



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΚΙΝΗΤΩΝ ΡΑΔΙΟΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΟΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ)
ΣΕ ΠΟΙΚΙΛΟΥΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελένη Θ. Παλκοπούλου

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Αύγουστος 2005



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

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΛΟΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ)
ΣΕ ΠΟΙΚΙΛΟΥΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελένη Θ. Παλκοπούλου

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29^η Αυγούστου 2005.

.....
Φ. Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ν. Ουζούνoglou
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Αύγουστος 2005

.....
Ελένη Θ. Παλκοπούλου

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

Copyright © Ελένη Θ. Παλκοπούλου, 2005.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η περιορισμένη διαθεσιμότητα φάσματος ραδιοσυχνοτήτων σε συνδυασμό με την απαίτηση για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και ποιότητα υπηρεσιών (QoS) κάνει επιτακτική την ανάγκη ανάπτυξης καινοτόμων τεχνικών για την αντιμετώπιση τους. Η χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης οδηγεί στην διαμόρφωση αρχιτεκτονικών πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO), εισάγοντας μια νέα διάσταση: τον χώρο, η οποία αν αξιοποιηθεί κατάλληλα βελτιώνει σημαντικά την επίδοση του συστήματος.

Αρχιτεκτονικές MIMO είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν για τη δημιουργία ενός συστήματος με υψηλή διαφορικότητα κεραιών (antenna diversity), επιτρέποντας μεταξύ άλλων την μείωση του ρυθμού λανθασμένων δυαδικών ψηφίων (BER), με συνέπεια την βελτίωση της ποιότητας υπηρεσιών. Επίσης, η μετάδοση πολλών παράλληλων ροών δεδομένων με σκοπό την αύξηση της χωρητικότητας (b/s/Hz) του συστήματος έχει αποτελέσει τον κυρίαρχο παράγοντα στην επίτευξη ταχυτήτων της τάξης των 300Mbps, η οποία υπό ορισμένες συνθήκες έχει δειχθεί ότι αυξάνει ανάλογα με τον ελάχιστο αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης.

Η παρούσα εργασία σχετίζεται με την εξέταση ασύρματων συστημάτων μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO), πολλαπλών εισόδων – μιας εξόδου (MISO) και πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO) σε διάφορες συνθήκες περιβάλλοντος διάδοσης (επίπεδης επιφάνειας, πρακτικούς ραδιοδιαύλους διάδοσης) παρουσία λευκού προσθετικού θορύβου. Η εξέταση των συστημάτων αυτών έγινε τόσο σε θεωρητικό επίπεδο, όσο και σε επίπεδο μοντελοποίησης και προσομοίωσης του όλου συστήματος. Το εργαλείο προσομοίωσης (ADS 2004A, Agilent Technologies) που χρησιμοποιήθηκε έδωσε την δυνατότητα μοντελοποίησης πολλών διαφορετικών συνιστωσών που συμβάλλουν στην τελική επίδοση της τηλεπικοινωνιακής αλυσίδας.

Δόθηκε βάρος στην αλγοριθμική υλοποίηση της κωδικοποίησης Alamouti. Επίσης δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στην υλοποίηση προσομοίωσης από άκρο σε άκρο (end-to-end) του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Αυτό απαιτούσε την συνύπαρξη αναλογικών και ψηφιακών βαθμίδων στο σύστημα, οι οποίες προσομοιώθηκαν χωρίς να θεωρηθεί κάποια ισοδύναμη μορφή τους. Η επιλογή αυτή έγινε με στόχο την καλύτερη δυνατή προσέγγιση πραγματικών συστημάτων. Τα συστήματα που σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν είχαν ως αναφορά το πρότυπο IEEE 802.16a (FWA).

Τέλος, θεωρώ υποχρέωση μου να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Φίλιππο Κωνσταντίνου για το χρόνο που διέθεσε, καθώς και τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Αθανάσιο Μαρούση για την πολύτιμη βοήθεια που προσέφερε στην επίλυση των προβλημάτων που προέκυψαν κατά την διεξαγωγή της διπλωματικής εργασίας.

ABSTRACT

The limited availability of radio spectrum combined with the growing need for high data rates and quality of service (QoS) necessitates the development of innovative techniques. The use of multiple transmit and receive antennas leads to the formation of MIMO (Multiple Input Multiple Output) architectures, introducing a new dimension: space, which if leveraged, significantly improves the performance of the system.

MIMO architectures can be deployed to create a system with high antenna diversity, which among others reduces the bit error rate (BER), improving the quality of service. Alternatively, the multiple transmit antennas can be used to transmit different data streams, thereby increasing the capacity of the system. Under certain conditions it has been shown that the capacity of a MIMO system can be increased by a factor equal to the minimum number of transmit and receive antennas.

In this thesis, single - input – single - output (SISO), multiple - input – single - output (MISO) and multiple - input – multiple - output (MIMO) wireless systems are examined under a number of different channel propagation. The examination of the above systems takes place not only on a theoretic level, but also on a simulation level, by constructing models of real systems including various types of channel models, and monitoring their interaction. The simulation tool (ADS 2004A, Agilent Technologies), which was used, enabled the incorporation of many different parameters contributing to the final performance of the communication system.

Considerable attention was given to the algorithmic implementation of the Alamouti coding scheme. Likewise, emphasis was given to the end-to-end implementation of the communication system. This required the coexistence of analogue and digital stages in the system, which were simulated without considering their equivalent form. This decision was made in accordance to the initial goal set to achieve the best possible approximation of real systems. The designed and simulated systems were in reference to the IEEE standard 802.16a (FWA).

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΓΕΝΙΚΑ	11
1.2 ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΩΝ	13
1.2.1 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO) ΚΑΙ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑΣ (S-T WIRELESS COMMUNICATIONS)	13
1.2.2 ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDM)	16
1.2.3 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΡΟΣΑΡΜΟΖΟΜΕΝΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ /ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ (ADAPTIVE MODULATION /CODING).....	18
1.3 ΣΤΟΧΟΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	19

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO)

2.1 ΓΕΝΙΚΑ	21
2.2 ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΕ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟ	21
2.3 ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ	23
2.4 ΜΟΝΤΕΛΑ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΧΡΟΝΟΥ	27
2.4.1 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ – ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)	27
2.4.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (SIMO).....	28
2.4.3 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (MISO).....	29
2.4.4 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO)	30
2.5 ΜΟΝΤΕΛΑ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ	31
2.6 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΔΙΑΥΛΩΝ	32
2.7 ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ	36
2.7.1 ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ	36
2.7.2 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΑΛΑΜΟΥΤΙ	37
2.7.3 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ TRELLIS / V-BLAST	43
2.8 ΔΟΜΗ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ	44
2.9 ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΧΡΗΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ MIMO / ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑΣ (S-T WIRELESS COMMUNICATIONS)	48

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

3.1 ΓΕΝΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ.....	51
3.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ADS	52

3.2.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗΣ ΣΥΣΤΗΜΙΚΟΥ ΕΠΙΠΕΔΟΥ (ADS Ptolemy)	52
3.2.1.1 ΔΙΑΚΡΙΣΗ ΣΕ ΠΕΔΙΑ (Domains)	53
3.2.1.2 ΔΙΑΚΡΙΣΗ ΣΕ ΤΥΠΟΥΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ (Data Types).....	55
3.2.1.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	56
3.2.1.3.1 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΣΥΛΛΟΓΗΣ ΚΑΙ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ (Sinks).....	56
3.2.1.3.2 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ (Data Flow Controller)	57

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ SISO/MISO/MIMO ΣΕ ΠΟΙΚΙΛΑ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	58
4.2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)	58
4.2.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)	58
4.2.2 ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	73
4.2.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	78
4.3 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ - ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO).....	79
4.3.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ 2Χ2 ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ.....	79
4.3.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ 2Χ1 ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ	84
4.3.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ 2Χ2 ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ	98
4.4 ΤΥΠΟΙ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΜΕΛΕΤΗΣ.....	103
4.4.1 ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)	103
4.4.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)	104
4.4.3 ΒΑΘΜΙΔΑ ΕΙΣΑΓΩΓΗΣ ΦΑΣΗΣ ΣΤΟΝ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟ.....	105
4.5 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ	107
4.5.1 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ (V _{Ref}).....	107
4.5.2 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ noise1	108
4.5.3 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ E _b (dB).....	109
4.5.4 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ Num_Bits	110

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΓΙΑ ΠΟΙΚΙΛΑ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	112
5.2 ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)..	112
5.2.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΛΕΥΚΟΥ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (AWGN)	112
5.2.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	112
5.2.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	113
5.2.1.3 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗΣ ΣΧΕΣΗΣ.....	114
5.2.2 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)	116
5.2.2.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	118

5.2.2.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	120
5.2.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)	121
5.2.3.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	123
5.2.3.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	130
5.2.3.2.1 ΑΣΤΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ – ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ (1 , 2 , 3 ^a , 3 ^b)	131
5.2.3.2.2 ΗΜΙΑΣΤΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ – ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ (4 , 5 ^a , 5 ^b , 6 ^a , 6 ^b)	131
5.2.3.2.3 ΑΓΡΟΤΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ – ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ (7 , 8 , 9)	132
5.3 ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ - ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ)	133
5.3.1 ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ2	133
5.3.1.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΛΕΥΚΟΥ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (AWGN)	133
5.3.1.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	133
5.3.1.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	135
5.3.1.2 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)	136
5.3.1.2.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	138
5.3.1.2.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	139
5.3.1.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)	139
5.3.1.3.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	141
5.3.1.3.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	142
5.3.2 ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ1	142
5.3.2.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΛΕΥΚΟΥ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (AWGN)	142
5.3.2.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	142
5.3.2.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	143
5.3.2.2 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)	144
5.3.2.2.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	146
5.3.2.2.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	156
5.3.2.2.2.1 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-3	156
5.3.2.2.2.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-4	157
5.3.2.2.2.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-3 ΜΕ ΤΙΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΣ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ 5-4	157
5.3.3 ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ2	158
5.3.3.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)	158
5.3.3.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ	158
5.3.3.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ	180
5.3.3.1.2.1 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-5	180
5.3.3.1.2.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-6	181

5.3.3.1.2.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-5 ΜΕ ΤΙΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΣ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ 5-6	182
5.3.3.1.2.4 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-7	182
5.3.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΑΙ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΑΛΑΜΟΥΤΙ.....	183
5.3.4.1 ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ1.....	183
5.3.4.2 ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ2.....	189
5.4 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ – ΔΥΣΚΟΛΙΕΣ.....	193

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	194
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	197
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	200

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΓΕΝΙΚΑ

Η ιστορία των ψηφιακών ηλεκτρικών επικοινωνιών ξεκίνησε το 1837, όταν ο Morse ανακάλυψε τον ηλεκτρικό τηλέγραφο. Έκτοτε δεν έχει σταματήσει η αναζήτηση για την παροχή πιο προηγμένων υπηρεσιών με παράλληλη επιδίωξη ελαχιστοποίησης του κόστους. Όμως, δεν ήταν μέχρι το 1948 με την δημοσίευση του επαναστατικού συγγράμματος του Shannon (Mathematical Theory of Communication) που τέθηκε στέρεο μαθηματικό υπόβαθρο για την διαδικασία μετάδοσης δεδομένων από μια πηγή πληροφορίας μέσω ενός θορυβώδους διαύλου σε έναν δέκτη, θεμελιώνοντας έτσι την λεγόμενη θεωρία πληροφορίας

Τα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών εξελίσσονται διαρκώς ενσωματώνοντας τεχνολογίες ψηφιακών επικοινωνιών. Στην δεκαετία του 1960 αναπτύχθηκαν οι βασικές αρχές των κυψελωτών συστημάτων, στα οποία χωρίζεται μια περιοχή κάλυψης σε μικρές κυψέλες, κάθε μια από τις οποίες επαναχρησιμοποιεί διαύλους με σκοπό την αύξηση της χωρητικότητας. Η αδυναμία των πρώτων κυψελωτών συστημάτων, τα αποκαλούμενα πρώτης γενιάς, να αντεπεξέλθουν στις απαιτήσεις των επερχόμενων χρόνων είχε γίνει εμφανής στις αρχές της δεκαετίας του 1980. Έπρεπε να προηγηθεί η ραγδαία εξέλιξη στον τομέα της μικροηλεκτρονικής, ώστε να είναι η δυνατή η εφαρμογή ψηφιακών τεχνικών στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Η υιοθέτηση των τεχνικών αυτών στα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών οδήγησε στην ανάπτυξη των κυψελωτών δικτύων δεύτερης γενιάς (2G) [1].

Τα κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς στηρίζονται στις τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης TDMA ή DS-CDMA. Το πρότυπο που χρησιμοποιείται στην Ευρώπη είναι το GSM, στην Ιαπωνία είναι το PDC και στις ΗΠΑ είναι τα IS-54, IS-136 και IS-95. Η υιοθέτηση ψηφιακών τεχνικών στα συστήματα αυτά, έδωσε την δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε μεγάλους πληθυσμούς και μεγάλες γεωγραφικές εκτάσεις. Η δυνατότητα, όμως, υποστήριξης υπηρεσιών δεδομένων παρέμεινε περιορισμένη.

Με την αύξηση της χρήσης του ασύρματου διαδικτύου και της ανάγκης για μετάδοση εικόνων υψηλής ποιότητας και video πραγματικού χρόνου στα τέλη της δεκαετίας του 1990 [2], η απαίτηση για υψηλότερη φασματική απόδοση (bits/sec/Hz) και ρυθμών μετάδοσης δεδομένων οδήγησε στην ανάπτυξη ασύρματων τεχνολογιών τρίτης γενιάς (3G). Το βασικό πρότυπο που αναφέρεται σε συστήματα τρίτης γενιάς είναι το UMTS (ευρείας ζώνης CDMA).

Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα WLAN παρέχουν υπηρεσίες δεδομένων υψηλού ρυθμού μετάδοσης σε μια μικρή περιοχή, με κινητικότητα των χρηστών. Παγκοσμίως, τα συστήματα αυτά λειτουργούν στην ISM (Industrial Scientific & Medical) ζώνη συχνοτήτων γιατί δεν απαιτείται άδεια λειτουργίας. Η μη απαιτούμενη αδειοδότηση αυξάνει την πιθανότητα παρεμβολών, οδηγώντας στην λειτουργία με περιορισμένη ισχύ ανά μονάδα εύρους ζώνης, η οποία επιτυγχάνεται μέσω τεχνικών διασποράς φάσματος. Οι προδιαγραφές που υφίστανται, προέρχονται από τους οργανισμούς IEEE και ETSI.

Η πρώτη προδιαγραφή ευρείας αποδοχής ήταν η IEEE 802.11, η οποία ήταν προσανατολισμένη σε δίκτυα Ethernet. Η προδιαγραφή αυτή, λεγόμενη Wi-Fi (Wireless Fidelity), σχεδιάστηκε για να απλοποιήσει την χρήση των τοπικών δικτύων, περιορίζοντας τις απαιτήσεις χρήσης καλωδίων [3]. Έχει τυποποιηθεί σε πολλές μορφές (IEEE 802.11a, 802.11b and 802.11g) ανάλογα με τις απαιτήσεις. Στα τέλη του 2003 αναπτύχθηκε η προδιαγραφή IEEE 802.16 για ευρείας ζώνης μετάδοσης δεδομένων, η οποία ξεπερνά τους περιορισμούς που έθετε η IEEE 802.11 στα ασύρματα δίκτυα μητροπολιτικής περιοχής WMAN. Λειτουργεί στην περιοχή συχνοτήτων 2 GHz με 60 GHz. Για την παροχή υπηρεσιών υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε χρήστες, οι οποίοι κινούνται με μεγάλη ταχύτητα έχουν αναπτυχθεί τα πρότυπα IEEE 802.16e και IEEE 802.20.

Τα μελλοντικά ασύρματα δίκτυα ευρείας ζώνης (4G) απαιτούν σημαντικά υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης από το UMTS (μεγαλύτεροι από 50 Mbps) και υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (QoS). Η περιορισμένη διαθεσιμότητα φάσματος ραδιοσυχνοτήτων σε συνδυασμό με την αυξημένη ζήτηση για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και ποιότητα υπηρεσιών (QoS) κάνει επιτακτική την ανάγκη ανάπτυξης καινοτόμων τεχνικών για την αντιμετώπιση τους.

1.2 ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΩΝ

Σε ένα συμβατικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα που χρησιμοποιεί έναν πομπό και έναν δέκτη, η χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου περιορίζεται άμεσα από την ισχύ μετάδοσης και το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Όμως, η αύξηση της ισχύος δεν αποτελεί επιλογή σε συστήματα με πολλαπλούς χρήστες λόγω του φαινομένου της ομοδιαυλικής παρεμβολής και η διαθεσιμότητα του εύρους ζώνης είναι περιορισμένη. Για την επίλυση του προβλήματος αυτού έχουν επιστρατευτεί διάφορες τεχνικές, κάποιες από τις οποίες αναλύονται στην συνέχεια της ενότητας.

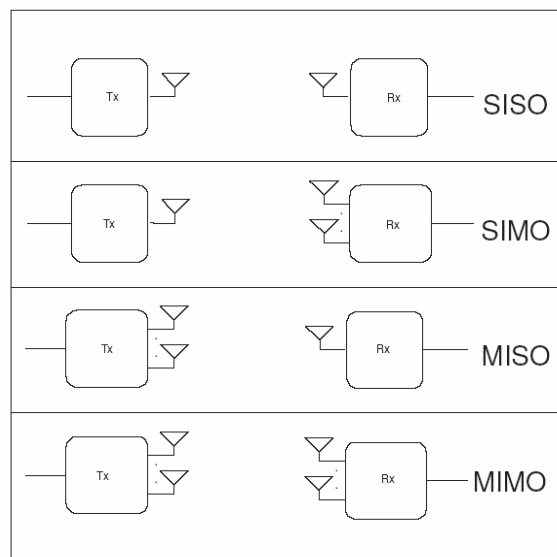
1.2.1 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO) ΚΑΙ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑΣ (S-T WIRELESS COMMUNICATIONS)

Η χρήση πολλαπλών κεραιών (είτε ως συστοιχία με μια ακολουθία εκπεμπόμενων bits είτε ως μεμονωμένες κεραιές με εκπομπή ανεξάρτητων ακολουθιών bits) στον πομπό ή στον δέκτη σε μια ασύρματη ζεύξη εισάγει μια νέα διάσταση: τον χώρο. Αν αυτή η διάσταση αξιοποιηθεί κατάλληλα, θα βελτιωθεί σημαντικά η επίδοση του συστήματος. Δείκτες της επίδοσης του συστήματος θεωρούνται η φασματική απόδοση, η κάλυψη και η ποιότητα των ασύρματων ζεύξεων.

Ο κλάδος των ασύρματων επικοινωνιών που αξιοποιεί τη διάσταση του χώρου ταυτόχρονα με τη διάσταση του χρόνου ή της συχνότητας για τη διαμόρφωση και τη κωδικοποίηση στον πομπό και την αποδιαμόρφωση και την αποκωδικοποίηση στον δέκτη με σκοπό την βελτίωση της επίδοσης στις ασύρματες ζεύξεις ονομάζεται ασύρματες επικοινωνίες χωροχρονικής διαφορικότητας (S-T Wireless Communications) [4]. Τα πλεονεκτήματα που προσφέρει είναι πολλά, αλλά κάποια από αυτά μπορεί να είναι αλληλοσυγκρουόμενα. Πρέπει να εξισορροπηθούν οι επιθυμητοί στόχοι, ώστε να βελτιστοποιηθεί η επίδοση. Πιο συγκεκριμένα, ο κλάδος των ασύρματων επικοινωνιών χωροχρονικής διαφορικότητας βελτιώνει τον σηματοθορυβικό λόγο και την κάλυψη. Επίσης μειώνει τις διαλείψεις μέσω της διαφορικότητας χώρου (spatial diversity) και κατά συνέπεια βελτιώνει την ποιότητα. Αυξάνει την φασματική απόδοση μέσω της πολυπλεξίας χώρου (BLAST), ανοίγοντας πολλαπλά μονοπάτια δεδομένων (data pipes) μεταξύ του πομπού και του δέκτη.

Τέλος μειώνει την ομοδιαυλική παρεμβολή και βελτιώνει την χωρητικότητα των κελιών σε κυψελωτά συστήματα.

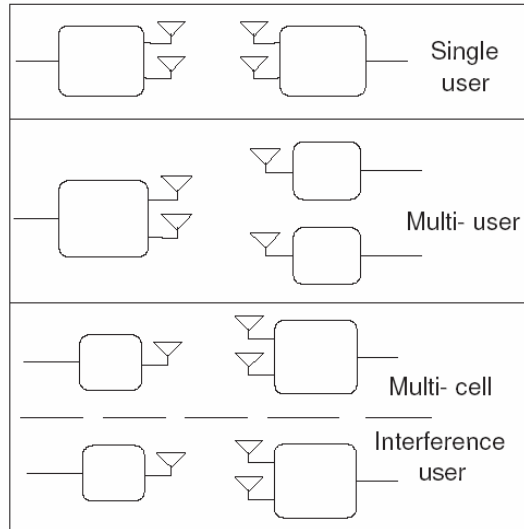
Στο σχήμα 1-1 παρουσιάζονται διάφορες διατάξεις κεραιών που αναφέρονται σε ασύρματη ζεύξη. Η πρώτη διάταξη που παρουσιάζεται είναι η συνήθης διάταξη που χρησιμοποιείται σε συστήματα ασύρματων τηλεπικοινωνιών και η οποία αποτελείται από μια κεραία εκπομπής και από μια κεραία λήψης (SISO – Single Input Single Output). Η δεύτερη διάταξη που παρουσιάζεται αποτελείται από μια κεραία εκπομπής και από πολλαπλές κεραιές λήψης (SIMO – Single Input Multiple Output). Ακολουθεί διάταξη που αποτελείται από πολλαπλές κεραιές εκπομπής και από μια κεραία λήψης (MISO – Multiple Input Single Output). Τέλος παρουσιάζεται η διάταξη που αποτελείται από πολλαπλές κεραιές εκπομπής και από πολλαπλές κεραιές λήψης (MIMO – Multiple Input Multiple Output).



ΣΧΗΜΑ 1-1: ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΚΕΡΑΙΩΝ ΒΑΣΕΙ ΤΟΥ ΠΛΗΘΟΥΣ ΚΕΡΑΙΩΝ ΛΗΨΗΣ-ΕΚΠΟΜΠΗΣ

Με τον παραπάνω τρόπο κατηγοριοποιήθηκαν τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα με βάση τον αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης τους. Κατά συνέπεια ορίστηκαν τα συστήματα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO), τα οποία και αποτελούν το αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας. Στην συνέχεια κατηγοριοποιούνται τα συστήματα πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO) με βάση τον αριθμό των χρηστών. Στο σχήμα 1-2 παρουσιάζονται

διατάξεις στις οποίες σταθμός βάσης με πολλαπλές κεραιές εκπομπής επικοινωνεί με χρήστες, ο κάθε ένας από τους οποίους έχει μια (Multi - user) ή περισσότερες (Single – user) κεραιές λήψης.



ΣΧΗΜΑ 1-2: ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΚΕΡΑΙΩΝ ΒΑΣΕΙ ΤΟΥ ΑΡΙΘΜΟΥ ΤΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

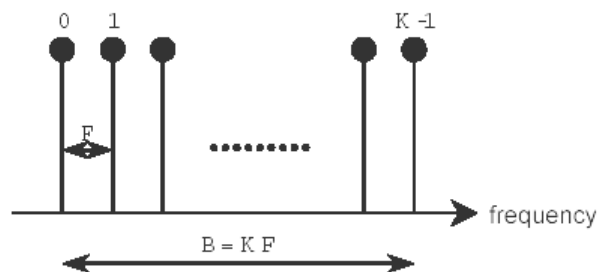
Η χωρητικότητα των ραδιοδιαύλων, δηλαδή ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων χωρίς λάθη, έχειδειχθεί ότι αυξάνει ανάλογα με τον ελάχιστο αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης σε ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης. Ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης θεωρούνται συνθήκες διάδοσης κατά τις οποίες το σήμα συναντά πληθώρα σκεδαστών (rich scattering) με αποτέλεσμα να παράγονται πολλές ασυσχέτιστες πολυδιαδρομικές συνιστώσες του αρχικού σήματος.

Η ύπαρξη πολλαπλών κεραιών στα συστήματα MIMO μπορεί να αξιοποιηθεί με δυο διαφορετικούς τρόπους. Ο πρώτος είναι η δημιουργία ενός συστήματος με υψηλή διαφορικότητα κεραιών (antenna diversity), το οποίο επιτρέπει μεταξύ άλλων την μείωση του ρυθμού λανθασμένων δυαδικών ψηφίων (BER). Ο δεύτερος τρόπος είναι η χρήση των πολλαπλών κεραιών για τη μετάδοση πολλών παράλληλων ροών δεδομένων για την αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος

Συνοψίζοντας, τα προφανή μειονεκτήματα της αυξημένης πολυπλοκότητας και του κόστους των συστημάτων MIMO αντισταθμίζονται από το πλήθος των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν, καθώς η ανάγκη για ασύρματες επικοινωνίες υψηλής ποιότητας και υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων γίνεται επιτακτική.

1.2.2 ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (OFDM)

Η τεχνική OFDM προτάθηκε αρχικά την δεκαετία του 1960. Η βασική αρχή που εφαρμόζει είναι ο χωρισμός μιας ακολουθίας δεδομένων υψηλού ρυθμού σε k παράλληλες ακολουθίες χαμηλού ρυθμού, διατηρώντας σταθερό τον συνολικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων [5]. Ταυτόχρονα χωρίζεται και το διαθέσιμο εύρος ζώνης B του ραδιοδιαύλου σε k ορθογώνιες φέρουσες (orthogonal subcarriers) με εύρος ζώνης F . Με αυτόν τον τρόπο μεταδίδεται κάθε ακολουθία δεδομένων χαμηλού ρυθμού σε μια φέρουσα εύρους ζώνης F . Στο σχήμα 1-3 απεικονίζεται η διαδικασία χωρισμού του εύρους ζώνης σε k φέρουσες, όπως περιγράφηκε παραπάνω.



ΣΧΗΜΑ 1-3: ΧΩΡΙΣΜΟΣ ΕΥΡΟΥΣ ΖΩΝΗΣ ΓΙΑ OFDM

Η OFDM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται σε ασύρματα δίκτυα ευρείας ζώνης που αντιμετωπίζουν φαινόμενα μεγάλης χρονικής διασποράς (delay spread). Η τεχνική αυτή μετατρέπει την διαφορική καθυστέρηση (delay diversity) σε διαφορική συχνότητα (frequency diversity). Δηλαδή, φέρουσες που διαφέρουν μεταξύ τους περισσότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του ραδιοδιαύλου εμφανίζουν ανεξάρτητες διαλείψεις. Αυτό μεταφράζεται στο γεγονός ότι η πληροφορία που μεταφέρεται από στατιστικά ανεξάρτητους ραδιοδιαύλους (subcarriers) θα υποστεί διαλείψεις με στατιστικά ανεξάρτητο τρόπο. Κατά συνέπεια είναι απίθανο όλες οι υποφέρουσες να είναι ταυτόχρονα σε βαθιά διάλειψη. Οπότε η διαφορικότητα εξασφαλίζει ότι ο δέκτης θα λάβει το σωστό μήνυμα. Για να αποφευχθεί τόσο η διασυμβολική παρεμβολή ISI (Inter OFDM Symbol Interference) όσο και η παρεμβολή μεταξύ των υποφέρουσων ICI (Inter Sub-Carrier Inteference) χρησιμοποιείται μια τεχνική κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix), η οποία επιβαρύνει ελάχιστα την χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου.

Στην συνέχεια περιγράφεται πώς η χρήση της τεχνικής OFDM σε συνδυασμό με συστήματα MIMO προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα. Οι ραδιοδιάλογοι των πρακτικών συστημάτων MIMO είναι επιθυμητό να παρουσιάζουν μεγάλη χρονική διασπορά λόγω της ύπαρξης πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Η συνδυασμένη χρήση των συστημάτων MIMO με την τεχνική OFDM επιτρέπει την επίτευξη επίπεδων διαλείψεων (flat fading), κατά τις οποίες το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος μεταβάλλεται τυχαία. Με αυτόν τον τρόπο μετατρέπεται ένας ραδιοδιάλογος επιλεκτικός ως προς την συχνότητα (frequency selective fading) σε πολλούς παράλληλους ραδιοδιαύλους που εμφανίζουν επίπεδες διαλείψεις (flat fading). Όλες οι τεχνικές για την εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν τα συστήματα MIMO μπορούν να χρησιμοποιηθούν χωρίζοντας το εύρος ζώνης σε k φέρουσες και εφαρμόζοντας τις σε κάθε φέρουσα χωριστά.

Ο συνδυασμός των τεχνικών αυτών, επίσης, επιτρέπει τη χρήση προσαρμοζόμενης διαμόρφωσης (adaptive modulation), η τεχνική αυτή περιγράφεται παρακάτω. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί αν για παράδειγμα η μια φέρουσα χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK και η άλλη 16QAM.

Ακολουθούν εφαρμογές που προκύπτουν από τον συνδυασμό συστημάτων MIMO με την τεχνική OFDM [6] :

- IEEE 802.16a: Πρότυπο για ευρείας ζώνης ασύρματο δίκτυο μητροπολιτικής περιοχής (WMAN), το οποίο προορίζεται για συστήματα που δεν έχουν οπτική επαφή (NLOS „last-mile“ applications) Ανταγωνίζεται τις τεχνικές xDSL υποστηρίζοντας μέχρι 75Mbps σε ραδιοδιάλογο εύρους ζώνης 20 MHz με προαιρετική χρήση της κωδικοποίησης Alamouti στην ζεύξη από τον σταθμό βάσης προς τα τερματικά (downlink).
- IEEE 802.11n: Πρότυπο για ευρείας ζώνης ασύρματο δίκτυο μητροπολιτικής περιοχής (WMAN), το οποίο αποτελεί επέκταση των υπαρχόντων προτύπων (.11b/a/g). Έχει επιτευχθεί ρυθμός 340Mbps σε ραδιοδιάλογο εύρους ζώνης της 40 MHz με σύστημα MIMO 2x2.

1.2.3 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΡΟΣΑΡΜΟΖΟΜΕΝΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ /ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ (ADAPTIVE MODULATION /CODING)

Στόχος των προσαρμοζόμενων συστημάτων είναι η παροχή του καλύτερου δυνατού συμβιβασμού μεταξύ ενός πλήθους αλληλοσυγκρουόμενων σχεδιαστικών παραγόντων, όπως η κατανάλωση ισχύος, η ικανότητα διόρθωσης και ανίχνευσης λαθών και η φασματική απόδοση.

Η τεχνική της προσαρμοζόμενης διαμόρφωσης (adaptive modulation) προσφέρει πλεονεκτήματα μόνο σε περίπτωση μετάδοσης σε ραδιοδιαύλους που εμφανίζουν διαλείψεις. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η επιστράτευση αρχιτεκτονικών με πολλαπλές κεραιές λήψης και εκπομπής μετριάξει την επίδραση των διαλείψεων, παρουσιάζεται η τεχνική της προσαρμοζόμενης διαμόρφωσης ως μια εναλλακτική χαμηλότερης πολυπλοκότητας, αφού απαιτεί την ύπαρξη ενός μόνο πομπού και δέκτη.

Χαρακτηριστικά αναφέρεται ένα παράδειγμα προσαρμοζόμενης διαμόρφωσης για κινητό σταθμό. Η τεχνική αυτή επιτρέπει την υιοθέτηση διαμόρφωσης με υψηλή διαμετακομιστική ικανότητα (throughput), όπως η 16QAM (4 bit/symbol), σε καλές συνθήκες διάδοσης, όπως στην κεντρική περιοχή της κυψέλης διάδοσης. Ενώ επιτρέπει την χρησιμοποίηση διαμόρφωσης με χαμηλή διαμετακομιστική ικανότητα, όπως η BPSK (1 bit/symbol), σε κακές συνθήκες διάδοσης.

Η δυνατότητα μεταβολής του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων ανάλογα με τις συνθήκες του περιβάλλοντος οδηγεί στην αποφυγή πρόωρων διαπομπών. Πιο σημαντικό είναι, όμως, το γεγονός ότι επίσης οδηγεί στην αποφυγή άσκοπης αύξησης της ισχύος, η οποία επιδεινώνει την ομοδιαυλική παρεμβολή.

Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό των συστημάτων που χρησιμοποιούν αυτήν την τεχνική είναι ότι ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων μεταβάλλεται με τον χρόνο. Αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα για την περίπτωση απλής μετάδοσης δεδομένων, σε αντίθεση με τις περιπτώσεις μετάδοσης φωνής ή κινούμενης εικόνας, όπου είναι απαραίτητη ανάπτυξη κατάλληλων codecs που καθιστούν δυνατό τον άμεσο επαναπροσδιορισμό τους σε σχέση με τον ρυθμό μετάδοσης του πομπού.

Επίσης αναφέρεται ότι η καθυστέρηση μεταξύ της εκτίμησης της ποιότητας του καναλιού και της ακόλουθης προσαρμογής μέσω του καναλιού ανάδρασης (feedback channel) είναι ιδιαίτερα κρίσιμη για την επίδοση του προσαρμοζόμενου

συστήματος. Αν η καθυστέρηση αυτή είναι μεγάλη, έχει ως αποτέλεσμα φτωχή επίδοση του συστήματος.

1.3 ΣΤΟΧΟΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η εξέταση SISO, MISO και MIMO συστημάτων σε διάφορες συνθήκες περιβάλλοντος. Η εξέταση των συστημάτων αυτών γίνεται μέσω της διαδικασίας της προσομοίωσης. Το εργαλείο που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση των συστημάτων είναι το Advanced Design System (ADS 2004A).

Η υλοποίηση αυτών σε επίπεδο προσομοίωσης έγινε με γνώμονα την καλύτερη δυνατή προσέγγιση πραγματικών συστημάτων. Τα συστήματα που σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν είχαν ως αναφορά το πρότυπο IEEE 802.16a (FWA). Το περιβάλλον διάδοσης του προτύπου αυτού είναι οι εξωτερικοί χώροι (outdoor) για αποστάσεις μικρότερες από δυο χιλιόμετρα. Οι αποστάσεις και τα ύψη των κεραιών επιλέχθηκαν βάσει του προτύπου αυτού. Επίσης για λόγους συμβατότητας με το παραπάνω πρότυπο επιλέχθηκε ως φέρουσα συχνότητα τα 5.2 GHz.

Αρχικά εξετάστηκαν συστήματα SISO για να υπάρχει ένα μέτρο σύγκρισης για την βελτίωση της επίδοσης που επιτυγχάνεται με χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής (MISO και MIMO συστήματα). Στην συνέχεια εξετάστηκαν συστήματα 2x2 με χρήση απλής πολυπλεξίας. Τέλος εξετάστηκαν διεξοδικά συστήματα 2x1 και 2x2 με Alamouti κωδικοποίηση.

Όλα τα συστήματα προσομοιώθηκαν σε διάφορες συνθήκες περιβάλλοντος για να αξιολογηθεί η ευαισθησία τους στην μεταβολή των συνθηκών διάδοσης του σήματος. Αρχικά εξετάστηκαν υπό την επίδραση μόνο λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN). Ο λόγος για τον οποίο έγινε αυτό είναι για εξεταστεί η συμπεριφορά τους σε συνθήκες που επιτρέπουν την αξιολόγηση της σχεδίασης των συστημάτων λόγω της ύπαρξης θεωρητικής σχέσης για την επίδοση του ρυθμού λανθασμένων δυαδικών ψηφίων (bits) υπό συνθήκες λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN). Στην συνέχεια εξετάστηκαν υπό συνθήκες διάδοσης που ακολουθούν το μοντέλο επίπεδης επιφάνειας (Flat Earth), δηλαδή στον δέκτη λαμβάνεται η απευθείας και μια ανακλώμενη συνιστώσα του σήματος. Τέλος εξετάστηκαν υπό συνθήκες διάδοσης οριζόμενες από τον χρήστη. Σε αυτήν την περίπτωση υπήρξε πλήρης ελευθερία

επιλογής των συνθηκών διάδοσης, επιτρέποντας συνεπώς την προσέγγιση πραγματικών συστημάτων. Οπότε παρατηρείται μια σταδιακή μετάβαση από ιδανικές συνθήκες περιβάλλοντος (AWGN) σε πραγματικές.

Κατά την αρχική φάση των προσομοιώσεων χρησιμοποιήθηκαν διάφορα είδη διαμόρφωσης. Τελικά, όμως, χρησιμοποιήθηκε αποκλειστικά η 16QAM διαμόρφωση. Στην συνέχεια περιγράφονται οι λόγοι που οδήγησαν σε αυτήν την επιλογή.

Στις συνθήκες θορύβου και στα είδη περιβάλλοντος που εξετάστηκαν, οι διαμορφώσεις BPSK, QPSK και 8PSK παρουσίαζαν πολύ χαμηλό ρυθμό λανθασμένων bits (BER). Αυτό είχε ως αποτέλεσμα να αυξάνεται ιδιαίτερα ο χρόνος εκτέλεσης της προσομοίωσης που απαιτούνταν για να εξασφαλισθεί η επιθυμητή ακρίβεια αποτελεσμάτων.

Ουσιαστικός στόχος ήταν, επίσης, η επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερης διαμετακομιστικής ικανότητας (throughput) του συστήματος. Οπότε με την χρήση 16QAM διαμόρφωσης σε σύγκριση με τις BPSK, QPSK και 8PSK διαμορφώσεις επιτυγχάνονταν ο στόχος αυτός. Η επιδίωξη για την αύξηση της διαμετακομιστικής ικανότητας (throughput) του συστήματος θα οδηγούσε, φυσικά, στην επιλογή της 64QAM διαμόρφωσης. Αλλά οι συνθήκες των εξεταζόμενων ραδιοδαύλων δεν ήταν τόσο καλές ώστε να επιτρέψουν αυτήν την επιλογή διαμόρφωσης.

Συνοψίζοντας, σε σύστημα με προσαρμοζόμενη διαμόρφωση (adaptive modulation) το είδος διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιούνταν κατά το μεγαλύτερο χρονικό διάστημα και θα είχε αποδεκτό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων για τους τύπους του ραδιοδιαύλου που επιλέχθηκαν στην παρούσα εργασία είναι η 16QAM διαμόρφωση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO)

2.1 ΓΕΝΙΚΑ

Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράφεται η δομή συστημάτων πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO) καθώς και το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο στο οποίο στηρίζεται η λειτουργία και υπολογίζεται η επίδοση των συστημάτων αυτών. Επίσης παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα που προσφέρονται από την χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής και της χωροχρονικής κωδικοποίησης (Space-Time Coding).

2.2 ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΕ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟ

Ένα σήμα διαδιδόμενο σε έναν ραδιοδιάυλο φτάνει στον προορισμό του μέσω ενός πλήθους διαφορετικών διαδρομών. Οι διαδρομές αυτές δημιουργούνται λόγω φαινομένων σκέδασης, ανάκλασης και περίθλασης που προκαλούνται από αντικείμενα του περιβάλλοντος ή λόγω της διάθλασης που προκαλείται από το μέσο διάδοσης. Οι παραπάνω μηχανισμοί διάδοσης επηρεάζουν το σήμα κατά διαφορετικό τρόπο. Στο σχήμα 2-1 παρουσιάζεται μια ασύρματη ζεύξη μεταξύ ενός κινητού σταθμού και ενός σταθμού βάσης όπου απεικονίζονται οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που δημιουργούνται λόγω πλήθους σκεδαστών. Οι σκεδαστές αυτοί μπορεί να βρίσκονται κοντά στον σταθμό βάσης, κοντά στον κινητό σταθμό ή απομακρυσμένοι.

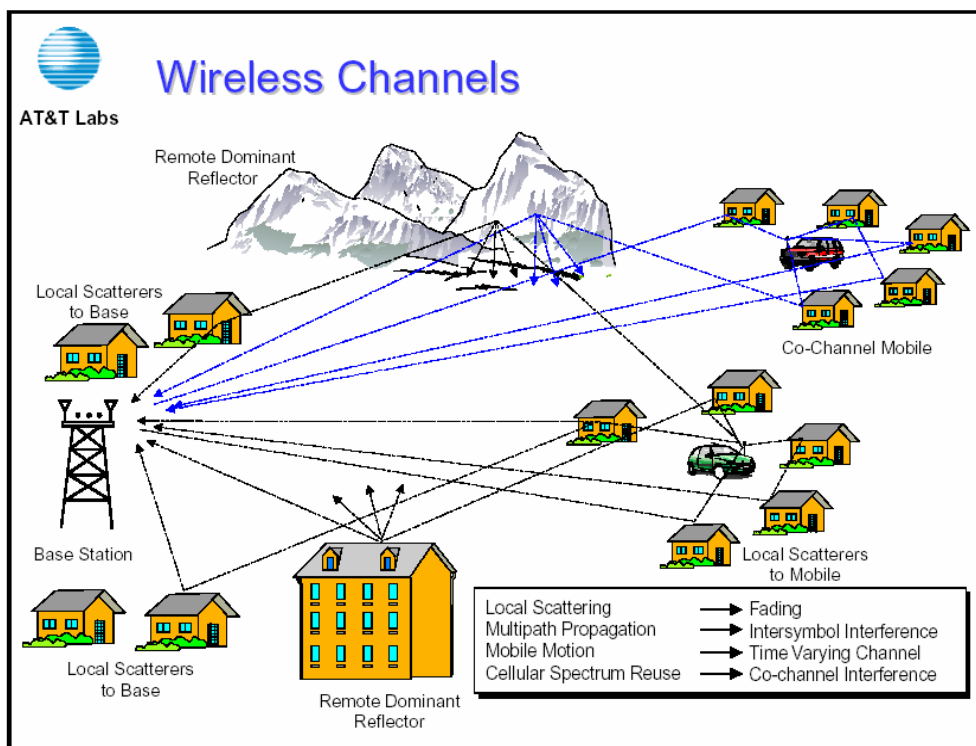
Η ισχύς του σήματος μειώνεται εξαιτίας τριών φαινομένων: της μέσης απώλειας διάδοσης (mean propagation path loss), των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας (long term fading) και των διαλείψεων μικρής κλίμακας (short term fading).

Η μέση απώλεια διάδοσης εξαρτάται από την απόσταση διάδοσης και προέρχεται από το νόμο του αντίστροφου τετράγωνου για απώλεια ισχύος, την απορρόφηση από το νερό και την βλάστηση και την επίδραση της ανάκλασης από το έδαφος. Ο νόμος του αντίστροφου τετραγώνου ισχύει μόνο στην ιδανική περίπτωση

διάδοσης σε ελεύθερο χώρο. Σε ρεαλιστικές συνθήκες διάδοσης ο εκθετικός παράγοντας μείωσης της ισχύος συναρτήσει της απόστασης κινείται στο διάστημα τιμών 2.5 με 6, εξαρτώμενος από το έδαφος και την βλάστηση.

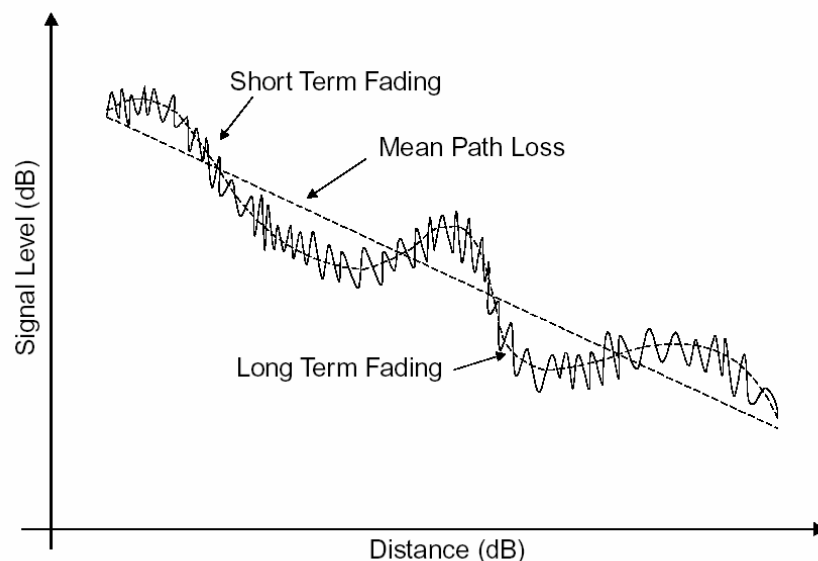
Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας προκαλούνται από την επίδραση κτιρίων και χαρακτηριστικών του φυσικού τοπίου. Αναπαριστούν την μεγάλης διάρκειας διακύμανση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος. Η κατανομή που ακολουθούν εξαρτάται από ύψη των κεραιών, την συχνότητα λειτουργίας και το είδος του περιβάλλοντος.

Τέλος οι διαλείψεις μικρής κλίμακας προκαλούνται από την συμβολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Σε αντιστοιχία με τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας αναπαριστούν την μικρής διάρκειας διακύμανση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος.



ΣΧΗΜΑ 2-1: ΠΟΛΥΔΙΑΔΡΟΜΙΚΕΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ

Ο συνδυασμός της επίδρασης των φαινομένων της μέσης απώλειας διάδοσης, των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας και των διαλείψεων μικρής κλίμακας στην λαμβανόμενη ισχύ σήματος που διαδίδεται σε ραδιοδίαυλο συναρτήσει της απόστασης απεικονίζεται στο σχήμα 2-2. Με την απεικόνιση αυτή γίνεται εμφανές ο τρόπος με τον οποίο επηρεάζει την λαμβανόμενη ισχύ το κάθε φαινόμενο.



ΣΧΗΜΑ 2-2: ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΗΣ ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ

2.3 ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ

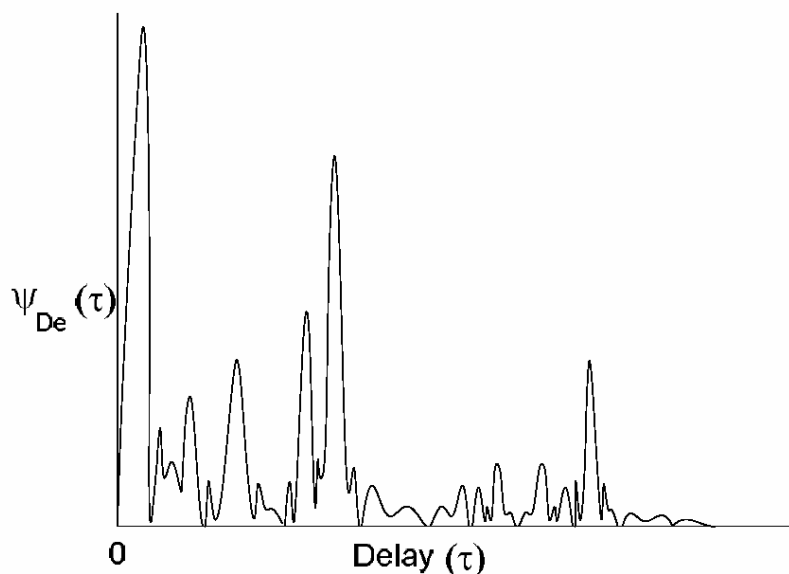
Η πολυδιαδρομική διάδοση προκαλεί την διασπορά του σήματος σε διάφορα πεδία: στο χρόνο (delay spread), στη συχνότητα (Doppler or frequency spread) και στην γωνία (angle spread). Σημειώνεται ότι η διασπορά στο πεδίο της συχνότητας απαιτεί την ύπαρξη ραδιοδιαύλου με χρονικά μεταβαλλόμενες πολυδιαδρομικές συνιστώσες.

Σε ραδιοδιάυλο που επιτρέπει την διάδοση πολυδιαδρομικών συνιστωσών, λαμβάνονται στον δέκτη πολλές καθυστερημένες και διαφορετικής ισχύος εκδοχές του σήματος που μεταδόθηκε. Αποτέλεσμα του παραπάνω είναι η διασπορά στο πεδίο του χρόνου τ , η οποία προκαλεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα (frequency selective fading). Οι διαλείψεις αυτού του τύπου μπορούν να χαρακτηριστούν από το εύρος ζώνης συνοχής B_c (coherence bandwidth), το οποίο αποτελεί την καθυστέρηση στο πεδίο της συχνότητας που απαιτείται ώστε ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του ραδιοδιαύλου να πέσει στην τιμή 0.7. Εναλλακτικά θα μπορούσε να οριστεί το εύρος ζώνης συνοχής ως ο ελάχιστος διαχωρισμός στο πεδίο της συχνότητας μεταξύ ανεξάρτητων διαλείψεων στο ραδιοδιάυλο. Ισούται με το αντίστροφο της RMS τιμής της χρονικής διασποράς (τ_{RMS}) (σχέση 2-1).

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}}$$

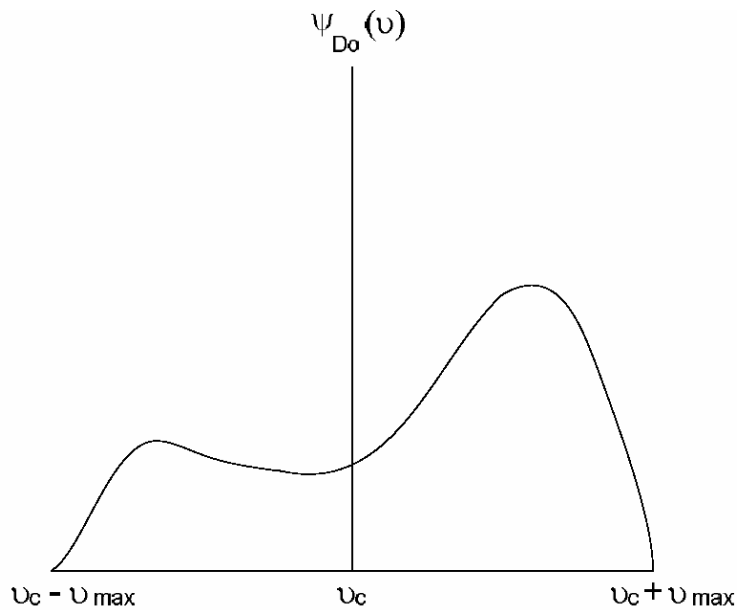
ΣΧΕΣΗ: 2-1

Όταν το εύρος ζώνης συνοχής είναι συγκρίσιμο ή μικρότερο από το εύρος ζώνης του σήματος, τότε ο διάυλος είναι επιλεκτικός ως προς την συχνότητα (frequency selective channel). Στο σχήμα 2-3 απεικονίζεται η μέση ισχύς εξόδου του διαύλου $\psi_{De}(\tau)$.



ΣΧΗΜΑ 2-3: ΜΕΣΗ ΙΣΧΥΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΗΣ ΧΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ

Χρονικά μεταβαλλόμενες διαλείψεις που οφείλονται στην κίνηση σκεδαστών ή του πομπού ή του δέκτη προκαλούν διασπορά στο πεδίο της συχνότητας. Για παράδειγμα η συχνότητα ν_c εξαπλώνεται σε ένα πεπερασμένο εύρος ζώνης ($\nu_c \pm \nu_{max}$), όπως φαίνεται και στο σχήμα 2-4. Ο μετασχηματισμός Fourier της χρονικής αυτοσυσχέτισης της απόκρισης του διαύλου σε ένα τόνο συνεχούς κύματος (CW tone) ορίζεται ως το φάσμα ισχύος Doppler $\psi_{Do}(\nu)$, όπου $\nu_c - \nu_{max} \leq \nu \leq \nu_c + \nu_{max}$. Το φάσμα ισχύος Doppler $\psi_{Do}(\nu)$ είναι η μέση ισχύς της εξόδου του διαύλου συναρτήσει της συχνότητας Doppler ν .



ΣΧΗΜΑ 2-4: ΜΕΣΗ ΙΣΧΥΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ DOPPLER

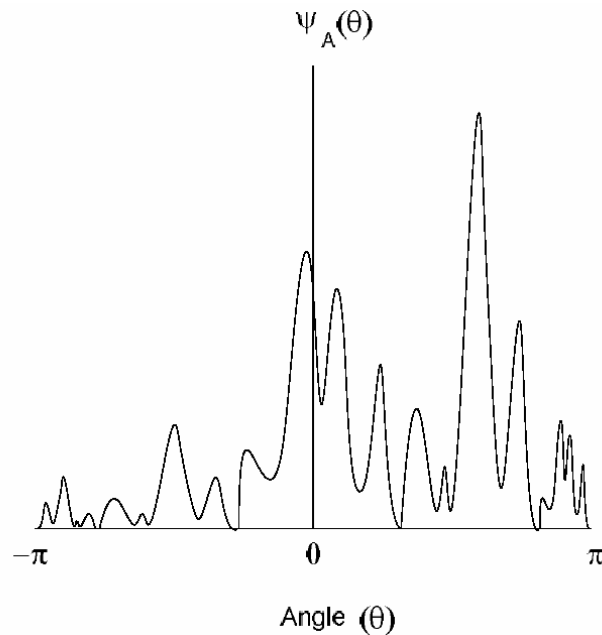
Υποθέτοντας ιδανικές συνθήκες κατά τις οποίες η σκέδαση είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη γύρω από τερματικό με κάθετη την συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου στις κεραίες λήψης και εκπομπής (vertical E-field receive and transmit antennas) το φάσμα ισχύος Doppler έχει τη κλασική μορφή U και υπολογίζεται από το μοντέλο του Jakes. Στην πραγματικότητα το φάσμα ισχύος Doppler μπορεί να παρουσιάσει μεγάλη απόκλιση από το μοντέλο αυτό. Σε σταθερές ασύρματες ζεύξεις το φάσμα ισχύος Doppler είναι περίπου εκθετικό. Η RMS τιμή του $\psi_{D_o}(\nu)$ ονομάζεται διασπορά Doppler ν_{RMS} .

Η διασπορά στο πεδίο της συχνότητας προκαλεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τον χρόνο (time selective fading). Οι διαλείψεις αυτού του τύπου μπορούν να χαρακτηριστούν από το χρόνο συνοχής T_c (coherence time), ο οποίος αποτελεί την καθυστέρηση στο πεδίο του χρόνου που απαιτείται ώστε ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του ραδιοδιαύλου να πέσει στην τιμή 0.7. Εναλλακτικά θα μπορούσε να οριστεί ο χρόνος συνοχής ως ο ελάχιστος χρονικός διαχωρισμός μεταξύ ανεξάρτητων διαλείψεων στο ραδιοδίαυλο. Ισούται με το αντίστροφο της διασποράς Doppler ν_{RMS} (σχέση 2-2). Ο χρόνος συνοχής αποτελεί μέτρο της ταχύτητας με την οποία μεταβάλλεται ο δίαυλος στον χρόνο. Όσο πιο μεγάλος είναι ο χρόνος συνοχής, τόσο πιο αργά μεταβάλλεται ο δίαυλος.

$$T_c \approx \frac{1}{\nu_{RMS}}$$

ΣΧΕΣΗ: 2-2

Η διασπορά γωνίας (angle spread) στο δέκτη αναφέρεται στην διασπορά των γωνιών άφιξης (AOA) των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στη διάταξη κεραιών λήψης. Αντίστοιχα η διασπορά γωνίας στον πομπό αναφέρεται στην διασπορά των γωνιών αναχώρησης (AOD) των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στη διάταξη κεραιών εκπομπής. Συμβολίζοντας την γωνία άφιξης με θ , η μέση ισχύς εξόδου του διαύλου συναρτήσει της γωνίας αυτής είναι $\psi_A(\theta)$ (σχήμα 2-5).



ΣΧΗΜΑ 2-5: ΜΕΣΗ ΙΣΧΥΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΗΣ ΓΩΝΙΑΣ

Η διασπορά γωνίας προκαλεί διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τον χώρο (space selective fading), το οποίο σημαίνει ότι το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος εξαρτάται από την θέση της κεραιάς. Οι διαλείψεις αυτού του τύπου μπορούν να χαρακτηριστούν από την απόσταση συνοχής D_c (coherence distance), η οποία αποτελεί την απόσταση που απαιτείται ώστε ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του ραδιοδιαύλου να πέσει στην τιμή 0.7. Εναλλακτικά θα μπορούσε να οριστεί η απόσταση συνοχής ως ο ελάχιστος διαχωρισμός μεταξύ των στοιχείων των κεραιών για ανεξάρτητες διαλείψεις στο ραδιοδιάυλο. Ισούται με το αντίστροφο της RMS τιμής της γωνίας θ (θ_{RMS}) (σχέση 2-3).

$$D_c \approx \frac{1}{\theta_{RMS}}$$

ΣΧΕΣΗ: 2-3

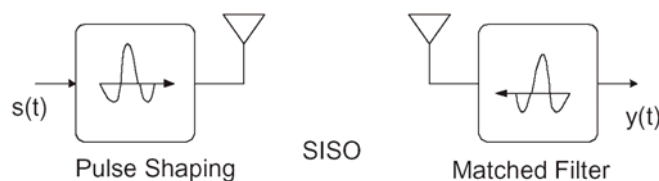
2.4 ΜΟΝΤΕΛΑ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΧΡΟΝΟΥ

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται μοντέλα ραδιοδιαύλων συνεχούς χρόνου μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO), μιας εισόδου – πολλαπλών εξόδων (SIMO), πολλαπλών εισόδων – μιας εξόδου (MISO) και πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO).

2.4.1 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ – ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)

Έστω $h(\tau, t)$ η μεταβλητή ως προς τον χρόνο κρουστική απόκριση από την είσοδο του φίλτρου μορφοποιητικού παλμού (pulse shaping filter) στο πομπό μέσω του διαύλου διάδοσης στην έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου (matched filter) στο δέκτη. Ως $h(\tau, t)$ ορίζεται ως η απόκριση κατά τον χρόνο t σε μια κρουστική του χρόνου $t-\tau$. Ο συνδυασμός του φίλτρου μορφοποιητικού παλμού και του προσαρμοσμένου φίλτρου μετατρέπει το $h(\tau, t)$ σε δίαυλο στενής ζώνης. Για λόγους ευκολίας το $h(\tau, t)$ θα αναφέρεται ως η απόκριση του διαύλου μεταξύ της κεραίας εκπομπής και της κεραίας λήψης, αλλά ο ακριβής ορισμός του δόθηκε παραπάνω.

Αν ένα σήμα $s(t)$ μεταδοθεί, το σήμα $y(t)$ που λαμβάνεται δίνεται από την σχέση 2-4. Στο σχήμα 2-6 απεικονίζεται το σχεδιάγραμμα του συστήματος που αναλύθηκε παραπάνω.



ΣΧΗΜΑ 2-6: ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ – ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)

$$y(t) = \int_0^{\tau_{total}} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau = h(\tau, t) * s(t)$$

ΣΧΕΣΗ: 2-4

Όπου $*$ είναι ο τελεστής της συνέλιξης και έχει θεωρηθεί απόκριση δίαυλου διάρκειας τ_{total} .

2.4.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (SIMO)

Θεωρούμε έναν διάυλο μιας εισόδου – πολλαπλών εξόδων (SIMO) με M_R κεραίες λήψης. Ο διάυλος μπορεί να διασπαστεί σε M_R διαύλους μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO). Συμβολίζοντας την απόκριση του διαύλου μεταξύ της κεραίας εκπομπής και της i -οστής κεραίας λήψης με $h_i(\tau, t)$, ο διάυλος SIMO μπορεί να παρουσιαστεί ως ένα $M_R \times 1$ διάνυσμα $\bar{h}(\tau, t)$ που δίνεται από τη σχέση 2-5.

$$\bar{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) \dots h_{M_R}(\tau, t)]^T$$

ΣΧΕΣΗ: 2-5

Αν ένα σήμα $s(t)$ μεταδοθεί, το σήμα $y_i(t)$ που λαμβάνεται από την i -οστή κεραία λήψης δίνεται από την σχέση 2-6.

$$y_i(t) = h_i(\tau, t) * s(t)$$

ΣΧΕΣΗ: 2-6

Συμβολίζοντας τα σήματα που λαμβάνονται από τις M_R κεραίες λήψης με ένα $M_R \times 1$ διάνυσμα $\bar{y}(t)$ που δίνεται από τη σχέση 2-7.

$$\bar{y}(t) = [y_1(t) y_2(t) \dots y_{M_R}(t)]^T$$

ΣΧΕΣΗ: 2-7

Παρατηρούμε ότι η σχέση 2-6 μπορεί να εκφραστεί με την μορφή διανυσμάτων στην σχέση 2-8.

$$\bar{y}(t) = \bar{h}(\tau, t) * s(t)$$

ΣΧΕΣΗ: 2-8

Στο σχήμα 2-7 απεικονίζεται το σχεδιάγραμμα του συστήματος που αναλύθηκε παραπάνω.



ΣΧΗΜΑ 2-7: ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (SIMO)

2.4.3 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (MISO)

Θεωρούμε έναν διάυλο πολλαπλών εισόδων – μιας εξόδου (MISO) με M_T κεραιές εκπομπής. Σε αντιστοιχία με έναν διάυλο SIMO, ο διάυλος μπορεί να διασπαστεί σε M_T διαύλους μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO). Συμβολίζοντας την απόκριση του διαύλου μεταξύ της j -οστής κεραιάς εκπομπής και της κεραιάς λήψης με $h_j(\tau, t)$, ο διάυλος MISO μπορεί να παρουσιαστεί ως ένα $1 \times M_T$ διάνυσμα $\bar{h}(\tau, t)$ που δίνεται από τη σχέση 2-5.

$$\bar{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) \dots h_{M_T}(\tau, t)]$$

ΣΧΕΣΗ: 2-9

Αν ένα σήμα $s_j(t)$ μεταδοθεί από την j -οστή κεραιά εκπομπής, το σήμα $y(t)$ που λαμβάνεται δίνεται από την σχέση 2-10.

$$y(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_j(\tau, t) * s_j(t)$$

ΣΧΕΣΗ: 2-10

Συμβολίζοντας τα σήματα που στέλνονται από τις M_T κεραιές εκπομπής με ένα $1 \times M_T$ διάνυσμα $\bar{s}(t)$ που δίνεται από τη σχέση 2-11.

$$\bar{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_{M_T}(t)]^T$$

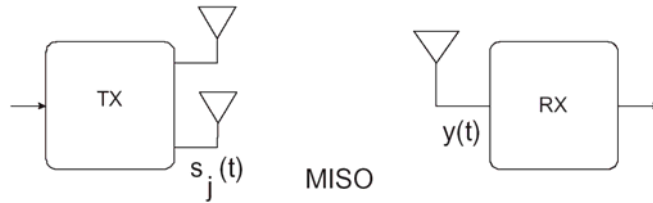
ΣΧΕΣΗ: 2-11

Παρατηρούμε ότι η σχέση 2-10 μπορεί να εκφραστεί με την μορφή διανυσμάτων στην σχέση 2-12.

$$y(t) = \bar{h}(\tau, t) * \bar{s}(t)$$

ΣΧΕΣΗ: 2-12

Στο σχήμα 2-8 απεικονίζεται το σχεδιάγραμμα του συστήματος που αναλύθηκε παραπάνω.



ΣΧΗΜΑ 2-8: ΣΥΣΤΗΜΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (MISO)

2.4.4 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO)

Θεωρούμε έναν διάυλο πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO) με M_T κεραίες εκπομπής και με M_R κεραίες λήψης. Συμβολίζοντας την απόκριση του διαύλου μεταξύ της j -οστής κεραίας εκπομπής και της i -οστής κεραίας λήψης με $h_{ij}(\tau, t)$, ο διάυλος MIMO μπορεί να παρουσιαστεί ως ένα $M_R \times M_T$ πίνακα $\bar{H}(\tau, t)$ που δίνεται από τη σχέση 2-13.

$$\bar{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau, t) & h_{12}(\tau, t) & \dots & h_{1M_T}(\tau, t) \\ h_{21}(\tau, t) & h_{22}(\tau, t) & \dots & h_{2M_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1}(\tau, t) & h_{M_R2}(\tau, t) & \dots & h_{M_R M_T}(\tau, t) \end{bmatrix}$$

ΣΧΕΣΗ: 2-13

Αν ένα σήμα $s_j(t)$ μεταδοθεί από την j -οστή κεραία εκπομπής, το σήμα $y_i(t)$ που λαμβάνεται από την i -οστή κεραία λήψης δίνεται από την σχέση 2-14.

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_{ij}(\tau, t) * s_j(t)$$

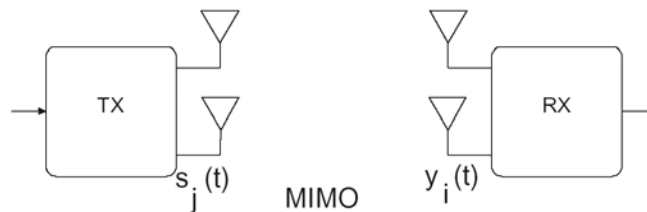
ΣΧΕΣΗ: 2-14

Η σχέση εισόδων - εξόδων ενός συστήματος MIMO μπορεί να εκφραστεί με την μορφή πινάκων στην σχέση 2-15 που ακολουθεί.

$$\bar{y}(t) = \bar{H}(\tau, t) * \bar{s}(t)$$

ΣΧΕΣΗ: 2-15

Όπου τα $\bar{y}(t)$ και $\bar{s}(t)$ δίνονται από τις σχέσεις 2-7 και 2-11 αντίστοιχα. Στο σχήμα 2-8 απεικονίζεται το σχεδιάγραμμα του συστήματος που αναλύθηκε παραπάνω.



ΣΧΗΜΑ 2-9: ΣΥΣΤΗΜΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO)

2.5 ΜΟΝΤΕΛΑ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται οι θεωρήσεις που γίνονται για την κατασκευή μοντέλων ραδιοδιαύλων διακριτού χρόνου. Επίσης εξετάζεται πιο διεξοδικά η περίπτωση συστημάτων πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO).

Η κανονικοποίηση των σημάτων, των διαύλων και του θορύβου είναι ιδιαίτερα σημαντική για την απόλυτη και την συγκριτική επίδοση επικοινωνιακών συστημάτων. Στην ανάλυση που ακολουθεί θεωρούμε διαμόρφωση ενός φέροντος (SC modulation) και εύρος ζώνης του διαύλου 1Hz. Επίσης θεωρούμε ότι η περίοδος του συμβόλου είναι 1 sec.

Η μέση ενέργεια του κάθε συμβόλου που μεταδίδεται είναι E_s . Οπότε και η ισχύς μετάδοσης έχει την τιμή E_s , αφού όπως αναφέρθηκε η περίοδος του συμβόλου είναι 1 sec. Σε συστήματα στα οποία υπάρχουν περισσότερες κεραιές εκπομπής (MISO, MIMO) θεωρούμε ότι η μέση ενέργεια που μεταδίδεται ανά περίοδο

συμβόλου είναι σταθερή με συνέπεια η ενέργεια συμβόλου ανά κεραία να περιορίζεται από τον αριθμό των κεραιών. Για παράδειγμα θεωρώντας M_T κεραιές εκπομπής, η ενέργεια ανά σύμβολο ανά κεραία είναι E_S / M_T . Τέλος εφόσον το εύρος ζώνης μετάδοσης είναι 1Hz, η ενέργεια θορύβου στο φάσμα ταυτίζεται με την φασματική πυκνότητα ισχύος N_0 .

Στην συνέχεια εξετάζεται πιο διεξοδικά η περίπτωση συστημάτων πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO). Θεωρώντας ότι ο διάυλος δεν είναι επιλεκτικός ως προς την συχνότητα (frequency flat), δίνεται η σχέση, η οποία μοντελοποιεί αυτό το σύστημα (σχέση 2-16) [2].

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_S}{M_T}} \overline{H} s[k] + \overline{n}[k] \xrightarrow{\text{frequency flat}} y = \sqrt{\frac{E_S}{M_T}} \overline{H} s + \overline{n}$$

ΣΧΕΣΗ: 2-16

Ο δείκτης k προσδιορίζει τον χρόνο κατά τον οποίο έγινε η δειγματοληψία, σηματοδοτώντας την μετάβαση από συστήματα συνεχούς σε συστήματα διακριτού χρόνου ($t=kT_S+\Delta$, $k = 0,1,2,\dots$). Εφόσον ο διάυλος δεν είναι επιλεκτικός ως προς την συχνότητα (frequency flat), η έξοδος του διαύλου οποιαδήποτε χρονική στιγμή είναι ανεξάρτητη από εισόδους προηγούμενων χρονικών στιγμών. Κατά συνέπεια ο δείκτης k μπορεί να παραλειφθεί για λόγους απλότητας.

Το διάνυσμα \overline{n} είναι το διάνυσμα του θορύβου με διακύμανση την φασματική πυκνότητα ισχύος N_0 .

2.6 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΔΙΑΥΛΩΝ

Είναι η γνωστή η σχέση του Shannon (σχέση 2-17) που δίνει την χωρητικότητα ενός διαύλου Gauss.

$$C = \frac{R}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

ΣΧΕΣΗ: 2-17

Όπου C η χωρητικότητα σε bit ανά second ανά Hz, R ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, W το εύρος ζώνης, S η ισχύς του σήματος και N η ισχύς του θορύβου. Στην συνέχεια δίνεται η σχέση ορισμού (σχέση 2-18) της χωρητικότητας ενός ασύρματου διαύλου μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO).

$$C = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{h^2 \cdot S}{N} \right) \right\}$$

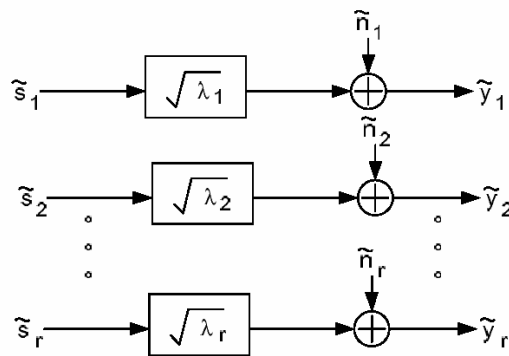
ΣΧΕΣΗ: 2-18

Όπου $E\{\}$ ο τελεστής εκτίμησης. Σε περίπτωση ύπαρξης ανεξάρτητων διαύλων, η συνολική χωρητικότητα προκύπτει από την πρόσθεση των επιμέρους χωρητικότητων ($C = \sum_i C_i$, όπου C_i η χωρητικότητα του i -οστού ανεξάρτητου διαύλου). Ακολουθεί η σχέση ορισμού (σχέση 2-19) της χωρητικότητας ενός ασύρματου διαύλου πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO).

$$C = E \left\{ \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{(\sqrt{\lambda_i})^2 \cdot S / M_T}{N} \right) \right\} = E \left\{ \log_2 \det \left| \bar{I} + \frac{\overline{H H^H} \cdot S / M_T}{N} \right| \right\}$$

**ΣΧΕΣΗ:
2-19**

Όπου r η τάξη (rank) του πίνακα \overline{H} και λ_i η i -οστή ιδιοτιμή του. Με αυτόν τον τρόπο χωρίζεται ο διάυλος MIMO σε r ανεξάρτητους διαύλους SISO, η χωρητικότητα των οποίων προστίθεται για την σύνθεση της συνολικής χωρητικότητας (σχήμα 2-10) [7].



ΣΧΗΜΑ 2-10: ΧΩΡΙΣΜΟΣ ΔΙΑΥΛΟΥ MIMO ΣΕ ΑΝΕΞΑΡΤΗΤΟΥΣ ΔΙΑΥΛΟΥΣ SISO

Η τάξη του πίνακα \overline{H} αποτελεί συνάρτηση του αριθμού των κεραιών εκπομπής, του αριθμού των κεραιών λήψης και της γραμμικής ανεξαρτησίας των γραμμών και των στηλών του πίνακα \overline{H} . Σε κάθε περίπτωση, όμως, η τάξη του

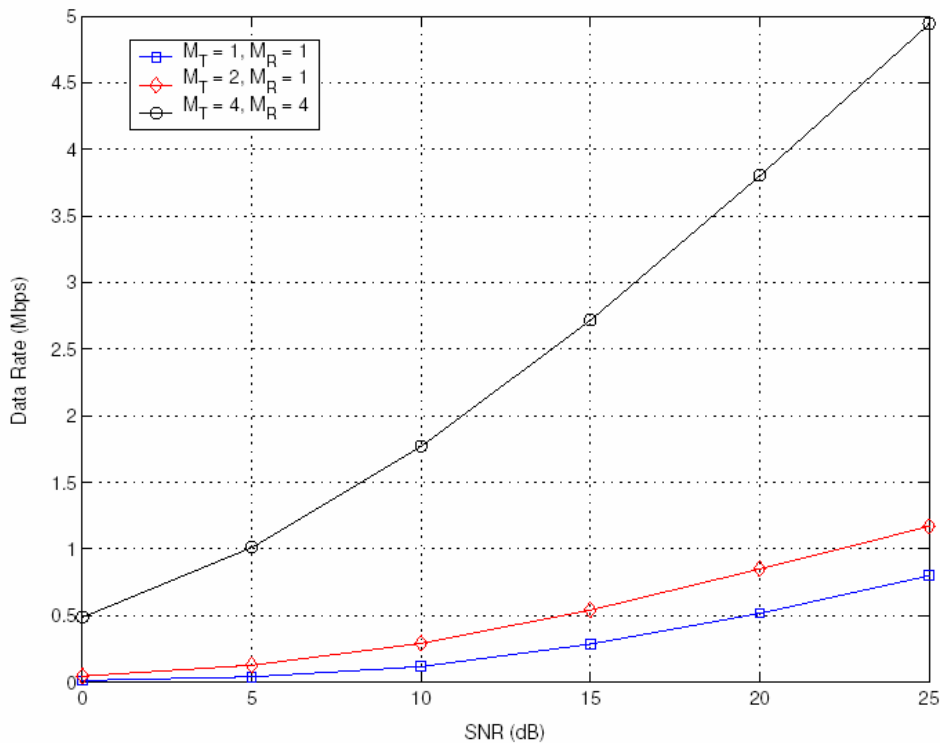
πίνακα \overline{H} είναι μικρότερη ή ίση με τον ελάχιστο αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης ($r \leq \min(M_T, M_R)$). Λαμβάνει την μέγιστη τιμή της όταν οι συνθήκες διάδοσης είναι ευνοϊκές. Ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης θεωρούνται συνθήκες διάδοσης κατά τις οποίες το σήμα συναντά πληθώρα σκεδαστών (rich scattering) με αποτέλεσμα να παράγονται πολλές ασυσχέτιστες πολυδιαδρομικές συνιστώσες του αρχικού σήματος.

Ο διάυλος πρέπει να είναι στάσιμος με την ευρεία έννοια (WSS – Wide Sense Stationary), δηλαδή πρέπει η χρονική αυτοσυσχέτιση να εξαρτάται μόνο από το διάστημα Δt μεταξύ των χρονικών στιγμών που εξετάζονται και όχι από τον χρόνο t . Το παραπάνω έχει ως συνέπεια διαφορετικές συχνότητες Doppler να είναι ασυσχέτιστες. Ο διάυλος, επίσης, πρέπει να ακολουθεί το μοντέλο US (Uncorrelated Scattering), το οποίο ορίζει ότι οι σκεδαστές που συμμετέχουν στην χρονική διασπορά προκαλούν ανεξάρτητες διαλείψεις. Ο συνδυασμός των WSS και US έχει ως αποτέλεσμα το μοντέλο WSSUS, στο οποίο υπάρχει στασιμότητα στο πεδίο του χρόνου και στην συχνότητα μετάδοσης με συνέπεια να υπάρχει ανεξαρτησία στην συχνότητα Doppler (ν) και στην χρονική καθυστέρηση (τ).

Εισάγοντας, τώρα, την διάσταση του χώρου d και θεωρώντας ότι ο διάυλος είναι ομογενής (HO – Homogenous channel), ισχύει ότι η αυτοσυσχέτιση της απόκρισης του διαύλου στον χώρο δεν εξαρτάται από την απόσταση d , αλλά από το διάστημα Δd . Αναφέρεται ότι για ομοιόμορφη κατανομή σκεδαστών σε χώρο τριών διαστάσεων έχει δειχθεί ότι αρκεί απόσταση $\lambda/2$ μεταξύ των κεραιών για πλήρη αποσυσχέτιση. Σε αυτήν την περίπτωση ισχύει ότι σήματα που φτάνουν στον δέκτη μέσω σκεδαστών υπό διαφορετικές γωνίες είναι ασυσχέτιστα. Ο συνδυασμός του μοντέλου WSSUS με το HO έχει ως αποτέλεσμα το μοντέλο WSSUS-HO στο οποίο ισχύουν συγκεντρωτικά οι ιδιότητες των μοντέλων από τα οποία αποτελείται.

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω η τάξη του πίνακα \overline{H} λαμβάνει την μέγιστη τιμή της, η οποία είναι ίση με τον ελάχιστο αριθμό των κεραιών εκπομπής και λήψης ($\min(M_T, M_R)$) όταν οι συνθήκες διάδοσης είναι ευνοϊκές. Επίσης αναφέρθηκε ότι ο διάυλος MIMO χωρίζεται σε r ανεξάρτητους διαύλους SISO, η χωρητικότητα των οποίων προστίθεται για την σύνθεση της συνολικής χωρητικότητας. Συνεπώς, θεωρώντας ότι οι συνθήκες το επιτρέπουν (rich scattering, απόσταση μεταξύ των κεραιών $d \gg \lambda$), η χωρητικότητα ενός διαύλου MIMO είναι ίσης με M φορές την χωρητικότητα ενός διαύλου SISO, όπου $M = \min(M_T, M_R)$ [8].

Στην συνέχεια παρουσιάζεται ένα παράδειγμα που καταδεικνύει την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί με την χρήση πολλαπλών κεραιών. Στο σχήμα 2-11 παρουσιάζονται διαγράμματα του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων με αξιοπιστία 95% συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου για συστήματα 1x1, 2x1 και 4x4.



ΣΧΗΜΑ 2-11: ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΣΗΜΑΤΟΘΟΥΡΥΒΙΚΟΥ ΛΟΓΟΥ ΓΙΑ ΔΙΑΥΛΟ ΕΥΡΟΥΣ ΖΩΝΗΣ 200ΚΗz ΚΑΙ ΑΞΙΟΠΙΣΤΙΑ 95% ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ SISO, MISO, MIMO

Παρατηρείται σημαντική αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων με την αύξηση του αριθμού κεραιών εκπομπής και λήψης. Πιο συγκεκριμένα για τιμή σηματοθορυβικού λόγου στα 20 dB: ένα SISO σύστημα επιτυγχάνει ρυθμό 0.5 Mbps, ένα 2x1 σύστημα επιτυγχάνει ρυθμό 0.8 Mbps ένα 4x4 σύστημα επιτυγχάνει ρυθμό 3.75 Mbps. Είναι άξιο αναφοράς το γεγονός ότι ο ρυθμός των 3.75 Mbps μπορεί να επιτευχθεί με ένα SISO σύστημα, αλλά απαιτεί 10^5 φορές υψηλότερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου.

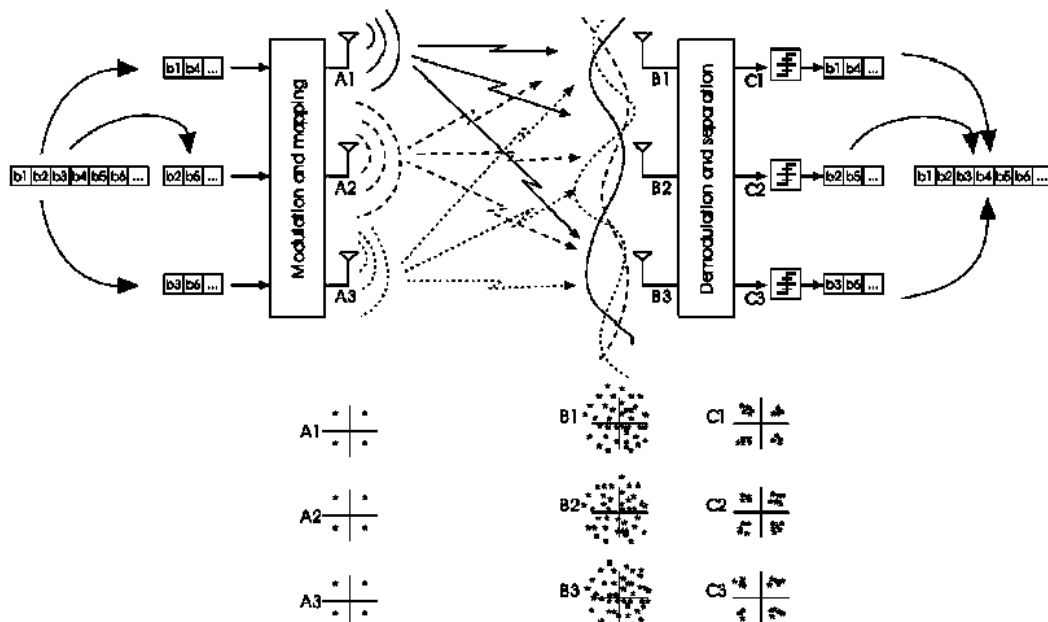
2.7 ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ

Σε συστήματα που εφαρμόζουν πολυπλεξία, όπως συστήματα με πολλαπλές κεραιές στον πομπό, πολλές ακολουθίες δεδομένων μεταδίδονται ταυτόχρονα μέσω μιας συστοιχίας κεραιών εκπομπής. Συνεπώς διαφορετικές ακολουθίες δεδομένων μεταδίδονται από διαφορετικές κεραιές.

2.7.1 ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ

Η μετάδοση των δεδομένων με απλή πολυπλεξία πρόκειται ίσως για την πιο απλή περίπτωση. Η αρχική ακολουθία των προς μετάδοση δεδομένων χωρίζεται σε M_T ακολουθίες – μια για κάθε κεραιά εκπομπής.

Για παράδειγμα θεωρούμε την περίπτωση κατά την οποία το σύστημα αποτελείται από τρεις κεραιές εκπομπής και από τρεις κεραιές λήψης. Σε αυτήν την περίπτωση το πρώτο σύμβολο (b_1) θα μεταδοθεί από την πρώτη κεραιά (A_1), το δεύτερο (b_2) από τη δεύτερη (A_2), το τρίτο (b_3) από την τρίτη (A_3) και θα συνεχιστεί ο χωρισμός της ακολουθίας δεδομένων με όμοιο τρόπο ξεκινώντας από την πρώτη κεραιά. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα του συστήματος στο σχήμα 2-12.



ΣΧΗΜΑ 2-12: ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ

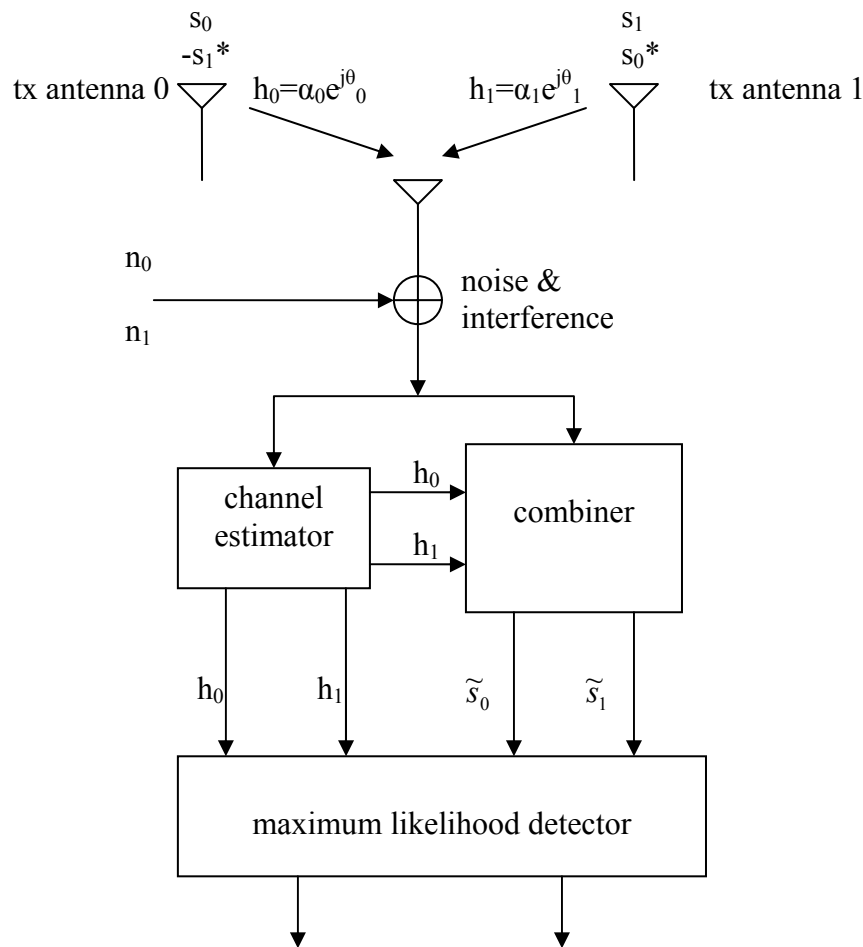
2.7.2 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ALAMOUTI

Η κωδικοποίηση Alamouti αποτελεί μια τεχνική διαφορικής εκπομπής, η οποία βελτιώνει την ποιότητα του σήματος στον δέκτη μέσω σχετικά απλής επεξεργασίας στον πομπό και στην συνέχεια στον δέκτη. Η τάξη διαφορικότητας που επιτυγχάνεται με χρήση δυο κεραιών στον πομπό είναι αντίστοιχη με αυτή που επιτυγχάνεται με χρήση της τεχνικής MRRC με δυο κεραίες στον δέκτη [9].

Η ανάλυση που θα ακολουθήσει αρχικά αναφέρεται σε σύστημα στο οποίο υπάρχουν δυο κεραίες εκπομπής και μια κεραία λήψης, αλλά είναι πολύ εύκολο να γενικευτεί ώστε να καλύπτει και περιπτώσεις με δυο κεραίες εκπομπής και Μ κεραίες λήψης – επιτυγχάνοντας έτσι τάξη διαφορικότητας 2Μ. Το παραπάνω υλοποιείται χωρίς ανάδραση από τον δέκτη στον πομπό και με σχετικά μικρές υπολογιστικές απαιτήσεις. Η τεχνική δεν απαιτεί περισσότερο εύρος ζώνης γιατί εισάγεται πλεονασμός στο πεδίο του χώρου σε πολλαπλές κεραίες και όχι στο πεδίο της συχνότητας.

Η κωδικοποίηση Alamouti μπορεί να μειώσει τον ρυθμό λαθών, να αυξήσει τον ρυθμό μετάδοσης ή να αυξήσει την χωρητικότητα των συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών. Η μείωση της ευαισθησίας σε διαλείψεις μπορεί να επιτρέψει την χρήση τεχνικών διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης αυξάνοντας έτσι τον ρυθμό μετάδοσης ή την χρήση μικρότερων παραγόντων επαναχρησιμοποίησης σε κυψελωτά συστήματα αυξάνοντας την χωρητικότητα του συστήματος. Μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για την αύξηση της εμβέλειας ή της περιοχής κάλυψης ασύρματων συστημάτων. Συνοψίζοντας, η τεχνική αυτή είναι αποτελεσματική σε όλες τις εφαρμογές στις οποίες η χωρητικότητα του συστήματος περιορίζεται από διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Συνεπώς αποτελεί μια απλή και οικονομική διέξοδος για να καλύψει τις απαιτήσεις της αγοράς για ποιότητα και φασματική απόδοση χωρίς να απαιτείται ολοκληρωτικός επανασχεδιασμός των υπαρχόντων συστημάτων.

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, αρχικά θεωρούμε σύστημα με δυο κεραίες εκπομπής και μια κεραία λήψης (σχήμα 2-13).

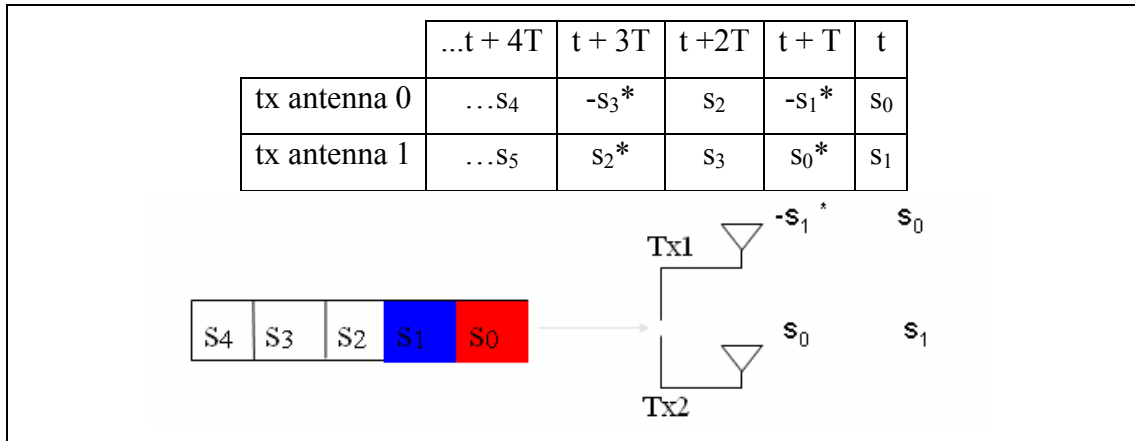


ΣΧΗΜΑ 2-13: ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ1 ΜΕ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΑΛΑΜΟΥΤΙ

Σε μια συγκεκριμένη περίοδο συμβόλου, μεταδίδονται ταυτόχρονα δυο σύμβολα από της δυο κεραίες εκπομπής. Το σύμβολο που μεταδίδεται από την κεραία ‘0’ συμβολίζεται ως s_0 και από την κεραία ‘1’ συμβολίζεται ως s_1 . Κατά την επόμενη περίοδο συμβόλου, μεταδίδεται από την κεραία ‘0’ το σύμβολο $-s_1^*$ (με το ‘*’ συμβολίζεται η συζυγής τιμή του συμβόλου) και από την κεραία ‘1’ το s_0^* . Η ακολουθία συμβόλων σε αντιστοιχία με τις χρονικές στιγμές μετάδοσης και την κεραία εκπομπής δίνεται στο σχήμα 2-14.

Παρατηρούμε ότι γίνεται κωδικοποίηση στον χώρο και στον χρόνο (space – time coding). Εναλλακτικά θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν διαδοχικά δυο φέρουσες συχνότητες (space – frequency coding) αντί για δυο διαδοχικές περιόδους συμβόλου.

Ο διάυλος την χρονική στιγμή t για την κεραία εκπομπής ‘0’ και την κεραία λήψης μπορεί να μοντελοποιηθεί από την μιγαδική συνάρτηση $h_0(t)$. Αντίστοιχα ο διάυλος την χρονική στιγμή t για την κεραία εκπομπής ‘1’ και την κεραία λήψης μπορεί να μοντελοποιηθεί από την μιγαδική συνάρτηση $h_1(t)$.



ΣΧΗΜΑ 2-14: ΑΚΟΛΟΥΘΙΑ ΣΥΜΒΟΛΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΓΙΑ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΑΛΑΜΟΥΤΙ

Θεωρώντας ότι ο διάυλος είναι σταθερός για δυο διαδοχικές περιόδους συμβόλου, ισχύουν οι σχέσεις 2-20 και 2-21.

$$h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}$$

ΣΧΕΣΗ: 2-20

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

ΣΧΕΣΗ: 2-21

Όπου T είναι η διάρκεια συμβόλου. Συνεπώς τα σήματα που λαμβάνονται δίνονται από τις σχέσεις 2-22 και 2-23.

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0$$

ΣΧΕΣΗ: 2-22

$$r_1 = r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1$$

ΣΧΕΣΗ: 2-23

Όπου r_0 και r_1 είναι τα λαμβανόμενα σήματα τις χρονικές στιγμές t και $t + T$ αντίστοιχα και n_0 και n_1 είναι οι μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές που αναπαριστούν τον θόρυβο στον δέκτη.

Στην συνέχεια ακολουθείται μια διαδικασία στον πομπό για να αναπαραχθούν τα σύμβολα που μεταδόθηκαν. Η διάταξη combiner του σχήματος 2-13 βγάζει ως έξοδο την εκτίμηση των σημάτων (σχέσεις 2-24, 2-25).

$$\hat{s}_0 = h_0 * r_0 + h_1 r_1 *$$

ΣΧΕΣΗ: 2-24

$$\hat{s}_1 = h_1 * r_0 - h_0 r_1 *$$

ΣΧΕΣΗ: 2-25

Αντικαθιστώντας από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτουν οι σχέσεις 2-26 και 2-27.

$$\hat{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0 * n_0 + h_1 n_1 *$$

ΣΧΕΣΗ: 2-26

$$\hat{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1 * + h_1 * n_0$$

ΣΧΕΣΗ: 2-27

Στην συνέχεια οι εκτιμήσεις αυτές στέλνονται στον ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας, όπου και προκύπτει η πιθανότερη ακολουθία συμβόλων σύμφωνα πάντα με τα κριτήρια επιλογής του.

Σε αυτό το σημείο έχει ολοκληρωθεί η ανάλυση ενός συστήματος με δυο κεραιές εκπομπής και μια κεραιά λήψης. Ακολουθεί γενίκευση της μεθόδου ώστε να καλύπτει και περιπτώσεις με δυο κεραιές εκπομπής και M κεραιές λήψης – επιτυγχάνοντας έτσι τάξη διαφορικότητας 2M.

Για παράδειγμα θα αναλυθεί η περίπτωση συστήματος με δυο κεραιές εκπομπής και δυο κεραιές λήψης. Στην συνέχεια παραθέτουμε τον πίνακα 2-1 που δείχνει την αντιστοιχία των μιγαδικών συναρτήσεων που μοντελοποιούν τους διαύλους με τις κεραιές εκπομπής και λήψης στις οποίες αναφέρονται.

	rx antenna 0	rx antenna 1
tx antenna 0	h_0	h_2
tx antenna 1	h_1	h_3

ΠΙΝΑΚΑΣ 2-1: ΟΡΙΣΜΟΣ ΔΙΑΥΛΩΝ ΜΕΤΑΞΥ ΚΕΡΑΙΩΝ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ

Ακολουθεί ο πίνακας 2-2 που δείχνει την ακολουθία συμβόλων που λαμβάνονται σε αντιστοιχία με τις χρονικές στιγμές και την κεραία λήψης.

	rx antenna 0	rx antenna 1
time t	r_0	r_2
time t + T	r_1	r_3

ΠΙΝΑΚΑΣ 2-2: ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΣ ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ ΣΤΙΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΛΗΨΗΣ

Η κωδικοποίηση και η μετάδοση των συμβόλων είναι ίδια με την προηγούμενη περίπτωση της μιας κεραίας λήψης. Συνεπώς τα σήματα που λαμβάνονται δίνονται από τις σχέσεις 2-28 με 2-31.

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0$$

ΣΧΕΣΗ: 2-28

$$r_1 = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1$$

ΣΧΕΣΗ: 2-29

$$r_2 = h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2$$

ΣΧΕΣΗ: 2-30

$$r_3 = -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3$$

ΣΧΕΣΗ: 2-31

Όπου n_0 , n_1 , n_2 και n_3 είναι οι μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές που αναπαριστούν τον συνολικό θόρυβο στον δέκτη λόγω θερμικού θορύβου και παρεμβολών.

Στην συνέχεια ακολουθείται μια διαδικασία στον πομπό για να αναπαραχθούν τα σύμβολα που μεταδόθηκαν. Η διάταξη combiner βγάζει ως έξοδο την εκτίμηση των σημάτων (σχέσεις 2-32, 2-33).

$$\hat{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^*$$

ΣΧΕΣΗ: 2-32

$$\hat{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*$$

ΣΧΕΣΗ: 2-33

Αντικαθιστώντας από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτουν οι σχέσεις 2-34 και 2-35.

$$\hat{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2)s_0 + h_0 * n_0 + h_1 n_1 * + h_2 * n_2 + h_3 n_3 *$$

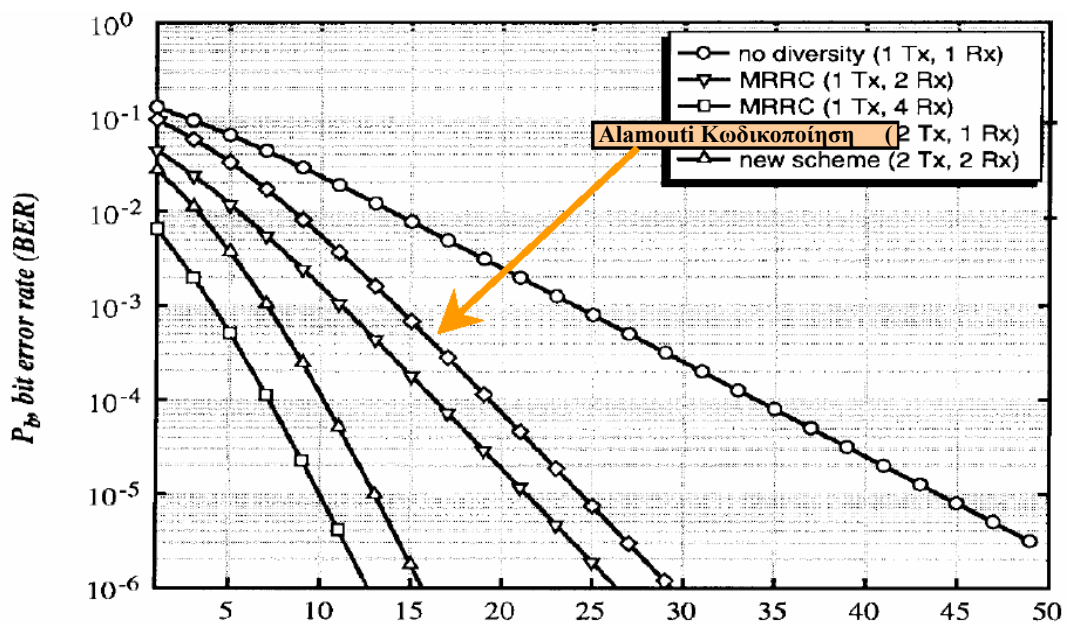
ΣΧΕΣΗ: 2-34

$$\hat{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2)s_1 - h_0 n_1 * + h_1 * n_0 - h_2 n_3 * + h_3 * n_2$$

ΣΧΕΣΗ: 2-35

Στην συνέχεια οι εκτιμήσεις αυτές στέλνονται στον ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας, όπου και προκύπτει η πιθανότερη ακολουθία συμβόλων σύμφωνα πάντα με τα κριτήρια επιλογής του.

Είναι άξιο αναφοράς το γεγονός ότι ο συνδυασμός των σημάτων που προκύπτει για την περίπτωση συστήματος με δυο κεραιές λήψης προκύπτει από απλή πρόσθεση των λαμβανόμενων σημάτων από κάθε κεραιά. Δηλαδή, χρησιμοποιείται η ίδια διάταξη combiner με την περίπτωση συστήματος με μια κεραιά λήψης. Καταλήγουμε, λοιπόν, στο συμπέρασμα ότι χρησιμοποιώντας δυο κεραιές στον πομπό, διπλασιάζεται η τάξη διαφορικότητας του συστήματος σε σχέση με το αντίστοιχο με μια κεραιά εκπομπής. Ακολουθεί το σχήμα 2-15, στο οποίο παρουσιάζεται ο ρυθμός λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου σε συστήματα που χρησιμοποιούν διαμόρφωση BPSK.



ΣΧΗΜΑ 2-15: ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΘΟΥΡΥΒΙΚΟΥ ΛΟΓΟΥ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ BPSK

Στο σχήμα 2-15 είναι εμφανής η βελτίωση που επιτυγχάνεται με την χρήση κωδικοποίησης Alamouti στο ρυθμό λανθασμένων bits (BER) για κάθε τιμή του σηματοθορυβικού λόγου.

2.7.3 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ TRELIS / V-BLAST

Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι η κωδικοποίηση Trellis, στην οποία τα προς μετάδοση σύμβολα κωδικοποιούνται ανάλογα με τις κεραίες από τις οποίες μεταδίδονται ταυτόχρονα. Στην συνέχεια αποκωδικοποιούνται από αποκωδικοποιητή μέγιστης πιθανοφάνειας. Αυτή η τεχνική είναι ιδιαίτερα αποτελεσματική διότι συνδυάζει τα πλεονεκτήματα της κωδικοποίησης FEC (Forward Error Correction) και της διαφορικής εκπομπής για να προσφέρει αξιόλογα αποτελέσματα στην επίδοση του συστήματος. Αποτελεί κωδικοποίηση συνέλιξης (convolutional code), η οποία έχει επεκταθεί ώστε να καλύπτει περιπτώσεις συστημάτων με πολλαπλές κεραίες εκπομπής και λήψης. Στην ουσία είναι η διανυσματική εκδοχή του αλγορίθμου Viterbi.

Το κόστος αυτής της τεχνικής είναι κάποια επιπρόσθετη επεξεργασία, η οποία αυξάνεται εκθετικά συναρτήσει της φασματικής απόδοσης (bits/s/Hz) και της απαιτούμενης τάξης διαφορικότητας. Κατά συνέπεια μπορεί να μην αποτελεί για ορισμένες εφαρμογές πρακτική ή οικονομική λύση.

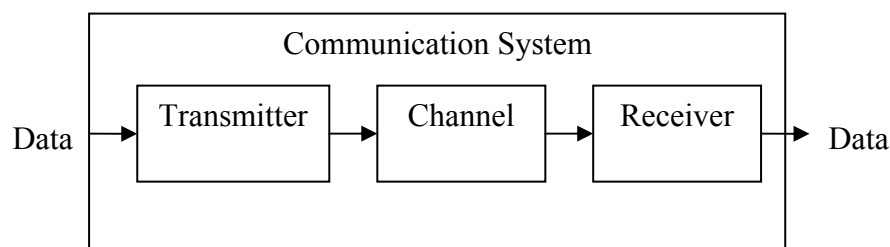
Συγκρίνοντας την κωδικοποίηση Trellis με την κωδικοποίηση Alamouti παρατηρείται καλύτερη επίδοση στα συστήματα με κωδικοποίηση Trellis. Η κωδικοποίηση Alamouti, όμως, διατηρεί ως πλεονέκτημα την απλότητα της.

Κατά την κωδικοποίηση V-BLAST οι κεραίες εκπομπής λειτουργούν στον ίδιο δίαυλο διατηρώντας συγχρονισμένα τα σύμβολα που μεταδίδονται. Οι ακολουθίες δεδομένων είναι ανεξάρτητες – δεν υπάρχει, δηλαδή, κωδικοποίηση μεταξύ των κεραιών εκπομπής, ενώ κάθε ακολουθία δεδομένων μπορεί να κωδικοποιείται ξεχωριστά. Φυσικά, διατηρείται σταθερή η ισχύς μετάδοσης και η εκτίμηση του διαύλου γίνεται μέσω ειδικής ακολουθίας (training sequence). Απαιτεί, όμως, την ύπαρξη σχεδόν ανεξάρτητων συντελεστών διαύλων (channel coefficients) και δεν λειτουργεί σε σύστημα με μικρότερο αριθμό κεραιών λήψης από κεραίες εκπομπής. Η κωδικοποίηση V-BLAST ενδείκνυται για χρήση σε πρακτικές εφαρμογές και επιτυγχάνει σημαντική βελτίωση της επίδοσης.

2.8 ΔΟΜΗ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

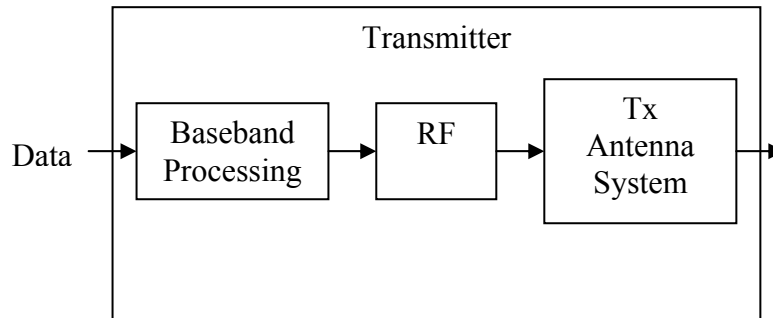
Σε αυτήν την ενότητα περιγράφεται η βασική δομή των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Τα συστήματα επικοινωνιών είναι τα συστήματα που επιτυγχάνουν την αξιόπιστη μετάδοση πληροφορίας από ένα σημείο σε ένα απομακρυσμένο από αυτό. Ο παραπάνω ορισμός περιγράφει ένα ιδιαίτερα ευρύ φάσμα εφαρμογών από συστήματα επικοινωνιών που αποτελούνται από μια κεραία εκπομπής και από μια κεραία λήψης μέχρι πιο πολύπλοκα συστήματα αποτελούμενα από πολλαπλές κεραίες εκπομπής και λήψης

Η μετάδοση ενός σήματος, στο οποίο έχει ενσωματωθεί η προς μετάδοση πληροφορία, απαιτεί συνήθως την εκτέλεση μιας σειράς διαδικασιών που τροποποιούν την αρχική μορφή του σε άλλη καταλληλότερη για μετάδοση. Οι διαδικασίες αυτές εκτελούνται στον πομπό (transmitter) σε διάφορα στάδια. Το τελικό σήμα που παράγεται μεταδίδεται μέσω του τηλεπικοινωνιακού διαύλου (channel) στον δέκτη (receiver), όπου εφαρμόζεται μια σειρά διαδικασιών με σκοπό την αποκατάσταση του σήματος στην αρχική του μορφή και στην συνέχεια την εξαγωγή της πληροφορίας. Η παραπάνω διαδικασία παρουσιάζεται στο σχήμα 2-16.



ΣΧΗΜΑ 2-16: ΔΟΜΗ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

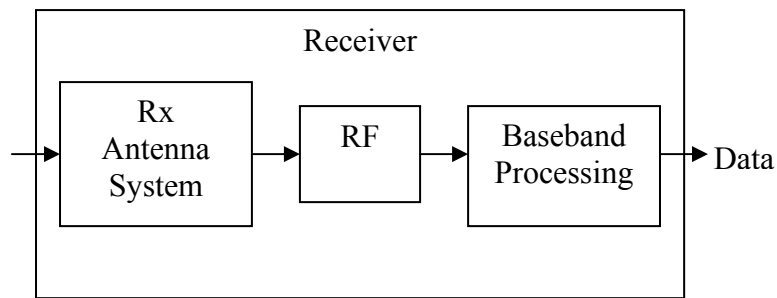
Ο πομπός ενός συστήματος επικοινωνιών περιλαμβάνει πολλά υποσυστήματα. Αποτελείται από την βαθμίδα στην οποία γίνεται η επεξεργασία βασικής ζώνης (baseband processing), την βαθμίδα RF και το σύστημα κεραιών εκπομπής (Tx antenna system). Η δομή του πομπού παρουσιάζεται στο σχήμα 2-17.



ΣΧΗΜΑ 2-17: ΔΟΜΗ ΠΟΜΠΟΥ

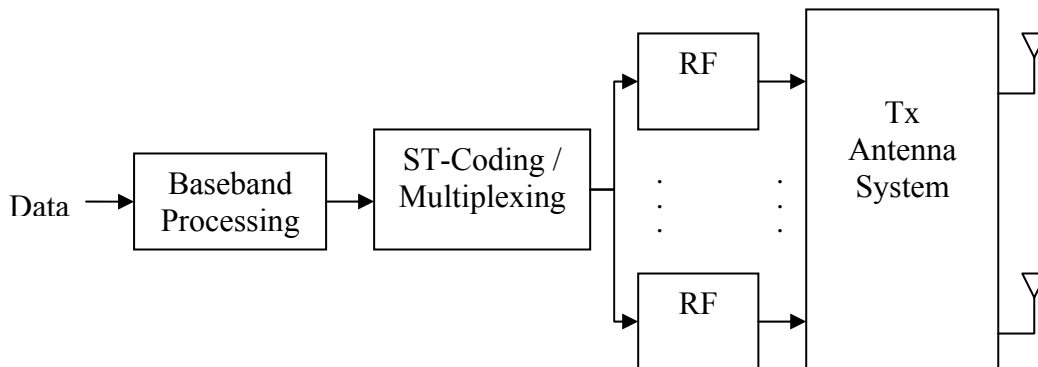
Η βαθμίδα βασικής ζώνης του πομπού συνήθως περιλαμβάνει μετατροπέα A/D για την μετατροπή αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά, πολυπλέκτη για την δημιουργία της συνολικής ακολουθίας ψηφίων προς μετάδοση, κωδικοποιητή για την δημιουργία του σήματος βασικής ζώνης που θα εκπεμφθεί και διάταξη που εκτελεί διεμπλοκή με σκοπό την βελτίωση της ικανότητας ανίχνευσης και διόρθωσης λαθών του συστήματος [10]. Η βαθμίδα RF περιλαμβάνει διαμορφωτή, ενισχυτή, μετατροπέα συχνότητας μέσω του οποίου το προς εκπομπή σήμα μετατοπίζεται στη ραδιοσυχνότητα εκπομπής και φίλτρο ραδιοσυχνοτήτων, το οποίο καταπιέζει το φασματικό μέρος του προς εκπομπή σήματος που προκύπτει εκτός της διατιθέμενης ζώνης συχνοτήτων. Το σύστημα κεραιών εκπομπής αναλαμβάνει την εκπομπή των σημάτων. Σε συστήματα SISO αποτελείται από μια κεραία, ενώ σε συστήματα MISO και MIMO από πολλαπλές κεραιές.

Σημειώνεται ότι ο ραδιοδίαυλος έχει περιγραφεί αναλυτικά στην ενότητα 2-2. Ο δέκτης ενός συστήματος επικοινωνιών περιλαμβάνει πολλά υποσυστήματα, τα οποία εκτελούν τις αντίστροφες διαδικασίες από αυτές που ακολουθήθηκαν στον πομπό. Αποτελείται από το σύστημα κεραιών λήψης (Rx antenna system), την βαθμίδα RF και την βαθμίδα στην οποία γίνεται η επεξεργασία βασικής ζώνης (baseband processing). Η δομή του δέκτη παρουσιάζεται στο σχήμα 2-18.



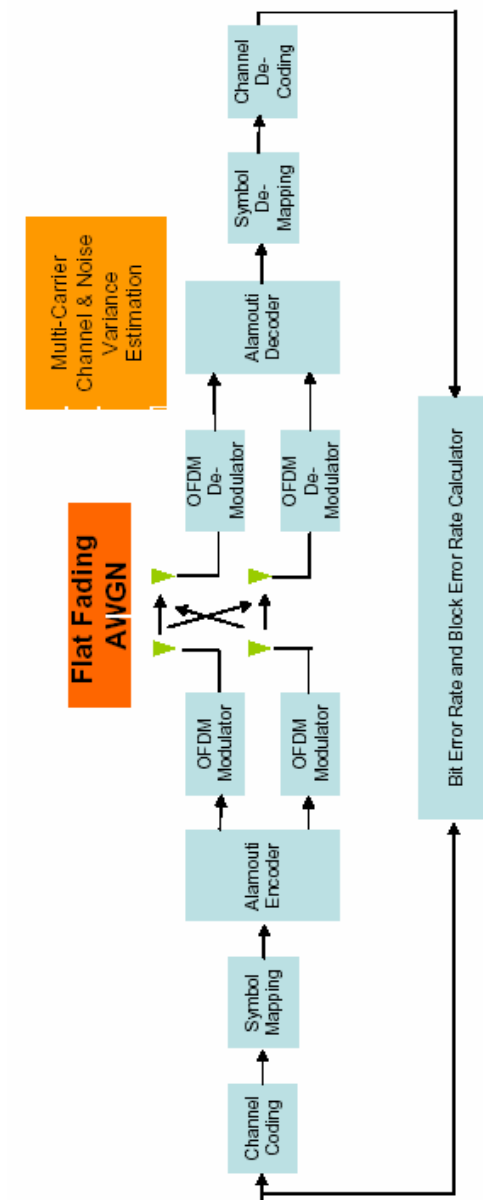
ΣΧΗΜΑ 2-18: ΔΟΜΗ ΛΕΚΤΗ

Στην συνέχεια παρουσιάζεται στο σχήμα 2-19 το σχεδιάγραμμα ενός πομπού με πολλαπλές κεραίες, στον οποίο εκτός από την επεξεργασία βασικής ζώνης, η οποία γίνεται σε συστήματα με μια κεραία εκπομπής, γίνεται και πολυπλεξία (στην βαθμίδα ST-Coding / Multiplexing). Οι τύποι της πολυπλεξίας έχουν περιγραφεί στην ενότητα 2.7.



ΣΧΗΜΑ 2-19: ΔΟΜΗ ΠΟΜΠΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΠΟΛΛΑΠΛΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ

Στο σχήμα 2-20 παρουσιάζεται το σχεδιάγραμμα ενός τυπικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος με πολλαπλές κεραίες εκπομπής που χρησιμοποιεί κωδικοποίηση Alamouti και ορθογώνια πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας.



ΣΧΗΜΑ 2-20: ΔΟΜΗ ΠΟΜΠΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΠΟΛΛΑΠΛΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΕΚΠΙΟΜΙΗΣ

Αναφέρεται ότι οι βαθμίδες που παρουσιάζονται είναι ενδεικτικές της επεξεργασίας που ακολουθείται σε ένα σύστημα, χωρίς να γίνεται πλήρης παρουσίαση όλων των επιμέρους σταδίων επεξεργασίας.

2.9 ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΧΡΗΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ MIMO / ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΧΩΡΟΧΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑΣ (S-T WIRELESS COMMUNICATIONS)

Όπως έχει αναλυθεί εκτενώς σε αυτό το κεφάλαιο, η χρήση πολλαπλών κεραιών στον πομπό ή στον δέκτη σε μια ασύρματη ζεύξη εισάγει μια νέα διάσταση: τον χώρο, η οποία αν αξιοποιηθεί κατάλληλα βελτιώνει σημαντικά την επίδοση του συστήματος. Ο κλάδος των ασύρματων επικοινωνιών που αξιοποιεί τη διάσταση του χώρου ταυτόχρονα με τη διάσταση του χρόνου ή της συχνότητας για τη διαμόρφωση και τη κωδικοποίηση στον πομπό και την αποδιαμόρφωση και την αποκωδικοποίηση στον δέκτη με σκοπό την βελτίωση της επίδοσης στις ασύρματες ζεύξεις ονομάζεται ασύρματες επικοινωνίες χωροχρονικής διαφορικότητας (S-T Wireless Communications). Τα πλεονεκτήματα που προσφέρει είναι πολλά, αλλά κάποια από αυτά μπορεί να είναι αλληλοσυγκρουόμενα. Πρέπει να εξισορροπηθούν οι επιθυμητοί στόχοι, ώστε να βελτιστοποιηθεί η επίδοση.

Καταρχήν βελτιώνει τον σηματοθορυβικό λόγο και την κάλυψη. Επίσης μειώνει τις διαλείψεις μέσω της διαφορικότητας χώρου (spatial diversity) και κατά συνέπεια βελτιώνει την ποιότητα. Αυξάνει την φασματική απόδοση μέσω της πολυπλεξίας χώρου (BLAST), ανοίγοντας πολλαπλά μονοπάτια δεδομένων (data pipes) μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Τέλος μειώνει την ομοδιαυλική παρεμβολή και βελτιώνει την χωρητικότητα των κελιών σε κυψελωτά συστήματα.

Η ύπαρξη πολλαπλών κεραιών στα συστήματα MIMO μπορεί να αξιοποιηθεί με δυο διαφορετικούς τρόπους. Ο πρώτος είναι η δημιουργία ενός συστήματος με υψηλή διαφορικότητα κεραιών (antenna diversity), το οποίο επιτρέπει μεταξύ άλλων την μείωση του ρυθμού λανθασμένων δυαδικών ψηφίων (BER) [11]. Ο δεύτερος τρόπος είναι η χρήση των πολλαπλών κεραιών για τη μετάδοση πολλών παράλληλων ροών δεδομένων για την αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος.

Η διαφορικότητα κεραιών (antenna diversity) χρησιμοποιείται στις ασύρματες ζεύξεις για την αντιμετώπιση των διαλείψεων. Αν πολλαπλά, ανεξάρτητα αντίγραφα του ίδιου σήματος είναι διαθέσιμα, τότε είναι δυνατό να συνδυαστούν για την δημιουργία ενός σήματος με υψηλή ποιότητα. Η διαφορικότητα των κεραιών στο δέκτη (διαφορική λήψη) είναι γνωστή και μελετάται για περισσότερο από πενήντα χρόνια: διαφορετικά αντίγραφα σημάτων συνδυάζονται γραμμικά (δηλαδή σταθμίζονται και προσθέτονται) προς σχηματισμό του σήματος, το οποίο θα

αποδιαμορφωθεί και θα αποκωδικοποιηθεί κατά τον συνήθη τρόπο. Τα βέλτιστα βάρη, με τα οποία θα σταθμιστούν τα σήματα καθορίζονται από τον ασύρματο δίαυλο και βρίσκονται με τη μέθοδο MRC (Maximum Ratio Combining). Αν στο σύστημα υπάρχουν N_R κεραιές λήψης, τότε η τάξη διαφορικότητας, η οποία περιγράφει την αποτελεσματικότητα στην αποφυγή των διαλείψεων, είναι ίση με N_R .

Η μελέτη της διαφορικότητας των κεραιών στον πομπό (διαφορική εκπομπή) είναι πολύ πιο πρόσφατη, ξεκινώντας από την δεκαετία του 1990. Αν ο δίαυλος είναι γνωστός στον πομπό, επιτυγχάνονται τα ίδια οφέλη με αυτά της διαφορικότητας των κεραιών στο δέκτη. Αν ο δίαυλος δεν είναι γνωστός στον πομπό, τότε πρέπει να εφαρμοστούν άλλες τεχνικές όπως η χωροχρόνικη κωδικοποίηση για να εξαχθεί η διαφορικότητα.

Το επόμενο λογικό βήμα είναι ο συνδυασμός της διαφορικής λήψης και εκπομπής, δηλαδή η χρήση συστήματος MIMO, για να εξαχθεί τάξη διαφορικότητας $N_R \cdot N_T$. Κατά συνέπεια ένα σύστημα MIMO μπορεί να χρησιμοποιηθεί για υψηλής ποιότητας μετάδοση μιας ακολουθίας δεδομένων υπό ιδιαίτερα δυσμενείς συνθήκες διάδοσης.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ένας εναλλακτικός τρόπος εκμετάλλευσης συστημάτων MIMO είναι η χρήση των πολλαπλών κεραιών για τη μετάδοση πολλών παράλληλων ροών δεδομένων για την αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος. Η τεχνική αυτή ονομάζεται πολυπλεξία χώρου. Αν ο δίαυλος το επιτρέπει (rich scattering), λαμβάνονται N_R γραμμικά ανεξάρτητοι συνδυασμοί των N_T εκπεμφθέντων σημάτων. Είναι συνεπώς δυνατή η ανασύνθεση των N_T σημάτων όσο ισχύει $N_R \geq N_T$. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης κατά ένα παράγοντα N_T χωρίς να απαιτείται επιπλέον φάσμα.

Ένα μειονέκτημα των συστημάτων MIMO είναι το αυξημένο κόστος (πολλαπλές αλυσίδες εκπομπής και λήψης) σε σχέση με τα συστήματα με μια κεραία εκπομπής και μια κεραία λήψης. Ενώ τα πρόσθετα στοιχεία κεραιών δεν έχουν συνήθως σημαντικό κόστος και το κόστος της πρόσθετης ψηφιακής επεξεργασίας σήματος μειώνεται συνεχώς, τα στοιχεία RF είναι ακριβά και δεν ακολουθούν τον νόμο του Moore. Τα συστήματα MIMO με N_T κεραιές εκπομπής και N_R κεραιές λήψης απαιτούν N_T αλυσίδες RF στον πομπό και N_R αλυσίδες RF στο δέκτη. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος αναπτύσσονται μοντέλα, τα λεγόμενα υβριδικής-επιλογής, στα οποία γίνεται επιλογή των «καλύτερων» L από N σήματα κεραιών (είτε στο ένα είτε και στα δυο άκρα της ζεύξης), τα οποία και

επεξεργάζονται περαιτέρω. Αυτό μειώνει τον αριθμό των απαιτούμενων RF αλυσίδων από N σε L , οδηγώντας σε σημαντικά κέρδη [12].

Συνοψίζοντας, τα προφανή μειονεκτήματα της αυξημένης πολυπλοκότητας και του κόστους των συστημάτων MIMO αντισταθμίζονται από το πλήθος των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν, καθώς η ανάγκη για ασύρματες επικοινωνίες υψηλής ποιότητας και υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων γίνεται επιτακτική.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

3.1 ΓΕΝΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Η προσομοίωση (simulation) είναι μια μέθοδος, η οποία επιτρέπει να κατασκευαστεί ένα αφηρημένο μοντέλο της πραγματικότητας και να παρακολουθηθεί η εξέλιξη του στο χρόνο με την βοήθεια ενός ψηφιακού υπολογιστή (ψηφιακή προσομοίωση) [13]. Πρόκειται για μια δημοφιλή μέθοδο ανάλυσης συστημάτων όπου η χρήση αναλυτικών λύσεων ή προσεγγίσεων είναι ανεπαρκής ή και πρακτικά αδύνατη.

Συνεπάγεται, όμως, σημαντικό υπολογιστικό κόστος και θα πρέπει να χρησιμοποιείται σωστά για να δίνει αξιόπιστα αποτελέσματα.

Για την κατασκευή ενός μοντέλου χρειάζεται να καθοριστούν όλες οι συνιστώσες του πραγματικού συστήματος, οι οποίες θεωρούνται απαραίτητες για την περιγραφή της λειτουργίας του, καθώς και οι αλληλεπιδράσεις τους.

Ο τύπος της προσομοίωσης εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του συστήματος και από τα στατιστικά δεδομένα για τα οποία ενδιαφερόμαστε. Γενικά, όμως, θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη το πέρασμα του χρόνου, το οποίο παριστάνεται με την αύξηση της τιμής ενός «ρολογιού». Διακρίνονται δυο βασικοί τύποι προσομοίωσης ανάλογα με την τεχνική διαχείρισης του χρόνου.

Ο ένας τύπος είναι η σύγχρονη προσομοίωση ή προσομοίωση οδηγούμενη από το ρολόι (clock-driven simulation), στην οποία η τιμή του ρολογιού αυξάνεται κατά σταθερά βήματα. Ο δεύτερος τύπος είναι η ασύγχρονη προσομοίωση ή προσομοίωση οδηγούμενη από τα γεγονότα (event-driven simulation), στην οποία η τιμή του ρολογιού αυξάνει με βήματα μεταβλητού μήκους από την μια στιγμής γεγονός στην άλλη.

Έχουν αναπτυχθεί πολλές γλώσσες και εργαλεία προσομοίωσης που επιτρέπουν την διενέργεια προσομοιώσεων σε διάφορους τομείς και διάφορα επίπεδα.

3.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ADS

Ένα εργαλείο προσομοίωσης είναι το Advanced Design System (ADS). Στην εργασία αυτή η προσομοίωση όλων των συστημάτων έγινε με χρήση του εργαλείου αυτού (ADS 2004A).

Εσωτερικά στο ADS γίνεται η διάκριση σε δυο είδη προσομοίωσης. Το ένα είδος προσομοίωσης γίνεται σε επίπεδο κυκλώματος (Circuit Level Simulation) και το άλλο σε επίπεδο συστήματος (System Level Simulation). Στην εργασία αυτή η προσομοίωση έγινε σε επίπεδο συστήματος. Η προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος έχει ως στόχο να προσδιορίσει τόσο την επίδραση της σχεδίασης στην επίδοση του συστήματος όσο και την επίδραση των διαφόρων κατασκευαστικών και σχεδιαστικών παραμέτρων και ατελειών στην αξιοπιστία του υπό κατασκευή συστήματος πομπού - δέκτη. Απαιτεί, όμως, μεγάλη διάρκεια προσομοίωσης. Για τον λόγο αυτό πρέπει να επιτευχθεί ισορροπία μεταξύ του χρόνου εκτέλεσης της προσομοίωσης και της επιθυμητής ακρίβειας αποτελεσμάτων. Για την προσομοίωση σε επίπεδο συστήματος έχει δημιουργηθεί το λογισμικό του ADS Ptolemy Simulator [14].

3.2.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗΣ ΣΥΣΤΗΜΙΚΟΥ ΕΠΙΠΕΔΟΥ (ADS Ptolemy)

Το λογισμικό του ADS Ptolemy παρέχει τα απαραίτητα εργαλεία προσομοίωσης για την αξιολόγηση και την σχεδίαση σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Στα συστήματα αυτά απαιτείται η υλοποίηση αλγόριθμων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος σε έναν αυξανόμενο αριθμό τμημάτων του συνολικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος, το οποίο περιλαμβάνει ταυτόχρονα βαθμίδες βασικής ζώνης και RF αλυσίδες.

Το ADS Ptolemy δεν αποτελεί έναν προσομοιωτή, αλλά είναι ουσιαστικά μια συλλογή κανόνων και μεθόδων για τον συγχρονισμό προσομοιώσεων. Κάθε προσομοιωτής επιτρέπει την εφαρμογή της σωστής μεθόδου υπολογισμού στο δίκτυο που προσομοιώνεται. Το ADS Ptolemy εξασφαλίζει ότι τα δεδομένα μεταφέρονται ανεξάρτητα μεταξύ των προσομοιωτών για την παραγωγή ενός έγκυρου αποτελέσματος προσομοίωσης. Παρέχει, δηλαδή, ένα μεγάλο εύρος εργαλείων για την μοντελοποίηση κάθε δυναμικού συστήματος, από ένα απλό σύστημα ελέγχου μέχρι ένα ολοκληρωμένο δίκτυο επικοινωνιών.

Επίσης το ADS Ptolemy παρέχει την δυνατότητα προσομοίωσης επεξεργασίας σήματος για εξειδικευμένα σχεδιαστικά περιβάλλοντα του ADS. Κάθε ένα από αυτά τα σχεδιαστικά περιβάλλοντα υλοποιούν ένα μοντέλο υπολογισμού, το οποίο έχει βελτιστοποιηθεί ώστε να προσομοιώνει ένα υποπεδίο του μονοπατιού που ακολουθεί το σήμα. Τα σχεδιαστικά περιβάλλοντα τα οποία αποτελούν μέρος του ADS Ptolemy και αυτά με τα οποία συνεργάζεται είναι τα εξής: Synchronous Dataflow, Timed Synchronous Data Flow, Circuit Envelope και Transient.

Το Synchronous Dataflow, ένα από τα σχεδιαστικά περιβάλλοντα που αναφέρθηκαν προηγουμένως, έχει τροποποιηθεί κατάλληλα ώστε να συμπεριλαμβάνει και βαθμίδες πραγματικού χρόνου. Έτσι δημιουργήθηκε το Timed Synchronous Data Flow Simulator, το οποίο επιτρέπει γρήγορη RF προσομοίωση, ολοκλήρωση με προσομοίωση επεξεργασίας σήματος και ταυτόχρονη προσομοίωση με προσομοιωτές κυκλώματος.

Στο ADS Ptolemy, ένα πολύπλοκο σύστημα προσδιορίζεται ως μια ιεραρχική σύνθεση πιο απλών κυκλωμάτων. Κάθε υποδίκτυο μοντελοποιείται από ένα σχεδιαστικό περιβάλλον. Ένα υποδίκτυο μπορεί εσωτερικά να χρησιμοποιεί διαφορετικά σχεδιαστικά περιβάλλοντα από αυτά του ανώτερου ιεραρχικά υποδικτύου. Βασικό στοιχείο για την σωστή λειτουργία του συστήματος είναι διασφαλίζεται η συνεργασία των υποδικτύων στις μεταξύ τους διεπαφές.

Συνοψίζοντας, χρησιμοποιώντας το ADS Ptolemy δίνεται η δυνατότητα να προσομοιωθούν ολόκληρα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, από τα δεδομένα εισόδου στα δεδομένα εξόδου, συμπεριλαμβάνοντας ψηφιακά και αναλογικά κυκλώματα, αλγόριθμους για επεξεργασία βασικής ζώνης και την επίδραση των φαινομένων της διάδοσης.

3.2.1.1 ΔΙΑΚΡΙΣΗ ΣΕ ΠΕΔΙΑ (Domains)

Στο ADS στα πλαίσια της προσομοίωσης σε συστημικό επίπεδο (system level simulation) υπάρχει η διάκριση σε δυο πεδία (domains). Το ένα πεδίο είναι το πεδίο πραγματικού χρόνου (timed domain) και το άλλο είναι το πεδίο διακριτών σημάτων (numeric domain).

Στο πεδίο πραγματικού χρόνου τα σήματα διαχειρίζονται σε συνάρτηση με χρόνο. Στο πεδίο διακριτών σημάτων όλα τα σήματα διαχειρίζονται ως αριθμοί σε απευθείας αναλογία με το MATLAB, δηλαδή σε μορφή πινάκων.

Η διάκριση αυτή δίνει την δυνατότητα χειρισμού των δυο αυτών πεδίων για την προσομοίωση συστημάτων με διαφορετικά χαρακτηριστικά. Πιο συγκεκριμένα το πεδίο πραγματικού χρόνου (timed domain) επιτρέπει την προσομοίωση αναλογικών βαθμίδων, όπως το RF τμήμα ενός συστήματος. Ενώ το πεδίο διακριτών σημάτων (numeric domain) επιτρέπει την προσομοίωση της βαθμίδας βασικής ζώνης και γενικότερα όλες τις διαδικασίες ψηφιακής επεξεργασίας σήματος των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Δίνεται, δηλαδή, η δυνατότητα προσομοίωσης βήμα προς βήμα όχι μόνο των αναλογικών RF βαθμίδων, αλλά και των βαθμίδων βασικής ζώνης με ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Οπότε η προσομοίωση συστημάτων που περιλαμβάνουν RF και βασικής ζώνης βαθμίδες δεν γίνεται με χρήση ισοδύναμων βαθμίδων RF ή βασικής ζώνης, αλλά κατευθείαν. Με αυτόν τον τρόπο λαμβάνονται υπόψη πιθανές ατέλειες και ασυνέχειες του συστήματος. Επίσης εξετάζεται πώς λάθη κβαντισμού στο πεδίο διακριτών σημάτων (numeric domain) περνάνε στην αναλογική βαθμίδα. Αντίστοιχα εξετάζεται πώς ατέλειες και λάθη της RF βαθμίδας, όπως θόρυβος, επηρεάζουν την ψηφιακή επεξεργασία σήματος που πιθανώς ακολουθεί.

Κατά συνέπεια δίνεται η δυνατότητα να προσομοιωθούν συστήματα σε διάφορα μοντέλα ραδιοδιαύλων προσεγγίζοντας σε μεγάλο βαθμό τις πραγματικές συνθήκες στα διάφορα στάδια επεξεργασίας και μετάδοσης του σήματος. Με αυτόν τον τρόπο είναι δυνατόν να προληφθούν λάθη που προκύπτουν από την αλληλεπίδραση παραγόντων σε διαφορετικά στάδια του συστήματος.

Η προσομοίωση, στο πεδίο του πραγματικού χρόνου, εκτελείται σε διακριτά σταθερά χρονικά βήματα (Time Step). Σε κάθε χρονικό βήμα διαδίδονται στο σύστημα τα σήματα που παράγονται από όλες τις πηγές και αξιολογούνται οι έξοδοι του συστήματος. Οπότε, είναι κρίσιμη η επιλογή του κατάλληλου χρονικού βήματος γιατί στην ουσία γίνεται μια δειγματοληψία των σημάτων με συχνότητα δειγματοληψίας $1/(\text{Time Step})$.

Η επιλογή του χρονικού βήματος δεν είναι απαραίτητο να ικανοποιεί την απλουστευμένη θεώρηση της αρχής δειγματοληψίας του Nyquist, η οποία ορίζει ότι η συχνότητα δειγματοληψίας ενός σήματος πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια από την μέγιστη συχνότητα του σήματος. Για παράδειγμα για ένα ζωνοπερατό σήμα με φέρουσα συχνότητα στα 32 GHz και συχνότητα διαμόρφωσης στα 500MHz, σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας του Nyquist, θα έπρεπε να επιλεγεί χρονικό βήμα $T_{\text{Step}} = 1/(2*32\text{GHz})=15.6\text{psec}$. Σε αυτήν την περίπτωση η προσομοίωση θα

είχε απαγορευτικές απαιτήσεις σε χρόνο εκτέλεσης. Για αυτόν τον λόγο θα μπορούσε να επιλέγει χρονικό βήμα που να έχει ως αποτέλεσμα να δειγματοληπτείται κάθε σύμβολο τέσσερις φορές. Σε αυτήν την περίπτωση το χρονικό βήμα θα ήταν 0.5nSec ($\text{Time Step} = 1/(4 \cdot 500\text{MHz}) = 0.5\text{nSec}$), τιμή που επιτρέπει την εκτέλεση προσομοίωσης με σαφώς μικρότερες υπολογιστικές απαιτήσεις. Η συγκεκριμένη θεώρηση ικανοποιεί τον ακριβή ορισμό της αρχής δειγματοληψίας του Nyquist, σύμφωνα με την οποία η συχνότητα δειγματοληψίας ενός σήματος πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια από το εύρος ζώνης του σήματος.

Στο πεδίο διακριτών σημάτων η προσομοίωση εκτελείται σε διακριτά βήματα, σε κάθε ένα από τα οποία διαδίδονται στο σύστημα τα σήματα που παράγονται από όλες τις πηγές και αξιολογούνται οι έξοδοι του συστήματος. Τα σήματα που παράγονται, αντιμετωπίζονται ως ακολουθίες αριθμών χωρίς να υπεισέρχεται η έννοια του χρόνου.

3.2.1.2 ΔΙΑΚΡΙΣΗ ΣΕ ΤΥΠΟΥΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ (Data Types)

Το ADS Ptolemy υποστηρίζει διάφορους τύπους δεδομένων (Data Types) γιατί είναι απαραίτητο για την ανάπτυξη και την υλοποίηση αλγόριθμων για συστήματα επικοινωνιών. Κάποιοι τύποι δεδομένων μπορούν να εμφανίζονται με δυο μορφές: ως απλοί αριθμοί (Scalar) και ως πίνακες (Matrix). Οι τύποι δεδομένων που υποστηρίζουν και τις δυο αυτές μορφές είναι οι εξής: πραγματικός αριθμός κινητής υποδιαστολής (Floating point), αριθμός σταθερού μήκους (2-256 bits) (Fixed point), μιγαδικός αριθμός κινητής υποδιαστολής (Complex Floating point) και ακέραιος αριθμός (Integer).

Εκτός από τους παραπάνω τύπους υπάρχει και ένας άλλος τύπος δεδομένων (Timed) που χρησιμοποιείται για σήματα πραγματικού χρόνου. Σε αυτά τα σήματα υπάρχει η έννοια του χρόνου, ως ανεξάρτητη μεταβλητή προσομοίωσης.

Ο κάθε τύπος δεδομένων αναγνωρίζεται σε ένα σχεδιάγραμμα του ADS από το χρώμα και το πάχος του ακροδέκτη της βαθμίδας, η οποία εξετάζεται. Ακολουθεί πίνακας στο σχήμα 3-1, που αντιστοιχίζει τους διάφορους τύπους δεδομένων με τον συμβολισμό τους.

Data Type	Stem Color	Stem Thickness
Scalar Fixed Point	Magenta	Thin
Scalar Floating Point (Real)	Blue	Thin
Scalar Integer	Orange	Thin
Scalar Complex	Green	Thin
Scalar Timed	Black	Thin
Matrix Fixed Point	Magenta	Thick
Matrix Floating Point (Real)	Blue	Thick
Matrix Integer	Orange	Thick
Matrix Complex	Green	Thick
Any Type	Red	Thin

ΣΧΗΜΑ: 3-1 ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΙΑ ΤΥΠΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΜΕ ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟ

Υπάρχει, φυσικά, η δυνατότητα να μετατραπεί μια ακολουθία δεδομένων ενός τύπου σε έναν άλλον. Για αυτόν τον σκοπό υπάρχουν ειδικές διατάξεις που ονομάζονται μετατροπείς σήματος. Αν ο τύπος δεδομένων που εισέρχεται σε μια βαθμίδα διαφέρει από τον ενδεδειγμένο για αυτήν, γίνεται σε κάποιες περιπτώσεις αυτόματη μετατροπή στον κατάλληλο τύπο δεδομένων από το ADS.

3.2.1.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Για τον έλεγχο της προσομοίωσης υπάρχουν διάφορες διατάξεις, οι χαρακτηριστικότερες των οποίων περιγράφονται στην συνέχεια. Οι τύποι ελεγκτών προσομοίωσης που δεν περιγράφονται σε αυτήν την ενότητα χρησιμοποιούνται για σάρωση μεταβλητών, βελτιστοποίηση και στατιστικό σχεδιασμό.

3.2.1.3.1 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΣΥΛΛΟΓΗΣ ΚΑΙ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ (Sinks)

Το ADS προσφέρει διατάξεις επονομαζόμενες Sinks, οι οποίες δέχονται ως είσοδο σήματα από βαθμίδες διακριτών σημάτων ή πραγματικού χρόνου. Οι διατάξεις αυτές παράγουν ανεπεξέργαστα δεδομένα ή εκτελούν μετρήσεις βάσει συγκεκριμένου αλγόριθμου και παράγουν επεξεργασμένα δεδομένα.

Οι διατάξεις Sink του ADS Ptolemy έχουν παραμέτρους εισόδου που καθορίζουν την έναρξη (Start) και τη λήξη (Stop) συλλογής δεδομένων. Σε διατάξεις Sink, οι οποίες συλλέγουν σήματα που ανήκουν στο πεδίο των διακριτών σημάτων

(numeric domain), οι παράμετροι εισόδου δεν έχουν μονάδα μέτρησης. Για παράδειγμα, σε μια τέτοια διάταξη Sink, η οποία έχει τις παραμέτρους έναρξης και λήξης ρυθμισμένες στις τιμές 3 και 4 αντίστοιχα, θα αγνοηθούν οι τρεις πρώτες μονάδες δεδομένων και θα συλλεχθούν οι επόμενες δυο. Σε διατάξεις Sink, οι οποίες συλλέγουν σήματα που ανήκουν στο πεδίο πραγματικού χρόνου (timed domain), οι παράμετροι εισόδου έχουν μονάδα μέτρησης που αναφέρεται στο χρόνο. Για παράδειγμα, σε μια τέτοια διάταξη Sink με τις παραμέτρους έναρξης και λήξης ρυθμισμένες στις τιμές 0 msec και 1 msec αντίστοιχα και το χρονικό βήμα στα 2 msec, θα συλλεχθούν οι συνολικά 501 μονάδες δεδομένων.

Στις διατάξεις Sink δίνεται επίσης η δυνατότητα να ελεγχθεί η διάρκεια της προσομοίωσης μέσω της παραμέτρου εισόδου ControlSimulation. Αν η παράμετρος αυτή ρυθμιστεί έτσι ώστε να ελέγχεται η διάρκεια της προσομοίωσης από την διάταξη, τότε η συλλογή των δεδομένων σταματά όταν ικανοποιηθούν οι παράμετροι έναρξης και λήξης της διάταξης. Σε διαφορετική περίπτωση η συλλογή δεδομένων σταματά με την λήξη της προσομοίωσης. Οπότε είναι απαραίτητο στην προαναφερθείσα περίπτωση να υπάρχει τουλάχιστον άλλη μια διάταξη που να ελέγχει την διάρκεια της προσομοίωσης.

3.2.1.3.2 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ (Data Flow Controller)

Ο ελεγκτής προσομοίωσης Data Flow (DF) Controller απαιτείται σε όλες σε προσομοιώσεις. Αυτός ο ελεγκτής, σε συνδυασμό με διατάξεις που λειτουργούν ως πηγές και ως Sinks, παρέχει την δυνατότητα και την ευελιξία να ελεγχθεί η διάρκεια της προσομοίωσης οικουμενικά ή και τοπικά.

Συνοπτικά η λειτουργία του ελεγκτή προσομοίωσης είναι να ελέγχει τη ροή των διακριτών σημάτων και των σημάτων πραγματικού χρόνου σε όλες τις προσομοιώσεις επεξεργασίας σήματος στο ADS. Σημειώνεται ότι δεν επιτρέπεται η χρήση πολλαπλών ελεγκτών προσομοίωσης Data Flow Controller στο ίδιο σχεδιάγραμμα συστήματος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ SISO/MISO/MIMO ΣΕ ΠΟΙΚΙΛΑ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράφεται η σχεδίαση, η μοντελοποίηση και η προσομοίωση συστημάτων μιας εισόδου - μιας εξόδου (SISO), πολλαπλών εισόδων - μιας εξόδου (MISO) και πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων (MIMO). Επίσης περιγράφονται και διάφοροι τύποι ραδιοδιαύλων για τους οποίους προσομοιώθηκαν τα παραπάνω συστήματα.

4.2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)

Αρχικά σχεδιάστηκε ένα σύστημα που συμπεριλαμβάνει μόνο έναν πομπό και έναν δέκτη. Τα στάδια που ακολουθήθηκαν περιγράφονται συγκεντρωτικά παρακάτω.

Μια ακολουθία δυαδικών ψηφίων (bits) περνάει από μια διαδικασία διεμπλοκής (interleaving) και στην συνέχεια διαμορφώνεται με 16 QAM διαμόρφωση. Ακολουθεί διαμόρφωση QAM με φέρουσα συχνότητα στα 5.2GHz και μετάδοση από κεραία βάσης προς κινητό σταθμό (downlink). Σύμφωνα με αυτήν την θεώρηση μεγάλος αριθμός σκεδαστών είναι συγκεντρωμένος κοντά στον δέκτη. Ύστερα από τη λήψη του σήματος από την κεραία του δέκτη ακολουθούνται οι αντίστροφες διαδικασίες από αυτές που ακολουθήθηκαν στον πομπό. Δηλαδή, γίνεται αποδιαμόρφωση και αποδιεμπλοκή (deinterleaving) με σκοπό την αναδημιουργία της αρχικής ακολουθίας bits.

4.2.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)

Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα ενός SISO συστήματος (σχήμα 4-1). Για διευκόλυνση κάποιες βαθμίδες έχουν ομαδοποιηθεί για την δημιουργία μιας βαθμίδας. Όπου έχει γίνει κάτι τέτοιο θα γίνει συγκεκριμένη αναφορά.

VAR
VAR3
I=(3*10^9)/(5.2*10^9)
Y1=0 meter
Y2=41 meter
Y1=0 meter
Y2=21 meter
h1_in=0
h2_in=0.8
h2_in=0
t11=Symbol_Time5

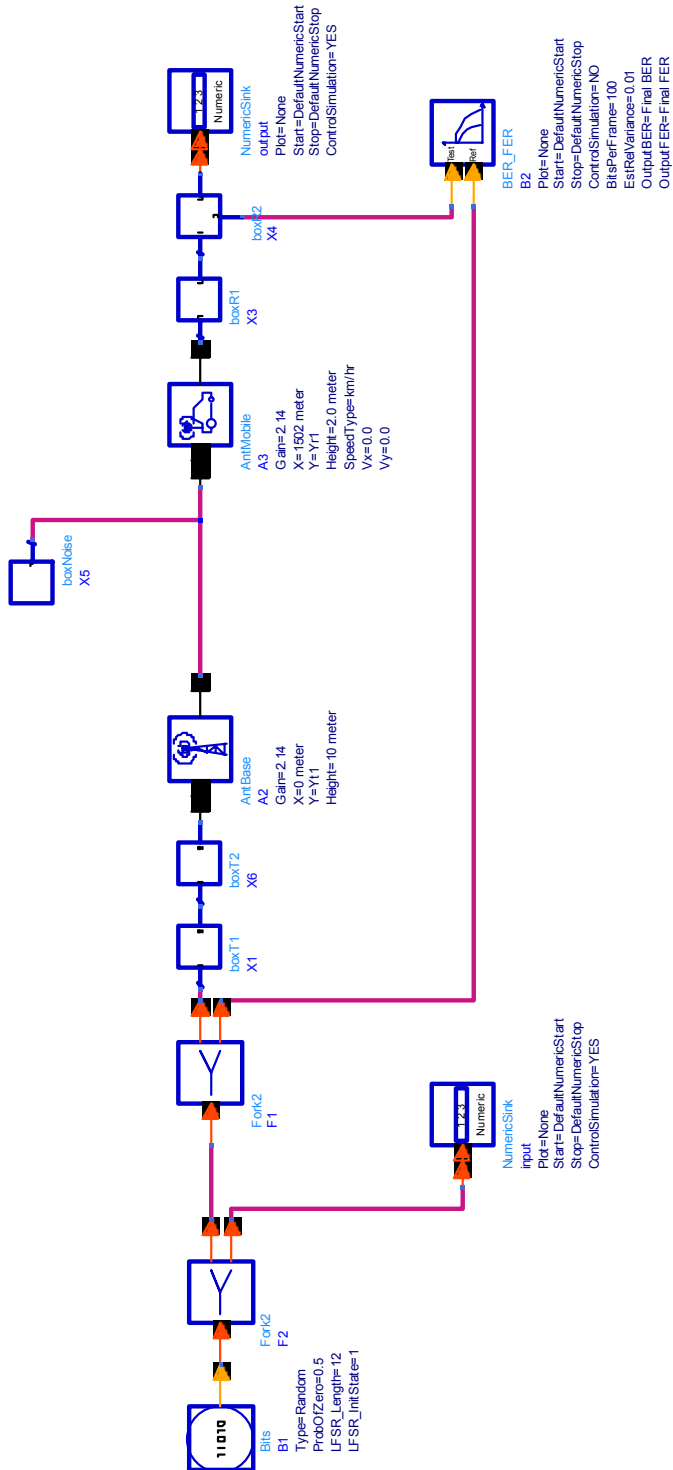
VAR
VAR2
Bit_Rate=1/Bit_Rate
Symbol_Rate=Bit_Rate/BitRatePerSymbol
Symbol_Time=1/Symbol_Rate
TSteps=1/Symbol_Rate/SamplesPerSymbol
Tstop=Num_Bits*Bit_time

VAR
VAR1
Bit_Rate=112 Kbps
BitsPerSymbol=4
Num_Bits=100000
SamplesPerSymbol=4

VAR
VAR1
EDNo=0
Eb=10*log10(ModOutPower/Bit_time)
No=Eb/EDNo
noise=(10*real(No^10))/(0.04*TStep)
VRef=6.2V
Fcarrier=5.2*1e9 Hz
ModOutPower=0.01 W

PARAMETERS
ParamSweep
Sweep2
Start=0
Stop=19
Step=1

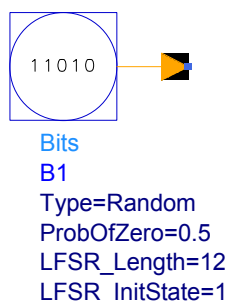
DF
DefaultNumericStart=0
DefaultNumericStop=Num_Bits
DefaultTimeStart=0 usec
DefaultTimeStop=Tstop



ΣΧΗΜΑ: 4-1 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΛΕΥΚΟ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟ ΘΟΡΥΒΟ (AWGN)

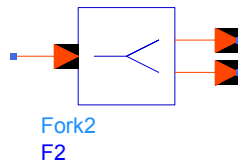
Για την δημιουργία της αρχικής ακολουθίας bits επιλέχθηκε η βαθμίδα Bits, η οποία δίνει ως έξοδο μια ακολουθία από bits ανάλογα με τις τιμές των παραμέτρων που έχει ως είσοδο. Οι παράμετροι αυτές είναι: ο τύπος της ακολουθίας (Type), η πιθανότητα να είναι μηδέν ένα bit (ProbOfZero) και άλλες δυο παράμετροι, οι οποίες δεν επηρέασαν την προσομοίωση (LFSR_Length και LFSR_InitState). Ο λόγος για τον οποίο δεν επηρέασαν την προσομοίωση είναι επειδή η ακολουθία των bits ορίστηκε πάντα να είναι τυχαία ακολουθία (δηλαδή Type=Random), οπότε η μοναδική παράμετρος που ενεργοποιούνταν ήταν η ProbOfZero. Η τιμή της ProbOfZero ορίστηκε να είναι 0.5, έτσι ώστε να είναι ισοπίθανη η εμφάνιση των '0' και των '1'.

Μια παράμετρος που επίσης επηρεάζει την λειτουργία της βαθμίδας Bits είναι η DefaultSeed του ελεγκτή της προσομοίωσης (DF). Αν η τιμή αυτής της παραμέτρου είναι θετική, τότε οι ακολουθίες bits που θα παράγονται σε κάθε προσομοίωση θα είναι στατιστικά τυχαίες αλλά επειδή θα έχουν τις ίδιες αρχικές συνθήκες (seed value) θα έχουν αναπαραγόμενα αποτελέσματα. Αν η τιμή της παραμέτρου είναι μηδενική, τότε οι αρχικές συνθήκες (seed value) θα προκύπτουν από τον χρόνο του συστήματος (system time) με αποτέλεσμα κάθε προσομοίωση να δίνει διαφορετικά αποτελέσματα. Ακολουθεί το σχήμα της βαθμίδας Bits (σχήμα 4-2).



ΣΧΗΜΑ: 4-2 ΒΑΘΜΙΔΑ Bits

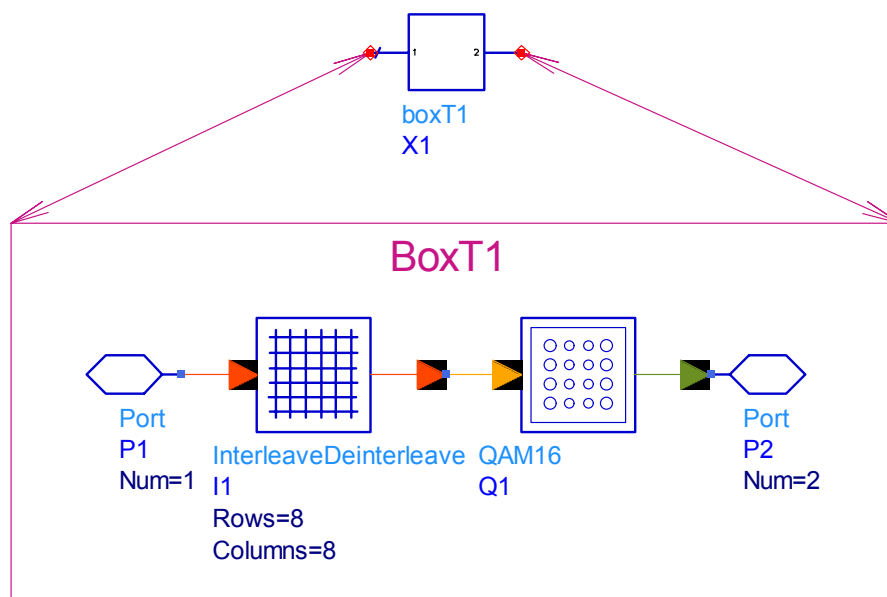
Η επόμενη βαθμίδα που εμφανίζεται σχήμα 4-1 είναι η Fork (σχήμα 4-3). Η λειτουργία της είναι σχετικά απλή. Παίρνει ως είσοδο μια ακολουθία δεδομένων και βγάζει ως έξοδο δύο ίδιες ακολουθίες με την είσοδο. Χρησιμοποιείται σε περιπτώσεις στις οποίες απαιτείται επεξεργασία της ίδιας ακολουθίας δεδομένων με δυο ή περισσότερους τρόπους.



ΣΧΗΜΑ: 4-3 ΒΑΘΜΙΔΑ Fork

Στο σχήμα 4-1 χρησιμοποιείται αρχικά για να σταλεί ένα αντίγραφο των παραγόμενων bits σε ένα Numeric Sink, έτσι ώστε να καταγραφούν. Στην συνέχεια χρησιμοποιείται για να σταλεί την αρχική ακολουθία των bits ως είσοδο στη βαθμίδα BER_FER , η οποία θα περιγραφεί παρακάτω.

Στην συνέχεια στο σχήμα 4-1 υπάρχει η βαθμίδα BoxT1, η οποία δεν δίνεται έτοιμη από το ADS αλλά δημιουργήθηκε για την ανάγκη της προσομοίωσης. Αποτελείται από δυο βαθμίδες: την InterleaveDeinterleave και την QAM16. Ακολουθεί σχήμα 4-4, το οποίο απεικονίζει την ισοδυναμία της βαθμίδας boxT1 και των βαθμίδων από τις οποίες αποτελείται.



ΣΧΗΜΑ: 4-4 BoxT1

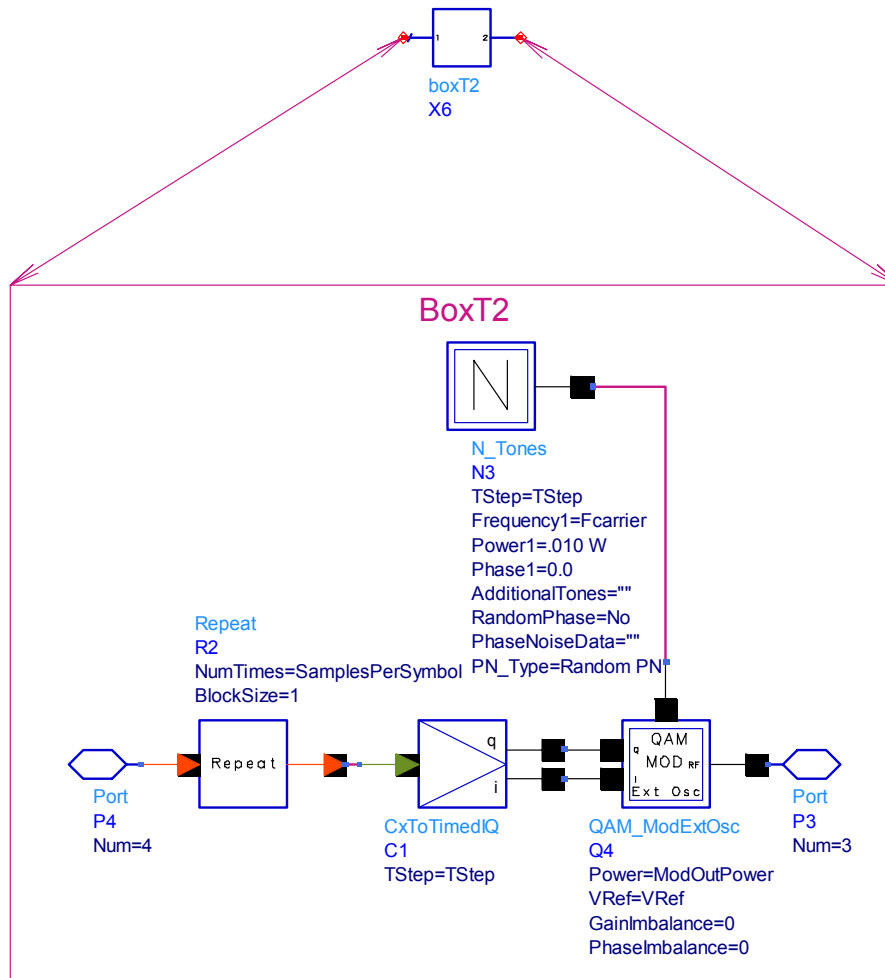
Ο τρόπος με τον οποίο επιλέχθηκε να ομαδοποιηθούν οι διάφορες βαθμίδες για την δημιουργία νέων, σε αυτή τη φάση της ανάλυσης μοιάζει τυχαίος. Οι λόγοι

που οδήγησαν σε αυτήν την ομαδοποίηση θα φανούν όταν προσομοιωθούν συστήματα MIMO

Η βαθμίδα InterleaveDeinterleave κάνει διεμπλοκή των bits που έρχονται ως είσοδος σύμφωνα με τις τιμές των παραμέτρων που ορίζουν τον αριθμό των στηλών (Columns) και των γραμμών (Rows). Πιο συγκεκριμένα η λειτουργία της είναι ισοδύναμη με την εξής διαδικασία: τα στοιχεία που μπαίνουν ως είσοδοι γράφονται σε έναν πίνακα (Rows x Columns) γραμμή προς γραμμή και στην έξοδο διαβάζονται στήλη προς στήλη συνθέτοντας έτσι την ακολουθία εξόδου. Για την προσομοίωση επιλέχθηκε η τιμή 8 για τη Rows και για τη Columns.

Η βαθμίδα QAM16 πραγματοποιεί διαμόρφωση 16QAM αντιστοιχίζοντας κάθε τέσσερα bits εισόδου σε έναν μιγαδικό αριθμό. Τα πρώτα δυο bits ύστερα από διαφορική και Gray κωδικοποίηση χρησιμοποιούνται για την επιλογή του τεταρτημορίου του σημείου που θα δοθεί ως έξοδος. Τα δυο τελευταία bits με Gray κωδικοποίηση χρησιμοποιούνται για να επιλεγεί το σημείο μέσα στο τεταρτημόριο, το οποίο επιλέχθηκε από τα δυο πρώτα. Η επόμενη βαθμίδα στο σχήμα 4-1 είναι η BoxT2 (σχήμα 4-5), η οποία επίσης δεν δίνεται έτοιμη από το ADS αλλά δημιουργήθηκε για την ανάγκη της προσομοίωσης. Αποτελείται από τις εξής βαθμίδες: Repeat, CxToTimedIQ, QAM_ModExtOsc και το N_Tones.

Η βαθμίδα Repeat έχει ως παραμέτρους εισόδου τον αριθμό των επαναλήψεων (NumTimes) και το μέγεθος του μπλοκ δεδομένων (BlockSize). Η λειτουργία που επιτελεί είναι να επαναλαμβάνει στην έξοδο της NumTimes φορές κάθε μπλοκ δεδομένων που σχηματίζει. Το μπλοκ αποτελείται από διαδοχικά BlockSize δεδομένα εισόδου. Στην προσομοίωση το BlockSize είχε την τιμή '1' και το NumTimes είχε την τιμή SamplesPerSymbol. Οπότε με αυτόν τον τρόπο παράγονται SamplesPerSymbol δείγματα για κάθε σύμβολο. Το SamplesPerSymbol είναι μια μεταβλητή που καθορίζει τον αριθμό των δειγμάτων που θα παίρνει το ADS από κάθε σύμβολο. Όλες οι μεταβλητές που χρησιμοποιούνται κατά την διάρκεια της προσομοίωσης περιγράφονται στην ενότητα 4.2.2 .



ΣΧΗΜΑ: 4-5 boxT2

Η βαθμίδα CxToTimedIQ έχει ως παράμετρο εισόδου το χρονικό βήμα (Tstep) που χρησιμοποιείται για την μετατροπή της εισόδου από το πεδίο διακριτών σημάτων (numeric domain) στο πεδίο πραγματικού χρόνου (timed domain). Πιο συγκεκριμένα αυτή η βαθμίδα μετατρέπει μια ακολουθία μιγαδικών αριθμών από το πεδίο διακριτών σημάτων (numeric domain) σε δύο ακολουθίες στο πεδίο πραγματικού χρόνου (timed domain), η μια από τις οποίες είναι το πραγματικό και η άλλη το φανταστικό του κάθε μιγαδικού αριθμού. Η μετατροπή αυτή γίνεται γιατί η επόμενη βαθμίδα παίρνει εισόδους τέτοιας μορφής.

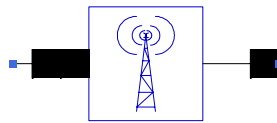
Η βαθμίδα QAM_ModExtOsc παίρνει ως είσοδο το πραγματικό και το φανταστικό μέρος ενός σήματος βασικής ζώνης και σήμα από έναν RF ταλαντωτή και βγάζει ως έξοδο ένα QAM RF σήμα. Οπότε για κάθε τρία δείγματα που καταναλώνονται στην είσοδο βγάζει ένα στην έξοδο. Έχει τις εξής παραμέτρους

εισόδου: την αντίσταση εισόδου (RIn), την αντίσταση εξόδου (ROut), την ισοδύναμη αντίσταση θερμοκρασίας θορύβου (RTemp), την ισχύ (Power), την τάση αναφοράς (VRef), την ανισοροπία κέρδους σε dB μεταξύ του I και του Q καναλιού -δηλαδή του πραγματικού και του φανταστικού μέρους- (GainImbalance) και την ανισοροπία φάσης σε μοίρες μεταξύ του I και του Q καναλιού -δηλαδή του πραγματικού και του φανταστικού μέρους- (PhaseImbalance). Όλες οι αντιστάσεις ορίστηκαν στις προκαθορισμένες (default) τιμές τους. Η ισχύς καθορίζεται από την τιμή της μεταβλητής ModOutPower που είναι ορισμένη στα 0.01W. Η τιμή της τάσης αναφοράς ορίζεται από ομώνυμη μεταβλητή. Επίσης η ανισοροπία φάσης όπως και η ανισοροπία κέρδους τέθηκαν σε μηδενική τιμή.

Η βαθμίδα N_Tones είναι ένας ταλαντωτής που έχει ως έξοδο σήμα στο πεδίο του πραγματικού χρόνου. Οι παράμετροι εισόδου της είναι οι εξής: η αντίσταση εξόδου (ROut), η ισοδύναμη αντίσταση θερμοκρασίας θορύβου (RTemp), το χρονικό βήμα (Tstep), η συχνότητα του πρώτου τόνου (Frequency1), η ισχύς του πρώτου τόνου της φέρουσας συχνότητας (Power1), η φάση του πρώτου τόνου σε μοίρες (Phase1), πρόσθετοι τόνοι (AdditionalTones), επιλογή εισαγωγής τυχαίων ομοιόμορφα κατανεμημένων φάσεων στο διάστημα $(-\pi, \pi)$ (RandomPhase), ο θόρυβος φάσης (PhaseNoiseData) και ο τύπος του μοντέλου θορύβου φάσης (PN_Type). Όλες οι αντιστάσεις ορίστηκαν στις προκαθορισμένες (default) τιμές τους. Το χρονικό βήμα ορίστηκε όπως σε όλο το υπόλοιπο σύστημα ίσο με την ομώνυμη μεταβλητή Tstep. Η συχνότητα ορίστηκε ίση με 5.2 GHz μέσω της μεταβλητής Fcarrier. Η ισχύς τέθηκε στα 0.01W και για την φάση επιλέχθηκε μηδενική τιμή. Δεν επιλέχθηκε να γίνει εισαγωγή τυχαίων ομοιόμορφα κατανεμημένων φάσεων στο διάστημα $(-\pi, \pi)$ ούτε θορύβου φάσης. Ο τύπος μοντέλου θορύβου φάσης ρυθμίστηκε ως Random PN γιατί είναι ο συνιστώμενος για πρακτικές προσομοιώσεις.

Στην συνέχεια η έξοδος της βαθμίδας boxT2 τροφοδοτείται ως είσοδος στην κεραία AntBase (σχήμα 4-6) που ακολουθεί. Οι κεραίες που χρησιμοποιούνται σε σταθμούς βάσης κινητής τηλεφωνίας είναι γραμμικά πολωμένες και η κεραία που επιλέχθηκε ακολουθεί τα βασικά χαρακτηριστικά για αυτό τον τύπο κεραιών. Οι παράμετροι εισόδου της είναι οι εξής: το κέρδος σε dB (Gain), η συντεταγμένη της θέσης της ως προς x (X), η συντεταγμένη της θέσης της ως προς y (Y) και το ύψος της πάνω από το x-y επίπεδο (Height). Το κέρδος της τέθηκε ίσο με 2.14 dB, δηλαδή ίσο με το κέρδος του δίπολου $\lambda/2$. Η συντεταγμένη της θέσης της ως προς x είναι μηδενική, όπως και η θέση της ως προς y αλλά η ανάθεση της τιμής αυτής γίνεται

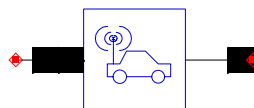
μέσω της μεταβλητής Y_{t1} . Τέλος το ύψος της είναι ρυθμισμένο στα 10 μέτρα (η κεραία θεωρείται ότι βρίσκεται σε σταθμό βάσης).



AntBase
A2
Gain=2.14
X=0 meter
Y= Y_{t1}
Height=10 meter

ΣΧΗΜΑ: 4-6 ΒΑΘΜΙΑ AntBase

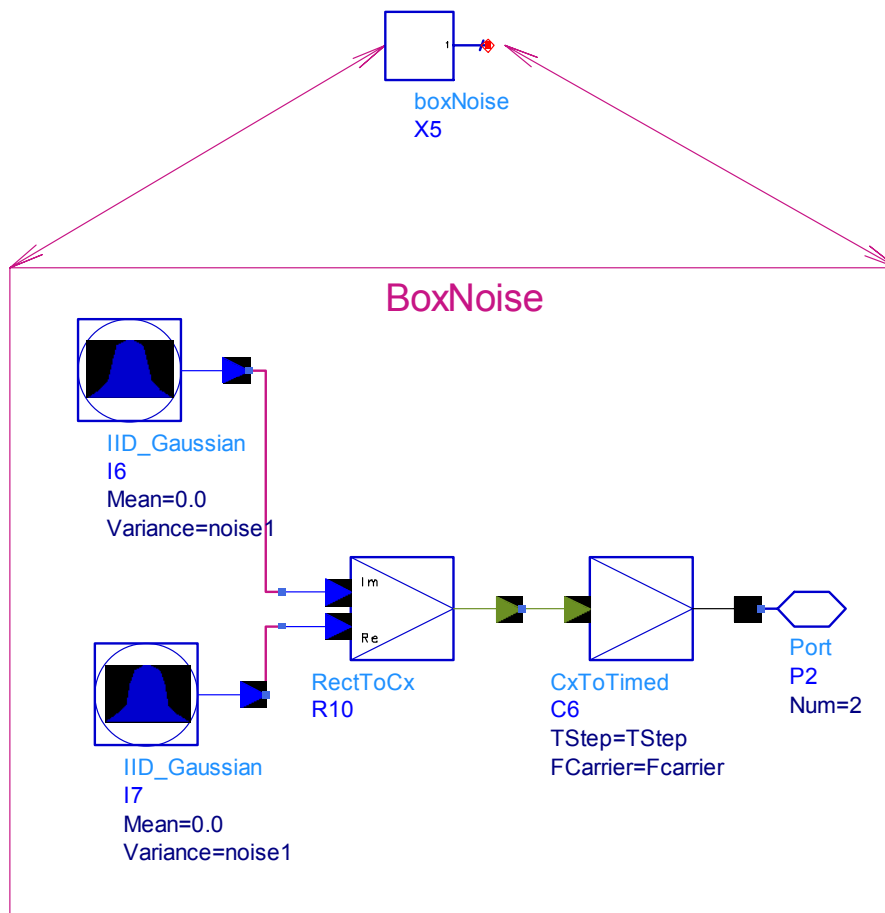
Η λήψη του σήματος γίνεται από την κεραία λήψης (σχήμα 4-7), η οποία έχει τις εξής παραμέτρους εισόδου: το κέρδος σε dB (Gain), η συντεταγμένη της θέσης της ως προς x (X), η συντεταγμένη της θέσης της ως προς y (Y), το ύψος της πάνω από το x-y επίπεδο (Height), οι μονάδες μέτρησης της ταχύτητας (SpeedType), η συνιστώσα της ταχύτητας ως προς x (V_x) και η συνιστώσα της ταχύτητας ως προς y (V_y). Το κέρδος της τέθηκε ίσο με 2.14 dB, δηλαδή ίσο με το κέρδος του δίπολου $\lambda/2$. Η συντεταγμένη της θέσης της ως προς x είναι 1500m και η θέση της ως προς y ορίζεται με ανάθεση της τιμής μέσω της μεταβλητής Y_{r1} . Η επιλογή της τιμής 1500m έγινε για λόγους συμβατότητας με το πρότυπο IEEE 802.16 (FWA), το οποίο αναφέρεται σε αποστάσεις μικρότερες από 2000m. Επίσης το ύψος της είναι ρυθμισμένο στα 2 μέτρα, το οποίο αποτελεί τυπικό ύψος για δέκτη που λαμβάνει σήμα από κεραία βάσης (downlink approach). Η κεραία θεωρείται ότι βρίσκεται σε κινητό σταθμό.



AntMobile
A2
Gain=2.14
X=1500 meter
Y= Y_{r1}
Height=2.0 meter
SpeedType=km/hr
 $V_x=0.0$
 $V_y=0.0$

ΣΧΗΜΑ: 4-7 ΒΑΘΜΙΑ AntMobile

Εκτός από το σήμα που μεταδίδεται από την κεραία βάσης, θεωρούμε ότι στην κεραία λήψης λαμβάνεται και θόρυβος. Άρα κατά την μετάδοση προστίθεται θόρυβος. Πιο συγκεκριμένα θεωρούμε ότι στο σύστημα μας υπάρχει λευκός προσθετικός θόρυβος (AWGN). Για τον σκοπό αυτό δημιουργήθηκε μια βαθμίδα η οποία να έχει ως έξοδο θόρυβο τέτοιου τύπου. Ακολουθεί η βαθμίδα η οποία ονομάστηκε BoxNoise:



ΣΧΗΜΑ: 4-8 boxNoise

Χρησιμοποιήθηκαν δυο πηγές με Gaussian κατανομή – μια για το πραγματικό μέρος του θορύβου και μια για το φανταστικό. Δεν επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί η ίδια πηγή για την δημιουργία και του πραγματικού και του φανταστικού μέρους του θορύβου γιατί επιθυμούσαμε να υπάρχουν δυο βαθμοί ανεξαρτησίας σε αυτόν. Οι δυο βαθμοί ανεξαρτησίας εκφράζουν και την ανεξαρτησία του μέτρου και της φάσης του θορύβου.

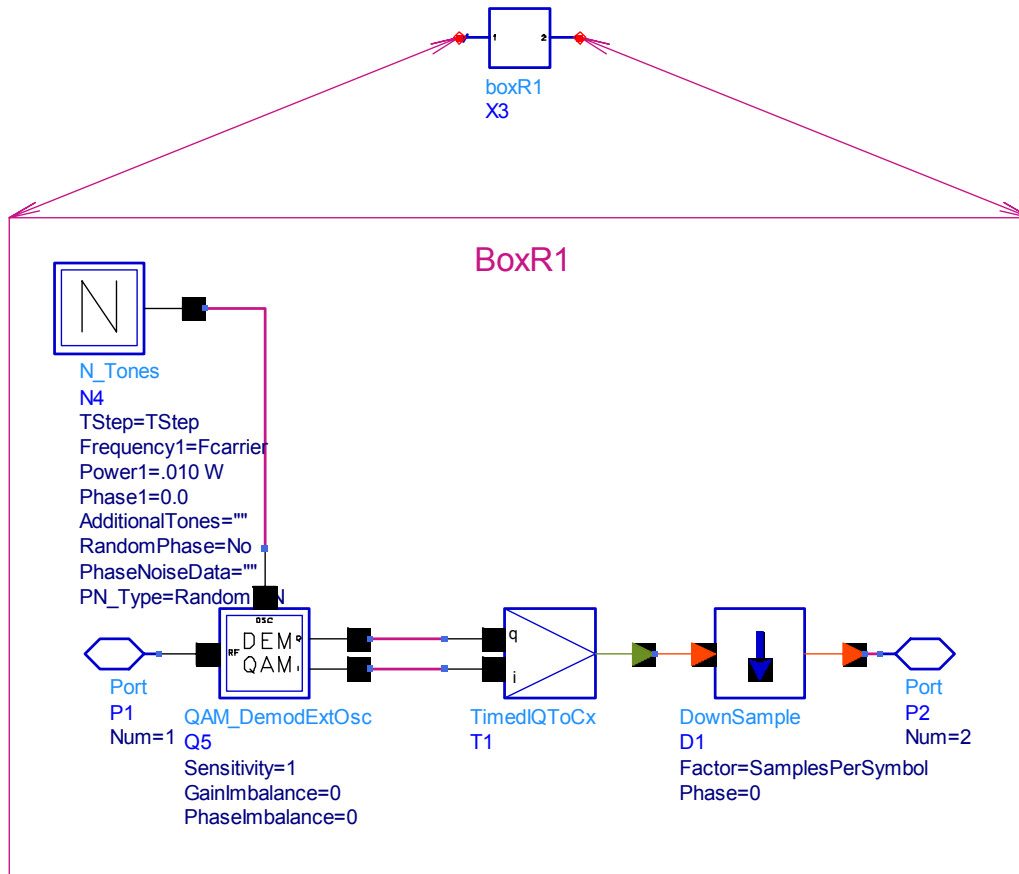
Οι πηγές που χρησιμοποιήθηκαν έχουν ως παραμέτρους εισόδου την μέση τιμή της κατανομής (Mean) και την διακύμανση της (Variance). Επιλέχθηκε να έχουν μηδενική μέση τιμή και διακύμανση ίση με noise1. Η μεταβλητή noise1 εξηγείται στην ενότητα 4.4.2. Η έξοδος της κάθε πηγής προκύπτει από μια ανεξάρτητα κατανομημένη λευκή ψευδοτυχαία Gaussian διαδικασία (identically independently distributed white Gaussian pseudo-random process). Οι αρχικές τιμές της διαδικασίας αυτής επηρεάζονται από την τιμή της παραμέτρου DefaultSeed του ελεγκτή της προσομοίωσης (DF) κατά τον ίδιο τρόπο που επηρεάζεται και η βαθμίδα Bits. Δηλαδή, αν η τιμή αυτή είναι θετική, τότε οι ακολουθίες bits που θα παράγονται σε κάθε προσομοίωση θα είναι στατιστικά τυχαίες αλλά επειδή θα έχουν τις ίδιες αρχικές συνθήκες (seed value) θα έχουν αναπαραγόμενα αποτελέσματα. Αν η τιμή της παραμέτρου είναι μηδενική, τότε οι αρχικές συνθήκες (seed value) θα προκύπτουν από τον χρόνο του συστήματος (system time) με αποτέλεσμα κάθε προσομοίωση να δίνει διαφορετικά αποτελέσματα.

Στην συνέχεια μετατρέψαμε το σήμα που δημιουργήθηκε στο πεδίο του πραγματικού χρόνου μεταφέροντας το ταυτόχρονα και στην συχνότητα της φέρουσας του σήματος πληροφορίας. Αυτό έγινε με τη χρήση της βαθμίδας CxToTimed, η οποία σε αντίθεση με την βαθμίδα CxToTimedIQ έχει επιπλέον ως παράμετρο εισόδου την φέρουσα συχνότητα (Fcarrier) που τέθηκε ίση με 5.2 GHz.

Ύστερα από τη λήψη του σήματος από την κεραία του δέκτη ακολουθεί αντίστροφη διαδικασία για την δημιουργία της αρχικής ακολουθίας bits. Το σήμα που λαμβάνεται δίνεται ως είσοδος στη βαθμίδα BoxR1 (σχήμα 4-9), η οποία δημιουργήθηκε και δεν προϋπήρχε στο ADS. Αποτελείται από τις εξής βαθμίδες: QAM_DeModExtOsc, N_Tones, TimedIQTo Cx, και το DownSample.

Η βαθμίδα QAM_DeModExtOsc παίρνει ως είσοδο την έξοδο από την κεραία του δέκτη και σήμα από έναν RF ταλαντωτή και βγάζει ως έξοδο το πραγματικό και το φανταστικό μέρος ενός σήματος βασικής ζώνης. Οπότε για κάθε δυο δείγματα που καταναλώνονται στην είσοδο βγάζει ένα στην έξοδο. Έχει τις εξής παραμέτρους εισόδου: την αντίσταση εισόδου (RIn), την αντίσταση εξόδου (ROut), την ισοδύναμη αντίσταση θερμοκρασίας θορύβου (RTemp), την ισχύ (Power), την ευαισθησία (Sensitivity), την ανισορροπία κέρδους σε dB μεταξύ του I και του Q καναλιού -δηλαδή του πραγματικού και του φανταστικού μέρους- (GainImbalance) και την ανισορροπία φάσης σε μοίρες μεταξύ του I και του Q καναλιού -δηλαδή του πραγματικού και του φανταστικού μέρους- (PhaseImbalance). Όλες οι αντιστάσεις

όπως και η ευαισθησία ορίστηκαν στις προκαθορισμένες (default) τιμές τους. Επίσης η ανισορροπία φάσης όπως και η ανισορροπία κέρδους τέθηκαν σε μηδενική τιμή.



ΣΧΗΜΑ: 4-9 boxR1

Η βαθμίδα QAM_ DeModExtOsc παίρνει ως είσοδο την έξοδο από την κεραία του δέκτη και σήμα από έναν RF ταλαντωτή και βγάζει ως έξοδο το πραγματικό και το φανταστικό μέρος ενός σήματος βασικής ζώνης. Οπότε για κάθε δυο δείγματα που καταναλώνονται στην είσοδο βγάζει ένα στην έξοδο. Έχει τις εξής παραμέτρους εισόδου: την αντίσταση εισόδου (RIn), την αντίσταση εξόδου (ROut), την ισοδύναμη αντίσταση θερμοκρασίας θορύβου (RTemp), την ισχύ (Power), την ευαισθησία (Sensitivity), την ανισορροπία κέρδους σε dB μεταξύ του I και του Q καναλιού -δηλαδή του πραγματικού και του φανταστικού μέρους- (GainImbalance) και την ανισορροπία φάσης σε μοίρες μεταξύ του I και του Q καναλιού -δηλαδή του πραγματικού και του φανταστικού μέρους- (PhaseImbalance). Όλες οι αντιστάσεις

όπως και η ευαισθησία ορίστηκαν στις προκαθορισμένες (default) τιμές τους. Επίσης η ανισορροπία φάσης όπως και η ανισορροπία κέρδους τέθηκαν σε μηδενική τιμή.

Η βαθμίδα `N_Tones` έχει ακριβώς τις ίδιες τιμές στις παραμέτρους εισόδου της με αυτές που περιγράφηκαν για την `N_Tones` της βαθμίδας `boxT2`.

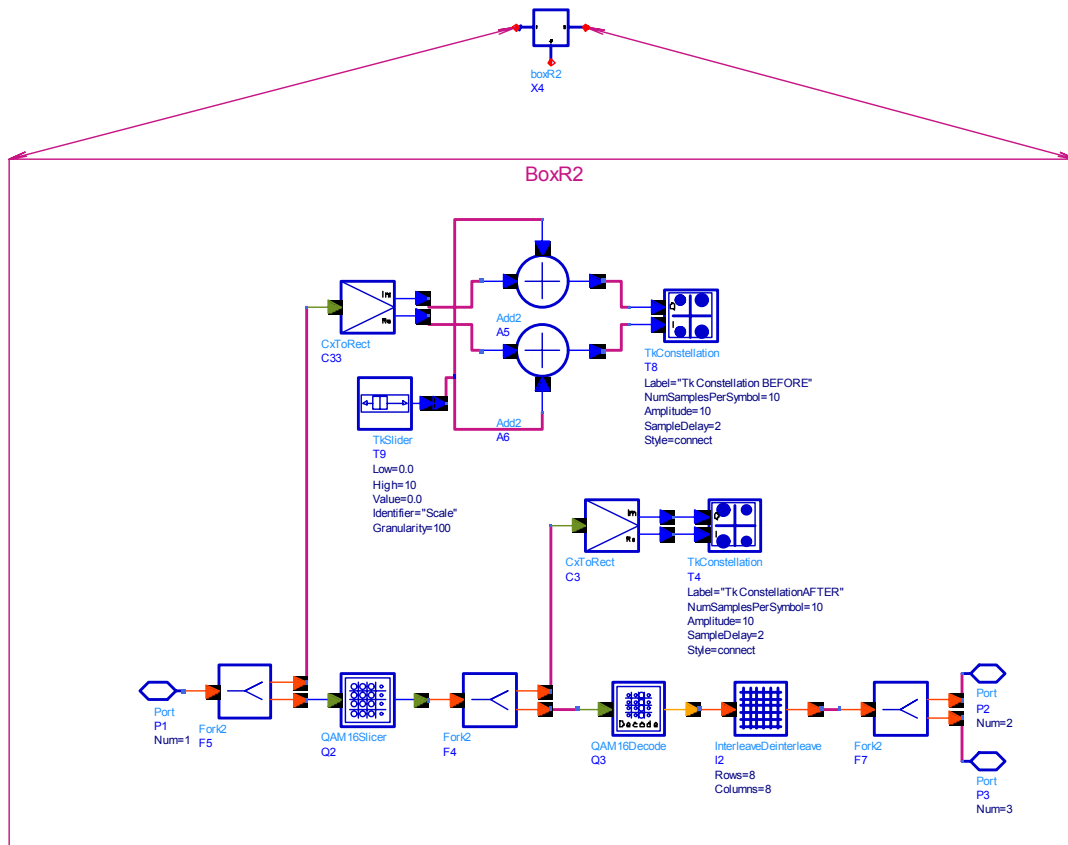
Η βαθμίδα `TimedIQToCx` μετατρέπει ένα σήμα από το πεδίο του πραγματικού χρόνου (timed domain) στο πεδίο των διακριτών σημάτων (numeric domain) με τη μορφή μιγαδικού αριθμού.

Στην συνέχεια η έξοδος της `TimedIQToCx` τροφοδοτείται σε μια βαθμίδα `DownSample`. Η βαθμίδα αυτή επιτελεί την αντίστροφη διαδικασία από αυτήν που επιτελεί η `Repeat`. Οι παράμετροι εισόδου της είναι ένας παράγοντας μείωσης δειγματοληψίας (Factor) και η φάση (Phase). Η λειτουργία της είναι να μειώνει τον ρυθμό δειγματοληψίας της εισόδου του κατά ένα παράγοντα Factor. Στο σύστημα που προσομοιώνουμε ο παράγοντας αυτός είναι ίσος με `SamplesPerSymbol`. Ο λόγος για τον οποίο τοποθετήθηκε αυτή η βαθμίδα είναι γιατί από αυτό το σημείο και μετά είναι επιθυμητό να υπάρχει ένα δείγμα ανά σύμβολο. Η φάση καθορίζει ποιο δείγμα θα επιλεγεί από κάθε Factor δείγματα.

Η επόμενη βαθμίδα στο σχήμα 4-1 είναι η `BoxR2` (σχήμα 4-10), η οποία επίσης δεν δίνεται έτοιμη από το ADS αλλά δημιουργήθηκε για την ανάγκη της προσομοίωσης.

Όπως έχει αναφερθεί η βαθμίδα `Fork` παίρνει ως είσοδο μια ακολουθία δεδομένων και βγάζει ως έξοδο δύο ίδιες ακολουθίες με την είσοδο. Η μία έξοδος της είναι η είσοδος της βαθμίδας `QAM16Slicer`, η λειτουργία της οποίας είναι σχετικά απλή. Αντιστοιχίζει κάθε σημείο της εισόδου της στο γεωμετρικά κοντινότερο σημείο του πλέγματος 16QAM, το οποίο και βγάζει ως έξοδο. Η βαθμίδα αυτή είναι ρυθμισμένη ώστε να λειτουργεί σωστά αν η διαμόρφωση 16QAM έχει γίνει από την βαθμίδα `QAM16`.

Ακολουθεί αποδιαμόρφωση 16QAM από την βαθμίδα `QAM16Decode`, η οποία είναι συμβατή με τη βαθμίδα που επιλέχθηκε για την διαμόρφωση της αρχικής ακολουθίας από bits. Οπότε γίνεται αποδιαμόρφωση του σήματος εισόδου και εξάγεται μια ακολουθία από bits. Για κάθε τιμή της εισόδου εξάγονται τέσσερα bits.



ΣΧΗΜΑ: 4-10 boxR2

Στην συνέχεια γίνεται αποδιεμπλοκή (deinterleaving) της ακολουθίας των bits από τη βαθμίδα InterleaveDeinterleave. Οι παράμετροι που ορίζουν τον αριθμό των στηλών (Columns) και των γραμμών (Rows) είναι οι ίδιες με αυτές που επιλέχθηκαν για την διεμπλοκή αρχικά. Σε αυτό το σημείο έχει ολοκληρωθεί η προσπάθεια ανασύνθεσης της αρχικής ακολουθίας bits.

Όλες οι υπόλοιπες βαθμίδες δεν επηρεάζουν την επεξεργασία των σημάτων. Η λειτουργία τους είναι καθαρά βοηθητική, κυρίως κατά την φάση ρύθμισης παραμέτρων του συστήματος. Επιτρέπουν την παρατήρηση της λειτουργίας του συστήματος σε ενδιάμεσα στάδια.

Τοποθετώντας μια βαθμίδα Fork πριν και μια μετά την QAM16Slicer παίρνουμε ένα αντίγραφο της ακολουθίας εισόδου και ένα της ακολουθίας εξόδου της βαθμίδας QAM16Slicer.

Η βαθμίδα TkConstellation απεικονίζει στην οθόνη τον σηματοτικό αστερισμό της εισόδου του. Δέχεται διάφορες παραμέτρους εισόδου που καθορίζουν τον τρόπο απεικόνισης όπως το πλάτος των αξόνων (Amplitude), τον αριθμό των δειγμάτων ανά

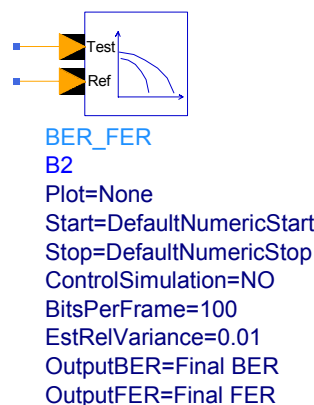
σύμβολο (NumSamplesPerSymbol), τον αριθμό των σημείων που απεικονίζονται κάθε δεδομένη χρονική στιγμή (Persistence), τον τρόπο σχεδίασης (Style).

Η βαθμίδα TkSlider βγάζει ως έξοδο μια τιμή που καθορίζεται από ένα διαδραστικό (interactive) ολισθητή (slider) στην οθόνη. Έχει τη δυνατότητα να ρυθμιστούν διάφορα χαρακτηριστικά του όπως το πάνω άκρο της κλίμακας (High), το κάτω άκρο της κλίμακας (Low) και την αρχική τιμή της εξόδου (Value).

Η βαθμίδα Add προσθέτει τις δυο εισόδους της και βγάζει το αποτέλεσμα στην έξοδο. Δέχεται ως είσοδο πραγματικούς αριθμούς. Για αυτό το λόγο έγινε μετατροπή του σήματος με χρήση της βαθμίδας CxToRect, η οποία χωρίζει έναν μιγαδικό αριθμό στο πραγματικό και στο φανταστικό του μέρος.

Η βαθμίδα TkSlider σε συνδυασμό με τη βαθμίδα Add δίνει την δυνατότητα να ολισθαίνει όλο το πλέγμα των σημείων που δημιουργείται με αποτέλεσμα να είναι πιο εύκολος ο προσδιορισμός του πεδίου τιμών στο οποίο βρίσκονται τα ληφθέντα σήματα.

Για να είναι δυνατός ο προσδιορισμός του ρυθμού λανθασμένων bits (BER) χρησιμοποιείται η βαθμίδα BER_FER, η οποία και ακολουθεί στο σχήμα 4-11.



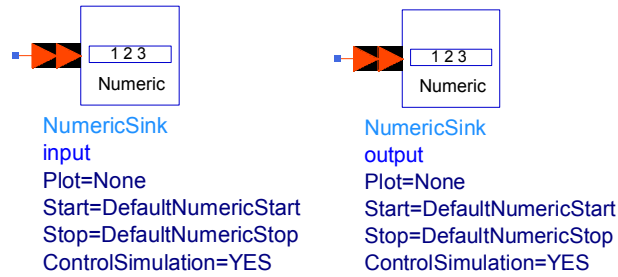
ΣΧΗΜΑ: 4-11 ΒΑΘΜΙΔΑ BER_FER

Η βαθμίδα αυτή έχει δυο εισόδους. Η είσοδος στον πρώτο ακροδέκτη είναι η ακολουθία από bits που χρησιμοποιείται ως αναφορά (ref) και στον δεύτερο ακροδέκτη είναι η ακολουθία από bits που ελέγχεται (test). Οπότε η βασική λειτουργία που επιτελεί είναι να συγκρίνει τις δύο ακολουθίες εισόδου και να υπολογίζει το ρυθμό λανθασμένων bits (BER) και τον ρυθμό λανθασμένων πλαισίων

(FER). Απαραίτητη προϋπόθεση για την σύγκριση των δυο ακολουθιών είναι να είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους.

Οι παράμετροι εισόδου της είναι οι εξής: μια παράμετρος που σχετίζεται με την σχεδίαση των αποτελεσμάτων (Plot), ένας δείκτης για την έναρξη συλλογής δεδομένων (Start), ένας δείκτης για την διακοπή συλλογής δεδομένων σε περίπτωση που δεν επιτευχθεί η επιθυμητή σχετική διακύμανση (Stop), η επιλογή του κατά πόσο θα ελέγχεται η διάρκεια της προσομοίωσης από τη συγκεκριμένη βαθμίδα (ControlSimulation), ο αριθμός των bits ανά πλαίσιο (BitsPerFrame), η επιθυμητή σχετική διακύμανση της εκτίμησης του ρυθμού λανθασμένων bits (EstRelVariance), ο τρόπος με τον οποίο θα δίνεται ο ρυθμός λανθασμένων bits (BER) ως έξοδος (OutputBER), ο τρόπος με τον οποίο θα δίνεται ο ρυθμός λανθασμένων bits (FER) ως έξοδος (OutputFER).

Στην προσομοίωση που έγινε η παράμετρος Plot ήταν ρυθμισμένη ώστε να μην γίνεται αυτόματα κάποια σχεδίαση. Οι δείκτες Start και Stop ήταν ορισμένοι στο DefaultNumericStart και DefaultNumericStop αντίστοιχα, ώστε να καταγράφουν στοιχεία από την αρχή ως το τέλος της προσομοίωσης. Στο τελικό στάδιο προσομοιώσεων δεν επιλέχθηκε να ελέγχει η βαθμίδα την διάρκεια της προσομοίωσης. Σε ενδιάμεσα στάδια, όμως, στα οποία η μεγάλη ακρίβεια δεν έπαιζε σημαντικό ρόλο ορίζονταν μια τιμή EstRelVariance που επέτρεπε να γίνει μια καλή εκτίμηση αλλά δεν είχε τόσο υπολογιστικό κόστος. Ο λόγος που έγινε αυτό κατά την φάση των δοκιμών είναι γιατί σε διαφορετική περίπτωση η βαθμίδα θα επεξεργάζονταν όλα τα προκαθορισμένα δεδομένα και δεν θα σταματούσε η προσομοίωση με την επίτευξη κάποιας επιθυμητής ακρίβειας. Οι μεταβλητές που σχετίζονται με πλαίσια (BitsPerFrame, FER) δεν αναφέρονται γιατί εξετάστηκε αποκλειστικά ο ρυθμός λανθασμένων bits (BER). Ο τρόπος με τον οποίο δίνεται ο ρυθμός λανθασμένων bits (BER) ως έξοδος (OutputBER) επιλέχθηκε να είναι μόνο η τελική τιμή του.

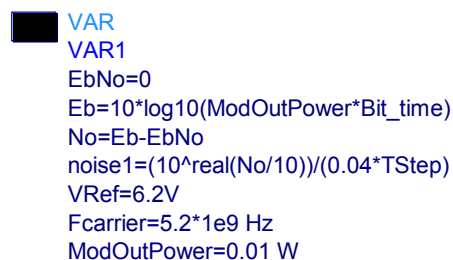


ΣΧΗΜΑ: 4-12 ΒΑΘΜΙΔΑ NumericSink

Τέλος αναφέρουμε ότι όλα τα δεδομένα εισόδου (input) και εξόδου (output) καταγράφονταν από δυο NumericSinks (σχήμα 4-12), τα οποία και έλεγχαν την προσομοίωση έχοντας τις παραμέτρους Start και Stop ρυθμισμένες στις τιμές DefaultNumericStart και DefaultNumericStop αντίστοιχα.

4.2.2 ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Για ευκολότερη πρόσβαση και γενικότερη εποπτεία των χαρακτηριστικών λειτουργίας του συστήματος ορίστηκαν κάποιες μεταβλητές, οι οποίες ομαδοποιήθηκαν σε τέσσερις ομάδες VAR. Οι τιμές των μεταβλητών ανατέθηκαν στις βαθμίδες μέσω της εξίσωσης των παραμέτρων εισόδου τους με τις εκάστοτε μεταβλητές. Ακολουθεί η πρώτη ομάδα μεταβλητών VAR (σχήμα 4-13).



ΣΧΗΜΑ: 4-13 ΟΜΑΔΑ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ VAR

Η μεταβλητή EbNo είναι ο λόγος της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του θορύβου σε dB, δηλαδή ο λόγος Eb/No. Η μεταβλητή αυτή σαρώνεται κατά την διάρκεια της προσομοίωσης από τον ελεγκτή παραμέτρων σάρωσης Parameter

Sweep, όπως περιγράφεται στην ενότητα 4.2.3. Ακολουθεί ορισμός της μεταβλητής στη σχέση 4-1.

$$E_b N_o (dB) = 10 \cdot \log\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$$

ΣΧΕΣΗ: 4-1

Όπου E_b και N_o η ενέργεια ενός bit και η ενέργεια του θορύβου. Η μεταβλητή $E_b(dB)$ είναι η ενέργεια ενός bit σε dB και ορίζεται στην ομάδα μεταβλητών VAR από τη σχέση 4-2.

$$E_b(dB) = 10 \cdot \log(\text{ModOutPower}(W) \cdot \text{Bit_time}(s))$$

ΣΧΕΣΗ: 4-2

Όπου $\text{ModOutPower}(W)$ είναι η μεταβλητή που ορίστηκε για να ελέγχει την ισχύ του διαμορφωτή σε Watt και $\text{Bit_time}(s)$, η μεταβλητή που ορίζεται στην συνέχεια αυτής της ενότητας και καθορίζει τη χρονική διάρκεια ενός bit σε s. Η σχέση 4-2 είναι ουσιαστικά η σχέση 4-15 της ενότητας 4.4.3.

Η μεταβλητή $N_o(dB)$ είναι η ενέργεια του θορύβου σε dB και ορίζεται από τη σχέση 4-3.

$$N_o(dB) = E_b(dB) - E_b N_o(dB)$$

ΣΧΕΣΗ: 4-3

Η παραπάνω σχέση προκύπτει από τη γνωστή σχέση 4-1 εφαρμόζοντας τις ιδιότητες των λογαρίθμων.

Η μεταβλητή $noise1$ ορίζεται ως εξής:

$$noise1 = \frac{10^{N_o(dB)/10}}{0.04 \cdot Tstep}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-4

Ο τρόπος με τον οποίο προέκυψε αυτή η σχέση αναλύεται παρακάτω στην ενότητα 4.5, όπου περιγράφεται η διαδικασία ρύθμισης παραμέτρων. Στην ίδια ενότητα περιγράφεται επίσης και ο προσδιορισμός της τάσης αναφοράς (V_{Ref}). Η μεταβλητή $F_{carrier}$ είναι η φέρουσα συχνότητα που ορίζεται στα 5.2GHz.

Στην συνέχεια παραθέτουμε την δεύτερη ομάδα μεταβλητών VAR (σχήμα 4-14). Σε αυτήν την ομάδα ορίζονται μεταβλητές που σχετίζονται με τον ρυθμό μετάδοσης, δειγματοληψίας και τον αριθμό των δειγμάτων.

VAR
VAR2
Bit_Rate=112 Kbps
BitsPerSymbol=4
Num_Bits=100000
SamplesPerSymbol=4

ΣΧΗΜΑ: 4-14 ΟΜΑΔΑ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ VAR

Η μεταβλητή Bit_Rate ορίζει τον ρυθμό μετάδοσης bits του συστήματος, ο οποίος είναι ρυθμισμένος στα 112Kbps. Η μεταβλητή BitsPerSymbol ορίζει τον αριθμό των bits που συνιστούν ένα σύμβολο. Στην συγκεκριμένη περίπτωση τίθεται ίση με τέσσερα γιατί η διαμόρφωση που επιλέχθηκε είναι 16QAM. Η μεταβλητή αυτή ορίζεται γιατί θα χρησιμοποιηθεί στην συνέχεια για τον υπολογισμό του Tstep του συστήματος.

Η μεταβλητή Num_Bits ορίζει τον αριθμό των bits που θα μεταδοθούν από το σύστημα μας κατά την διάρκεια της προσομοίωσης και σχετίζεται με τον επιθυμητό βαθμό αξιοπιστίας ως προς τον ρυθμό λανθασμένων bits (BER), όπως περιγράφεται και πιο αναλυτικά στην ενότητα 4.5.4.

Η μεταβλητή SamlesPerSymbol καθορίζει τον αριθμό των δειγμάτων που θα παίρνει το ADS από κάθε σύμβολο, επηρεάζοντας έτσι και το Tstep. Στην σειρά προσομοιώσεων που έγιναν η μεταβλητή αυτή ήταν ορισμένη για τέσσερα δείγματα ανά σύμβολο.

Ακολουθεί η τρίτη ομάδα μεταβλητών VAR (σχήμα 4-15). Η ομάδα αυτή περιέχει μια σειρά από σχέσεις, οι οποίες έχουν ως είσοδο μεταβλητές από την προηγούμενη ομάδα μεταβλητών.

VAR

VAR3

 $Bit_time = 1/Bit_Rate$

 $Symbol_Rate = Bit_Rate/BitsPerSymbol$

 $Symbol_Time = 1/Symbol_Rate$

 $TStep = 1/(Symbol_Rate * SamplesPerSymbol)$

 $Tstop = Num_Bits * Bit_time$

ΣΧΗΜΑ: 4-15 ΟΜΑΔΑ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ VAR

Η μεταβλητή Bit_time είναι η χρονική διάρκεια ενός bit και ορίζεται φυσικά ως το αντίστροφο της μεταβλητής Bit_Rate (σχέση 4-5).

$$Bit_time = \frac{1}{Bit_Rate}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-5

Η μεταβλητή $Symbol_Rate$ είναι ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων και ορίζεται ως ο λόγος του Bit_Rate προς το $BitsPerSymbol$, όπως φαίνεται στην σχέση 4-8. Παρακάτω περιγράφεται η διαδικασία με την οποία προκύπτει αυτή η σχέση. Είναι γνωστό ότι ισχύει:

$$Symbol_Rate = \frac{1}{Symbol_Time}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-6

Όπου $Symbol_Time$ είναι η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου.
Επίσης:

$$Symbol_Time = Bit_time \cdot BitsPerSymbol$$

ΣΧΕΣΗ: 4-7

Αντικαθιστώντας την σχέση 4-7 στην σχέση 4-6 και χρησιμοποιώντας την σχέση 4-5 προκύπτει το επιθυμητό:

$$Symbol_Rate = \frac{Bit_Rate}{BitsPerSymbol}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-8

Στην συνέχεια ορίζεται η μεταβλητή $TStep$, η έννοια της οποίας έχει αναλυθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο. Ορίζεται με τέτοιο τρόπο ώστε να γίνεται η

δειγματοληψία κατά την διάρκεια του κάθε του συμβόλου SamplesPerSymbol φορές (σχέση 4-9).

$$TStep = \frac{1}{Symbol_Rate \cdot SamplesPerSymbol}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-9

Τέλος ορίζεται η μεταβλητή Tstop, η οποία καθορίζει την χρονική διάρκεια που απαιτείται να διαρκέσει η προσομοίωση ώστε να μεταδοθεί ο επιθυμητός αριθμός bits που ορίζεται μέσω της μεταβλητής Num_Bits. Οπότε η χρονική διάρκεια δίνεται από την σχέση 4-10.

$$TStop = Num_Bits \cdot Bit_time$$

ΣΧΕΣΗ: 4-10

Ακολουθεί η τελευταία ομάδα μεταβλητών VAR (σχήμα 4-15).

```

VAR
VAR5
l=(3*10^8)/(5.2*10^9)
Yt1=0 meter
Yt2=4*l meter
Yr1=0 meter
Yr2=2*l meter
h11=0.9
h11_im=0
h21=0.8
h21_im=0
t11=Symbol_Time*5

```

ΣΧΗΜΑ: 4-16 ΟΜΑΔΑ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ VAR

Η μεταβλητή l είναι το μήκος κύματος για συχνότητα 5.2 GHz. Προκύπτει από την γνωστή σχέση:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-11

Στην συνέχεια ορίζεται η μεταβλητή Yt1, η οποία είναι θέση της κεραίας εκπομπής ως προς τον άξονα y. Αντίστοιχα η Yr1 είναι η θέση της κεραίας λήψης ως προς τον άξονα y. Οι υπόλοιπες μεταβλητές αγνοούνται προς το παρόν, αλλά θα αναλυθούν όταν η προσομοίωση αναφέρεται σε συστήματα MIMO.

4.2.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Ο ελεγκτής προσομοίωσης (DF) του σχήματος 4-17 έχει ρυθμισμένη την παράμετρο DefaultNumericStart στην τιμή μηδέν και την DefaultNumericStop ίση με την μεταβλητή NumBits. Οι τιμές αυτές περνάνε στα δυο numeric sinks που ελέγχουν την προσομοίωση. Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι θα προσομοιωθεί μετάδοση NumBits σε αριθμό bits, όπως και επιθυμείται. Επίσης ορίζονται και οι παράμετροι DefaultTimeStart και DefaultTimeStop έτσι ώστε η χρονική διάρκεια της προσομοίωσης να διαρκέσει χρονικό διάστημα Tstop, όπως περιγράφηκε η μεταβλητή Tstop στην ενότητα 4.2.2 για τις μεταβλητές του συστήματος



```
DF
DF
DefaultNumericStart=0
DefaultNumericStop=Num_Bits
DefaultTimeStart=0 usec
DefaultTimeStop=Tstop
```

ΣΧΗΜΑ: 4-17 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ DF

Ο ελεγκτής παραμέτρων σάρωσης του σχήματος 4-18 επιτρέπει την σάρωση μιας μεταβλητής (SweepVar) ορίζοντας την αρχική τιμή (Start), την τελική τιμή (Stop), και το βήμα με το οποίο θα γίνεται η σάρωση (Step). Για παράδειγμα θέτοντας Step=1 εκτελούνται (Stop – Start +1) ισοδύναμες προσομοιώσεις σε κάθε μια από τις οποίες μεταβάλλεται η τιμή της μεταβλητής SweepVar. Με την φράση ισοδύναμες προσομοιώσεις εννοείται ότι οι προσομοιώσεις είναι όμοιες με εξαίρεση την τιμή της μεταβλητής και δεν αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Κάθε μια προσομοίωση από την σειρά των προσομοιώσεων που εκτελούνται είναι ίδια με αυτή που θα εκτελούνταν αν απουσίαζε ο ελεγκτής ParamSweep και απλώς γίνονταν η ανάθεση της τιμής της μεταβλητής χειρονακτικά και όχι αυτόματα μέσω του ParamSweep .

```
PARAMETER S [REDACTED]
ParamSweep
Sweep2
SweepVar="EbNo"
Start=0
Stop=19
Step=1
```

ΣΧΗΜΑ: 4-18 ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΑΡΩΣΗΣ ParamSweep

Στην ανάλυση που έγινε, ο ελεγκτής αυτός φάνηκε πολύ χρήσιμος γιατί άμεσος σκοπός ήταν η εξαγωγή καμπυλών του ρυθμού λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του θορύβου (Eb/No). Οπότε σαρώνοντας την μεταβλητή EbNo σε ένα διάστημα τιμών προέκυπτε το αντίστοιχο διάγραμμα.

4.3 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ - ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO)

Στην συνέχεια σχεδιάστηκαν πιο πολύπλοκα συστήματα, τα οποία συμπεριλαμβάνουν παραπάνω από μια κεραία εκπομπής. Η διαδικασία επεξεργασίας που ακολουθήθηκε ήταν αντίστοιχη με αυτήν που ακολουθήθηκε για την περίπτωση συστήματος με έναν πομπό και έναν δέκτη. Η βασική διαφοροποίηση ήταν ότι πλέον η επεξεργασία σε κάποια τμήματα του συστήματος γινόταν ταυτόχρονα σε δυο κλάδους, οι οποίοι φυσικά κατέληγαν σε έναν με την ανασύνθεση της αρχικής ακολουθίας από bits προς μετάδοση.

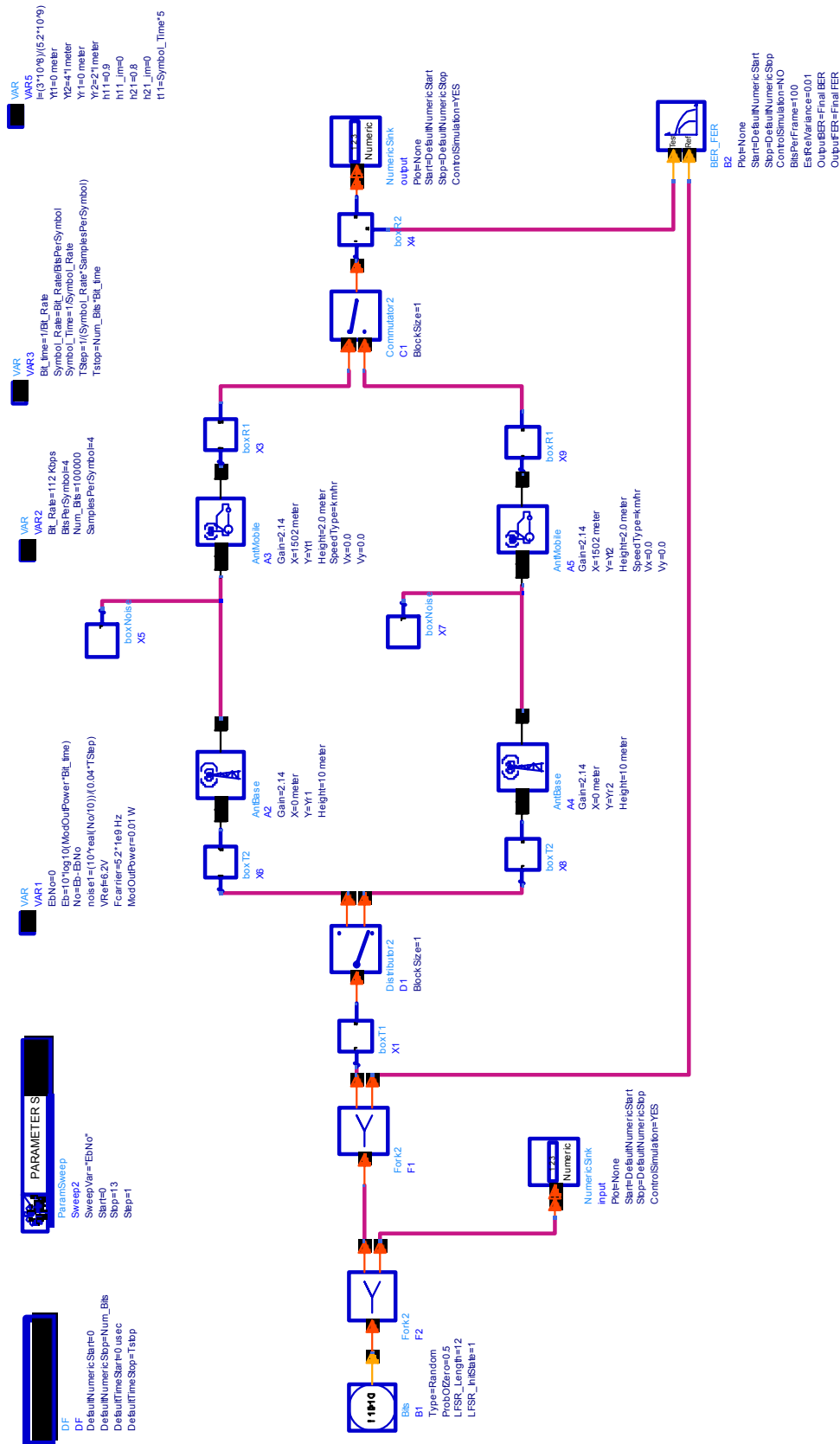
4.3.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ 2Χ2 ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ

Σε αυτήν την περίπτωση θεωρούμε ότι το σύστημα μας αποτελείται από δυο κεραίες εκπομπής και από δυο κεραίες λήψης. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα του συστήματος στο σχήμα 4-19.

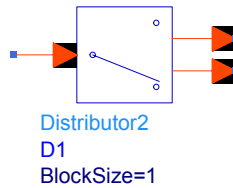
Η μετάδοση των δεδομένων με απλή πολυπλεξία πρόκειται ίσως για την πιο απλή περίπτωση. Η ακολουθία των bits εισόδου, αφού περάσει από διαδικασία

διεμπλοκής (interleaving) και μετατραπεί σε ακολουθία συμβόλων 16QAM στην βαθμίδα boxT1, χωρίζεται σε δύο ακολουθίες— μια για κάθε κεραία εκπομπής. Ο χωρισμός γίνεται με χρήση της διάταξης του σχήματος 4-20.

Αυτή η διάταξη χωρίζει μια ακολουθία δεδομένων σε δυο ακολουθίες. Θέτοντας την παράμετρο BlockSize=x ορίζουμε να στέλνει τα πρώτα x δεδομένα στην μια έξοδο και τα επόμενα x δεδομένα στην άλλη έξοδο. Στην προσομοίωση είχε τεθεί BlockSize=1.



ΣΧΗΜΑ: 4-19 ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑ (2X2) ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΚΑΙ ΛΕΥΚΟ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟ ΘΟΡΥΒΟ (AWGN)



ΣΧΗΜΑ: 4-20 ΒΑΘΜΙΑ Διανομέας

Στην συνέχεια κάθε ακολουθία που δημιουργήθηκε διαμορφώνεται από διαμορφωτή QAM με χρήση της βαθμίδας boxT2 και στέλνεται σε ξεχωριστή κεραία εκπομπής.

Η τοποθέτηση των κεραιών στο χώρο έγινε με τον τρόπο που περιγράφεται παρακάτω. Η πρώτη κεραία εκπομπής και η πρώτη κεραία λήψης διατήρησαν την θέση που είχαν στο σύστημα SISO.

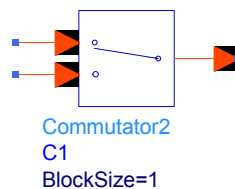
Η ανάθεση της θέσης των άλλων κεραιών έγινε μέσω των μεταβλητών $Yt2$ και $Yr2$ που ανήκουν στην ομάδα μεταβλητών VAR του σχήματος 4-16. Η τιμή του $Yt2$ διαφέρει από την τιμή του $Yt1$ κατά τέσσερα μήκη κύματος. Επειδή οι άλλες δυο συντεταγμένες της θέσης της δεύτερης κεραιάς εκπομπής (Height, Y) είναι ίδιες, καταλήγουμε ότι η απόσταση των δυο κεραιών είναι τέσσερα μήκη κύματος. Η απόσταση αυτή είναι ικανή ώστε να εξασφαλιστεί ότι δεν θα υπάρχει συσχέτιση μεταξύ τους. Αντίστοιχα ισχύουν για την τοποθέτηση της δεύτερης κεραιάς λήψης με την διαφορά ότι η απόσταση μεταξύ των δύο κεραιών αυτήν την φορά είναι στα δυο μήκη κύματος. Ακολουθούν τα σχέδια των κεραιών εκπομπής και λήψης που τοποθετήθηκαν (σχήμα 4-21). Σημειώνεται ότι αυτή η τοποθέτηση θα διατηρηθεί σε όλες τις σειρές προσομοιώσεων που θα ακολουθήσουν.



ΣΧΗΜΑ: 4-21 ΒΑΘΜΙΑ AntBase, AntMobile

Σε αυτό το σημείο γίνεται η απλουστευτική υπόθεση, η οποία θα αναιρεθεί στην συνέχεια της ανάλυσης μας, ότι κάθε κεραία λήψης λαμβάνει το σήμα από μόνο μια από τις κεραίες εκπομπής. Με αυτόν τον τρόπο είναι δυνατή η μετάδοση δεδομένων με συνολικό ρυθμό διπλάσιο από αυτόν που είχαμε στην περίπτωση που είχαμε μια κεραία εκπομπής και μια κεραία λήψης. Εναλλακτικά μπορούμε να διατηρήσουμε τον συνολικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σταθερό και να υποδιπλασιάσουμε το ρυθμό μετάδοσης bits της κάθε κεραίας. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα να διπλασιαστεί η περίοδος του κάθε συμβόλου με άμεση συνέπεια να βελτιωθεί η επίδοση του συστήματος ως προς τον ρυθμό των λανθασμένων bits συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ανά bit προς την ενέργεια του θορύβου. Στις προσομοιώσεις που ακολουθούν έγινε η δεύτερη θεώρηση.

Από την πλευρά του δέκτη γίνεται λήψη από κάθε κεραία με την προσθήκη μιας ανεξάρτητης συνιστώσας θορύβου σε κάθε κεραία που παράγεται από δυο διατάξεις boxNoise. Ακολουθεί αποδιαμόρφωση από την βαθμίδα BoxT1 και ανασύνθεση της αρχικής ακολουθίας συμβόλων με χρήση της διάταξης του σχήματος 4-22 .



ΣΧΗΜΑ: 4-22 ΒΑΘΜΙΔΑ Commulator

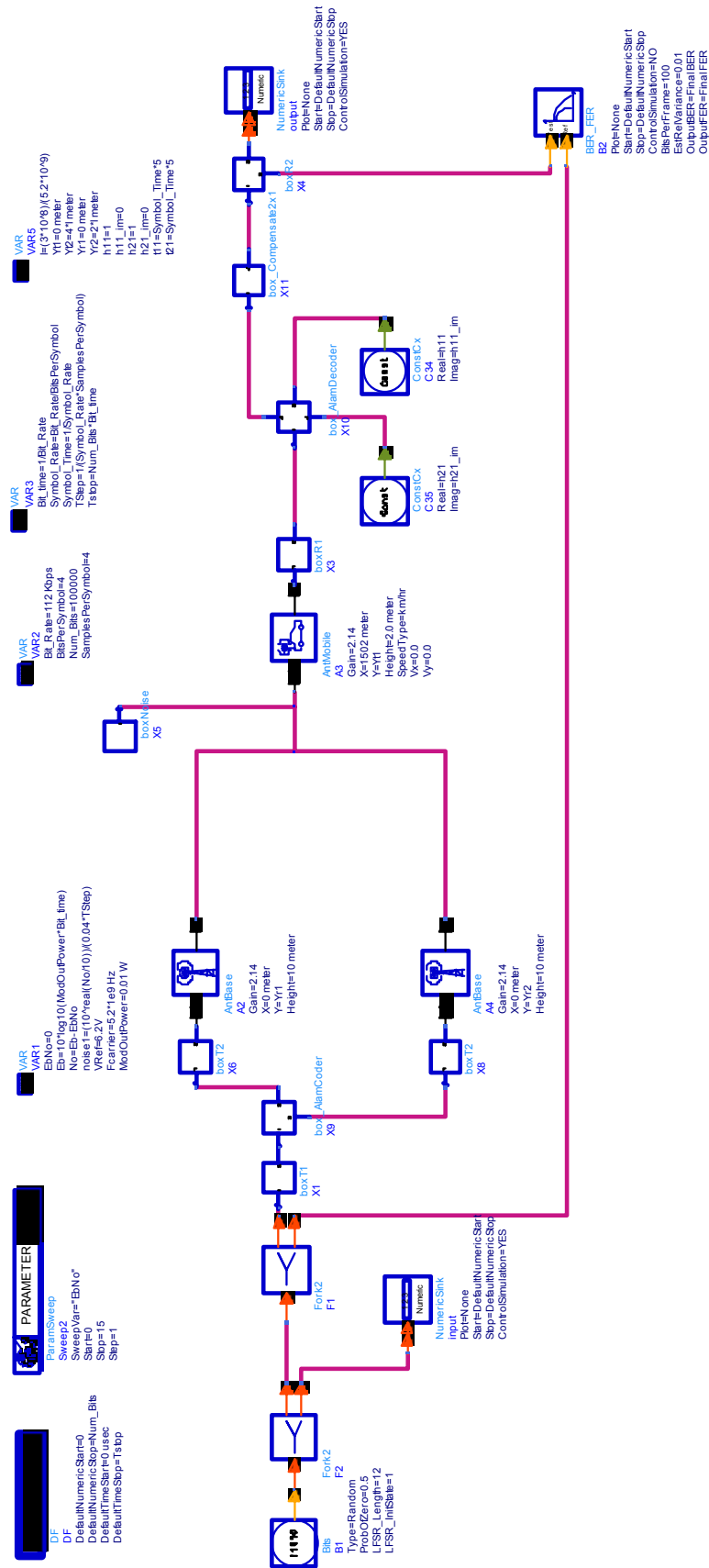
Αυτή η διάταξη κάνει την αντίστροφη διεργασία από αυτήν που κάνει η Distributor. Συνθέτει μια ακολουθία δεδομένων παίρνοντας πρώτα BlockSize δεδομένα από την μια είσοδο και στην συνέχεια BlockSize δεδομένα από την επόμενη είσοδο.

Στην συνέχεια η έξοδος της βαθμίδας Distributor τροφοδοτείται στην είσοδο της βαθμίδας boxR2, όπου γίνεται η αποδιαμόρφωση των 16QAM συμβόλων και η αποδιεμπλοκή (deinterleaving) της ακολουθίας από bits που δημιουργήθηκε.

Σε αυτό το σημείο έχει ολοκληρωθεί η προσπάθεια ανασύνθεσης της αρχικής ακολουθίας bits. Ακολουθεί η μέτρηση του ρυθμού λανθασμένων bits (BER) με χρήση της βαθμίδας BER_FER.

4.3.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ 2Χ1 ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Σε αυτήν την περίπτωση θεωρούμε ότι το σύστημα μας αποτελείται από δυο κεραίες εκπομπής και από μια κεραία λήψης. Αντί για απλή πολυπλεξία, όμως, χρησιμοποιείται Alamouti κωδικοποίηση. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα του συστήματος στο σχήμα 4-23.



ΣΧΗΜΑ: 4-23 ΣΥΣΤΗΜΑ (2X1) ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΛΕΥΚΟ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟ ΘΟΡΥΒΟ (AWGN)

Σύμφωνα με τις σχέσεις 2-26 και 2-27 για την υλοποίηση συστημάτων με Alamouti κωδικοποίηση, απαιτείται γνώση της συνάρτησης μεταφοράς των καναλιών μεταξύ των κεραιών εκπομπής και των κεραιών λήψης. Για αυτόν τον λόγο θεωρήθηκε μια σειρά από μεταβλητές που καθορίζουν την συμπεριφορά των ραδιοδιαύλων και ταυτόχρονα επιτρέπουν την χρησιμοποίηση τους κατά την Alamouti αποκωδικοποίηση. Ακολουθεί η ομάδα μεταβλητών VAR που περιέχει αυτές τις μεταβλητές στο σχήμα 4-24.

<pre> VAR VAR5 I=(3*10^8)/(5.2*10^9) Yt1=0 meter Yt2=4*I meter Yr1=0 meter Yr2=2*I meter h11=0.8 h11_im=0 h21=0.65 h21_im=0 h22=0.7 h22_im=0 h12=0.2 h12_im=0 t11=Symbol_Time*5 t12=Symbol_Time*5+0.000003 </pre>	<pre> t22=Symbol_Time*5 t21=Symbol_Time*5+0.000005 </pre>
---	---

ΣΧΗΜΑ: 4-24 ΟΜΑΔΑ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ VAR

Οι μεταβλητές αυτές είναι οι h_{ij} , h_{ij_im} και t_{ij} . Όπου i η κεραία εκπομπής και j η κεραία λήψης. Υπάρχουν δυο τρόποι χειρισμού των μεταβλητών αυτών. Ο τρόπος χειρισμού εξαρτάται από τον τύπο του καναλιού που έχει επιλεγεί.

Ο πρώτος τρόπος είναι η χρησιμοποίηση μόνο των μεταβλητών h_{ij} και t_{ij} . Σε αυτήν την περίπτωση το h_{ij} καθορίζει το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού και το t_{ij} καθορίζει τον χρόνο διάδοσης του καναλιού. Με αυτόν τον τρόπο ορίζεται έμμεσα η φάση της συνάρτησης μεταφοράς.

Ο δεύτερος τρόπος είναι η χρησιμοποίηση μόνο των μεταβλητών h_{ij} και h_{ij_im} . Σε αυτήν την περίπτωση το h_{ij} είναι το πραγματικό μέρος της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού και το h_{ij_im} είναι το φανταστικό μέρος της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού. Με αυτόν τον τρόπο ορίζεται πλήρως η συνάρτηση μεταφοράς.

Για παράδειγμα, θεωρώντας τον πρώτο τρόπο η μεταβλητή h_{11} αναφέρεται στο πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού μεταξύ της πρώτης κεραίας

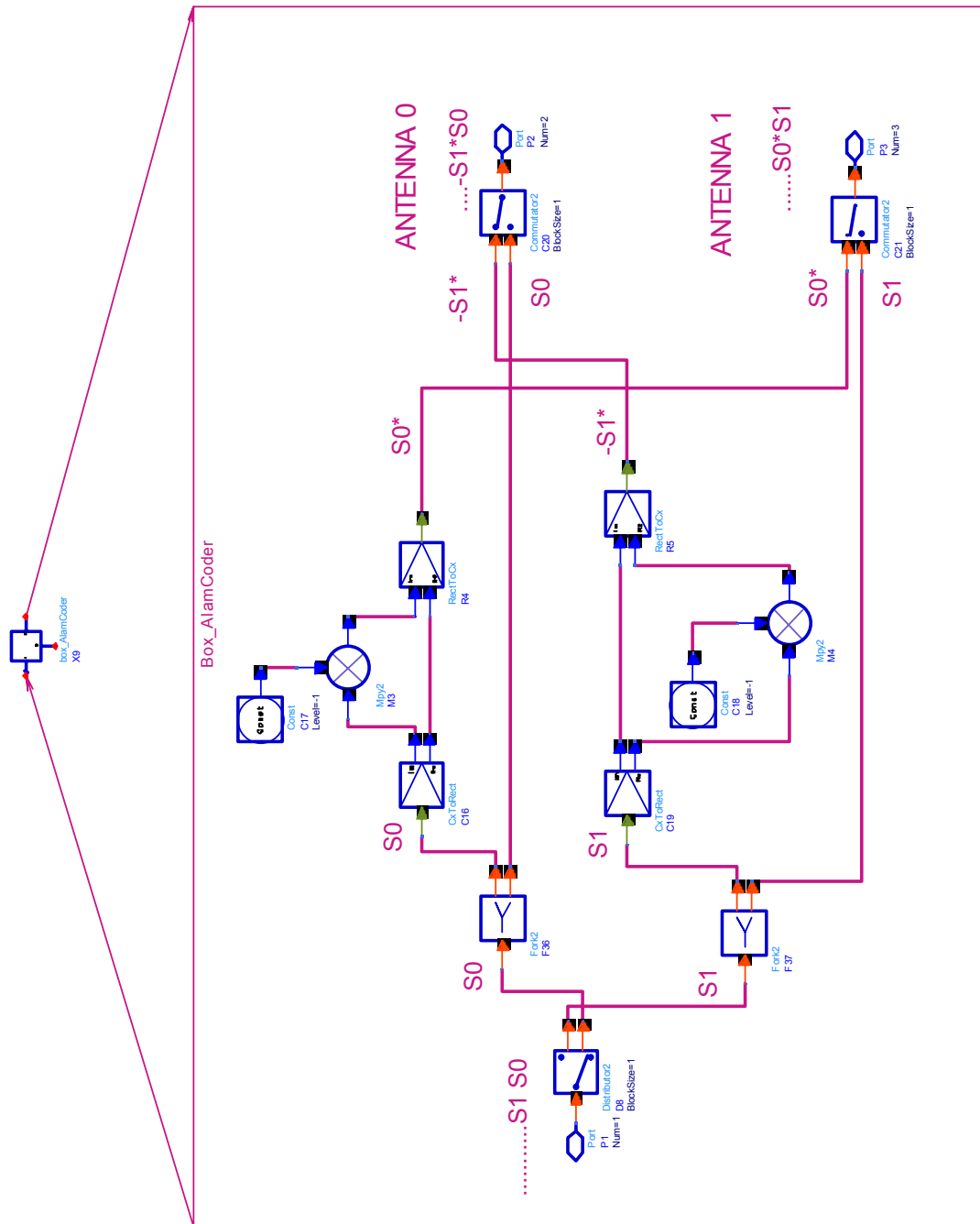
εκπομπής και της πρώτης κεραίας λήψης. Σε αυτό το στάδιο, βέβαια, υπάρχει μόνο μια κεραία λήψης αλλά ο τρόπος αυτός ονομασίας των μεταβλητών θα διατηρηθεί και σε επόμενες περιπτώσεις στις οποίες υπάρχει παραπάνω από μια κεραία λήψης.

Στην συνέχεια περιγράφεται η διαδικασία που ακολουθείται σε αυτήν την περίπτωση. Η ακολουθία των bits εισόδου, αφού περάσει από διαδικασία διεμπλοκής (interleaving) και μετατραπεί σε ακολουθία συμβόλων 16QAM στη βαθμίδα boxT1, περνάει ως είσοδος στην βαθμίδα Box_AlamCoder.

Για την υλοποίηση της κωδικοποίησης Alamouti, η οποία περιγράφεται στην ενότητα 2.7.2, δημιουργήθηκε η βαθμίδα Box_AlamCoder (σχήμα 4-25), γιατί δεν προπήρχε στο ADS. Αποτελείται από τις εξής βαθμίδες: μια Distributor, δυο Fork, δυο CxToRect, δυο Mpy2, δυο Const, δυο RectToCx και δυο Commulator.

Η λειτουργία των Distributor, Fork, CxToRect και Commulator έχει περιγραφεί ήδη. Επειδή υπάρχουν δυο Commulator, η έξοδος των οποίων τροφοδοτείται σε διαφορετικές κεραίες εκπομπής, θα προσδιορίζεται κάθε φορά σε ποιο Commulator γίνεται αναφορά. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4-25, πάνω από τη μια βαθμίδα Commulator αναγράφεται «ANTENNA 0», όπου εννοείται ότι η έξοδος της θα τροφοδοτηθεί στην πρώτη κεραία εκπομπής. Αντίστοιχα ισχύουν και για το άλλη βαθμίδα, πάνω από την οποία αναγράφεται «ANTENNA 1», όπου εννοείται ότι η έξοδος της θα τροφοδοτηθεί στην δεύτερη κεραία εκπομπής.

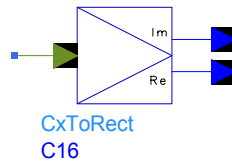
Επίσης θεωρούμε ότι το σύμβολο που εισέρχεται αρχικά στην βαθμίδα είναι το s_0 και ότι μετά από αυτό ακολουθεί το s_1 . Σε πρώτη φάση θα περιγραφεί η διαδικασία κωδικοποίησης των δυο πρώτων συμβόλων. Η ίδια διαδικασία θα ακολουθηθεί για τα επόμενα δυο σύμβολα και ομοίως θα προκύψει η κωδικοποίηση όλων των συμβόλων ανά ζευγάρια συμβόλων.



ΣΧΗΜΑ: 4-25 ΒΑΘΜΙΑ Box_AlamCoder

Στην συνέχεια περιγράφεται η διαδικασία που ακολουθείται κατά την Alamouti κωδικοποίηση. Η ακολουθία συμβόλων 16QAM χωρίζεται σε δυο ακολουθίες συμβόλων με χρήση ενός κατανομητή (Distributor). Η πρώτη ακολουθία συμβόλων, δηλαδή αυτή που περιέχει το σύμβολο s_0 , αντιγράφεται χρησιμοποιώντας μια βαθμίδα Fork. Η μια έξοδος της Fork τροφοδοτείται στην δεύτερη είσοδο της

Commulator, η έξοδος της οποίας τροφοδοτείται στην δεύτερη κεραία εκπομπής. Η άλλη έξοδος της Fork μπαίνει ως είσοδος σε ένα μετατροπέα CxToRect (σχήμα 4-26).

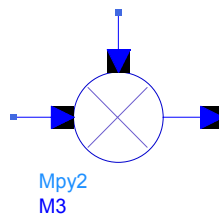


ΣΧΗΜΑ: 4-26 ΒΑΘΜΙΔΑ CxToRect

Η λειτουργία αυτής της βαθμίδας είναι να μετατρέπει την είσοδο της, η οποία είναι σε μορφή μιγαδικού αριθμού, σε δυο ακολουθίες δεδομένων. Η μια ακολουθία περιέχει το πραγματικό μέρος των μιγαδικών αριθμών και η δεύτερη περιέχει το φανταστικό μέρος των μιγαδικών αριθμών.

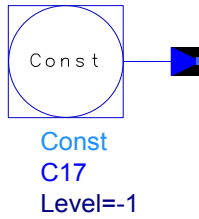
Στην συνέχεια η έξοδος που περιέχει το πραγματικό μέρος του συμβόλου s_0 τροφοδοτείται ως είσοδος σε ένα μετατροπέα RectToCx, του οποίου η λειτουργία είναι να δέχεται δυο εισόδους από πραγματικούς αριθμούς και να συνθέτει στην έξοδο του μια ακολουθία από μιγαδικούς αριθμούς.

Η έξοδος του CxToRect που περιέχει το φανταστικό μέρος του συμβόλου s_0 τροφοδοτείται ως είσοδος σε μια βαθμίδα Mpy2 (σχήμα 4-27), που αποτελεί ουσιαστικά έναν πολλαπλασιαστή.



ΣΧΗΜΑ: 4-27 ΒΑΘΜΙΔΑ Mpy2

Η βαθμίδα Mpy2 δέχεται ως εισόδους δυο ακολουθίες από πραγματικούς αριθμούς και βγάζει ως έξοδο το γινόμενο τους. Η άλλη είσοδος της Mpy2 προέρχεται από την βαθμίδα Const (σχήμα 4-28).



ΣΧΗΜΑ: 4-28 ΒΑΘΜΙΔΑ Const

Η βαθμίδα Const δίνει ως έξοδο μια σταθερή πραγματική τιμή, η οποία καθορίζεται από την τιμή της παραμέτρου εισόδου της (Level). Στην περίπτωση αυτή η τιμή της παραμέτρου είναι -1.

Οπότε στην έξοδο της Mpy2 προκύπτει η αντίθετη τιμή της άλλης εισόδου της (το φανταστικό μέρος του συμβόλου s_0), λόγω του πολλαπλασιασμού με την τιμή -1. Η έξοδος της Mpy2 αποτελεί την άλλη είσοδο του μετατροπέα RectToCx.

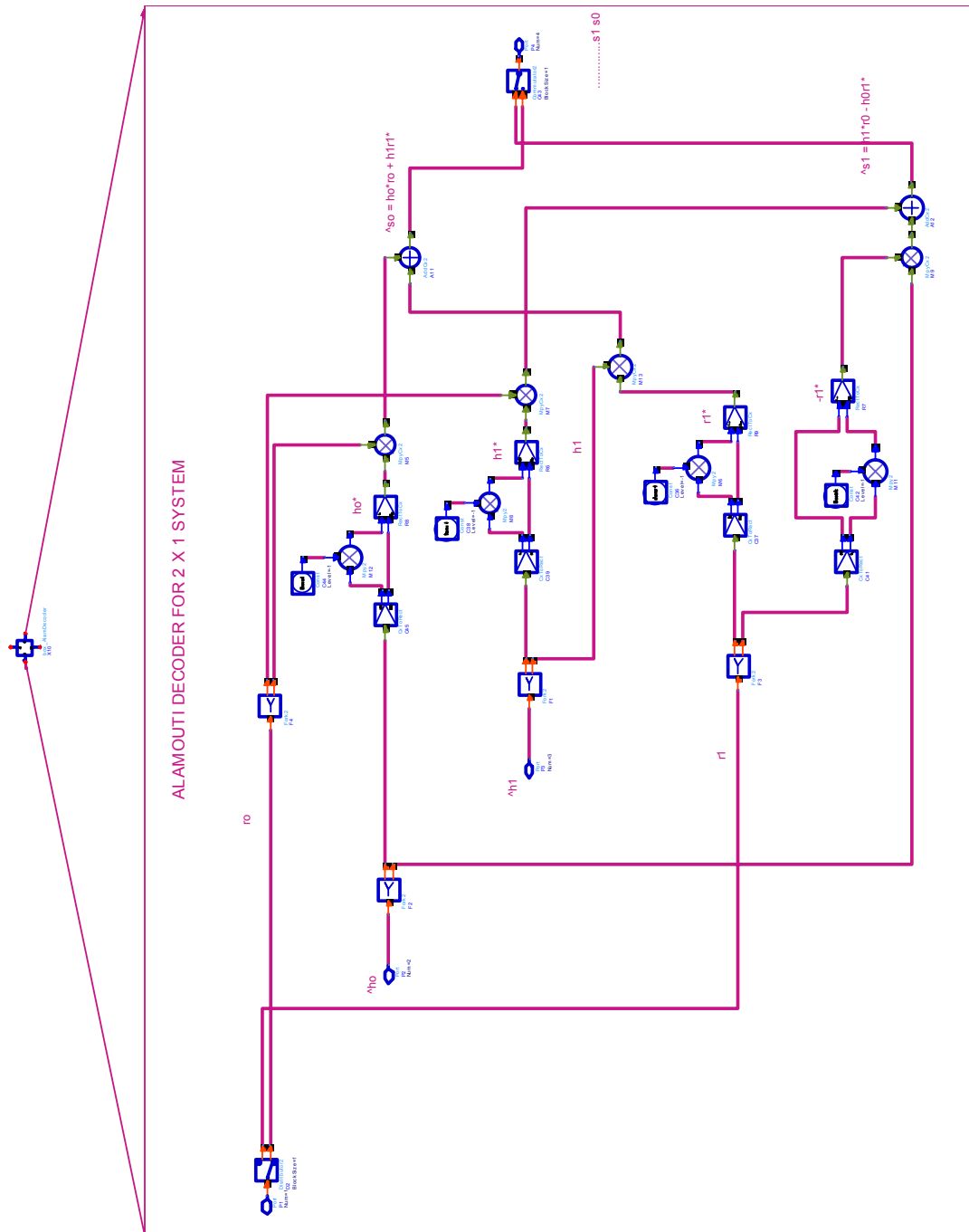
Συνοψίζοντας, στην έξοδο του μετατροπέα RectToCx υπάρχει η συζυγής τιμή του συμβόλου s_0 . Η έξοδος αυτή αποτελεί την δεύτερη είσοδο της βαθμίδας Commulator, που τροφοδοτείται στην δεύτερη κεραία εκπομπής.

Με εντελώς αντίστοιχο τρόπο επεξεργάζεται και την δεύτερη ακολουθία συμβόλων, δηλαδή αυτό που περιέχει το σύμβολο s_1 , που προκύπτει ύστερα από τον διαχωρισμό με χρήση κατανεμητή (Distributor). Η μοναδική διαφορά είναι ότι στην βαθμίδα Mpy2 πολλαπλασιάζεται με την τιμή -1 το πραγματικό μέρος του συμβόλου s_1 . Έτσι προκύπτει η αντίθετη τιμή από την συζυγή του συμβόλου s_1 στην έξοδο του μετατροπέα RectToCx ($-s_1^*$). Η έξοδος αυτή τροφοδοτείται στην δεύτερη είσοδο της βαθμίδας Commulator, η έξοδος της οποίας συνδέεται στην πρώτη κεραία εκπομπής. Επίσης το σύμβολο s_1 τροφοδοτείται μέσω μιας βαθμίδας Fork στην πρώτη είσοδο της Commulator, η έξοδος της οποίας συνδέεται στην δεύτερη κεραία εκπομπής.

Με αυτόν τον τρόπο υλοποιήθηκε η Alamouti κωδικοποίηση για ένα σύστημα με δυο κεραίες εκπομπής. Η αρχική ακολουθία συμβόλων επεξεργάστηκε και χωρίστηκε σε δυο ακολουθίες, κάθε μια από τις οποίες προορίζεται για μετάδοση από διαφορετική κεραία εκπομπής.

Πριν, όμως, γίνει η μετάδοση προηγείται διαμόρφωση από διαμορφωτή QAM με χρήση της βαθμίδας boxT2. Ακολουθεί η λήψη από την κεραία του δέκτη, ύστερα από την προσθήκη λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN) με χρήση της διάταξης boxNoise. Στην συνέχεια γίνεται η αποδιαμόρφωση στην βαθμίδα boxR1.

Για την αποκωδικοποίηση Alamouti που ακολουθεί, δημιουργήθηκε η βαθμίδα Box_AlamDecoder (σχήμα 4-29). Αποτελείται από τις εξής βαθμίδες: μια Distributor, τέσσερις Fork, τέσσερις CxToRect, τέσσερις Mpy2, τέσσερις MpyCx2, τέσσερις Const, τέσσερις RectToCx, δυο AddCx2 και μια Commulator. Έχει περιγραφεί η λειτουργία όλων των βαθμίδων εκτός από την AddCx2.



ΣΧΗΜΑ: 4-29 ΒΑΘΜΙΔΑ Box_AlamDecoder

Η βαθμίδα που δημιουργήθηκε δέχεται τρεις εισόδους. Η μια είσοδος είναι η έξοδος της boxR1, που περιέχει το αποδιαμορφωμένο σήμα λήψης. Οι άλλες δυο εισοδοί δέχονται εκτιμήσεις της συνάρτησης μεταφοράς των καναλιών. Στο σύστημα μας υποθέτουμε τέλεια γνώση των καναλιών. Για αυτόν τον λόγο συνδέουμε στις

αντίστοιχες εισόδους της βαθμίδας Box_AlamDecoder τις βαθμίδες του σχήματος 4-30.



ΣΧΗΜΑ: 4-30 ΒΑΘΜΙΔΑ ConstCx

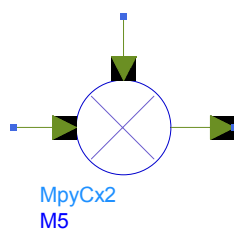
Η βαθμίδα ConstCx δίνει ως έξοδο μια σταθερή μιγαδική τιμή, η οποία καθορίζεται από τις τιμές των παραμέτρων εισόδου του (Real, Imag). Όπου Real είναι η τιμή του πραγματικού μέρους του σήματος εξόδου και Imag είναι η τιμή του φανταστικού μέρους του σήματος εξόδου.

Η ανάθεση των τιμών στις παραμέτρους εισόδου των βαθμίδων αυτών γίνεται μέσω των μεταβλητών hij και hij_im, οι οποίες έχουν ήδη περιγραφεί και χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα και για τον καθορισμό των συνθηκών διάδοσης. Έτσι παρακάμπτεται η διαδικασία εκτίμησης της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού και εξασφαλίζεται η τέλεια γνώση του καναλιού στον πομπό.

Στην συνέχεια περιγράφεται η διαδικασία αποκωδικοποίησης που γίνεται μέσα στην βαθμίδα Box_AlamDecoder. Η είσοδος, που περιέχει το αποδιαμορφωμένο σήμα λήψης, χωρίζεται σε δυο ακολουθίες με χρήση ενός κατανεμητή (Distributor).

Σε αντιστοιχία με τον ορισμό των s_0 και s_1 , θεωρούμε ότι το σύμβολο που εισέρχεται στην βαθμίδα αρχικά είναι το r_0 και ότι μετά από αυτό ακολουθεί το r_1 . Σε πρώτη φάση θα περιγραφεί η διαδικασία αποκωδικοποίησης των δυο πρώτων συμβόλων. Η ίδια διαδικασία θα ακολουθηθεί για τα επόμενα δυο σύμβολα και ομοίως θα προκύψει η αποκωδικοποίηση όλων των συμβόλων ανά ζευγάρια συμβόλων.

Η έξοδος του κατανεμητή που περιέχει το σύμβολο r_0 οδηγείται σε μια βαθμίδα Fork, όπου αντιγράφεται σε δυο ακολουθίες. Η μια ακολουθία τροφοδοτείται ως είσοδος σε ένα πολλαπλασιαστή μιγαδικών αριθμών MpyCx2 (σχήμα 4-30).



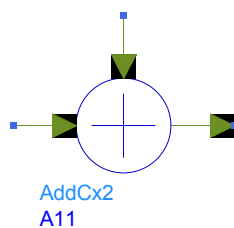
ΣΧΗΜΑ: 4-31 ΒΑΘΜΙΔΑ MpyCx2

Η βαθμίδα αυτή επιτελεί αντίστοιχη λειτουργία με τον πολλαπλασιαστή Mpy2 με διαφορά ότι δέχεται ως εισόδους μιγαδικούς αριθμούς και ότι η έξοδος της είναι επίσης μιγαδικός αριθμός

Η άλλη είσοδος του πολλαπλασιαστή MpyCx2 προκύπτει με τον παρακάτω τρόπο. Η είσοδος της βαθμίδας Box_AlamDecoder, που περιέχει την εκτίμηση του καναλιού μεταξύ της πρώτης κεραίας εκπομπής και της κεραίας λήψης (h_0), τροφοδοτείται μέσω μιας Fork σε μια σειρά από βαθμίδες. Το αποτέλεσμα της επεξεργασίας αυτής είναι η μετατροπή του h_0 στον συζυγή μιγαδικό αριθμό του h_0^* . Η σειρά των βαθμίδων που έκανε αυτήν την μετατροπή έχει περιγραφεί ήδη για την μετατροπή του s_0 στο s_0^* κατά την Alamouti κωδικοποίηση στην βαθμίδα box_AlamCoder.

Οπότε στην έξοδο του πολλαπλασιαστή MpyCx2 υπάρχει το γινόμενο ($r_0 \cdot h_0^*$). Με αντίστοιχο τρόπο προκύπτει στην έξοδο ενός άλλου πολλαπλασιαστή MpyCx2, από τους τέσσερις που υπάρχουν συνολικά, το γινόμενο ($r_1^* \cdot h_1$). Όπου h_1 , η εκτίμηση του καναλιού μεταξύ της δεύτερης κεραίας εκπομπής και της κεραίας λήψης.

Στην συνέχεια οι έξοδοι των δυο αυτών πολλαπλασιαστών MpyCx2 τροφοδοτούνται ως εισοδοι σε έναν αθροιστή μιγαδικών αριθμών AddCx2 (σχήμα 4-32).



ΣΧΗΜΑ: 4-32 ΒΑΘΜΙΔΑ AddCx2

Ο αθροιστής AddCx2 δέχεται ως είσοδο δυο μιγαδικούς αριθμούς, τους οποίους προσθέτει και βγάζει το αποτέλεσμα σε μορφή μιγαδικού αριθμού στην έξοδο του.

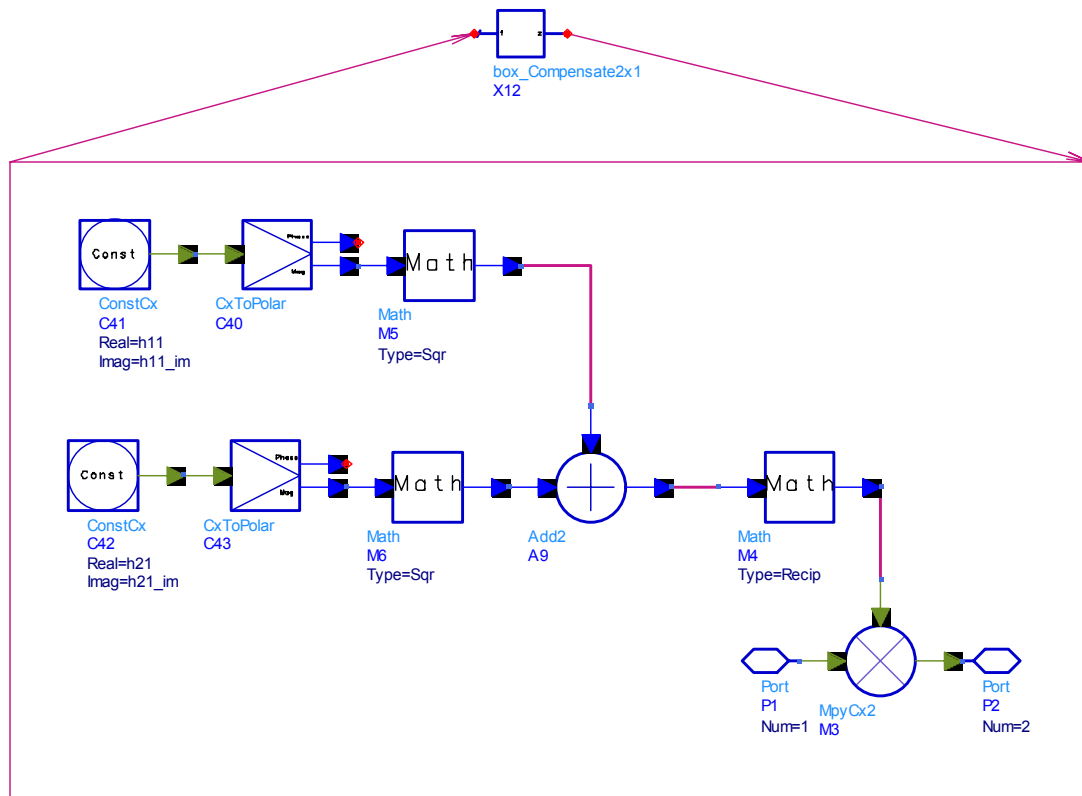
Στην έξοδο του αθροιστή AddCx2 υπάρχει το άθροισμα των γινομένων ($r_0 \cdot h_0^*$) και ($r_1 \cdot h_1$). Το άθροισμα αυτό των γινομένων αποτελεί την εκτίμηση του δέκτη για το σύμβολο s_0 , η οποία δίνεται στη σχέση 2-24.

Με αντίστοιχο τρόπο προκύπτει στην έξοδο του άλλου αθροιστή AddCx2 το γινόμενο ($r_0 \cdot h_1^* - r_1 \cdot h_0$), που αποτελεί την εκτίμηση του δέκτη για το σύμβολο s_1 και δίνεται στη σχέση 2-25.

Στην συνέχεια οι έξοδοι των δυο αυτών αθροιστών συνδέονται ως είσοδοι σε μια βαθμίδα Commulator. Με αυτόν τον τρόπο ενώνονται και σχηματίζουν μια ακολουθία συμβόλων με την σειρά εκπομπής τους, δηλαδή τοποθετείται πρώτα η εκτίμηση του συμβόλου s_0 και στην συνέχεια η εκτίμηση του συμβόλου s_1 .

Όπως έχει αναλυθεί και στο δεύτερο κεφάλαιο, οι εκτιμήσεις των σημάτων s_0 και s_1 δεν παρέχουν ακριβώς την τιμή των s_0 και s_1 . Για να προσεγγιστεί περισσότερο αυτή η τιμή πρέπει να αντισταθμιστεί η επίδραση που εισαχθεί από το κανάλι διάδοσης. Για αυτόν τον λόγο οι εκτιμήσεις των σημάτων s_0 και s_1 διαιρούνται με το άθροισμα των τετραγώνων των πλατών των συναρτήσεων μεταφοράς των δυο καναλιών ($|h_0|^2 + |h_1|^2$).

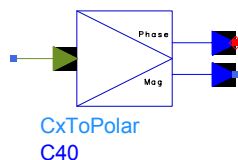
Η αντιστάθμιση αυτή γίνεται στην βαθμίδα Box_Compensate2x1 (σχημά 4-33) που δημιουργήθηκε για τις ανάγκες της προσομοίωσης.



ΣΧΗΜΑ: 4-33 ΒΑΘΜΙΔΑ Box_Compensate2x1

Η βαθμίδα αυτή αποτελείται από τις εξής βαθμίδες: δυο ConstCx, δυο CxToPolar, δυο Math, μια Add2 και μια MpyCx2. Οι βαθμίδες ConstCx, Add2 και ένα MpyCx2 έχουν ήδη περιγράψει.

Αρχικά παρέχεται στον ένα μετατροπέα CxToPolar (σχήμα 4-34) η έξοδος της βαθμίδας ConstCx που αναπαράγει το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού μεταξύ της πρώτης κεραίας εκπομπής και της κεραίας λήψης (h_0).



ΣΧΗΜΑ: 4-34 ΒΑΘΜΙΔΑ CxToPolar

Η βαθμίδα αυτή μετατρέπει την είσοδο της που είναι σε μορφή μιγαδικού αριθμού σε δυο ακολουθίες δεδομένων. Η μια ακολουθία αποτελεί το μέτρο του μιγαδικού αριθμού και η άλλη αποτελεί την φάση του.

Στην συνέχεια τροφοδοτείται η έξοδος που περιέχει το μέτρο του μιγαδικού αριθμού στη βαθμίδα Math (σχήμα 4-35).



ΣΧΗΜΑ: 4-35 ΒΑΘΜΙΔΑ Math

Η βαθμίδα αυτή εκτελεί διάφορες μαθηματικές συναρτήσεις παίρνοντας ως είσοδο τους πραγματικούς αριθμούς που παρέχονται στην είσοδο του. Έχει μια παράμετρο εισόδου (Type), η οποία καθορίζει τον τύπο της συνάρτησης που θα εφαρμοστεί. Κάποιες από τις δυνατές επιλογές είναι η απόλυτη τιμή, το τετράγωνο, η τετραγωνική ρίζα και το αντίστροφο της εισόδου.

Η παράμετρος εισόδου της βαθμίδας Math είναι ρυθμισμένη έτσι ώστε στην έξοδο της να προκύπτει το τετράγωνο της εισόδου της. Οπότε στην έξοδο της είναι το τετράγωνο του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού μεταξύ της πρώτης κεραίας εκπομπής και της κεραίας λήψης ($|h_0|^2$).

Με αντίστοιχο τρόπο προκύπτει το τετράγωνο του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού μεταξύ της δεύτερης κεραίας εκπομπής και της κεραίας λήψης ($|h_1|^2$). Στην συνέχεια αθροίζονται αυτές οι δυο τιμές με χρήση μιας βαθμίδας Add2.

Άρα στην έξοδο του υπάρχει το άθροισμα ($|h_0|^2 + |h_1|^2$), το οποίο τροφοδοτείται ως είσοδος στη βαθμίδα Math, η οποία είναι ρυθμισμένη ώστε να βγάζει στην έξοδο της το αντίστροφο της εισόδου.

Οπότε στην μια είσοδο του πολλαπλασιαστή MpyCx2 τροφοδοτείται το εξής: $1/(|h_0|^2 + |h_1|^2)$. Στην άλλη είσοδο του συνδέεται η ακολουθία δεδομένων με τις εκτιμήσεις των συμβόλων. Έτσι υλοποιείται η προαναφερθείσα αντιστάθμιση.

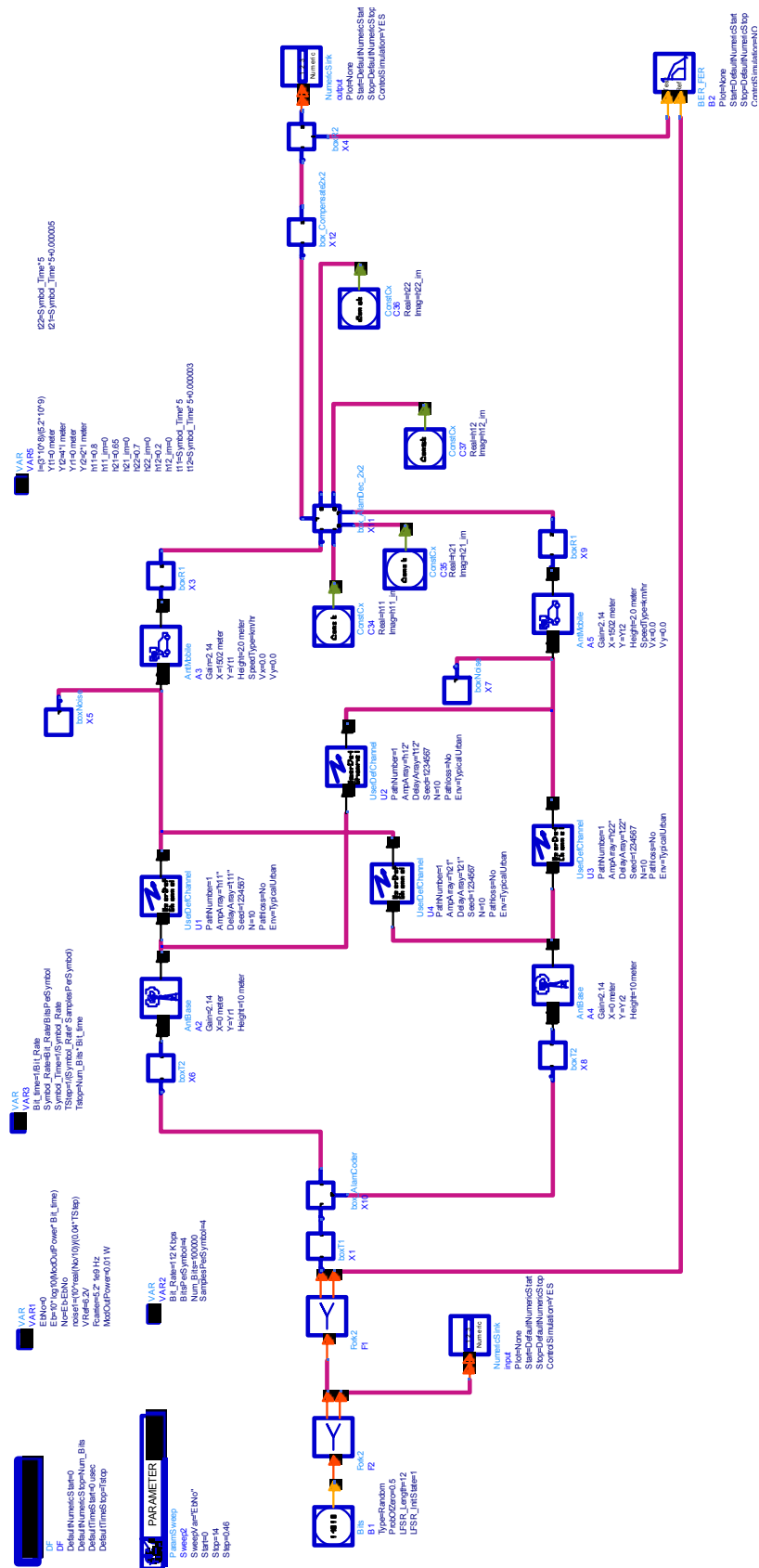
Στην συνέχεια η έξοδος της βαθμίδας `Box_Compensate2x1` τροφοδοτείται στην είσοδο της βαθμίδας `boxR2`, όπου γίνεται η αποδιαμόρφωση των 16QAM συμβόλων και η αποδιεμπλοκή (deinterleaving) της ακολουθίας από bits που δημιουργήθηκε.

Σε αυτό το σημείο έχει ολοκληρωθεί η προσπάθεια ανασύνθεσης της αρχικής ακολουθίας bits. Ακολουθεί η μέτρηση του ρυθμού λανθασμένων bits (BER) με χρήση της βαθμίδας `BER_FER`.

4.3.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ 2X2 ΜΕ ALAMOUTI ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

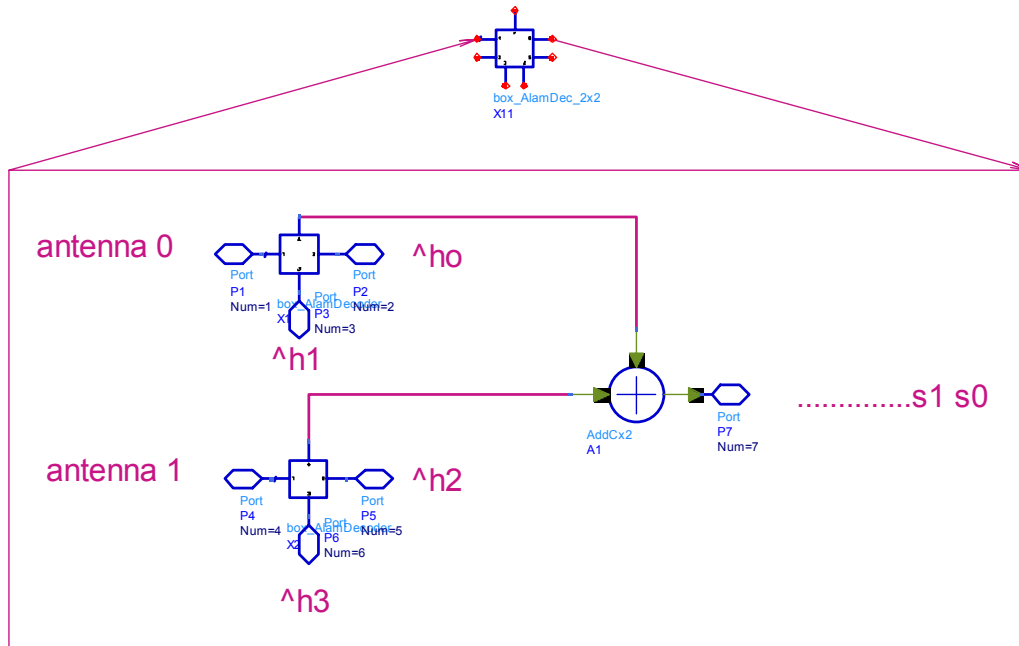
Σε αυτήν την περίπτωση θεωρούμε ότι το σύστημα μας αποτελείται από δυο κεραίες εκπομπής και από δυο κεραίες λήψης και χρησιμοποιείται Alamouti κωδικοποίηση. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα του συστήματος στο σχήμα 4-36.

Η υλοποίηση του συστήματος είναι ακριβώς ίδια με αυτήν που περιγράφηκε για ένα 2x1 σύστημα με Alamouti κωδικοποίηση μέχρι και την εκπομπή από τις δυο κεραίες του πομπού. Τώρα, όμως, υπάρχουν δυο κεραίες λήψης και κατά συνέπεια τέσσερα διαφορετικά κανάλια και δυο ανεξάρτητες πηγές λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN). Η περιγραφή που έγινε για τις μεταβλητές h_{ij} και h_{ij_im} που καθορίζουν την συνάρτηση μεταφοράς των καναλιών διάδοσης ισχύει.



ΣΧΗΜΑ: 4-36 ΣΥΣΤΗΜΑ (2X2) ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

Μετά από την λήψη σε κάθε κεραία ακολουθεί αποδιαμόρφωση στη βαθμίδα boxR1. Για την αποκωδικοποίηση Alamouti, που ακολουθεί δημιουργήθηκε η βαθμίδα Box_AlamDec_2x2 (σχήμα 4-37). Η βαθμίδα αυτή αποτελείται από μια AddCx2 και δυο Box_AlamDecoder βαθμίδες. Η λειτουργία αυτών των βαθμίδων έχει ήδη περιγραφεί.



ΣΧΗΜΑ: 4-37 ΒΑΘΜΙΔΑ Box_AlamDec_2x2

Τα καινούρια σύμβολα που εισάγονται στην συνέχεια της προσομοίωσης είναι τα εξής: h_2 , h_3 , r_2 r_3 . Το h_2 αναφέρεται στην συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της πρώτης κεραίας εκπομπής και της δεύτερης κεραίας λήψης και εκφράζεται επίσης ως h_{12} . Το h_3 αναφέρεται στην συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της δεύτερης κεραίας εκπομπής και της δεύτερης κεραίας λήψης και εκφράζεται επίσης ως h_{22} . Το r_2 αναφέρεται στο σύμβολο που λαμβάνεται στην δεύτερη κεραία λήψης αρχικά. Όμοια το r_3 αναφέρεται στο σύμβολο που λαμβάνεται στην συνέχεια στην δεύτερη κεραία λήψης. Σημειώνεται ότι τα σύμβολα s_0 και s_1 εξακολουθούν να έχουν την ίδια σημασία με αυτήν που είχαν στο 2x1 σύστημα. Επίσης διατηρείται ο αρχικός τρόπος περιγραφής για τα δυο πρώτα σύμβολα που μεταδίδονται και η ακόλουθη γενίκευση για όλα τα σύμβολα.

Η βαθμίδα που δημιουργήθηκε δέχεται έξι εισόδους. Η πρώτη είσοδος είναι η έξοδος της βαθμίδας boxR1, που περιέχει το αποδιαμορφωμένο σήμα από την πρώτη κεραία λήψης. Η τέταρτη είσοδος είναι η έξοδος της βαθμίδας boxR1, που περιέχει το αποδιαμορφωμένο σήμα από την δεύτερη κεραία λήψης. Οι άλλες τέσσερις εισοδοί δέχονται εκτιμήσεις της συνάρτησης μεταφοράς των καναλιών. Στο σύστημα μας υποθέτουμε τέλεια γνώση των καναλιών. Για αυτόν τον λόγο συνδέουμε στις αντίστοιχες εισόδους της βαθμίδας Box_AlamDec_2x2 τις πηγές ConstCx με τις αντίστοιχες παραμέτρους εισόδου.

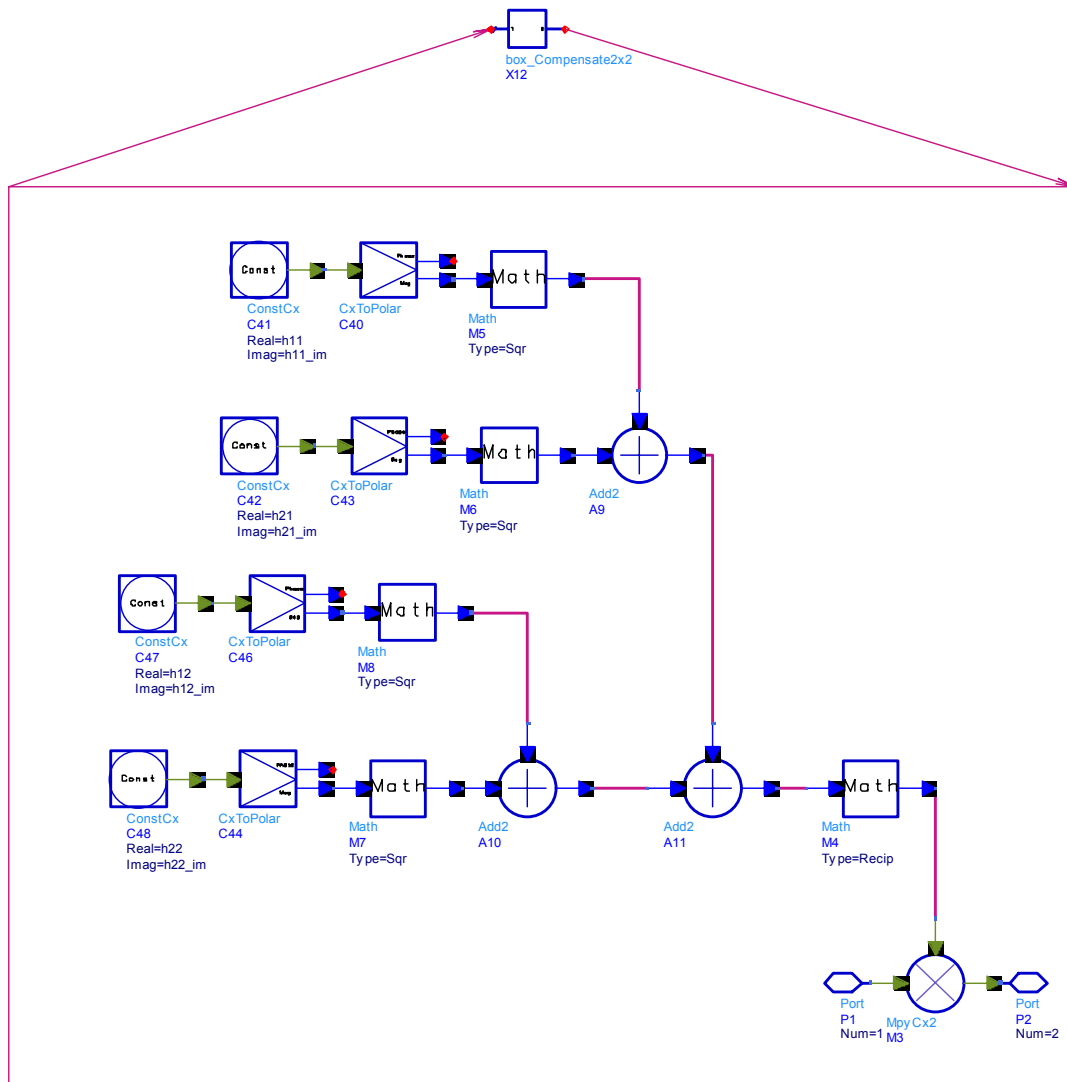
Η χρήση των δυο βαθμίδων Box_AlamDecoder επιλέχθηκε ύστερα από προσεκτική παρατήρηση των τύπων που δίνουν την εκτίμηση των συμβόλων s_0 και s_1 .

Η μια βαθμίδα Box_AlamDecoder δέχεται το αποδιαμορφωμένο σήμα εξόδου από την πρώτη κεραία λήψης και τις εκτιμήσεις των h_0 και h_1 . Στην συνέχεια τροφοδοτεί την έξοδο της, η οποία φυσικά είναι ίδια με την περίπτωση ενός 2x1 συστήματος, σε έναν αθροιστή AddCx2. Δηλαδή, η εκτίμηση της για το s_0 είναι $(r_0 \cdot h_0^* + r_1 \cdot h_1^*)$ και για το s_1 είναι $(r_0 \cdot h_1^* - r_1 \cdot h_0^*)$.

Η άλλη βαθμίδα Box_AlamDecoder δέχεται το αποδιαμορφωμένο σήμα εξόδου από την δεύτερη κεραία λήψης και τις εκτιμήσεις των h_2 και h_3 . Οπότε οι έξοδοι του προκύπτουν σε αντιστοιχία με την περίπτωση 2x1, θέτοντας όπου r_0 το r_2 , όπου h_0 το h_2 , όπου r_1 το r_3 και όπου h_1 το h_3 . Δηλαδή, η εκτίμηση της για το s_0 είναι $(r_2 \cdot h_2^* + r_3 \cdot h_3^*)$ και για το s_1 είναι $(r_2 \cdot h_3^* - r_3 \cdot h_2^*)$. Στην συνέχεια τροφοδοτεί την έξοδο της στην άλλη είσοδο του αθροιστή AddCx2.

Αποτέλεσμα των παραπάνω είναι να προκύψει στην έξοδο του αθροιστή AddCx2 η επιθυμητή εκτίμηση των συμβόλων s_0 και s_1 . Δηλαδή, η τελική εκτίμηση του για το s_0 είναι $(r_0 \cdot h_0^* + r_1 \cdot h_1^* + r_2 \cdot h_2^* + r_3 \cdot h_3^*)$ και για το s_1 είναι $(r_0 \cdot h_1^* - r_1 \cdot h_0^* + r_2 \cdot h_3^* - r_3 \cdot h_2^*)$. Με αυτόν τον τρόπο κατασκευάστηκαν οι σχέσεις 2-32 και 2-33 αντίστοιχα.

Στην συνέχεια γίνεται αντιστάθμιση για τους ίδιους λόγους που έγινε για το 2x1 σύστημα. Η αντιστάθμιση αυτή γίνεται στη βαθμίδα Box_Compensate2x2 που δημιουργήθηκε για τις ανάγκες της προσομοίωσης. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα της στο σχήμα 4-38.



ΣΧΗΜΑ: 4-38 ΒΑΘΜΙΑ Box_Compensate2x2

Η λειτουργία της είναι αντίστοιχη με αυτήν που περιγράφηκε για τη box_Compensate2x1 με την διαφορά ότι πρέπει να αντισταθμιστεί η επίδραση τεσσάρων καναλιών. Οπότε αθροίζονται τα τετράγωνα των μέτρων των συναρτήσεων μεταφοράς των τεσσάρων καναλιών και στην συνέχεια αντιστρέφεται αυτή η τιμή πριν τροφοδοτηθεί στην μια είσοδο του πολλαπλασιαστή MpyCx2.

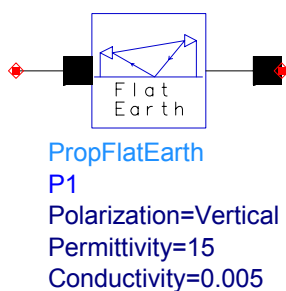
Στην συνέχεια η έξοδος της βαθμίδας Box_Compensate2x2 τροφοδοτείται στην είσοδο της βαθμίδας boxR2, όπου γίνεται η αποδιαμόρφωση των 16QAM συμβόλων και η αποδιεμπλοκή (deinterleaving) της ακολουθίας από bits που δημιουργήθηκε.

Σε αυτό το σημείο έχει ολοκληρωθεί η προσπάθεια ανασύνθεσης της αρχικής ακολουθίας bits. Ακολουθεί η μέτρηση του ρυθμού λανθασμένων bits (BER) με χρήση της βαθμίδας BER_FER.

4.4 ΤΥΠΟΙ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΜΕΛΕΤΗΣ

4.4.1 ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)

Ένας τύπος καναλιού που επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί σε κάποιες από τις περιπτώσεις που προσομοιώθηκαν είναι η βαθμίδα PropFlatEarth του σχήματος 4-39.



ΣΧΗΜΑ: 4-39 ΒΑΘΜΙΔΑ PropFlatEarth

Η βαθμίδα αυτή υλοποιεί το μοντέλο της επίπεδης επιφάνειας, θεωρώντας ότι υπάρχει μια απευθείας διαδιδόμενη συνιστώσα και μια ανακλώμενη (Direct and Reflected Ray Propagation Model).

Δέχεται ως παραμέτρους εισόδου τον τύπο της πόλωσης (Polarization), την μέση σχετική επιτρεπτότητα του εδάφους (Permittivity) και την μέση αγωγιμότητα του εδάφους (Conductivity). Το σήμα που λαμβάνεται είναι το άθροισμα των συνεισφορών από τις απευθείας και τις ανακλώμενες συνιστώσες.

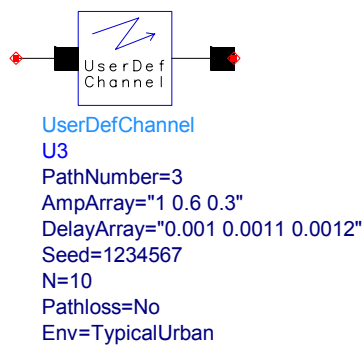
Ακολουθεί ο πίνακας του σχήματος 4-40 με τυπικές τιμές των παραμέτρων αυτών για διάφορους τύπους επιφάνειας.

Type of Surface	Average ϵ_r	Average σ (mho/meter)
Fresh water (lakes and rivers)	81	0.001
Sea water	81	5.0
Good ground	25	0.02
Average ground	15	0.005
Poor ground	4	0.001
Mountains		0.00075

ΣΧΗΜΑ: 4-40 ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕ ΤΙΜΕΣ ΕΠΙΤΡΕΠΤΟΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑΣ

4.4.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

Ένας άλλος τύπος καναλιού που επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί σε κάποιες από τις περιπτώσεις που προσομοιώθηκαν είναι η βαθμίδα UserDefChannel που ακολουθεί στο σχήμα 4-41.



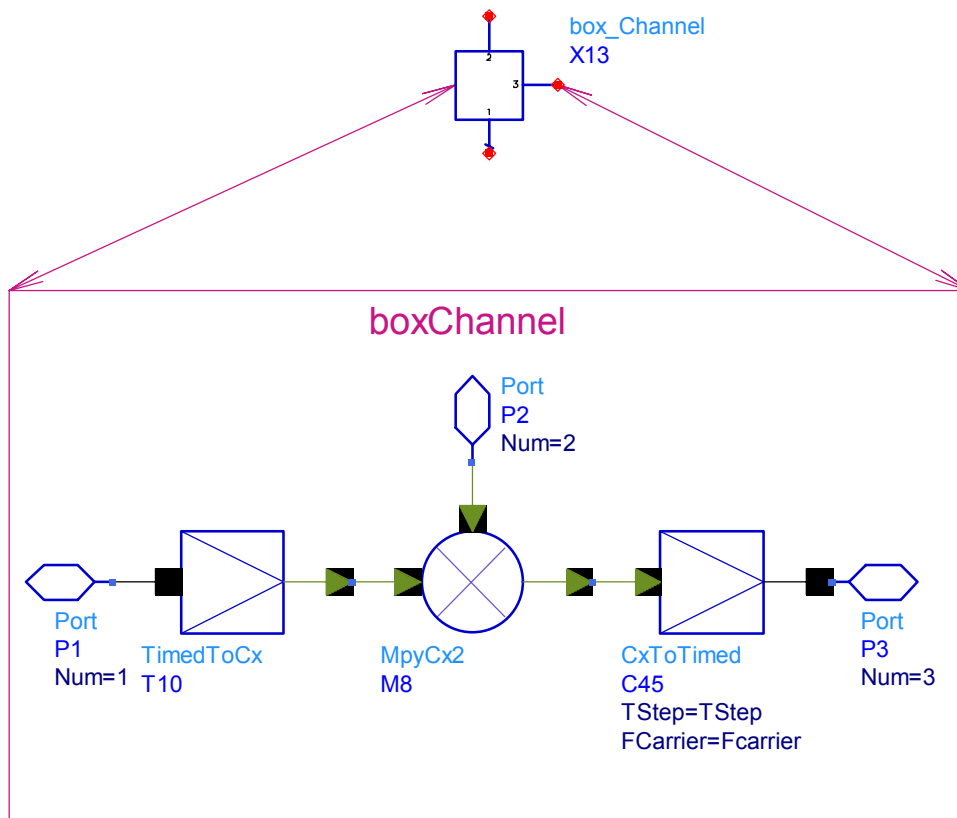
ΣΧΗΜΑ: 4-41 ΒΑΘΜΙΔΑ UserDefChannel

Ο τύπος του καναλιού που επιλέχθηκε παίρνει ως παραμέτρους: τον αριθμό των διαδρομών που υπάρχουν (PathNumber), τον πίνακα με τα πλάτη των συνιστωσών που διαδίδονται (AmpArray), τον πίνακα με τις καθυστερήσεις των συνιστωσών που διαδίδονται σε msec (DelayArray), έναν ακέραιο αριθμό για την δημιουργία συνθηκών τυχαιότητας (Seed), έναν ακέραιο αριθμό για τον προσδιορισμό των ημιτονοειδών κυμάτων στο μοντέλο του Jakes (N), την επιλογή του κατά πόσο θα συμπεριληφθούν απώλειες μεγάλης κλίμακος (Pathloss) και την επιλογή του τύπου του περιβάλλοντος (Env).

Οπότε είναι εύκολο να δημιουργηθούν πολλοί διαφορετικοί τύποι καναλιών, λόγω του μεγάλου βαθμού ελευθερίας που εξασφαλίζεται από την πληθώρα των παραμέτρων εισόδου.

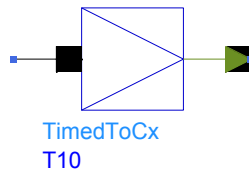
4.4.3 ΒΑΘΜΙΔΑ ΕΙΣΑΓΩΓΗΣ ΦΑΣΗΣ ΣΤΟΝ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟ

Η βαθμίδα που υλοποιεί αυτό το κανάλι δεν προϋπήρχε στο ADS. Δημιουργήθηκε για τις ανάγκες της προσομοίωσης. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα της στο σχήμα 4-42.



ΣΧΗΜΑ: 4-42 ΒΑΘΜΙΔΑ BoxChannel

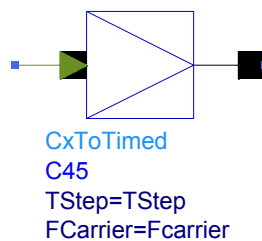
Αποτελείται από τις βαθμίδες: TimedToCx, MpyCx2 και CxToTimed. Η βαθμίδα TimedToCx (σχήμα 4-43) είναι ένας μετατροπέας σήματος. Μετατρέπει ένα σήμα από το πεδίο πραγματικού χρόνου (timed domain) στο πεδίο διακριτών σημάτων (numeric domain).



ΣΧΗΜΑ: 4-43 ΒΑΘΜΙΔΑ TimedToCx

Ύστερα από την μετατροπή αυτή, το σήμα μπαίνει ως είσοδος σε ένα πολλαπλασιαστή MpyCx2, η λειτουργία του οποίου έχει περιγραφεί ήδη. Στην άλλη είσοδο του πολλαπλασιαστή συνδέεται μια βαθμίδα ConstCx, που έχει τα επιθυμητά χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού περασμένα στις παραμέτρους εισόδου του. Ο ορισμός των χαρακτηριστικών αυτών γίνεται όπως στο σχήμα 4-29. Οπότε με τον πολλαπλασιασμό του σήματος με την συνάρτηση μεταφοράς προκύπτει το σήμα που θα ληφθεί στην κεραία του δέκτη.

Στην συνέχεια γίνεται η αντίστροφη μετατροπή από αυτή που έγινε στον μετατροπέα TimedToCx. Η μετατροπή αυτή γίνεται με χρήση της βαθμίδας CxToTimed (σχήμα 4-44).



ΣΧΗΜΑ: 4-44 ΒΑΘΜΙΔΑ CxToTimed

Η βαθμίδα αυτή έχει τις εξής παραμέτρους εισόδου: το χρονικό βήμα της μετατροπής (TStep) και την φέρουσα συχνότητα.(FCarrier). Η ανάθεση των τιμών στις παραμέτρους εισόδου γίνεται μέσω των ομώνυμων μεταβλητών που έχουν οριστεί.

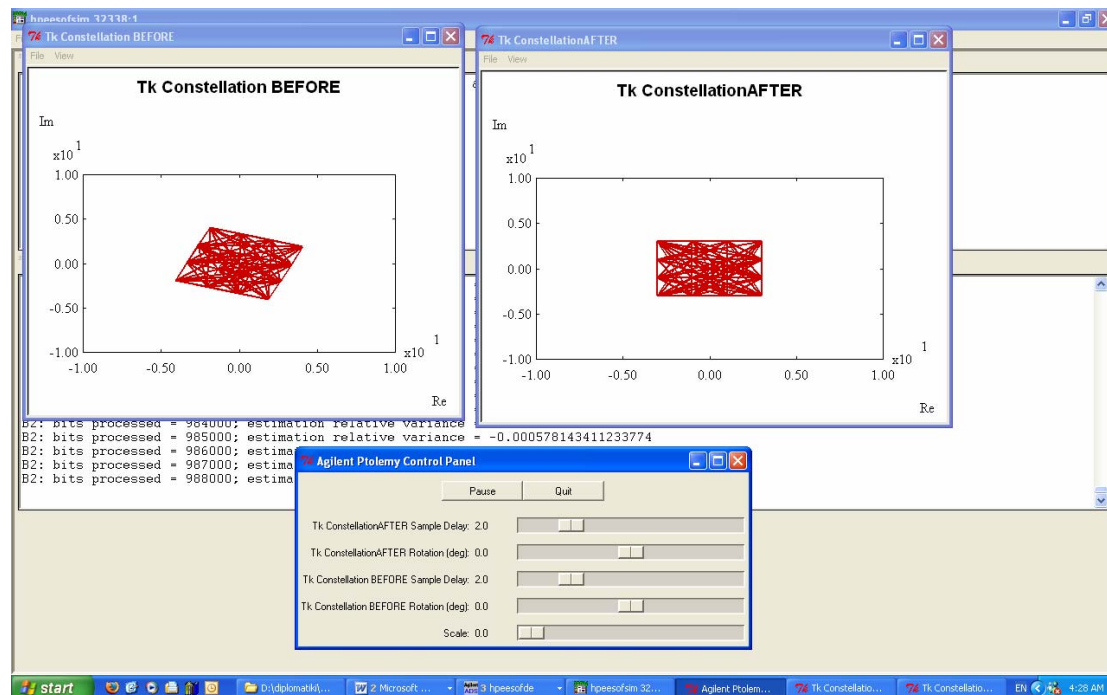
4.5 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ

4.5.1 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ (VRef)

Σε αυτήν την ενότητα περιγράφεται η διαδικασία με την οποία προσδιορίζεται η τιμή της παραμέτρου VRef της βαθμίδας QAM_ModExtOsc. Η τιμή αυτή πρέπει να ρυθμίζεται για κάθε διαφορετικό τύπο καναλιού.

Στο αρχικό στάδιο απενεργοποιούνται οι πηγές θορύβου του συστήματος, έτσι ώστε να είναι πιο εύκολος ο προσδιορισμός της συμπεριφοράς του συστήματος χωρίς να υπάρχει η επίδραση του θορύβου. Επίσης απενεργοποιείται ο ελεγκτής παραμέτρων σάρωσης ParamSweep για να απεικονίζονται οι σημαντικοί αστερισμοί που προκύπτουν ως έξοδος στην οθόνη από τη βαθμίδα TkConstellation.

Ακολουθεί η εικόνα του σχήματος 4-45 που προέκυψε κατά την διάρκεια της προσομοίωσης και δείχνει τον σημαντικό αστερισμό των συμβόλων πριν και μετά από τη βαθμίδα QAM16Slicer.



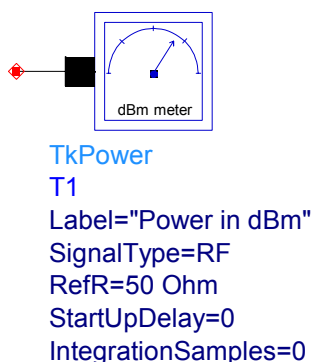
ΣΧΗΜΑ: 4-45 ΣΗΜΑΤΙΚΟΙ ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΙ

Στην συνέχεια μεταβάλλουμε την τιμή του VRef έτσι ώστε ο σημαντικός αστερισμός να είναι πλήρης – να περιέχει, δηλαδή, όλα τα σημεία του πλέγματος που

αντιστοιχούν σε όλα τα δυνατά σύμβολα. Στο επόμενο στάδιο, ελέγχοντας πάντοτε να μην παραβιαστεί η συνθήκη που ορίστηκε προηγουμένως, μεταβάλλουμε την τιμή του VRef με σκοπό να ελαχιστοποιήσουμε το μετρούμενο BER. Η τιμή στην οποία καταλήγουμε είναι η τελική τιμή του VRef.

4.5.2 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ noise1

Σε αυτήν την ενότητα περιγράφεται η διαδικασία με την οποία προσδιορίζεται η τιμή της παραμέτρου noise1 της βαθμίδας IID_Gaussian. Για να προσδιοριστεί αυτή η τιμή συνδέθηκε στην έξοδο μιας βαθμίδας boxNoise η βαθμίδα του σχήματος 4-46.



ΣΧΗΜΑ: 4-46 ΒΑΘΜΙΔΑ TkPower

Η βαθμίδα TkPower μετράει την μέση ισχύ του σήματος εισόδου του σε dBm. Το σήμα εισόδου του πρέπει να είναι πραγματικού χρόνου (timed domain). Έχει διάφορες παραμέτρους εισόδου: τον τύπο του σήματος – αν είναι RF ή βασικής ζώνης - (SignalType), την αντίσταση αναφοράς (RefR), τα δείγματα ολοκλήρωσης (IntegrationSamples). Αν τα δείγματα ολοκλήρωσης (IntegrationSamples) έχουν μηδενική τιμή, τότε η μέση τιμή της μετρούμενης ισχύος υπολογίζεται για το χρονικό διάστημα της προσομοίωσης από την έναρξη της μέχρι την τρέχουσα χρονική στιγμή. Αν η τιμή αυτή είναι θετική, τότε η μέση τιμή της μετρούμενης ισχύος υπολογίζεται περιοδικά για διάστημα αποτελούμενο από IntegrationSamples δείγματα.

Ύστερα από την μέτρηση της ισχύος και γνωρίζοντας τις τιμές των παραμέτρων εισόδου της βαθμίδας IID_Gaussian, δηλαδή την μέση τιμή της κατανομής (Mean) και την διακύμανση της (Variance), υπολογίστηκε η διακύμανση

συναρτήσει της ισχύος του θορύβου. Η ανάθεση τιμών στην διακύμανση (Variance) γίνεται μέσω της μεταβλητής noise1. Με αυτόν τον τρόπο προέκυψε η σχέση (4-4).

4.5.3 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ Eb(dB)

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η μεταβλητή Eb(dB) είναι η ενέργεια ενός bit σε dB. Η σχέση 4-2 αποτελεί την σχέση ορισμού της και προκύπτει από την παρακάτω διαδικασία. Αρχικά ορίζουμε τα μεγέθη E_S , P_{ESref} και T_S .

Η ενέργεια ενός συμβόλου είναι ίση με E_S . Η ισχύς του σήματος πληροφορίας (δηλαδή του σήματος χωρίς την προσθήκη θορύβου) σε Watt είναι ίση με P_{ESref} . Επίσης ορίζεται η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου T_S . Είναι γνωστή η σχέση 4-12.

$$E_S = P_{ESref} \cdot T_S$$

ΣΧΕΣΗ: 4-12

Θεωρώντας ότι η ισχύς κάθε συμβόλου είναι ισοκατανεμημένη στα bits από τα οποία αποτελείται, προκύπτει η σχέση 4-13. Έχει γίνει η θεώρηση ότι κάθε σύμβολο αποτελείται από L bits (L bits/symbol, 2^L : τάξη διαμόρφωσης).

$$Eb = \frac{E_S}{L}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-13

Αντικαθιστώντας την σχέση 4-13 στην σχέση 4-12 και θεωρώντας ότι η διάρκεια ενός bit ισούται με την διάρκεια του συμβόλου δια τον αριθμό των bits από τα οποία αποτελείται κάθε σύμβολο (L), προκύπτει η σχέση 4-14.

$$Eb = P_{ESref} \cdot T_b$$

ΣΧΕΣΗ: 4-14

Όπου T_b είναι η χρονική διάρκεια ενός bit. Μετατρέποντας, τώρα, την σχέση αυτή στην αντίστοιχη με μονάδα μέτρησης του Eb τα dB, έχουμε την ζητούμενη σχέση.

$$Eb \text{ (dB)} = 10 \cdot \log(P_{ESref} \text{ (W)} \cdot T_b \text{ (s)})$$

ΣΧΕΣΗ: 4-15

4.5.4 ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ Num Bits

Η μεταβλητή Num_Bits ορίζει τον αριθμό των bits που θα μεταδοθούν από το σύστημα κατά την διάρκεια της προσομοίωσης και σχετίζεται με τον επιθυμητό βαθμό αξιοπιστίας ως προς τον ρυθμό λανθασμένων bits (BER), όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 4.2.2.

Για να είναι μια μέτρηση ρυθμού λανθασμένων bits (BER) στατιστικά αξιόπιστη πρέπει ο αριθμός των bits που μεταδίδονται να είναι πολύ μεγαλύτερος από $1/BER$. Για παράδειγμα για να είναι αξιόπιστη μια μέτρηση που δίνει ρυθμό λανθασμένων bits (BER) 10^{-6} πρέπει να έχουν μεταδοθεί πολύ περισσότερα από 10^6 bits.

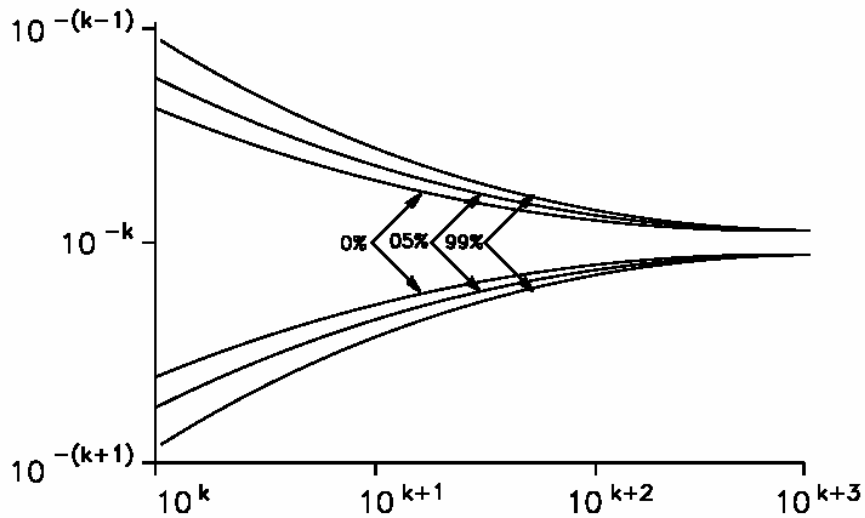
Ισχύει ότι η σχετική διακύμανση (VAR) του ρυθμού λανθασμένων bits (BER), για μέτρηση κατά την οποία μεταδόθηκαν N bits, δίνεται από την σχέση 4-16.

$$VAR = \frac{1 - BER}{BER \cdot N}$$

ΣΧΕΣΗ: 4-16

Οπότε για ρυθμό λανθασμένων bits (BER) 10^{-6} με σχετική διακύμανση 0.01, πρέπει να έχουν μεταδοθεί περίπου 10^8 bits.

Κατά αυτόν τον τρόπο προσδιορίζεται η μεταβλητή Num_Bits. Επιλέγεται, δηλαδή, η επιθυμητή σχετική διακύμανση και εφαρμόζεται η σχέση 4-16 για την ελάχιστη τιμή του ρυθμού λανθασμένων bits (BER) που επιτυγχάνει το σύστημα κατά την διάρκεια της προσομοίωσης. Η τιμή του N που προκύπτει είναι η τιμή που αναθέτουμε στην μεταβλητή Num_Bits.



ΣΧΗΜΑ: 4-47 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΒΑΘΜΟΥ ΕΜΠΙΣΤΟΣΥΝΗΣ

Ο αριθμός των bits που απαιτείται να μεταδοθεί κατά την διάρκεια μιας μέτρησης προσδιορίζεται ρυθμίζοντας την επιθυμητή σχετική διακύμανση. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4-47, για μια μέτρηση BER 10^{-k} κατά την οποία έχουν μεταδοθεί 10^k bits, υπάρχει βαθμός εμπιστοσύνης 99% ότι η πραγματική τιμή του BER βρίσκεται στο διάστημα $0.77 \cdot 10^{-k}$ και $1.3 \cdot 10^{-k}$. Για μικρότερη αβεβαιότητα απαιτείται μικρότερη τιμή σχετικής διακύμανσης. Όμως, για μικρότερη τιμή σχετικής διακύμανσης απαιτείται μετάδοση μεγαλύτερου αριθμού bits.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΓΙΑ ΠΟΙΚΙΛΑ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την προσομοίωση συστημάτων μιας εισόδου μιας εξόδου (SISO), πολλαπλών εισόδων μιας εξόδου (MISO) και πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (MIMO) για διάφορους τύπους ραδιοδιαύλων. Για την αξιολόγηση της επίδοσης των συστημάτων αυτών σχεδιάστηκαν διαγράμματα ρυθμού λανθασμένων bits (BER) συναρτήσεως του λόγου της ενέργειας bit προς ενέργεια του θορύβου (E_b/N_0). Το σύστημα, ο τύπος του ραδιοδιαύλου καθώς και οι παράμετροι εισόδου που εξετάζονται σε κάθε ένα από τα σενάρια, προσδιορίζονται στην αντίστοιχη υποσημείωση του κάθε διαγράμματος.

5.2 ΕΠΙΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΙΑΣ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΜΙΑΣ ΕΞΟΔΟΥ (SISO)

5.2.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΛΕΥΚΟΥ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (AWGN)

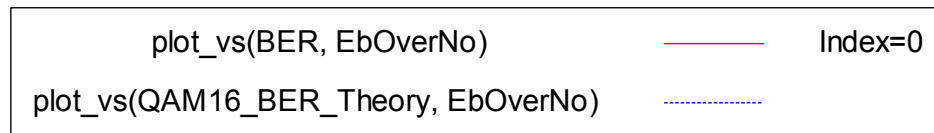
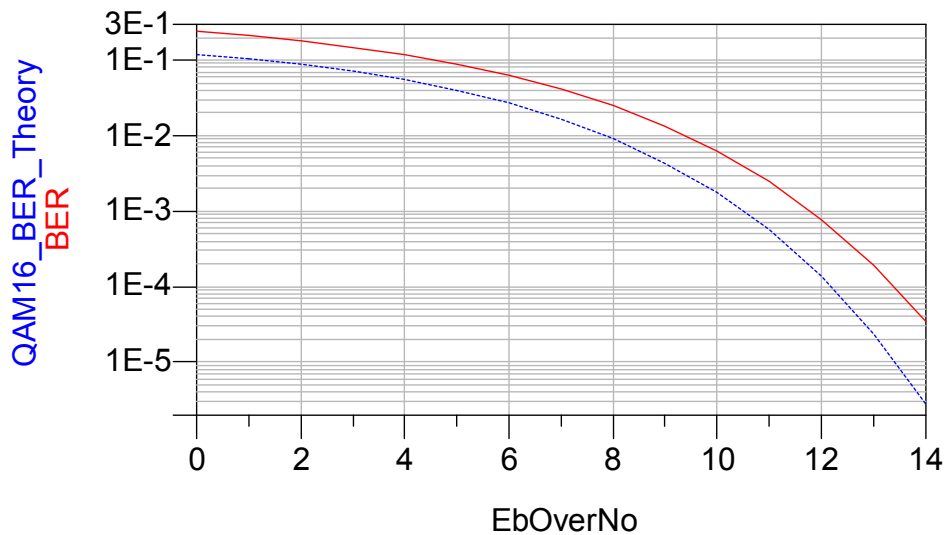
Στην πιο απλή περίπτωση θεωρήσαμε ότι υπήρξε μόνο η επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN) στο σύστημα μας. Για τον σκοπό αυτό είχε δημιουργηθεί η βαθμίδα BoxNoise, η οποία έχει ως έξοδο θόρυβο τέτοιου τύπου. Οπότε το σύστημα που προσομοιώθηκε σε αυτήν την περίπτωση είναι το σύστημα του σχήματος 4-1.

5.2.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

Ακολουθεί διάγραμμα που δείχνει το ρυθμό λανθασμένων bit (BER) συναρτήσεως του λόγου της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του σήματος θορύβου (E_b/N_0) σε dB. Μαζί με την καμπύλη που δείχνει την επίδοση του συστήματος

σχεδιάζουμε και την αντίστοιχη θεωρητική για 16QAM διαμόρφωση και επίδραση μόνο λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN).

Σε αυτό το διάγραμμα, όπως και σε όλα τα αντίστοιχα που ακολουθούν, ο άξονας y είναι σε λογαριθμική κλίμακα.



ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-1 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΟΝΟ ΜΕ ΛΕΥΚΟ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟ ΘΟΡΥΒΟ (AWGN)

5.2.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

Συγκρίνοντας τα δύο διαγράμματα παρατηρούμε ότι το σύστημα μας συμπεριφέρεται παρόμοια με το θεωρητικό ως προς το θόρυβο. Οι δυο καμπύλες, δηλαδή, παρουσιάζουν αντίστοιχη μορφή. Υπάρχει, βέβαια, μια απόκλιση στην επίδοση του συστήματος – για κάθε τιμή του Eb/No το σύστημα μας έχει μεγαλύτερο ρυθμό λανθασμένων bits (BER) από το θεωρητικό. Ισοδύναμα για να επιτευχθεί η ίδια επίδοση σε ρυθμό λανθασμένων bits (BER) απαιτείται μεγαλύτερη τιμή Eb/No.

Για παράδειγμα για να επιτευχθεί BER περίπου 10^{-3} θεωρητικά απαιτούνται 11 dB, ενώ με βάση την προσομοίωση απαιτούνται 12 dB..

Το παραπάνω είναι μέσα στα φυσιολογικά πλαίσια και οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι τα σήματα θεωρούνται αντιποδικά (antipodal) ενώ στην πραγματικότητα δεν είναι. Μια άλλη αιτία που οδηγεί σε αυτήν την απόκλιση είναι ότι η θεωρητική επίδοση του συστήματος έχει υπολογιστεί με την θεώρηση ότι ο θόρυβος του συστήματος είναι “perfectly white”, ενώ ο θόρυβος που παράγεται κατά την διάρκεια της προσομοίωσης δεν είναι.

5.2.1.3 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗΣ ΣΧΕΣΗΣ

Σε αυτή την ενότητα περιγράφεται ο τρόπος υπολογισμού της θεωρητικής σχέσης για τον ρυθμό λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του θορύβου (E_b/N_o) για ένα σύστημα με 16QAM διαμόρφωση και επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN).

Αρχικά υπολογίζεται η σχέση για την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου για ένα σύστημα με M-QAM διαμόρφωση και επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN) [15].

$$P_M = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2$$

ΣΧΕΣΗ: 5-1

Όπου $P_{\sqrt{M}}$, είναι η πιθανότητα λάθους ενός M-PAM συστήματος. Ακολουθεί η σχέση ορισμού της.

$$P_{\sqrt{M}} = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_o}}\right)$$

ΣΧΕΣΗ: 5-2

Αντικαθιστώντας την σχέση 5-2 στην σχέση 5-1 προκύπτει η επιθυμητή σχέση.

$$P_M = 1 - \left(1 - 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_o}}\right)\right)^2$$

ΣΧΕΣΗ: 5-3

Για διαμόρφωση 16QAM, που είναι η χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση, θέτουμε όπου M την τιμή 16. Άρα η σχέση 5-3 γίνεται:

$$P_{16} = 1 - (1 - 1.5 \cdot Q(\sqrt{\frac{3}{15} \frac{E_s}{N_o}}))^2$$

ΣΧΕΣΗ: 5-4

Με το δεδομένο ότι χρησιμοποιείται κωδικοποίηση Gray ισχύει ότι η πιθανότητα λανθασμένου bit ισούται με την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου διαιρεμένη με τον αριθμό των bits ανά σύμβολο. Για διαμόρφωση 16QAM, που είναι η χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση, ο αριθμός των bits ανά σύμβολο είναι 4.

Στην συνέχεια περιγράφεται η διαδικασία υπολογισμού της θεωρητικής σχέσης 5-4 στο ADS. Ύστερα από την εκτέλεση της προσομοίωσης, ορίζεται μια σειρά από εξισώσεις.

Αρχικά ορίζεται η μεταβλητή EbOverNo, η οποία εξισώνεται με την μεταβλητή EbNo του συστήματος που εκφράζει τον λόγο της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του θορύβου (Eb/No) σε dB.

$$\text{Eqn } EbOverNo = BER \cdot DF \cdot EbNo$$

ΣΧΕΣΗ: 5-5

Στην συνέχεια ορίζεται η μεταβλητή EbNo_linear, η οποία είναι ίση με την EbOverNo, αλλά η μονάδα της είναι τα Watt. Ακολουθεί η σχέση ορισμού της μεταβλητής EsNo_linear, η οποία εκφράζει τον λόγο της ενέργειας ενός συμβόλου προς την ενέργεια του θορύβου (Es/No) σε Watt. Η σχέση αυτή προκύπτει θεωρώντας κωδικοποίηση Gray, όπως αναφέρεται και παραπάνω.

$$\text{Eqn } EbNo_linear = 10^{**real}(EbOverNo / 10)$$

(A)

ΣΧΕΣΕΙΣ:

$$\text{Eqn } EsNo_linear = 4 * EbNo_linear$$

(B)

5-6

Ακολουθούν δυο σχέσεις, οι οποίες ουσιαστικά αποτελούν την σχέση 5-4. Έτσι υπολογίζεται η θεωρητική σχέση για την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου στο σύστημα που προσομοιώθηκε.

$$\begin{aligned} \text{Eqn } Q_{\text{sqrt_3EsNo_over_15}} &= (1 - \text{erf}(\text{sqrt}(3 * \text{EsNo_linear} / 15) / \text{sqrt}(2))) / 2 & \text{(A)} \\ \text{Eqn } \text{QAM16_SER_Theory} &= 1 - (1 - 1.5 * Q_{\text{sqrt_3EsNo_over_15}})^2 & \text{(B)} \end{aligned}$$

ΣΧΕΣΕΙΣ:
5-6

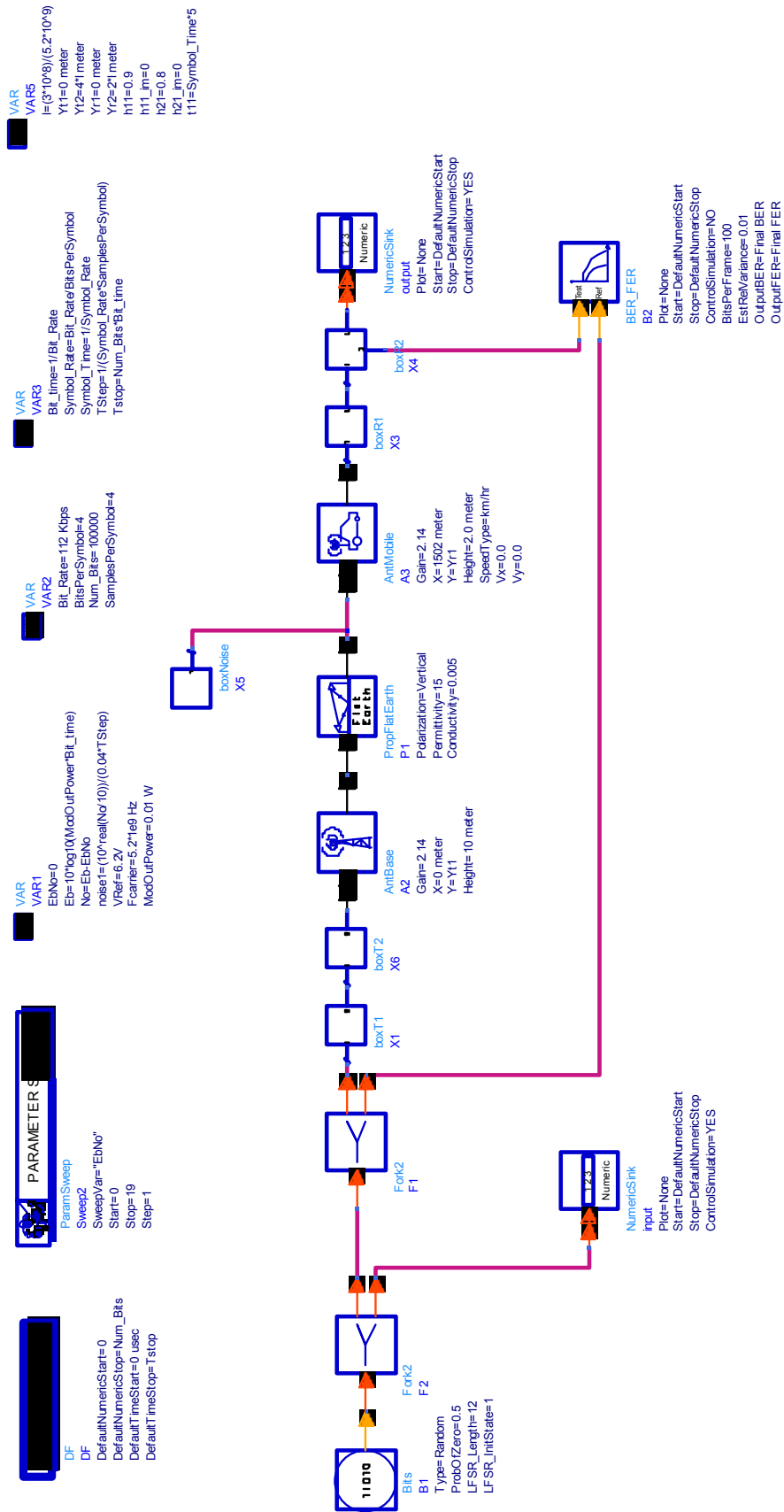
Τέλος ορίζεται η σχέση για τον ρυθμό λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει της σχέσης για την πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου που υπολογίστηκε προηγουμένως.

$$\text{Eqn } \text{QAM16_BER_Theory} = \text{QAM16_SER_Theory} / 4$$

ΣΧΕΣΗ: 5-7

5.2.2 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)

Σε αυτήν την περίπτωση θεωρήθηκε η επίδραση του μοντέλου της επίπεδης επιφάνειας στο σύστημα. Για τον σκοπό αυτό συνδέθηκε μεταξύ του πομπού και του δέκτη ένα κανάλι που δίνει έξοδο τέτοιου τύπου. Οπότε επιλέχθηκε η βαθμίδα PropFlatEarth, η οποία περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.1. Φυσικά θεωρούμε ότι παράλληλα στο σύστημα υπάρχει λευκός προσθετικός θόρυβος. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα που αντιστοιχεί σε αυτήν την περίπτωση (σχήμα 5-1).



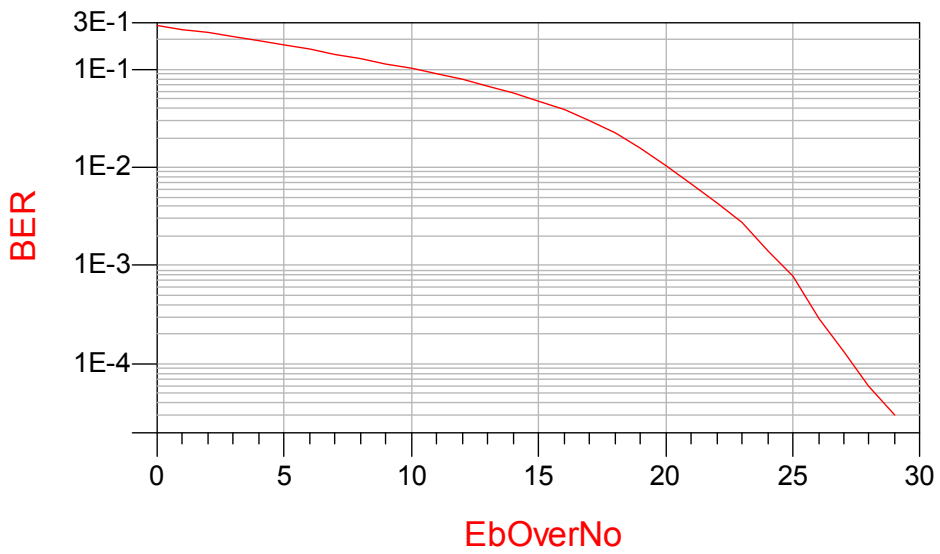
ΣΧΗΜΑ: 5-1 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)

5.2.2.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

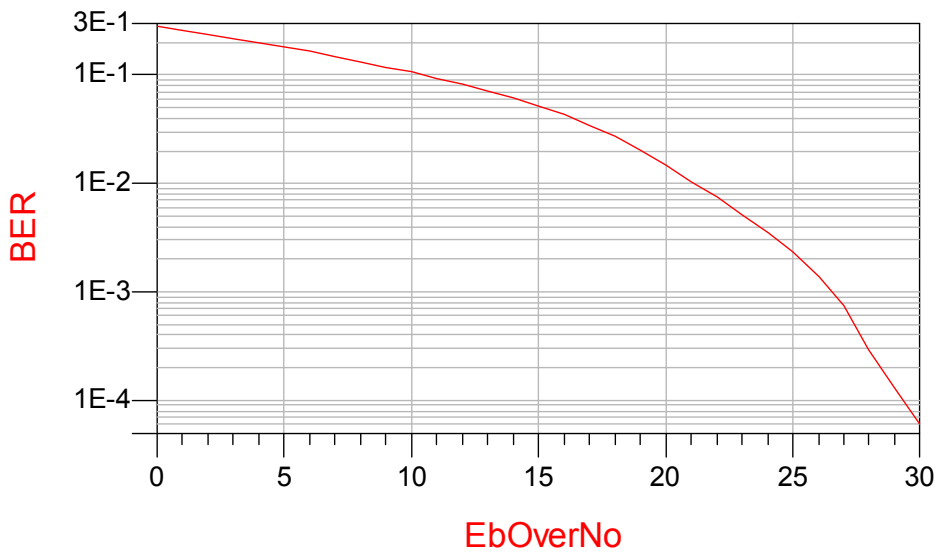
Ο τύπος του καναλιού που επιλέχθηκε για την υλοποίηση του μοντέλου της επίπεδης επιφάνειας παίρνει διάφορες παραμέτρους εισόδου: την πόλωση (Polarization), την επιτρεπτότητα (Permittivity) και την αγωγιμότητα (Conductivity). Στην συνέχεια ακολουθεί πίνακας με τις περιπτώσεις που επιλέχθηκαν να προσομοιωθούν στο σύστημα μας.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-1		
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)		
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	ΕΠΙΤΡΕΠΤΟΤΗΤΑ (PERMITTIVITY)	ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ (CONDUCTIVITY)
1 (Poor Ground)	4	0.001
2 (Average Ground)	15	0.005
3 (Good Ground)	25	0.02

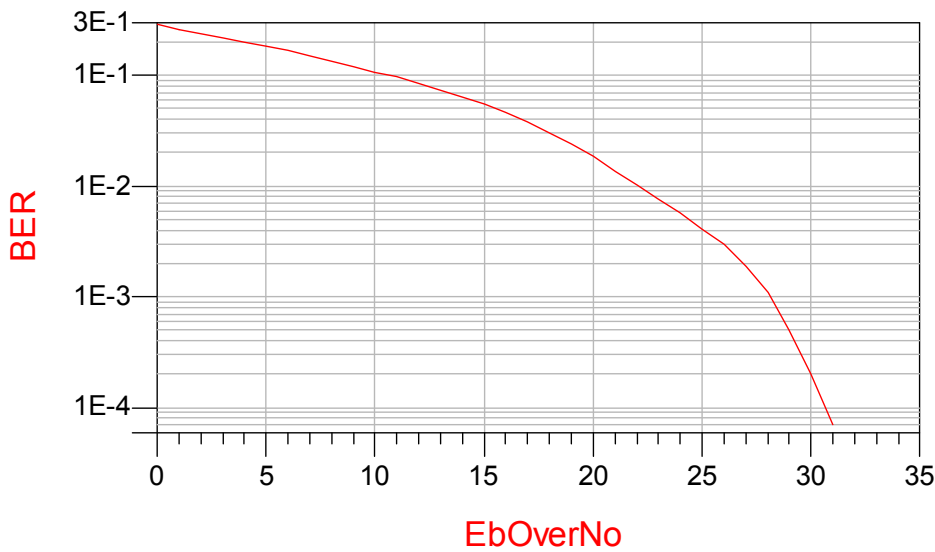
Τα διαγράμματα για κάθε περίπτωση είναι τα εξής:



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-2 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-1</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-3 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-1</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2</i>



ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-4 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-1	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3

5.2.2.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

Συγκρίνοντας τα τρία διαγράμματα παρατηρούμε ότι καλύτερη επίδοση ως προς τον θόρυβο επιτυγχάνεται στην πρώτη περίπτωση και στην συνέχεια στην δεύτερη . Συνεπώς η τρίτη περίπτωση παρουσιάζει την χειρότερη επίδοση ως προς τον ρυθμό λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει του Eb/No.

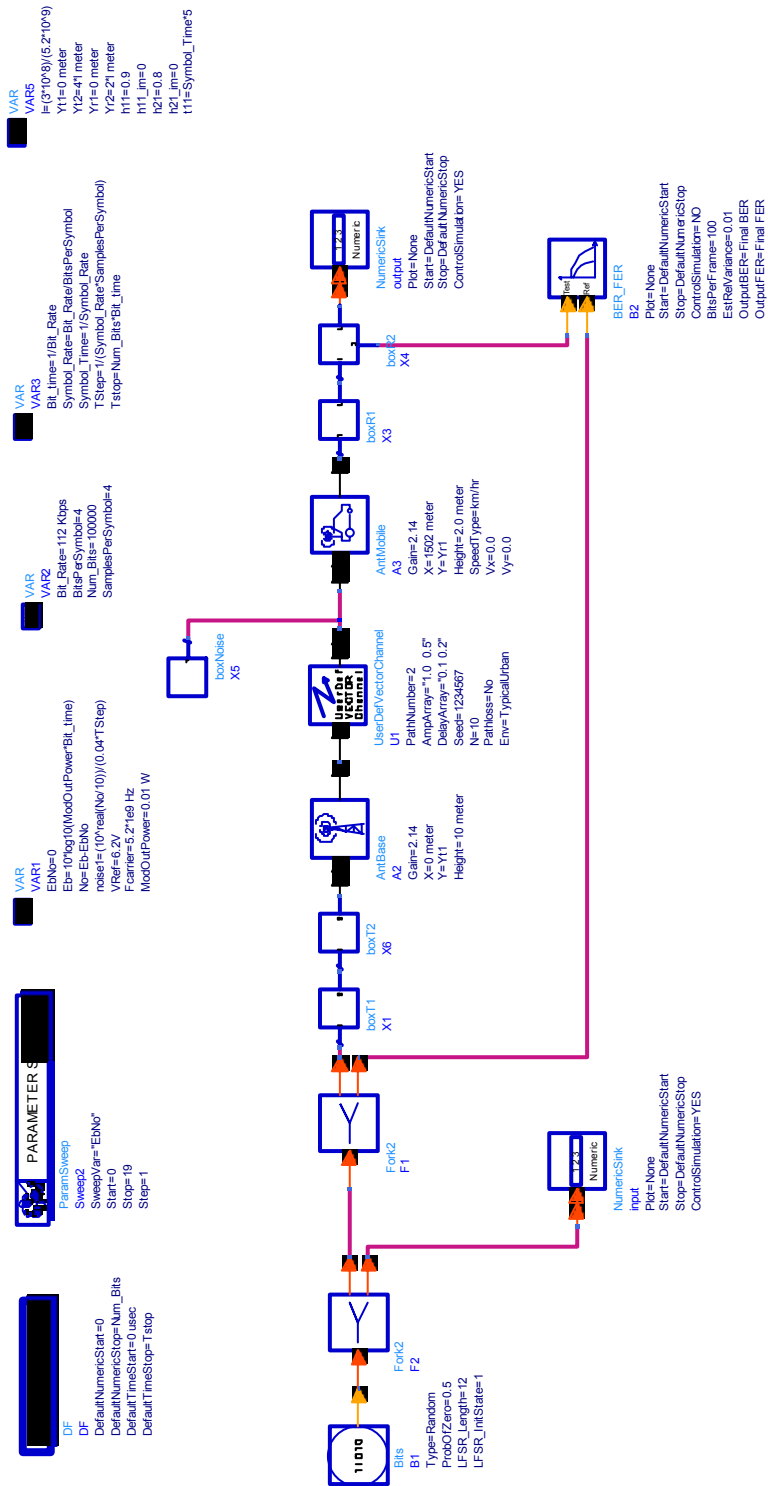
Πιο συγκεκριμένα για να πετύχουμε ρυθμό λανθασμένων bits 10^{-3} (δηλαδή ένα λάθος bit στα 1000) πρέπει στην πρώτη περίπτωση να μεταδίδουμε με τέτοια ισχύ ώστε το Eb/No να είναι 24dB. Ενώ στην δεύτερη και στην τρίτη περίπτωση το Eb/No θα παίρνει τις τιμές 26 dB και 28dB αντίστοιχα. Ομοίως για να πετύχουμε ρυθμό λανθασμένων bits 10^{-4} (δηλαδή ένα λάθος bit στα 10000) πρέπει στην πρώτη περίπτωση να μεταδίδουμε με τέτοια ισχύ ώστε το Eb/No να είναι 27dB. Ενώ στην δεύτερη και στην τρίτη περίπτωση το Eb/No θα παίρνει τις τιμές 29dB και 31dB αντίστοιχα.

Οπότε παρατηρούμε ότι η δεύτερη περίπτωση είναι χειρότερη κατά 2dB από την πρώτη και καλύτερη κατά 2dB από την τρίτη. Συνεπώς, διατυπώνοντας με άλλο τρόπο κάθε περίπτωση παρουσιάζει 2dB χειροτέρευση από την προηγούμενη της.

Αυτό οφείλεται στις διαφορετικές τιμές τις επιτρεπτότητας και της αγωγιμότητας, οι οποίες καθορίζουν τον τύπο της επιφάνειας. Διαφορετικοί τύποι επιφάνειας παρουσιάζουν διαφορετική συμπεριφορά. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης επιβεβαιώνουν ότι το σύστημα που δημιουργήθηκε παρουσιάζει φυσιολογική λειτουργία και επηρεάζεται κατά τον προβλεπόμενο τρόπο από την μεταβολή των συνθηκών λειτουργίας του.

5.2.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

Σε αυτήν την περίπτωση θεωρήσαμε την επίδραση ενός καναλιού που ορίζεται από τον χρήστη. Για τον σκοπό αυτό συνδέθηκε μεταξύ του πομπού και του δέκτη ένα κανάλι τέτοιου τύπου. Οπότε επιλέχθηκε η βαθμίδα UserDefChannel, η οποία περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.2. Φυσικά θεωρούμε ότι παράλληλα στο σύστημα υπάρχει λευκός προσθετικός θόρυβος. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα που αντιστοιχεί σε αυτήν την περίπτωση (σχήμα 5-2).



**ΣΧΗΜΑ: 5-2 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ
(USER DEFINED CHANNEL)**

5.2.3.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

Ο τύπος του καναλιού που επιλέχθηκε παίρνει διάφορες παραμέτρους εισόδου. Στην συνέχεια ακολουθεί πίνακας με τις περιπτώσεις που επιλέχθηκαν να προσομοιωθούν στο σύστημα μας.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-2				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ				
ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ				
(USER DEFINED CHANNEL)				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	Env	Path Number	AmpArray	DelayArray
1	Typical Urban	3	[1 0.6 0.3]	[0.001 0.0011 0.0012]
2	Typical Urban	5	[1 0.9 0.8 0.6 0.3]	[0.00096 0.001 0.00105 0.0011 0.0012]
3 ^a	Typical Urban	7	[1 0.93 0.9 0.84 0.8 0.6 0.3]	[0.00096 0.00098 0.001 0.00105 0.00107 0.0011 0.0012]
3 ^b	Typical Urban	7	[1 0.91 0.9 0.84 0.8 0.6 0.3]	[0.00096 0.00099 0.001 0.00105 0.00107 0.0011 0.0012]
4	Typical Suburban	3	[1 0.6 0.3]	[0.001 0.0013 0.0014]
5 ^a	Typical Suburban	4	[1 0.95 0.6 0.3]	[0.001 0.001001 0.0013 0.0014]
5 ^b	Typical Suburban	4	[1 0.99 0.6 0.3]	[0.001 0.001001 0.0013 0.0014]
6 ^a	Typical Suburban	5	[1 0.99 0.9 0.6 0.3]	[0.001 0.001001 0.001285 0.0013 0.0014]
6 ^b	Typical Suburban	5	[1 0.99 0.9 0.6 0.3]	[0.001 0.001001 0.0011 0.0013 0.0014]
7	Rural Area	2	[1 0.2]	[0.001 0.0016]
8	Rural Area	3	[1 0.45 0.2]	[0.001 0.0015 0.0016]
9	Rural Area	4	[1 0.5 0.45 0.2]	[0.001 0.001015 0.0015 0.0016]

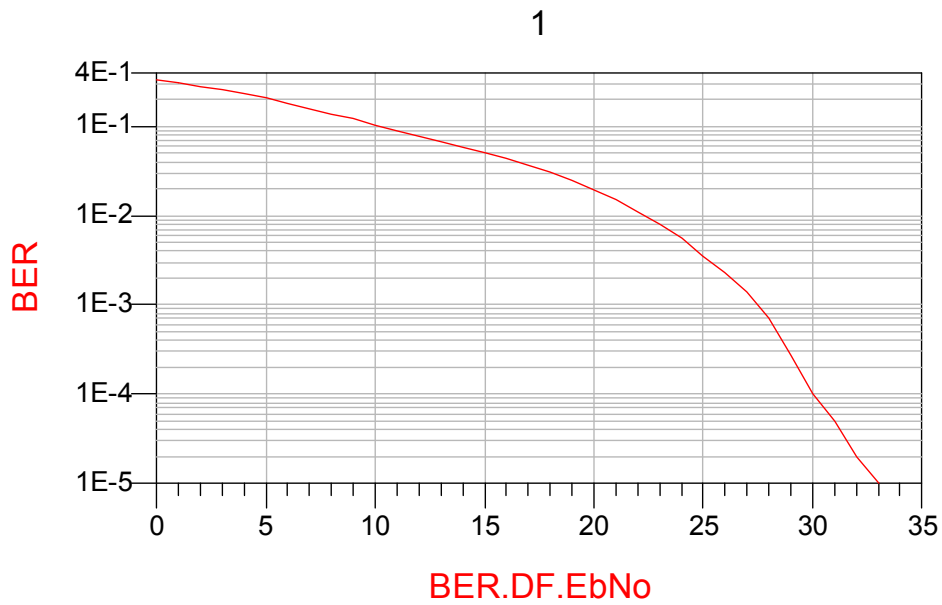
Σε όλες τις περιπτώσεις οι εξής παράμετροι ήταν σταθερές και είχαν τις παρακάτω τιμές:

Seed=1234567

N=10

Pathloss=No

Τα διαγράμματα για κάθε περίπτωση είναι τα εξής:

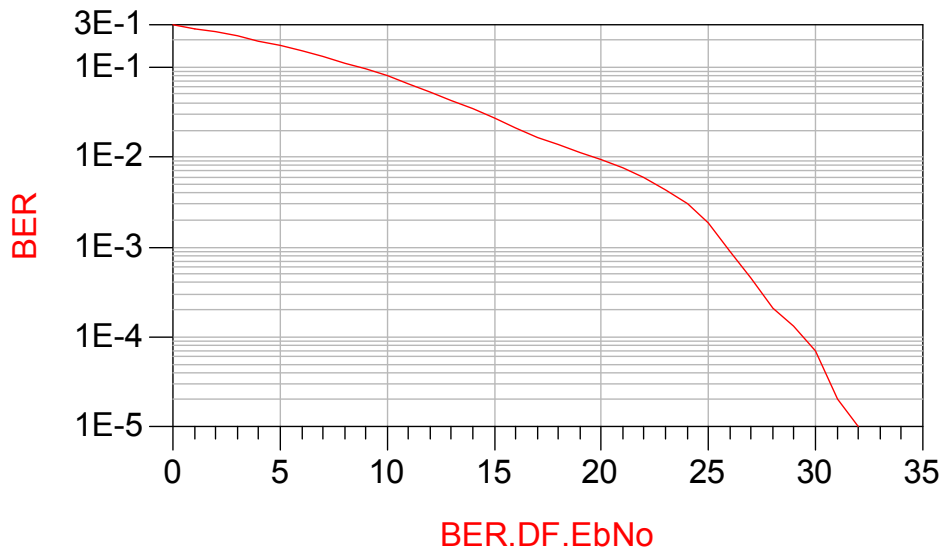


ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-5 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ

ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2

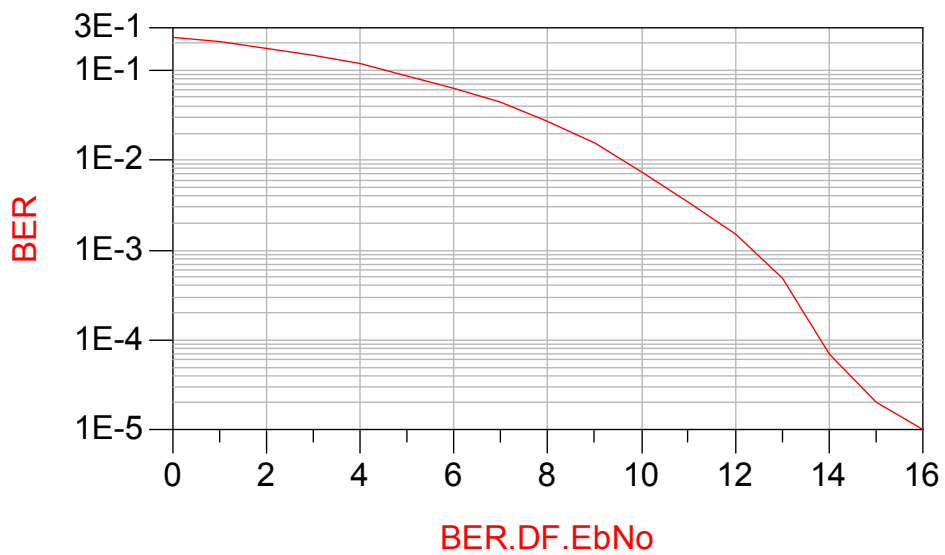
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1

-2-



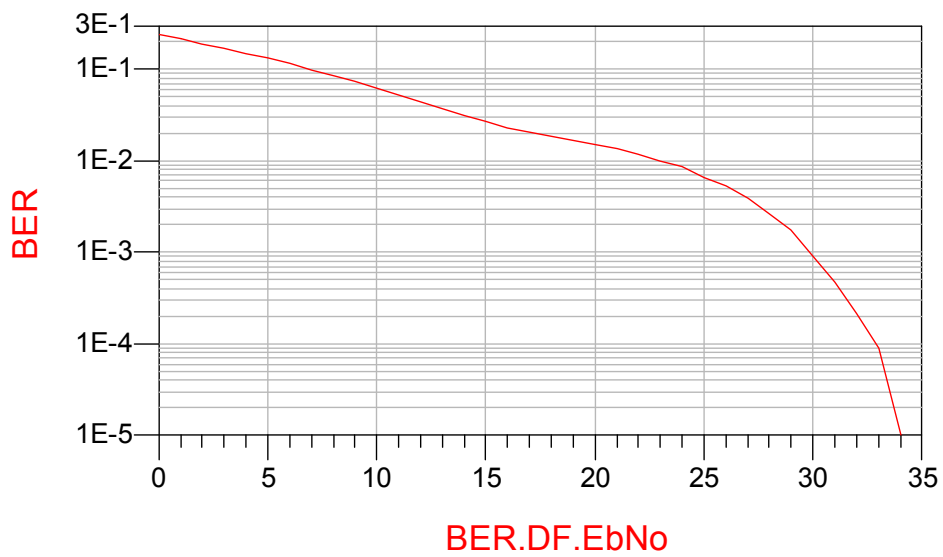
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-6 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2</i>

-3-



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-7 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3^η</i>

-3-

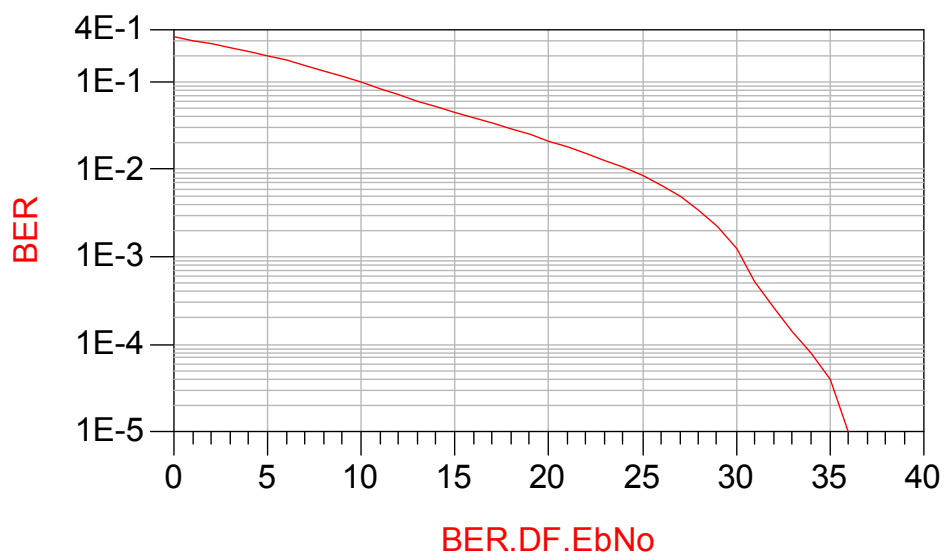


ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-8 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ

ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2

ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3^b

-4-

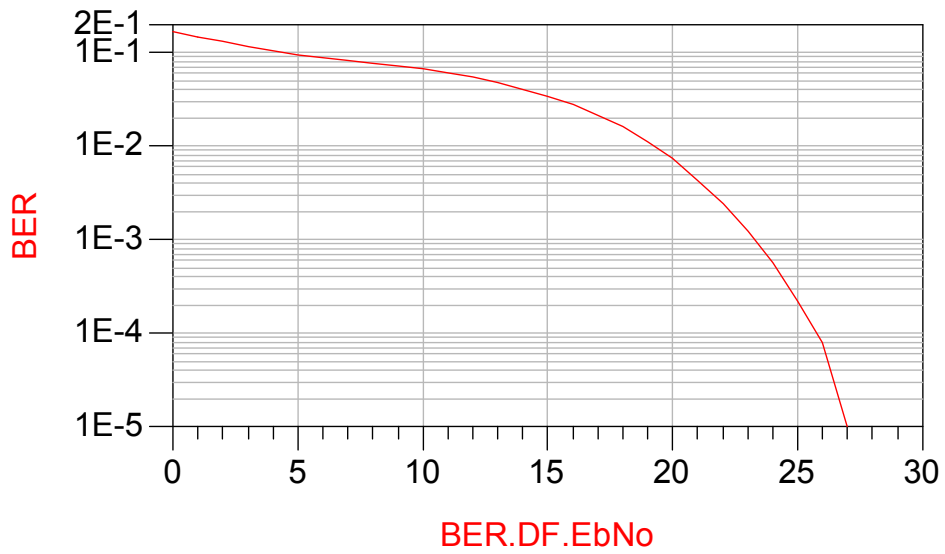


ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-9 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ

ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2

ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 4

-5-

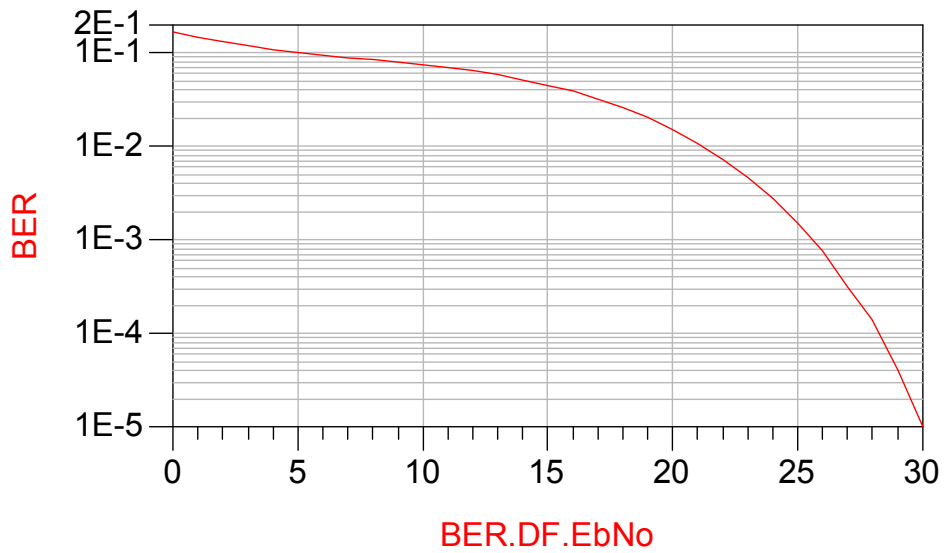


ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-10 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ

ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2

ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5^α

-5-

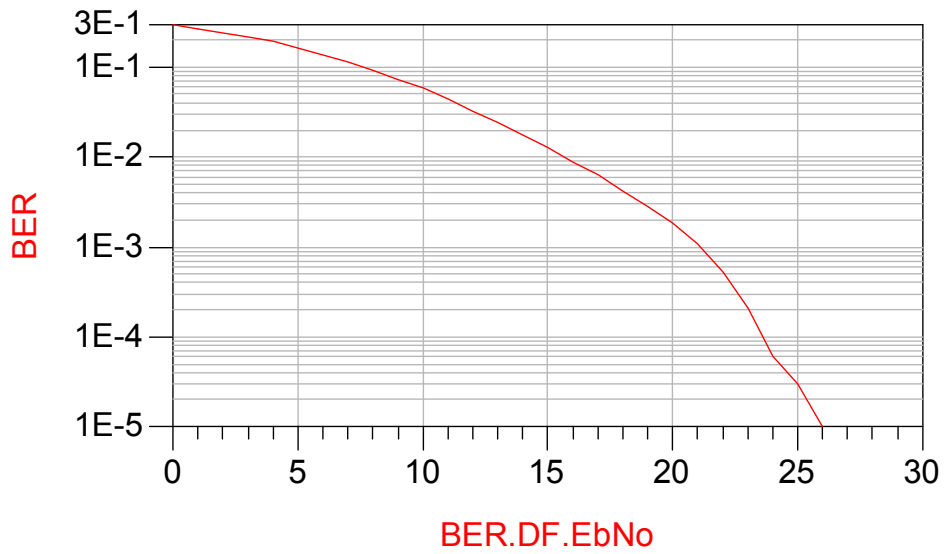


ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-11 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ

ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2

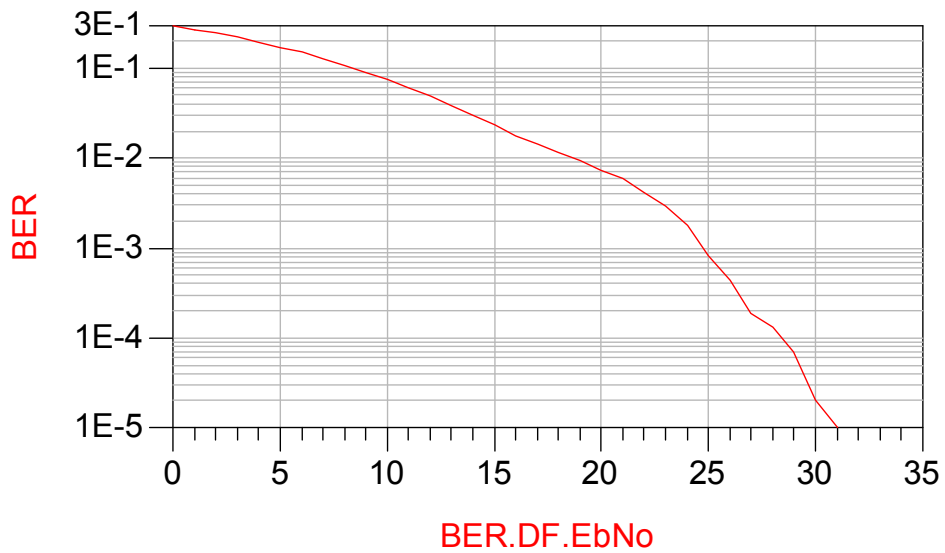
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5^β

-6-



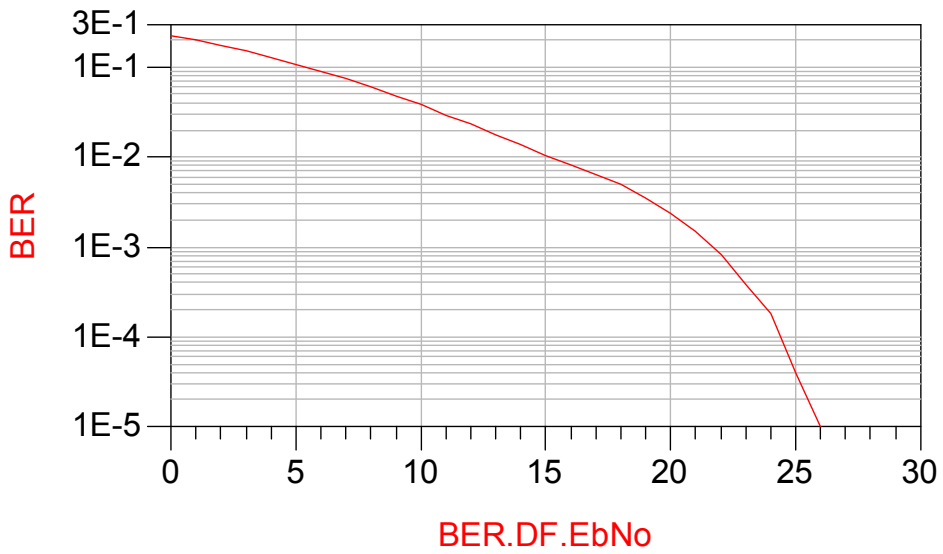
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-12 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 6^a</i>

-6-



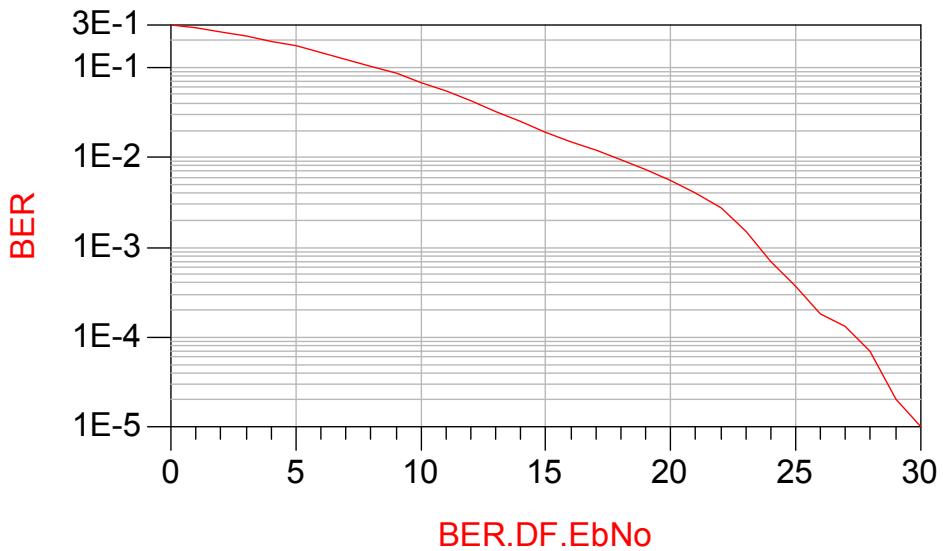
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-13 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 6^b</i>

-7-

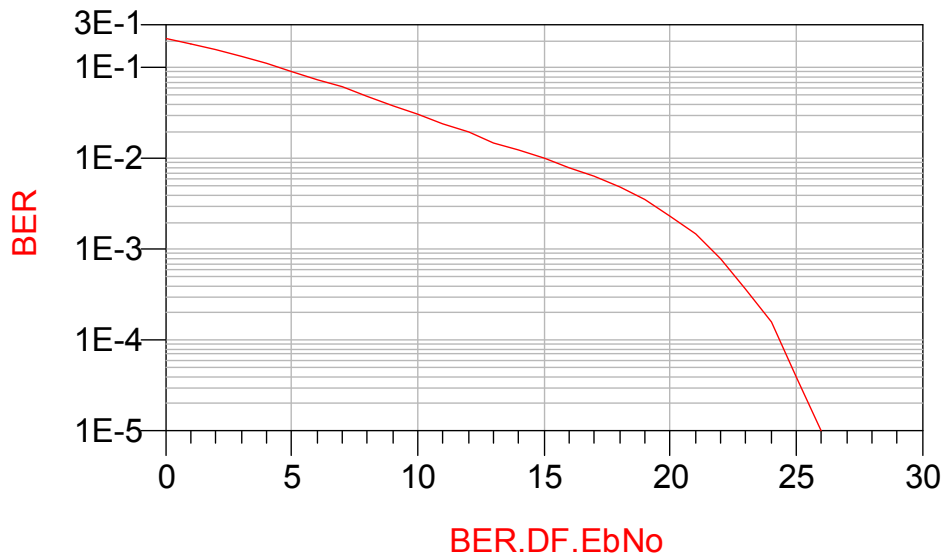


<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-14 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 7</i>

-8-



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-15 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 8</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-16 SISO ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-2</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 9</i>

5.2.3.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

Οι περιπτώσεις που προσομοιώθηκαν επιλέχθηκαν με τον εξής συλλογισμό: για κάθε τύπο περιβάλλοντος θεωρήθηκαν τρία ενδεχόμενα με βάση τον αριθμό των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Επιλέξαμε τρία είδη περιβάλλοντος: αστικό (Typical Urban), ημιαστικό (Typical Suburban) και αγροτικό (Rural). Οπότε για παράδειγμα για αστικό περιβάλλον θεωρήθηκαν οι περιπτώσεις 1, 2 και 3 με 3, 5 και 7 πολυδιαδρομικές συνιστώσες αντίστοιχα.

Για κάποιες περιπτώσεις έχουν θεωρηθεί δυο διαφορετικές εκδοχές. Οι δυο αυτές εκδοχές διαφέρουν ελάχιστα ως προς τις παραμέτρους τους, αλλά παρουσιάζουν μεγάλη διαφορά στην επίδοσή τους. Η πρώτη και η δεύτερη εκδοχή μιας περίπτωσης σημειώνεται με τον δείκτη a και b αντίστοιχα.

5.2.3.2.1 ΑΣΤΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ – ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ (1 , 2 , 3^a , 3^b)

Συγκρίνοντας το διάγραμμα 1 με το 2 παρατηρούμε ότι η δεύτερη περίπτωση παρουσιάζει καλύτερη επίδοση, δηλαδή ότι για να επιτευχθεί ο ίδιος ρυθμός λανθασμένων bits απαιτείται περισσότερη ισχύς σήματος στην πρώτη περίπτωση. Πιο συγκεκριμένα για να πετύχουμε για παράδειγμα ρυθμό λανθασμένων bits 10^{-3} πρέπει στην πρώτη περίπτωση να μεταδίδουμε με τέτοια ισχύ ώστε το E_b/N_0 να είναι 28dB. Ενώ στην δεύτερη περίπτωση το E_b/N_0 παίρνει την τιμή 26 dB.

Άρα παρατηρείται βελτίωση της επίδοσης με την αύξηση των πολυδιαδρομικών συνιστώσων. Αυτό οφείλεται στο ότι οι συνιστώσες προσθέτονται ενισχυτικά βελτιώνοντας το σήμα.

Συγκρίνοντας τώρα τις δυο εκδοχές της τρίτης περίπτωσης παρατηρούμε ότι μειώνοντας το πλάτος της δεύτερης συνιστώσας από 0.93 σε 0.91 και καθυστερώντας ελάχιστα την τρίτη συνιστώσα, παρατηρείται δραματική αλλαγή της συμπεριφοράς του συστήματος. Για παράδειγμα ο ρυθμός λανθασμένων bits 10^{-4} επιτυγχάνεται στην πρώτη εκδοχή (3^a) για E_b/N_0 στα 14dB και στην δεύτερη εκδοχή (3^b) για E_b/N_0 στα 33dB .

Αυτό συμβαίνει γιατί η διακριτική ικανότητα του συστήματος μας είναι τέτοια ώστε πολύ μικρές μετατοπίσεις να το επηρεάζουν σημαντικά. Οπότε μπορεί μια τέτοια μετατόπιση να έχει ως αποτέλεσμα να ληφθούν δυο συνιστώσες ως μια ισχυρότερη με συνέπεια να βελτιώνεται η απόδοση.

5.2.3.2.2 ΗΜΙΑΣΤΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ – ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ (4 , 5^a , 5^b , 6^a , 6^b)

Συγκρίνοντας την περίπτωση 4 με την 5^b, οι οποίες έχουν ως μοναδική διαφορά την προσθήκη μιας συνιστώσας κοντά στην κύρια συνιστώσα, παρατηρούμε ότι η περίπτωση 5^b παρουσιάζει καλύτερη επίδοση. Για να επιτευχθεί ο ίδιος ρυθμός λανθασμένων bits απαιτείται περισσότερη ισχύς σήματος στην περίπτωση 4. Για να πετύχουμε ρυθμό λανθασμένων bits 10^{-2} πρέπει στην περίπτωση 4 να μεταδίδουμε με τέτοια ισχύ ώστε το E_b/N_0 να είναι 25dB. Ενώ στην δεύτερη περίπτωση το E_b/N_0 παίρνει την τιμή 21 dB.

Συγκρίνοντας τώρα την περίπτωση 4 με την 5^a, η οποία διαφέρει ελάχιστα ως προς τους συντελεστές της περίπτωσης 5^b , παρατηρείται ακόμα μεγαλύτερη βελτίωση με επίτευξη του ρυθμού 10^{-2} bits στα 19 dB.

Οπότε παρατηρείται βελτίωση της επίδοσης με την αύξηση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, οι οποίες προσθέτονται ενισχυτικά βελτιώνοντας το σήμα.

Αν συγκρίνουμε την περίπτωση 5^b με την 6^b, η οποία έχει ως μοναδική διαφορά σε σχέση με την 5^b την προσθήκη μιας πολυδιαδρομικής συνιστώσας μετά την πρώτη, παρατηρείται επιδείνωση της επίδοσης του συστήματος.

Άρα τώρα παρατηρείται μείωση της επίδοσης με την αύξηση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, οι οποίες προσθέτονται αυτήν την φορά αναιρετικά.

Συγκρίνοντας τις δυο εκδοχές της έκτης περίπτωσης παρατηρούμε ότι μόνο μετατοπίζοντας ελάχιστα την δεύτερη συνιστώσα παρατηρείται μεγάλη αλλαγή της συμπεριφοράς του συστήματος. Για παράδειγμα ο ρυθμός λανθασμένων bits 10^{-4} επιτυγχάνεται στην πρώτη εκδοχή (6^a) για Eb/No στα 23dB και στην δεύτερη εκδοχή (6^b) για Eb/No στα 28dB. Οπότε για άλλη μια φορά παρατηρούμε την ευαισθησία του συστήματος σε μικρές χρονικές μετατοπίσεις.

5.2.3.2.3 ΑΓΡΟΤΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ – ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ (7 , 8, 9)

Από την σύγκριση της περίπτωσης 7 με την περίπτωση 8 παρατηρούμε ότι μειώνεται η απόδοση με την αύξηση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και την διατήρηση των άλλων παραμέτρων σταθερών. Ενώ συγκρίνοντας την περίπτωση 8 με την περίπτωση 9 παρατηρούμε ακριβώς το αντίθετο – δηλαδή ότι με την διατήρηση όλων των άλλων παραμέτρων σταθερών και την προσθήκη μιας πολυδιαδρομικής συνιστώσας παρατηρείται βελτίωση του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα για επίτευξη ρυθμού λανθασμένων bits 10^{-5} απαιτείται Eb/No στα 30dB για την περίπτωση 8 και 26dB για την περίπτωση 9.

5.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ - ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (MIMO)

5.3.1 ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ2

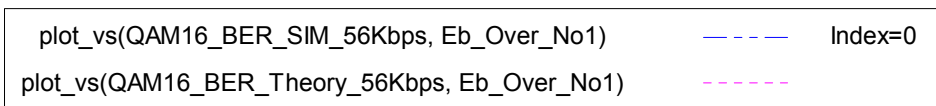
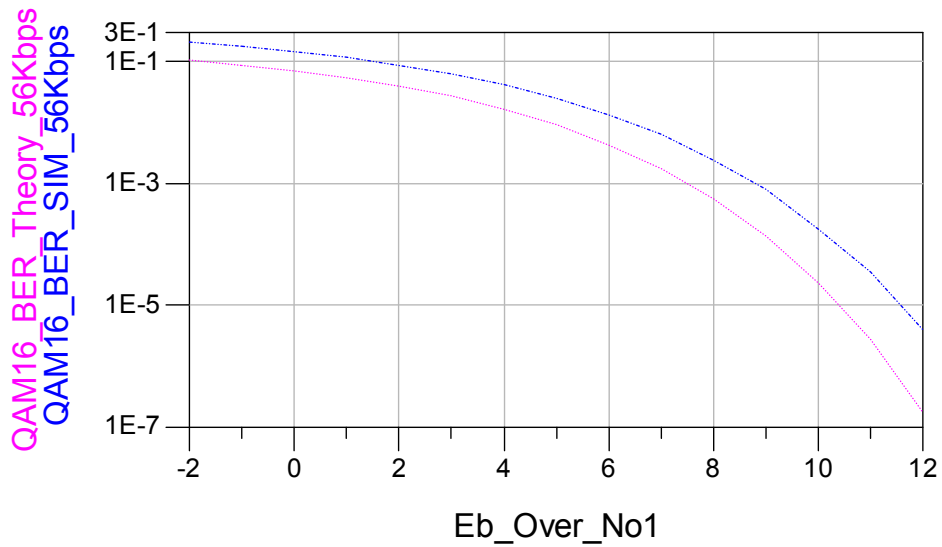
Η μετάδοση των δεδομένων με απλή πολυπλεξία πρόκειται ίσως για την πιο απλή περίπτωση συστήματος MIMO. Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε έχει περιγραφεί στην ενότητα 4.3.1. Στις προσομοιώσεις που ακολουθούν έγινε η θεώρηση ότι διατηρείται ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων σταθερός, με συνέπεια να υποδιπλασιάζεται ο ρυθμός μετάδοσης bits της κάθε κεραίας. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα να διπλασιαστεί η περίοδος του κάθε συμβόλου και συνεπώς να βελτιωθεί η επίδοση του συστήματος ως προς τον ρυθμό των λανθασμένων bits συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ανά bit προς την ενέργεια του θορύβου. Οπότε στα διαγράμματα που ακολουθούν θα γίνεται σύγκριση ενός SISO συστήματος με ένα MIMO σύστημα (2x2) με απλή πολυπλεξία και με τον μισό ρυθμό μετάδοσης bits σε κάθε κεραία.

5.3.1.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΛΕΥΚΟΥ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (AWGN)

Αρχικά θεωρήσαμε ότι υπήρξε μόνο η επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN) στο σύστημα μας. Το σχεδιάγραμμα του συστήματος που προσομοιώθηκε σε αυτήν την περίπτωση είναι αυτό του σχήματος 4-19.

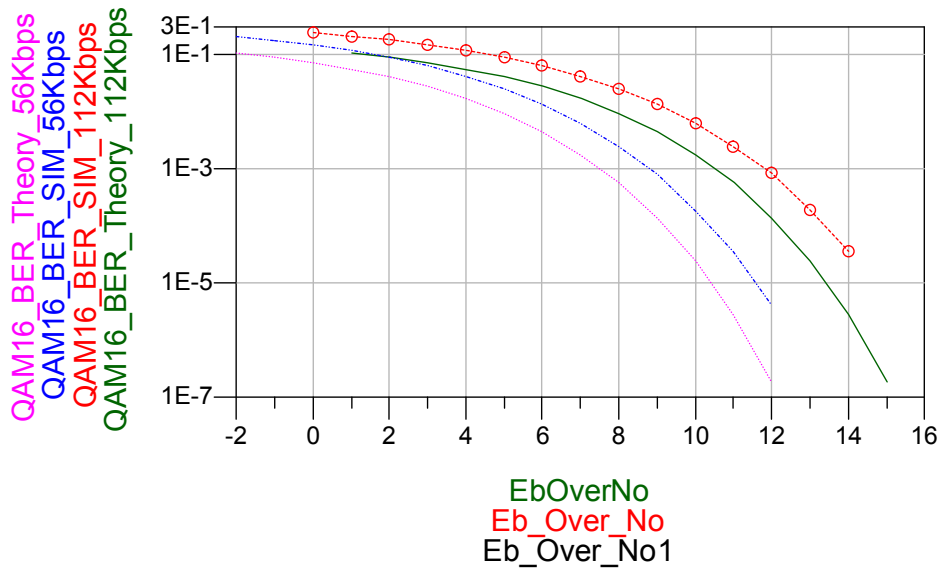
5.3.1.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

Ακολουθεί διάγραμμα που δείχνει το ρυθμό λανθασμένων bit (BER) συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του σήματος θορύβου (E_b/N_0) σε dB για ρυθμό μετάδοσης για κάθε κεραία 56 Kbps. Μαζί με την καμπύλη που δείχνει την επίδοση του συστήματος (QAM16_BER_SIM_56Kbps) σχεδιάζουμε και την αντίστοιχη θεωρητική για 16QAM διαμόρφωση και επίδραση μόνο AWGN (QAM16_BER_THEORY_56Kbps). Ο υπολογισμός της έγινε με βάση τις σχέσεις που αναλύθηκαν στην ενότητα 5.2.1.3.



ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-17 MIMO ΣΥΣΤΗΜΑ (2X2) ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΚΑΙ ΛΕΥΚΟ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟ ΘΟΡΥΒΟ (AWGN)

Στο επόμενο διάγραμμα εκτός από τις δυο προηγούμενες καμπύλες σχεδιάζουμε και τις αντίστοιχες για ίδιο συνολικό ρυθμό μετάδοσης σε SISO σύστημα ο οποίος είναι διπλάσιος από αυτόν της κάθε σύνδεσης για ένα 2x2 σύστημα, δηλαδή 112Kbps.



	plot_vs(QAM16_BER_Theory_112Kbps, EbOverNo)	—
Index=0	plot_vs(QAM16_BER_SIM_112Kbps, Eb_Over_No)	-o-o-o-o-
Index=0	plot_vs(QAM16_BER_SIM_56Kbps, Eb_Over_No1)	- - -
	plot_vs(QAM16_BER_Theory_56Kbps, Eb_Over_No1)	- - -

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-18 ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑ (2X2) ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΚΑΙ ΛΕΥΚΟ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟ ΘΟΡΥΒΟ (AWGN)

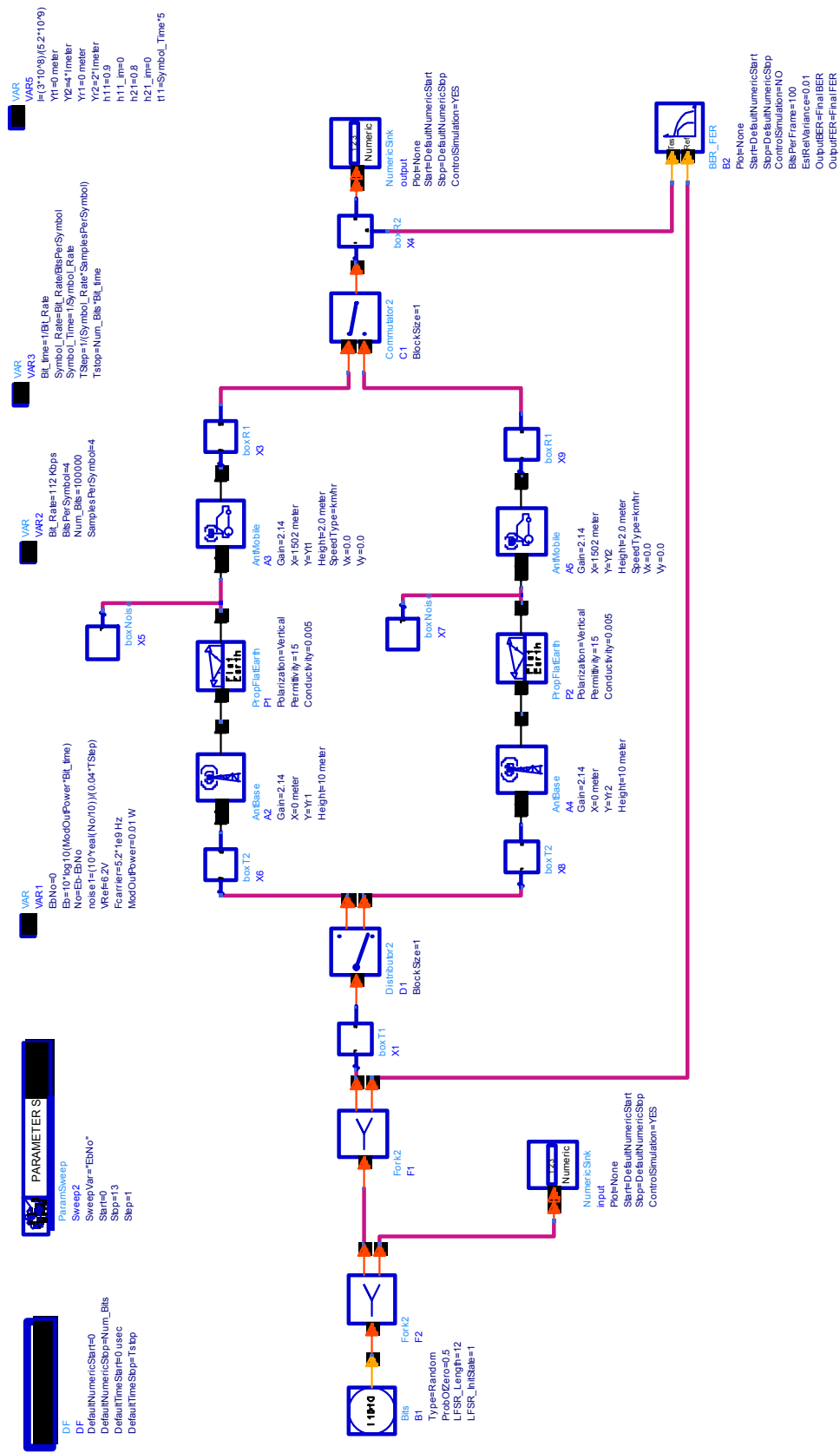
5.3.1.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

Συγκρίνοντας τις καμπύλες QAM16_BER_SIM_56Kbps και QAM16_BER_THEORY_56Kbps παρατηρούμε ότι το σύστημα μας συμπεριφέρεται παρόμοια με το βέλτιστο θεωρητικό ως προς το θόρυβο. Υπάρχει μια απόκλιση στην επίδοση του συστήματος – για κάθε τιμή του Eb/No το σύστημα μας έχει μεγαλύτερο ρυθμό λανθασμένων bits από το θεωρητικό. Το παραπάνω είναι μέσα στα φυσιολογικά πλαίσια

Στο επόμενο διάγραμμα παρατηρούμε ότι το MIMO σύστημα εμφανίζει παρόμοια συμπεριφορά ως προς τις μεταβολές του ρυθμού λανθασμένων bits σε σχέση με τον λόγο της ενέργειας ανά bit προς την ενέργεια του θορύβου (E_b/N_0) με ένα SISO σύστημα με ρυθμό 112 Kbps. Είναι εμφανές, όμως ότι το σύστημα μας παρουσιάζει βελτιωμένη συμπεριφορά συγκριτικά - για κάθε τιμή του E_b/N_0 έχει μικρότερο ρυθμό λανθασμένων bits. Για παράδειγμα για $BER = 10^{-3}$ αρκεί να έχουμε E_b/N_0 στα 9dB για το MIMO σύστημα, ενώ απαιτούνται 12dB για το SISO σύστημα. Μια άλλη παρατήρηση είναι ότι για μικρότερες τιμές ρυθμού λανθασμένων bits η διαφορά στο E_b/N_0 που απαιτείται για να επιτευχθεί ένας συγκεκριμένος ρυθμός είναι μεγαλύτερη από ό,τι για υψηλότερες τιμές του ρυθμού λανθασμένων bits.

5.3.1.2 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)

Σε αυτήν την περίπτωση θεωρήσαμε την επίδραση του μοντέλου της επίπεδης επιφάνειας στο σύστημα μας. Για τον σκοπό αυτό συνδέσαμε μεταξύ πρώτου πομπού και του πρώτου δέκτη ένα κανάλι που δίνει έξοδο τέτοιου τύπου και όμοια μεταξύ του δεύτερου πομπού και του δεύτερου δέκτη. Οπότε επιλέχθηκε η βαθμίδα PropFlatEarth, η οποία περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.1. Φυσικά θεωρούμε ότι παράλληλα στο σύστημα υπάρχει λευκός προσθετικός θόρυβος. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα που αντιστοιχεί σε αυτήν την περίπτωση (σχήμα 5-3).

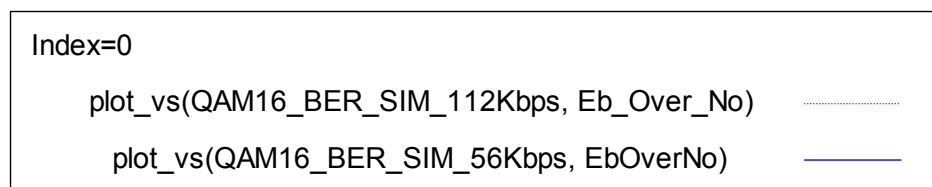
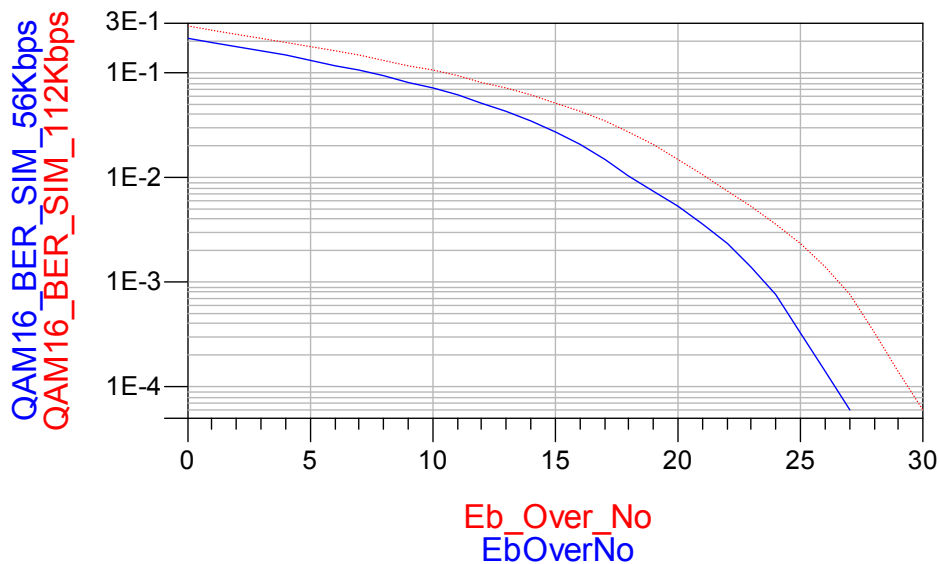


ΣΧΗΜΑ: 5-3 ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑ (2Χ2) ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)

5.3.1.2.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

Στην προσομοίωση που κάναμε θέσαμε τις τιμές των παραμέτρων του καναλιού - την επιτρεπτότητα (Permittivity) και την αγωγιμότητα (Conductivity). - ώστε να ανταποκρίνονται στην περίπτωση του μέσου εδάφους (Average Ground).

Στο διάγραμμα που ακολουθεί σχεδιάσαμε την καμπύλη για το σύστημα μας (QAM16_BER_SIM_56Kbps) και την αντίστοιχη για ίδιο συνολικό ρυθμό μετάδοσης σε SISO σύστημα ο οποίος είναι διπλάσιος από αυτόν της κάθε σύνδεσης για ένα δύο επί δύο σύστημα, δηλαδή 112Kbps(QAM16_BER_SIM_112Kbps).



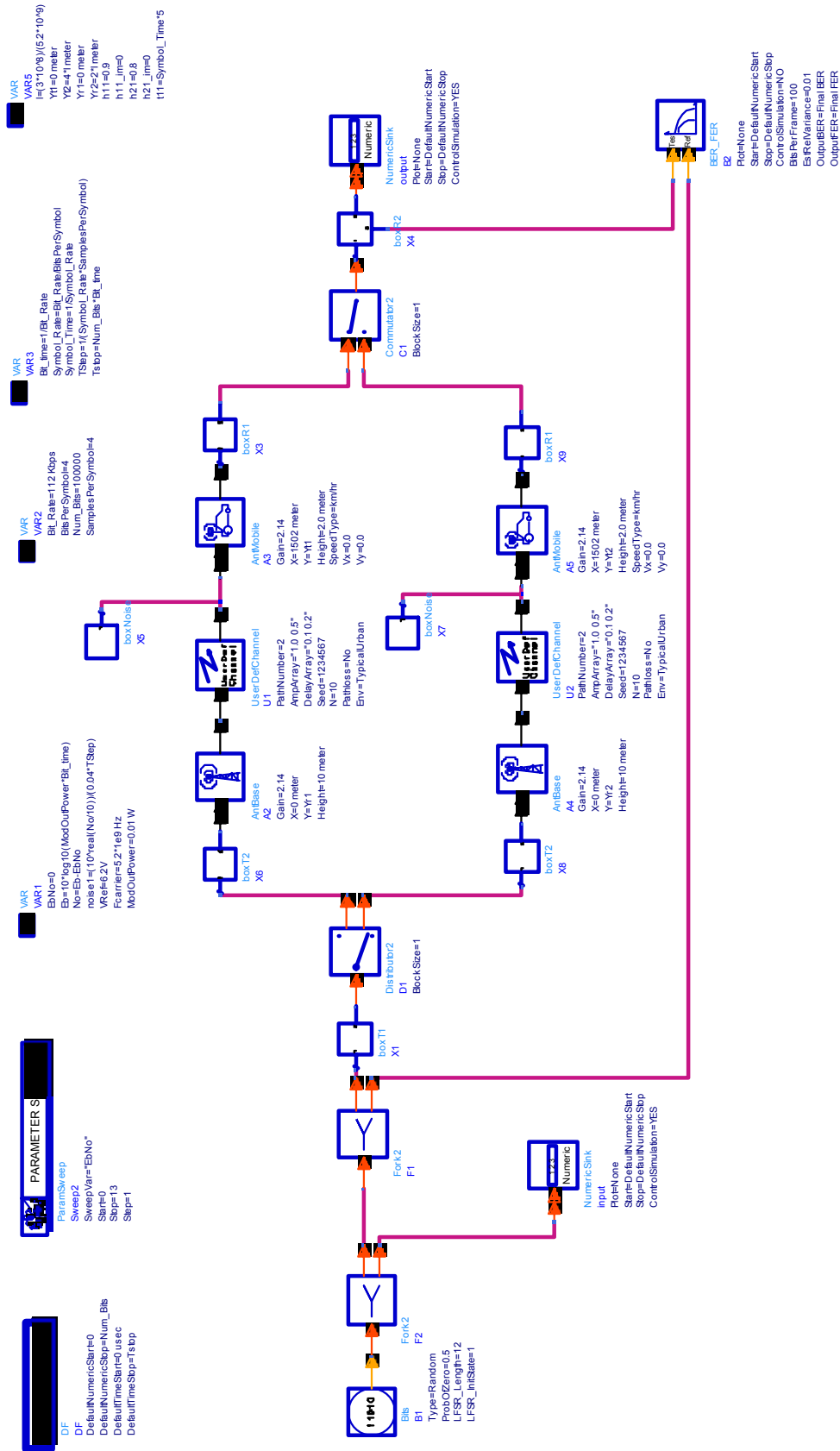
ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-19 ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑ (2X2) ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (FLAT EARTH)

5.3.1.2.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

Όπως ήταν αναμενόμενο, παρατηρούμε ότι το MIMO σύστημα εμφανίζει παρόμοια συμπεριφορά ως προς τις μεταβολές του ρυθμού λανθασμένων bits σε σχέση με τον λόγο της ενέργειας ανά bit προς την ενέργεια του θορύβου με ένα SISO σύστημα με ρυθμό 112 Kbps αλλά με βελτιωμένη συμπεριφορά συγκριτικά. Παρατηρούμε, δηλαδή, ότι για κάθε τιμή του Eb/No έχει μικρότερο ρυθμό λανθασμένων bits. Για παράδειγμα για BER = 10^{-3} αρκεί να έχουμε Eb/No στα 24dB για το MIMO σύστημα, ενώ απαιτούνται 27dB για το SISO σύστημα. Επίσης ισχύει ακόμα η παρατήρηση που έγινε σχετικά με την αύξηση της διαφοράς του απαιτούμενου Eb/No για την επίτευξη ενός μικρού BER σε σχέση με ένα μεγαλύτερο.

5.3.1.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

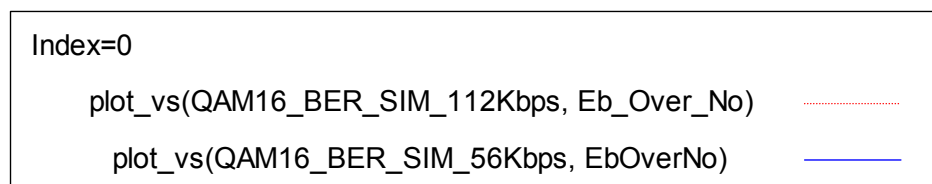
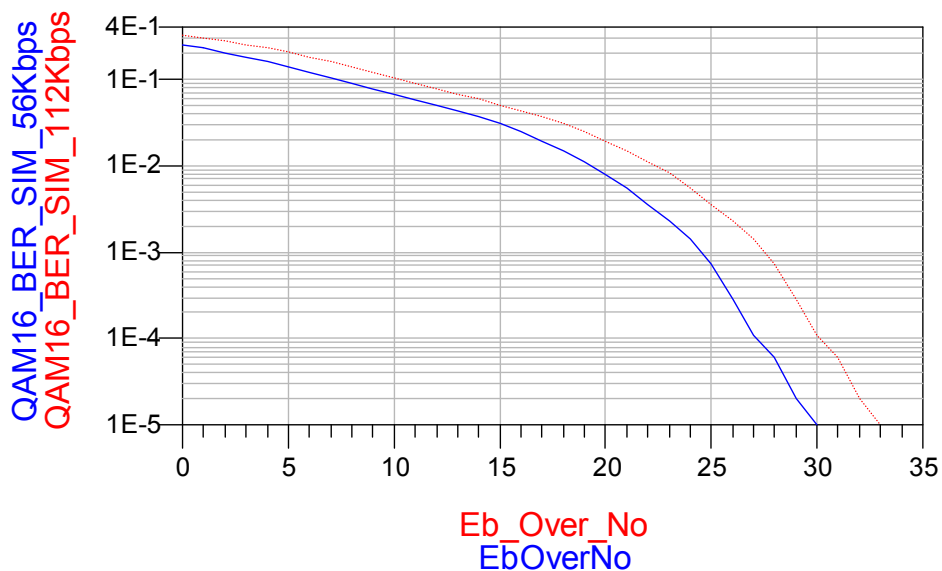
Σε αυτήν την περίπτωση θεωρήσαμε την επίδραση ενός καναλιού που ορίζεται από τον χρήστη. Οπότε επιλέχθηκε η βαθμίδα UserDefChannel, η οποία περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.2. Για τον σκοπό αυτό συνδέσαμε μεταξύ πρώτου πομπού και του πρώτου δέκτη ένα κανάλι τέτοιου είδους και όμοια μεταξύ του δεύτερου πομπού και του δεύτερου δέκτη. Φυσικά θεωρούμε ότι παράλληλα στο σύστημα υπάρχει λευκός προσθετικός θόρυβος. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα που αντιστοιχεί σε αυτήν την περίπτωση (σχήμα 5-4).



ΣΧΗΜΑ: 5-4 ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑ (2X2) ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

5.3.1.3.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

Στην προσομοίωση θέσαμε τις τιμές των παραμέτρων του καναλιού ώστε να αντιστοιχούν στην περίπτωση 1 σύμφωνα με τον πίνακα 5-2. Στο διάγραμμα που ακολουθεί σχεδιάσαμε την καμπύλη για το σύστημα μας (QAM16_BER_SIM_56Kbps) και την αντίστοιχη για ίδιο συνολικό ρυθμό μετάδοσης σε SISO σύστημα, δηλαδή για 112Kbps(QAM16_BER_SIM_112Kbps).



ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-20 MIMO ΣΥΣΤΗΜΑ (2X2) ΜΕ ΑΠΛΗ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

5.3.1.3.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν όσα έχουμε διαπιστώσει μέχρι τώρα. Η συμπεριφορά του MIMO συστήματος είναι παρόμοια ως προς τις μεταβολές του ρυθμού λανθασμένων bits σε σχέση με τον λόγο της ενέργειας ανά bit προς την ενέργεια του θορύβου με ένα SISO σύστημα με ρυθμό 112 Kbps, αλλά με βελτιωμένη συμπεριφορά συγκριτικά. Παρατηρούμε, δηλαδή, ότι για κάθε τιμή του E_b/N_0 έχει μικρότερο ρυθμό λανθασμένων bits. Για παράδειγμα για $BER = 10^{-4}$ αρκεί να έχουμε E_b/N_0 στα 27dB για το MIMO σύστημα, ενώ απαιτούνται 30dB για το SISO σύστημα. Εξακολουθεί να ισχύει η παρατήρηση για την αύξηση της διαφοράς του απαιτούμενου E_b/N_0 για την επίτευξη ενός μικρού BER σε σχέση με ένα μεγαλύτερο.

5.3.2 ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2X1

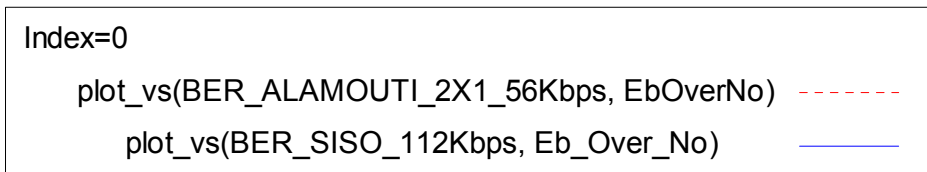
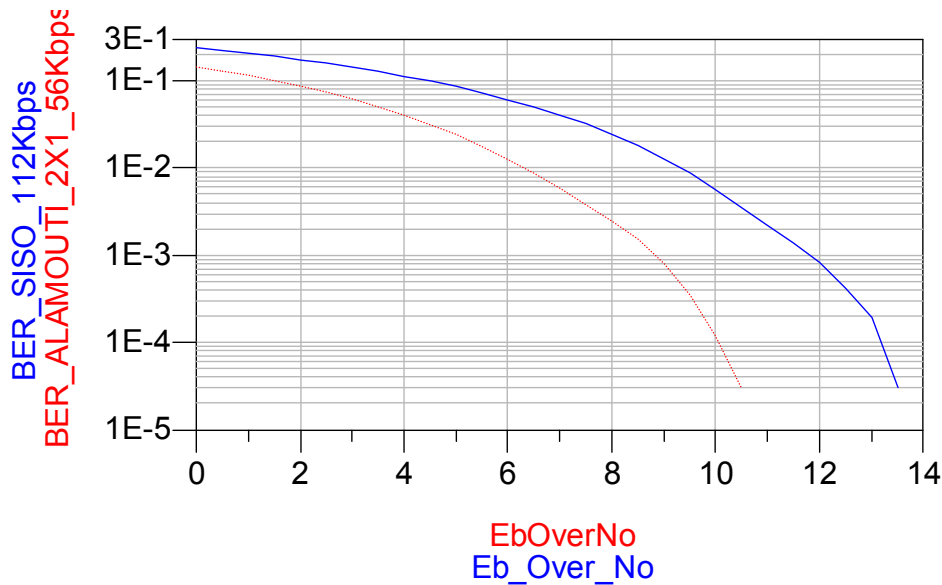
Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της κωδικοποίησης Alamouti για σύστημα 2x1 έχει περιγραφεί στην ενότητα 4.3.2.

5.3.2.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΛΕΥΚΟΥ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (AWGN)

Αρχικά θεωρήσαμε ότι υπήρξε μόνο η επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN) στο σύστημα μας. Το σχεδιάγραμμα του συστήματος που προσομοιώθηκε σε αυτήν την περίπτωση είναι αυτό του σχήματος 4-23.

5.3.2.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

Ακολουθεί διάγραμμα που δείχνει το ρυθμό λανθασμένων bit (BER) συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του σήματος θορύβου (E_b/N_0) σε dB για ρυθμό μετάδοσης για κάθε κεραία 56 Kbps. Μαζί με την καμπύλη που δείχνει την επίδοση του συστήματος (BER_ALAMOUTI_2X1_56Kbps) σχεδιάζουμε και την αντίστοιχη για 16QAM διαμόρφωση και επίδραση μόνο AWGN για σύστημα SISO με ρυθμό μετάδοσης ίσο με τον συνολικό ρυθμό του 2x1 συστήματος (BER_SISO_112Kbps).



ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-21 ΣΥΣΤΗΜΑ (2X1) ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΛΕΥΚΟ ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟ ΘΟΡΥΒΟ (AWGN)

5.3.2.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

Στο διάγραμμα αυτό παρατηρούμε ότι το 2x1 σύστημα εμφανίζει παρόμοια συμπεριφορά ως προς τις μεταβολές του ρυθμού λανθασμένων bits σε σχέση με τον λόγο της ενέργειας ανά bit προς την ενέργεια του θορύβου (E_b/N_0) με ένα SISO σύστημα με ρυθμό 112 Kbps. Είναι εμφανές, όμως, ότι το 2x1 σύστημα παρουσιάζει βελτιωμένη συμπεριφορά συγκριτικά αφού για κάθε τιμή του E_b/N_0 έχει μικρότερο ρυθμό λανθασμένων bits. Για παράδειγμα για $BER = 10^{-4}$ αρκεί να έχουμε E_b/N_0 στα 10dB για το 2x1 σύστημα, ενώ απαιτούνται 13dB για το SISO σύστημα. Μια άλλη παρατήρηση είναι ότι για μικρότερες τιμές ρυθμού λανθασμένων bits η διαφορά στο E_b/N_0 που απαιτείται για να επιτευχθεί ένας συγκεκριμένος ρυθμός είναι

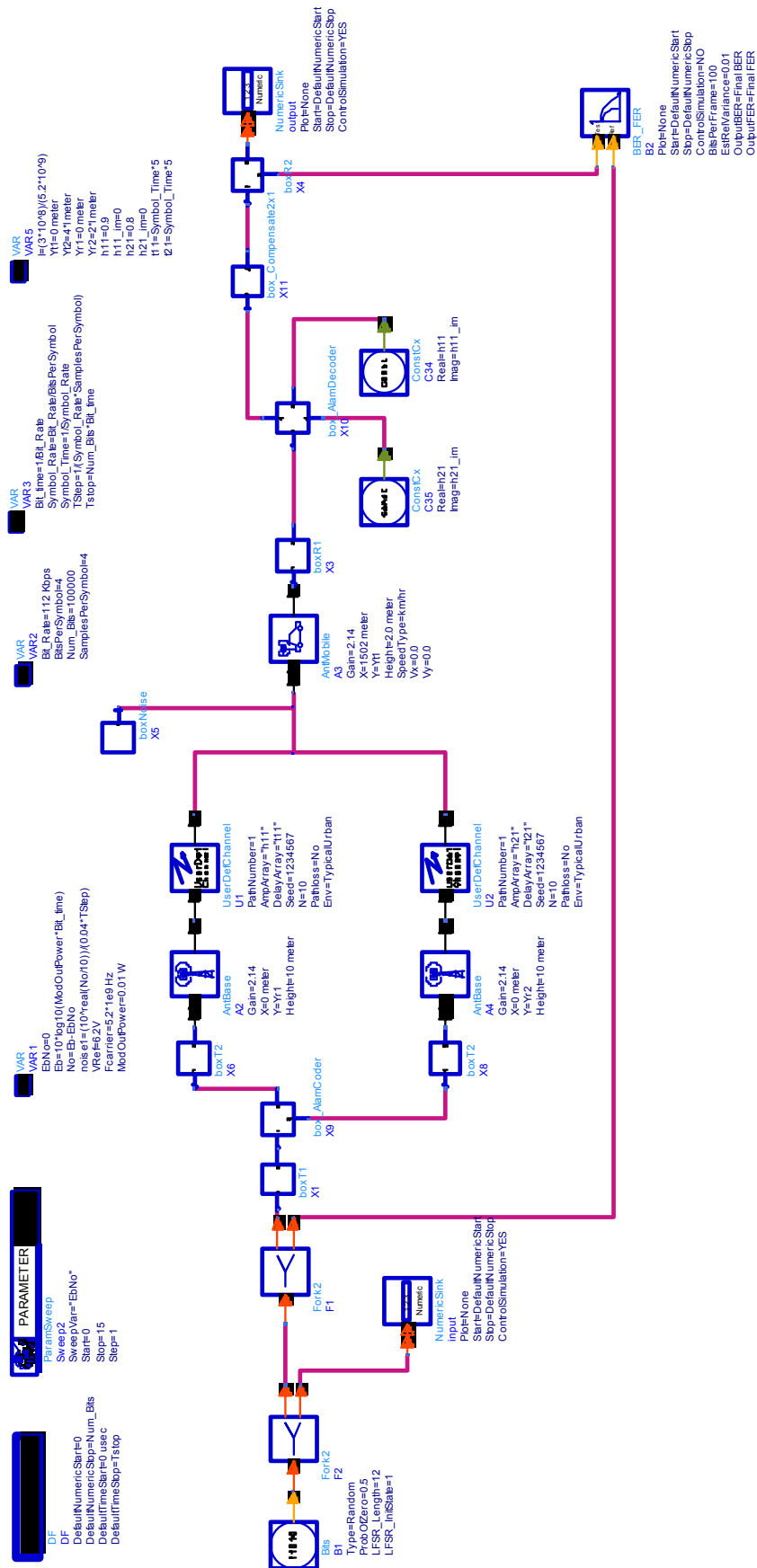
μεγαλύτερη από ό,τι για υψηλότερες τιμές του ρυθμού λανθασμένων bits. Για παράδειγμα για $BER = 10^{-2}$ απαιτείται αύξηση του E_b/N_0 κατά 2 dB αντί για 3 απαιτούνται για $BER = 10^{-4}$.

5.3.2.2 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

Σε αυτήν την περίπτωση θεωρήσαμε την επίδραση ενός καναλιού που ορίζεται από τον χρήστη. Οπότε επιλέχθηκε η βαθμίδα UserDefChannel. Για τον σκοπό αυτό συνδέσαμε μεταξύ πρώτου πομπού και του δέκτη ένα κανάλι τέτοιου είδους και όμοια μεταξύ του δεύτερου πομπού και του δέκτη. Φυσικά θεωρούμε ότι παράλληλα στο σύστημα υπάρχει λευκός προσθετικός θόρυβος. Ακολουθεί το σχεδιάγραμμα που αντιστοιχεί σε αυτήν την περίπτωση (σχήμα 5-5).

Στις προσομοιώσεις που προηγήθηκαν έγινε διερεύνηση της θεώρησης ραδιοδιαύλου στενής ζώνης. Στις προσομοιώσεις αυτές εξετάστηκαν και εξαντλήθηκαν τα όρια της θεώρησης αυτής.

Κατά την εξέταση συστημάτων που χρησιμοποιούν Alamouti κωδικοποίηση, όπου ο στόχος ήταν η υλοποίηση της μεθόδου, χρησιμοποιήθηκαν ραδιοδιαύλοι με διακριτικότητα πλήθους πολυδιαδρομικών συνιστωσών ίση με την μονάδα. Η θεώρηση αυτή διευκόλυνε την διαδικασία της Alamouti αποκωδικοποίησης, η οποία απαιτεί γνώση της συνάρτησης μεταφοράς των καναλιών, χωρίς, όμως, να επηρεαστεί η γενικότητα της θεώρησης ραδιοδιαύλου στενής ζώνης .



ΣΧΗΜΑ: 5-5 ΣΥΣΤΗΜΑ (2Χ1) ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

5.3.2.2.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ

Ο τύπος του καναλιού που επιλέχθηκε παίρνει διάφορες παραμέτρους εισόδου. Στην συνέχεια ακολουθεί πίνακας με τις περιπτώσεις που επιλέχθηκαν να προσομοιωθούν στο σύστημα μας.

Η ανάθεση των τιμών στις παραμέτρους εισόδου AmpArray και DelayArray γινόταν μέσω των μεταβλητών hij και tij αντίστοιχα. Όπου i η κεραία εκπομπής και j η κεραία λήψης. Για παράδειγμα η μεταβλητή h11 αναφέρονταν στο AmpArray του καναλιού μεταξύ της πρώτης κεραίας εκπομπής και της πρώτης κεραίας λήψης. Σε αυτό το στάδιο, βέβαια, υπάρχει μόνο μια κεραία λήψης αλλά ο τρόπος αυτός ονομασίας των μεταβλητών θα διατηρηθεί και σε επόμενες περιπτώσεις στις οποίες υπάρχει παραπάνω από μια κεραία λήψης.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-3				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ				
ΓΙΑ 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	h11	h21	t11	t21
1	0.9	0.8	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005
2	0.9	0.6	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005
3	0.9	0.4	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005
4	0.8	0.7	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005
5	0.8	0.6	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005
6	0.7	0.5	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005
7	0.6	0.4	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005
8	0.3	0.2	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000005

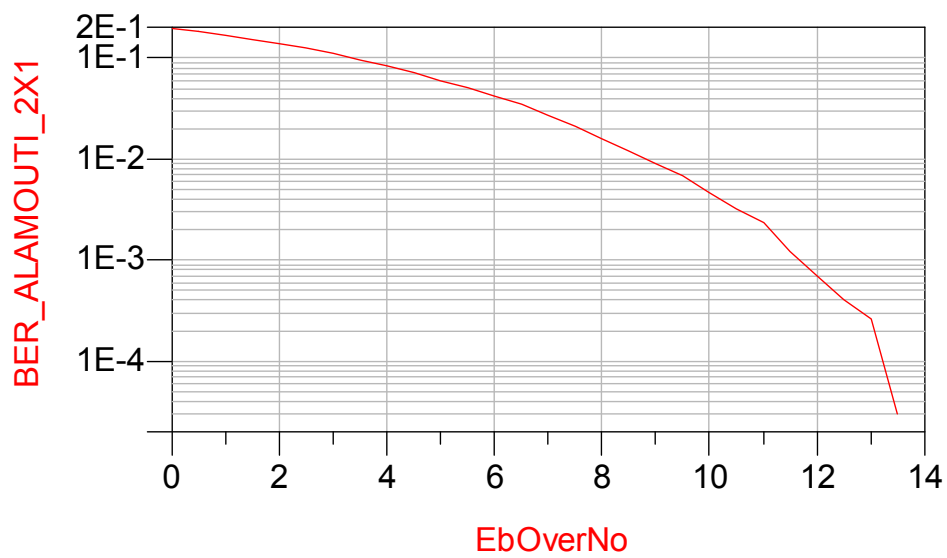
Σε όλες τις περιπτώσεις οι εξής παράμετροι ήταν σταθερές και είχαν τις παρακάτω τιμές:

Seed=1234567

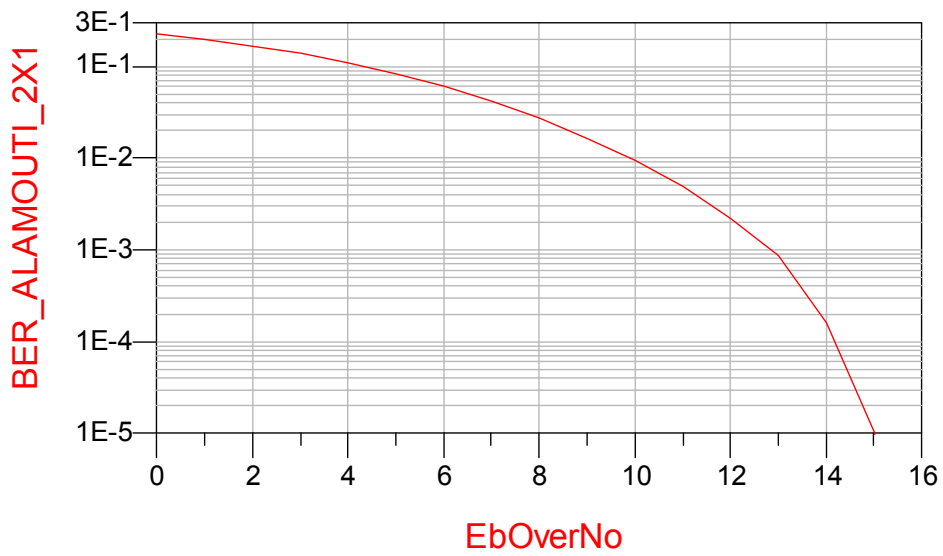
N=10

Pathloss=No

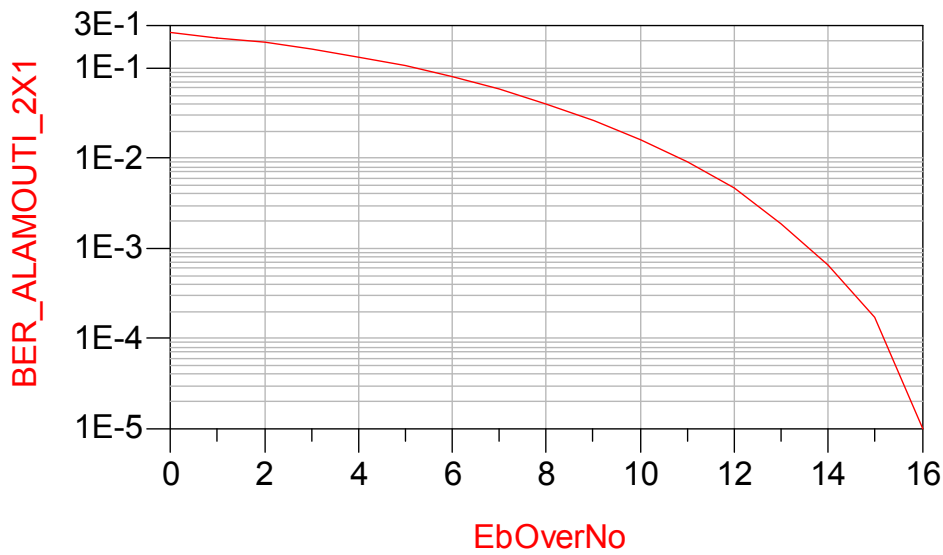
Τα διαγράμματα για κάθε περίπτωση είναι τα εξής:



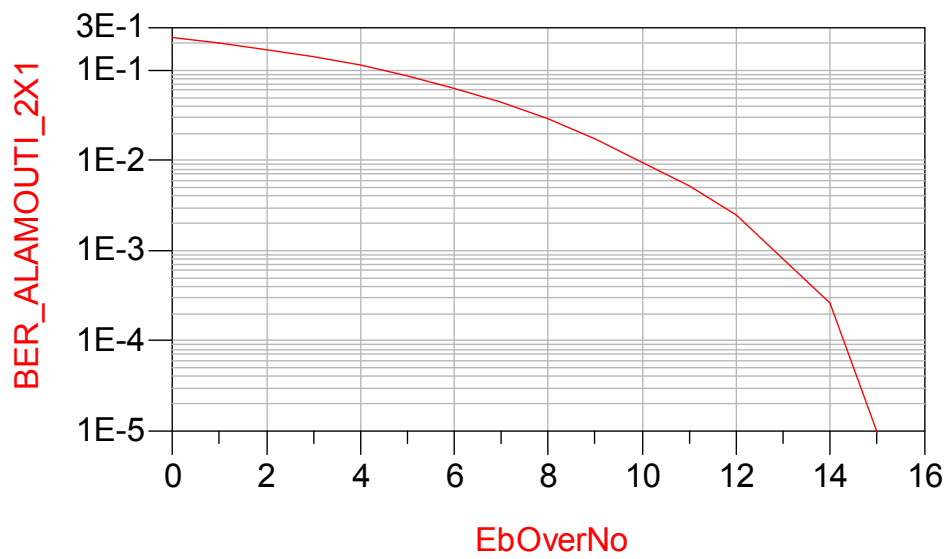
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-22 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-3</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1</i>



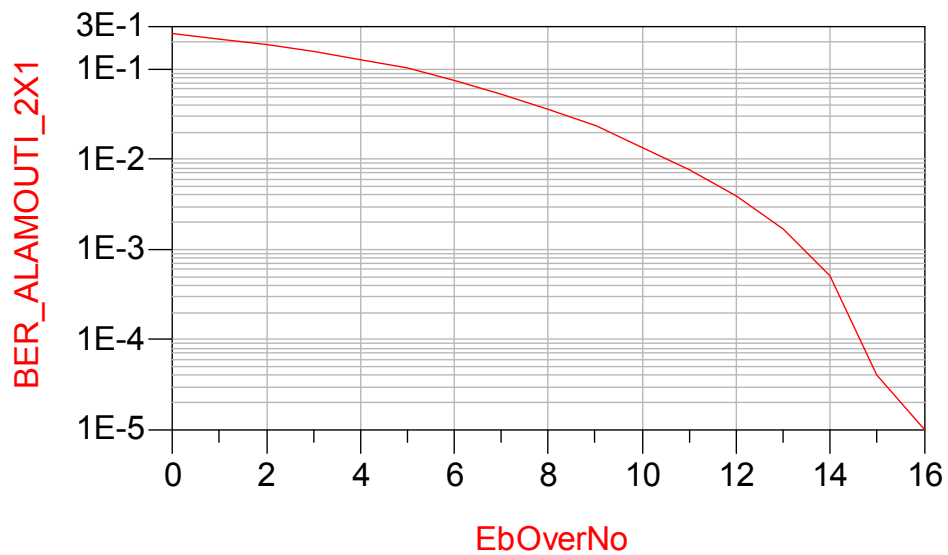
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-23 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-3</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2</i>



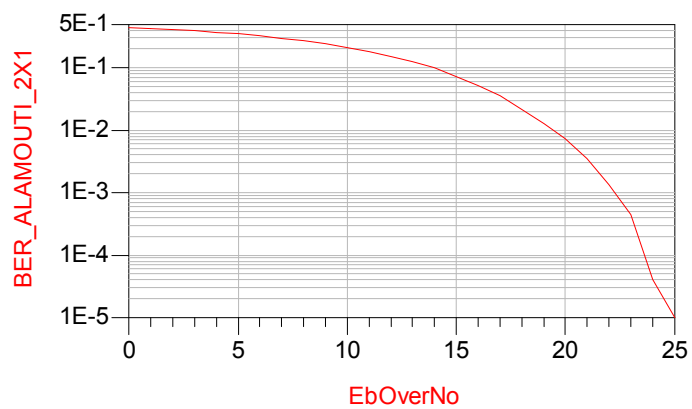
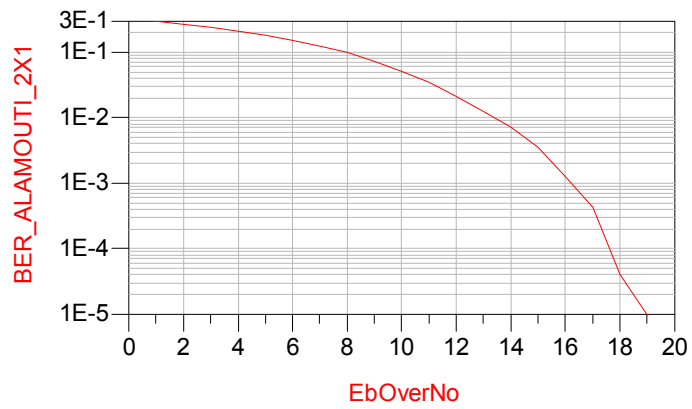
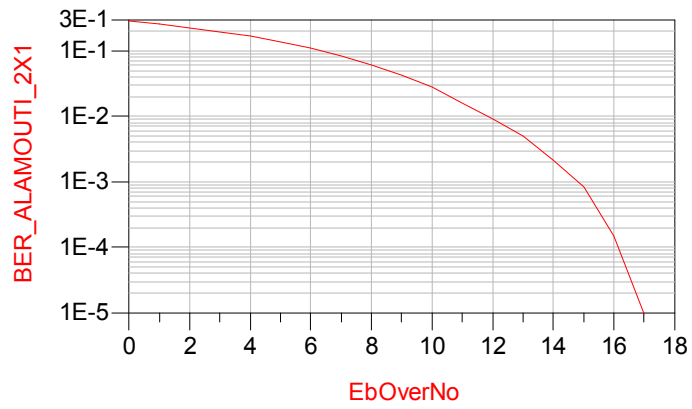
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-24 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-3</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-25 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-3</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 4</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-26 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-3</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5</i>

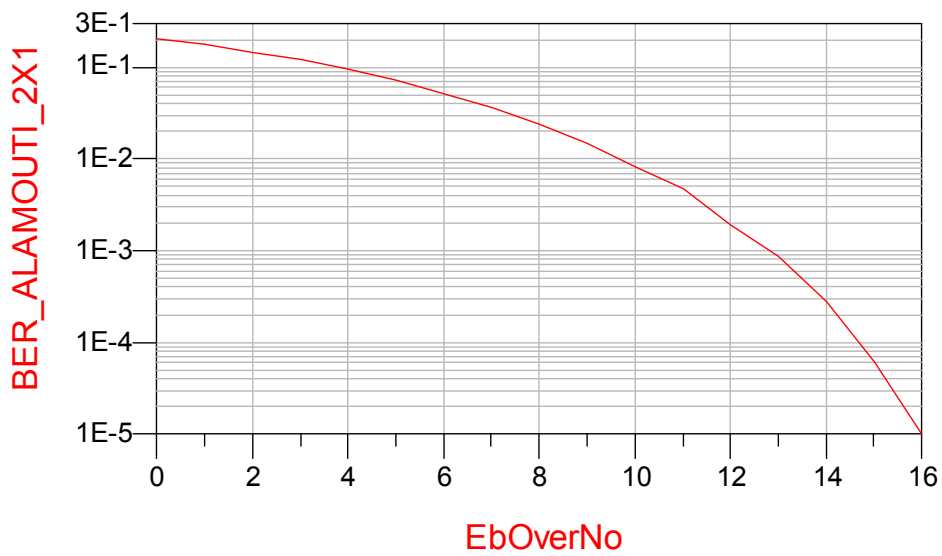


ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-27 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-3	ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ: 6,7,8

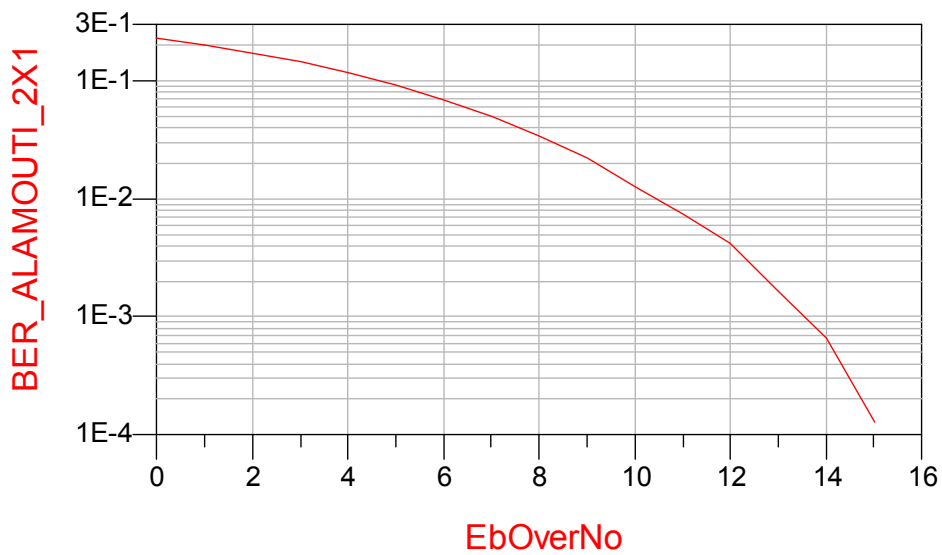
Στην συνέχεια παραθέτουμε έναν πίνακα, ο οποίος είναι όμοιος με τον πίνακα 5-3 εκτός από την στήλη του t21. Με αυτόν τον τρόπο είναι πιο εύκολο να γίνουν συγκρίσεις της επίδοσης του συστήματος αξιολογώντας την ευαισθησία του σε χρονικές μετατοπίσεις του σήματος από την δεύτερη κεραία εκπομπής.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-4				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ				
ΓΙΑ 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	h11	h21	t11	t21
1	0.9	0.8	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007
2	0.9	0.6	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007
3	0.9	0.4	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007
4	0.8	0.7	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007
5	0.8	0.6	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007
6	0.7	0.5	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007
7	0.6	0.4	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007
8	0.3	0.2	Symbol_Time*5	Symbol_Time*5 + 0.000007

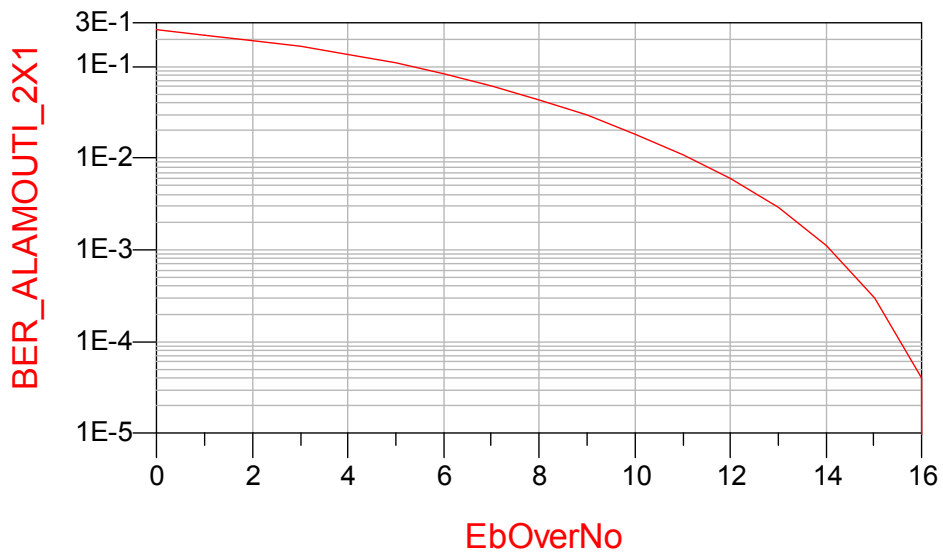
Ακολουθούν τα διαγράμματα για τις παραπάνω περιπτώσεις.



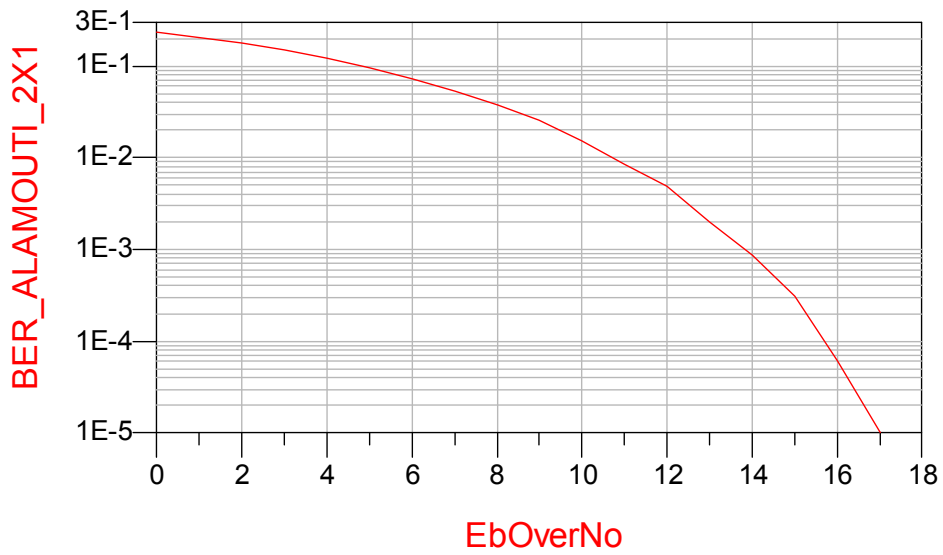
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-28 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-4</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1</i>



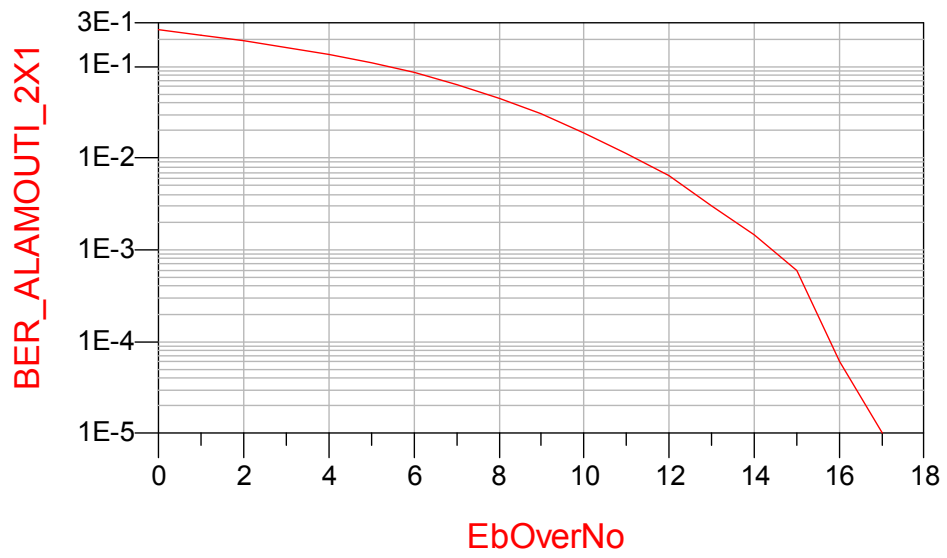
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-29 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-4</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2</i>



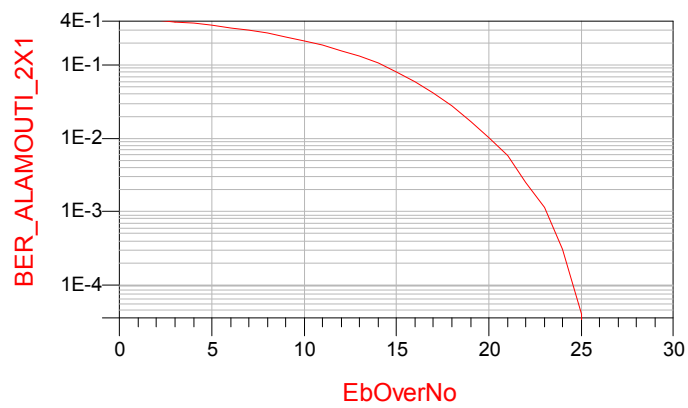
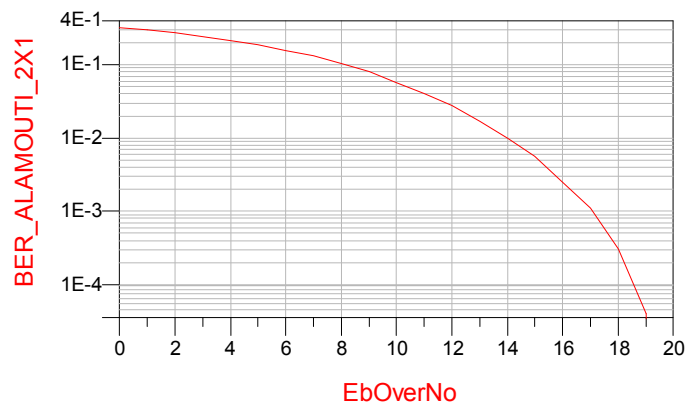
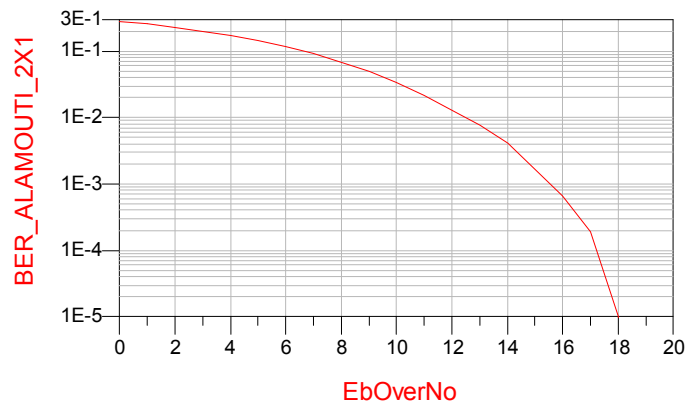
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-30 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-4</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-31 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-4</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 4</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-32 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-4</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5</i>



ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-33 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-4	ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ: 6,7,8

5.3.2.2.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

5.3.2.2.2.1 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-3

Όλες οι περιπτώσεις ραδιοδιαύλων που επιλέχθηκαν και ταξινομήθηκαν στον πίνακα 5-3 έχουν τους ίδιους χρόνους καθυστέρησης διάδοσης t_{11} και t_{21} . Τα χαρακτηριστικά που μεταβάλλονται σε κάθε περίπτωση είναι οι τιμές h_{11} και h_{21} που επηρεάζουν μόνο το πλάτος του σήματος που μεταδίδεται σε κάθε κανάλι. Το εύρος τιμών στο οποίο μεταβάλλονται οι τιμές αυτές είναι αρκετά μεγάλο. Πιο συγκεκριμένα το h_{11} κινείται στο διάστημα (0.9 , 0.3) και το h_{21} κινείται στο διάστημα (0.8 , 0.2).

Συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 1, 2 και 3, στις οποίες το h_{11} διατηρείται σταθερό και το h_{21} μειώνεται, παρατηρούμε ότι η χειροτερεύει η επίδοση του συστήματος. Για παράδειγμα για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-4} απαιτούνται 13dB στην πρώτη περίπτωση, 14 dB στην δεύτερη και 15 dB στην τρίτη.

Αντίστοιχα ισχύουν συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 4 και 5, στις οποίες για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-2} απαιτούνται 10 dB και 11 dB αντίστοιχα. Επίσης παρατηρούμε η περίπτωση 4 παρουσιάζει όμοια επίδοση με την περίπτωση 2. Αυτό φαίνεται λογικό σε έναν βαθμό γιατί οι δυο αυτές περιπτώσεις έχουν τον ίδιο μέσο όρο h_{11} και h_{21} .

Στην συνέχεια παρουσιάζονται στο διάγραμμα 5-27 οι περιπτώσεις 6, 7 και 8 μαζί. Οι περιπτώσεις αυτές παρουσιάζουν αισθητά χειρότερη επίδοση από τις προηγούμενες γιατί αναφέρονται σε συνθήκες περιβάλλοντος που εξασθενούν σε μεγαλύτερο βαθμό το διαδιδόμενο σήμα. Με αυτόν τον τρόπο επαληθεύεται ότι το σύστημα εξακολουθεί να συμπεριφέρεται φυσιολογικά σε πιο ακραίες συνθήκες περιβάλλοντος, παρουσιάζοντας μάλιστα αποδεκτή επίδοση ως προς τον ρυθμό λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του θορύβου (E_b/N_0).

Μια άλλη παρατήρηση που έγινε κατά την διάρκεια των προσομοιώσεων είναι ότι η περίπτωση 6 παρουσιάζει αντίστοιχη επίδοση με ένα SISO σύστημα με h_{11} ίσο με 0.9. Ενώ η περίπτωση 7 παρουσιάζει ελαφρώς χειρότερη επίδοση και η περίπτωση 8 παρουσιάζει έντονη επιδείνωση. Αυτό εξηγείται από τις δραματικά χειρότερες συνθήκες περιβάλλοντος που επικρατούν σε αυτές τις περιπτώσεις. Αναφέρεται ότι όλες οι υπόλοιπες περιπτώσεις παρουσιάζουν καλύτερη συμπεριφορά από ένα SISO

σύστημα με h_{11} ίσο με 0.9, παρόλο που σαν μέσος όρος οι συνθήκες περιβάλλοντος είναι χειρότερες.

5.3.2.2.2.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-4

Τα στοιχεία του πίνακα 5-4 είναι ίδια με αυτά του πίνακα 5-3 με εξαίρεση την στήλη t_{21} . Οπότε η μοναδική διαφορά μεταξύ αντίστοιχων περιπτώσεων των δυο αυτών πινάκων είναι ότι το σήμα από την δεύτερη κεραία εκπομπής φτάνει στην κεραία του δέκτη με μεγαλύτερη καθυστέρηση σε σχέση με το σήμα από την πρώτη κεραία. Άρα είναι λογικό να αναμένουμε αντίστοιχη σχετική συμπεριφορά του συστήματος στις διαφορετικές περιπτώσεις ραδιοδιάλων του πίνακα 5-4 με αυτήν που παρουσίαζε στις περιπτώσεις του πίνακα 5-3.

Για παράδειγμα συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 1, 2 και 3, στις οποίες το h_{11} διατηρείται σταθερό και το h_{21} μειώνεται, παρατηρούμε ότι η χειροτερεύει η επίδοση του συστήματος. Οπότε για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-4} απαιτούνται 14dB στην πρώτη περίπτωση, 15 dB στην δεύτερη και 16 dB στην τρίτη. Οι παρατηρήσεις αυτές είναι αντίστοιχες με αυτές που έγιναν για τις περιπτώσεις 1,2 και 3 του πίνακα 5-3. Όμοια συμπεράσματα προκύπτουν παρατηρώντας και τα υπόλοιπα διαγράμματα, επιβεβαιώνοντας έτσι την αρχική πεποίθηση.

5.3.2.2.2.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-3 ΜΕ ΤΙΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΣ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ 5-4

Συγκρίνοντας τώρα τις περιπτώσεις 1, 2 και 3 του πίνακα 5-3 με τις περιπτώσεις 1,2 και 3 του πίνακα 5-4, παρατηρείται μια συνολική επιδείνωση του συστήματος στις περιπτώσεις του πίνακα 5-4. Για να επιτευχθεί η ίδια τιμή BER απαιτούνται ένα με δυο παραπάνω dB. Ισχύουν οι ίδιες παρατηρήσεις με αυτές που έγιναν για τις περιπτώσεις 1,2 και 3 για τις υπόλοιπες περιπτώσεις.

Οπότε παρατηρούμε ότι υπάρχει μια ευαισθησία του συστήματος σε χρονικές μετατοπίσεις μεταξύ των δυο ληφθέντων σημάτων. Η παρατήρηση αυτή ενισχύεται από το γεγονός ότι κατά την διάρκεια των δοκιμών για να προσδιοριστούν τα όρια αυτής της ευαισθησίας βρέθηκε ότι το σύστημα λειτουργεί φυσιολογικά για χρονικές καθυστερήσεις μεταξύ των δυο ληφθέντων σημάτων ($t_{21} - t_{11}$) μέχρι την τιμή

0.00001μsec. Για μεγαλύτερες τιμές το σύστημα δεν παρουσίαζε καμπύλη BER με την αναμενόμενη μορφή.

Αυτό οφείλεται στην αδυναμία του συστήματος να αναγνωρίσει πότε τα ληφθέντα σήματα ανήκουν στο ίδιο χρονικό διάστημα συμβόλου. Η κωδικοποίηση Alamouti απαιτεί να υπάρχει ένας ελάχιστος συγχρονισμός μεταξύ των σημάτων που μεταδίδονται από κάθε κεραία ώστε να είναι δυνατή η σωστή αποκωδικοποίηση τους. Η απαίτηση αυτή δεν είναι ιδιαίτερα δεσμευτική γιατί οι αποστάσεις μεταξύ των κεραιών είναι πολύ μικρές. Οπότε πρακτικά η καθυστέρηση διάδοσης των δυο σημάτων θα είναι τέτοια ώστε σύμβολα που μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις κεραιές εκπομπής να λαμβάνονται ταυτόχρονα από την κεραία του λήψης. Άρα ικανοποιείται η απαίτηση για την σωστή Alamouti αποκωδικοποίηση.

5.3.3 ALAMOUTI ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2X2

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της κωδικοποίησης Alamouti για σύστημα 2x2 έχει περιγραφεί στην ενότητα 4.3.3.

5.3.3.1 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΟΡΙΖΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΤΟΝ ΧΡΗΣΤΗ (USER DEFINED CHANNEL)

Σε αυτήν την περίπτωση θεωρήσαμε την επίδραση ενός καναλιού που ορίζεται από τον χρήστη. Οπότε επιλέχθηκε η βαθμίδα UserDefChannel. Για τον σκοπό αυτό συνδέθηκε μεταξύ πρώτου πομπού και του πρώτου δέκτη ένα κανάλι τέτοιου είδους και όμοια μεταξύ του δεύτερου πομπού και του δεύτερου δέκτη. Θεωρούμε, όμως, ότι τα δεδομένα που μεταδίδει η πρώτη κεραία λαμβάνονται και από τον δεύτερο δέκτη και ότι ισχύει το αντίστοιχο για την δεύτερη κεραία εκπομπής. Η παραπάνω θεώρηση αντικατοπτρίζει την πραγματικότητα. Φυσικά θεωρούμε ότι παράλληλα στο σύστημα υπάρχει λευκός προσθετικός θόρυβος. Το σχεδιάγραμμα που αντιστοιχεί σε αυτήν την περίπτωση είναι το σχήμα 4-35.

5.3.3.1.1 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΕΠΙΛΟΣΗΣ

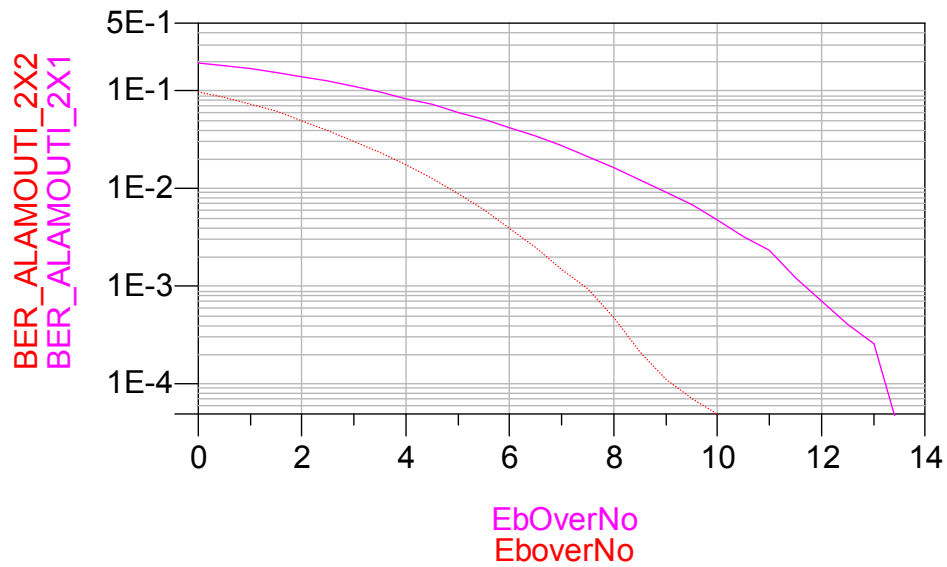
Ο τύπος του καναλιού που επιλέχθηκε παίρνει διάφορες παραμέτρους εισόδου. Στην συνέχεια ακολουθεί πίνακας με τις περιπτώσεις που επιλέχθηκαν να

προσομοιωθούν στο σύστημα μας. Οι χρόνοι t_{11} και t_{22} θεωρήθηκαν σταθεροί σε όλες τις περιπτώσεις ενώ μεταβάλλονταν η τιμή της παραμέτρου AmpArray μέσω των μεταβλητών h_{ij} . Γνωρίζοντας την τιμή του t_{11} και της διαφοράς των ($t_{11} - t_{21}$), είναι εύκολο να προσδιοριστεί και η τιμή της παραμέτρου t_{21} . Αντίστοιχα ισχύουν και για την t_{12} .

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-5						
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ						
ΓΙΑ 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING						
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	h11	h21	h22	h12	(t11 =	(t22 =
					Symbol_Time*5)	Symbol_Time*5)
					t11 - t21	t22 - t12
1	0.9	0.8	0.9	0.8	0.000005	0.000005
2	0.9	0.6	0.9	0.6	0.000005	0.000005
3	0.9	0.4	0.9	0.4	0.000005	0.000005
4	0.8	0.7	0.8	0.7	0.000005	0.000005
5	0.8	0.6	0.8	0.6	0.000005	0.000005
6	0.7	0.5	0.7	0.5	0.000005	0.000005
7	0.6	0.4	0.6	0.4	0.000005	0.000005
8	0.3	0.2	0.3	0.2	0.000005	0.000005

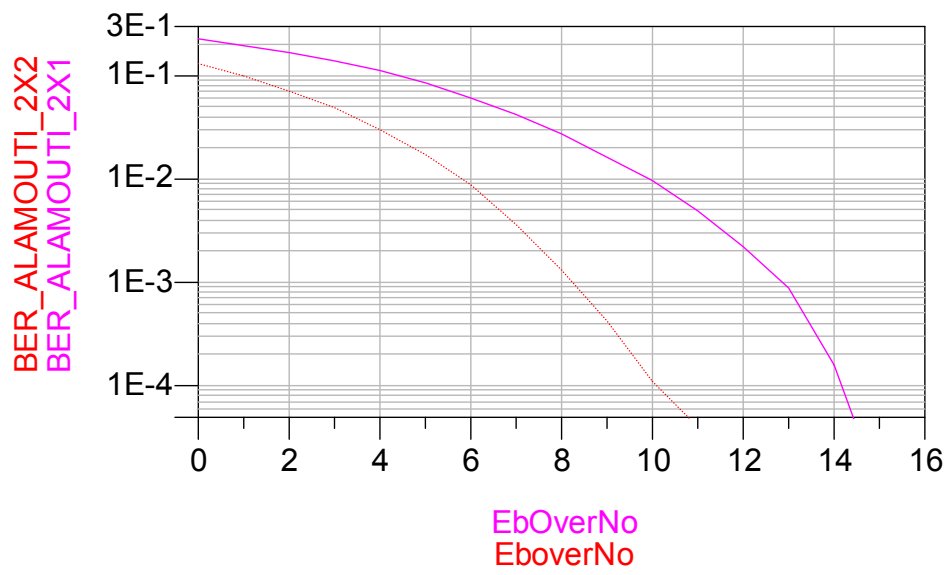
Οι παράμετροι επιλέχθηκαν με συγκεκριμένο τρόπο για να είναι δυνατή η σύγκριση της επίδοσης του συστήματος 2x2 με σύστημα 2x1. Καταρχήν υπάρχει μια συμμετρία στα κανάλια του συστήματος. Λέγοντας συμμετρία εννοείται η ικανοποίηση δυο κριτηρίων. Το πρώτο είναι οι συνθήκες διάδοσης από την πρώτη κεραία του πομπού στην πρώτη κεραία του δέκτη να είναι ίδιες με τις συνθήκες διάδοσης από την δεύτερη κεραία του πομπού στην δεύτερη κεραία του δέκτη. Το δεύτερο είναι οι συνθήκες διάδοσης από την πρώτη κεραία του πομπού στην δεύτερη κεραία του δέκτη να είναι ίδιες με τις συνθήκες διάδοσης από την δεύτερη κεραία του πομπού στην πρώτη κεραία του δέκτη. Οπότε ισχύουν οι εξής σχέσεις: $h_{11} = h_{22}$, $h_{21} = h_{12}$, $t_{11} = t_{22}$ και $t_{21} = t_{12}$. Επίσης οι τιμές των h_{11} , h_{21} , t_{11} και t_{21} είναι ίδιες με τις αντίστοιχες του πίνακα 5-3. Σε γενικές γραμμές η υπόθεση της συμμετρίας των καναλιών δεν απέχει πολύ από την πραγματικότητα γιατί οι αποστάσεις μεταξύ των κεραιών είναι πολύ μικρές.

Ακολουθούν τα διαγράμματα στα οποία παρουσιάζεται ταυτόχρονα και η καμπύλη BER για την αντίστοιχη περίπτωση του πίνακα 5-3.



Index=0
 plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ———
 plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ·····

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-34 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1</i>

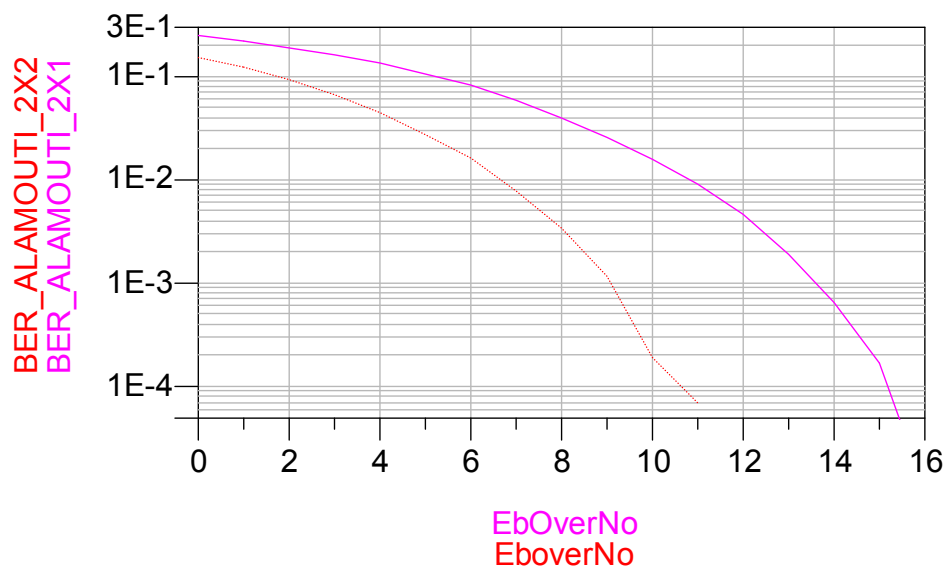


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ———

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ·····

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-35 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2</i>

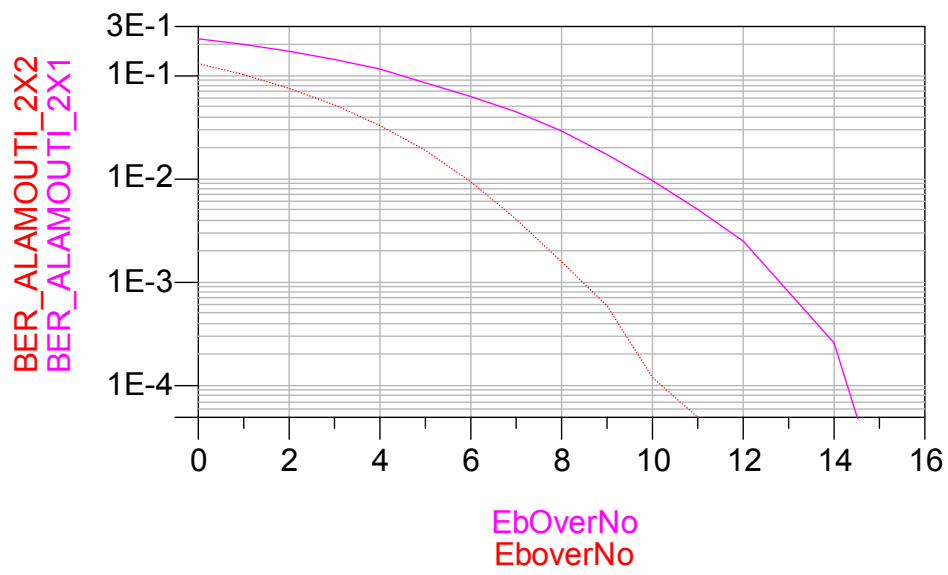


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ————

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ······

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-36 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3</i>

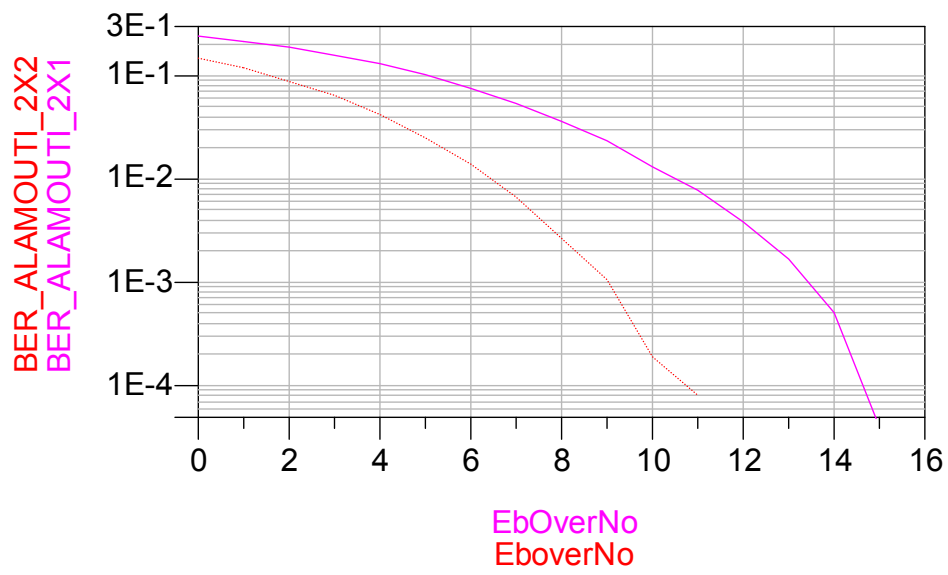


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ————

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ······

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-37 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 4</i>

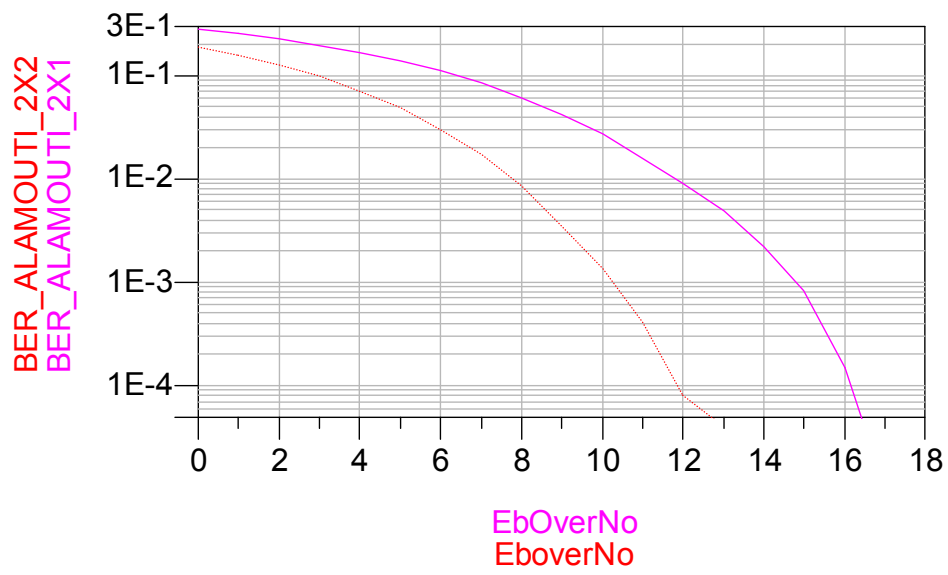


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ———

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ·····

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-38 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5</i>

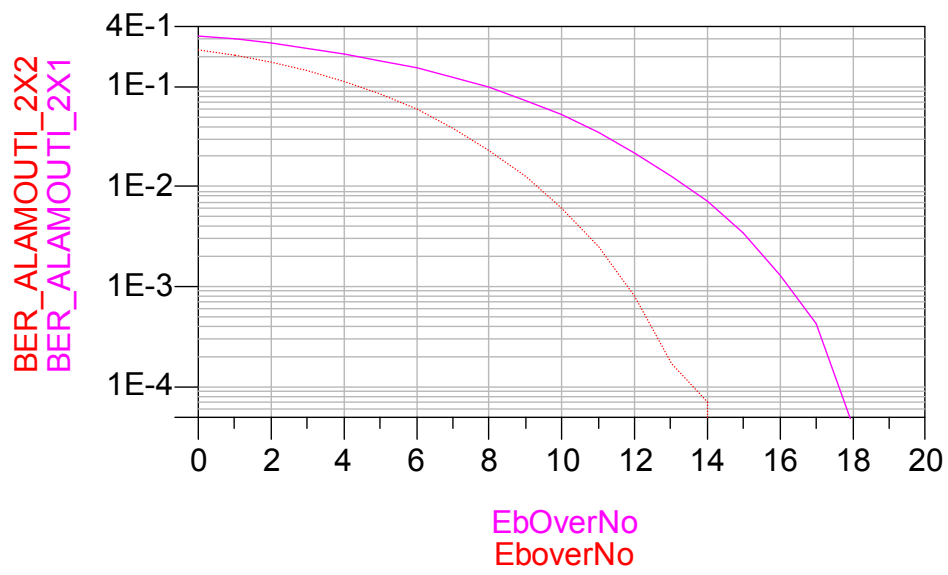


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ————

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ······

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-39 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 6</i>

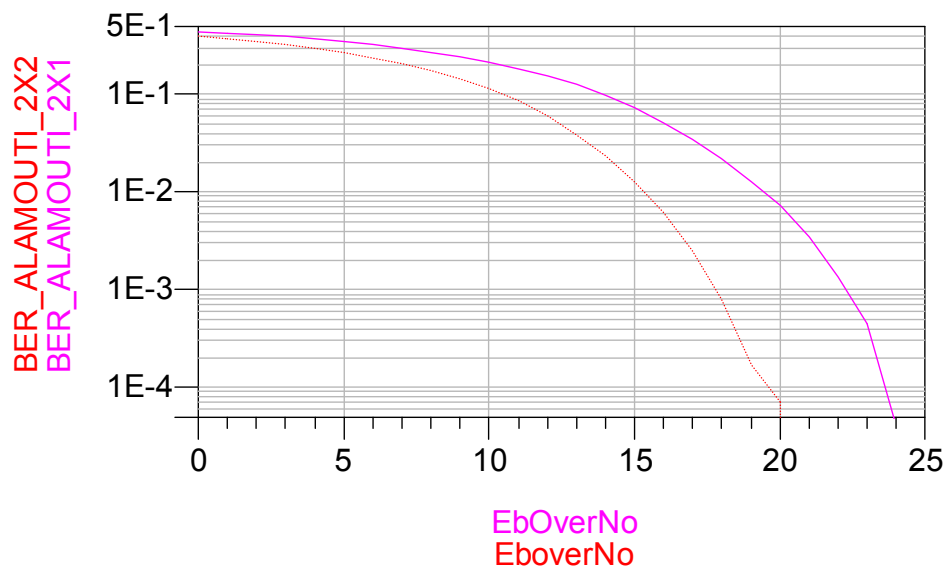


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ———

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ·····

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-40 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 7</i>



Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) ———

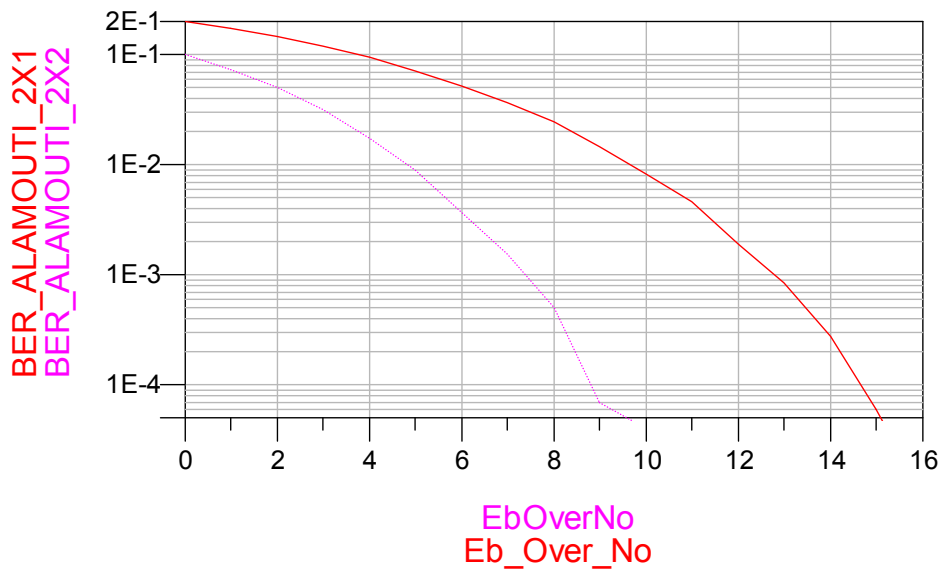
plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ·····

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-41 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-5</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 8</i>

Στην συνέχεια παραθέτουμε τον πίνακα 5-6. Υπάρχει η αντίστοιχη σχέση μεταξύ των περιπτώσεων του πίνακα 5-6 και του 5-4 με αυτή που υπάρχει μεταξύ του πίνακα 5-5 και του πίνακα 5-3. Οπότε είναι πάλι δυνατή η σύγκριση του 2x2 συστήματος με το αντίστοιχο 2x1. Επίσης λόγω της σχέσης του με τον πίνακα 5-5 είναι πιο εύκολο να γίνουν συγκρίσεις της επίδοσης του συστήματος αξιολογώντας την ευαισθησία του σε χρονικές μετατοπίσεις του σήματος από την δεύτερη κεραία εκπομπής.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-6						
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ						
ΓΙΑ 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING						
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	h11	h21	h22	h12	(t11 =	(t22 =
					Symbol_Time*5)	Symbol_Time*5)
					t11 - t21	t22 - t12
1	0.9	0.8	0.9	0.8	0.000007	0.000007
2	0.9	0.6	0.9	0.6	0.000007	0.000007
3	0.9	0.4	0.9	0.4	0.000007	0.000007
4	0.8	0.7	0.8	0.7	0.000007	0.000007
5	0.8	0.6	0.8	0.6	0.000007	0.000007
6	0.7	0.5	0.7	0.5	0.000007	0.000007
7	0.6	0.4	0.6	0.4	0.000007	0.000007
8	0.3	0.2	0.3	0.2	0.000007	0.000007

Ακολουθούν τα διαγράμματα.

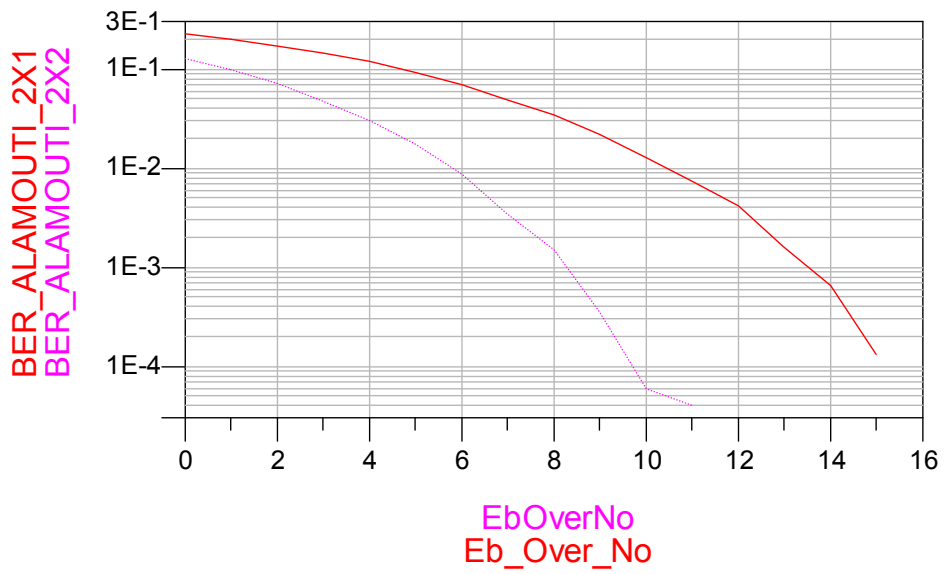


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-42 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1

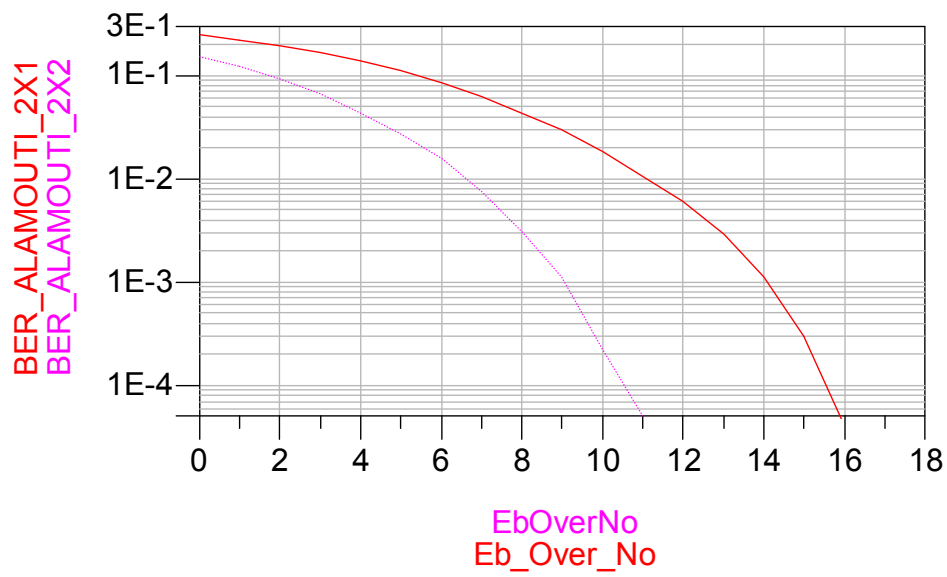


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-43 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2</i>

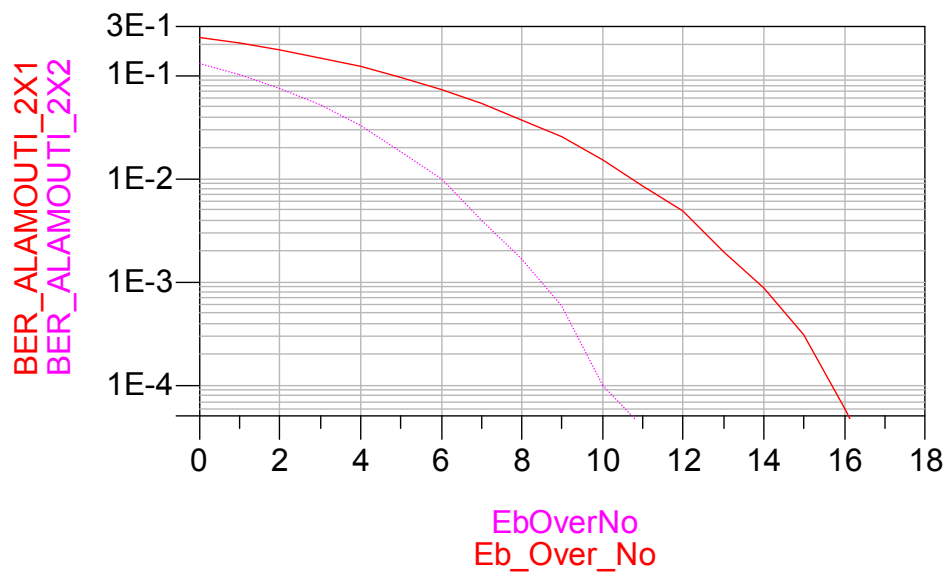


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-44 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3</i>

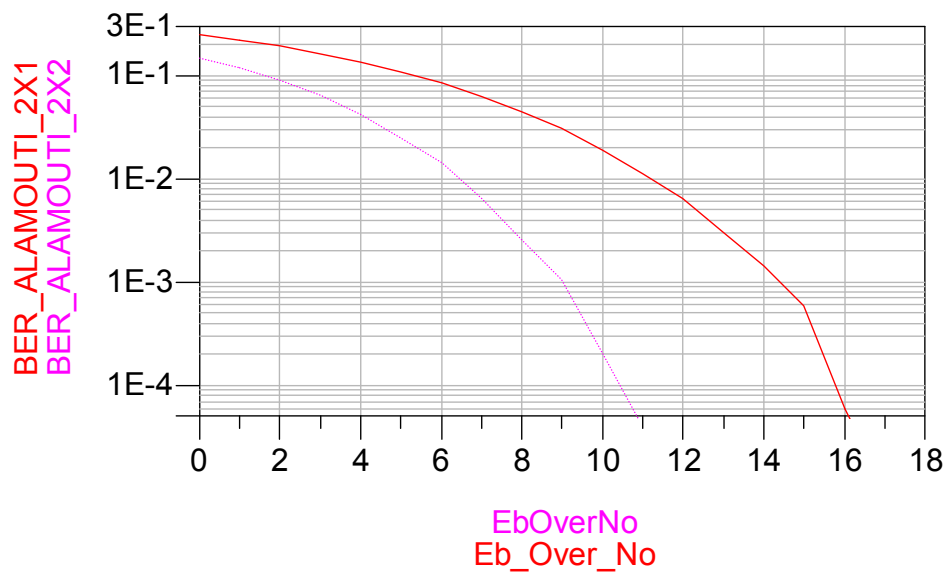


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-45 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 4</i>

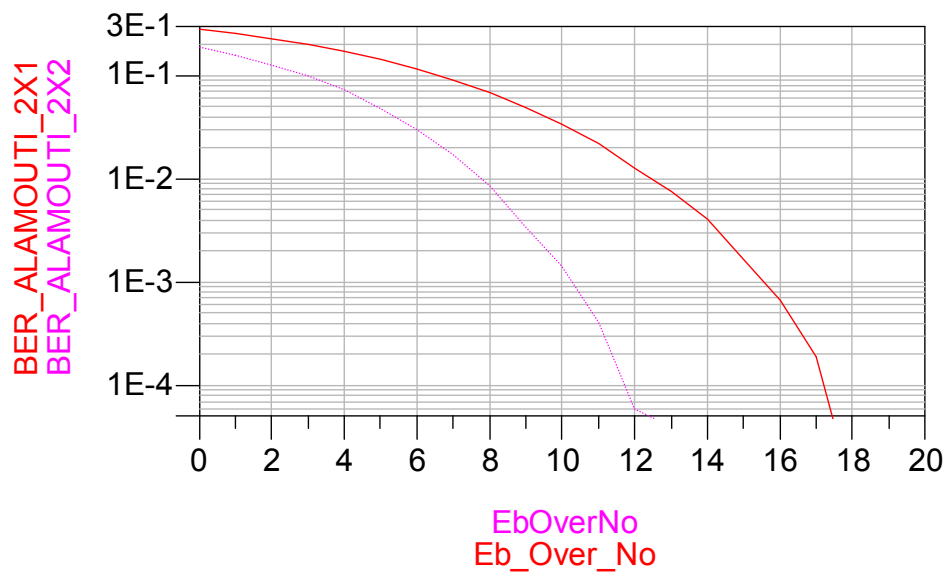


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-46 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5</i>

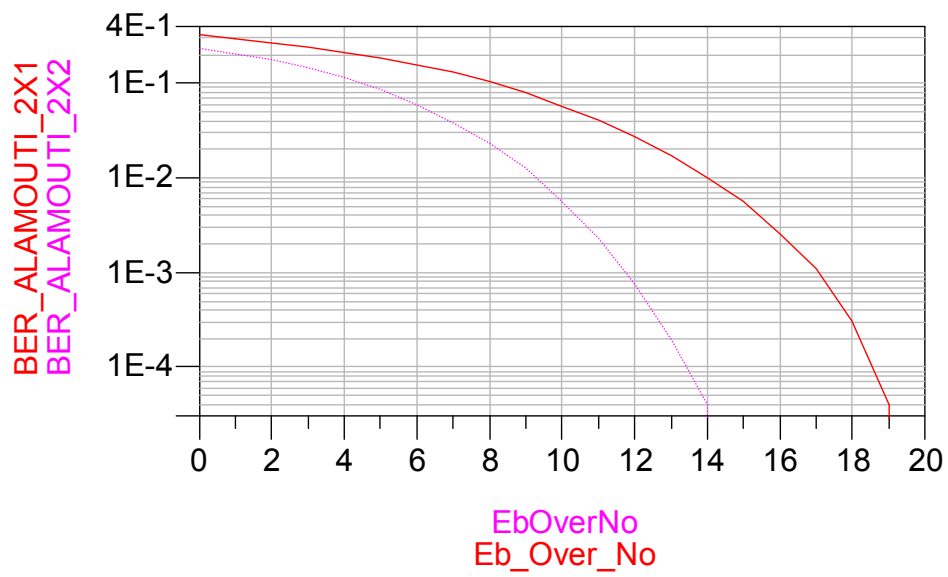


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-47 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 6</i>

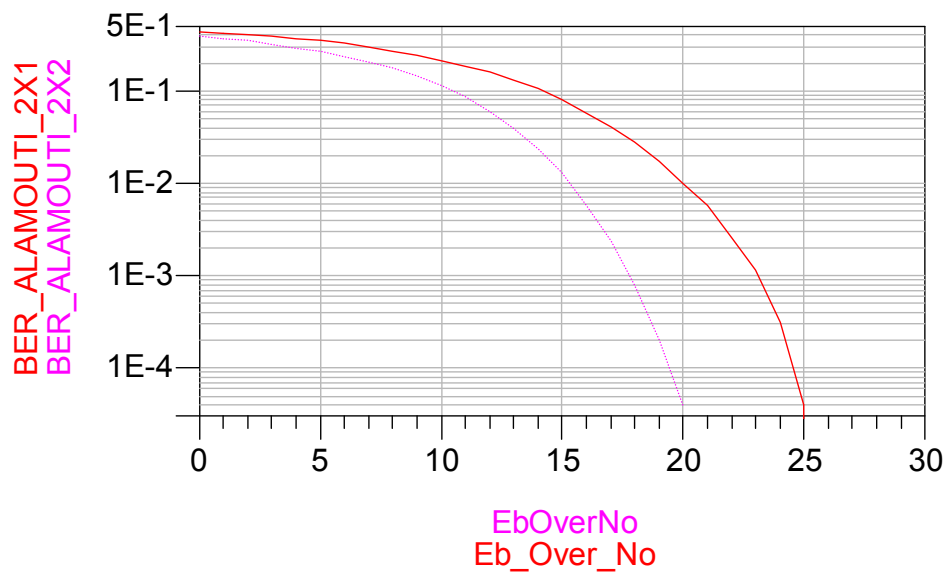


Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-48 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 7</i>



Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EbOverNo) - - - - -

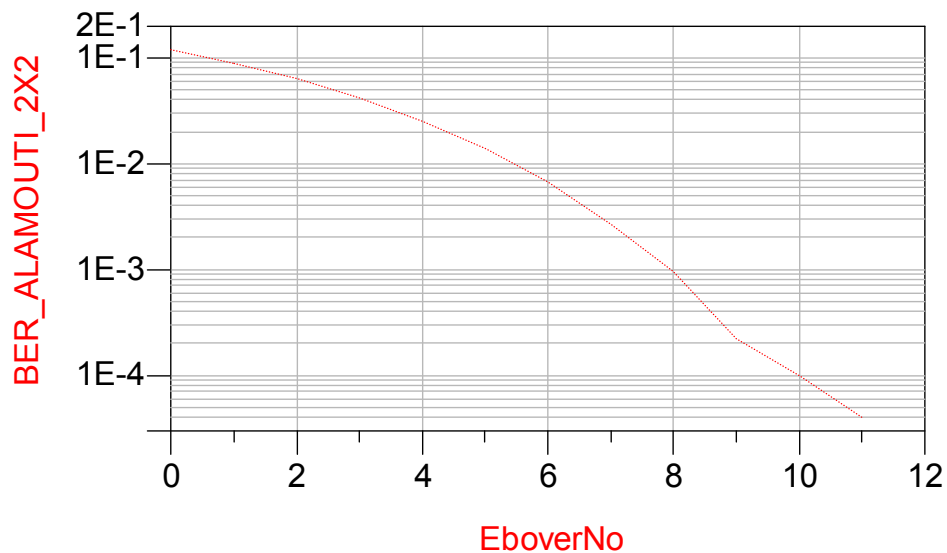
plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_Over_No) - - - - -

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-49 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-6	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 8

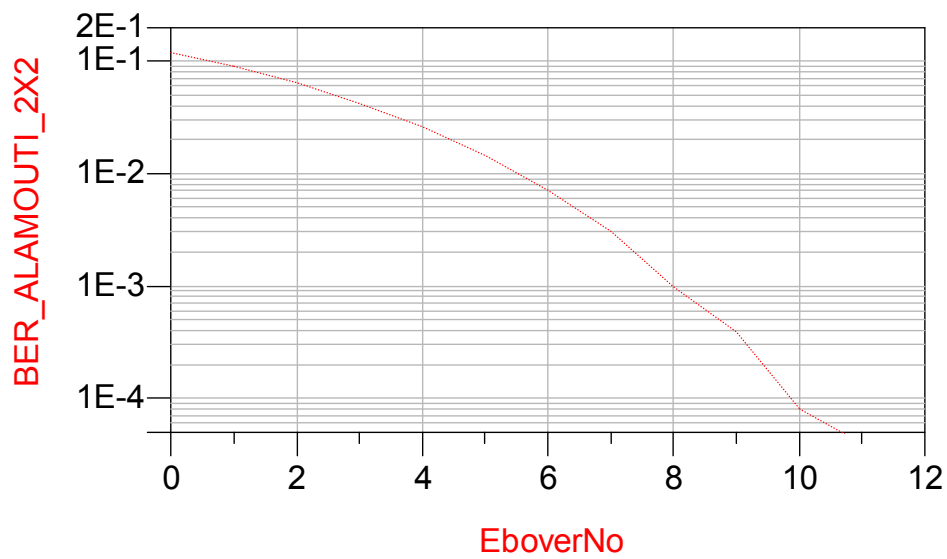
Στην συνέχεια παραθέτουμε έναν πίνακα με μη συμμετρικές περιπτώσεις καναλιών, ώστε να εξεταστεί η συμπεριφορά του σε πιο ρεαλιστικές συνθήκες περιβάλλοντος.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-7						
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ						
ΓΙΑ 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING						
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	h11	h21	h22	h12	(t11 =	(t22 =
					Symbol_Time*5)	Symbol_Time*5)
					t11 - t21	t22 - t12
1	0.9	0.8	0.85	0.6	0.000005	0.000005
2	0.9	0.8	0.85	0.6	0.000005	0.000007
3	0.9	0.7	0.8	0.5	0.000005	0.000007
4	0.9	0.7	0.8	0.5	0.000006	0.000009
5	0.8	0.65	0.7	0.2	0.000003	0.000005

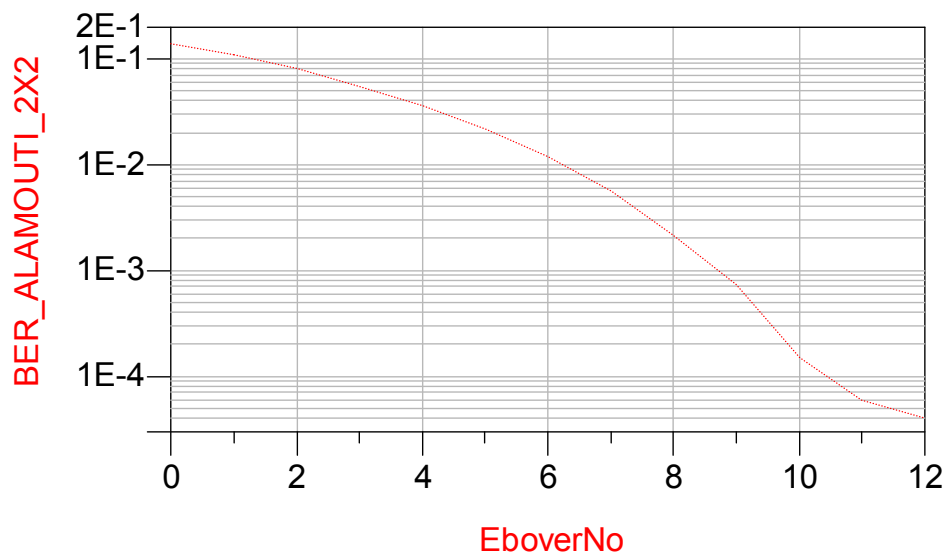
Ακολουθούν τα διαγράμματα.



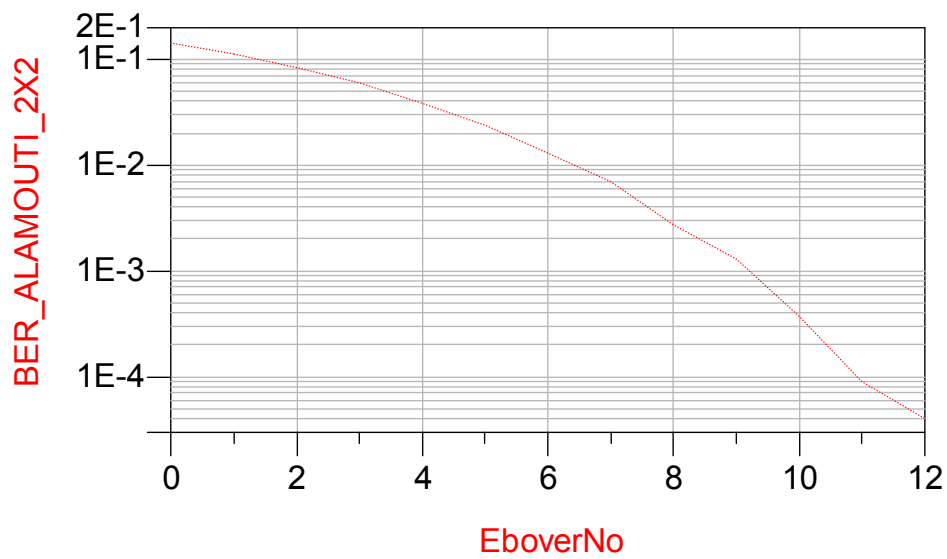
ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-50 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-7	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1



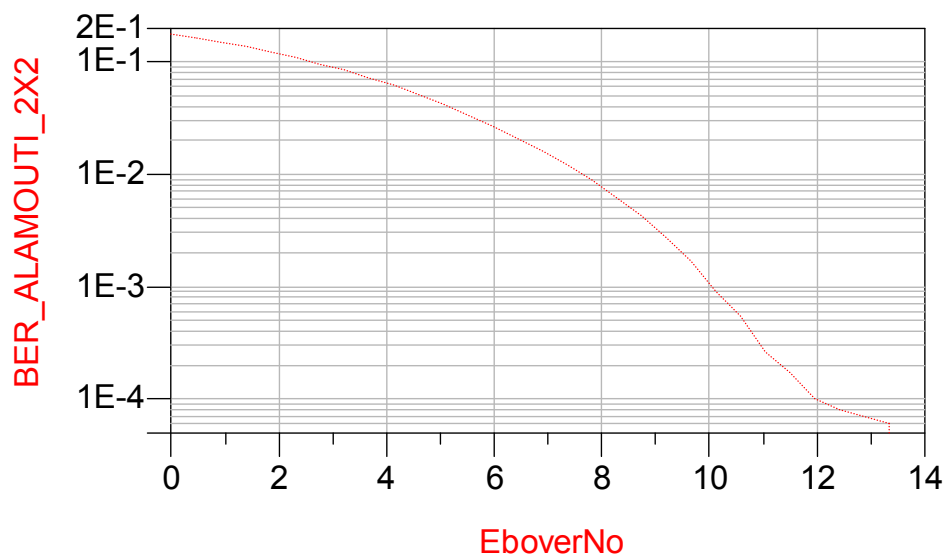
<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-51 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-7</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-52 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-7</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 3</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-53 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-7</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 4</i>



<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-54 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI CODING</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-7</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5</i>

5.3.3.1.2 ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ

5.3.3.1.2.1 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-5

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω οι περιπτώσεις που επιλέχθηκαν να προσομοιωθούν επιτρέπουν σε ένα βαθμό να υπάρχει σύγκριση των 2x1 συστημάτων με τα 2x2 συστήματα. Παρατηρώντας τα διαγράμματα προκύπτει ότι υπάρχει μια βελτίωση (3 - 5) dB ανάλογα με την περίπτωση και το επίπεδο BER στο οποίο γίνεται η σύγκριση.

Όλες οι περιπτώσεις ραδιοδιαύλων που επιλέχθηκαν και ταξινομήθηκαν στον πίνακα 5-5 έχουν τους ίδιους χρόνους καθυστέρησης διάδοσης t_{11} και t_{21} . Επίσης λόγω της προαναφερθείσας συμμετρίας ισχύει ότι $t_{11} = t_{22}$ και $t_{21} = t_{12}$. Τα χαρακτηριστικά που μεταβάλλονται σε κάθε περίπτωση είναι οι τιμές h_{11} , h_{21} , h_{22} και h_{12} που επηρεάζουν μόνο το πλάτος του σήματος που μεταδίδεται σε κάθε κανάλι.. Οι τιμές των h_{11} και h_{21} είναι ίδιες με αυτές των αντίστοιχων περιπτώσεων του πίνακα 5-3. Επίσης λόγω συμμετρίας ισχύει ότι $h_{11} = h_{22}$ και $h_{21} = h_{12}$. Παρακάτω όταν γίνεται αναφορά σε κάποια μεταβλητή θα εννοείται και η συμπεριφορά της συμμετρικής της.

Συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 1, 2 και 3, στις οποίες το h_{11} διατηρείται σταθερό και το h_{21} μειώνεται, παρατηρούμε ότι η χειροτερεύει η επίδοση του συστήματος. Για παράδειγμα για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-4} απαιτούνται 9dB στην πρώτη περίπτωση, 10 dB στην δεύτερη και 11 dB στην τρίτη.

Αντίστοιχα ισχύουν συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 4 και 5, στις οποίες για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-4} απαιτούνται 10 dB και 11 dB αντίστοιχα. Επίσης παρατηρούμε η περίπτωση 4 παρουσιάζει όμοια επίδοση με την περίπτωση 2. Αυτό φαίνεται λογικό σε έναν βαθμό γιατί οι δυο αυτές περιπτώσεις έχουν τον ίδιο μέσο όρο h_{11} και h_{21} .

Στην συνέχεια παρουσιάζονται οι περιπτώσεις 6, 7 και 8. Οι περιπτώσεις αυτές παρουσιάζουν αισθητά χειρότερη επίδοση από τις προηγούμενες γιατί αναφέρονται σε συνθήκες περιβάλλοντος που εξασθενούν σε μεγαλύτερο βαθμό το διαδιδόμενο σήμα. Με αυτόν τον τρόπο επαληθεύεται ότι το σύστημα εξακολουθεί να συμπεριφέρεται φυσιολογικά σε πιο ακραίες συνθήκες περιβάλλοντος, παρουσιάζοντας μάλιστα αποδεκτή επίδοση ως προς τον ρυθμό λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του θορύβου (E_b/N_0).

Συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 6, 7 και 8, παρατηρούμε ότι η χειροτερεύει η επίδοση του συστήματος όσο χειροτερεύουν οι συνθήκες περιβάλλοντος. Για παράδειγμα για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-4} απαιτούνται 12dB στην περίπτωση 6, 13 dB στην περίπτωση 7 και 19 dB στην περίπτωση 8.

Στην συνέχεια εξετάζεται η βελτίωση της επίδοσης του συστήματος που επιτυγχάνεται με τη χρήση μιας παραπάνω κεραιάς στον δέκτη. Γίνεται, δηλαδή, σύγκριση της επίδοσης ενός 2x1 συστήματος με ένα 2x2 σύστημα με αντίστοιχες συνθήκες περιβάλλοντος. Οι αντίστοιχες συνθήκες εξασφαλίζονται με την συμμετρία των καναλιών.

Για παράδειγμα παρατηρώντας τις περιπτώσεις 1, 3, 5 και 8, προκύπτει για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-4} σε ένα 2x2 σύστημα απαιτούνται 4dB , 5dB , 3dB και 5dB λιγότερα από ότι θα απαιτούνταν σε ένα 2x1 σύστημα με αντίστοιχες συνθήκες διάδοσης. Οπότε υπάρχει μια αισθητή βελτίωση σε όλες τις περιπτώσεις, η οποία εξαρτάται σε έναν βαθμό από τις εκάστοτε συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης.

5.3.3.1.2.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-6

Τα στοιχεία του πίνακα 5-6 είναι ίδια με αυτά του πίνακα 5-5 με εξαίρεση την τιμή t21(και του t12 λόγω της συμμετρίας που εξακολουθεί να ισχύει). Οπότε η μοναδική διαφορά μεταξύ αντίστοιχων περιπτώσεων των δυο αυτών πινάκων είναι ότι το σήμα από την δεύτερη κεραιά εκπομπής φτάνει στην κεραιά του δέκτη με μεγαλύτερη καθυστέρηση σε σχέση με το σήμα από την πρώτη κεραιά. Άρα είναι λογικό να αναμένουμε αντίστοιχη σχετική συμπεριφορά του συστήματος στις διαφορετικές περιπτώσεις ραδιοδιάυλων του πίνακα 5-6 με αυτήν που παρουσίαζε στις περιπτώσεις του πίνακα 5-5.

Συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 1, 2 και 3, στις οποίες το h11 διατηρείται σταθερό και το h21 μειώνεται, παρατηρούμε ότι η χειροτερεύει η επίδοση του συστήματος. Για παράδειγμα για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-3} απαιτούνται 7dB στην πρώτη περίπτωση, 8 dB στην δεύτερη και 9 dB στην τρίτη. Οι παρατηρήσεις αυτές είναι αντίστοιχες με αυτές που έγιναν για τις περιπτώσεις 1,2 και 3 του πίνακα 5-5. Όμοια συμπεράσματα προκύπτουν παρατηρώντας και τα υπόλοιπα διαγράμματα, επιβεβαιώνοντας έτσι την αρχική πεποίθηση.

Στην συνέχεια εξετάζεται η βελτίωση της επίδοσης του συστήματος που επιτυγχάνεται με τη χρήση μιας παραπάνω κεραιάς στον δέκτη. Γίνεται, δηλαδή,

σύγκριση της επίδοσης ενός 2x1 συστήματος με ένα 2x2 σύστημα με αντίστοιχες συνθήκες περιβάλλοντος. Οι αντίστοιχες συνθήκες εξασφαλίζονται με την συμμετρία των καναλιών.

Για παράδειγμα παρατηρώντας τις περιπτώσεις 1, 3, 5 και 8, προκύπτει για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-4} σε ένα 2x2 σύστημα απαιτούνται 6dB , 5dB , 5dB και 5dB λιγότερα από ότι θα απαιτούνταν σε ένα 2x1 σύστημα με αντίστοιχες συνθήκες διάδοσης. Οπότε υπάρχει μια αισθητή βελτίωση σε όλες τις περιπτώσεις, η οποία εξαρτάται σε έναν βαθμό από τις εκάστοτε συνθήκες του περιβάλλοντος διάδοσης.

5.3.3.1.2.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-5 ΜΕ ΤΙΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΣ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ 5-6

Συγκρίνοντας τώρα τις περιπτώσεις του πίνακα 5-5 με τις αντίστοιχες περιπτώσεις του πίνακα 5-6, παρατηρείται ελαφρώς πιο έντονη βελτίωση της επίδοσης του συστήματος από την μετάβαση από ένα 2x1 σύστημα σε ένα 2x2 σύστημα. Αυτό μπορεί να οφείλεται στο ότι μειώνεται η ευαισθησία του συστήματος σε χρονικές μετατοπίσεις των συνιστωσών από τις δυο κεραίες εκπομπής με την προσθήκη άλλης μιας κεραίας στον δέκτη.

5.3.3.1.2.4 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΩΝ ΠΙΝΑΚΑ 5-7

Στην συνέχεια εξετάζονται μη συμμετρικές περιπτώσεις καναλιών, ώστε να εξεταστεί η συμπεριφορά του σε πιο ρεαλιστικές συνθήκες περιβάλλοντος. Οι περιπτώσεις 1 και 2 επιλέχθηκε να διαφέρουν μόνο ως προς την καθυστέρηση διάδοσης t_{12} για να εξεταστεί η ευαισθησία του συστήματος σε χρονικές μετατοπίσεις των συνιστωσών των σημάτων. Παρατηρήθηκε ότι οι δυο αυτές περιπτώσεις διαφέρουν ανεπαίσθητα ως προς την επίδοση του συστήματος.

Οι περιπτώσεις 3 και 4 επιλέχθηκε να διαφέρουν ως προς τις καθυστερήσεις διάδοσης t_{12} και t_{21} . Παρατηρήθηκε ότι οι δυο αυτές περιπτώσεις διαφέρουν ελάχιστα ως προς την επίδοση του συστήματος με την περίπτωση 4 να εμφανίζει την χειρότερη συμπεριφορά. Αυτό είναι λογικό λόγω του ότι εμφανίζονται μεγαλύτερες καθυστερήσεις διάδοσης στην περίπτωση αυτή.

Συγκρίνοντας τώρα τις περιπτώσεις 2 και 3, οι οποίες διαφέρουν ως προς τα h_{ij} αλλά έχουν τις ίδιες καθυστερήσεις διάδοσης t_{12} και t_{21} , παρατηρούμε ότι η

περίπτωση 3 εμφανίζει χειρότερη συμπεριφορά. Αυτό εξηγείται από τις μεγαλύτερες εξασθενίσεις κατά την διάδοση που υπάρχουν στην περίπτωση 3.

Τέλος η περίπτωση 5 επιλέχθηκε να έχει πιο ακραίες συνθήκες περιβάλλοντος από τις υπόλοιπες . Ο λόγος για το παραπάνω είναι για να εξεταστεί η συμπεριφορά του συστήματος σε αισθητά διαφορετικές συνθήκες διάδοσης και να προσδιοριστεί η αντίδραση του. Το αποτέλεσμα είναι ότι χειροτερεύει η επίδοση αλλά όχι σε μεγάλο βαθμό.

5.3.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΑΙ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ALAMOUTI

Με την χρήση των βαθμίδων UserDefChannel δεν ήταν δυνατός ο προσδιορισμός του παράγοντα φάσης που εισάγονταν μέσω του ραδιοδιαύλου. Αυτό είχε ως άμεση συνέπεια να μην υπάρχει πλήρης εκμετάλλευση των δυνατοτήτων της Alamouti κωδικοποίησης, η οποία απαιτεί γνώση των ραδιοδιαύλων στον δέκτη. Σε όλες τις περιπτώσεις είχε γίνει η υπόθεση ότι η μεταβολή που προκαλούσε ο παράγοντας της φάσης που εισάγονταν ήταν αμελητέος.

Σε αυτήν την ενότητα εξετάζεται η επίδοση συστημάτων MIMO με Alamouti κωδικοποίηση στα οποία υπάρχει τέλεια γνώση των καναλιών στον δέκτη. Για τον σκοπό αυτό έχει δημιουργηθεί ένας τύπος ραδιοδιαύλου που παρέχει αυτήν την δυνατότητα. Ο τύπος αυτός είναι το boxChannel που περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.3.

5.3.4.1 ALAMOUTI ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ1

Ακολουθεί σχεδιάγραμμα του συστήματος που προσομοιώθηκε (σχήμα 5-6).

Στην συνέχεια ακολουθεί πίνακας με κάποιες από τις περιπτώσεις που προσομοιώθηκαν.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5-8				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ				
ΓΙΑ 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ				
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	Re{h11}	Im{h11}	Re {h21}	Im{h21}
1	0.95	0.1	0.9	0.2
2	0.95	100	0.9	0.2
3	0.5	4	0.6	0.2
4	0.9	0.1	0.8	0.2
5	0.95	0.01	0.9	0.02
6	0.5	0.05	0.4	0.01

Ο πίνακας αυτός περιέχει το φανταστικό και το πραγματικό μέρος της συνάρτησης μεταφοράς για κάθε κανάλι. Οι τιμές $Re\{h_{11}\}$, $Im\{h_{11}\}$, $Re\{h_{21}\}$ και $Im\{h_{21}\}$ καθορίζονται από τις μεταβλητές h_{11} , h_{11_im} , h_{22} και h_{2_im} αντίστοιχα. Όπως έχει περιγραφεί οι μεταβλητές αυτές ουσιαστικά λειτουργούν ως παράμετροι εισόδου των καναλιών, ρυθμίζοντας τις συνθήκες διάδοσης.

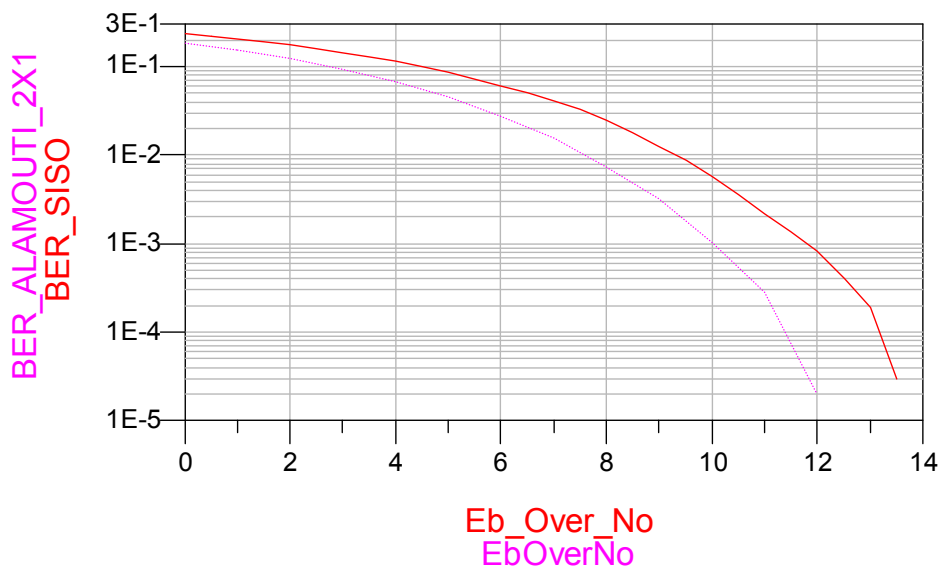
Η επιλογή των τριών πρώτων περιπτώσεων έγινε με το κριτήριο να ελεγχθεί η συμπεριφορά του συστήματος με Alamouti κωδικοποίηση. Η πρώτη περίπτωση επιλέχθηκε να έχει συνθήκες διάδοσης σχετικά κοντά στην πραγματικότητα.

Η δεύτερη περίπτωση επιλέχθηκε ώστε να έχει τελείως ακραίες συνθήκες. Πιο συγκεκριμένα το φανταστικό μέρος της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού μεταξύ της πρώτης κεραίας του εκπομπής και της κεραίας του δέκτη είχε την τιμή 100 ενώ το πραγματικό μέρος είχε την τιμή 0.95. Αυτές οι συνθήκες διάδοσης απέχουν πολύ από την πραγματικότητα, αλλά με μηδενικό θόρυβο δίνουν το επιθυμητό αποτέλεσμα. Το επιθυμητό αποτέλεσμα είναι μηδενικός ρυθμός λανθασμένων bits (BER). Οπότε με τέλεια γνώση του καναλιού στον δέκτη και απουσία θορύβου αναπαράγεται η αρχική ακολουθία από bits χωρίς λάθη. Έτσι επιβεβαιώνεται ότι η υλοποίηση της Alamouti κωδικοποίησης έγινε με ορθό τρόπο.

Η περίπτωση 3 επιλέχθηκε ώστε οι συνθήκες διάδοσης να έχουν ως αποτέλεσμα μεγάλη σχετικά εξασθένιση του σήματος και ταυτόχρονα εισαγωγή ενός

σημαντικού παράγοντα φάσης στο κανάλι μεταξύ της πρώτης κεραίας του εκπομπής και της κεραίας του δέκτη. Σε όλες αυτές τις περιπτώσεις απουσία θορύβου ο ρυθμός λανθασμένων bits (BER) είναι μηδενικός.

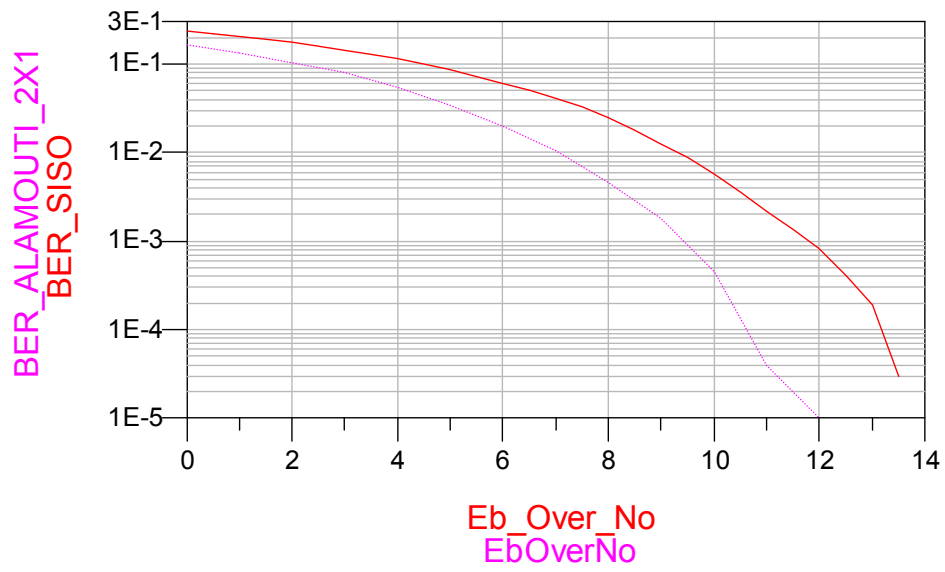
Στην συνέχεια εξετάστηκαν οι περιπτώσεις 4, 5 και 6, οι οποίες προσεγγίζουν περισσότερο τις συνθήκες διάδοσης που εξετάστηκαν μέχρι τώρα. Ακολουθούν τα διαγράμματα που δείχνουν την μεταβολή του ρυθμού λανθασμένων bits (BER) συναρτήσει του λόγου της ενέργειας ενός bit προς την ενέργεια του θορύβου (E_b/N_0).



```

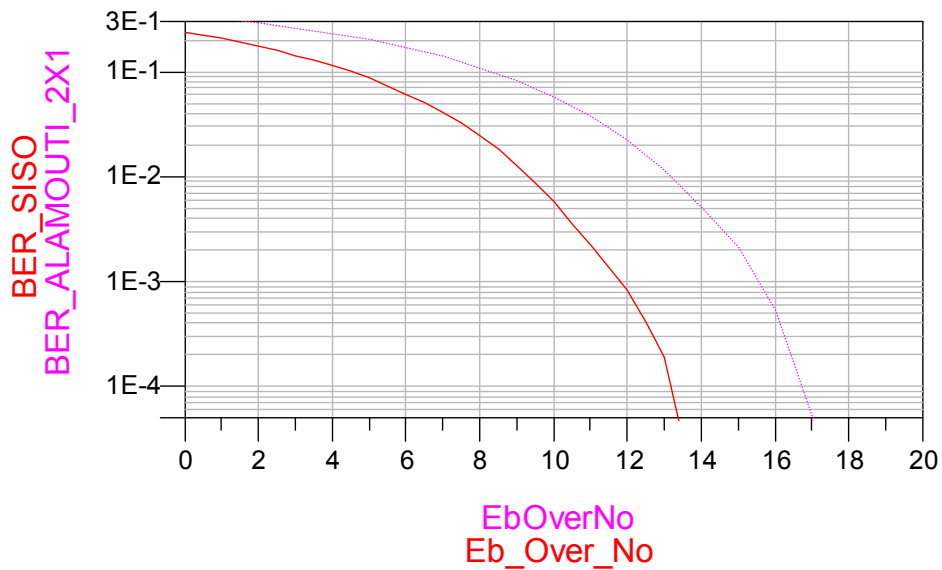
Index=0
plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) .....
plot_vs(BER_SISO, Eb_Over_No) .....
    
```

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-55 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ boxChannel	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-8	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 4



Index=0
 plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo)
 plot_vs(BER_SISO, Eb_Over_No) _____

<i>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-56 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ boxChannel</i>	
<i>ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-8</i>	<i>ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 5</i>



```

Index=0
plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, EbOverNo) .....
plot_vs(BER_SISO, Eb_Over_No) .....

```

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-57 2x1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ boxChannel

ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-8	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 6
---------------------	---------------------

Συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 4 και 5 , στις οποίες το $\text{Re}\{h_{11}\}$ και το $\text{Re}\{h_{21}\}$ αυξάνονται και το $\text{Im}\{h_{11}\}$ και $\text{Im}\{h_{21}\}$ μειώνονται, παρατηρούμε ότι η βελτιώνεται η επίδοση του συστήματος. Για παράδειγμα για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-3} απαιτούνται 10dB στην περίπτωση 4 και 9 dB στην περίπτωση 5. Αυτό είναι φυσιολογικό γιατί η περίπτωση 5 έχει μεγαλύτερο πλάτος και μικρότερη φάση στην συνάρτηση μεταφοράς της, με αποτέλεσμα να μειώνεται η πιθανότητα εμφάνισης λαθών.

Στα διαγράμματα αυτά παρουσιάστηκε και η αντίστοιχη καμπύλη ενός SISO συστήματος με μόνο την επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN). Για αυτόν τον λόγο – οι διαφορετικές συνθήκες περιβάλλοντος - δεν είναι δυνατό να γίνει

άμεση σύγκριση των δυο αυτών συστημάτων. Η παράθεση της καμπύλης αυτής παρέχει απλώς ένα ελάχιστο μέτρο σύγκρισης, με την έννοια της βελτίωσης της επίδοσης του συστήματος ακόμα και σε χειρότερες συνθήκες διάδοσης.

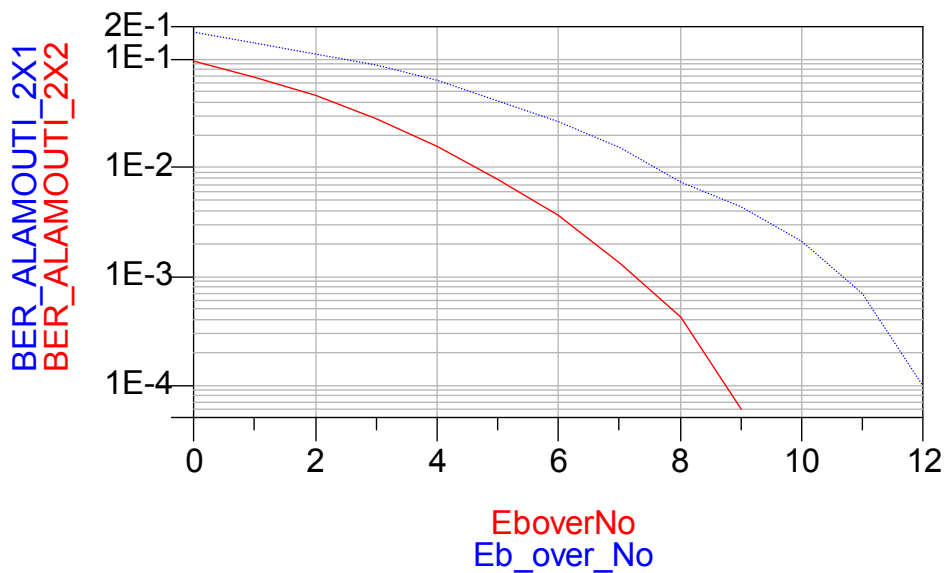
Η βελτίωση παύει να ισχύει στην περίπτωση 6 που εξετάστηκε. Ο λόγος είναι ότι οι συνθήκες διάδοσης είναι τέτοιας φύσης που αποτελούν πλέον καθοριστικότερο παράγοντα της επίδοσης. Δηλαδή, η βελτίωση της επίδοσης που επιτυγχάνεται με την προσθήκη ενός παραπάνω πομπού δεν είναι τόσο ισχυρή ώστε να υπερνικήσει την επιδείνωση της επίδοσης που προκαλείται από την χειροτέρευση των συνθηκών διάδοσης του σήματος.

5.3.4.2 ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ 2Χ2

Ακολουθεί σχεδιάγραμμα του συστήματος που προσομοιώθηκε (σχήμα 5-7).

Στην συνέχεια ακολουθεί πίνακας και διαγράμματα με κάποιες από τις περιπτώσεις που προσομοιώθηκαν.

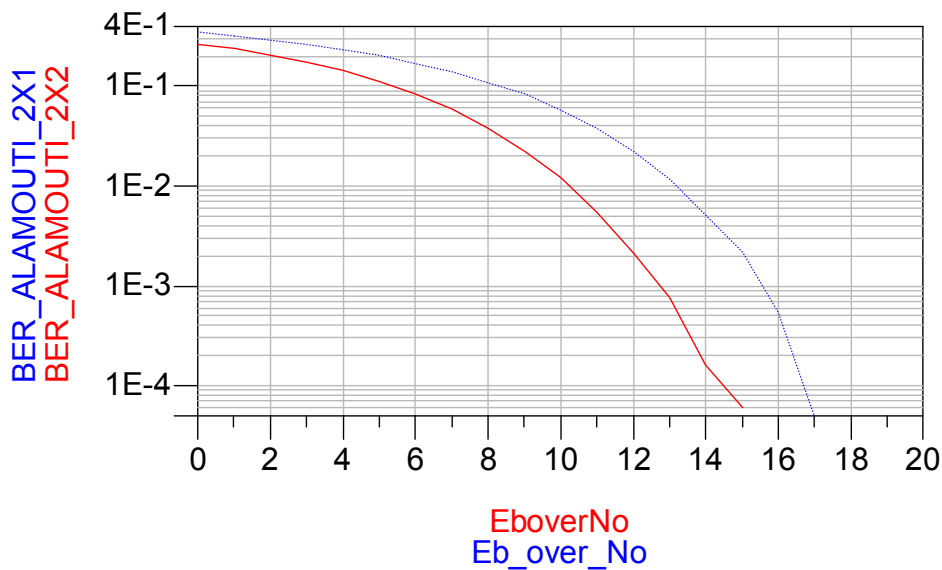
ΠΙΝΑΚΑΣ 5-9								
ΠΕΡΙΠΤΩΣΕΙΣ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΩΝ								
ΓΙΑ 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ								
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ	Re {h11}	Im {h11}	Re {h21}	Im {h21}	Re {h22}	Im {h22}	Re {h12}	Im {h12}
1	0.9	0.1	0.8	0.2	0.9	0.1	0.8	0.2
2	0.5	0.05	0.4	0.01	0.5	0.05	0.4	0.01



```

Index=0
plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ————
plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_over_No) .....
    
```

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-58 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ boxChannel	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-9	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 1



Index=0

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X2, EboverNo) ————

plot_vs(BER_ALAMOUTI_2X1, Eb_over_No) ······

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ: 5-59 2x2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕ ALAMOUTI ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ boxChannel	
ΠΙΝΑΚΑΣ: 5-9	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ: 2

Οι περιπτώσεις που επιλέχθηκαν ικανοποιούν την συνθήκη συμμετρίας που θεωρήθηκε απαραίτητη για την σύγκριση ενός 2x1 συστήματος με ένα 2x2 σύστημα. Οπότε συγκρίνοντας τα συστήματα αυτά παρατηρείται αντίστοιχη βελτίωση με αυτήν που παρατηρήθηκε στα συστήματα που οι συνθήκες διάδοσης τους καθορίζονταν από άλλους τύπους καναλιών.

Συγκρίνοντας τις περιπτώσεις 1 και 2, στις οποίες το $\text{Re}\{h_{11}\}$ και το $\text{Re}\{h_{21}\}$ μειώνονται και το $\text{Im}\{h_{11}\}$ και $\text{Im}\{h_{21}\}$ αυξάνονται, παρατηρούμε ότι η χειροτερεύει η επίδοση του συστήματος. Για παράδειγμα για να επιτευχθεί τιμή BER 10^{-3} απαιτούνται 9dB στην περίπτωση 1 και 13 dB στην περίπτωση 2. Αυτό είναι

φυσιολογικό γιατί η περίπτωση 1 έχει αισθητά μεγαλύτερο πλάτος στην συνάρτηση μεταφοράς της, με αποτέλεσμα να μειώνεται η πιθανότητα εμφάνισης λαθών.

5.4 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ – ΔΥΣΚΟΛΙΕΣ

Η δυσκολία της υλοποίησης των θεωρητικών μοντέλων οφείλονταν στο γεγονός ότι δόθηκε έμφαση στην πιστή υλοποίηση συστήματος σύμφωνα με τις πραγματικές συνθήκες. Αυτό απαιτούσε την συνύπαρξη αναλογικών (RF) και ψηφιακών (DSP) βαθμίδων, οι οποίες έπρεπε να ρυθμιστούν κατάλληλα ώστε να λειτουργήσουν σωστά. Το παραπάνω είχε ως αποτέλεσμα να απαιτείται σημαντικός χρόνος προσομοίωσης.

Επίσης η διάρκεια της προσομοίωσης αυξάνονταν πολύ για υψηλές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου. Αυτό είναι αποτέλεσμα του γεγονότος ότι με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου μειώνεται ο ρυθμός λανθασμένων bits (BER) με συνέπεια να απαιτείται να μεταδοθεί μεγάλος αριθμός bits ώστε να προκύψουν αξιόπιστα αποτελέσματα. Η δυσκολία αυτή αντιμετωπίστηκε είτε με σταδιακές προσομοιώσεις είτε μεταβάλλοντας το πλήθος των εκπεμπόμενων δεδομένων ανάλογα με την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου.

Στην συνέχεια δόθηκε έμφαση στην εύρεση συνδυασμών παραμέτρων, ώστε με μικρές σχετικά μεταβολές να προκύπτουν ραδιοδιάυλοι με αξιοσημείωτα διαφορετική συμπεριφορά μεταξύ τους. Με αυτόν τον τρόπο και ύστερα από διεξοδική έρευνα καταλήξαμε στην επιλογή διαφόρων συνδυασμών παραμέτρων για τους τύπους ραδιοδιαύλων που εξετάστηκαν (AWGN, Flat Earth, User Defined), τους οποίους για ευκολία αναφοράς χαρακτηρίσαμε ως «περιπτώσεις» και αριθμήσαμε.

Βασικός στόχος ήταν η υλοποίηση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε επίπεδο προσομοίωσης με την μεγαλύτερη δυνατή προσέγγιση ενός αντίστοιχου πραγματικού από όπου θα ήταν δυνατό να εξαχθούν αξιόλογα συμπεράσματα ως προς τις διάφορες αρχιτεκτονικές και αλγορίθμους, όσο και να αποτελέσει την βάση όπου θα εφαρμοστούν και θα αξιολογηθούν ποικίλες προχωρημένες τεχνολογίες. Επίσης είναι αξιοσημείωτο το γεγονός ότι στα πλαίσια της παρούσας εργασίας η γνώση του ραδιοδιαύλου στον δέκτη θεωρήθηκε γνωστή (perfect channel state information) για την υλοποίηση συγκεκριμένων αλγορίθμων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η παρούσα εργασία σχετίζεται με την εξέταση ασύρματων συστημάτων μιας εισόδου – μιας εξόδου (SISO), πολλαπλών εισόδων – μιας εξόδου (MISO) και πολλαπλών εισόδων – πολλαπλών εξόδων (MIMO) σε διάφορες συνθήκες περιβάλλοντος διάδοσης. Η εξέταση των συστημάτων αυτών έγινε τόσο σε θεωρητικό επίπεδο, όσο και σε επίπεδο μοντελοποίησης και προσομοίωσης του όλου συστήματος. Το εργαλείο προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε έδωσε την δυνατότητα μοντελοποίησης πολλών διαφορετικών συνιστωσών που συμβάλλουν στην τελική επίδοση της τηλεπικοινωνιακής αλυσίδας.

Δόθηκε βάρος στην αλγοριθμική υλοποίηση της κωδικοποίησης Alamouti. Επίσης δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στην υλοποίηση προσομοίωσης από άκρο σε άκρο (end-to-end) του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Αυτό απαιτούσε την συνύπαρξη αναλογικών και ψηφιακών βαθμίδων στο σύστημα, οι οποίες προσομοιώθηκαν χωρίς να θεωρηθεί κάποια ισοδύναμη μορφή τους. Η επιλογή αυτή έγινε με στόχο την καλύτερη δυνατή προσέγγιση πραγματικών συστημάτων.

Τα συστήματα που σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν είχαν ως αναφορά το πρότυπο IEEE 802.16a (FWA). Το περιβάλλον διάδοσης του προτύπου αυτού είναι οι εξωτερικοί χώροι (outdoor) για αποστάσεις μικρότερες από δυο χιλιόμετρα. Η επιλογή των αποστάσεων, των υψών των κεραιών και της φέρουσας συχνότητας των 5.2 GHz έγινε βάσει του προτύπου αυτού.

Αρχικά εξετάστηκαν συστήματα SISO για να υπάρξει ένα μέτρο σύγκρισης για την βελτίωση της επίδοσης που επιτυγχάνεται με χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής (MISO και MIMO συστήματα). Στην συνέχεια εξετάστηκαν συστήματα 2x2 με χρήση απλής πολυπλεξίας. Τέλος εξετάστηκαν διεξοδικά συστήματα 2x1 και 2x2 με Alamouti κωδικοποίηση.

Κατά την αρχική φάση των προσομοιώσεων χρησιμοποιήθηκαν διάφορα είδη διαμόρφωσης. Τελικά, όμως, χρησιμοποιήθηκε αποκλειστικά η 16QAM διαμόρφωση. Οι λόγοι που οδήγησαν σε αυτήν την επιλογή είναι ο περιορισμός του χρόνου

εκτέλεσης της προσομοίωσης που απαιτούνταν για να εξασφαλισθεί η επιθυμητή ακρίβεια αποτελεσμάτων σε αποδεκτά επίπεδα και η επιδίωξη επίτευξης της όσο το δυνατόν μεγαλύτερης διαμετακομιστικής ικανότητας (throughput) του συστήματος υπό τις συνθήκες θορύβου και τα είδη περιβάλλοντος διάδοσης που εξετάστηκαν.

Για την αξιολόγηση της ευαισθησίας των συστημάτων στην μεταβολή των συνθηκών διάδοσης του σήματος έγινε προσομοίωση των συστημάτων σε διάφορες συνθήκες περιβάλλοντος. Σε πρώτη φάση εξετάστηκαν υπό την επίδραση μόνο λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN) για να εξεταστεί η συμπεριφορά τους σε συνθήκες που επιτρέπουν την αξιολόγηση της σχεδίασης των συστημάτων. Ο λόγος για τον οποίο επιτρέπεται η αξιολόγηση της σχεδίασης των συστημάτων είναι η ύπαρξη θεωρητικής σχέσης για την επίδοση του ρυθμού λανθασμένων δυαδικών ψηφίων (bits) υπό συνθήκες λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN). Στην συνέχεια εξετάστηκαν υπό συνθήκες διάδοσης που ακολουθούν το μοντέλο επίπεδης επιφάνειας (Flat Earth), δηλαδή στον δέκτη λαμβάνεται η απευθείας και μια ανακλώμενη συνιστώσα του σήματος. Τέλος εξετάστηκαν υπό συνθήκες διάδοσης οριζόμενες από τον χρήστη. Σε αυτήν την περίπτωση υπήρξε πλήρης ελευθερία επιλογής των συνθηκών διάδοσης, επιτρέποντας κατά συνέπεια την προσέγγιση πραγματικών συστημάτων. Παρατηρείται, δηλαδή, μια σταδιακή μετάβαση από ιδανικές συνθήκες περιβάλλοντος (AWGN) σε πραγματικές.

Σε αρχικό επίπεδο παρατηρήθηκε απόλυτη συμφωνία των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με τα θεωρητικά, επιβεβαιώνοντας την σωστή σχεδίαση και ρύθμιση των παραμέτρων λειτουργίας του συστήματος. Στην συνέχεια έγινε διερεύνηση των απαιτήσεων υπολογιστικής ισχύος που προϋπέθετε η αναλυτική προσομοίωση των SISO, MISO και MIMO συστημάτων.

Χαρακτηριστικά αναφέρεται ότι υπό συνθήκες λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN) παρατηρήθηκε βελτίωση 3 dB σε σύστημα MISO 2x1 με κωδικοποίηση Alamouti σε σχέση με αντίστοιχο σύστημα SISO. Επίσης παρατηρήθηκε βελτίωση μέχρι και 9 dB σε σύστημα MIMO 2x2 με κωδικοποίηση Alamouti σε σχέση με αντίστοιχο σύστημα MISO 2x1 με κωδικοποίηση Alamouti για συνθήκες ραδιοδιαύλου οριζόμενες από τον χρήστη.

Ως συνέχεια αυτών που μελετήθηκαν σε αυτήν την διπλωματική εργασία προκύπτει μια σειρά θεμάτων για ανάλυση. Η διεξοδική ανάλυση των θεμάτων αυτών έχει ως σκοπό την όσο το δυνατόν καλύτερη προσέγγιση των πραγματικών συστημάτων σύμφωνα με τις προδιαγραφές διεθνών προτύπων. Χαρακτηριστικά

αναφέρεται ως άμεσα επόμενο βήμα η ενσωμάτωση αρχιτεκτονικής ορθογώνιας πολυπλεξίας με διαίρεση συχνότητας (OFDM) για την αντιμετώπιση του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Επίσης, κρίνεται σημαντική η διερεύνηση της επίδοσης που επιτυγχάνεται για ευρύτερο πλήθος τύπων ραδιοδιαύλων. Τέλος, είναι απαραίτητη η υλοποίηση της βαθμίδας εκτίμησης του ραδιοδιαύλου, ο οποίος στην παρούσα εργασία θεωρήθηκε γνωστός στον δέκτη.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Στο υπόψη παράρτημα παρουσιάζονται συγκεντρωτικά δυο ενδεικτικές αλυσίδες προσομοίωσης. Η πρώτη προσομοιώνει ένα σύστημα 2x1 με κωδικοποίηση Alamouti και η δεύτερη ένα αντίστοιχο σύστημα 2x2.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Κανατάς Αθανάσιος, Κωνσταντίνου Φίλιππος. Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, Μάρτιος 2001.
- [2] Arogyasmi Paulraj, Rohit Nabar and Dhananjay Gore. Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge University Press 2003.
- [3] Ron Olexa. Implementing 802.11, 802.16, and 802.20 Wireless Networks Planning, Troubleshooting and Operations, Elsevier Inc, 2005.
- [4] Branka Vucetic and Jinhong Yuan. Space Time Coding, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [5] L. Hanzo, C.H.Wong, M.S. Yee. Adaptive Wireless Transceivers: Turbo-Coded, Turbo-Equalised and Space-Time Coded TDMA, CDMA, MC-CDMA and OFDM Systems, Department of Electronics and Computer Science, University of Southampton, UK.
- [6] Standards, IEEE, www.IEEE.org
- [7] Ming Kang, Lin Yang, and Mohamed-Slim Alouini. Space-Time Processing for MIMO Communications, Edited by A. B. Gershman and N. D. Sidiropoulos, Wiley & Sons, Ltd, 2005.
- [8] A. J. Paulraj, D. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei. An Overview of MIMO Communications - A Key to Gigabit Wireless, November 2003.
- [9] Siavash M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications, IEEE Journal on Select Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451 – 1458, October 1998.
- [10] Παναγιώτης Γ. Κωττής. Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων, Εκδόσεις Τζιόλα 2003.
- [11] Tuan Do-Hong and Peter Russer. Wideband Smart Antenna Array Applications, IEEE microwave magazine, pp.57-67, March 2004.
- [12] Andreas F. Molisch and Moe Z. Win. MIMO Systems with Antenna Selection, IEEE microwave magazine, pp.46-56, March 2004.
- [13] Α. Ν. Σταφυλοπάτης. Ανάλυση Επίδοσης Υπολογιστικών Συστημάτων, ΕΜΠ 1996.
- [14] ADS Ptolemy Simulation, Agilent Technologies Advanced Design System (ADS 2004A)

- [15] John G. Proakis, Masoud Salehi. Contemporary Communication systems Using MATLAB, PWS Publishing Company 1998.