52(1):50–53, Ιανουάριος 2004.
- [110] G. A. Baker και P. Graves-Morris. *Padé Approximants*. Cambridge University Press, 1996.
- [111] H. Amindavar και J. A. Ritcey. Padé approximations of probability density functions. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 30(2):416–424, Απρίλιος 1994.

Ευρετήριο

- αθροιστική συνάρτηση κατανομής (ΑΣΚ):
δέκτη ΔΕ σε:
 ασυσχετίστα κανάλια K_G , 75
 συσχετισμένα κανάλια K , 89
δέκτη ΣΓΕ σε κανάλια Γ_G , 62
δέκτη ΣΜΠ σε κανάλια K_G , 76
δι-μεταβαλλόμενης κατανομής K , 87–88
 ορισμός, 28
απώλειες διαδρομής, 14
δέκτες διαφορισμού, 39–48
 επιλογής, 45–46
 συνδυασμού ίσης απολαβής, 44–45
 συνδυασμού γενικευμένης επιλογής, 47–48
 συνδυασμού μεγίστου λόγου, 42–44
 συνδυασμού μεταγωγής και παραμονής, 46–47
 τεχνικές, 40–42
δι-μεταβαλλόμενη κατανομή K , 84–89
 ΑΣΚ, 87–89
 ΧΣ, 87, 89
 ροπές, 86
 ΣΠΠ, 84–85
 συντελεστής συσχέτισης, 86
διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, 14, 16–17, 25–26
 μοντελοποίηση, 25–26
 log-normal, 25
 Γάμα, 25
 χαρακτηριστικά, 16–17
 διαλείψεις μικρής κλίμακας, 14, 17–24
 μοντελοποίηση, 21–24
 Γ_G , 24
 Nakagami- m , 22
 Rayleigh, 21
 Weibull, 23–24
 χαρακτηριστικά, 17–20
επίγεια-κινητά δορυφορικά συστήματα, 26, 59
 θεώρημα Parseval, 92, 112
 θεώρημα ολικής πιθανότητας, 27, 106
κύρτωση, 55
κατανομή K_G , 27–29
 ΑΣΚ, 28
 χαρακτηριστικά, 27
 ΡΓΣ, 29
 ροπές, 29
 ΣΠΠ, 27
λοξότητα, 55
μέση πιθανότητα σφάλματος bit (ΜΠΣΒ):
 βάση της ΧΣ, 112–113
 βάση της ΡΓΣ, 111
 βάση της ΣΠΠ, 109–110
 βάση των προσεγγιστών Padé, 113–114
 δέκτη (απλού) σε κανάλια K_G , 31–32
 δέκτη ΔΕ σε κανάλια K_G , 75
 δέκτη ΣΓΕ σε:
 κανάλια Γ_G , 63
 κανάλια Weibull, 55
 δέκτη ΣΙΑ σε:
 ασυσχετίστα κανάλια K_G , 74
 συσχετισμένα κανάλια K , 92
 δέκτη ΣΜΛ σε:

- ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 74
 συσχετισμένα κανάλια K , 91
 δέκτη ΣΜΠ σε:
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 76
 μέσος λόγος σήματος προς θόρυβο:
 απλού δέκτη σε κανάλια K_G , 35
 δέκτη ΣΓΕ σε κανάλια Weibull, 54
 δεκτών διαφορισμού σε κανάλια K_G , 76-77
 ΔΕ, 76
 ΣΙΑ, 76
 ΣΜΛ, 77
 ΣΜΠ, 77
 ορισμός, 35
- πιθανότητα διακοπής επικοινωνίας:
 απλού δέκτη σε κανάλια K_G , 33
 δέκτη ΔΕ σε συσχετισμένα κανάλια K , 89-90
 δέκτη ΣΓΕ σε:
 κανάλια Γ_G , 63
 κανάλια Weibull, 56
 δεκτών διαφορισμού σε ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 77
 ΔΕ, 77
 ΣΙΑ, 77
 ΣΜΠ, 77
 ορισμός, 32
- πολλαπλή διαδρομή, 14, 18, 21
 ποσότητα διαλείψεων:
 απλού δέκτη σε κανάλια K_G , 34
 δέκτη ΔΕ σε κανάλια K_G , 76
 δέκτη ΣΓΕ σε:
 κανάλια Γ_G , 62
 κανάλια Weibull, 54
 δέκτη ΣΙΑ σε:
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 76
 συσχετισμένα κανάλια K , 93
 δέκτη ΣΜΛ σε:
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 77
 συσχετισμένα κανάλια K , 93
 δέκτη ΣΜΠ σε κανάλια K_G , 77
- προφίλ καθυστέρησης ισχύος, 50, 56, 78
 προσεγγιστές Padé, 55-56, 74, 75, 113-114
- ροπές:
- δέκτη ΔΕ σε κανάλια K_G , 75
 δέκτη ΣΓΕ σε:
 κανάλια Γ_G , 61
 κανάλια Weibull, 54
 δέκτη ΣΙΑ σε:
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 74
 συσχετισμένα κανάλια K , 91
 δέκτη ΣΜΛ σε:
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 77
 συσχετισμένα κανάλια K , 90
 δέκτη ΣΜΠ σε:
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 77
 δι-μεταβαλλόμενης κατανομής K , 86
 κατανομών, 22-27, 29
 N_L , 27
 Γ_G , 24
 K_G , 29
 Nakagami, 23
 Rayleigh, 22
 Weibull, 24
 log-normal, 25
 Γάμα, 26
 ορισμός, 29
- ροπο-γεννήτρια συνάρτηση (ΡΓΣ):
 δέκτη ΣΓΕ σε κανάλια Γ_G , 62
 δέκτη ΣΜΛ σε
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 74
 συσχετισμένα κανάλια K , 91
 δέκτη ΣΜΠ σε
 ασυσχέτιστα κανάλια K_G , 76
 κατανομών, 22-24, 26, 27
 K_G , 29
 N_L , 27
 Γ_G , 24
 Nakagami, 22
 Rayleigh, 22
 Weibull, 23
 log-normal, 25
 Γάμα, 26
 ορισμός, 29
- σύνθετες διαλείψεις, 26
 Nakagami-lognormal, 26
 Γενικευμένη- K , βλέπε κατανομή K_G
 συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (ΣΠΠ):
 δι-μεταβαλλόμενων κατανομών, 84-85

- K , 85
 Rayleigh, 84
 Γάμα, 85
 κατανομών, 22–25, 27
 K_G , 27
 N_L , 27
 Γ_G , 24
 Nakagami, 22
 Rayleigh, 22
 Weibull, 23
 log-normal, 25
 Γάμα, 25
 συσχέτιση, 71, 72
 κανάλια διαλείψεων K , με, 84–85
- χωρητικότητα καναλιού, 35–39, 65–68
 K_G , 35
 Γ_G με ΑΑΚΣΡ, 38, 67
 απλού δέκτη, 38
 δέκτη ΔΕ, 67
 Γ_G με ΑΚΣΡ, 38, 66
 απλού δέκτη, 38
 δέκτη ΔΕ, 66
 Γ_G με ΠΒΙΡ, 37, 66
 απλού δέκτη, 37
 δέκτη ΔΕ, 66
- δέκτη ΣΙΑ :
 ορισμός, 45
 σε συσχετισμένα κανάλια K , 92
 δι-μεταβαλλόμενης κατανομής K , 87, 89
- χαρακτηριστική συνάρτηση:

Βιογραφικό Σημείωμα

Ο Πέτρος Σ. Μπίθας αποφοίτησε από το τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Πατρών το Νοέμβριο του 2003. Από το 2004 μέχρι σήμερα συνεχίζει τις σπουδές για την απόκτηση του Διδακτορικού Διπλώματος στο ίδιο Πανεπιστήμιο. Παράλληλα, από το Νοέμβριο του 2003 συμμετέχει σε ερευνητικά έργα του Ινστιτούτου Διαστημικών Εφαρμογών & Τηλεπισκόπησης (ΙΔΕΤ) του Εθνικού Αστεροσκοπείου Αθηνών (ΕΑΑ). Ο Π. Σ. Μπίθας είναι κριτής για πολλά διεθνή επιστημονικά περιοδικά και συνέδρια της ΙΕΕΕ, συμπεριλαμβανομένων των ΙΕΕΕ Transactions και ΙΕΕΕ Communication Letters. Τα ερευνητικά του ενδιαφέροντα περιλαμβάνουν τις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες σε κανάλια διαλείψεων, τεχνικές διαφορισμού στο δέκτη και τις ασύρματες κινητές επικοινωνίες. Είναι μέλος του ΤΕΕ και της ΙΕΕΕ.