

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ
Τμήμα Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων

ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΟΣΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ ΣΤΟΝ ΔΕΚΤΗ
ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙΑ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ ΠΟΥ ΑΚΟΛΟΥΘΟΥΝ
ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΗ ΓΑΜΜΑ-3 ΚΑΤΑΝΟΜΗ

Παναγιώτης Γ. Γερολυμάτος

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

Φεβρουάριος 2007

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΡΑΙΑ

Albert Einstein

"Problems can never be solved by using the same pattern of thought which created them."

I ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην εργασία μελετάμε την επίδοση M-ιαδικών ψηφιακών διαμορφώσεων με διάφορες τεχνικές διαφορικής λήψης (diversity) στο δέκτη κατά την λειτουργία τους σε περιβάλλον διαλείψεων που ακολουθούν την γενικευμένη Γάμμα κατανομή (ΓΓΚ) και με την παρουσία αθροιστικού λευκού Gaussian θορύβου. Το πολυδιαδρομικό κανάλι διαλείψεων μοντελοποιείται από την τριών παραμέτρων γενικευμένη Γάμμα κατανομή η οποία έχει ως υποπεριπτώσεις τις Rayleigh, Nakagami και Weibull κατανομές και σαν οριακή περίπτωση την log-Normal. Επίσης η Suzuki κατανομή μπορεί να προσεγγιστεί επαρκώς από την ΓΓΚ. Για να περιορίσουμε τις αρνητικές επιπτώσεις της διάλειψης στην επίδοση των M-ιαδικών διαμορφώσεων τα ακόλουθα σχήματα διαφορισμού χρησιμοποιούνται στον δέκτη: ο συνδιασμός επιλογής (Selective Combining, ΣΕ), ο συνδιασμός ίσης απολαβής (Equal Gain Combining, ΣΙΑ) και ο συνδιασμός μεγίστου λόγου (Maximal Ratio Combining, ΣΜΛ). Πιο συγκεκριμένα, για τον υπολογισμό της ακριβούς Μέσης Πιθανότητας Σφάλματος Συμβόλου (ASER) ή Bit (ABER) χρησιμοποιήθηκαν η μέθοδος της ροπογεννήτριας συνάρτησης (moment generating function) και η μέθοδος της χαρακτηριστικής συνάρτησης (characteristic function) για την περίπτωση των ΣΜΛ και ΣΕ, και ΣΙΑ, αντιστοίχως. Τα αναλυτικά αποτελέσματα υπολογίζονται στο λογισμικό Mathematica. Με αυτό το τρόπο μπορούμε να υπολογίσουμε γρήγορα και με ακρίβεια την επίδοση διαφορετικών τεχνικών διαφορικής λήψης στο πλέον γενικευμένο μοντέλο διάλειψης διαύλου για διαφορετικές M-ιαδικές διαμορφώσεις.

II ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

I ΠΕΡΙΛΗΨΗ	4
II ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ	5
III ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ	7
IV ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ	9
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	10
1.1 Χαρακτηριστικά και μοντέλα διαλείψεων	10
1.2 Γενικευμένη Γάμμα κατανομή τριών παραμέτρων	11
1.3 Δομή Εργασίας	13
2 ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ	14
3 ΕΠΙΔΟΣΗ ΓΙΑ ΣΜΛ ΚΑΙ ΣΕ ΔΕΚΤΕΣ	19
4 ΔΕΚΤΗΣ ΣΥΝΔΙΑΣΜΟΥ ΜΕΓΙΣΤΟΥ ΛΟΓΟΥ (ΣΜΛ)	20
4.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα	23
5 ΣΥΝΔΙΑΣΜΟΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ (ΣΕ)	28
5.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα	31
5.2 Συνδιασμού Επιλογής για BPSK διαμόρφωση σήματος	33
5.3 Αριθμητικά Αποτελέσματα για το BPSK	34
6 ΕΠΙΔΟΣΗ ΓΙΑ ΣΙΑ ΔΕΚΤΗ	35
6.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα	39
7 ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	43
7.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα	43

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ	48
I.1 Πίνακες	48
I.2 Υπολογισμός ολοκληρωμάτων	49
I.3 Εργαλεία Ανάλυσης	50
I.4 Κώδικας σε VB .NET για το πρόγραμμα	53
I.5 Αναφορές	57

III ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ

ΓΡΑΦΙΚΕΣ ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΕΙΣ

Γραφική Απεικόνιση 2.1.....	15
Γραφική Απεικόνιση 2.2.....	16
Γραφική Απεικόνιση 2.3.....	17
Γραφική Απεικόνιση 2.4.....	18
Γραφική Απεικόνιση 4.1 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη.....	23
Γραφική Απεικόνιση 4.2 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη.....	24
Γραφική Απεικόνιση 4.3 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη.....	25
Γραφική Απεικόνιση 4.4 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη.....	26
Γραφική Απεικόνιση 4.5 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη.....	27
Γραφική Απεικόνιση 5.1 Επίδοση ΣΕ δέκτη.....	31
Γραφική Απεικόνιση 5.2 Επίδοση ΣΕ δέκτη.....	32
Γραφική Απεικόνιση 5.3 Επίδοση ΣΕ δέκτη για BPSK.....	34
Γραφική Απεικόνιση 6.1 $m = 1, v = 1, L = 2$	39
Γραφική Απεικόνιση 6.2 $m = 1, v = 1, L = 4$	40
Γραφική Απεικόνιση 6.3 $m = 2, v = 1, L = 4$	40
Γραφική Απεικόνιση 6.4 $m = 2, v = 1, L = 2$	41
Γραφική Απεικόνιση 6.5 Επίδοση για ΣΙΑ δέκτες.....	42
Γραφική Απεικόνιση 7.1.....	44

ΕΙΚΟΝΕΣ

Σχήμα 4-1 Δέκτης Συνδιασμού Μεγίστου Λόγου με L κεραίες λήψης.....	20
Σχήμα 5-1 Δέκτης συνδιασμού επιλογής με L κεραίες λήψης.....	28
Σχήμα 6-1 Δέκτης συνδιασμού ίσης απολαβής με L κεραίες λήψης.....	35

IV ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ

ΛΠΓΘ	Λευκός Προσθετικός Γκαουσιανός Θόρυβος	Additive white Gaussian noise
ΡΓΣ	Ροπο-Γεννήτρια Συνάρτηση	Moment Generation Function
ΣΕ	Συνδιασμός Επιλογής	Selection Combining
ΣΜΛ	Συνδιασμός Μείγστου Λόγου	Maximal Ratio Combining
ΣΙΑ	Συνδιασμός Ίσης Απολαβής	Equal Gain Combining
ΓΓ3	Γενικευμένη Γάμμα κατανομή τριών παραμέτρων	Generalised Gamma 3 distribution
ΛΣΘ	Λόγος Σήματος προς Θόρυβο	Signal-to-Noise Ratio
ΜΠΣΣ	Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Συμβόλου	Average Symbol Error Rate

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Για να πετύχουμε την καλή λειτουργία των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, απαιτείται ο σχεδιασμός των συστημάτων αυτών με βάση τη λεπτομερή κατανόηση της συμπεριφοράς των καναλιών ασύρματης διάδοσης. Ο σχεδιαστής του ασύρματου δικτύου θα πρέπει να γνωρίζει τον ακριβή χαρακτηρισμό του καναλιού για να είναι σε θέση να επιλέξει το βέλτιστο ρυθμό μετάδοσης (πχ. να επιλέξει την ψηφιακή διαμόρφωση) και γενικότερα να προβλέψει την ραδιοκάλυψη και την ποιότητα της επικοινωνίας. Στο δέκτη συνήθως χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραιές λήψης (διαφορική λήψη) για τον περιορισμό της επίδρασης της διάλειψης στο λαμβανόμενο.

Εξ' αιτίας της δυναμικής φύσης του ασύρματου καναλιού διάδοσης, η ισχύς λαμβανομένου σήματος διαρκώς μεταβάλλεται. Η μεταβολή αυτή συνήθως περιγράφεται από κάποια στατιστική κατανομή η οποία περιγράφει τη διάλειψη του καναλιού διάδοσης. Το αποτέλεσμα της διακυμάνσης της ισχύος του σήματος λήψης είναι ο λαμβανόμενος στιγμιαίος λόγος σήματος προς θόρυβο να είναι μια τυχαία μεταβλητή με στατιστική που εξαρτάται από την αντίστοιχη της διάλειψης.

1.1 Χαρακτηριστικά και μοντέλα διαλείψεων

Στην ασύρματη διάδοση ραδιο-κυμάτων παρατηρείται το φαινόμενο της άφιξης σημάτων στον δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών. Ο χρόνος που απαιτείται για την άφιξη κάθε διαδρομής είναι ανάλογος προς το μήκος της διαδρομής και επηρεάζεται από την θέση των φυσικών αντικειμένων στον περίγυρο του δέκτη αλλά και το ανάγλυφο του εδάφους. Το φαινόμενο της αυξομείωσης της ισχύος λήψης στον δέκτη λόγω των πολλαπλών αυτών διαδρομών, καλείται πολυδιόδευση (multipath). Επομένως το λαμβανόμενο σήμα στον δέκτη, χαρακτηρίζεται από διαλείψεις λόγω πολυδιόδευσης, λόγω σκίασης ή και από μικτές καταστάσεις διαλείψεων. Συνεπώς είναι χρήσιμο για τους σχεδιαστές κάθε ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος να έχουν ένα γενικευμένο στατιστικό μοντέλο το οποίο να χαρακτηρίζει αυτές τις διαλείψεις.

Η διάλειψη λόγω πολυδιόδευσης του εκπεμπόμενου σήματος είναι ένα κοινό πρόβλημα που προκαλείται όταν καταλήγουν στο δέκτη πολλαπλά σήματα, με τυχαία καθυστέρηση είτε ανακλώμενα, είτε διασκορπισμένα, είτε διαθλώμενα [1]. Γενικά, επιπρόσθετα στην διάλειψη λόγω πολυδιόδευσης, η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος

επηρεάζεται από αργές μεταβολές της μέσης ισχύος του σήματος οι οποίες προκύπτουν από τα διάφορα εμπόδια που βρίσκονται στο μονοπάτι της διάδοσης. Η στατιστική εκτίμηση του path loss που προκύπτει από την σκίαση μπορεί να περιγραφεί επαρκώς από την log-normal κατανομή. Σε κάποια περιβάλλοντα, όπως σε πολυσύχναστες περιοχές του κέντρου μίας πόλης καθώς και σε συνδέσεις επίγειου κινητού σταθμού και δορυφόρου με Foliage και/ή «προαστιακή» σκίαση, η ανάλυση του μοντέλου του καναλιού θα πρέπει να περιγράφει και τα δύο χαρακτηριστικά, δηλαδή την πολυδιαδρομική διάλειαση και την διάλειαση λόγω σκίασης ταυτόχρονα. Η κατανομή Suzuki είναι πολύ γνωστή και σύνθετη κατανομή που μπορεί να περιγράψει αυτές τις συνθήκες διάλειασης από την πλευρά του δέκτη [2]. Παρόλα αυτά δεν χρησιμοποιείται ευρέως γιατί δεν έχει εύκολο τρόπο μαθηματικού υπολογισμού της επίδοσης του συστήματος. Μία σχετικά απλή και εύχρηστη κατανομή η οποία γενικεύει πολλά από τα πιο κοινά χρησιμοποιούμενα μοντέλα είναι η Γενικευμένη Γάμμα τριών παραμέτρων (ΓΓ3).

1.2 Γενικευμένη Γάμμα κατανομή τριών παραμέτρων

Η ΓΓ3 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να υπολογιστούν ασθενείς και σοβαρές περιπτώσεις διάλειασης και περιλαμβάνει σαν ειδικές περιπτώσεις τις Rayleigh, Nakagami, Weibull κατανομές και την log-Normal ως οριακή περίπτωση καθώς επίσης και την Suzuki κατανομή την οποία μπορεί να την προσεγγίσει ικανοποιητικά [2], [3].

Η ΓΓ3 παρουσιάστηκε για πρώτη φορά από τον Stacy [4] σαν γενίκευση της Γάμμα κατανομής και λόγω της πολύ εύκολης εξίσωσης που είχε η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (σππ). Έχει εφαρμογές σε πολλές ερευνητικές περιοχές. Για παράδειγμα, στην ανάλυση teletraffic, ο Zouoozi και ο Dassanayke [5] έχει δείξει ότι η ΓΓ3 κατανομή είναι επαρκής στον χαρακτηρισμό του residence χρόνου σε μία κυψέλη ταυτόχρονα για καινούργιες αλλά και για μεταγωγές κλήσεων σε δίκτυα κινητής επικοινωνίας. Σε εφαρμογές radar, έχει αποδειχθεί ότι η ΓΓ3 κατανομή σαν μοντέλο clutter, συμπεριλαμβάνει ένα ευρύ φάσμα κατανομών το οποίο ξεκινά από την Rayleigh και καταλήγει στην Weibull κατανομή καθώς επίσης και άλλες κατανομές με συχνότερες πυκνότητας πιθανότητας που έχουν μακριές ουρές και οι οποίες είναι βασισμένες σε statistical moments και goodness-fitness τεστς [6], [7]. Στην επεξεργασία φωνητικού σήματος, ο Shin [8] έχει αποδείξει ότι η δύο όψεων ΓΓ3 κατανομή μοντελοποιεί σήματα φωνής καλύτερα από την γενικευμένη Gaussian, Laplacian, ή Γαμμα κατανομή. Στο αντικείμενο της επεξεργασίας εικόνας και video, είναι

σημαντικό να γνωρίζουμε ότι η σππ του σήματος μίας εικόνας είναι ο διακριτός συνημιτονοειδής μετασχηματισμός χώρου (DCT). Οι ίδιοι συγγραφείς απέδειξαν ότι οι DCT μεταβλητές που βασίζονται σε ΓΓ3 κατανομή δίνουν την καλύτερη επίδοση [9]. Στο πεδίο των ασύρματων επικοινωνιών, ο Coulson [2] απέδειξε μέσω προσομοίωσης ότι η ΓΓ3 σππ μπορεί να χαρακτηρίσει την συμπεριφορά των διαλείψεων λόγω πολυδιαδρομικής μετάδοσης και σκίασης. Συμπερασματικά λοιπόν, η μέτρηση της επίδοσης του ψηφιακού κινητού δέκτη κάτω από την παρουσία ΓΓ3 σύνθετων διαλείψεων είναι ζήτημα με σημαντική πρακτική εφαρμογή.

Για να βελτιστοποιηθεί η επίδοση των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συνδέσεων, συνήθως χρησιμοποιείται διαφορική λήψη (diversity combining) ώστε να εξαλειφθούν τα καταστροφικά φαινόμενα των διαλείψεων λόγω πολυδιαδρομικής μετάδοσης και σκίασης. Οι πιο γνωστές γραμμικές μέθοδοι διαφορισμού είναι ο Συνδιασμός Μεγίστου Λόγου (MRC), ο Συνδιασμός Ίση Απολαβής (EGC) και ο Συνδιασμός Επιλογής (SC). Η επίδοση των σχημάτων ΣΜΛ και ΣΕ έχουν μελετηθεί για διάφορα κανάλια διαλείψεων όπως Nakagami, Rayleigh [1] και πρόσφατα και για Weibull [10]-[15]. Για ΣΙΑ διαφορισμό έχει μελετηθεί επαρκώς η απόδοση των συστημάτων για κανάλια Nakagami, Rayleigh [16]-[18]. Πιο συγκεκριμένα ο Annamalai [18] χρησιμοποιεί την προσέγγιση μέσω χαρακτηριστικής συνάρτησης για να βρεί την ακριβή έκφραση του ολοκληρώματος για την Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Συμβόλου για ΣΙΑ σχήματα δεκτών και για διαφορετικές M-αδικές διαμόρφωσεις. Επιπροσθέτως, ο Καραγιαννίδης [13] χρησιμοποίησε την προσέγγιση Pade στην ροπο-γεννήτρια συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου στην έξοδο του δέκτη για να υπολογίσει την ΜΠΣΣ για ΣΙΑ δέκτη ο οποίος λειτουργεί σε Weibull κανάλι διαλείψεων.

Παρόλο που η ΓΓ3 κατανομή έχει αποδειχθεί ότι μοντελοποιεί επαρκώς την διαδικασία των διαλείψεων σε διάφορα περιβάλλοντα, η μελέτη της επίδοσης ψηφιακών διαμορφώσεων σε τέτοια κανάλια επικοινωνίας είναι περιορισμένη μόνο σε συστήματα που δεν υλοποιούν διαφορισμό στην λήψη [2], [19] ή σε συστήματα διαφορισμού επιλογής [20]. Από όσο γνωρίζουμε η επίδοση του ASER για ΣΕ, ΣΜΛ και ΣΙΑ δέκτες οι οποίοι λειτουργούν σε κανάλια με συνθήκες ΓΓ3 διαλείψεων δεν είναι ακόμη γνωστή στην ανοιχτή βιβλιογραφία. Σε αυτή την εργασία, παράγουμε τα αποτελέσματα της ανάλυσης της επίδοσης του ASER για M-αδικές διαμόρφωσεις, για ΣΕ, ΣΜΛ και ΣΙΑ διαφορισμό στην λήψη σε κανάλια με συνθήκες ΓΓ3 διαλείψεων. Για τα ΣΕ και ΣΜΛ χρησιμοποιείται η προσέγγιση βάσει της ροπο-γεννήτριας συνάρτησης [1] ενώ για το ΣΙΑ, η προσέγγιση βάσει της χαρακτηριστικής συνάρτησης (CHF) [18]. Οι τελικές κλειστές μορφές των τύπων της

πιθανότητας σφάλματος συμβόλου γράφονται συναρτήσεις της συνάρτησης MeijerG οι οποίες υπολογίζονται αριθμητικά με το λογισμικό πακέτο Mathematica.

1.3 Δομή Εργασίας

Η εργασία είναι οργανωμένη ως ακολούθως. Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται τα διάφορα στιστικά μοντέλα διάλειψης αλλά και οι διαφορετικές τεχνικές διαφορικής λήψης στο δέκτη. Στο κεφάλαιο 3 χρησιμοποιείται η προσέγγιση βάσει της ροπο-γεννήτριας συνάρτησης για τον υπολογισμό της επίδοσης του ASER για τους ΣΕ και ΣΜΛ δέκτες στα κεφάλαια 4 και 5 αντίστοιχα. Στο κεφάλαιο 6, χρησιμοποιώντας την προσέγγιση βάση της χαρακτηριστικής συνάρτησης για τους ΣΙΑ δέκτες υπολογίζεται η επίδοση της ΜΠΣΣ. Τέλος συμπεράσματα δίνονται στο κεφάλαιο 7 ενώ ο κώδικας όλων των συστημάτων δίνεται στο Παράρτημα.

2 ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ

Σε αυτή την εργασία υποθέτουμε ότι οι διαλείψεις των καναλιών δεν είναι συχνοεπιλεκτικές και ότι το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος παραμένει σταθερό κατά την χρονική διάρκεια ενός συμβόλου πληροφορίας. Το σήμα που λαμβάνεται από τα L ανεξάρτητα κανάλια με συνθήκες διάλειψης δίνεται ως :

$$r_i(t) = A_i s(t) e^{-j\phi_i(t)} + n_i(t), \quad i=1,2,\dots,L \quad (2.1)$$

όπου $s(t)$ είναι το εκπεμπόμενο σήμα, A_i και $\phi_i(t)$ εκφράζουν το πλάτος και την φάση του λαμβανόμενου σήματος αντίστοιχα, και $n_i(t)$ είναι ο AWGN που προστίθεται στο κανάλι. Ο θόρυβος που προκύπτει σε κάθε κανάλι υποθέτουμε ότι είναι ανεξαρτητος και ασυσχέτιστος από αυτόν των υπολοίπων καναλιών. Επίσης η ισχύς του θορύβου υποθέτουμε ότι είναι ίδια σε όλες τις κεραίες. Η συνισταμένη πιθανότητα λάθους εξαρτάται μόνο από το στιγμιαίο σηματοθορυβικό λόγο (ΛΣΘ) στην έξοδο του αθροιστή. Επισημαίνουμε ότι το ΛΣΘ σε κάθε κεραία είναι :

$$X_i = \frac{\bar{E}_s}{N_0} |A_i|^2 \quad (2.2)$$

όπου $\bar{E}_s = \langle A^2 T_s / 2 \rangle$ η μέση ενέργεια ανά σύμβολο και T_s η διάρκεια του συμβόλου. Επιπλέον σε περιβάλλον με ΓΓ3 διαλείψεις, η σππ του λαβανόμενου πλάτους του σήματος, $A_i = a\sqrt{E_s / N_0}$, όπως δίνεται από το [2] είναι :

$$f_{A_i}(a) = \frac{2\nu_i}{(\bar{X}_i / m_i)^{m_i} \Gamma(m_i)} a^{2\nu_i m_i - 1} \exp\left(-\frac{m_i a^{2\nu_i}}{\bar{X}_i}\right), \quad a > 0 \quad (2.3)$$

Καθώς το στιγμιαίο SNR ανά σύμβολο έχει σππ [19] :

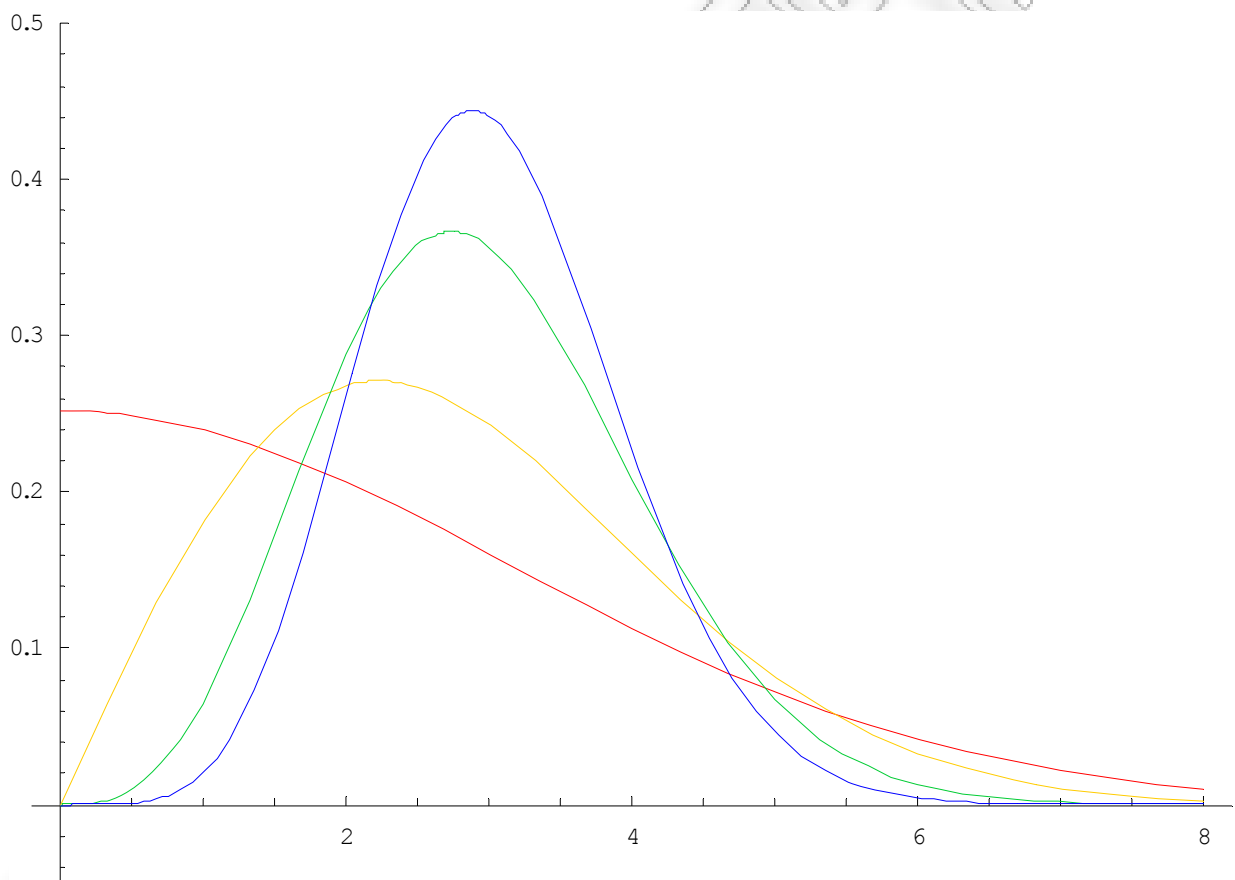
$$f_{A_i}(x) = \frac{(\beta_i / \bar{X}_i)^{\nu_i m_i} \nu_i}{\Gamma(m_i)} x^{\nu_i m_i - 1} \exp\left(-\left(\frac{x\beta_i}{\bar{X}_i}\right)^{\nu_i}\right) \quad (2.4)$$

όπου το $\beta_i = \frac{\Gamma(m_i + 1/\nu_i)}{\Gamma(m_i)}$ με το m_i να είναι η παράμετρος της διάλειψης, \bar{X}_i το μέσο ΛΣΘ,

ν_i η παράμετρος σχήματος και $\Gamma(\cdot)$ η συνάρτηση Γάμμα. Οι χαμηλές και οι υψηλές ουρές των δύο αυτών κατανομών (2.3) και (2.4) μπορούν να ρυθμιστούν κατάλληλα μεταβάλλοντας

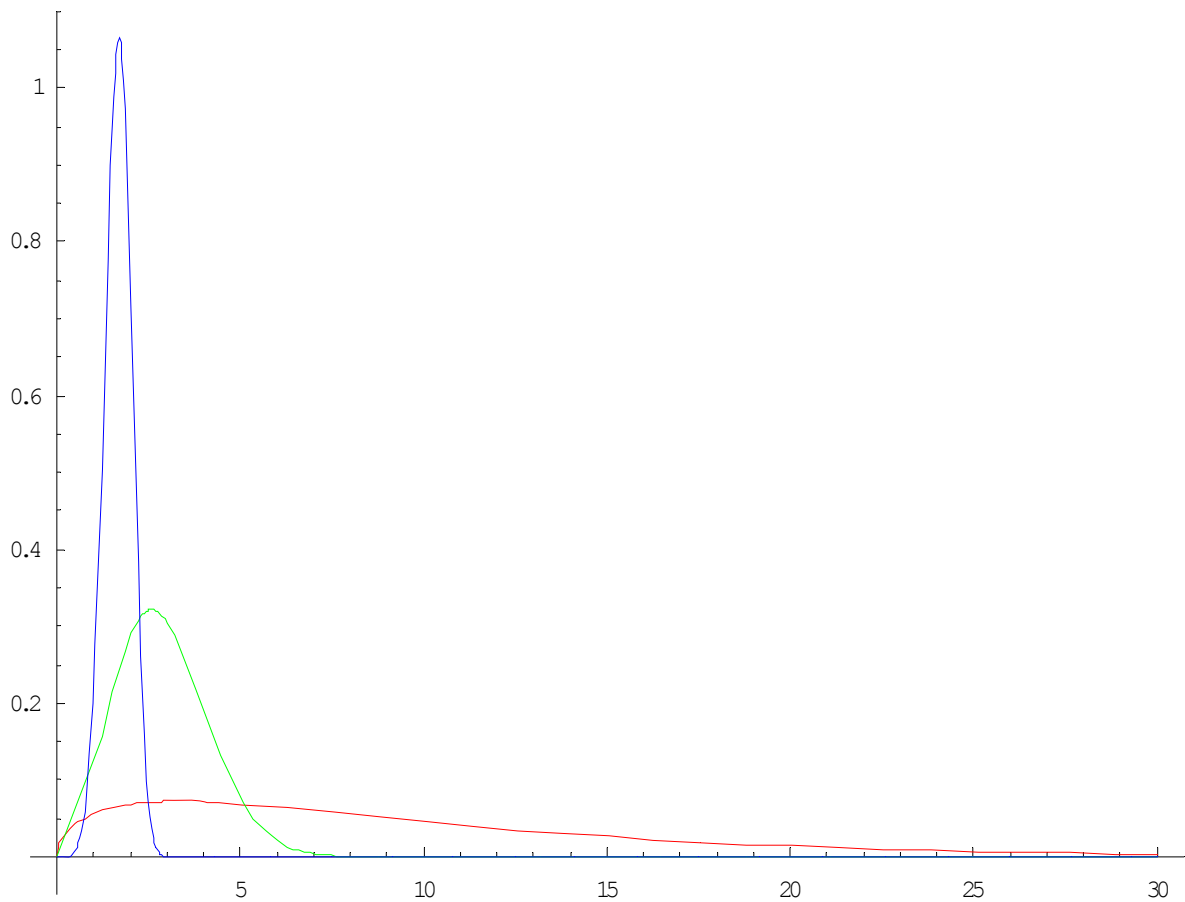
τις τιμές των παραμέτρων m_i και ν_i αντιστοίχως [2]. Συνεπώς η ΓΓ3 κατανομή για κάποιες τιμές των παραμέτρων καταλήγει σε άλλες γνωστές κατανομές όπως : Rayleigh ($m_i = 1, \nu_i = 1$), Nakagami ($\nu_i = 1$), Weibull ($m_i = 1$) και log-Normal ($m_i \rightarrow \infty, \nu_i \rightarrow 0$). Η ΓΓ3 κατανομή έχει επίσης και την ενδιαφέρουσα ιδιότητα να μπορεί να μοντελοποιεί ταυτόχρονα τις διακυμάνσεις του πλάτους και τις ισχύος του σήματος [2], [19].

Παρακάτω παρουσιάζονται κάποιες γραφικές παραστάσεις των σππ των δύο αυτών κατανομών συναρτήσει του a, m, ν_i για κάποιες τιμές αυτών :



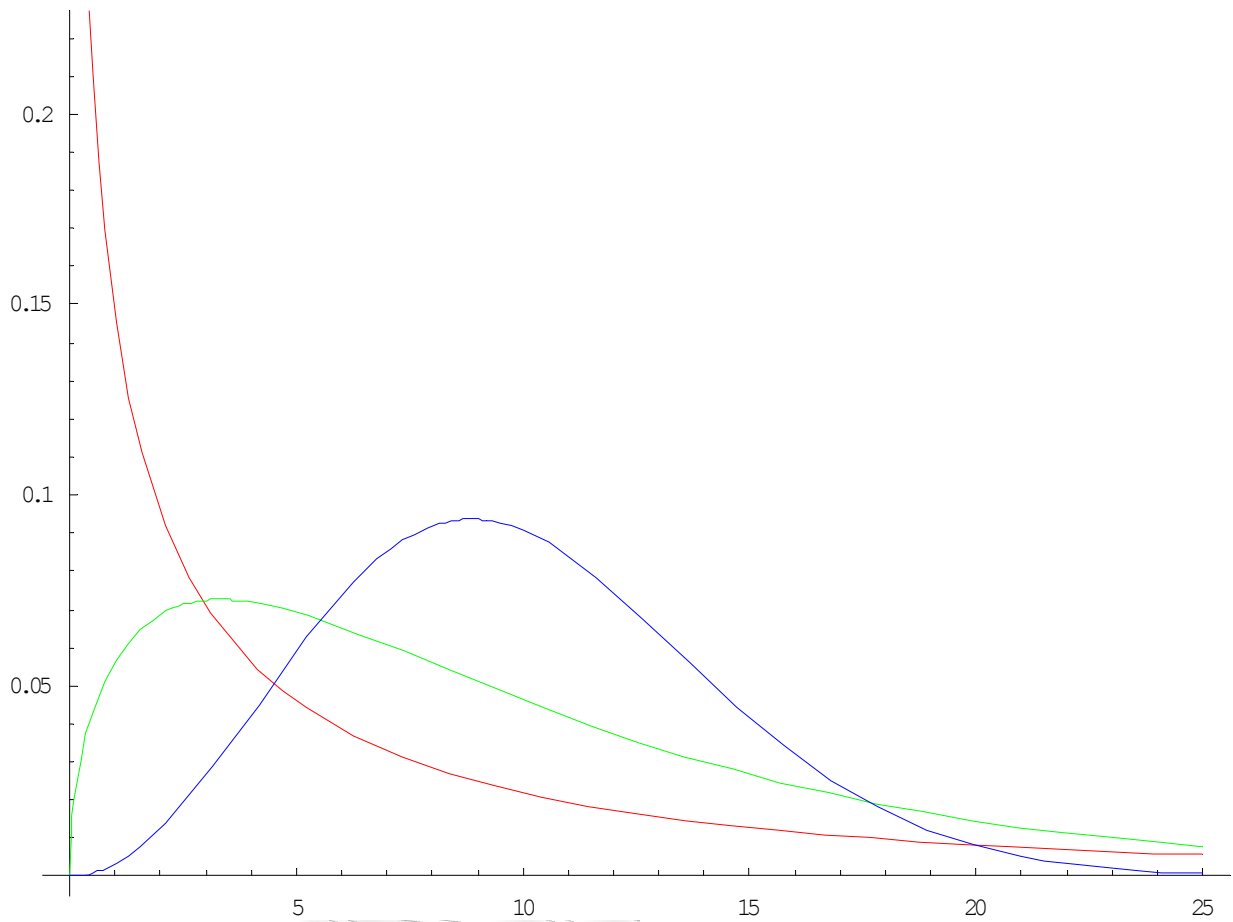
Γραφική Απεικόνιση 2.1

Στην γραφική απεικόνιση (2.1) παρατηρούμε την συμπεριφορά της σππ του λαμβανόμενου πλάτους του σήματος (2.3) με $\bar{X} = 10dB$ και τιμές της κατανομής $\nu_i = 1$ και για διάφορες τιμές του $m_i = 0.5, 1, 2, 3$ (κατά αντιστοιχία κόκκινη, καφέ, πράσινη και μπλέ καμπύλη). Αναγνωρίζεται μέσα αυτές και η καμπύλη που αντιστοιχεί στην κατανομή Rayleigh ($m_i = 1, \nu_i = 1$) και απεικονίζεται με ανοικτό καφέ χρωματισμό.



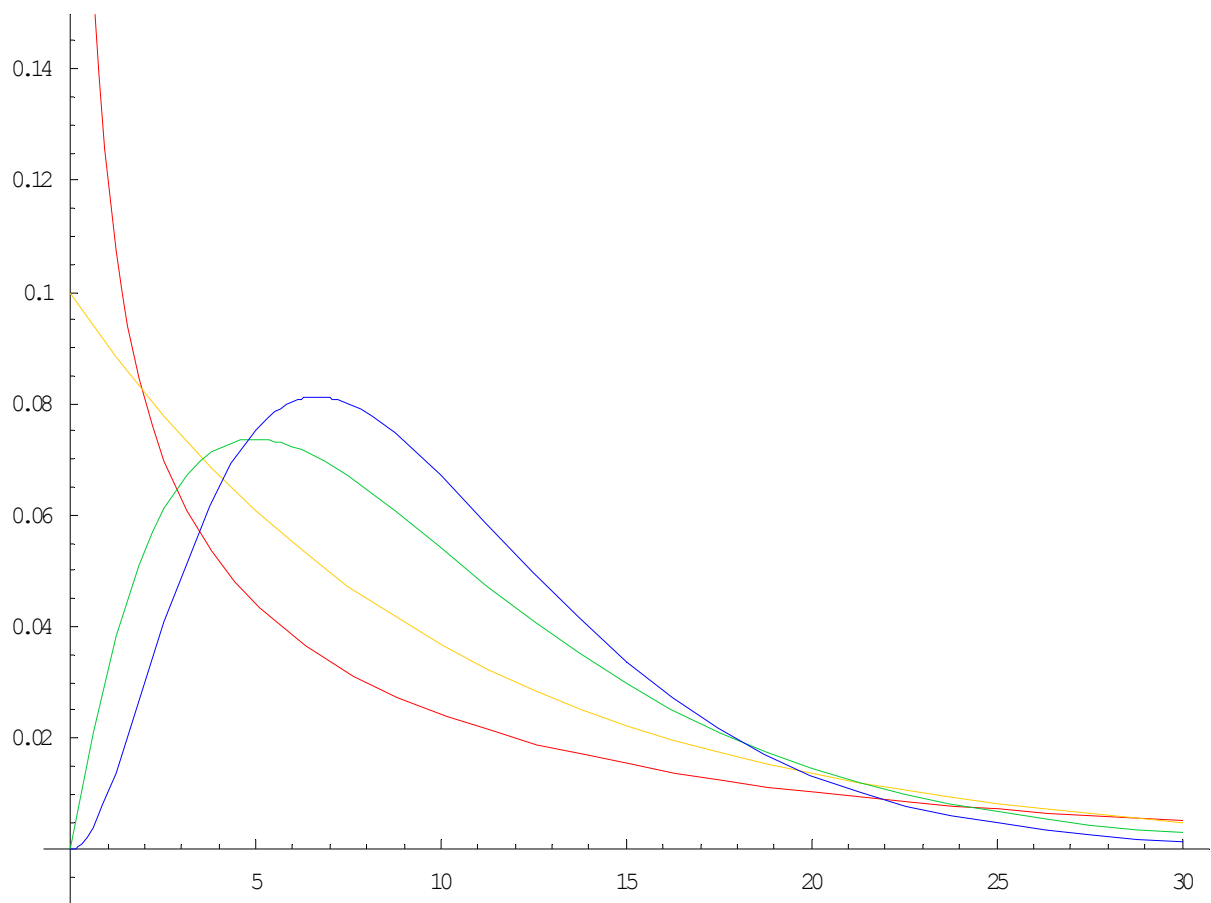
Γραφική Απεικόνιση 2.2

Στην γραφική απεικόνιση (2.2) παρατηρούμε την συμπεριφορά την συμπεριφορά της σππ του λαμβανόμενου πλάτους του σήματος (2.3) με $\bar{X} = 10dB$ και τιμές της κατανομής με $m_i = 1.5$ και για διάφορες τιμές του $\nu_i = 0.5, 1, 2$ (κατά αντιστοιχία κόκκινη, πράσινη και μπλέ καμπύλη).



Γραφική Απεικόνιση 2.3

Στην γραφική απεικόνιση (2.3) παρατηρούμε την συμπεριφορά την συμπεριφορά της σππ του στιγμιαίου ΛΣΘ του σήματος (2.4) για τιμές της κατανομής με $m_i = 1.5$ και για διάφορες τιμές του $\nu_i = 0.5, 1, 2$ (κατά αντιστοιχία κόκκινη, πράσινη και μπλέ καμπύλη).



Γραφική Απεικόνιση 2.4

Στην γραφική απεικόνιση (2.4) παρατηρούμε την συμπεριφορά της σππ του στιγμιαίου ΛΣΘ του σήματος (2.4) για τιμές της κατανομής με $\nu_i = 1$ και για διάφορες τιμές του $m_i = 0.5, 1, 2, 3$ (κατά αντιστοιχία κόκκινη, καφέ, πράσινη και μπλέ καμπύλη).

3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΓΙΑ ΣΜΛ ΚΑΙ ΣΕ ΔΕΚΤΕΣ

Συνήθως η Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Συμβόλου (ΜΠΣΣ) ενός καναλιού που λειτουργεί με διαλείψεις, δίνεται από τον μέσο όρο της σχετικής πιθανότητας λάθους συμβόλου με ολοκλήρωση στην σππ του σήματος στην έξοδο του συσχετιστή στον δέκτη και έχει τον τύπο :

$$P_s = \int_0^{\infty} P_s(\varepsilon|x) f_x(x) dx \quad (3.1)$$

Στην πιο γενική της μορφή η (3.1) γράφεται [1] :

$$P_s(\varepsilon|x) = \sum_{z=1}^Z c_z \int_0^{\theta_z} \exp\left\{-\frac{\theta_z x}{\sin^2 \theta}\right\} d\theta \quad (3.2)$$

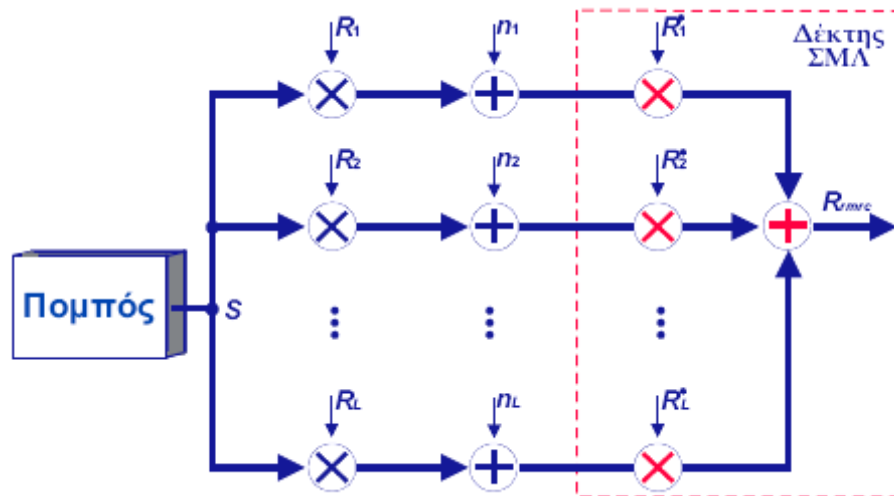
όπου οι τιμές των παραμέτρων Z, c_z, ϕ_z και θ_z δίνονται από τον πίνακα 1 για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης. Αντικαθιστώντας στην (3.1) την (3.2), αναγνωρίζεται ότι η (3.1) μπορεί να γραφτεί και ως συνάρτηση της MGF του σηματοθορυβικού λόγου της εξόδου [21] :

$$P_s = \sum_{z=1}^Z c_z \int_0^{\theta_z} \mathcal{M}_x \left\{ \frac{\phi_z}{\sin^2 \theta} \right\} d\theta \quad (3.3)$$

όπου η ροπο-γεννήτρια συνάρτηση της τυχαίας μεταβλητής X ορίζεται ως $\mathcal{M}_x(t) = E[\exp(-tx)]$ και $E[\bullet]$ είναι ο τελεστής προσδοκίας.

Γι' αυτό εάν η MGF του σηματοθορυβικού λόγου της εξόδου για ΣΕ και ΣΜΛ δέκτες είναι γνωστές, τότε μπορεί να υπολογιστεί με την βοήθεια του υπολογιστή, η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου (ASER) χρησιμοποιώντας την (3.3).

4 ΔΕΚΤΗΣ ΣΥΝΔΙΑΣΜΟΥ ΜΕΓΙΣΤΟΥ ΛΟΓΟΥ (ΣΜΛ)



Σχήμα 4-1 Δέκτης Συνδιασμού Μεγίστου Λόγου με L κεραίες λήψης.

Όταν οι απαιτήσεις του συστήματος ασύρματων επικοινωνιών που υλοποιούμε προδιαγράφουν την απουσία παρεμβολών από το περιβάλλοντα χώρο, τότε η επιλογή δεκτών με τεχνική διαφορισμού συνδιασμού μεγίστου λόγου είναι η βέλτιστη δυνατή γιατί παρέχουν την βέλτιστη απόδοση. Από την άλλη πλευρά μειονεκτούν σε σχέση με τις άλλες τεχνικές διαφορισμού λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας που απαιτείται για την κατασκευή τους καθώς απαιτείται η άριστη γνώση όλων των παραμέτρων πλάτους και φάσης των διαλείψεων που αντιστοιχούν σε κάθε κανάλι επικοινωνίας.

Είναι γνωστό λοιπόν, ότι το ΛΣΘ στην έξοδο ενός ΣΜΛ δέκτη είναι το άθροισμα των επιμέρους ανεξάρτητων ΛΣΘ κάθε κεραίας [1] :

$$X_{MRC} = \sum_{i=1}^L X_i \quad (4.1)$$

Γι' αυτό το λόγο η ΡΓΣ του ΛΣΘ στην έξοδο του ΣΜΛ δέκτη ο οποίος λειτουργεί σε ανεξαρτηता αλλά όχι κατ' ανάγκη με όμοια στατιστική κατανομή διάλειψης, δίνεται από την σχέση :

$$\mathcal{M}_{X_{MRC}}(t) = \prod_{i=1}^L \mathcal{M}_{X_i}(t) \quad (4.2)$$

όπου το $\mathcal{M}_{X_i}(t)$ είναι η ΡΓΣ του ΛΣΘ της i -οστής κεραίας του δέκτη η οποία μπορεί να υπολογιστεί από την :

$$\mathcal{M}_{X_i}(t) = \frac{v_i}{(\bar{X}_i / \beta_i)^{v_i m_i} \Gamma(m_i)} \int_0^{\infty} e^{-xt} x^{v_i m_i - 1} e^{-\left(\frac{\beta_i x}{\bar{X}_i}\right)} dx \quad (4.3)$$

Παίρνοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό Mellin της εκθετικής συνάρτησης [22] :

$$e^{-z} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} z^s \Gamma(-s) ds \quad (4.4)$$

όπου $j = \sqrt{-1}$ και το σ είναι μια σταθερά κατάλληλα επιλεγμένη στην περιοχή σύγκλισης του μιγαδικού επιπέδου. Αντικαθιστώντας το επικαμπύλιο ολοκλήρωμα της εκθετικής συνάρτησης (4.4) στην (4.3) και αλλάζοντας την σειρά ολοκλήρωσης καταλήγουμε στην εξής εξίσωση :

$$\mathcal{M}_{X_i}(t) = \frac{v_i}{(\bar{X}_i / \beta_i)^{v_i m_i} \Gamma(m_i)} \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \Gamma(-s) t^s \int_0^{\infty} x^{v_i m_i + s - 1} e^{-\left(\frac{\beta_i x}{\bar{X}_i}\right)} dx ds \quad (4.5)$$

Με την βοήθεια της [23 (εξ. 3.478.1)] η (4.5) γίνεται :

$$\mathcal{M}_{X_i}(t) = \frac{1}{\Gamma(m_i) 2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \left(\frac{t\bar{X}_i}{\beta_i}\right)^s \Gamma(-s) \Gamma(m_i + s/v_i) ds = \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{1,1}^{1,1} \left[\left(\frac{t\bar{X}_i}{\beta_i}\right) \middle| \begin{matrix} (1-m_i, 1/v_i) \\ (0,1) \end{matrix} \right] \quad (4.6)$$

όπου η $H[\cdot]$ είναι η συνάρτηση H του Fox, και ορίζεται στο [22 (εξ. 1.1.1)].

Αντικαθιστώντας την (4.6) στην (4.2) έχουμε :

$$\mathcal{M}_{X_{MRC}}(t) = \prod_{i=1}^L \frac{1}{\Gamma(m_i)} H_{1,1}^{1,1} \left[\left(\frac{t\bar{X}_i}{\beta_i} \right) \middle| \begin{matrix} (1-m_i, 1/v_i) \\ (0,1) \end{matrix} \right] \quad (4.7)$$

Επισημαίνεται ότι για την συνάρτηση αυτή μπορούν να υπολογισθούν οι συγκλίνουσες σειρές όπως φαίνεται παρακάτω :

$$H_{1,1}^{1,1} \left[x \middle| \begin{matrix} (1-m_i, 1/v_i) \\ (0,1) \end{matrix} \right] = \begin{cases} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \Gamma(m_i + k/v_i)}{k!} x^k, & x < \infty \\ v_i \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \Gamma(v_i(m_i + k))}{k!} x^{-v_i(m_i+k)}, & x \rightarrow \infty \end{cases} \quad (4.8)$$

Για να διευκολύνουμε τον αριθμητικό υπολογισμό της ΡΓΣ του ΛΣΘ σε ΣΜΛ δέκτη , περιορίζουμε το πλήθος των τιμών του v_i σε ρητούς αριθμούς (πχ.: έστω ότι $v_i = l_i/k_i$ όπου l_i και k_i , για $i=1, \dots, L$, είναι ακέραιοι αριθμοί).

Εναλλακτικά υπολογίζοντας την συνάρτηση H του Fox χρησιμοποιώντας τις σειρές του (4.8), όταν ο παράγοντας v_i είναι ρητός αριθμός ($v_i = l_i/k_i$), η (4.7) μπορεί να γραφτεί και :

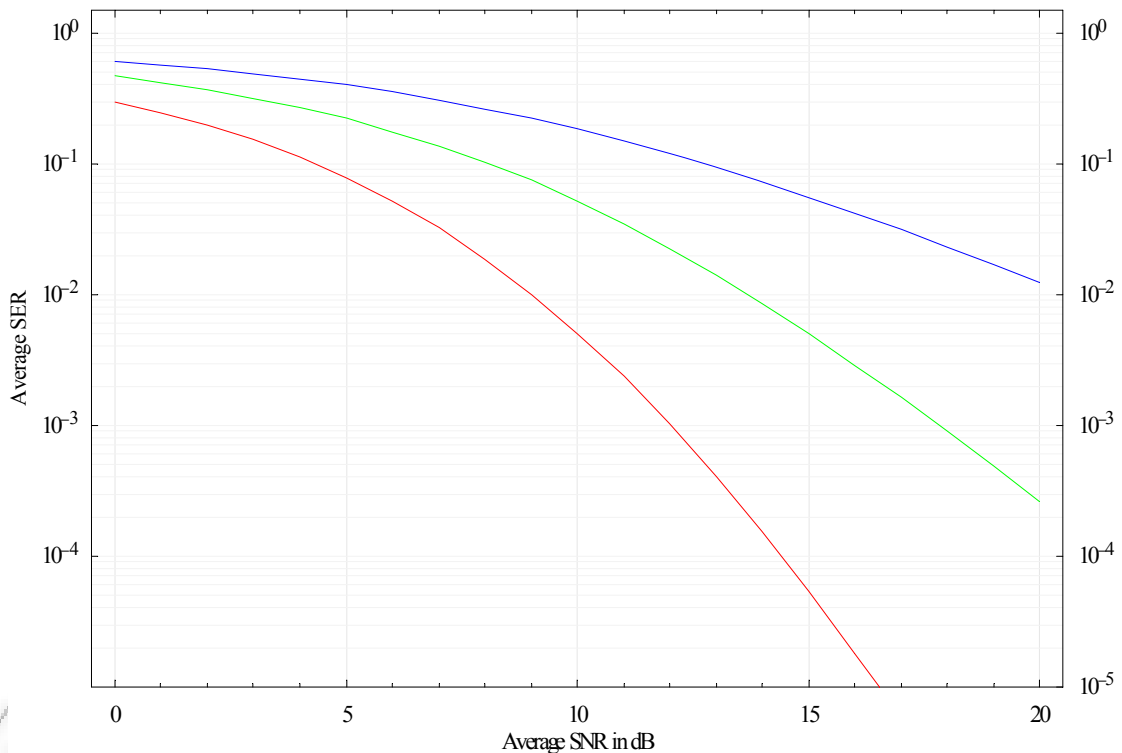
$$\mathcal{M}_{X_{MRC}}(t) = \prod_{i=1}^L \frac{(2\pi)^{\frac{2-l_i-k_i}{2}} k_i^{m_i} \sqrt{l_i/k_i}}{\Gamma(m_i)} G_{k_i, l_i}^{l_i, k_i} \left[\left(\frac{t\bar{X}_i}{\beta_i} \right)^{l_i} k_i^{k_i} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{m_i}{k_i}, 1 - \frac{m_i+1}{k_i}, \dots, 1 - \frac{k_i+m_i-1}{k_i} \\ 0, \frac{1}{l_i}, \dots, \frac{l_i-1}{l_i} \end{matrix} \right] \quad (4.9)$$

όπου $G[\cdot]$ είναι η συνάρτηση G του Meijer η οποία μπορεί να υπολογιστεί εύκολα αριθμητικά με αρκετά μαθηματικά πακέτα όπως το Mathematica και Maple. Όσο γνωρίζουμε, οι (4.7) και (4.9) είναι πρώτυπες για κανάλια διαλείψεων γενικευμένης γάμμα-3 κατανομής. Συνεπώς, η ΜΠΣΣ για ΣΜΛ διαφορισμό μπορεί να υπολογιστεί για οποιαδήποτε διαμόρφωση σήματος όπως δίνονται στον πίνακα 1, απλά αντικαθιστώντας την (4.9) στην (3.3). Παρατηρείστε ότι με τη βοήθεια του [24, εξ.(7), σελ. 46], η (4.9) για $m=1$ (Weibull διάλειψης) αποδυνκνύεται ότι ισούται με την [13, εξ.(28)]. Επίσης, στην ειδική περίπτωση

όπου $L = 1$ (χωρίς διαφορισμό) και με διαμόρφωση coherent-BPSK που λειτουργεί σε κανάλι με Nakagami διαλείψεις ($\nu = l = k = 1$), αντικαθιστώντας στην (3.3) την (4.9), μπορούμε εύκολα να καταλήξουμε στην κλειστή μορφή αποτελέσματος του [19, εξ.(15)].

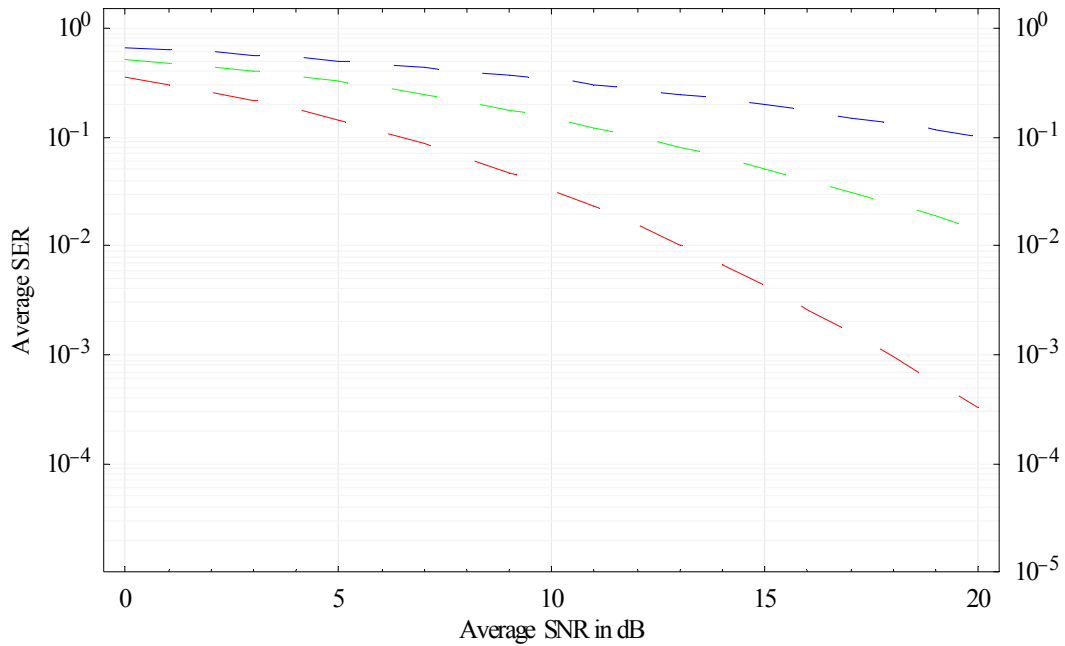
4.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Χρησιμοποιώντας λοιπόν την μορφή της MGF όπως δίνεται στην σχέση (4.9) και με την βοήθεια της σχέσης (3.3) υπολογίζουμε για μια σειρά τιμών του \bar{X}_i την ΜΠΣΣ για διαμόρφωση BPSK, 8-PSK και 16-QAM. Ακολουθούν λοιπόν οι γραφικές απεικονίσεις των αποτελεσμάτων του αριθμητικού υπολόγισμου με το γνωστό πακέτο Mathematica :



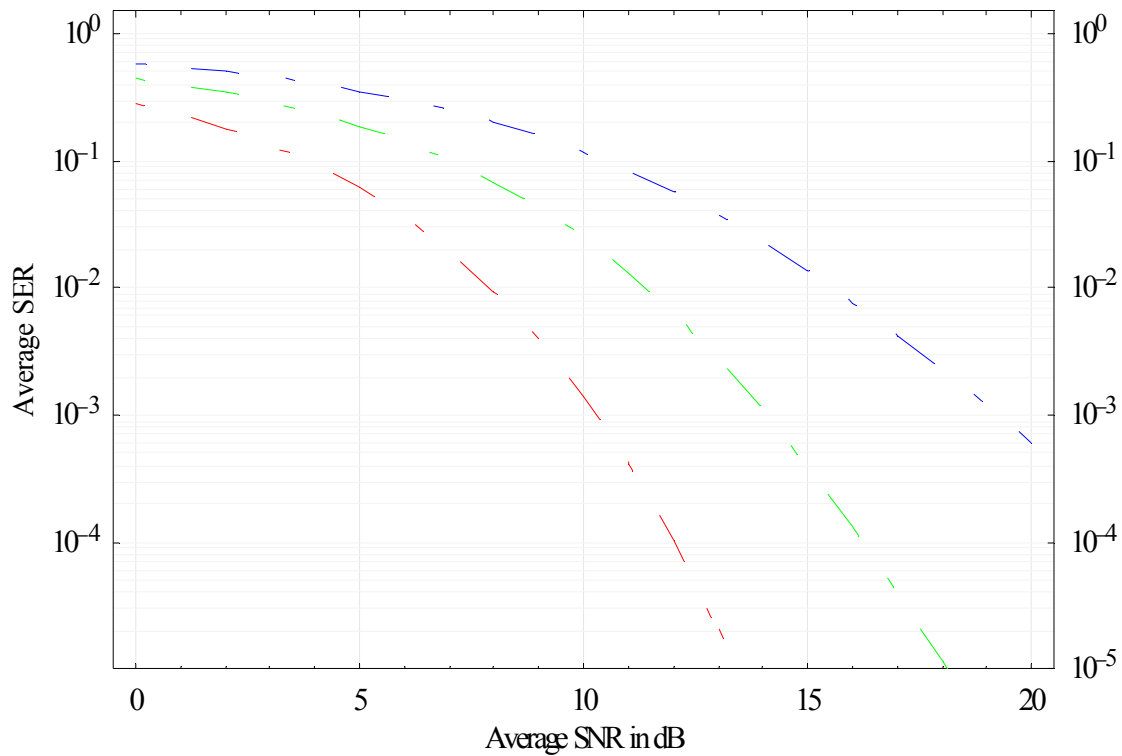
Γραφική Απεικόνιση 4.1 Επίδοση ΣΜΑ δέκτη

Στην γραφική απεικόνιση (4.1) παρατηρούμε τα αποτελέσματα της ΜΠΣΣ για διαμόρφωση 8-PSK συναρτήσει του μέσου ΛΣΘ του λαμβανόμενου σήματος με τιμές της ΓΓ3 κατανομής $\nu_i = 1, m_i = 1.5$ και για δέκτη με 1 και 2 και 4 κεραίες (κατά αντιστοιχία μπλέ, πράσινη και κόκκινη καμπύλη).



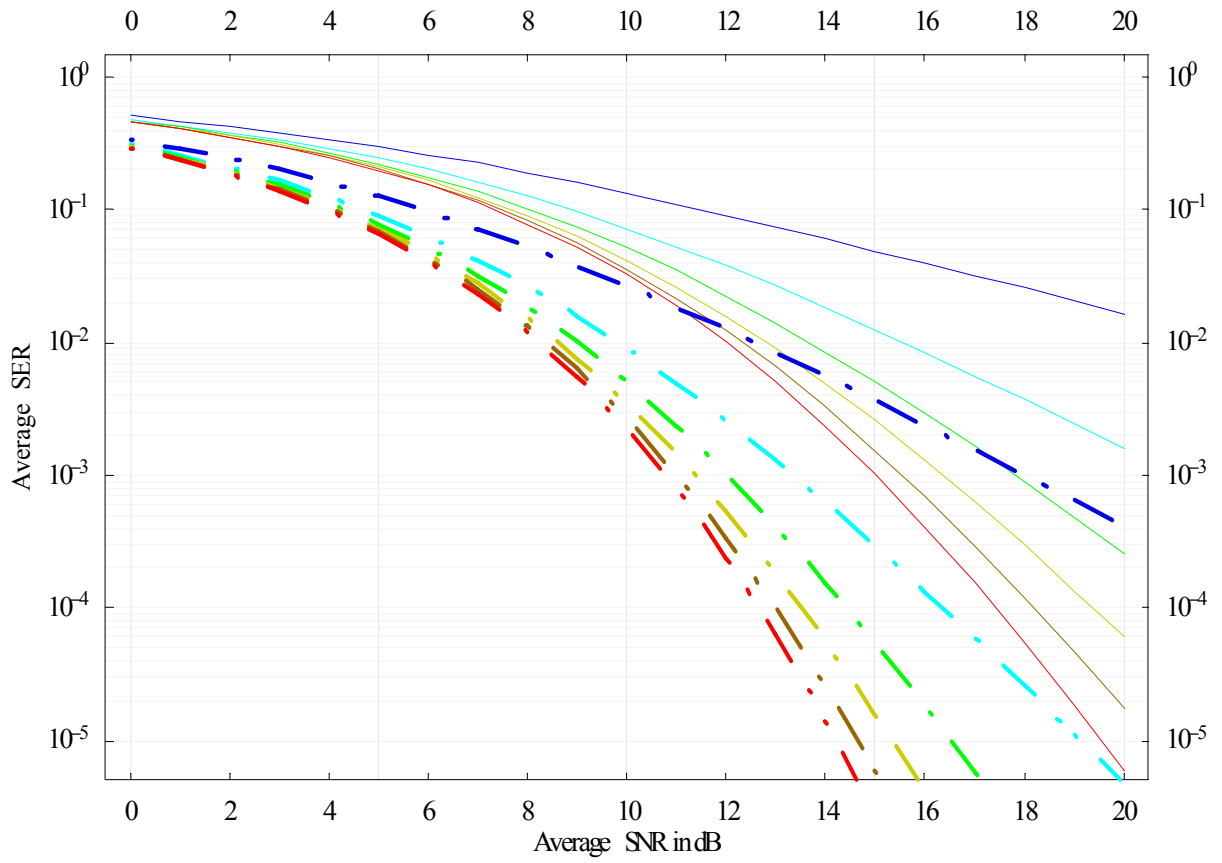
Γραφική Απεικόνιση 4.2 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη

Στην γραφική απεικόνιση (4.2) παρατηρούμε την συμπεριφορά της ΜΠΣΣ για διαμόρφωση 8-PSK συναρτήσει του μέσου ΛΣΘ του λαμβανόμενου σήματος με τιμές της ΓΓ3 κατανομής $\nu_i = 0.5$, $m_i = 1.5$ και για δέκτη με 1 και 2 και 4 κεραίες (κατά αντιστοιχία μπλέ, πράσινη και κόκκινη καμπύλη). Το ίδιο αποτυπώνεται και στην (4.3) αλλά για τιμές $\nu_i = 2$, $m_i = 1.5$

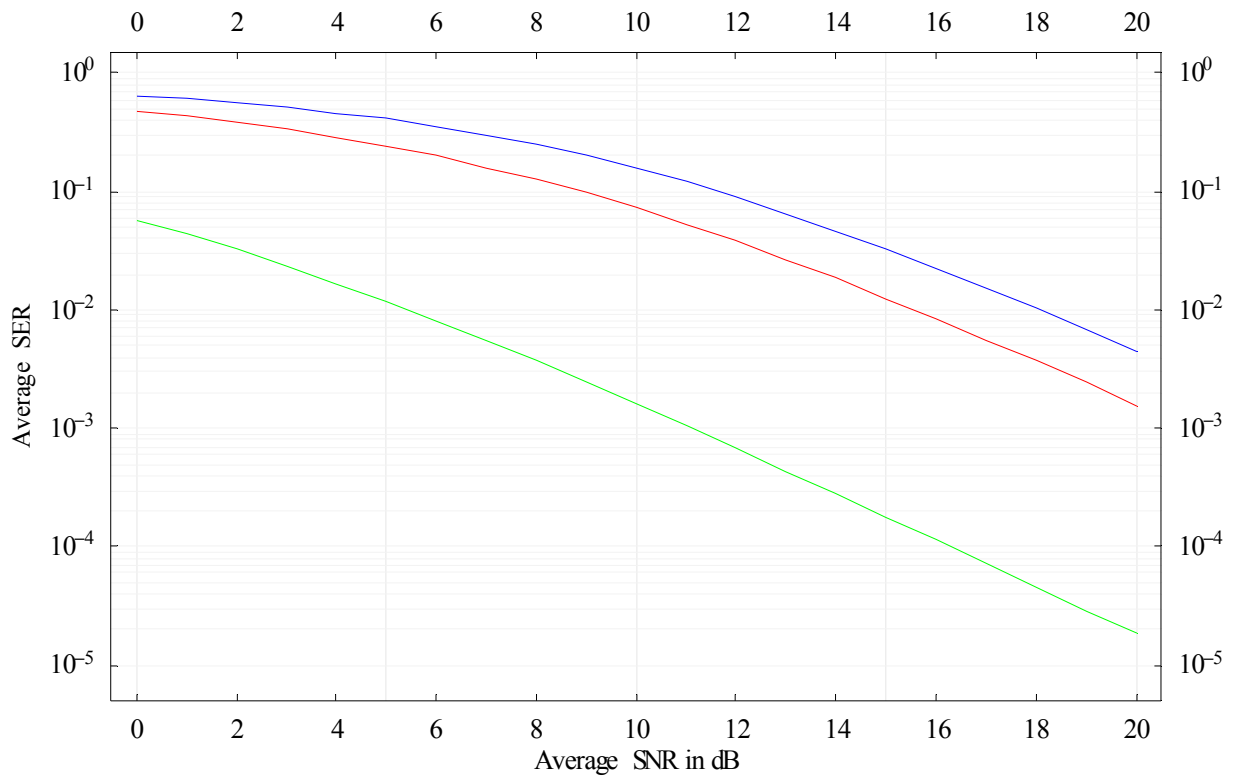


Γραφική Απεικόνιση 4.3 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη

Στην γραφική απεικόνιση (4.4) που ακολουθεί, παρατηρούμε την συμπεριφορά της ΜΠΣΣ για διαμόρφωση 8-PSK συναρτήσει του μέσου ΛΣΘ του λαμβανόμενου σήματος με τιμές της ΓΓ3 κατανομής $\nu_i = 1, m_i = 0.5, 1, 1.5, 2, 3, 4$ και για δέκτη με 2 και 4 κεραιές πριν (κατά αντιστοιχία μπλέ, cyan, πράσινη, κίτρινη, καφέ και κόκκινη καμπύλη με $L = 2$ οι συνεχείς και με $L = 4$ οι διακεκομμένες).



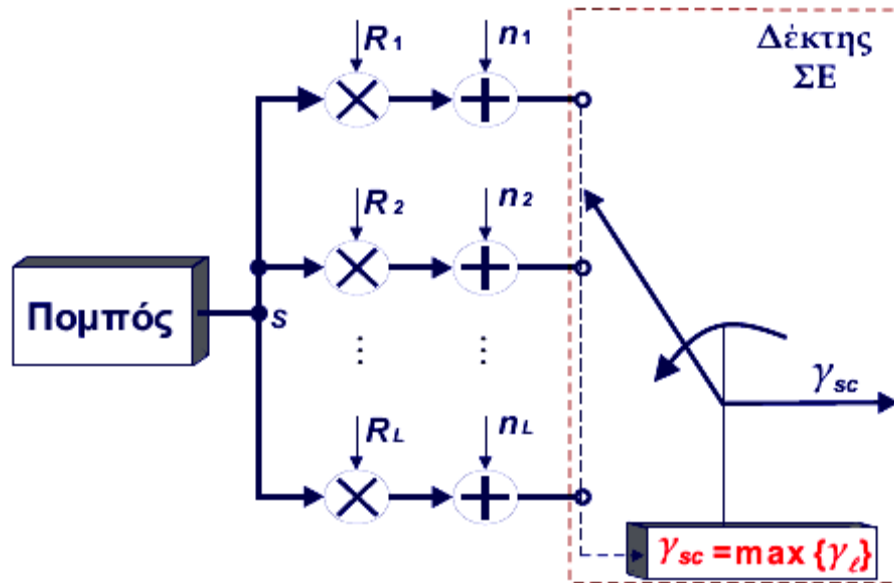
Γραφική Απεικόνιση 4.4 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη



Γραφική Απεικόνιση 4.5 Επίδοση ΣΜΛ δέκτη

Στην γραφική απεικόνιση (4.5) παρατηρούμε την συμπεριφορά της ΜΠΣΣ συναρτήσεως του μέσου ΛΣΘ του λαμβανόμενου σήματος με τιμές της ΓΓ3 κατανομής $\nu_i = 1, m_i = 1$ (Rayleigh) για δέκτη με 2 κεραιές και για τρεις διαφορετικές διαμορφώσεις σήματος : BPSK -> πράσινη καμπύλη, 8-PSK -> κόκκινη καμπύλη, 16-QAM -> μπλέ καμπύλη.

5 ΣΥΝΔΙΑΣΜΟΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ (ΣΕ)



Σχήμα 5-1 Δέκτης συνδιασμού επιλογής με L κεραίες λήψης.

Από τις τρεις μεθόδους γραμμικού διαφορισμού, οι δέκτες που υλοποιούν την μέθοδο του συνδιασμού επιλογής (ΣΕ) είναι οι λιγότερο πολύπλοκοι από άποψη κατασκευής, αφού χρειάζεται να επεξεργαστούν μόνο το ένα από τα L αντίγραφα του σήματος που φτάνουν στις κεραίες τους. Πιο συγκεκριμένα αυτοί οι δέκτες λειτουργούν ως εξής : καθώς τα αντίγραφα του σήματος καταφθάνουν στον μεταγωγέα, εκείνος επιλέγει την κεραία που έχει τον μεγαλύτερο ΛΣΘ ή το ισχυρότερο σήμα εάν υποθέσουμε ότι όλα τα κανάλια έχουν τον ίδιο θόρυβο.

Ο ΛΣΘ στην έξοδο του δέκτη μπορεί να αναπαρασταθεί :

$$X_{sc} = \max(X_1, X_2, \dots, X_L) \quad (5.1)$$

Η συνάρτηση αθροιστικής κατανομής του ΛΣΘ της εξόδου του δέκτη, σε ένα κανάλι που έχει διαλείψεις οι οποίες περιγράφονται από μια ΓΓΚ τριών παραμέτρων, μπορεί να εκφραστεί ως εξής :

$$F_{X_{sc}}(x) = \prod_{i=1}^L \frac{1}{\Gamma(m_i)} \gamma \left(m_i, \left(\frac{x\beta_i}{\bar{X}_i} \right)^{v_i} \right) \quad (5.2)$$

Όπου η συνάρτηση $\gamma(a, x) = \int_0^x e^{-t} t^{a-1} dt$ είναι η μη πλήρης συνάρτηση γάμμα. Όταν οι κεραίες είναι ανεξάρτητες και ισοδύναμα κατανομημένες και η παράμετρος των διαλείψεων m είναι ακέραιος, η αντίστοιχη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μπορεί να γραφτεί ως εξής [25] :

$$f_{X_{sc}}(x) = \frac{Lv}{(\bar{X}/\beta)^{vm} \Gamma(m)} \sum_{\rho=0}^{L-1} \binom{L-1}{\rho} (-1)^\rho \sum_{r=0}^{p(m-1)} \lambda_r^p \frac{x^{vm+vr-1}}{(\bar{X}/\beta)^{vr}} \exp \left\{ -\frac{(p+1)x^v}{(\bar{X}/\beta)^v} \right\} \quad (5.3)$$

Όπου οι συντελεστές λ_r^p υπολογίζονται αναδρομικά για διάφορες τιμές του r ως εξής :

$$\lambda_0^p = 1, \lambda_1^p = p, \lambda_{p(m-1)}^p = \frac{1}{((m-1)!)^p}, \lambda_r^p = \frac{1}{r} \sum_{l=1}^M \frac{l(p+1)-r}{l!} \lambda_{r-1}^p \quad (5.4)$$

Με το $M = \min(r, m-1), 2 \leq r \leq p(m-1)-1$. Η MGF του X_{sc} ορίζεται :

$$\mathcal{M}_{X_{sc}}(t) = \int_0^\infty e^{-xt} f_{X_{sc}}(x) dx \quad (5.5)$$

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω εξίσωση την (5.3) έχουμε :

$$\mathcal{M}_{X_{sc}}(t) = \frac{Lv}{(\bar{X}/\beta)^{vm} \Gamma(m)} \sum_{\rho=0}^{L-1} \binom{L-1}{\rho} (-1)^\rho \sum_{r=0}^{p(m-1)} \lambda_r^p \frac{x}{(\bar{X}/\beta)^{vr}} \quad (5.6)$$

Όπου

$$\mathcal{X} = \int_0^\infty e^{-xt} x^{vm+vr-1} e^{-(p+1)\left(\frac{\beta x}{\bar{X}}\right)^v} dx \quad (5.7)$$

Χρησιμοποιώντας πάλι την (4.4) η παραπάνω εξίσωση γίνεται :

$$\mathcal{X} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \Gamma(-s) t^s \int_0^{\infty} x^{vm+vr+s-1} e^{-(p+1)\left(\frac{\beta x}{\bar{X}}\right)^v} dx ds \quad (5.8)$$

Στη συνέχεια χρησιμοποιώντας την [20], το εσωτερικό ολοκλήρωμα υπολογίζεται ως :

$$\mathcal{X} = \left(\frac{\bar{X}}{\beta}\right)^{vm+vr} \left(\frac{1}{p+1}\right)^{m+r} \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \left(\frac{t(\bar{X}/\beta)}{(p+1)^{1/v}}\right)^s \Gamma(-s) \Gamma(m+r+s/v) ds \quad (5.9)$$

το οποίο μπορεί να εκφραστεί με όρους της συνάρτησης H του Fox ως εξής :

$$\mathcal{X} = \left(\frac{\bar{X}}{\beta}\right)^{vm+vr} \left(\frac{1}{p+1}\right)^{m+r} \frac{1}{v} H_{1,1}^{1,1} \left[\frac{t(\bar{X}/\beta)}{(p+1)^{1/v}} \middle| \begin{matrix} (1-m-r, 1/v) \\ (0,1) \end{matrix} \right] \quad (5.10)$$

Και αντικαθιστώντας στην (5.6) έχουμε :

$$\mathcal{M}_{\mathcal{X}_{sc}}(t) = \frac{L}{\Gamma(m)} \sum_{p=0}^{L-1} \binom{L-1}{p} (-1)^p \sum_{r=0}^{p(m-1)} \frac{\lambda_r^p}{(p+1)^{m+r}} H_{1,1}^{1,1} \left[\frac{t(\bar{X}/\beta)}{(p+1)^{1/v}} \middle| \begin{matrix} (1-m-r, 1/v) \\ (0,1) \end{matrix} \right] \quad (5.11)$$

Και πάλι παρατηρούμε ότι η συνάρτηση H μπορεί να υπολογιστεί με την βοήθεια των σειρών (4.8), παρόλα αυτά όταν ο παράγοντας v_i είναι ρητός αριθμός ($v_i = l_i/k_i$), η MGF του σήματος εξόδου μπορεί να γραφτεί και ως :

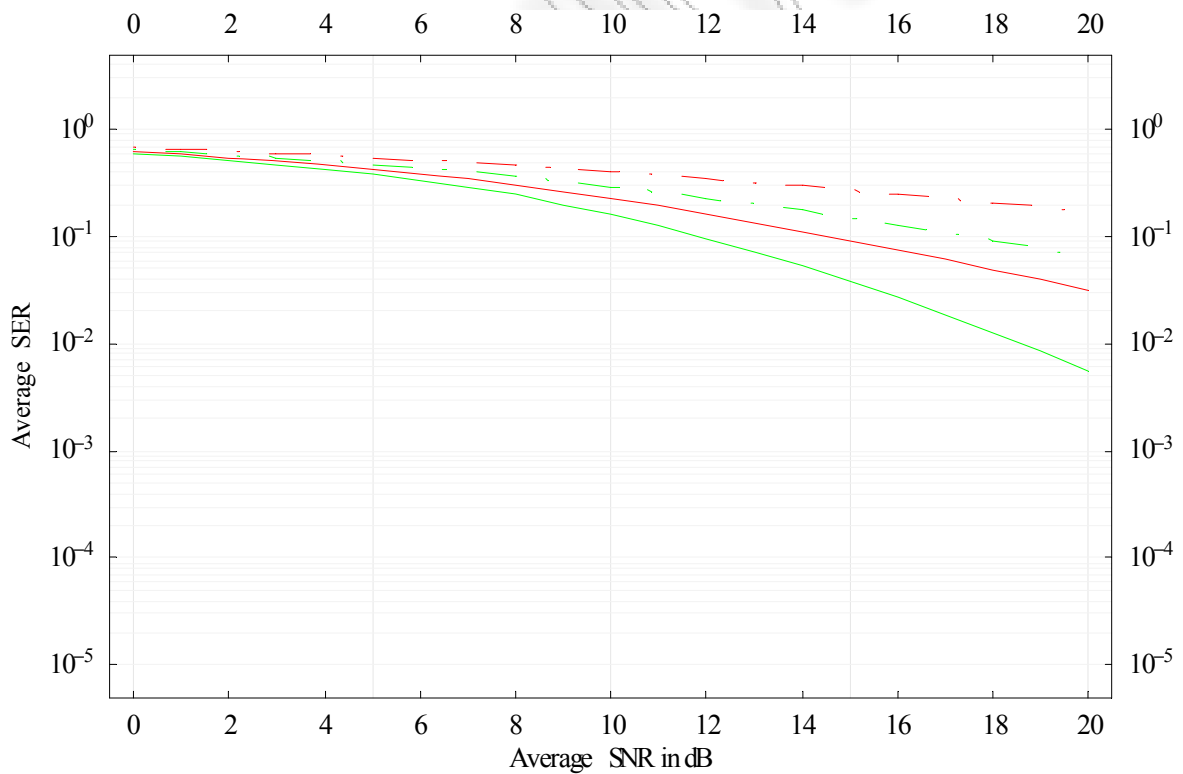
$$\mathcal{M}_{\mathcal{X}_{sc}}(t) = \frac{L\sqrt{l/k}k^m}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}} \Gamma(m)} \sum_{p=0}^{L-1} \binom{L-1}{p} (-1)^p \sum_{r=0}^{p(m-1)} \frac{\lambda_r^p k^r}{(p+1)^{m+r}} \times G_{k,l}^{l,k} \left[\left(\frac{t\bar{X}}{l\beta}\right)^l \left(\frac{k}{(p+1)}\right)^k \middle| \begin{matrix} 1-\frac{m+r}{k}, 1-\frac{m+r+1}{k}, \dots, 1-\frac{k+m+r-1}{k} \\ 0, \frac{1}{l}, \dots, \frac{l-1}{l} \end{matrix} \right] \quad (5.12)$$

Τελικά το ASER υπολογίζεται με αντικατάσταση της παραπάνω στην (3.3).

$$P_s = \sum_{z=1}^Z c_z \frac{Lk^m \sqrt{l/k}}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}} \Gamma(m)} \sum_{p=0}^{L-1} \binom{L-1}{p} (-1)^p \sum_{r=0}^{p(m-1)} \frac{\lambda_r^p k^r}{(p+1)^{m+r}} \times \int_0^{\theta_z} G_{k,l}^{l,k} \left[\left(\frac{\phi_z \bar{X}}{l\beta \sin^2 \theta} \right)^l \left(\frac{k}{(p+1)} \right)^k \left| \begin{matrix} 1 - \frac{m+r}{k}, 1 - \frac{m+r+1}{k}, \dots, 1 - \frac{k+m+r-1}{k} \\ 0, \frac{1}{l}, \dots, \frac{l-1}{l} \end{matrix} \right. \right] d\theta \quad (5.13)$$

5.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

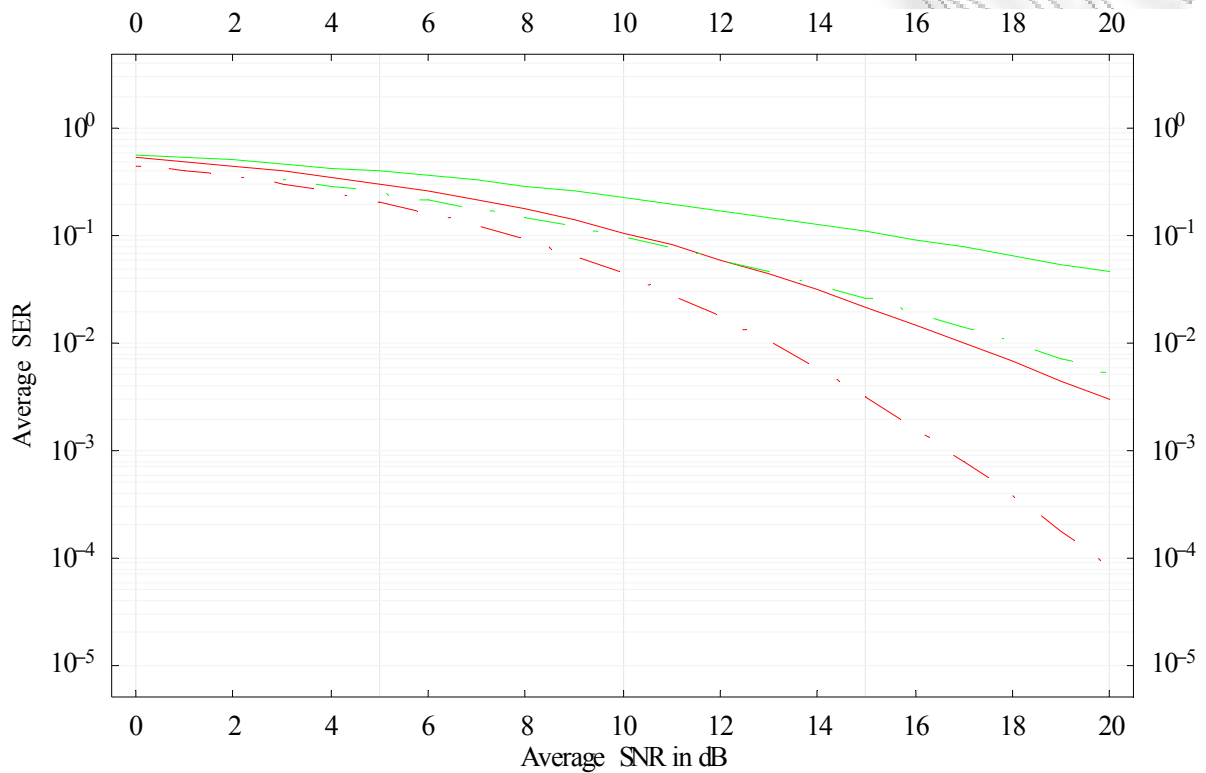
Στις παρακάτω γραφικές απεικονίσεις παρουσιάζονται τα αριθμητικά αποτελέσματα που υπολογίστηκαν από τις παραπάνω εξισώσεις. Με κύρια εξίσωση την (5.13) λοιπόν, έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα όπως υπολογίστηκαν με το μαθηματικό πακέτο Mathematica 5.2 .



Γραφική Απεικόνιση 5.1 Επίδοση ΣΕ δέκτη

Στην γραφική απεικόνιση 5.1 παρατηρούμε την συμπεριφορά της ΜΠΣΣ συναρτήσεως του μέσου ΛΣΘ του λαμβανόμενου σήματος με διάφορες τιμές της ΓΓ3 κατανομής για δέκτες χωρίς διαφορισμό και για διαμόρφωση σήματος 8-PSK. Πιο συγκεκριμένα, για $v_i = 1$ και $m_i = 1$ (Rayleigh) έχουμε την κόκκινη καμπύλη με ευθεία γραμμή, ενώ για $v_i = 0.5$ και

$m_i = 1$ έχουμε διακεκομμένη κόκκινη. Επίσης για $\nu_i = 1$ και $m_i = 2$ έχουμε την πράσινη καμπύλη ενώ για $\nu_i = 0.5$ και $m_i = 1$ έχουμε την πράσινη διακεκομμένη. Παρατηρούμε ότι με πιο σοβαρές διαλείψεις στο κανάλι όπως στις περιπτώσεις για $\nu_i = 0.5$ έχουμε αρκετά μεγάλη ΜΠΣΣ και συνεπώς ο διαφορισμός είναι απαραίτητος.



Γραφική Απεικόνιση 5.2 Επίδοση ΣΕ δέκτη

Στην γραφική απεικόνιση 5.2 παρατηρούμε την συμπεριφορά της ΜΠΣΣ για διαμόρφωση σήματος 8-PSK συναρτήσει του μέσου ΛΣΘ του λαμβανόμενου σήματος με διάφορες τιμές της ΓΓ3 κατανομής για δέκτες με 2 και 4 κεραίες. Πιο συγκεκριμένα για τις περιπτώσεις των δεκτών με 2 κεραίες στο δέκτη έχουμε τις ευθείες γραμμές ενώ για 4 κεραίες τις διακεκομμένες. Όπως φαίνεται στις πράσινες καμπύλες όταν $\nu = 0.5$ η επίδοση του δέκτη είναι αρκετά χειρότερη από ότι για $\nu = 1$.

5.2 Συνδιασμού Επιλογής για BPSK διαμόρφωση σήματος

Το ολοκλήρωμα στην (5.13) μπορεί να υπολογιστεί αριθμητικά για οποιαδήποτε τιμή στο πεδίο τιμών του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα στην περίπτωση της BPSK διαμόρφωσης, κάνοντας την αλλαγή μεταβλητής από $t = \sin^2 \theta$, το ορισμένο ολοκλήρωμα της (5.13) μπορεί να υπολογιστεί σε κλειστή μορφή και να δώσει :

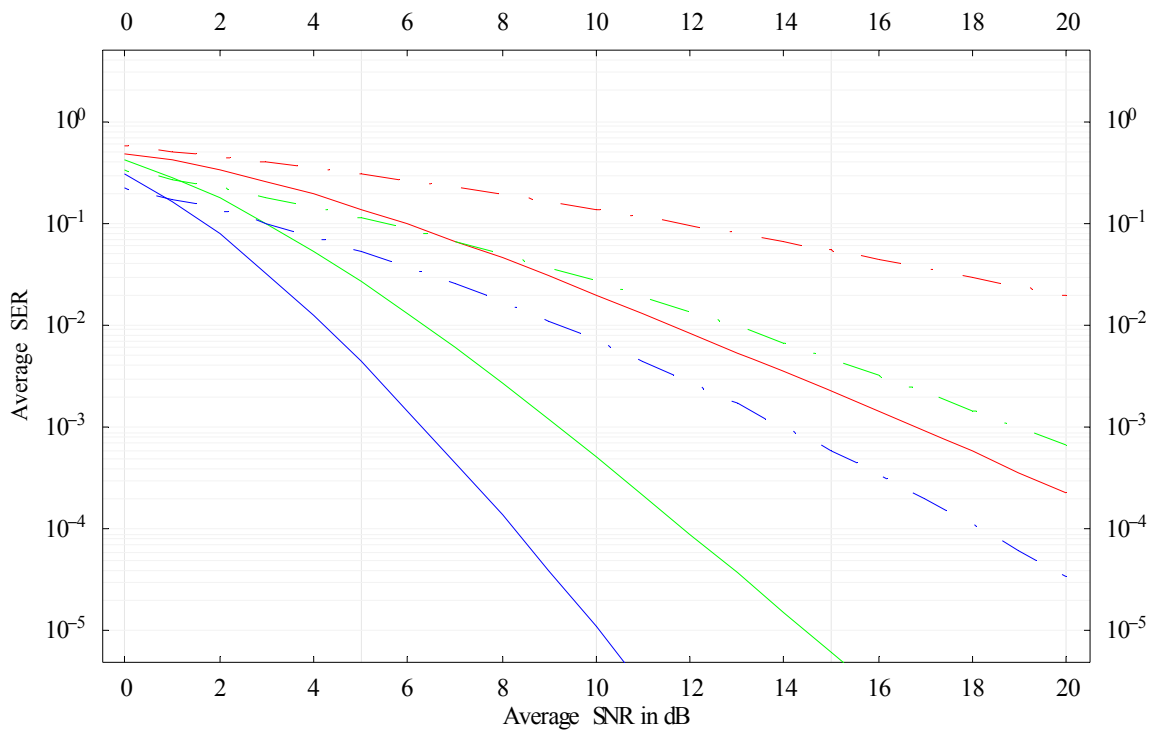
$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_0^1 t^{\frac{1}{2}} (1-t)^{\frac{1}{2}} G_{k,l}^{k,l} \left[\left(\frac{\bar{X}}{l\beta} \right)^l \left(\frac{k}{(p+1)} \right)^k \left| \begin{matrix} 1 - \frac{m+r}{k}, 1 - \frac{m+r+1}{k}, \dots, 1 - \frac{k+m+r-1}{k} \\ 0, \frac{1}{l}, \dots, \frac{l-1}{l} \end{matrix} \right. \right] dt = \\ & = \frac{1}{2} \int_0^1 t^{\frac{1}{2}} (1-t)^{\frac{1}{2}} G_{l,k}^{k,l} \left[\left(\frac{l\beta}{\bar{X}} \right)^l \left(\frac{k}{(p+1)} \right)^{-k} \left| \begin{matrix} 1, 1 - \frac{1}{l}, \dots, 1 - \frac{l-1}{l} \\ \frac{m+r}{k}, \frac{m+r+1}{k}, \dots, \frac{k+m+r-1}{k} \end{matrix} \right. \right] = \end{aligned} \quad (5.14)$$

$$= \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}\right)}{2} G_{l+1,k+1}^{k,l+1} \left[\left(\frac{l\beta}{\bar{X}} \right)^l \left(\frac{k}{(p+1)} \right)^{-k} \left| \begin{matrix} \frac{1}{2}, 1, 1 - \frac{1}{l}, \dots, 1 - \frac{l-1}{l} \\ \frac{m+r}{k}, \frac{m+r+1}{k}, \dots, \frac{k+m+r-1}{k}, 0 \end{matrix} \right. \right]$$

Τελικά καταλήγουμε στην ειδική περίπτωση για συμφασική BPSK διαμόρφωση στον δέκτη με ΣΕ διαφορισμό η οποία μπορεί να υπολογιστεί από τον κλειστό τύπο :

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{Lk^m \sqrt{\pi l/k}}{(2\pi)^{\frac{l+k}{2}} \Gamma(m)} \sum_{p=0}^{L-1} \binom{L-1}{p} (-1)^p \sum_{r=0}^{p(m-1)} \frac{\lambda_r^p k^r}{(p+1)^{m+r}} \\ & \times G_{l+1,k+1}^{k,l+1} \left[\left(\frac{l\beta}{\bar{X}} \right)^l \left(\frac{k}{(p+1)} \right)^{-k} \left| \begin{matrix} \frac{1}{2}, 1, 1 - \frac{1}{l}, \dots, 1 - \frac{l-1}{l} \\ \frac{m+r}{k}, \frac{m+r+1}{k}, \dots, \frac{k+m+r-1}{k}, 0 \end{matrix} \right. \right] \end{aligned} \quad (5.15)$$

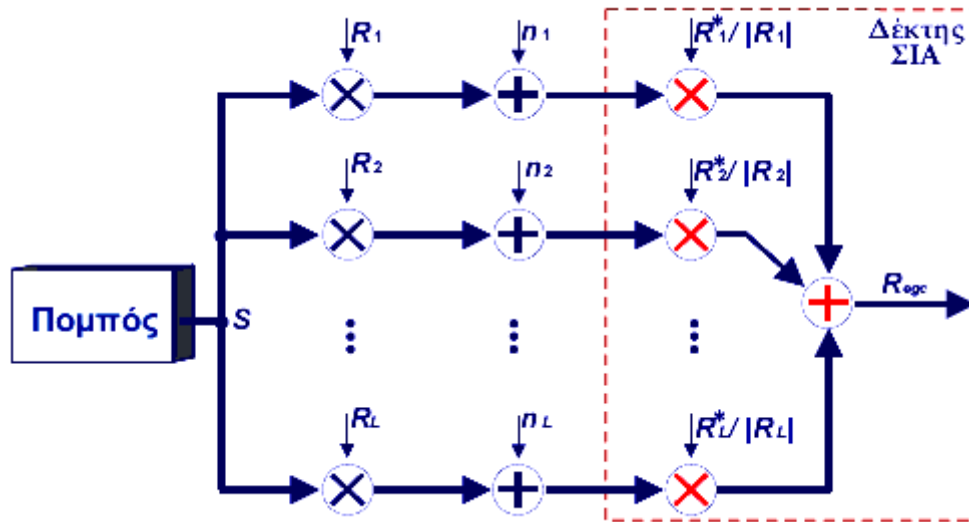
5.3 Αριθμητικά Αποτελέσματα για το BPSK



Γραφική Απεικόνιση 5.3 Επίδοση ΣΕ δέκτη για BPSK

Στην γραφική απεικόνιση 5.3 παρατηρούμε την συμπεριφορά της ΜΠΣΣ για διαμόρφωση σήματος BPSK συναρτήσει του μέσου ΛΣΘ του λαμβανόμενου σήματος με διάφορες τιμές της ΓΓ3 κατανομής για δέκτες με 1,2 και 3 κεραίες και για παράμετρο $m=2$ και για διάφορες τιμές της παραμέτρου $\nu=0.5,1$. Οι καμπύλες με ευθεία γραμμή αποτελούν την επίδοση του δέκτη με $\nu=1$ ενώ αυτές με διακεκομμένη την περίπτωση του $\nu=0.5$. Είναι φανερό ότι για πιο σοβαρές διαλείψεις όπως στην περίπτωση του $\nu=0.5$, η επίδοση των δεκτών μειώνεται ραγδαία.

6 ΕΠΙΔΟΣΗ ΓΙΑ ΣΙΑ ΔΕΚΤΗ



Σχήμα 6-1 Δέκτης συνδιασμού ίσης απολαβής με L κεραίες λήψης.

Παρόλο που οι δέκτες με τεχνική διαφορισμού ΣΜΛ είναι οι καλύτεροι σε επίδοση από όλα τα άλλα γραμμικά σχήματα διαφορισμού, στην πράξη συνήθως χρησιμοποιούνται εναλλακτικά σχήματα όπως ο Συνδιασμός Ίσης Απολαβής (ΣΙΑ), λόγω της μειωμένης πολυπλοκότητας στην υλοποίησή τους, καθώς αυτοί οι δέκτες δεν απαιτούν την γνώση του πλάτους του σήματος εισόδου παρά μόνο της φάσης του. Όπως διακρίνεται και στο σχήμα (6-1) ο δέκτης με ΣΙΑ τεχνική λειτουργεί ως εξής :

Όλα τα σήματα που καταφθάνουν από τις κεραίες αθροίζονται σύμφωνα, αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με τον κατάλληλο μιγαδικό συντελεστή βάρους για να γίνουν συμφασικά.

Σε ένα δέκτη με ΣΙΑ τεχνική διαφορισμού το συνιστάμενο σήμα από τις διαφορετικές κεραίες είναι συμφασικό, ισοβαρές και συνδιασμένο για να δώσει το αποτέλεσμα στο δέκτη. Γι' αυτό το λόγο το στιγμιαίο ΔΣΘ τις L -ιστής κεραίες του ΣΙΑ δέκτη δίνεται από τον τύπο [18] :

$$X_{EGC} = \frac{E_s}{LN_0} \left(\sum_{i=1}^L a_i \right)^2 = \frac{A^2}{L} \quad (6.1)$$

Όπου το $A = (A_1 + A_2 + \dots + A_L)$ είναι το αποτέλεσμα της εξόδου του ΣΙΑ δέκτη.

Χρησιμοποιώντας την μέθοδο της χαρακτηριστικής συνάρτησης (CHF) η (3.1) μπορεί να εκφραστεί και :

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \operatorname{Re} \left\{ \Psi(\varepsilon|w) \Phi_{\sqrt{X_{EGC}}}^*(w) \right\} dw \quad (6.2)$$

Όπου το $\Psi(\varepsilon|w)$ είναι η χαρακτηριστική συνάρτηση του $P_s(\varepsilon|\sqrt{X_{EGC}})$ και το $\Phi_{\sqrt{X_{EGC}}}^*(w)$ είναι ο μιγαδικός συζυγής της χαρακτηριστικής συνάρτησης του $\sqrt{X_{EGC}}$. Το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του $\Psi(\varepsilon|w)$ δίνεται από τις εξής σχέσεις :

$$\operatorname{Re} \left\{ \Psi(\varepsilon|w) \right\} = \frac{1}{2} \sum_{z=1}^Z \int_0^{\theta_z} c_z \sqrt{\frac{\pi \sin^2(\theta)}{\phi_z}} \exp\left(-\frac{w^2 \sin^2(\theta)}{4\phi_z}\right) d\theta \quad (6.3)$$

$$\operatorname{Im} \left\{ \Psi(\varepsilon|w) \right\} = \frac{1}{2} \sum_{z=1}^Z \int_0^{\theta_z} c_z \frac{w^2 \sin^2(\theta)}{\phi_z} {}_1F_1\left(1; 3/2; -\frac{w^2 \sin^2(\theta)}{4\phi_z}\right) d\theta \quad (6.4)$$

αντίστοιχα.

Η χαρακτηριστική συνάρτηση του τελικού πλάτους του $\sqrt{X_{EGC}}$ μπορεί να βρεθεί από το γινόμενο των χαρακτηριστικών συναρτήσεων του πλάτους κάθε μίας κεραίας ξεχωριστά. Δηλαδή :

$$\Phi_{\sqrt{X_{EGC}}}(w) = \prod_{i=1}^L \Phi_{A_i}\left(\frac{w}{\sqrt{L}}\right) \quad (6.5)$$

Όπου το $\Phi_{A_i}(w)$ θα είναι η χαρακτηριστική συνάρτηση του πλάτους του σήματος κάθε κεραίας και το οποίο επειδή θα ακολουθεί κατανομή γάμμα τριών παραμέτρων θα δίνεται από την εξής σχέση :

$$\Phi_{A_i}(w) = \frac{2\nu_i}{(\bar{X}_i / m_i)^{m_i} \Gamma(m_i)} \int_0^{\infty} e^{jwa} a^{2\nu_i m_i - 1} e^{-\left(\frac{m_i a^{2\nu_i}}{\bar{X}_i}\right)} da \quad (6.6)$$

Το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του $\Phi_{A_i}(w)$ δίνεται από τις εξής σχέσεις :

$$\operatorname{Re}\{\Phi_{A_i}(w)\} = \frac{2\nu_i}{(\bar{X}_i/m_i)^{m_i} \Gamma(m_i)} \int_0^\infty a^{2\nu_i m_i - 1} \cos(wa) e^{\left(\frac{m_i a^{2\nu_i}}{\bar{X}_i}\right)} da \quad (6.7)$$

$$\operatorname{Im}\{\Phi_{A_i}(w)\} = \frac{2\nu_i}{(\bar{X}_i/m_i)^{m_i} \Gamma(m_i)} \int_0^\infty a^{2\nu_i m_i - 1} \sin(wa) e^{\left(\frac{m_i a^{2\nu_i}}{\bar{X}_i}\right)} da \quad (6.8)$$

αντίστοιχα. Οι συναρτήσεις $\sin(wa)$ και $\cos(wa)$ υπολογίζονται ως εξής :

$$\cos(wa) = \frac{\sqrt{\pi}}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{\Gamma(-s)}{\Gamma(1/2+s)} \left(\frac{wa}{2}\right)^{2s} ds \quad (6.9)$$

$$\sin(wa) = \frac{\sqrt{\pi}}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{\Gamma(1/2-s)}{\Gamma(1+s)} \left(\frac{wa}{2}\right)^{2s} ds \quad (6.10)$$

Τέλος το πραγματικό μέρος για το $\Phi_{A_i}(w)$ γίνεται :

$$\operatorname{Re}\{\Phi_{A_i}(w)\} = \frac{2\nu_i}{(\bar{X}_i/m_i)^{m_i} \Gamma(m_i)} \frac{\sqrt{\pi}}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{\Gamma(-s)}{\Gamma(1/2+s)} \left(\frac{w}{2}\right)^{2s} \int_0^\infty a^{2\nu_i m_i + 2s - 1} e^{\left(\frac{m_i a^{2\nu_i}}{\bar{X}_i}\right)} da ds \quad (6.11)$$

Κάνοντας πράξεις και χρησιμοποιώντας την προηγούμενη εξίσωση το εσωτερικό ολοκλήρωμα γίνεται :

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{\Phi_{A_i}(w)\} &= \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(m_i)} \frac{1}{2\pi j} \sigma_x \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{\Gamma(-s)\Gamma(m_i + s/\nu_i)}{\Gamma(1/2+s)} \left[\left(\frac{w}{2}\right)^2 (\bar{X}_i/m_i)^{1/\nu_i} \right]^s ds = \\ &= \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(m_i)} H_{1,2}^{1,1} \left[\left(\frac{w}{2}\right)^2 (\bar{X}_i/m_i)^{1/\nu_i} \left| \begin{matrix} (1-m_i, 1/\nu_i) \\ (0,1)(1/2,1) \end{matrix} \right. \right] \end{aligned} \quad (6.12)$$

Όπου όταν το $\nu_i, i=1, \dots, L$ περιορίζεται μόνο σε ρητές τιμές έχουμε :

$$\operatorname{Re}\{\Phi_{A_i}(w)\} = \frac{k^{m_i} \sqrt{\pi l_i / k_i}}{\Gamma(m_i)(2\pi)^{\frac{k_i-1}{2}}} G_{k_i, 2l_i}^{l_i, k_i} \left[\left(\frac{w}{2l_i} \right)^{2l_i} \left(\frac{k_i \bar{X}_i}{m_i} \right)^{k_i} \left[\begin{matrix} 1 - \frac{m_i}{k_i}, 1 - \frac{1+m_i}{k_i}, \dots, 1 - \frac{k_i + m_i - 1}{k_i} \\ 0, \frac{1}{l_i}, \dots, \frac{l_i-1}{l_i}; 1 - \frac{1/2}{l_i}, 1 - \frac{3/2}{l_i}, \dots, 1 - \frac{l_i-1/2}{l_i} \end{matrix} \right] \right] \quad (6.13)$$

Κατά τον ίδιο τρόπο το φανταστικό μέρος του $\Phi_{A_i}(w)$ γίνεται :

$$\operatorname{Im}\{\Phi_{A_i}(w)\} = \frac{\sqrt{\pi}}{\Gamma(m_i)} H_{1,2}^{1,1} \left[\left(\frac{w}{2} \right)^2 \left(\bar{X}_i / m_i \right)^{1/v_i} \left[\begin{matrix} (1 - m_i, 1/v_i) \\ (1/2, 1)(0, 1) \end{matrix} \right] \right] \quad (6.14)$$

Οπότε καταλήγουμε :

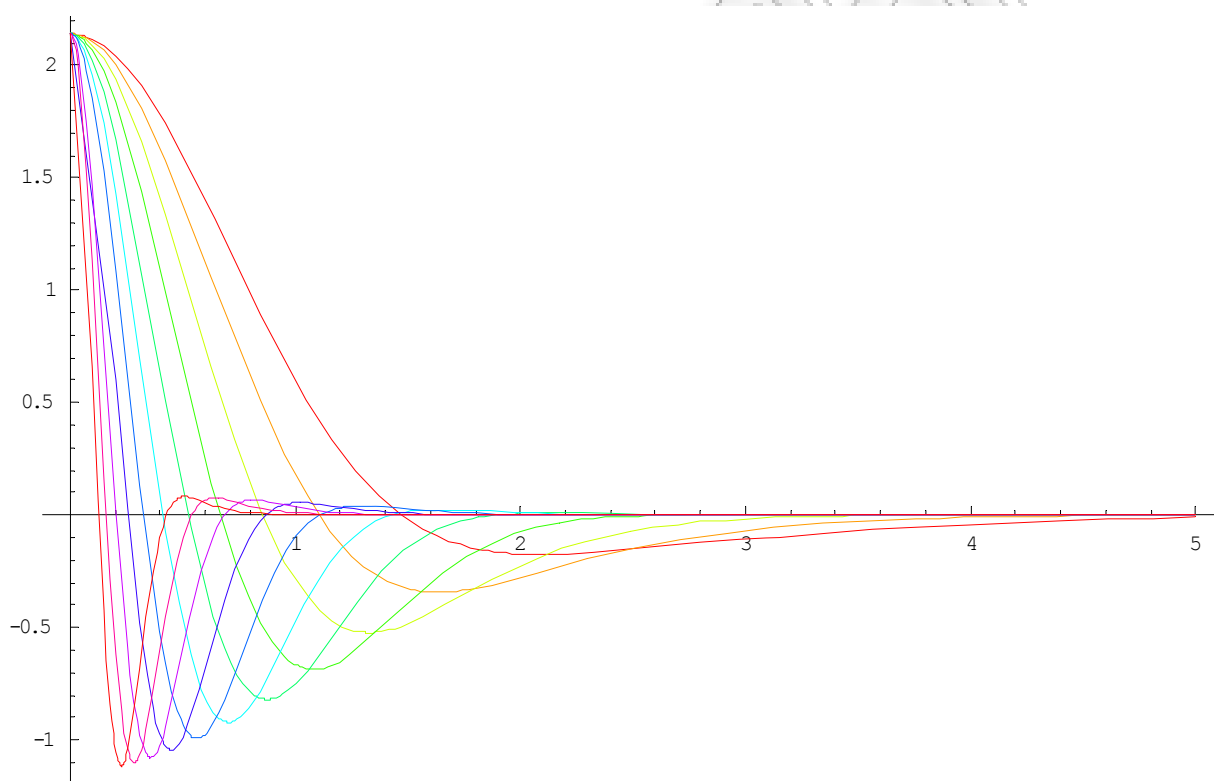
$$\operatorname{Im}\{\Phi_{A_i}(w)\} = \frac{k^{m_i} \sqrt{\pi l_i / k_i}}{\Gamma(m_i)(2\pi)^{\frac{k_i-1}{2}}} G_{k_i, 2l_i}^{l_i, k_i} \left[\left(\frac{w}{2l_i} \right)^{2l_i} \left(\frac{k_i \bar{X}_i}{m_i} \right)^{k_i} \left[\begin{matrix} 1 - \frac{m_i}{k_i}, 1 - \frac{1+m_i}{k_i}, \dots, 1 - \frac{k_i + m_i - 1}{k_i} \\ \frac{1/2}{l_i}, \frac{3/2}{l_i}, \dots, \frac{l_i-1/2}{l_i}; 1 - \frac{1}{l_i}, \dots, 0 \end{matrix} \right] \right] \quad (6.15)$$

Αντικαθιστώντας τώρα το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του $\Phi_{A_i}(w)$ στην αρχική σχέση μπορούμε να υπολογίσουμε την χαρακτηριστική συνάρτηση του ΛΣΘ της εξόδου του ΣΙΑ δέκτη για ανεξάρτητα ΓΓΚ3 κανάλια διαλείψεων. Παρατηρείται επίσης ότι η τελική χαρακτηριστική συνάρτηση συμπίπτει για την περίπτωση $\nu=1$ (διαλείψεις Nakagami) με τον [18 πίνακα Π]. Τελικά μπορούμε να υπολογίσουμε το ASER για ένα ΣΙΑ δέκτη με ανεξάρτητες αλλά όχι απαραίτητα ίδιες κατανομές διάλειψης στις κεραίες του δέκτη, χρησιμοποιώντας τα παραπάνω αποτελέσματα.

6.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

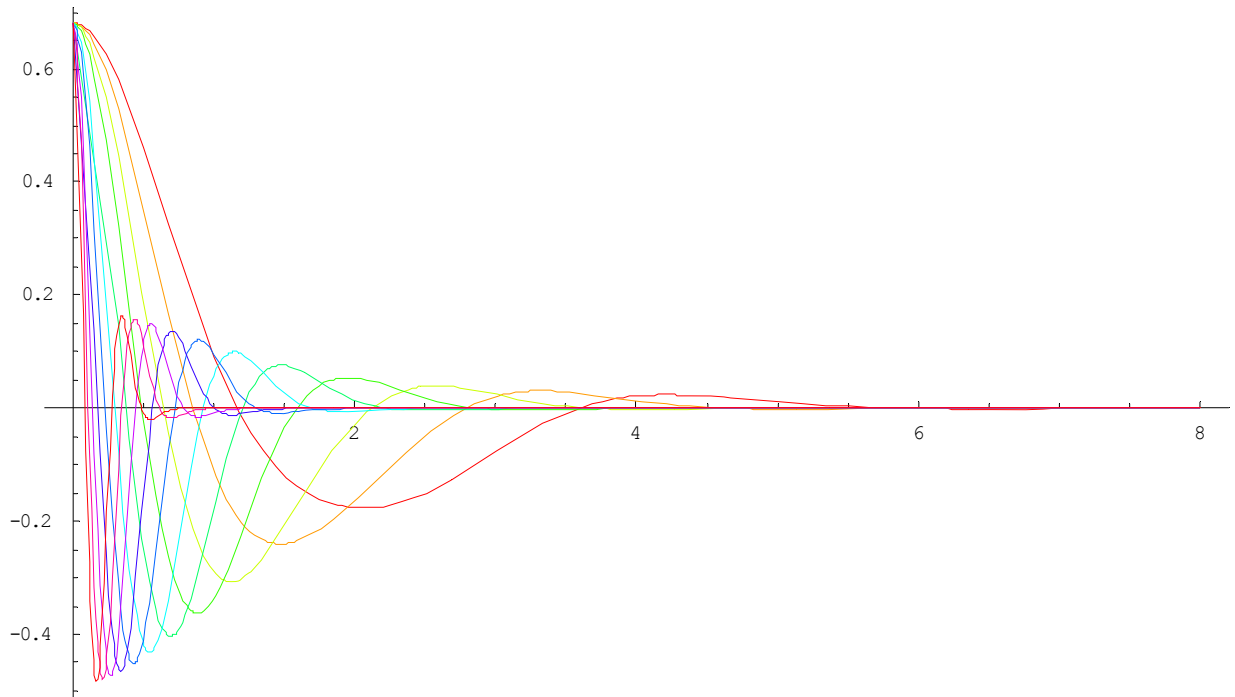
Επειδή για τον υπολογισμό της ΜΠΣΣ για ΣΙΑ δέκτες απαιτείται η εύρεση του ολοκληρώματος $\int_0^{\infty} \text{Re}\{\Psi(\varepsilon|w)\Phi_{\sqrt{X_{EGC}}}^*(w)\}dw$ στις γραφικές απεικονίσεις που ακολουθούν παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις για την συνάρτηση $\text{Re}\{\Psi(\varepsilon|w)\Phi_{\sqrt{X_{EGC}}}^*(w)\}$ όπου φαίνεται καθαρά ότι για την ολοκλήρωσή της μπορούν να χρησιμοποιηθούν τα άκρα 0,x όπου το x θα είναι το δεξί όριο της κάθε μίας.

Για παραμέτρους λοιπόν, $m=1, \nu=1, L=2$ έχουμε :



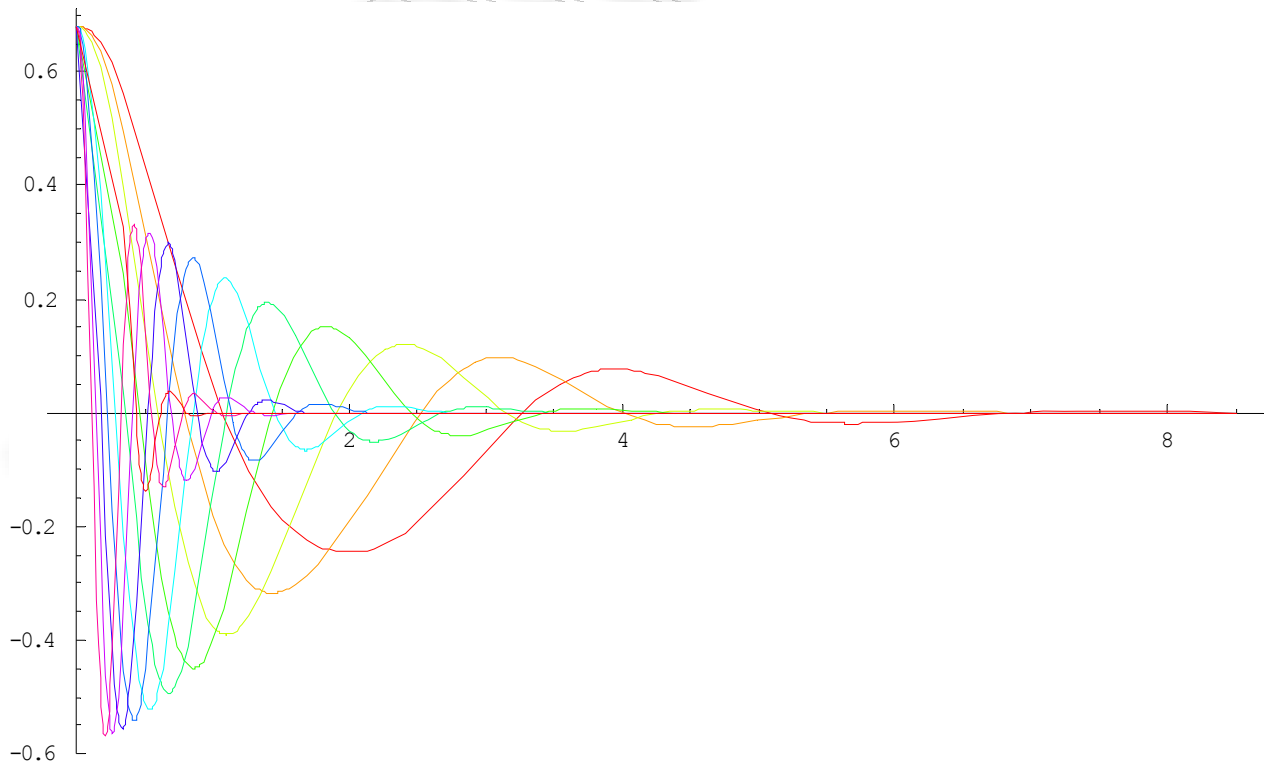
Γραφική Απεικόνιση 6.1 $m=1, \nu=1, L=2$

Για παραμέτρους, $m = 1, v = 1, L = 4$ έχουμε :



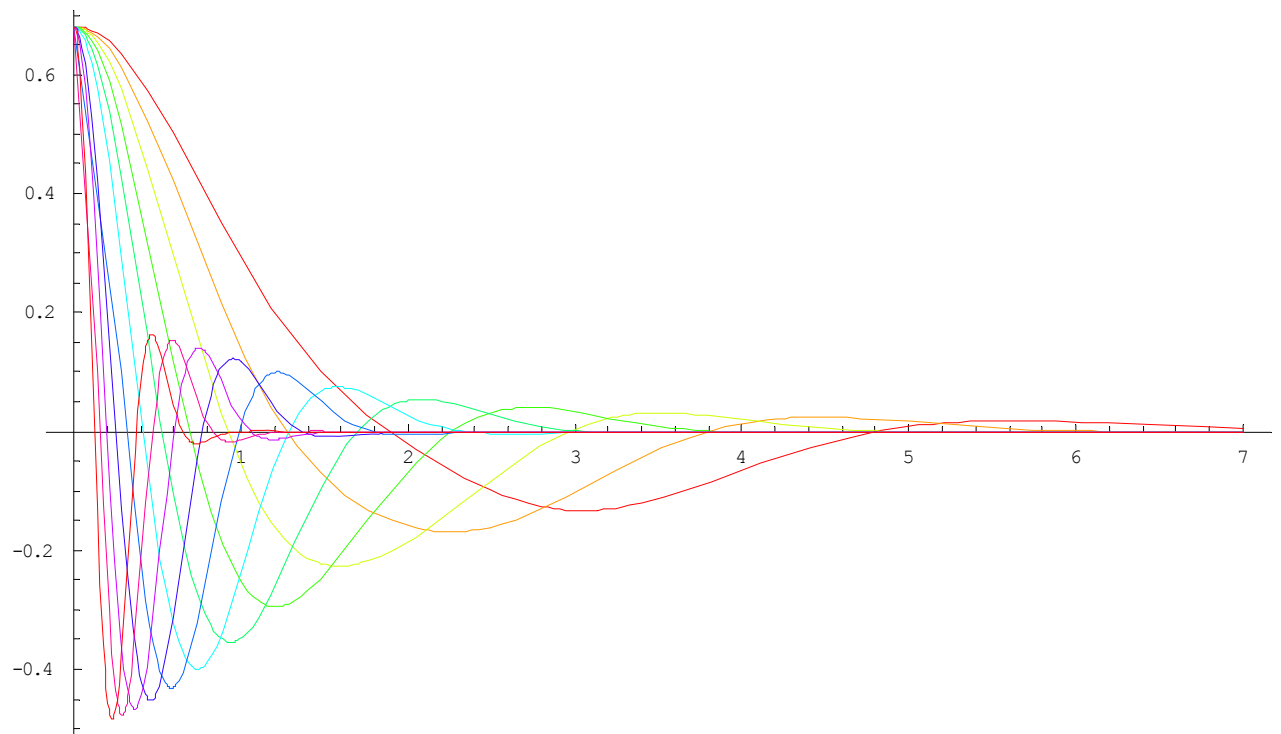
Γραφική Απεικόνιση 6.2 $m = 1, v = 1, L = 4$

Για παραμέτρους, $m = 2, v = 1, L = 4$ έχουμε :

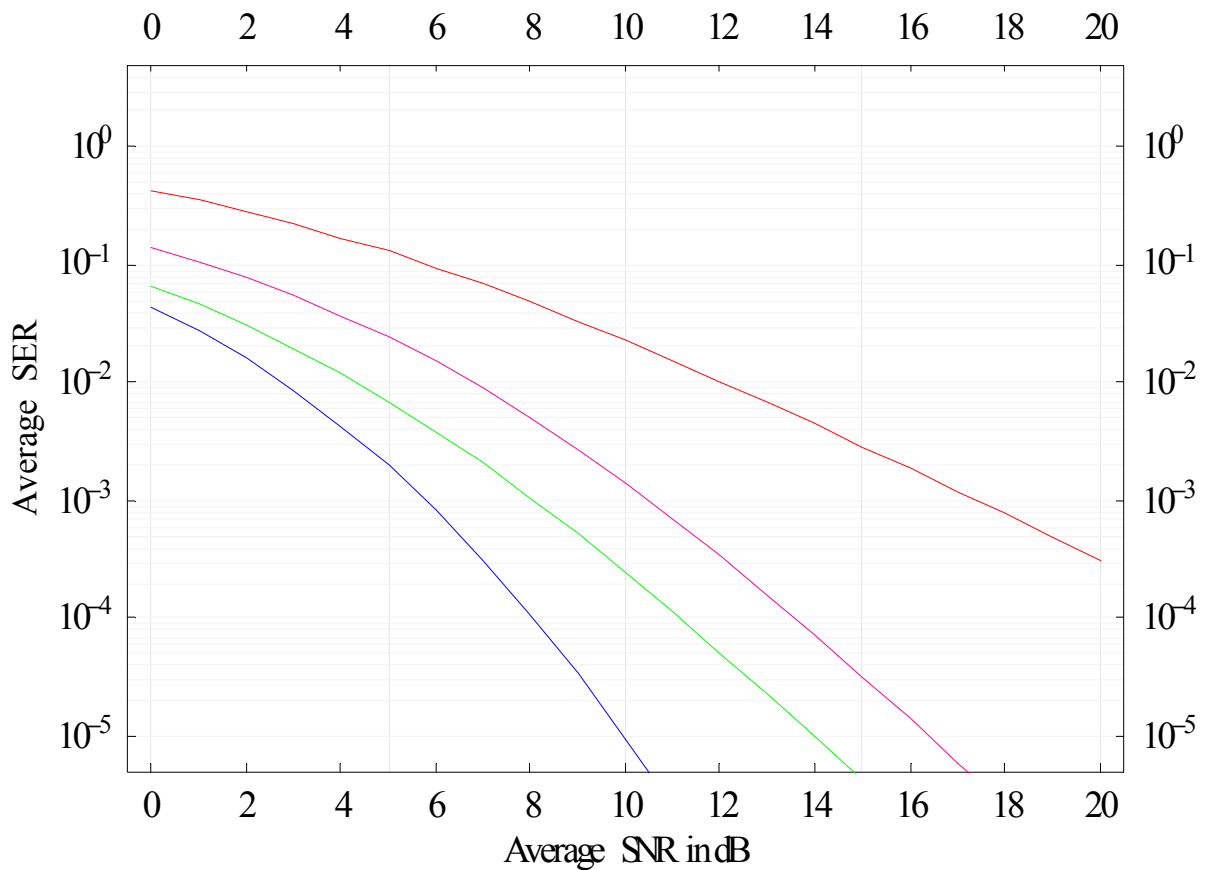


Γραφική Απεικόνιση 6.3 $m = 2, v = 1, L = 4$

Για παραμέτρους, $m = 2, \nu = 1, L = 2$ έχουμε :



Γραφική Απεικόνιση 6.4 $m = 2, \nu = 1, L = 2$



Γραφική Απεικόνιση 6.5 Επίδοση για ΣΙΑ δέκτες

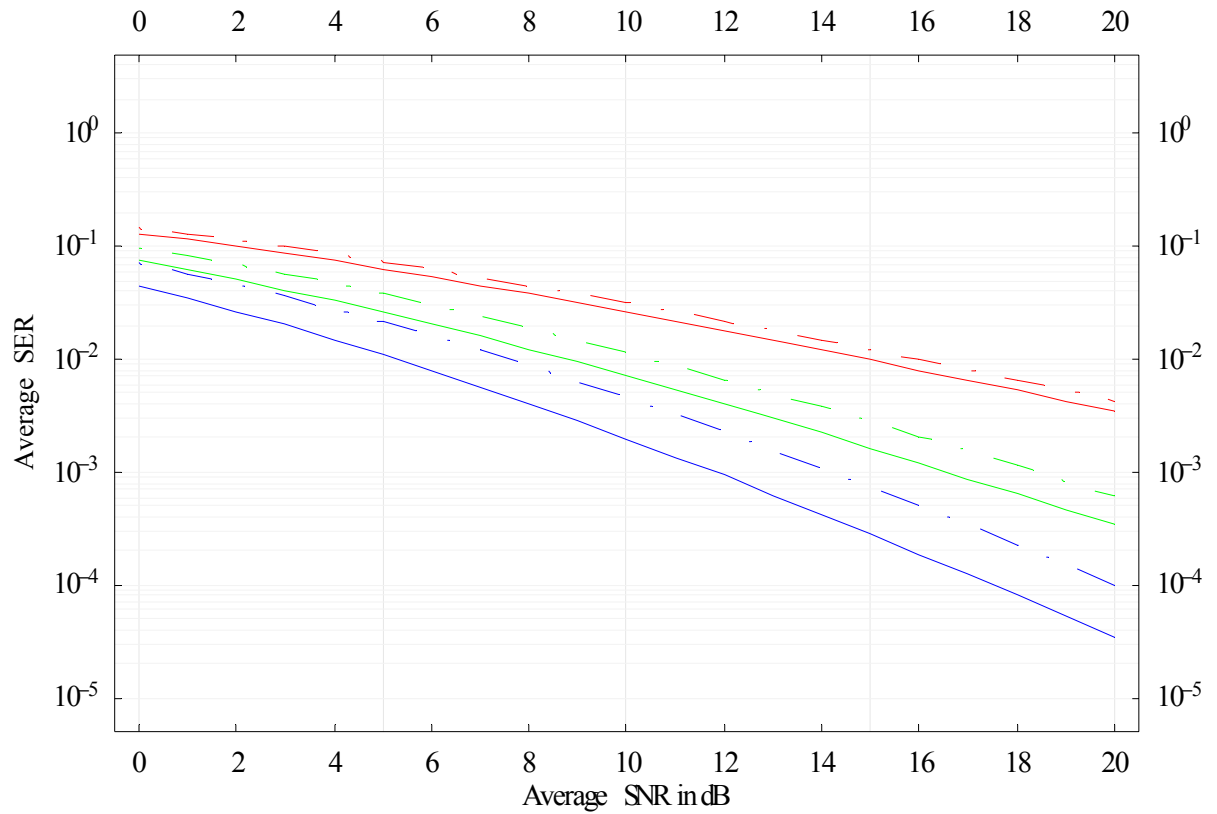
Τελικά έχουμε την επίδοση για ΣΙΑ δέκτες με $L = 2, 4$ και $m = 1, 2$ όπως παρουσιάζεται στην γραφική απεικόνιση 6.5 όταν το $\nu = 1$ και η διαμόρφωση είναι QPSK. Για $L = 2$ έχουμε την κόκκινη και την ροζ καμπύλη ενώ για $L = 4$ την πράσινη και την μπλέ.

7 ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Σε αυτή την εργασία μελετήθηκαν τα πιο γνωστά γραμμικά σχήματα διαφορισμού στον δέκτη για κανάλια επικοινωνιών που λειτουργούν σε συνθήκες διαλείψεων που ακολουθούν την Γενικευμένη Γάμμα Κατανομή τριών παραμέτρων. Τα σχήματα αυτά είναι γνωστά ως : Συνδιασμού Επιλογής (ΣΕ ή SC), Συνδιασμού Ίσης Απολαβής (ΣΙΑ ή EGC) και Συνδιασμού Μεγίστου Λόγου (ΣΜΛ ή MRC). Τα αποτελέσματα υπολογίστηκαν για διάφορες τιμές των παραμέτρων m, n και για πολλαπλά συστήματα κεραιών με την βοήθεια της συνάρτησης G του Meijer. Απαραίτητη προϋπόθεση βέβαια γι' αυτό είναι η παράμετρος n να είναι ρητός αριθμός. Η συνάρτηση αυτή υπάρχει υλοποιημένη σε πολλά πακέτα λογισμικού όπως το Mathematica το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή των γραφικών απεικονίσεων και των αριθμητικών αποτελεσμάτων που παρουσιάζονται στα προηγούμενα κεφάλαια. Τα αποτελέσματα αυτής της εργασίας θα είναι χρήσιμα για την πρόβλεψη της επίδοσης ψηφιακών ασύρματων επικοινωνιακών συστημάτων τα οποία λειτουργούν υπό τις συνθήκες περιβάλλοντος διαλείψεων και σκίασης.

7.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Τα αναλυτικά αποτελέσματα μπορούν να εφαρμοστούν σε πολλές ψηφιακές διαμόρφώσεις και παραμέτρους διαλείψεων. Παρόλα αυτά εδώ θα δώσουμε μόνο τα αριθμητικά αποτελέσματα για παραμέτρους διαλείψεων οι οποίες είναι ταυτόσημες δηλαδή $m_1 = m_2 = \dots = m_L = m$ και $n_1 = n_2 = \dots = n_L = n$ για όλες τις κεραιές του δέκτη. Παρουσιάστηκαν λοιπόν στις γραφικές απεικονίσεις 4.1 έως 4.5 η ΜΠΣΣ για διάφορες διαμορφώσεις για ΣΜΛ δέκτες.



Γραφική Απεικόνιση 7.1

Και καταλήγουμε με την τελευταία γραφική απεικόνιση την 7.1 όπου και παρουσιάζονται όλες οι μέθοδοι γραμμικού διαφορισμού στον δέκτη MRC, SC για δέκτες με 2,3 και 4 κεραίες και διαμόρφωση σήματος BPSK.

```
<<Graphics`Graphics`
<<Graphics`Legend`
<<Graphics`MultipleListPlot`
```

4-PSK, L=2 , m=1, v=1

MRC

$$Ps[n_] := \frac{1}{\pi} * NIntegrate \left[\text{MeijerG}[\{\{0\}, \{\}\}, \{\{0\}, \{\}\}, \frac{(10^{n/10}) * (\text{Sin}[\pi/4])^2}{(\text{Sin}[\theta])^2}]^2, \{\theta, 0, \frac{3\pi}{4}\} \right];$$

```
a2 = LogListPlot [ Table[{i, Ps[i]}, {i, 0, 20}],
  PlotJoined -> True, PlotRange -> {0.000005, 5}, PlotStyle -> {RGBColor [0, 0, 1]},
  GridLines -> {{Automatic, GrayLevel [0.9]}, {Automatic, GrayLevel [0.95]}}, Frame -> True,
  FrameTicks -> {{0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30},
    {{1, "10^0"}, {0.1, "10^-1"}, {0.01, "10^-2"}, {0.001, "10^-3"}, {0.0001, "10^-4"}, {0.00001, "10^-5"},
    {0.000001, "10^-6"}, {0.0000001, "10^-7"}, {0.00000001, "10^-8"}}},
  FrameLabel -> {"Average SNR in dB", "Average SER"}, TextStyle -> {FontFamily -> "Times", FontSize -> 11}];
```

SC

$$Ps[n_] := \frac{2}{\pi} \left(NIntegrate [\text{MeijerG}[\{\{0\}, \{\}\}, \{\{0\}, \{\}\}, \frac{(10^{n/10})}{2 * \text{Sin}[\theta]^2}], \{\theta, 0, \frac{3\pi}{4}\}] - \frac{1}{2} NIntegrate [\text{MeijerG}[\{\{0\}, \{\}\}, \{\{0\}, \{\}\}, \frac{(10^{n/10})}{4 * \text{Sin}[\theta]^2}], \{\theta, 0, \frac{3\pi}{4}\}] \right);$$

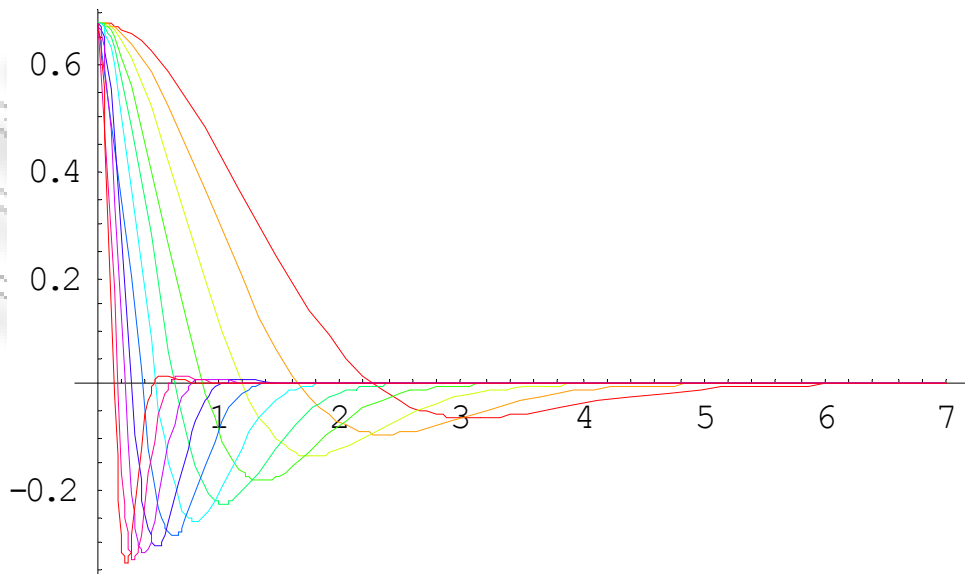
```
a3 = LogListPlot [ Table[{i, Ps[i]}, {i, 0, 20}],
  PlotJoined -> True, PlotRange -> {0.000005, 5}, PlotStyle -> {RGBColor [0, 1, 0]},
  GridLines -> {{Automatic, GrayLevel [0.9]}, {Automatic, GrayLevel [0.95]}}, Frame -> True,
  FrameTicks -> {{0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30},
    {{1, "10^0"}, {0.1, "10^-1"}, {0.01, "10^-2"}, {0.001, "10^-3"}, {0.0001, "10^-4"}, {0.00001, "10^-5"},
    {0.000001, "10^-6"}, {0.0000001, "10^-7"}, {0.00000001, "10^-8"}}},
  FrameLabel -> {"Average SNR in dB", "Average SER"}, TextStyle -> {FontFamily -> "Times", FontSize -> 11}];
```

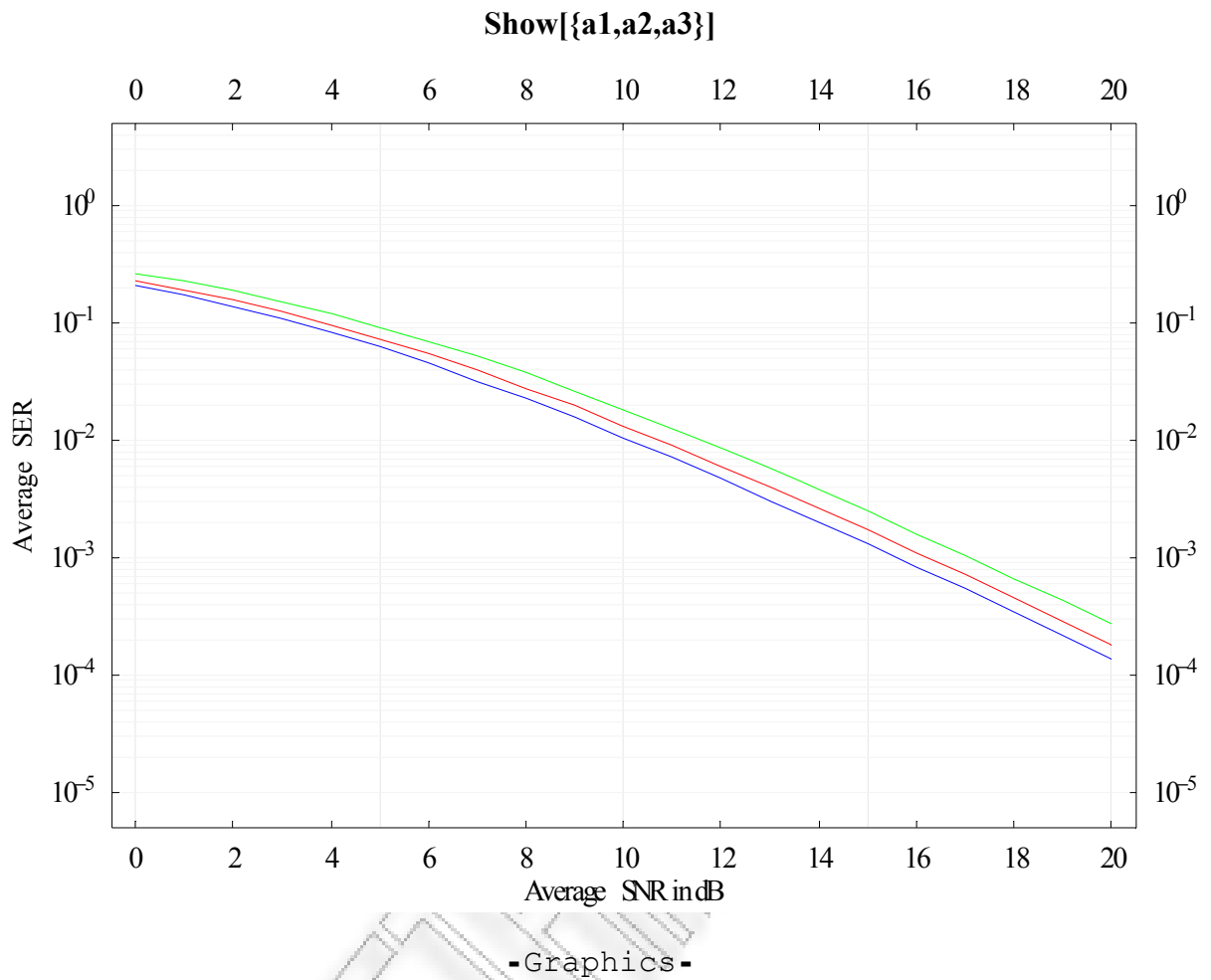
EGC

```

Gs[n_] :=
  1/2
  (
    -2-3+ $\frac{n}{10}$  5 $\frac{n}{10}$  e-22+ $\frac{n}{10}$  5 $\frac{n}{10}$  w2 π w2 - 2-5+ $\frac{n}{10}$  5 $\frac{n}{10}$  e-22+ $\frac{n}{10}$  5 $\frac{n}{10}$  w2 w2
    (
      -2√π -  $\frac{2e^{2^{-3+\frac{n}{10}} 5^{\frac{n}{10}} w^2}}{\sqrt{-2^{-3+\frac{n}{10}} 5^{\frac{n}{10}} w^2}}$  + 2√π  $\left(1 - \frac{1}{w^2} \left(2^{\frac{1}{2} (3-\frac{n}{10})} 5^{n/10} \sqrt{5^{n/10} w^2} \sqrt{-2^{-3+\frac{n}{10}} 5^{\frac{n}{10}} w^2} \operatorname{Erfi}\left[2^{\frac{1}{2} (-3+\frac{n}{10})} \sqrt{5^{n/10} w^2}\right]\right)\right)$ 
    )
  )
  NIntegrate[ $\frac{\sqrt{2\pi} \sin[\theta]^2 e^{\frac{1}{2} (w^2 \sin[\theta]^2)}}{\pi}$ , {θ, 0,  $\frac{3\pi}{4}$ }] -
  1/2 e-22-3+ $\frac{n}{10}$  5 $\frac{n}{10}$  w2 √π √-2-3+ $\frac{n}{10}$  5 $\frac{n}{10}$  w2 √2-3+ $\frac{n}{10}$  5 $\frac{n}{10}$  w2
  (
    -2√π -  $\frac{2e^{2^{-3+\frac{n}{10}} 5^{\frac{n}{10}} w^2}}{\sqrt{-2^{-3+\frac{n}{10}} 5^{\frac{n}{10}} w^2}}$  + 2√π  $\left(1 - \frac{1}{w^2} \left(2^{\frac{1}{2} (3-\frac{n}{10})} 5^{n/10} \sqrt{5^{n/10} w^2} \sqrt{-2^{-3+\frac{n}{10}} 5^{\frac{n}{10}} w^2} \operatorname{Erfi}\left[2^{\frac{1}{2} (-3+\frac{n}{10})} \sqrt{5^{n/10} w^2}\right]\right)\right)$ 
  )
  NIntegrate[ $\frac{1}{\pi} \left(2w \sin[\theta]^2 \operatorname{Hypergeometric1F1}\left[1, \frac{3}{2}, -\frac{1}{2} (w^2 \sin[\theta]^2)\right]\right)$ , {θ, 0,  $\frac{3\pi}{4}$ }]];
Plot[{{Gs[0]}, {Gs[2]}, {Gs[4]}, {Gs[6]}, {Gs[8]}, {Gs[10]}, {Gs[12]}, {Gs[14]}, {Gs[16]}, {Gs[18]}, {Gs[20]}},
  {w, 0, 7}, PlotRange -> All,
  PlotStyle -> {{Hue[0]}, {Hue[.1]}, {Hue[.2]}, {Hue[.3]}, {Hue[.4]}, {Hue[.5]}, {Hue[.6]}, {Hue[.7]},
  {Hue[.8]}, {Hue[.9]}, {Hue[1]}}];
Ps[n_] := 1/π (NIntegrate[Gs[n], {w, 0, 7}]);
a1 = LogListPlot[Table[{i, Ps[i]}, {i, 0, 20}],
  PlotJoined -> True, PlotRange -> {0.000005, 5}, PlotStyle -> {RGBColor[1, 0, 0]},
  GridLines -> {{Automatic, GrayLevel[0.9]}, {Automatic, GrayLevel[0.95]}}, Frame -> True,
  FrameTicks -> {{0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30},
  {{1, "100"}, {0.1, "10-1"}, {0.01, "10-2"}, {0.001, "10-3"}, {0.0001, "10-4"}, {0.00001, "10-5"},
  {0.000001, "10-6"}, {0.0000001, "10-7"}, {0.00000001, "10-8"}}},
  FrameLabel -> {"Average SNR in dB", "Average SER"}, TextStyle -> {FontFamily -> "Times", FontSize -> 11}];

```





Η πράσινη καμπύλη είναι για ΣΕ δέκτη, η κόκκινη για ΣΙΑ και η μπλέ για ΣΜΛ είναι φανερό ότι την καλύτερη επίδοση προσφέρει η τεχνική διαφορισμού ΣΜΛ.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

I.1 Πίνακες

Πίνακας I

Οι τιμές των παραμέτρων για συγκεκριμένα σχήματα διαμόρφωσης.

	Z	c_z	ϕ_z	θ_z
MPSK	1	$1/\pi$	$\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)$	$\pi\left(1-\frac{1}{M}\right)$
MQAM	2	$\frac{4}{\pi}\left(1-1/\sqrt{M}\right)$	$\frac{3}{2(M-1)}$	$\pi/2$
		$-\frac{4}{\pi}\left(1-1/\sqrt{M}\right)^2$	$\frac{3}{2(M-1)}$	$\pi/4$
MPAM	1	$\frac{2}{\pi}\left(1-1/M\right)$	$\frac{3}{(M^2-1)}$	$\pi/2$
MSK	2	$2/\pi$	1	$\pi/2$
		$-1/\pi$	1	$\pi/4$
DE-BPSK	2	$2/\pi$	1	$\pi/2$
		$-2/\pi$	1	$\pi/4$
DE-QPSK	4	$4/\pi$	1/2	$\pi/2$
		$-8/\pi$	1/2	$\pi/4$
		$\left(\frac{4}{\pi^2}\right)\cos^{-1}\left(\frac{3\cos(2\theta)-1}{2\cos^3(2\theta)}-1\right)$	1/2	$\pi/6$
		$\left(\frac{4}{\pi^2}\right)\left[\pi-\cos^{-1}\left(\frac{3\cos(2\theta)-1}{2\cos^3(2\theta)}-1\right)\right]$	1/2	$\frac{\sin^{-1}(1/\sqrt{3})}{\pi^2}$

I.2 Υπολογισμός ολοκληρωμάτων

Σε αυτή την ενότητα, θα δείξουμε πως η συνάρτηση H του Fox μπορεί να μετατραπεί στην συνάρτηση G του Meijer για ρητές τιμές της παραμέτρου (π.χ., $\nu = l/k$, όπου το l και το k είναι ακέραιοι αριθμοί). Από τον ορισμό της συνάρτησης H του Fox στο [22, εξ. (1.1.1)], έχουμε :

$$H_{1,1}^{1,1} \left[z \left| \begin{matrix} (1-a, 1/\nu) \\ (0, 1) \end{matrix} \right. \right] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \Gamma(-s) \Gamma(a+s/\nu) z^s ds \quad (7.1)$$

Αντικαθιστώντας το $\nu = l/k$, θέτουμε $s = ls$, και χρησιμοποιώντας το πολλαπλασιαστικό θεώρημα [23, εξ. (8.335.1)], η (7.2) μπορεί να γραφεί ως εξής :

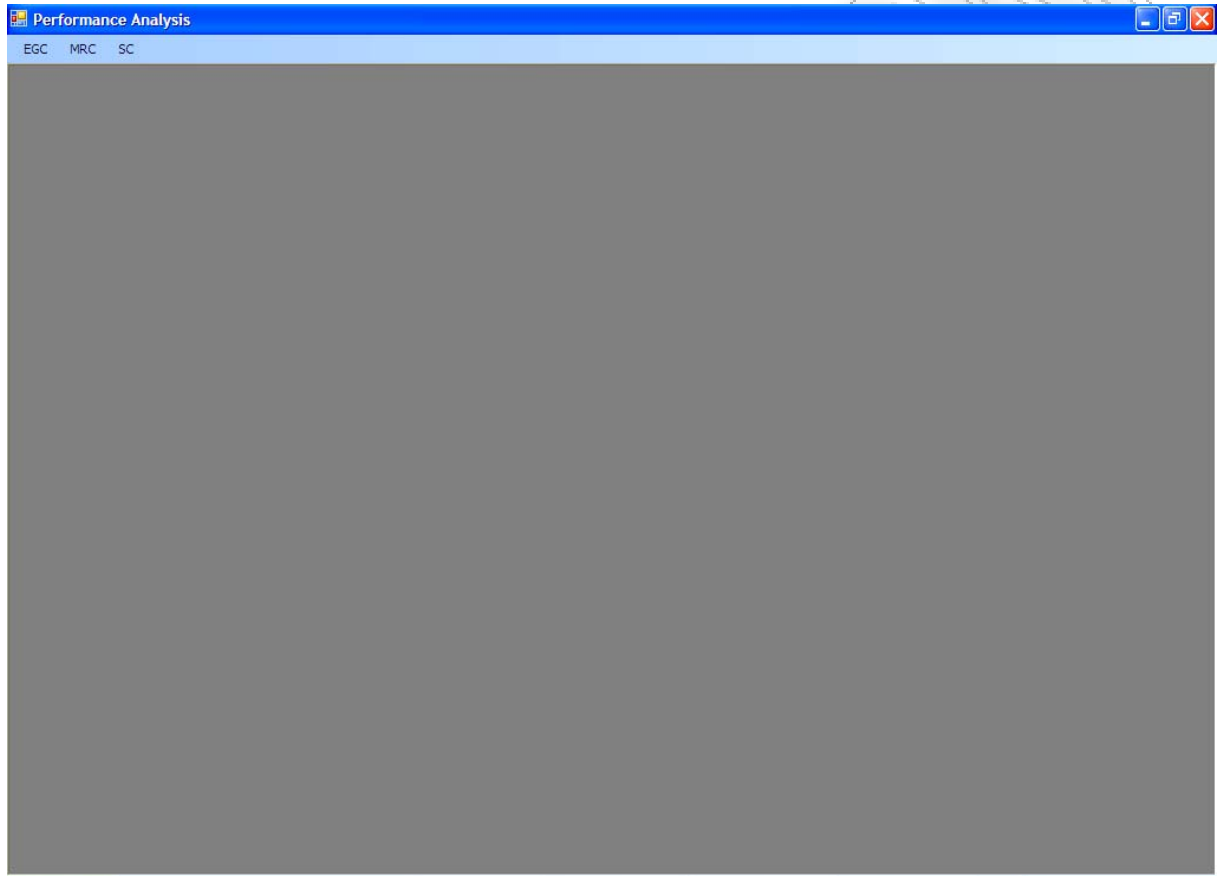
$$H_{1,1}^{1,1} \left[z \left| \begin{matrix} (1-a, 1/\nu) \\ (0, 1) \end{matrix} \right. \right] = \frac{k^a \sqrt{l/k}}{(2\pi)^{\frac{l+k-2}{2}}} G_{k,l}^{l,k} \left[\begin{matrix} z^l k^k \left| 1 - \frac{a}{k}, 1 - \frac{a+1}{k}, \dots, 1 - \frac{k+a-1}{k} \right. \\ \left. 0, \frac{1}{l}, \dots, \frac{l-1}{l} \right. \end{matrix} \right] \quad (7.3)$$

Ομοίως, για ρητές τιμές του ν (πχ. $\nu = l/k$), έχουμε :

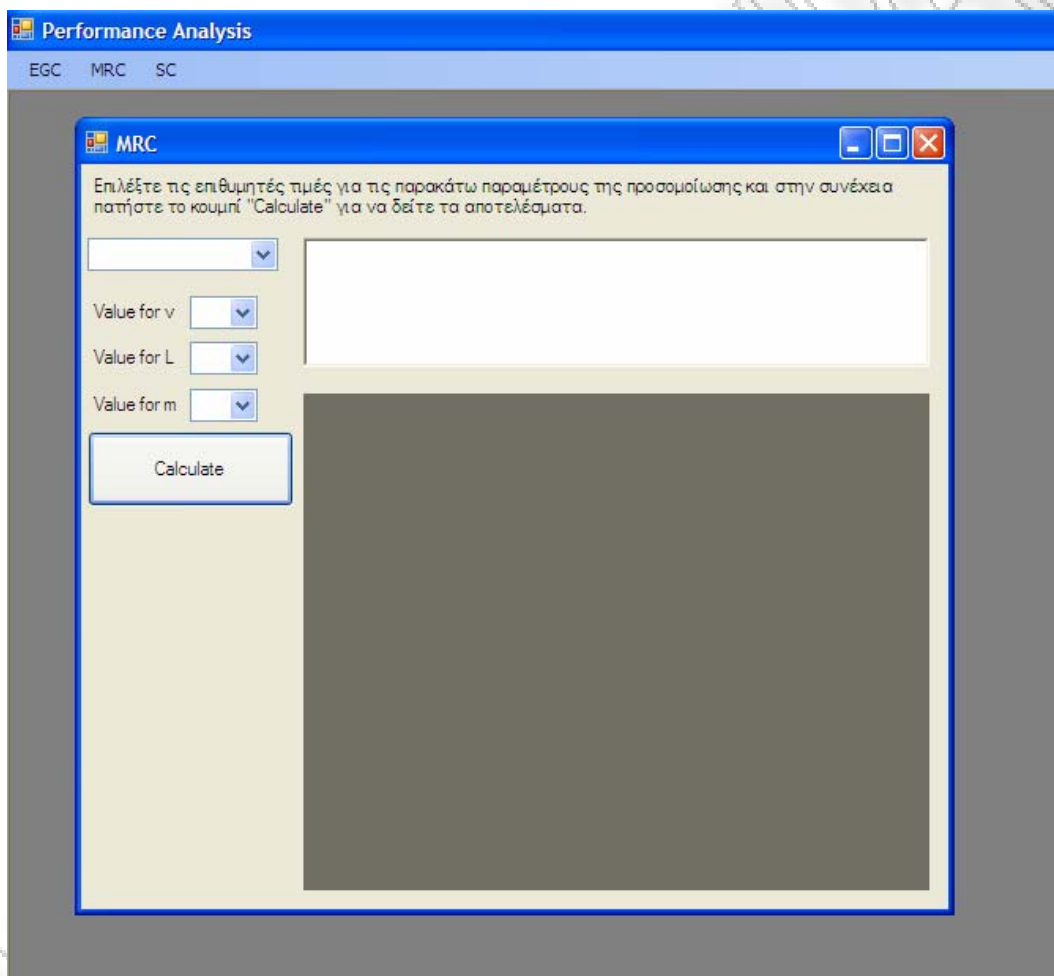
$$\begin{aligned} H_{1,2}^{1,1} \left[z \left| \begin{matrix} (1-a, 1/\nu) \\ (0, 1), (1/2, 1) \end{matrix} \right. \right] &= \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{\Gamma(-s) \Gamma(a+s/\nu)}{\Gamma(1/2+s)} z^s ds \\ &= \frac{k^a \sqrt{l/k}}{(2\pi)^{\frac{k-1}{2}}} G_{k,2l}^{l,k} \left[\begin{matrix} z^l k^k \left| 1 - \frac{a}{k}, 1 - \frac{1+a}{k}, \dots, 1 - \frac{k+a-1}{k} \right. \\ \left. 0, \frac{1}{l}, \dots, \frac{l-1}{l}; 1 - \frac{1/2}{l}, 1 - \frac{3/2}{l}, \dots, 1 - \frac{l-1/2}{l} \right. \end{matrix} \right] \end{aligned} \quad (7.4)$$

I.3 Εργαλεία Ανάλυσης

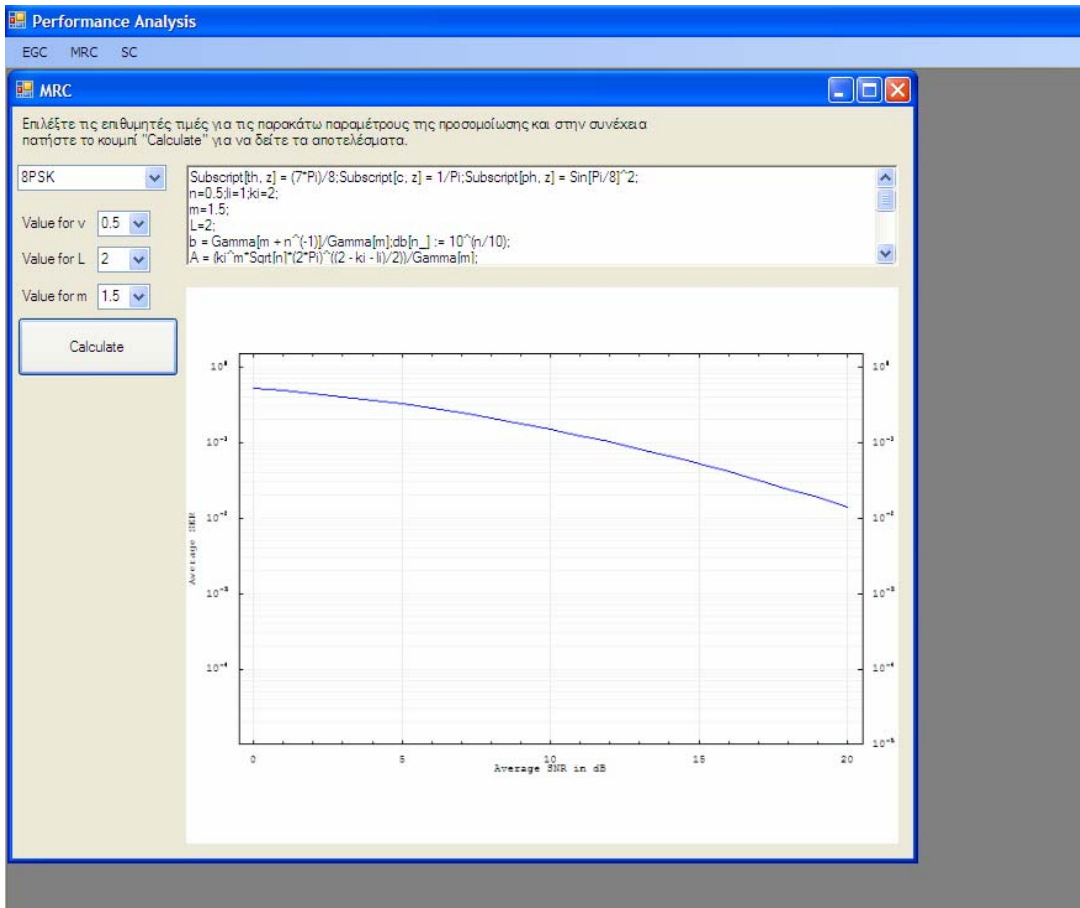
Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται το πρόγραμμα καθώς και κομμάτια του πηγαίου κώδικα που δημιουργήθηκαν για τις απαιτήσεις της υπολογιστικής προσομοίωσης των μαθηματικών αποτελεσμάτων.



Αυτό είναι το περιβάλλον έναρξης όλων των προσομοιώσεων. Υπάρχουν τρία είδη τα οποία όπως διακρίνονται στο πάνω μέρος της εικόνας είναι MRC,EGC και SC για την κάθε περίπτωση δέκτη που επιθυμούμαι. Επιλέγοντας ένα από αυτά όπως στο παράδειγμα που ακολουθεί, εμφανίζεται η κεντρική οθόνη χειρισμού των παραμέτρων της προσομοίωσης.



Τελικά επιλέγοντας τις τιμές των παραμέτρων που επιθυμούμε και πατώντας το κουμπί **Calculate** μας εμφανίζεται η γραφική απεικόνιση της επίδοσης του δέκτη μας καθώς και οι εντολές για το μαθηματικό πακέτο Mathematica που χρησιμοποιήθηκαν για τον υπολογισμό της.



I.4 Κώδικας σε VB .NET για το πρόγραμμα

Οι γραμμές του κώδικα που ακολουθούν αφορούν μόνο την περίπτωση ΣΜΛ. Λογω της ομοιότητας στον τρόπο σχεδιασμού του κώδικα και για τις άλλες τεχνικές διαφορισμού δεν παρατίθεται στο παραρτημα αυτό το σύνολο του κώδικα του προγράμματος.

```
Imports Wolfram.NETLink

Public Class MRC
    Dim myKernel As New Wolfram.NETLink.MathKernel

    Private Sub btnCalculate_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As System.EventArgs) Handles btnCalculate.Click
        If myKernel.IsComputing Then
            myKernel.Abort()
        Else
            myKernel.Input = ModScheme()
            txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine
            myKernel.Compute()

            myKernel.Input = fadingParam()
            txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine
            myKernel.Compute()

            myKernel.Input = "m=" & mValue.Text & ";"
            txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine
            myKernel.Compute()

            myKernel.Input = "L=" & Lvalue.Text & ";"
            txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine
            myKernel.Compute()

            myKernel.Input = "b = Gamma[m + n^(-
1)]/Gamma[m];db[n_] := 10^(n/10);"
            txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine
            myKernel.Compute()

            myKernel.Input = "A = (ki^m*Sqrt[n]*(2*Pi)^((2 -
ki - li)/2))/Gamma[m];"
            txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine
            myKernel.Compute()

            MGF()
        End If
    End Sub
End Class
```

```

        myKernel.Input = "LogListPlot[Table[{i, PsDB1[i]},
{i, 0, 20}], PlotJoined -> True, PlotRange -> {0.00001, 1.5},
PlotStyle -> {RGBColor[0, 0, 1]}, GridLines -> {{Automatic,
GrayLevel[0.9]}, {Automatic, GrayLevel[0.95]}}, Frame -> True,
FrameTicks -> {Automatic, {{1, "\"!\(10^0\)\""}, {0.1,
 "\"!\(10^\(-1\)\)\""}, {0.01, "\"!\(10^\(-2\)\)\""}, {0.001,
 "\"!\(10^\(-3\)\)\""}, {0.0001, "\"!\(10^\(-4\)\)\""},
{0.00001, "\"!\(10^\(-5\)\)\""}, {1.*^-6, "\"!\(10^\(-
6\)\)\""}]}}, FrameLabel -> {"Average SNR in dB", "Average
SER"}]"

        txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine
        myKernel.Compute()

        If myKernel.Graphics.Length > 0 Then
            pictBox.Image = myKernel.Graphics(0)
        End If

        If myKernel.Messages.Length > 0 Then
            For i As Integer = 0 To
myKernel.Messages.Length - 1
                MsgBox(myKernel.Messages(i).ToString)
            Next
        End If

    End If

End Sub

Private Sub MRC_Load(ByVal sender As System.Object, ByVal
e As System.EventArgs) Handles MyBase.Load

    myKernel.AutoCloseLink = True
    myKernel.CaptureGraphics = True
    myKernel.CaptureMessages = True
    myKernel.CapturePrint = True

    myKernel.Connect()
    myKernel.Input = "Needs[\"Graphics`Graphics`\"];"
    myKernel.Compute()

    myKernel.GraphicsHeight = 500
    myKernel.GraphicsWidth = 650

End Sub

Public Function fadingParam() As String
    Dim strResult As String = ""

    Select Case Nvalue.Text

```

```

        Case "0.5"
            strResult = "n=0.5;li=1;ki=2;"
        Case "1"
            strResult = "n=1;li=1;ki=1;"
        Case "2"
            strResult = "n=2;li=2;ki=1;"
    End Select

    Return strResult
End Function

Public Function ModScheme() As String
    Dim strResult As String = ""

    Select Case cmbModsch.Text
        Case "BPSK"
            strResult = "Subscript[th, z] =
Pi/2;Subscript[c, z] = 1/Pi;Subscript[ph, z] = 1;"
        Case "4PSK"
            strResult = "Subscript[th, z] =
(3*Pi)/4;Subscript[c, z] = 1/Pi;Subscript[ph, z] = 1/2;"
        Case "8PSK"
            strResult = "Subscript[th, z] =
(7*Pi)/8;Subscript[c, z] = 1/Pi;Subscript[ph, z] =
Sin[Pi/8]^2;"
    End Select

    Return strResult
End Function

Public Sub MGF()

    Select Case Nvalue.Text
        Case "0.5"
            myKernel.Input = "PsDB1[x_] := Subscript[c,
z]*NIntegrate[(A*MeijerG[{{1-(m/ki),1-(m/ki)-(1/ki)}, {}},
{{0}, {}}, ((ki^ki)*db[x]*Subscript[ph,
z])/(b*(Sin[θ])^2))]^L,{θ,0,Subscript[th, z]}]"
        Case "1"
            myKernel.Input = "PsDB1[x_] := Subscript[c,
z]*NIntegrate[(A*MeijerG[{{1-(m/ki)}, {}}, {{0},
{}}, (db[x]*Subscript[ph,
z])/(b*(Sin[θ])^2))]^L,{θ,0,Subscript[th, z]}]"
        Case "2"
            myKernel.Input = "PsDB1[x_] := Subscript[c,
z]*NIntegrate[(A*MeijerG[{{1-(m/ki)}, {}}, {{0,1/li},
{}}, ((db[x]*Subscript[ph,
z])/(b*(Sin[θ])^2))^2]^L,{θ,0,Subscript[th, z]}]"
    End Select

```

```
txtBox.Text += myKernel.Input + vbNewLine  
myKernel.Compute()
```

```
End Sub  
End Clas
```

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΡΑΙΑ

I.5 Αναφορές

- [1] Simon M. K. and Alouini M. S.: 'Digital Communications Over Fading Channels' (John Wiley and Sons, New York, 2000)
- [2] Coulson A. J. and Williamson A. G., and Vaughan R. G.: 'Improved fading distribution for mobile radio', IEE Proc. F – Commun., 1998, 145, (13), pp. 197-202
- [3] Yacoub M. D.: 'The α - μ distribution: a general fading distribution', Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002, 2, pp. 629-633.
- [4] Stacy E.W.: 'A generalization of the gamma distribution', Annal. Math. Stat., 1962, 33, pp. 1187- 1192
- [5] Zonoozi M. M. and Dassanayake P.: 'User mobility modeling and characterization of mobility patterns', IEEE J. on Selected Areas in Communications, 1997, 15, (7), pp. 1239-1252
- [6] Kourtis S. and Tafazolli R.: 'Modelling cell residence time of mobile terminals in cellular radio systems', Electron. Lett. 2002, 38, (1), pp. 52–54
- [7] Anastassopoulos V., Lampropoulos G. A., Drosopoulos A., and Rey M.: 'High resolution radar clutter statistics', IEEE Trans. Aerospace and Electronics Systems, 1999, 35, (1), pp. 43-60
- [8] Shin J. W., Chang J. H., and Kim N. S.: 'Image probability distribution based on generalized gamma function', IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12, (4), pp. 325-328
- [9] Shin J. W., Chang J. -H., Kim N. S., and Mitra S. K.: 'Statistical modeling of speech signals based on generalized gamma distribution', IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12, (3), pp. 258-261
- [10] Sagias N. C., Karagiannidis G. K., Zogas D.A., Mathiopoulos P.T., and Tombras G.S.: 'Performance analysis of dual selection diversity in correlated Weibull fading channels', IEEE Trans. Commun., 2004, 52, (7), pp.1063-1067
- [11] Cheng J., Tellambura C., and Beaulieu N.C.: 'Performance of digital linear modulations on Weibull slow-fading channels', IEEE Trans Commun., 2004, 52, (8), pp. 1265-1268
- [12] Sahu P. R. and Chaturvedi A. K.: 'Performance analysis of predetection EGC receiver in Weibull fading channel', Electron. Lett., 2005, 41, (2), pp. 85-86

-
- [13] Karagiannidis G. K., Zogas D. A., Sagias N. C., Kotsopoulos S. A., and Tombras G. S.: 'Equal Gain and Maximal Ratio Combining over Weibull Fading Channels', *IEEE Trans on Wireless Commun.*, 4, (3), pp. 841-846
- [14] Sagias N. C., Zogas D. A., Karagiannidis G. K., and Tombras G. S.: 'Performance analysis of switched diversity in Weibull fading', *Electron. Lett.*, 39, (20), pp. 1472-1474
- [15] Sagias N. C., Karagiannidis G. K., and Tombras G. S.: 'Error-rate analysis of switched diversity receivers in Weibull fading', *Electron. Lett.*, 40, (11), pp. 681-682
- [16] Beaulieu N.C. and Abu-Dayya A.: "Analysis of equal gain diversity on Nakagami fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, 1991, 39, (2), pp.225-234
- [17] Zhang Q.T.: 'A simple approach to probability of error for equal gain combiners over Rayleigh channels' *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 1999, 48, (4) pp. 1151-1154
- [18] Annamalai A., Tellambura C., and Bhargava V.K.: 'Equal-gain diversity receiver performance in wireless channels', *IEEE Trans. Commun.*, 2000, 48, (10), pp. 1732-1744
- [19] Aalo V. A., Piboongunon T., and Iskander C. D.: 'Bit-error rate of binary digital modulation schemes in generalized gamma fading channels', *IEEE Commun. Lett.*, 2005, 9, (2), pp. 139-141
- [20] Sagias N. C., Mathiopoulos, T.; 'Switched diversity receivers over generalized gamma fading channels', *IEEE Commun. Lett.*, 2005, 9, (10), pp. 871-873
- [21] Win M. Z., Chrisiko G. S., and Winters J. H.: 'MRC performance for M-ary modulation in arbitrarily correlated Nakagami fading channels', *IEEE Commun. Lett.*, 2000, 4, (10), pp. 301-303
- [22] Mathai A. M. and Saxena R. K.: 'The H-function with Applications in Statistics and Other Disciplines' (John Wiley and Sons, New York, 1978)
- [23] Gradshteyn I. S. and Ryzhik I. M.: 'Tables of Integrals, Series and Products' (Academic Press, New York, 1980)
- [24] Srivastava H. M. and Manocha H. L.: 'A Treatise on Generating Functions' (John Wiley and Sons, New York, 1984)
- [25] Alouini M. S. and Simon M. K.: 'Performance of coherent receivers with hybrid SC/MRC over Nakagami-m fading channels', *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 1999, 48, (4), pp. 1155-1164