



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

## **ΘΕΩΡΙΑ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ OFDM – ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑΣ (DIVERSITY) ΣΤΟ OFDM**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΣΤΑΥΡΟΥ ΕΝΤΑΙΡΑ**

**Επιβλέπων :** Χρήστος Καψάλης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

**Αθήνα, Μάρτιος 2006**





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

## ΘΕΩΡΙΑ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ OFDM – ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΟΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑΣ (DIVERSITY) ΣΤΟ OFDM

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

### ΣΤΑΥΡΟΥ ΕΝΤΑΙΡΑ

**Επιβλέπων :** Χρήστος Καψάλης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τον Μαρτίο 2006.

.....  
**Χ. Καψάλης**  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
**Π. ΚΩΤΤΗΣ**  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
**Φ. Κωσταντίνου**  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2006

.....  
**Σταύρου Σ. Εντλιρα**

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

**Copyright © Σταύρου Εντλιρα 2006**

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 φέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς.

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.

## Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται εκτενής αναφορά στην ανάπτυξη OFDM συστημάτων. Η βασική αρχή του OFDM είναι η διαίρεση υψηλών-ρυθμών μετάδοσης σε χαμηλότερους ρυθμούς που μεταδίδονται ταυτόχρονα πέρα από ένα subcarrier. Για τη σχεδίαση OFDM συστημάτων, λαμβάνονται υπόψη διάφοροι παράμετροι, όπως ο αριθμός υποφερόντων, ο χρόνος φρουράς, η διάρκεια συμβόλου, το διάστημα υποφερόντων, ο τύπος διαμόρφωσης ανά υποφέρον, και ο τύπος κωδικοποίησης διορθώσεων λάθους.

Στη συνέχεια συζητάμε πώς οι εναλλακτικές τεχνικές διαμόρφωσης, όπως OFDM χρησιμοποιούνται με τα πολλαπλών συστήματα κεραιών (MIMO MISO SIMO ΚΑΙ SISO) και ακόμα την διαφορισιμότητα στο χώρο και στη συχνότητα σε ένα τέτοιο σύστημα. Περιγράφουμε πως διαφορισιμότητα στο χρόνο, μπορεί επίσης να εκμεταλλευτεί τα συστήματα SFBC OFDM είτε εφαρμόζοντας κωδικοποίηση άμεσης διόρθωσης λαθών (FEC) είτε χρησιμοποιώντας πολυπλεξία διαίρεσης κώδικα (CDM), με παρεμβολή σε αρκετά OFDM σύμβολα. Ο συνδυασμός SFBC OFDM και FEC κωδικοποίησης και / ή CDM καταλήγει σε space time frequency coded (STFC) OFDM συστήματα τα οποία προσφέρουν έναν μεγάλο βαθμό διαφορισιμότητας.

Τέλος χρησιμοποιείται η ορθογωνική δομή του συστήματος space-time κωδικοποίησης η οποία δίνει τον αλγόριθμο της μέγιστης πιθανότητας αποκωδικοποίησης, που είναι βασισμένος μόνο στη γραμμική επεξεργασία στο δέκτη. Τα συστήματα space-time κωδικοποίησης, έχουν σκοπό να επιτύχουν το μέγιστο βαθμό διαφορισιμότητας για έναν δεδομένο αριθμό κεραιών εκπομπής και λήψης.

**Λέξεις Κλειδιά:** *DVB-T, OFDM, MIMO-OFDM, Diversity, FEC, CDM, Space-Time Codes*

## Abstract

In the present thesis an evolution of the OFDM systems attempted . The basic principle of OFDM is to split a high-rate data stream into a number of lower rate stream that are transmitted simultaneously over a number of subcarriers. In OFDM design , a number of parameters are up of consideration , such as the number of subcarriers , guard time , symbol duration subcarrier spacing , modulation type per subcarrier , and the type of forward error correction coding.

Then we discuss how the alternative modulation techniques such as, OFDM may be used in conjunction with the multiple antenna and space and frequency in these system . We describe that Time diversity, can additionally be exploited in SFBC OFDM systems by either applying forward error correction (FEC) coding or by using code division multiplexing (CDM), both with interleaving over several OFDM symbols. The combination of SFBC OFDM. and FEC coding and/or CDM results in *space time frequency coded* (STFC ) OFDM systems which offer a high decree of diversity .

Finally is used the orthogonal structure of the space–time block code and gives a maximum-likelihood decoding algorithm which is based only on linear processing at the receiver. Space–time block codes are designed to achieve the maximum diversity order for a given number of transmit and receive antennas subject to the constraint of having a simple decoding algorithm.

**Key Words:** *DVB–T, OFDM, MIMO-OFDM, Diversity , FEC , CDM , Space-Time Codes*



# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

### DVB-T ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΕΥΡΥΕΚΠΟΜΠΗΣ

1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ DVB .....	13
1.2 ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΠΡΟΤΥΠΟΥ DVB-T.....	15
1.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΤΗΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΗΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ ΣΕ ΨΗΦΙΑΚΗ.....	16
1.4 ΜΠΛΟΚ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΝΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗ DVB-T.....	19
1.5 ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΤΟΥ OFDM.....	20

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΣΧΕΔΙΑΣΗ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	29
2.2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ.....	30
2.3 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΟΜΠΟΥ .....	32
2.4 ΔΙΑΣΤΗΜΑ ΦΡΟΥΡΑΣ (GUARD INTERVAL).....	35
2.5 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΤΟ ΔΕΚΤΗ.....	38
2.6 ΕΦΑΡΜΟΓΗ.....	39



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### SPACE TIME OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ DIVERSITY

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	43
3.2 SISO – OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ.....	43
3.3 SIMO – OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ.....	45
3.4 MISO - OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ.....	48
3.5 MIMO - OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ.....	49
3.6 DIVERSITY (ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑ ).....	51
3.6.1 Spatial diversity coding για συστήματα MIMO-OFDM.....	51
3.6.2 Space frequency coded MIMO-OFDM.....	52

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup>

### SPACE TIME FREQUENCY ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΣΕ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	54
4.2 SPACE FREQUENCY ΣΥΜΠΑΓΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....	55
4.2.1 Πομπός.....	55
4.2.2 Δέκτης.....	57
4.3 SPACE TIME FREQUENCY ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....	59
4.3.1 Κωδικοποίηση FEC .....	59

4.3.2 Πολυπλεξία διαίρεσης κώδικα (Code Division Multiplexing).....	60
Α. Απλή ανίχνευση συμβόλων.....	63
Β. Ανίχνευση Μέγιστης Πιθανότητας.....	67
Γ. Αφαίρεση Παρεμβολής.....	68
4.4 PRE-EQUALIZATION ΣΤΟΝ ΠΟΜΠΟ.....	70
4.4.1 Λειτουργία OFDM –CDM πομπού με Pre-equalization.....	71
4.4.2 Συντελεστές εξίσωσης $\bar{G}_{i,l}$ με pre-equalization.....	74
4.5 ΑΠΟΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ STFC OFDM ΣΕ RAYLEIGH ΔΙΑΥΛΟ.....	75
4.5.1 Απόδοση OFDM-CDM με SFBC.....	75
4.5.2 Συνδυασμός SFBC με FEC και CDM.....	76
4.5.3 Απόδοση Συστημάτων STFC με pre-equalization στον πομπό.....	77

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup>**

### **SPACE TIME ΣΥΜΠΑΓΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ**

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	78
5.1.1 Κλαστικό Μαθηματικό Πλαίσιο Ορθογωνικών Διατάξεων.....	78
5.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΑΝΑΛΙΩΝ ΚΑΙ ΚΡΙΤΗΡΙΟ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΑΣ.....	79
5.2.1 Μαθηματικό Πρότυπο Για Μετάδοση Πολλαπλών-κεραιών.....	79
5.2.2 Κριτήριο Διαφορισιμότητας.....	81
5.3 ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΟΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΙ.....	81
5.3.1 Πραγματικοί Ορθογωνικοί Σχεδιασμοί.....	81
5.3.2 Σχέδιο Κωδικοποίησης.....	83
5.3.3 Αλγόριθμος Αποκωδικοποίησης.....	85
5.3.4 Γραμμική Επεξεργασία Ορθογώνιων Διατάξεων.....	86
5.3.5 Θεωρία Hurwitz – Radon.....	88

<b>5.4 ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΟΙ ΣΥΝΘΕΤΟΙ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΟΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΙ</b>	
ΩΣ SPACE– TIME BLOCK CODES.....	93
5.4.1 Σύνθετα ορθογώνια σχέδια.....	94
5.4.2 Σχήμα Alamouti.....	94
5.4.3 Ύπαρξη Σύνθετων Ορθογωνικών Σχεδίων .....	95
5.4.4 Σύνθετα Γραμμικά Ορθογώνια Σχέδια.....	97
5.4.5 Γενικευμένα σύνθετα ορθογωνικά σχέδια.....	98
<b>ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ .....</b>	<b>102</b>
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>103</b>

## ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

1.1	Ο δέκτης Collins Kineplex.....	22
1.2	Πρόωρη έκδοση OFDM.....	23
1.3	Διαμόρφωση OFDM.....	24
1.4	Επικάλυψη φάσματος OFDM.....	25
1.5	Φάσμα του σήματος OFDM.....	26
1.6	Βασικό OFDM σύστημα.....	26
1.7	Ασύρματη αρχιτεκτονική συστήματος OFDM.....	28
2.1	Σύστημα παράλληλης μετάδοσης ; (α) μέθοδος πολλαπλού κώδικα και (β) μέθοδος πολλαπλού φέροντος .....	31
2.2	Σύστημα OFDM μετάδοσης: (α) πομπός και (β) δέκτης.....	32
2.3	Σήμα μετάδοσης OFDM σε κάθε υποφέρον.....	34
2.4	Επίδραση πολλαπλών διαδρομών με μηδενικό σήμα στο διάστημα φρουράς ; ο καθυστερημένος υποφέρον 2 προκαλεί ICI στον υποφέρον 1.....	35
2.5	Εισαγωγή διαστήματος φρουράς.....	37
3.1	OFDM διαμόρφωση για κανάλι μιας εισόδου–μιας εξόδου (SISO).....	43
3.2	Σχηματική απεικόνιση Alamouti της τεχνικής διαφορισιμότητας για MIMO-OFDM.....	51
4.1	Space frequency block coding σε έναν OFDM πομπό.....	56
4.2	Space frequency block decoding σε έναν OFDM δέκτη.....	58
4.3	OFDM-CDM (a) πομπός και (b)δέκτης.....	61
4.4	OFDM-CDM δέκτης με αφαίρεση παρεμβολής.....	69
4.5	OFDM πομπός με pre-equalization.....	72
4.6	Απόδοση OFDM-CDM με SFBC.....	75
4.7	Απόδοση STFC βασίζμενη σε συνδυασμό SFBC με FEC και CDM.....	76
4.8	Απόδοση συστημάτων STFC με FEC κωδικοποίηση που χρησιμοποιούν pre-equalization στον πομπό.....	77

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>

## DVB-T ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΕΥΡΥΕΚΠΟΜΠΗΣ

### 1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ DVB

Η ανάπτυξη των προτύπων για την εκπομπή ψηφιακής τηλεόρασης στην Ευρώπη, όπως και η προετοιμασία για την παρουσίαση των υπηρεσιών που αυτή μπορεί να προσφέρει, συντονίστηκαν από το Ευρωπαϊκό πρόγραμμα ψηφιακής ευρυεκπομπής video, DVB Project (Digital Video Broadcasting Project). Το Ευρωπαϊκό πρόγραμμα DVB εγκαινιάστηκε επίσημα τον Σεπτέμβριο του 1993. Αποτελούνταν από μια ομάδα περισσότερων των 180 τηλεπικοινωνιακών οργανώσεων, οι οποίες συνεργάστηκαν για την ανάπτυξη των προτύπων του DVB στην Ευρώπη και κατ' επέκταση για την υιοθέτησή τους σε παγκόσμιο επίπεδο.

Η δραστηριότητα του DVB δεν χρηματοδοτείται ούτε ελέγχεται από κάποιον πολιτικό οργανισμό, αλλά το συγκεκριμένο πρότυπο έχει αναπτύξει τη δική του πολιτική και τους δικούς του κανόνες, οι οποίοι βασίζονται στο γεγονός ότι τα σημερινά περιβάλλοντα εκπομπής απαιτούν πρωτοποριακές προσεγγίσεις στις νέες τεχνολογίες. Αρκετές από τις προδιαγραφές που αναπτύσσονται από το πρόγραμμα, σχεδιάζονται για να γίνουν Ευρωπαϊκά πρότυπα τηλεπικοινωνιών με αποτέλεσμα να έχει δημιουργηθεί ένας στενός δεσμός του προγράμματος αυτού με τον οργανισμό European Telecommunications Standard Institute (ETSI) και την Ευρωπαϊκή Επιτροπή Ηλεκτροτεχνικής Τυποποίησης (CELENEC).

Για τον καθορισμό του προτύπου DVB και των παραγώγων προτύπων του, αποφασίστηκε ότι για την κωδικοποίηση των τηλεοπτικών και ηχητικών σημάτων καθώς και για την πολυπλεξία τους θα χρησιμοποιούνταν το ήδη παγκοσμίως αποδεκτό πρότυπο MPEG-2. Στη χρήση του προτύπου αυτού, οφείλεται η απόλυτη ευκρίνεια των μεταδιδόμενων εικόνων συνοδευόμενη από ήχο άριστης

ποιότητας. Οι εικόνες μπορούν να είναι ορατές στην τυποποίηση που έχει αναλογία ανάλυσης εικόνας ίση με 4x3 και στην τυποποίηση ευρείας οθόνης, η οποία έχει αντίστοιχη αναλογία ανάλυσης ίση με 16x9 , ενώ ο ήχος μπορεί να είναι μονοφωνικός, πολυφωνικός ή στερεοφωνικός. Επιπροσθέτως, η καθιέρωση του προτύπου MPEG-2 σε παγκόσμιο επίπεδο συνέβαλε στη αβίαστη μετάδοση των σημάτων DVB ανάμεσα σε διαφορετικά μέσα, ανάγκη επιτακτική στο σημερινό περιβάλλον τηλεπικοινωνιών.

Χάρη στη χρήση των πακέτων μεταφοράς MPEG-2 ως γενικευμένων «μεταφορέων δεδομένων» (data containers), ένας MPEG-2 συρμός μεταφοράς – και συνεπώς ένα σύστημα DVB - μπορεί να μεταφέρει σχεδόν οτιδήποτε ψηφιοποιείται, από τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV), πολλαπλά κανάλια SDTV (PAL / SECAM / NTSC, 3 PAL (Phase Alternate Line), SECAM (Sequential Couleur Avec Memoire) Ευρωπαϊκά πρότυπα αναλογικής τηλεόρασης – NTSC (National Television Standard Committee) Αμερικάνικο πρότυπο αναλογικής τηλεόρασης) μέχρι και υψηλής ταχύτητας υπηρεσίες πολυμέσων και δεδομένων. Τόσο ο χρήστης όσο και ο αποκωδικοποιητής χρειάζονται βοηθητικές πληροφορίες για τη σωστή διαχείριση των διαφορετικών προγραμμάτων. Την ανάγκη αυτή καλύπτει η προδιαγραφή DVB-SI (Digital Video Broadcasting – Service Information), η οποία αποτελεί επέκταση της MPEG-PSI προδιαγραφής. Το DVB-SI εμπεριέχεται στο συρμό μεταφοράς (με τη μορφή επιπρόσθετων πακέτων μεταφοράς) και μεταφέρει τεχνικές πληροφορίες για την ομαλή λειτουργία των αποκωδικοποιητών ή πληροφορίες ηλεκτρονικών οδηγών προγράμματος. Υπό την έννοια αυτή, το DVB αποτελεί ένα ιδιαίτερα ευέλικτο πρότυπο ευρυεκπομπής ψηφιακής τηλεόρασης και όχι μια απλή αντικατάσταση της υπάρχουσας αναλογικής τηλεοπτικής μετάδοσης.

Συμπερασματικά λοιπόν, το Ευρωπαϊκό πρότυπο ψηφιακής ευρυεκπομπής video συγκεντρώνει όλα τα πλεονεκτήματα της ψηφιακής μετάδοσης τηλεοπτικών σημάτων.

## 1.2 ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΠΡΟΤΥΠΟΥ DVB-T

Το DVB-Terrestrial είναι το επίγειο σύστημα ασύρματης ευρυεκπομπής για τη UHF και VHF περιοχή συχνοτήτων, το οποίο εκδόθηκε από τον ETSI και δημοσιεύτηκε στην αναφορά ETSI/EBU 300 744 το Δεκέμβριο του 1995. Αποτελεί το πιο περίπλοκο αλλά και το πιο ευέλικτο πρότυπο επίγειας ασύρματης ευρυεκπομπής ψηφιακών προγραμμάτων που είναι διαθέσιμο σε παγκόσμιο επίπεδο σήμερα. Επιπλέον, προσφέρει την ταχύτερη μετάδοση δεδομένων για κινητή λήψη σε σχέση με οποιοδήποτε άλλο ασύρματο δίκτυο.

Το DVB-Terrestrial σχεδιάστηκε για να επιτρέψει τη βέλτιστη χρήση του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων, έχοντας τέτοια δομή ώστε να είναι σε θέση να μεταδίδει πλήθος ψηφιακών τηλεοπτικών προγραμμάτων σε εύρος ζώνης που μέχρι πρόσφατα χρησιμοποιούνταν από μια μόνο αναλογική υπηρεσία. Ήδη χρησιμοποιείται από πολλές Ευρωπαϊκές χώρες, ενώ τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει σε σχέση με άλλα πρότυπα επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης δεν άργησαν να γίνουν αντιληπτά από τηλεπικοινωνιακούς οργανισμούς εκτός Ευρώπης, οι οποίοι προχώρησαν στην υιοθέτησή του. Έτσι λοιπόν, συστήματα DVB-T εκτός από την Ευρωπαϊκή Ένωση χρησιμοποιούνται στη Ρωσία, στην Ανατολική Ευρώπη, στην Ινδία, στην Σιγκαπούρη και στην Αυστραλία.

Το πρότυπο DVB -Terrestrial, εφόσον τυποποιήθηκε στα πλαίσια του Ευρωπαϊκού προγράμματος ψηφιακής βιντεοεκπομπής DVB συγκεντρώνει όλα τα χαρακτηριστικά αυτού. Δεδομένου όμως ότι σχεδιάστηκε ώστε οι ψηφιακές υπηρεσίες να λειτουργήσουν στη UHF (Ultra High Frequency, 470 MHz – 862 MHz) ή στη VHF (Very High Frequency) κατανομή του φάσματος συχνοτήτων, απαιτεί την παροχή ικανοποιητικής προστασίας έναντι στις παρεμβολές που πηγάζουν από τις αναλογικές μεταδόσεις. Έτσι λοιπόν, τα δεδομένα που εκπέμπονται υπόκεινται σε ισχυρή διόρθωση σφαλμάτων, η οποία πραγματοποιείται σε διαδοχικά στάδια προκειμένου να εξασφαλιστεί μεγαλύτερη αποδοτικότητα. Η διαδικασία αυτή χαρακτηρίζεται ως κωδικοποίηση καναλιού. Επιπλέον, συγκεκριμένα κανάλια (“taboo channels”) της UHF κατανομής του

φάσματος τα οποία δεν χρησιμοποιούνται από αναλογικές μεταδόσεις λόγω των έντονων παρεμβολών που προκαλούν με άλλα αναλογικά κανάλια, χρησιμοποιούνται από την τεχνολογία του DVB-T καθιστώντας δυνατή τη συνύπαρξη αναλογικής και ψηφιακής τεχνολογίας. Συμπερασματικά το πρότυπο DVB-T λοιπόν, παρουσιάζει πολύ καλή συμπεριφορά κατά τη συνύπαρξη του με τα υπάρχοντα συστήματα αναλογικής μετάδοσης PAL, SECAM και NTSC, ενσωματώνεται στην τεχνολογία τους και αντιμετωπίζει επιτυχώς τις παρεμβολές που προέρχονται από τις μεταδόσεις τους.

### **1.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΤΗΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΗΣ ΤΗΛΕΟΡΑΣΗΣ ΣΕ ΨΗΦΙΑΚΗ**

Κατά την αναλογική μετάδοση των τηλεοπτικών σημάτων η ποιότητα των εκπεμπόμενων προγραμμάτων υποβαθμίζεται, γεγονός που οφείλεται σε πολλούς παράγοντες. Οι παράγοντες αυτοί συνίστανται στην ύπαρξη θορύβου στο κανάλι μετάδοσης, στις παρεμβολές που δημιουργούνται (από τρίτους) ή ακόμα και στις πολυδιαδρομικές μεταδόσεις. Οι τελευταίες αποτελούν σύνηθες φαινόμενο στις αστικές περιοχές και οφείλονται στις ανακλάσεις που προκαλούν κτίρια ή κινούμενα αντικείμενα, μεταξύ πομπού και δέκτη. Αποτέλεσμα των ανακλάσεων αυτών είναι η λήψη του μεταδιδόμενου αλλά και ενός ανακλώμενου σήματος από την κεραία του δέκτη, εκ των οποίων το δεύτερο προκαλεί τη δημιουργία ειδώλων στην εικόνα του χρήστη και συνεπώς υποβάθμιση της ποιότητας αυτής.

Σε αντίθεση με την αναλογική, η ψηφιακή μετάδοση χαρακτηρίζεται από άριστη ποιότητα ήχου και απόλυτη ευκρίνεια εικόνας. Αυτό συμβαίνει, διότι αυτού του είδους η μετάδοση αντιμετωπίζει επιτυχώς τον θόρυβο, τυχόν παρεμβολές και πολυδιαδρομικές μεταδόσεις, λόγω της χρήσης μηχανισμών και τεχνικών διόρθωσης σφαλμάτων στα ψηφιακά σήματα της πληροφορίας. Οι μηχανισμοί αυτοί και οι τεχνικές διόρθωσης, πραγματοποιούνται σε διαδοχικά στάδια πριν την ευρυεκπομπή (broadcasting) των ψηφιακών σημάτων στα πλαίσια μιας διαδικασίας, η οποία χαρακτηρίζεται ως «κωδικοποίηση καναλιού» και



εξασφαλίζει (μέχρι ένα ποσοστό) την ποιότητα στη μετάδοση της ψηφιακής πληροφορίας.

Σημαντικό χαρακτηριστικό της ψηφιακής τεχνολογίας το οποίο την καθιστά σε πλεονεκτική θέση σε σχέση με την αναλογική, είναι οι αποδοτικές τεχνικές συμπίεσης τις οποίες χρησιμοποιεί. Η συμπίεση στον τομέα της μετάδοσης αποσκοπεί στη μετάδοση μόνο της ωφέλιμης πληροφορίας που απαιτείται για την παρουσίαση εικόνας και ήχου, αυξάνοντας τη δυνατότητα του καναλιού να μεταδώσει επιπλέον υπηρεσίες. Μια βασική προϋπόθεση η οποία απαιτείται να τηρείται κατά τη ψηφιακή μετάδοση είναι η διατήρηση του επιπέδου της ποιότητας της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Η προϋπόθεση αυτή επιτυγχάνεται, δεδομένου ότι οι τεχνικές συμπίεσης που χρησιμοποιούνται εκμεταλλεύονται συγκεκριμένα χαρακτηριστικά του οπτικού συστήματος του ανθρώπου. Η ψηφιακή τηλεόραση χρησιμοποιεί το παγκοσμίως αποδεκτό πρότυπο συμπίεσης MPEG-2.

Αποτέλεσμα των εφαρμοζόμενων τεχνικών συμπίεσης είναι ότι επιτυγχάνεται εξοικονόμηση χωρητικότητας στο κανάλι, η οποία επιτρέπει τη μετάδοση πλήθους τηλεοπτικών προγραμμάτων αλλά και υπηρεσιών, σε εύρος ζώνης που μέχρι πρόσφατα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί από μία μόνο αναλογική υπηρεσία. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιων υπηρεσιών αποτελούν η τηλεοπτική βιντεογραφία (teletext) και οι ηλεκτρονικοί οδηγοί προγράμματος (Electronic Program Guides). Ειδικότερα, η τηλεοπτική βιντεογραφία είναι ένα σύστημα μετάδοσης πληροφοριών με το οποίο στοιχεία μπορούν να διαβιβαστούν μέσω τηλεοπτικών σημάτων σε κοινούς δέκτες τηλεόρασης και υποστηρίζεται και από την αναλογική τηλεόραση σε μία λιγότερο όμως εξελιγμένη μορφή από ότι στην ψηφιακή. Επιπροσθέτως, ένας ηλεκτρονικός οδηγός προγράμματος προσφέρει πλήθος πληροφοριών και δυνατοτήτων στο χρήστη.

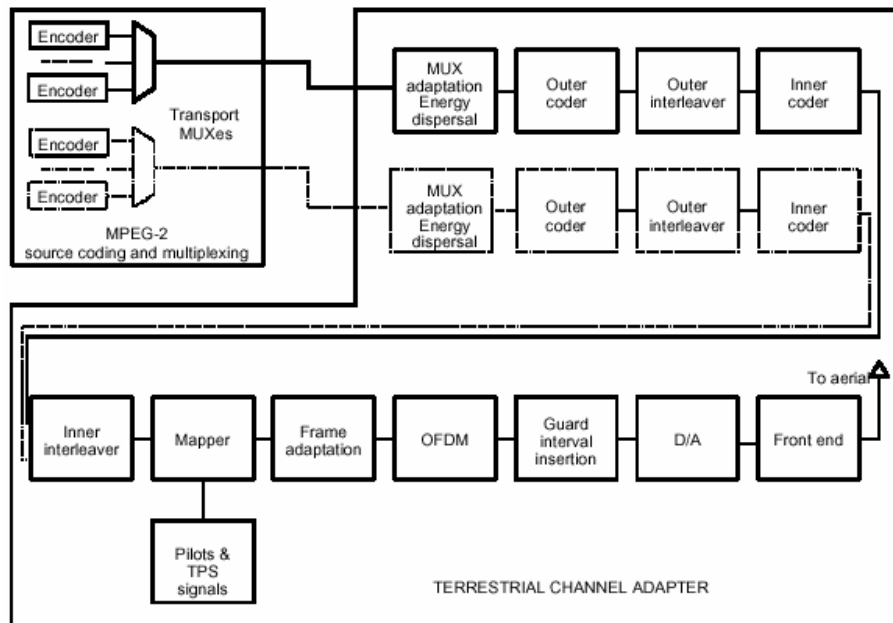
Σημαντική έννοια που εισάγει η τεχνολογία της ψηφιακής τηλεόρασης είναι η διαδραστικότητα, της οποίας σκοπός είναι η προσαρμογή της παρουσίασης της πληροφορίας στις ατομικές ανάγκες κάθε χρήστη. Η πραγματοποίηση διαδραστικών εφαρμογών απαιτεί την ύπαρξη δύο καναλιών επικοινωνίας, ένα για

τη μετάδοση σημάτων από τον παροχέα της υπηρεσίας στο χρήστη (κανάλι προώθησης – forward channel) και ένα για τη μετάδοση κατά την αντίστροφη φορά (κανάλι επιστροφής - reverse path). Με την ύπαρξη του καναλιού επιστροφής ο χρήστης δεν είναι πλέον παθητικός δέκτης μιας υπηρεσίας, αλλά δρα ενεργά σε μια τεχνολογία που ήταν εξ' ορισμού παθητική.

Χαρακτηριστικά παραδείγματα διαδραστικών υπηρεσιών είναι η 'Video on Demand', η 'Near Video on Demand', διαδραστικές εφαρμογές εκμάθησης, μετάδοση δεδομένων διαδικτύου ή αποστολή μηνυμάτων ηλεκτρονικού ταχυδρομείου. Ειδικότερα, στην υπηρεσία 'Video on Demand' ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να επιλέγει την ταινία της επιλογής του από μια βάση δεδομένων και κατά βούληση να σταματά, να ξεκινά, ή να γυρίζει εμπρός ή πίσω το πρόγραμμα. Το σύστημα αυτό μοιάζει με την ενοικίαση μιας βιντεοταινίας, χωρίς όμως να απαιτεί την απομάκρυνση του χρήστη από τον προσωπικό του χώρο. Παραλλαγή της υπηρεσίας αυτής αποτελεί η 'Near Video on Demand', σύμφωνα με την οποία ο παροχέας video διαθέτει στους χρήστες τα πιο δημοφιλή προγράμματα σε πολλά διαφορετικά κανάλια με διαφορετικές στιγμές έναρξης. Σε αυτή την περίπτωση όμως, δε δίνεται η δυνατότητα στο χρήστη να επεμβαίνει στη ροή του προγράμματος, γεγονός που δικαιολογεί και το μικρότερο κόστος της υπηρεσίας αυτής σε σχέση με την προηγούμενη. Παρουσιάζεται επίσης η δυνατότητα παρακολούθησης συγκεκριμένων εκπομπών επί πληρωμή (pay per view), όπως για παράδειγμα κάποιων αθλητικών γεγονότων σε συνδυασμό με τη δυνατότητα επιλογής διαφορετικών γωνιών λήψης (σε Live πρόγραμμα) ή της παρακολούθησης τμήματος του αθλητικού προγράμματος σε αργή κίνηση (σε Non Live πρόγραμμα).

Συμπερασματικά λοιπόν, η ψηφιακή τηλεόραση παρέχει ένα εύρος υπηρεσιών στον χρήστη οι οποίες έχουν λάβει υπόψιν τους τις ανάγκες και τις υψηλές του απαιτήσεις. Τις υπηρεσίες αυτές μπορεί να τις αξιοποιήσει για τη βελτίωση του επιπέδου της ποιότητας ζωής του.

## 1.4 ΜΠΛΟΚ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΝΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗ DVB-T



Το σύστημα αυτό είναι σχεδιασμένο για υπηρεσίες επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης στις ζώνες συχνοτήτων VHF/UHF όπου λειτουργούν παράλληλα και αναλογικά τηλεοπτικά κανάλια. Για το λόγο αυτό η μορφή του σήματος πρέπει να είναι τέτοια ώστε να προσφέρει επαρκή προστασία απέναντι σε υψηλά επίπεδα ομοδιαυλικής παρεμβολής και παρεμβολής γειτονικού διαύλου καθώς και στην εξασθένηση και τις διαλείψεις λόγω πολλαπλών διαδρομών. Πρέπει επίσης να χειρίζεται αποδοτικά το φάσμα συχνοτήτων στις μάντες VHF/UHF. Η μορφή του σήματος που εκπληρώνει αυτά τα κριτήρια είναι η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplex, OFDM). Το OFDM είναι μια μορφή διαμόρφωσης στην οποία μεταδίδουμε περισσότερα του ενός φέροντα σε συχνότητες ορθογωνικές μεταξύ τους. Το OFDM χρησιμοποιεί πολλαπλά φέροντα για τη μετάδοση, έτσι ώστε να αποκτήσει αντοχή απέναντι

στις απώλειες πολλαπλών διαδρομών. Οι απώλειες αυτές συμβαίνουν όταν το σήμα από τον εκπομπό φτάνει στο δέκτη από πολλαπλά μονοπάτια. Τα μονοπάτια αυτά οφείλονται σε ανακλάσεις του σήματος σε βουνά, κτίρια κτλ. με αποτέλεσμα το σήμα να φτάνει στο δέκτη σε διαφορετικούς χρόνους. Χρησιμοποιώντας πολλαπλά φέροντα ο ρυθμός συμβόλων ανά φέρον είναι μικρός η ισοδύναμη η διάρκεια κάθε συμβόλου είναι μεγάλη. Αυξάνοντας τον αριθμό των φερόντων η καθυστέρηση λόγω πολλαπλών διαδρομών είναι μικρή σε σύγκριση με τη διάρκεια κάθε συμβόλου. Η μείωση της απόδοσης λόγω διασυμβολικής παρεμβολής μπορεί έτσι να περιοριστεί πάρα πολύ. Το σύστημα μπορεί να χρησιμοποιήσει 1705 ή 6817 φέροντα και ονομάζεται αντίστοιχα 2K OFDM και 8K OFDM.

## 1.5 ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΤΟΥ OFDM

Η χρήση της πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (FDM) πηγαίνει έναν αιώνα πίσω, όπου περισσότερα από ένα σήματα χαμηλού ρυθμού, όπως ο τηλεγράφος, μεταφέρονταν σε ένα κανάλι με σχετικά μεγάλο εύρος ζώνης χρησιμοποιώντας ξεχωριστά φέροντα συχνότητας για κάθε σήμα. Για να είναι δυνατός ο διαχωρισμός των σημάτων στο δέκτη, οι φέρουσες συχνότητες τοποθετούνταν επαρκώς μακριά έτσι ώστε το φάσμα του σήματος να μην επικαλύπτεται. Οι κενές φασματικές περιοχές μεταξύ των σημάτων σιγούρευαν το ότι θα μπορούσαν να διαχωριστούν με τα ήδη υπάρχοντα φίλτρα. Η φασματική επάρκεια που προέκυπτε επομένως ήταν αρκετά χαμηλή.

Αντί να μεταφέρουν ξεχωριστές πληροφορίες, οι διαφορετικές φέρουσες συχνοτήτων μπορούν να μεταφέρουν διαφορετικά bits από μία πληροφορία υψηλότερου ρυθμού. Η πηγή μπορεί να είναι παράλληλου τύπου, είτε μία σειριακή πηγή που μπορεί να μετατραπεί παράλληλη (με μετατροπέα σειριακό σε παράλληλο της οποίας η έξοδος τροφοδοτεί τα πολλαπλά φέροντα. Ένα τέτοιο

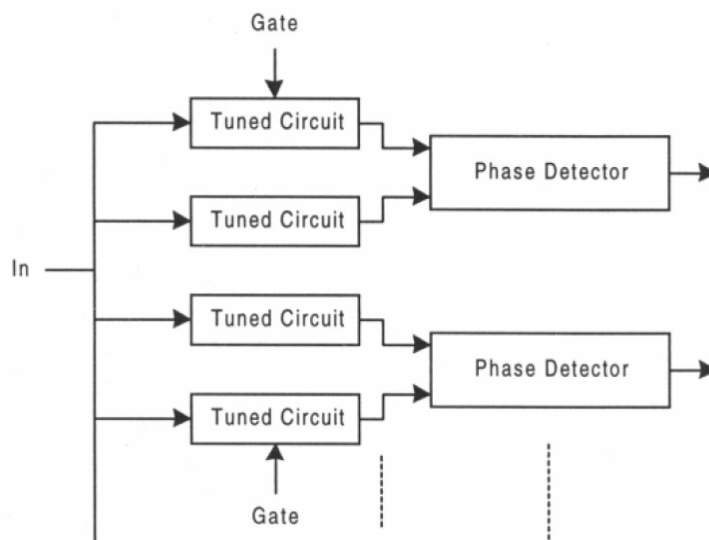
σχήμα παράλληλης μετάδοσης μπορεί να συγκριθεί με ένα σειριακό σχήμα υψηλότερου ρυθμού που χρησιμοποιεί το ίδιο κανάλι. Το παράλληλο σύστημα, αν σχεδιαστεί ως ξεχωριστοί εκπομποί και δέκτες, σίγουρα θα είναι πιο ακριβό να υλοποιηθεί. Κάθε ένας από τους παράλληλους υποδιαύλους μπορεί να μεταφέρει ένα χαμηλό ρυθμό σήματος, ανάλογα με το εύρος ζώνης. Το άθροισμα αυτών των ρυθμών είναι μικρότερο από αυτό που μεταφέρεται από ένα απλό σειριακό κανάλι αυτού του συνδυασμού εύρους συχνοτήτων λόγω του μη χρησιμοποιούμενου χώρου ανάμεσα στα παράλληλα υποφέροντα.

Από την άλλη μεριά, ο απλός διάυλος θα είναι πιο ευάλωτος σε διασυμβολική παρεμβολή. Κι αυτό λόγω της μικρής διάρκειας του κάθε στοιχείου του σήματος και της υψηλής παραμόρφωσης που παράγεται από την ευρεία ζώνη συχνοτήτων του, συγκριτικά με τη μεγάλη διάρκεια των στοιχείων του σήματος και του στενού εύρους ζώνης στους υποδιαύλους στο παράλληλο σύστημα. Πριν την ανάπτυξη της εξισορρόπησης, η παράλληλη τεχνική ήταν το προτιμητέο μέσο για να κατορθωθούν υψηλοί ρυθμοί σε ένα διάυλο διασποράς, παρά το υψηλό κόστος και τη σχετική ανεπάρκεια εύρους ζώνης. Ένα πρόσθετο πλεονέκτημα της παράλληλης τεχνικής είναι η μειωμένη ευαισθησία στις περισσότερες μορφές παλμικού θορύβου.

Η πρώτη λύση στο πρόβλημα της επάρκειας εύρους ζώνης σε πολυτονική μετάδοση (όχι στο πρόβλημα της πολυπλοκότητας) ήταν το “Kineplex” σύστημα. Το Kineplex σύστημα αναπτύχθηκε από την Collins Radio Co. [2] για μετάδοση δεδομένων σε έναν H.F. ραδιοδιάυλο που υπόκειται μεγάλη πολυδιαδρομική εξασθένηση. Σε αυτό το σύστημα, κάθε ένας από τους 20 τόνους διαμορφώνεται με διαφορετική 4-PSK διαμόρφωση χωρίς φιλτράρισμα. Τα φάσματα είναι επομένως της μορφής  $\sin(kf)/f$  επικαλύπτονται αρκετά. Όμως, όμοια με την σύγχρονη OFDM, οι τόνοι τοποθετούνται σε διαστήματα συχνότητας σχεδόν ίδια με τον ρυθμό του σήματος και μπορούν να διαχωριστούν στο δέκτη.

Η τεχνική λήψης δείχνεται στο σχήμα 1.1. Κάθε συχνότητα ανιχνεύεται με ένα ζευγάρι συντονισμένων κυκλωμάτων. Εναλλασσόμενα σύμβολα οδηγούνται σε ένα από τα συντονισμένα κυκλώματα, των οποίων το σήμα κρατείται για τη

διάρκεια του επόμενου συμβόλου. Τα σήματα στα δύο συντονισμένα κυκλώματα υπόκεινται επεξεργασία για να καθοριστεί η διαφορά φάσης τους, και επομένως η πληροφορία που μεταδίδεται. Το παλιότερο από τα δύο σήματα σβήνεται για να επιτραπεί η είσοδος στο επόμενο σύμβολο. Το κλειδί στην επιτυχία αυτής της τεχνικής είναι ότι η απόκριση χρόνου κάθε συντονισμένου κυκλώματος σε όλες τις συχνότητες, εκτός από αυτή στην οποία είναι συντονισμένο, περνάει από το μηδέν στο τέλος κάθε διαστήματος, στο σημείο που το διάστημα είναι ίσο με το αντίστροφο του διαχωρισμού συχνοτήτων μεταξύ των συχνοτήτων. Ο χρόνος γίνεται λίγο μικρότερος από την περίοδο συμβόλου για να μειωθεί η διασυμβολική παρεμβολή, όμως επιτυγχάνεται επάρκεια 70% του ρυθμού Nyquist. Κατορθώθηκε υψηλή απόδοση σε πραγματικούς H.F. διαύλους, αλλά με υψηλό κόστος υλοποίησης.

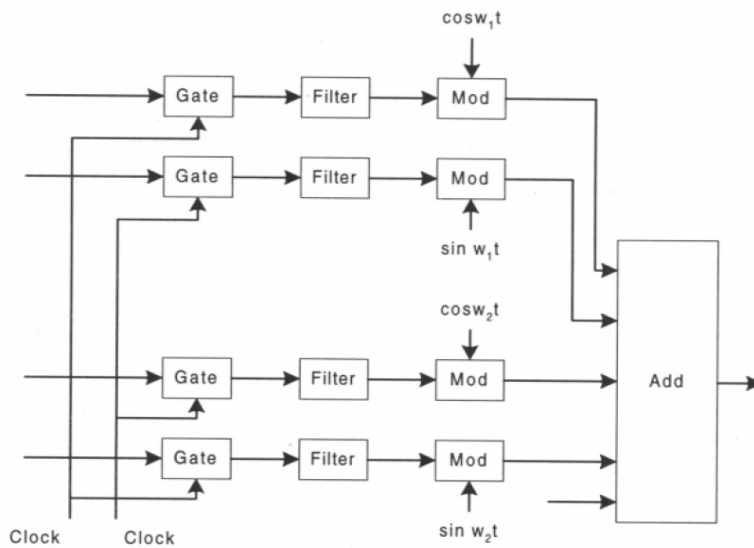


**Σχήμα 1.1.** Ο δέκτης Collins Kineplex

Ένα επόμενο πολυτονικό σύστημα που προτάθηκε χρησιμοποιεί μία ομάδα 9 σημείων QAM σε κάθε φέρον, με ανίχνευση συσχέτισης στο δέκτη. Τα

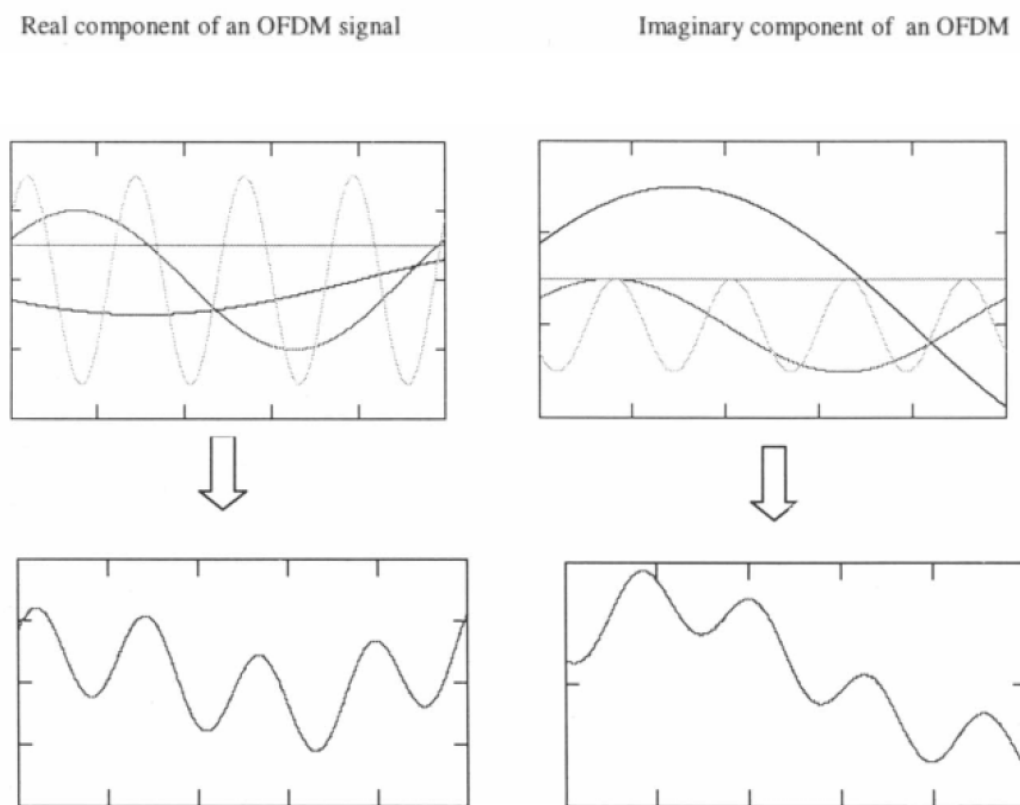
διαστήματα των φέροντων που είναι ίσα με το ρυθμό συμβόλου παρέχουν βέλτιστη επάρκεια φάσματος. Η απλή κωδικοποίηση στο πεδίο της συχνότητας είναι ένα άλλο χαρακτηριστικό αυτού του σχήματος.

Οι παραπάνω τεχνικές παρέχουν την ορθογωνιότητα που χρειάζεται για να γίνει ο διαχωρισμός πολυτονικών σημάτων που χωρίζονται με το ρυθμό συμβόλου. Όμως το  $\text{sinc}(kf)/f$  φάσμα κάθε συνιστώσας έχει κάποιες μη επιθυμητές ιδιότητες. Η αμοιβαία επικάλυψη ενός μεγάλου αριθμού φάσματος υποδιαύλων είναι έντονη. Επίσης το φάσμα για ολόκληρο το σύστημα πρέπει να έχει χώρο πάνω και κάτω από τις υπερυψηλές τονικές συχνότητες για να προσαρμόζεται η αργή πτώση του φάσματος των υποδιαύλων. Για τους λόγους αυτούς, είναι επιθυμητό για κάθε συνιστώσα του σήματος να είναι περιορισμένου εύρους έτσι ώστε να επικαλύπτει μόνο τα αμέσως γειτονικά φέροντα, παραμένοντας ορθογωνική σε αυτά.



Σχήμα 1.2. Πρόωρη έκδοση OFDM.

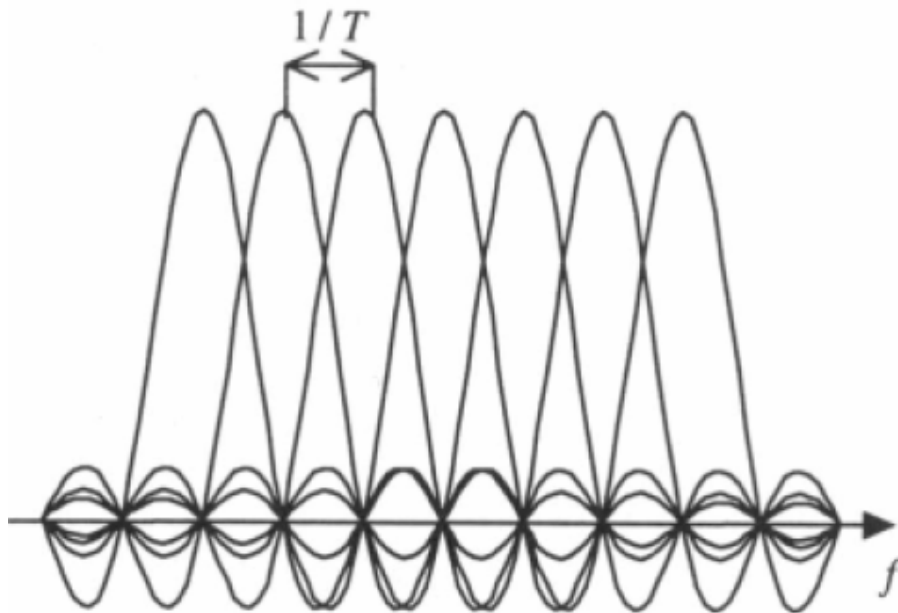
Στο σχημα 1.2. δείχνεται πώς η QAM περιορισμένου εύρους μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα πολυτονικό σύστημα με ορθογωνιότητα και ελάχιστο διάστημα φερόντων . Σε αντίθεση με την QAM μη περιορισμένου εύρους, κάθε φέρον πρέπει να έχει κλιμακωτή (ή αντισταθμισμένη) (Staggered) QAM, δηλαδή η είσοδος στους I και Q διαμορφωτές πρέπει να είναι αντισταθμισμένη με το μισό της περιόδου συμβόλου. Επιπρόσθετα, γειτονικά φέροντα πρέπει να είναι αντισταθμισμένα ανάποδα. Είναι ενδιαφέρον να σημειωθεί το ότι η Staggered QAM είναι όμοια με τη διαμόρφωση συμπίεσης της μίας πλευρικής περιοχής (Vestigial Sideband, VSB). Τα βαθυπερατά φίλτρα  $g(t)$  είναι έτσι , ώστε ο συνδυασμός των φίλτρων εκπομπής και λήψης, να είναι Nyquist, με τον παράγοντα αύξησης των απωλειών με την αύξηση της συχνότητας να είναι μικρότερος του 1.



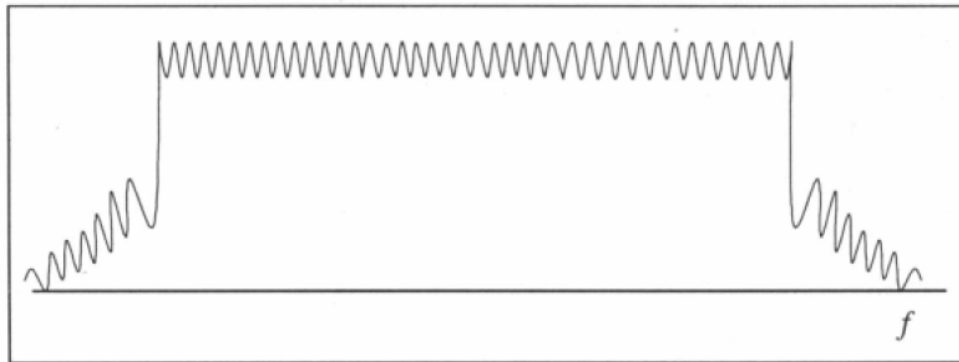
Σχήμα 1.3. Διαμόρφωση OFDM



Η μεγαλύτερη συνεισφορά στο πρόβλημα της πολυπλοκότητας OFDM ήταν η εφαρμογή του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (FFT) στη διαδικασία διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Ευτυχώς, αυτό συνέβη την ίδια περίοδο που οι ψηφιακές τεχνικές επεξεργασίας σήματος εισάγονταν στο σχεδιασμό modem. Η τεχνική περιελάμβανε συναρμολόγηση της πληροφορίας εισόδου σε μπλοκ από  $N$  μιγαδικούς αριθμούς, ένα για κάθε υποδιάυλο. Σε κάθε μπλοκ εφαρμόζεται αντίστροφος FFT, και αυτό που προκύπτει μεταδίδεται σειριακά. Στο δέκτη, η πληροφορία αποκαθίσταται εφαρμόζοντας FFT στο μπλοκ από δείγματα του σήματος που λαμβάνονται. Αυτή η μορφή OFDM αναφέρεται συχνά ως Discrete Multi-Tone (DMT). Το φάσμα του σήματος στη γραμμή είναι ίδιο με αυτό των  $N$  ξεχωριστών QAM σημάτων, σε  $N$  συχνότητες που χωρίζονται από το ρυθμό του σήματος. Κάθε τέτοιο QAM σήμα φέρει έναν από τους πρωτότυπους μιγαδικούς αριθμούς εισόδου. Το φάσμα κάθε QAM σήματος είναι της μορφής  $\sin(kf) / f$ , με μηδενικά στο κέντρο κάθε άλλου υποφέροντος, όπως στα προηγούμενα OFDM συστήματα, και όπως φαίνεται στα σχήματα 1.4 και 1.5.

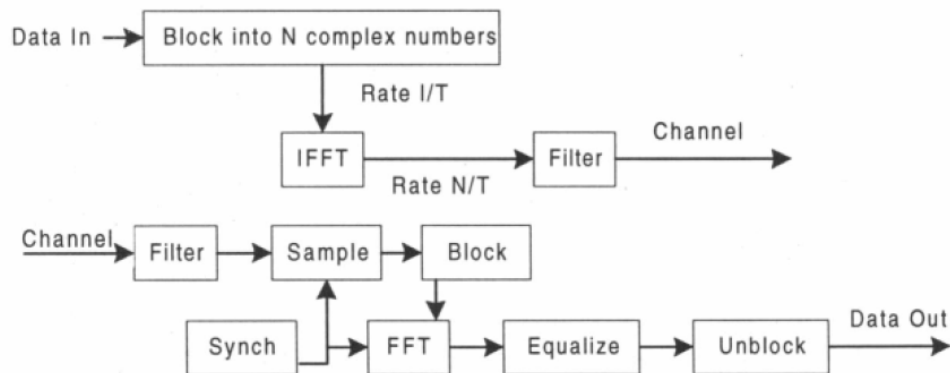


**Σχημα 1.4.** Επικάλυψη φάσματος OFDM.



Σχῆμα 1.5. Φάσμα του σήματος OFDM

Ένα μπλοκ διάγραμμα ενός πολύ βασικού DMT συστήματος φαίνεται στο σχῆμα 1.6. Αρκετά μπλοκ δεν φαίνονται. Πρέπει να αποφευχθεί η επικάλυψη συνεχόμενων μεταδιδόμενων μπλοκ, ένα πρόβλημα το οποίο λύνεται με τη χρήση κυκλικής προσήμανσης. Ένα άλλο θέμα είναι πώς να μεταδοθεί η ακολουθία των μιγαδικών αριθμών από την έξοδο του αντίστροφου FFT στο διάλυο.



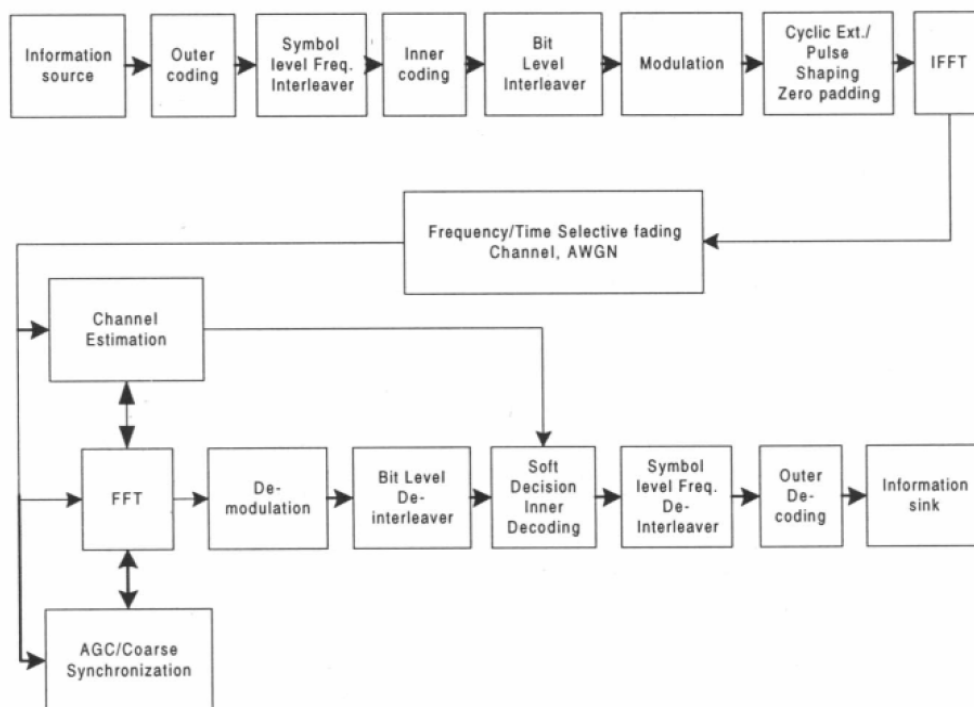
Σχῆμα 1.6. Βασικό OFDM σύστημα .

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα της DMT προσέγγισης είναι η επάρκεια του FFT αλγόριθμου. Ένας FFT 2 σημείων χρειάζεται πολλαπλασιασμούς μόνο της τάξης  $N \log N$ , και όχι  $N^2$  όπως στον κατευθείαν υπολογισμό. Η επάρκεια είναι ιδιαίτερα καλή όταν το  $N$  είναι δύναμη του 2, αν και αυτό δεν είναι απαραίτητο γενικά. Λόγω της χρήσης του FFT, το DMT σύστημα τυπικά χρειάζεται λιγότερους υπολογισμούς ανά μονάδα χρόνου από το ισοδύναμο σύστημα απλού καναλιού με εξισορρόπηση. Μία σύγκριση του ολικού κόστους μεταξύ των δύο συστημάτων δεν είναι εμφανής, αλλά το κόστος είναι περίπου το ίδιο στις περισσότερες περιπτώσεις. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι το σύστημα με περιορισμένο εύρος του σχήματος 1.6 μπορεί επίσης να υλοποιηθεί με τεχνικές FFT, αν και η πολυπλοκότητα και η καθυστέρηση θα είναι μεγαλύτερη από το DMT.

Περίπου τα προηγούμενα 20 χρόνια, οι OFDM τεχνικές και ιδιαίτερα η υλοποίηση DMT χρησιμοποιούνταν σε ένα μεγάλο εύρος εφαρμογών. Αρκετά OFDM modem φωνής εισάχθηκαν αλλά δεν τα κατάφεραν εμπορικά επειδή δεν μπορούσαν να υιοθετηθούν από κανονικά σώματα. Το DMT έχει υιοθετηθεί ως το πρότυπο για την ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), το οποίο παρέχει ψηφιακές επικοινωνίες σε αρκετά Mb/s από τα κεντρικά γραφεία μίας τηλεφωνικής εταιρίας σε ένα συνδρομητή, και σε ένα χαμηλότερο ρυθμό στην αντίθετη κατεύθυνση, σε ένα συνεστραμμένο ζευγάρι από καλώδια σε μία εγκατάσταση βρόγχου.

Η OFDM είναι ιδιαίτερα αποτελεσματική σε πολυάριθμες εφαρμογές, όπου η υψηλή της απόδοση σε πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα είναι επιθυμητή. Οι ασύρματοι δέκτες ανιχνεύουν σήματα που είναι παραμορφωμένα από επιλεκτική εξασθένηση στο χρόνο και τη συχνότητα. Η OFDM σε συνδυασμό με κατάλληλη κωδικοποίηση και διασύνδεση είναι μία ισχυρή τεχνική που καταπολεμά τις αδυναμίες των ασύρματων διαύλων και που ένα τυπικό OFDM ασύρματο σύστημα θα αντιμετωπίσει όπως φαίνεται στο σχήμα 1.11. Μία ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα διάταξη είναι το Single Frequency Network (SFN) που χρησιμοποιείται για ευρυεκπομπή ψηφιακών σημάτων ήχου ή εικόνας. Πολλοί εκπομποί που είναι διαχωρισμένοι γεωγραφικά μεταδίδουν ίδια και

συγχρονισμένα σήματα για να καλύψουν μία μεγάλη περιοχή. Η λήψη τέτοιων σημάτων από έναν δέκτη είναι ισοδύναμη με ένα εξαιρετικά πολυδιαδρομικό σχήμα. Η OFDM είναι η τεχνολογία που το κάνει αυτή τη διάταξη δυνατή.



Σχήμα 1.7. Ασύρματη αρχιτεκτονική συστήματος OFDM.

Μία άλλη ασύρματη εφαρμογή της OFDM είναι σε υψηλής ταχύτητας LAN. Αν και η απόλυτη καθυστέρηση που διαδίδεται σε αυτό το περιβάλλον είναι χαμηλή, αν πολύ υψηλοί ρυθμοί δεδομένων είναι επιθυμητοί, της τάξεως πολλών δεκάδων Mb/s, τότε η διασπορά καθυστέρησης μπορεί να είναι μεγάλη αν συγκριθεί με το διάστημα συμβόλου. Η διαμόρφωση OFDM είναι προτιμότερη από τη χρήση εξισορροπητών σε αυτήν την εφαρμογή. Αναμένεται ότι η OFDM θα εφαρμόζεται σε πολλά ακόμα καινούρια τηλεπικοινωνιακά συστήματα τα επόμενα χρόνια.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

### ΣΧΕΔΙΑΣΗ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

#### 2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η βασική αρχή του OFDM είναι να διαιρεί υψηλούς-ρυθμούς μετάδοσης σε χαμηλότερους ρυθμούς που μεταδίδονται ταυτόχρονα πέρα από ένα υποφέρον (subcarrier). Επειδή η διάρκεια συμβόλων αυξάνεται για τους χαμηλότερους ρυθμούς παράλληλων υποφερόντων (subcarriers) , το σύνολο των διασκορπισμένων στο χρόνο που προκαλείται εγκαίρως από την πολλαπλή καθυστέρηση διάδοσης είναι μειωμένη. Η ενδοσυμβολική παρεμβολή (Intersymbol interference -ISI) αποβάλλεται σχεδόν πλήρως με την εισαγωγή ενός χρόνου φρουράς σε κάθε σύμβολο OFDM. Στο διάστημα φρουράς, το σύμβολο OFDM πρόκειται κυκλικά να αποφύγει την παρεμβολή (intercarrier interference ICI).

Για τη σχεδίαση OFDM συστημάτων, λαμβάνονται υπόψη διάφοροι παράμετροι, όπως ο αριθμός υποφερόντων , ο χρόνος φρουράς, η διάρκεια συμβόλου , το διάστημα υποφερόντων, ο τύπος διαμόρφωσης ανά υποφέρον , και ο τύπος κωδικοποίησης διορθώσεων λάθους. Η επιλογή των παραμέτρων επηρεάζεται από τις απαιτήσεις συστημάτων , όπως το διαθέσιμο εύρος ζώνης, το απαραίτητο ρυθμό δυαδικών ψηφίων, η καθυστέρηση διάδοσης (delay spread ) όπως και οι εξάπλωση Doppler.

## 2.2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ

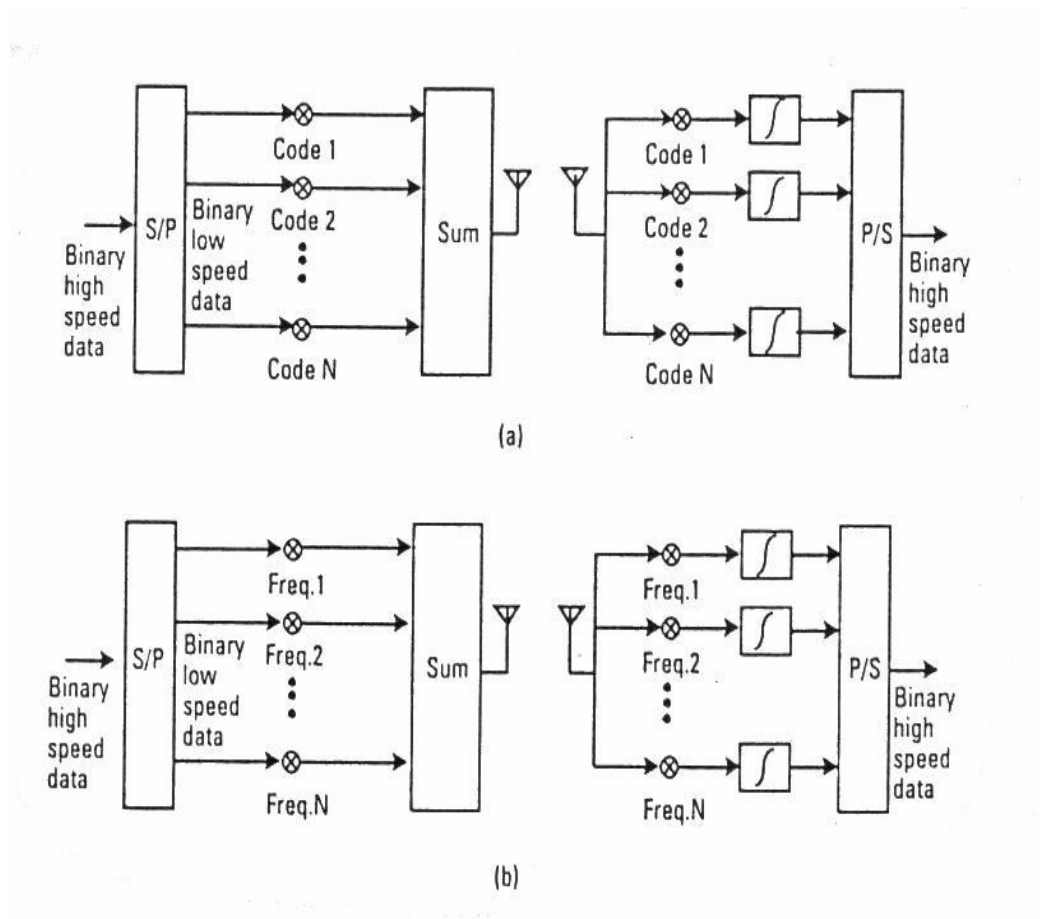
Ας υποθέσουμε την κατάσταση όπου δεδομένα ασύρματης μετάδοσης υψηλών ταχυτήτων απλού φέροντος μεταδίδονται σε περιβάλλον πολλαπλής διαδρομής . Εάν τα ψηφιακά στοιχεία μεταδίδονται με ρυθμό μερικών megabits ανά δευτερόλεπτο (mbps) και ο μέγιστος χρόνος καθυστέρησης κυμάτων που έχει προκληθεί από εξασθένηση πολλαπλών διαδρομών είναι μεγαλύτερος από 1 μs, ο μέγιστος χρόνος καθυστέρησης των κυμάτων είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο ενός συμβόλου. Η μορφή του κύματος και το φάσμα του είναι διαστρεβλωμένα και εμείς χρειαζόμαστε να εξομαλύνουμε το διαστρεβλωμένο σήμα .Ένας τρόπος είναι με τη χρησιμοποίηση τεχνικών που υπολογίζουν την ώθηση καναλιών στο δέκτη και πολλαπλασιάζουν τη σύνθετη κλίση της κατ' εκτίμηση απάντησης ώθησης με τα λαμβανόμενα στοιχεία του σήματος στο δέκτη.

Εντούτοις, υπάρχουν δυσκολίες που συνδέονται με τη λειτουργία αυτής της εξομάλυνσης για διάφορα megabits ανά δευτερόλεπτο επειδή εάν ανακτήσουμε τα μεταδιδόμενα στοιχεία από τα λαμβανόμενα στοιχεία, πρέπει να αποθηκεύσουμε διάφορα διαδοχικά σύμβολα για να εξισώσουμε τα λαμβανόμενα στοιχεία διαδοχικά. Επομένως ψάχνουμε άλλες λύσεις.

Στο πεδίο συχνότητας, όταν μεταδιδόμενο σήμα καταπονείται από την εξασθένηση πολλαπλών διαδρομών, σημαίνει ότι κάποιο μέρος του σήματος μπορεί να καταπονηθεί από την επικοινωνιακή παρέμβαση και μερικά άλλα μέρη του μπορούν να καταπονηθούν από την καταστρεπτική παρέμβαση και να μειωθούν.

Για να καταπολεμήσουμε τα προβλήματα που προκαλούνται από εξασθένηση πολλαπλών διαδρομών και να επιτύχουμε την ευρυζωνική κινητή επικοινωνία, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί η παράλληλη μετάδοση, στην οποία τα μεταδιδόμενα στοιχεία μεταφέρονται παράλληλα σε διάφορα κανάλια. Αυτά τα στοιχεία πολλαπλασιάζονται χρησιμοποιώντας διάφορες τεχνικές για να διακριθούν μεταξύ των υποκαναλιών .

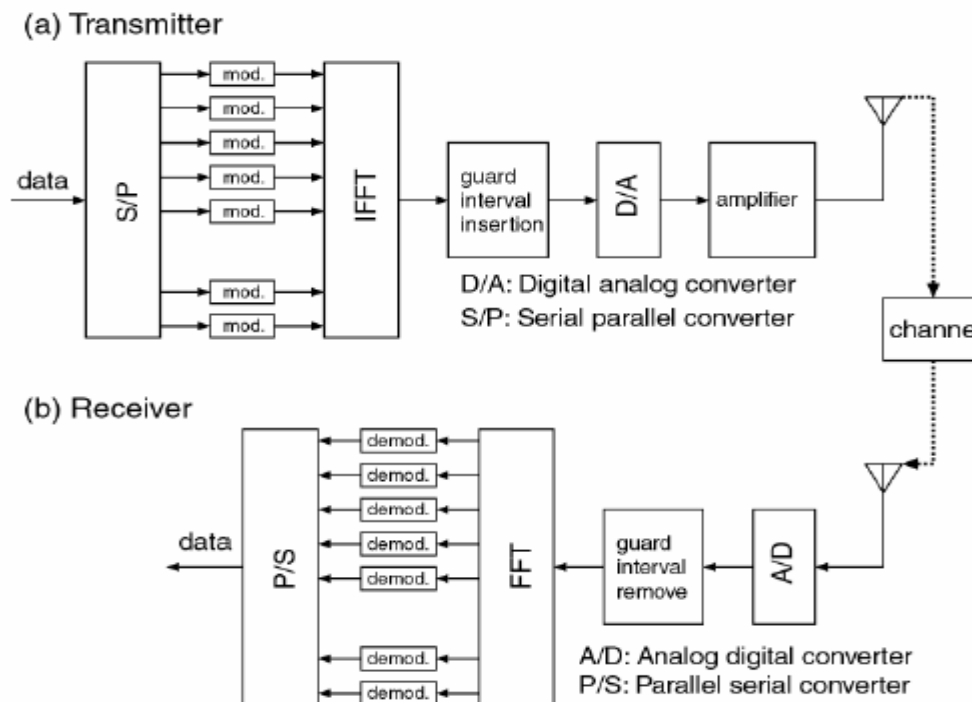
Για να διακρίνουμε τα υποκαναλία χρησιμοποιούμε πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (FDM) και πολυπλεξία με διαίρεση κώδικα (CDM). Σε μερικές περιπτώσεις, η πρώτη μέθοδος καλείται μετάδοση πολλαπλού φέροντος και η δεύτερη μετάδοση πολλαπλού κώδικα. Το σχήμα 2.1 επεξηγεί τη διαμόρφωση των δύο μεθόδων παράλληλης μετάδοσης. Το OFDM είναι τεχνική μετάδοσης πολλαπλού φέροντος και περιγράφεται παρακάτω.



**Σχήμα 2.1.** Σύστημα παράλληλης μετάδοσης ; (α) μέθοδος πολλαπλού κώδικα και (β) μέθοδος πολλαπλού φέροντος .

## 2.3 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΟΜΠΟΥ

Το σχήμα 2.2. (α) επεξηγεί την OFDM διαμόρφωση πομπού.



Σχήμα 2.2. Σύστημα OFDM μετάδοσης: (α) πομπός και (β) δέκτης

Στον πομπό, τα εκπεμπόμενα στοιχεία μετατρέπονται αρχικά σε παράλληλα στοιχεία  $N$  υποκαναλιών (subchannel). Κατόπιν, τα μεταδιδόμενα στοιχεία κάθε παράλληλου subchannel διαμορφώνονται με PSK ή QAM διαμόρφωση. Θεωρώντας τετραγωνική-διαμόρφωση η διαμορφωμένη ακολουθία στοιχείων  $N$  καναλιών  $(d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1})$ , όπου  $d_n$  δίνεται ως  $d_{In} + j d_{Qn}$



(  $j$  = φανταστικός αριθμός ), και  $d_{In}$  και  $d_{Qn}$  είναι  $\{1, -1\}$  για QPSK διαμόρφωση και  $\{\pm 1, \pm 3\}$  για 16-QAM.

Τα διαμορφωμένα στοιχεία μετασχηματίζονται κατά Fourier και παράγεται ένα σήμα OFDM .Τα εκπεμπόμενα στοιχεία δίνονται από την παρακάτω σχέση :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_s)) f(t - kT_s) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_{Ii}(k) + jd_{Qi}(k)) (\cos(2\pi f_i(t - kT_s)) + j \sin(2\pi f_i(t - kT_s))) f(t - kT_s) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_{Ii}(k) \cos(2\pi f_i(t - kT_s)) - d_{Qi}(k) \sin(2\pi f_i(t - kT_s))) f(t - kT_s) \\
 &+ j \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_{Ii}(k) \sin(2\pi f_i(t - kT_s)) + d_{Qi}(k) \cos(2\pi f_i(t - kT_s))) f(t - kT_s)
 \end{aligned}$$

όπου  $T_s$  είναι η διάρκεια συμβόλου του σήματος OFDM και  $f_i$  ( $i= 0,1,2,\dots$ ) η συχνότητα του  $i$ -οστού υποφέρον το οποίο δίνεται από τη σχέση:

$$f_i = f_0 + \frac{i}{T_s}$$

Η συχνότητα  $f_0$  δίνεται από :

$$470 \text{ MHz} + 4 \text{ MHz} + i_1 * 8 \text{ MHz}, \quad i_1 = 0, 1, 2, 3, \dots$$

όπου  $i$  είναι ο αριθμός φέροντος.

Ο  $f(t)$  είναι ο κυματοειδής παλμός κάθε ένα συμβόλου και ορίζεται ως

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (-T_g \leq t \leq t_s) \\ 0 & (t \leq -T_g, t_s \leq t) \end{cases}$$

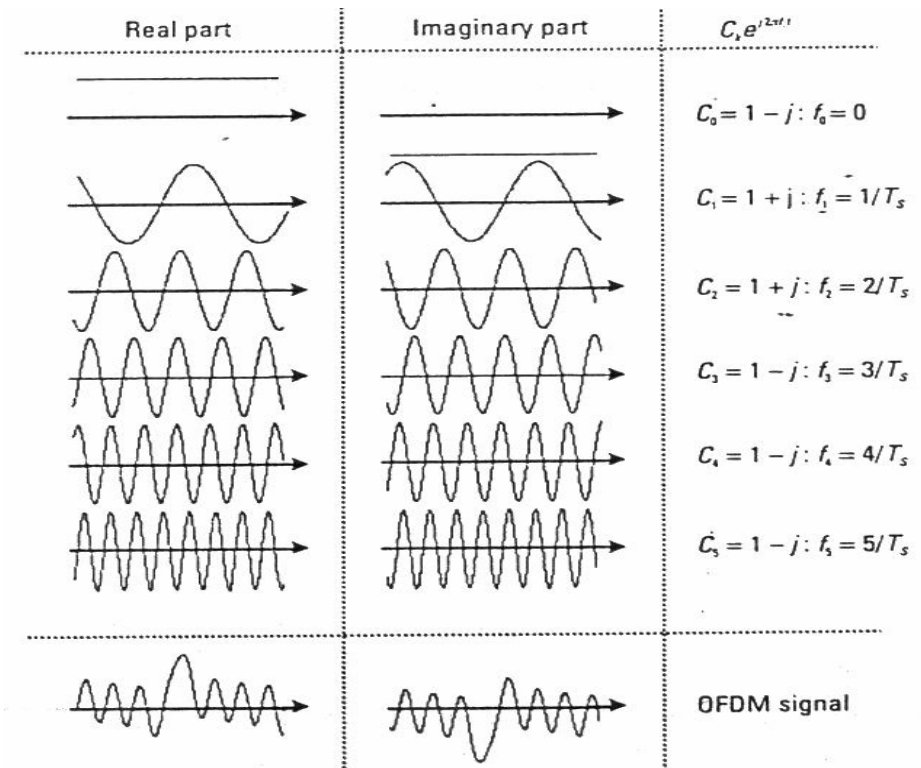
$T_g$  : Διάστημα φρουράς (Guard Interval)

$t_s$  : Μήκος συμβόλων (Effective symbol length)

$T_s = T_g + t_s$  : Διάστημα συμβόλων (Symbol interval)

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}$$

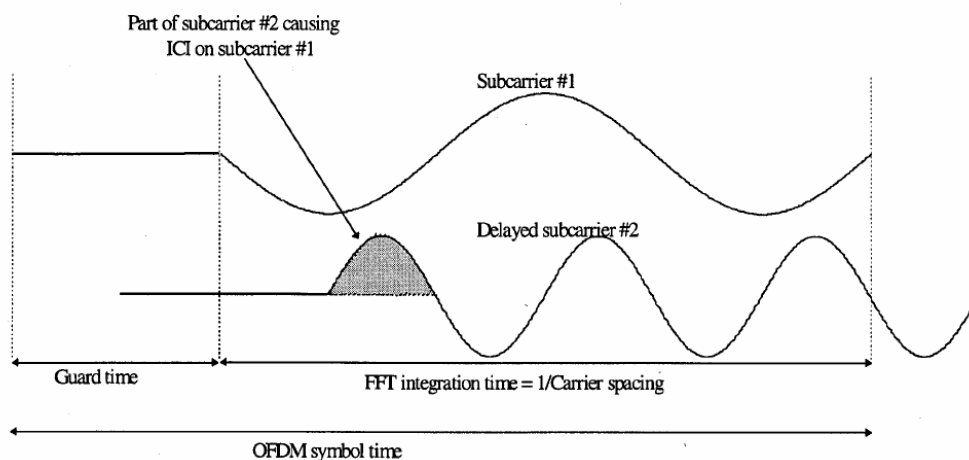
Το σχήμα 2.3. επεξηγεί τη μορφή ενός πραγματικού μέρους και ενός φανταστικού μέρους ενός σήματος OFDM σε κάθε subchannel όταν  $i = 0, 1, \dots, N - 1$ . Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3. το σήμα OFDM περιλαμβάνει πολλά φέροντα με τις συχνότητές τους.



Σχήμα 2.3. Σήμα μετάδοσης OFDM σε κάθε υποφέρον .

## 2.4 ΔΙΑΣΤΗΜΑ ΦΡΟΥΡΑΣ (GUARD INTERVAL)

Ένας από τους σημαντικότερους λόγους να κάνουμε OFDM είναι ο αποδοτικός τρόπος που εξετάζει την καθυστέρηση πολλαπλών διαδόσεων. Με τη διαίρεση των δεδομένων εισόδου στον  $N_s$  υποφέρων, η διάρκεια συμβόλων γίνεται  $N_s$  φορές μικρότερη, η οποία μειώνει επίσης τη σχετική καθυστέρηση πολλαπλών διαδόσεων. Για να αποβάλουμε σχεδόν πλήρως την ενδοσυμβολική παρεμβολή, πρέπει για κάθε σύμβολο OFDM να εισάγεται ένα διάστημα φρουράς. Το διάστημα φρουράς επιλέγεται μεγαλύτερος από την αναμενόμενη καθυστέρηση διάδοσης, έτσι ώστε τα πολλαπλά συστατικά από ένα σύμβολο να μη μπορούν να παρεμβάλλονται με το επόμενο σύμβολο. Ο χρόνος φρουράς θα μπορούσε να αποτελεστεί από κανένα σήμα. Στην περίπτωση, εντούτοις, το πρόβλημα (ICI) θα προέκυπτε. Το ICI είναι διασταύρωση μεταξύ των διαφορετικών υποφερόντων, που δεν είναι πλέον ορθογώνιοι. Αυτή η επίδραση διευκρινίζεται στο σχήμα 2.4.



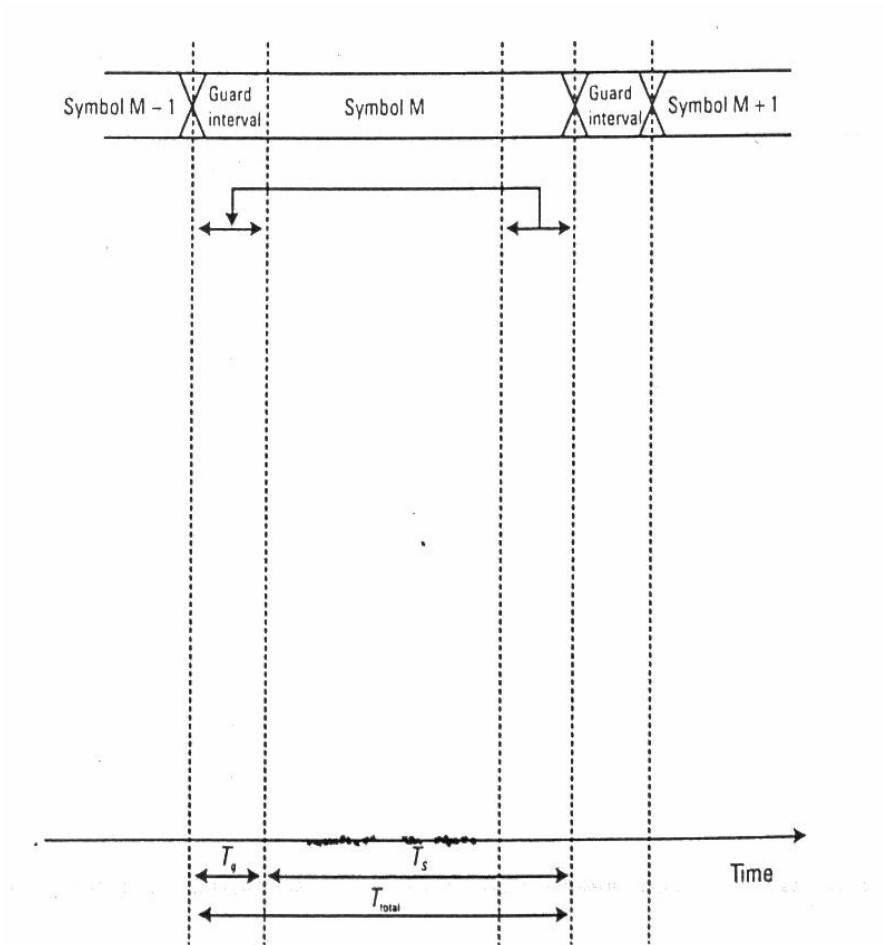
**Σχήμα 2.4.** Επίδραση πολλαπλών διαδρομών με μηδενικό σήμα στο διάστημα φρουράς; ο καθυστερημένος υποφέρων 2 προκαλεί ICI στον υποφέρων 1

Θα περιγράψουμε τώρα το διάστημα φρουράς. Η ορθογωνιότητα των υποκαναλιών στο OFDM μπορεί να διατηρηθεί, και τα μεμονωμένα subchannels μπορούν να χωριστούν εντελώς με τη χρησιμοποίηση ενός κυκλώματος FFT στο δέκτη όταν δεν υπάρχουν ISI και (ICI) εισαγόμενα από τη διαστρέβλωση καναλιών μετάδοσης. Στην πράξη, εντούτοις, αυτοί οι όροι δεν μπορούν να ληφθούν. Επειδή το φάσμα ενός OFDM σήματος δεν είναι αυστηρά ζώνη που περιορίζεται, η διαστρέβλωση, λόγω της εξασθένισης πολλαπλών διαδρομών, προκαλεί κάθε subchannel να διαδώσει την ισχύ στα παρακείμενα κανάλια. Επιπλέον, ένα κύμα με χρόνο καθυστέρησης μεγαλύτερο από το χρόνο  $T_s$  συμβόλων μολύνει το επόμενο σύμβολο. Για να μειωθεί η διαστρέβλωση, μια απλή λύση είναι να αυξηθεί η διάρκεια συμβόλων ή ο αριθμός φέροντος. Αυτή η μέθοδος μπορεί να είναι δύσκολο να εφαρμοστεί από την άποψη της σταθερότητας φέροντος ενάντια στη συχνότητα Doppler και FFT μέγεθος.

Ένας τρόπος για να αντιμετωπιστεί το ISI είναι να δημιουργηθεί ένα κυκλικό εκτεταμένο διάστημα φρουράς, όπου κάθε σύμβολο OFDM να προηγείται κατ' περιοδική επέκταση από το ίδιο το σήμα. Η συνολική διάρκεια συμβόλων είναι

$$T_{total} = T_g + T_s,$$

όπου  $T_g$  είναι το διάστημα φρουράς. Το σχήμα 2.5. παρουσιάζει το διάστημα φρουράς. Κάθε σύμβολο αποτελείται από δύο μέρη. Ολόκληρο το σήμα περιλαμβάνεται στο ενεργό σύμβολο, το τελευταίο μέρος του οποίου επαναλαμβάνεται επίσης στην έναρξη του συμβόλου και καλείται διάστημα φρουράς. Όταν το διάστημα φρουράς είναι μεγαλύτερο από τον παλμό απόκρισης καναλιών, ή την καθυστέρηση πολλαπλών διαδρομών η επίδραση ISI μπορεί να μηδενιστεί. Εντούτοις, το ICI, υπάρχει ακόμα. Η αναλογία του διαστήματος φρουράς με τη χρήσιμη διάρκεια συμβόλων είναι εξαρτημένη. Επειδή η εισαγωγή του διαστήματος φρουράς θα μειώσει τη ρυθμό-απόδοση στοιχείων, το  $T_g$  είναι συνήθως μικρότερο από το  $T_s/4$ .



Σχήμα 2.5. Εισαγωγή διαστήματος φρουράς

Μετά την εισαγωγή ενός διαστήματος φρουράς, το σήμα OFDM δίνεται από τη σχέση :

$$s'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f(t - kT_{total})) f'(t - kT_{total})$$

όπου το  $f'(t)$  είναι ο παλμός κάθε συμβόλου που ορίζεται ως :

$$f'(t) = \begin{cases} 1 & (-T_g \leq t \leq T_s) \\ 0 & (t < -T_g, t > T_s) \end{cases}$$

## 2.5 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΤΟ ΔΕΚΤΗ

Το σήμα OFDM μεταδίδεται στο δέκτη, εντούτοις, το εκπεμπόμενο στοιχείο,  $s'(t)$  μολύνεται από την εξασθένηση πολλαπλών διαδρομών και AWGN. Στο δέκτη, το λαμβανόμενο σήμα δίνεται ως:

$$r(t) = \int_0^{\infty} \tilde{h}(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t)$$

όπου  $\tilde{h}(\tau, t)$  αντιπροσωπεύει τη γενική ώθηση του καναλιού, συμπεριλαμβανομένων των φίλτρων πομπών και δεκτών, με μήκος  $M$  και το  $n(t)$  είναι το σύνθετο AWGN. Το block διάγραμμα του OFDM δέκτη δίνετε στο σχήμα 2.2(β).

Η έξοδος,  $\hat{d}_i(k)$ , του FFT κυκλώματος του  $i$ -οστού OFDM subchannel δίνετε από τη παρακάτω σχέση :

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{kT_{total}}^{T_s + kT_{total}} r(t) \exp(-j2\pi f_t(t - kT_{total})) dt$$

Για να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά του καθυστερημένου κύματος  $\hat{h}_i(k)$ , σε ένα πολλαπλών διαδρομών εξασθενίζοντας περιβάλλον, μπορούμε να εξισώσουμε τα λαμβανόμενα στοιχεία ως εξής:

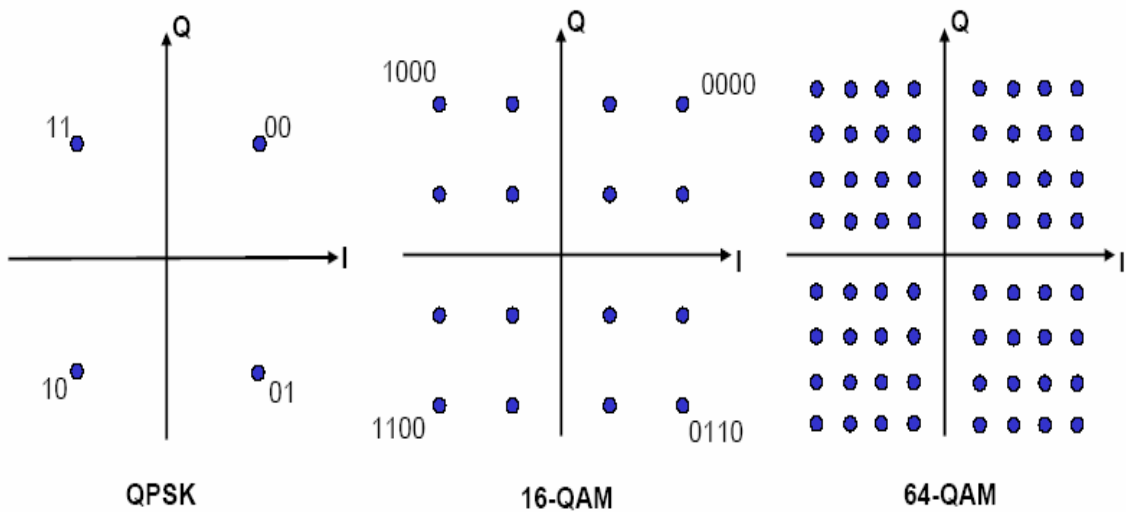
$$\hat{d}_i(k) = \frac{\hat{h}_i^*(k)}{\hat{h}_i(k) \hat{h}_i^*(k)} \hat{d}_i(k)$$

## 2.6 ΕΦΑΡΜΟΓΗ

Το εκπεμπόμενο OFDM σήμα οργανώνεται σε “frames” (πλαίσια). Κάθε πλαίσιο έχει μια διάρκεια  $T_f$ , και αποτελείται από 68 OFDM "σύμβολα" που είναι αριθμημένα από 0 έως 67. Όλα τα σύμβολα περιέχουν τα στοιχεία και κάθε σύμβολο αποτελείται από ένα σύνολο  $K = 6817$  φέροντος στο 8k και  $K = 1705$  φέροντος στο 2k που μεταδίδονται ταυτόχρονα με μια διάρκεια  $T_s$ . Το σύμβολο αποτελείται από δύο μέρη: ένα "χρήσιμο" μέρος με τη διάρκεια  $T_u$ , και ένα "διάστημα φρουράς"  $T_g$ .

Parameter	8K mode	2K mode
Αριθμός φέροντος	6817	1705
Χρήσιμη διάρκεια συμβόλου $T_u$	896 $\mu$ s	224 $\mu$ s
Διάστημα φέροντος $1/T_u$	1116 Hz	4464 Hz
Διάστημα μεταξύ των πρώτων και τελευταίων φεροντος	7.61 MHz	7.61 MHz

		Germany	Italy
<b>channel</b>	8MHz	8MHz	8MHz
<b>Code rate</b>	1/2	2/3	2/3
<b>Number of carriers</b>	6817	6817	6817
<b>Spacing of carriers</b>	1116Hz	1116Hz	1116Hz
<b>Modulation of carriers</b>	QPSK	16-QAM	64-QAM
<b>Size of Guard Interval</b>	1/16	1/8	1/32



**QPSK:**  
4 carrier positions

A QPSK carrier can transport 2 bits

**16-QAM:**  
16 carrier positions

A 16-QAM carrier can transport 4 bits

**64-QAM:**  
64 carrier positions

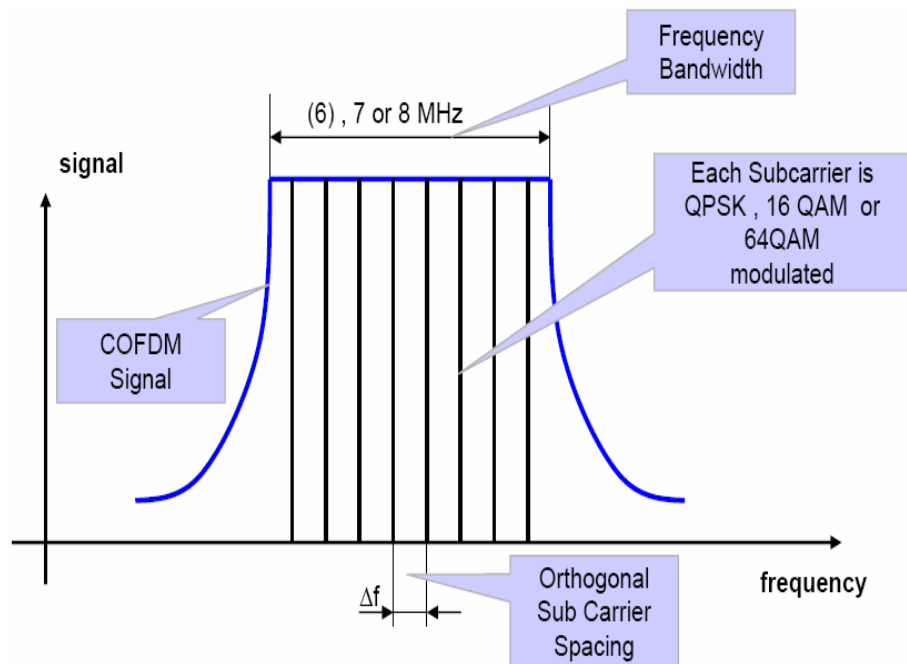
A 64-QAM carrier can transport 6 bits



$$\begin{aligned}
 \text{Number of bits per symbol} &= \text{Number of carriers} * \text{bits /carrier} \\
 &= 6817 * 2 \\
 &= 13634 \text{ bits / symbol}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Number of bits per symbol} &= \text{Number of carriers} * \text{bits /carrier} \\
 &= 6817 * 4 \\
 &= 27268 \text{ bits / symbol}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Number of bits per symbol} &= \text{Number of carriers} * \text{bits /carrier} \\
 &= 6817 * 6 \\
 &= 40902 \text{ bits / symbol}
 \end{aligned}$$



$$\Delta f = 11116 \text{ Hz} :$$

**Χρήσιμη διάρκεια συμβόλων  $T_s = 1 / \text{διάστημα φέροντος} = 1 / 1116 \text{ Hz} = 896 \mu\text{s}$**

Με το διάστημα φρουράς, η συνολική διάρκεια φραγμών OFDM γίνεται

$$T_{total} = T_g + T_s$$

**Συνολική διάρκεια συμβόλων**

$$T = T_s + \text{διάστημα φρουράς} = 896 \mu\text{s} + 1/16 * 896 \mu\text{s} = 952 \mu\text{s}$$

$$T = T_s + \text{διάστημα φρουράς} = 896 \mu\text{s} + 1/8 * 896 \mu\text{s} = 1008 \mu\text{s}$$

$$T = T_s + \text{διάστημα φρουράς} = 896 \mu\text{s} + 1/32 * 896 \mu\text{s} = 924 \mu\text{s}$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

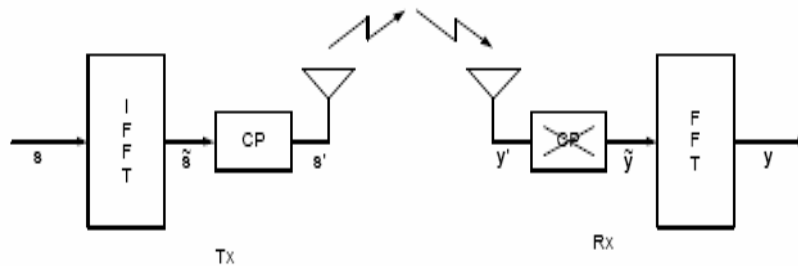
### ST (SPACE TIME ) OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ DIVERSITY

#### 3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σε αυτό το κεφάλαιο, συζητάμε πώς οι εναλλακτικές τεχνικές διαμόρφωσης , όπως OFDM χρησιμοποιούνται με τα πολλαπλών συστήματα κεραιών. Η διαμόρφωση OFDM προσφέρει το πλεονέκτημα της χαμηλότερης πολυπλοκότητας εφαρμογής σε συστήματα με μεγάλο εύρος ζώνης-καθυστέρηση .

#### 3.2 SISO – OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Το OFDM είναι ένα σχέδιο διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στα ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα τα οποία αντιμετωπίζουν τη μεγάλη καθυστέρηση που διαδίδεται . Εξετάζουμε την ασύρματη σύνδεση με μια κεραιά στον πομπό και μια στον δέκτη ( $M_R = M_T = 1$ ) και εύρος ζώνης  $B$ . Το σχήμα 3.1 παρουσιάζει την διαμόρφωση SISO-OFDM :



Σχήμα 3.1. :OFDM διαμόρφωση για κανάλι μιας εισόδου–μιας εξόδου (SISO)

## Frequency selective channel

Για την περίπτωση του επιλεκτικού ως προς τη συχνότητα καναλιού, το κανάλι θα είναι  $g[l]$  ( $l=0,1,\dots,L-1$ ), όπου  $L$  το μήκος του καναλιού. Ονομάζουμε  $s[k]$  ( $k=0,1,\dots,N-1$ ) την ακολουθία των  $N$  δεδομένων συμβόλων που μεταδίδονται στον τονο  $k$ . Η ακολουθία παρουσιάζεται ως διάνυσμα  $N \times 1$   $s = [s[0]s[1]\dots s[N-1]]^T$

Αρχικά η ακολουθία συμβόλων μεταδίδεται σε ένα (IFFT) κύκλωμα και το διάνυσμα που παράγεται είναι το διάνυσμα :

$$\begin{aligned}\tilde{s} &= [\tilde{s}[0]\tilde{s}[1]\dots \tilde{s}[N-1]]^T \\ \tilde{s} &= D^H s\end{aligned}\quad (3.1)$$

όπου το  $D$  είναι η μήτρα  $N \times N$  του οποίου τα στοιχεία  $m$ nth ( $m, n=1,2,\dots,N$ ) δίνονται από τη σχέση :

$$[D]_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-\frac{j2\pi(m-1)(n-1)}{N}} \quad (3.2)$$

Το διάνυσμα  $\tilde{s}$  μεταδίδεται και μια νέα ακολουθία  $s'$  κατασκευάζεται τώρα με την επισύναψη ενός CP (cyclic prefix) μήκους  $L-1$ . Το CP αποτελείται από τα τελευταία σύμβολα  $L-1$  του διανύσματος. Ως εκ τούτου, η εκπεμπόμενη ακολουθία γίνεται  $s' = [s[N-L+1]\dots s[N-1]s[0]\dots s[N-1]]^T$ . Τα στοιχεία  $s'$  μεταδίδονται σειριακά με τη διαμόρφωση pulse-shaping. Το διάνυσμα  $s'$  είναι γνωστό ως σύμβολο OFDM και έχει διάρκεια συμβόλου

$$T_s^{OFDM} = \frac{N+L-1}{B}$$

Ο δέκτης λαμβάνει το διάνυσμα  $y'$  με μήκος  $N + 2L - 2$ .

Το λαμβανόμενο σήμα  $\tilde{y} = [y'[0]y'[1]...y'[N-1]]^T$  μετά την αφαίρεση του CP είναι :

$$\tilde{y} = \sqrt{E_s} \tilde{G} s' + \tilde{n} \quad (3.3)$$

όπου  $E_s$  είναι η μέση διαθέσιμη ενέργεια στο πομπό κατά τη διάρκεια του χρόνου  $T_s$ ,  $\tilde{n}$  είναι το διάνυσμα του πρόσθετου θορύβου ZMCSCG με μήτρα  $N_0 I_N$  και  $\tilde{G}$  είναι η  $N \times (N + L - 1)$  μήτρα Toeplitz και δίνεται :

$$\tilde{G} = \begin{bmatrix} g[L-1] & \Lambda & g[1] & g[0] & 0 & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & g[L-1] & \Lambda & g[1] & g[0] & 0 & \Lambda & 0 \\ M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M \\ 0 & M & 0 & g[L-1] & \Lambda & g[1] & g[0] & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g[L-1] & \Lambda & g[1] & g[0] \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Χρησιμοποιώντας το γεγονός ότι τα πρώτα  $L-1$  δείγματα του  $s'$  είναι ίδια με τα τελευταία  $L-1$  δείγματα του CP η εξίσωση (3.3) απλοποιείται σε

$$\tilde{y} = \sqrt{E_s} \tilde{G}_c \tilde{s} + \tilde{n} \quad (3.5)$$

όπου

$$G_c = \begin{bmatrix} g[0] & 0 & \Lambda & 0 & 0 & g[L-1] & \Lambda & g[1] \\ g[1] & g[0] & 0 & \Lambda & 0 & 0 & 0 & M \\ M & g[1] & g[0] & 0 & 0 & 0 & 0 & g[L-1] \\ g[L-1] & M & g[1] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g[L-1] & M & 0 & g[0] & 0 & 0 & 0 \\ M & 0 & g[L-1] & 0 & g[1] & g[0] & 0 & 0 \\ M & M & 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Lambda & 0 & g[L-1] & \Lambda & g[1] & g[0] \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Το  $G_c$  μπορεί να γραφτεί και ως

$$G_c = D^H \Omega D \quad (3.7)$$

$$\text{όπου } \Omega = \text{diag}\{\omega[0], \omega[1], \dots, \omega[N-1]\} \text{ με } \omega[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N}}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.8)$$

$\omega[k], k = 0, 1, \dots, N-1$  είναι η απόκριση συχνοτήτων στον τόνο  $k$ .

Η ακολουθία  $\tilde{y}$  μέσω FFT μετατρέπεται σε

$$y = D \tilde{y} \quad (3.9)$$

$$\text{όπου } y = [y[0]y[1]\dots y[N-1]]^T$$

Η αποτελεσματική σχέση εισόδου / εξόδου για το κανάλι με την διαμόρφωση OFDM από τις σχέσεις (3.1), (3.5), (3.7) και (3.9) είναι

$$y = \sqrt{E_s} D D^H \Omega D^H s + D \tilde{n} = \sqrt{E_s} \Omega s + n \quad (3.10)$$

$$\text{όπου } D D^H = I_N \text{ και } n = D \tilde{n}.$$

Η εξίσωση (3.10) παρουσιάζει ότι η χρήση ενός CP από κοινού με τις διαδικασίες IFFT και FFT στο πομπό και στο δέκτη **decouples the frequency selective channel into N parallel flat fading channel** (όπου το καθένα έχει εύρος B/N).

Η σχέση εισόδου – εξόδου για kth τόνο στην εξίσωση (3.10) είναι :

$$y[k] = \sqrt{E_s} \omega[k] s[k] + n[k], k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.11)$$

Η σχέση εισόδου – εξόδου είναι ίδια για το flat fading SISO κανάλι .

### 3.3 SIMO – OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

#### Frequency selective channel

Το κανάλι παριστάνεται με  $M_R$  κεραίες λήψης ,συμβολίζεται με το  $M_R \times 1$  διάνυσμα  $g[l] = [g_1[l] g_2[l] \dots g_{M_R}[l]]^T$ , όπου  $g_i[l] (l = 0, 1, 2, \dots, L-1)$  το κανάλι μεταξύ της κεραίας εκπομπής και i-οστής κεραίας λήψης ( $i=1, 2, \dots, M_R$ ) . Το L παριστάνει το μέγιστο μήκος καναλιού όλων των συνιστωσών ( $M_R$ ) ζεύξεων SISO .

Ακολουθία συμβόλων , s, μεταφέρονται .Το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης

$$y_i[k] = \sqrt{E_s} \omega_i[k] s[k] + n_i[k] \quad (3.12)$$

$$y[k] = [y_1[k], y_2[k], \dots, y_{M_R}[k]]^T$$

$$\text{όπο } \omega_i[k] \quad \omega_i[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g_i[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N}}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.13)$$

και

$$n_i[k] = [n_1[k] n_2[k] \dots n_{M_R}[k]]^T$$

$$\omega_i[k] = [H[k]]_j \text{ και } H[k] = \sum_{l=0}^{L-1} G(l) e^{-\frac{j2\pi kl}{N}} \quad (3.14)$$

Το διάνυσμα που λαμβάνει ο δέκτης για  $N$  διάδοχα δείγματα στον τόνο  $k$  θα είναι

$$y[k] = [y_1[k], y_2[k], \dots, y_{M_R}[k]]^T$$

$$y = \sqrt{E_s} HS + N \quad \text{όπου} \quad (3.15)$$

$$y = [y[0]^T \ y[1]^T \ \dots \ y[N-1]^T]^T \ (M_R N \times 1)$$

$$S = s[k]$$

$$N = [n[0]^T \ n[1]^T \ \dots \ n[N-1]^T]^T \ (M_R N \times 1)$$

### 3.4 MISO - OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

#### Frequency selective channel

Το κανάλι παριστάνεται με  $M_T$  κεραίες εκπομπής  $1 \times M_T$  διάνυσμα  $g[l] = [g_1[l] g_2[l] \dots g_{M_T}[l]]^T$ , όπου  $g_j[l] (l = 0, 1, 2, \dots, L-1)$  το κανάλι μεταξύ  $j$ -οστής κεραίας εκπομπής και της κεραίας λήψης ( $i=1, 2, \dots, M_R$ ). Το  $L$  παριστάνει το μέγιστο μήκος καναλιού όλων των συνιστωσών ( $M_R$ ) ζεύξεων SISO.

Ακολουθία συμβόλων  $s$ , μεταφέρονται. Το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} H[k] s[k] + n[k] \quad (3.16)$$



$$[H[k]]_j = \omega_j[k] \text{ και } H[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N}}.$$

Το διάνυσμα που λαμβάνει ο δέκτης για  $N$  διάδοχα δείγματα στον τόνο  $k$  θα είναι

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} HS + N \text{ όπου} \quad (3.17)$$

$$y = y[k]$$

$$S = [s[0]^T \ s[1]^T \ \dots \ s[N-1]^T]^T (M_T N \times 1)$$

$$N = n[k]$$

### 3.5 MIMO - OFDM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

#### Frequency selective channel

Το κανάλι παριστάνεται με  $M_T$  κεραίες εκπομπής και  $M_R$  κεραίες λήψης  $M_T \times M_R$  πίνακα  $G[l] (l = 0, 1, 2, \dots, L-1)$  με  $L$  το μέγιστο μήκος μεταξύ όλων των  $M_T M_R$  ζεύξεων SISO και εύρος ζώνης  $B$ . Το κανάλι μεταξύ  $i$ -οστής κεραίας λήψης ( $i=1, 2, \dots, M_R$ ) και  $j$ -οστής ( $j=1, 2, \dots, M_T$ ) κεραίας εκπομπής είναι  $g_{i,j}[l] (l = 0, 1, 2, \dots, L-1)$ .

Ακολουθία συμβόλων  $s$ , διάστασης  $M_T \times N$  μεταφέρονται. Το διάνυσμα που λαμβάνει ο δέκτης  $y_i[k] (k = 0, 1, 2, \dots, N-1)$  σε τόνο  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, N-1$ ) δίνεται

$$y_i[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{j=1}^{M_T} \omega_{i,j}[k] s_j[k] + n_i[k], i = 1, 2, \dots, M_R \quad (3.18)$$

πού  $E_s$  είναι η μέση ενέργεια που διατίθεται στον τόνο  $k$  που διαιρείται στις κεραίες μετάδοσης,  $n_i[k]$  αντιπροσωπεύει ZMCSCG θόρυβο με διακύμανση  $N_o$  και  $\omega_{i,j}[k]$  είναι το κανάλι που δημιουργείται από την  $j$ -οστή κεραία εκπομπής και την  $i$ -οστή κεραία λήψης στον  $k$ th τόνο και δίνεται από τον παρακάτω τύπο

$$\omega_{i,j}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g_{i,j}[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.19)$$

Από την σχέση (3.18) έχουμε ότι η σχέση εισόδου – εξόδου για συστήματα MIMO για  $k$ th τόνο είναι :

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} H[k] s[k] + n[k] \quad (3.20)$$

όπου

$y[k] = [y_1[k], y_2[k], \dots, y_{M_R}[k]]^T$ ,  $n[k] = [n_1[k], n_2[k], \dots, n_{M_R}[k]]^T$  και  $H[k]$  είναι ο

πίνακας  $M_R \times M_T$  με  $[H[k]]_{i,j} = \omega_{i,j}[k]$  και  $H[k] = \sum_{l=0}^{L-1} G[l] e^{-\frac{j2\pi kl}{N}}$ .

Το διάνυσμα που λαμβάνει ο δέκτης για  $N$  διάδοχα δείγματα στον τόνο  $k$  θα είναι

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} HS + N \quad \text{όπου} \quad (3.21)$$

$$y = [y[0]^T \ y[1]^T \ \dots \ y[N-1]^T]^T (M_R N \times 1)$$

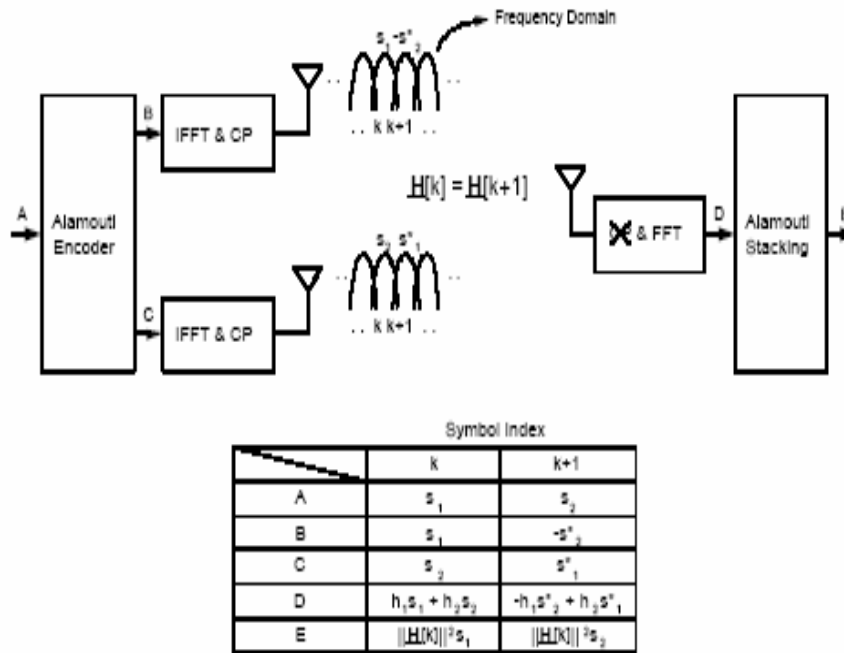
$$S = [s[0]^T \ s[1]^T \ \dots \ s[N-1]^T]^T (M_T N \times 1)$$

$$N = [n[0]^T \ n[1]^T \ \dots \ n[N-1]^T]^T (M_R N \times 1)$$

### 3.6 DIVERSITY (ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑ )

#### 3.6.1 Spatial diversity coding για συστήματα MIMO-OFDM

Το σχήμα που θα περιγράψουμε , γνωστό και ως σχήμα Alamouti χρησιμοποιεί δυο κεραιές στον πομπό και μια κεραιά στον δέκτη .



Σχημα 3.2 . Σχηματική απεικόνιση Alamouti της τεχνικής διαφορισιμότητας για MIMO-OFDM .

Σε ένα δοσμένο τόνο , δυο σήματα μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις δυο κεραιές. Συμβολίζουμε με  $s_1$  το σήμα που μεταδίδεται από την πρώτη κεραιά και με  $s_2$  το σήμα που μεταδίδεται από την δεύτερη κεραιά. Χρησιμοποιώντας το σχήμα Alamouti τα σύμβολα  $s_1$  και  $s_2$  μεταφέρονται από τις κεραιές 1 και 2 στον τόνο  $k$  , και  $-s_2^*$  και  $-s_1^*$  μεταφέρονται από τις κεραιές 1 και 2 στον τόνο  $k+1$  .

Στο σημείο D τα λαμβανόμενα σήματα θα είναι :

$$y_1 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_1 + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_2 + n_1$$

$$y_2 = -\sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_2^* + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_1^* + n_2$$

Στον δέκτη σχηματίζεται το διάνυσμα  $y$  το οποίο μπορεί να γραφτεί ως :

$$y_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|H[k]\|_F^2 s_i + n_i, i = 1, 2, \quad (3.22)$$

### 3.6.2 Space frequency coded MIMO-OFDM

Οι τεχνικές κωδικοποίησης διαφορισιμότητας που αναφέραμε παραπάνω εξάγουν τη χωρική διαφορισιμότητα σε ένα σύστημα MIMO-OFDM. Εντούτοις, η διαφορισιμότητα συχνότητας μπορεί επίσης να είναι διαθέσιμη εάν το κανάλι είναι επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα. Έστω  $L_{eff} (= B/B_C)$  γίνει ο αριθμός εύρους ζώνης συνοχής. Η συνολική διαθέσιμη διαφορισιμότητα είναι τότε  $M_T M_R L_{eff}$ . Προκειμένου να εξαχθεί η μέγιστη διαφορισιμότητα τα στοιχεία πρέπει να διαδοθούν κατάλληλα πέρα από τη συχνότητα και τον χώρο. Τα ψηφία που θα μεταδοθούν πρέπει πρώτα να κωδικοποιηθούν, να εναλλαχθούν και μετά να διαμορφωθούν.

Αν υποθέσουμε γνωστό κανάλι στο δέκτη, το ML είναι

$$\hat{S} = \arg \min_s \sum_{k=0}^{N-1} \left\| y[k] - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} H[k] s[k] \right\|^2 \quad (3.23)$$

όπου  $S = [s[0]s[1]...s[N-1]]$  και η ελαχιστοποίηση εκτελείται σε όλες τις πιθανές κώδικες λέξεις. Η σχεδίαση codeword για να εκμεταλλευτεί το space- frequency διαφορισιμότητα βασίζεται σε μια ανάλυση PEP, με PEP για έναν  $H_w$  κανάλι με

$$P(S^{(i)} \rightarrow S^{(j)}) \leq \prod_{i=1}^{r(G_{i,j})} \frac{1}{1 + \lambda_m(G_{i,j}) \frac{\rho}{4M_T}} \quad (3.24)$$

$$G_{i,j} = \sum_{l=0}^{L-1} [Z^l E_{i,j}^T E_{i,j} Z^{lH}] \otimes I_{M_R} \quad (3.25)$$

$$E_{i,j} = S^{(i)} \rightarrow S^{(j)} \quad (3.26)$$

$\lambda_m(G_{i,j})$  ( $m = 1, 2, \dots, r(G_{i,j})$ ) είναι η m-οστη ιδιοτιμή του  $G_{i,j}$  και

$$Z = \text{diag} \left\{ 1, e^{\frac{-j2\pi}{N}}, \dots, e^{\frac{-j2\pi(N-1)}{N}} \right\} \quad (3.27)$$

Μπορούμε να δείξουμε ότι ο βαθμός του  $G_{i,j}$  ( $r(G_{i,j})$ ) ισούται με  $M_R$  φορές του βαθμού  $N \times N$  του πίνακα  $F_{i,j}$

$$\text{όπου } F_{i,j} = T(S^{(i)}, S^{(j)}) T(S^{(i)}, S^{(j)})^H \quad (3.28)$$

$$\text{με } T(S^{(i)}, S^{(j)}) = [E_{i,j}^T Z E_{i,j}^T \dots Z^{L-1} E_{i,j}^T] \quad (3.29)$$

Για μέγιστη διαφορισιμότητα  $M_T M_R L_{eff}$ , το  $T(S^{(i)}, S^{(j)})$  πρέπει να έχει τάξη  $M_T L$  για οποιεσδήποτε μήτρες με codeword

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup>

### SPACE TIME FREQUENCY ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΣΕ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

#### 4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM) είναι ένα σχήμα πολύπλεξης που απλοποιεί σημαντικά την υλοποίηση ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων ευρυεκπομπής. Τα πρότυπα της ψηφιακής ευρυεκπομπής (DAB και DVB-T), ασύρματα LANs (IEEE 802.11a και HIPERLAN/2) και σταθερή ζεύξη ασύρματης προσπέλασης (IEEE 802.16a και HIPERMAN) είναι παραδείγματα για την επιτυχή εφαρμογή της OFDM για ασύρματες επικοινωνίες με υψηλούς ρυθμούς δεδομένων .

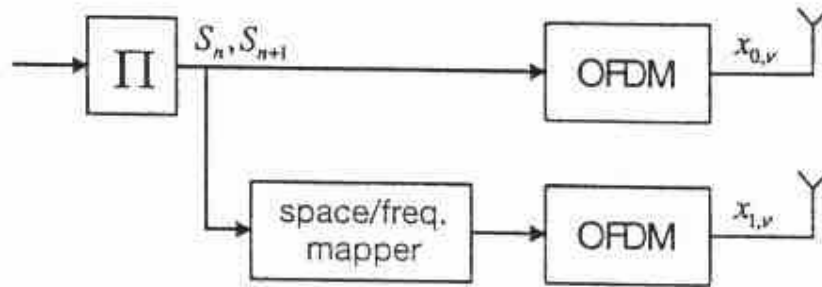
Η διαφορισιμότητα της κεραίας εκπομπής υπό μορφή συμπαγών κωδίκων space time (STBC) εκμεταλλεύεται την διαφορισιμότητα στο χρόνο και το χώρο και επιτυγχάνει διαφορισιμοτητα χωρίς απώλεια στο ρυθμό. Πρέπει να εφαρμοστούν υπό τη θεώρηση ότι οι συνιστώσες του διαύλου παραμένουν συνεχείς για δύο διαδοχικές διάρκειες συμβόλου έτσι ώστε να είναι εγγυημένο το κέρδος πολλαπλής λήψης. Αυτή η συνθήκη μπορεί να είναι σημαντική στα συστήματα OFDM όπου η διάρκεια του OFDM συμβόλου ξεπερνάει σημαντικά την διάρκεια των σειριακών συμβόλων δεδομένων. Για να ξεπεραστεί η ανάγκη να χρησιμοποιούνται δύο συνεχή OFDM σύμβολα για STBC, τα αντίγραφα των συμβόλων δεδομένων μπορούν να σταλούν σε διαφορετικά φέροντα, σε συστήματα πολλαπλών φερόντων το οποίο έχει ως αποτέλεσμα έναν συμπαγή κώδικα χώρου και συχνότητας (space frequency block code, SFBC). Εδώ, χρησιμοποιείται το κριτήριο σχεδιασμού του OFDM ότι η διάλειαση σε δύο γειτονικά στενής ζώνης κανάλια μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι ίση.

Η διαφορισιμότητα στο χρόνο, μπορεί επίσης να εκμεταλλευτεί σε συστήματα SFBC OFDM είτε εφαρμόζοντας κωδικοποίηση άμεσης διόρθωσης λαθών (FEC) είτε χρησιμοποιώντας πολυπλεξία διαίρεσης κώδικα (CDM), με παρεμβολή σε αρκετά OFDM σύμβολα. Το CDM μπορεί να θεωρηθεί σαν μία τεχνική κωδικοποίησης χωρίς απώλεια ρυθμού, η οποία μπορεί να εκμεταλλευτεί την διαφορισιμότητα στον χρόνο και τη συχνότητα στα OFDM συστήματα με εξάπλωση και εναλλαγή στο χρόνο και στη συχνότητα . Ο συνδυασμός SFBC OFDM και FEC κωδικοποίησης και / ή CDM καταλήγει σε space time frequency coded (STFC ) OFDM συστήματα τα οποία προσφέρουν έναν μεγάλο βαθμό διαφορισιμότητας. Η ιδέα και η δυναμική διαφορετικών υλοποιήσεων STFC OFDM παρουσιάζεται και αναλύεται σε αυτό το κεφάλαιο.

## 4.2 SPACE FREQUENCY ΣΥΜΠΑΓΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

### 4.2.1 Πομπός

Το μπλοκ διάγραμμα ενός εκπομπού που χρησιμοποιεί OFDM και space frequency συμπαγή κωδικοποίηση φαίνεται στο σχήμα 4.1. Ακολουθίες  $N_c$  εναλλασσομένων (interleaved ) συμβόλων δεδομένων  $S_n$ ,  $n = 0, 1, \dots, N_c - 1$ , εκπέμπονται σε ένα σύμβολο OFDM. Τα σύμβολα  $S_n$  αποκτούνται για παράδειγμα από έναν χάρτη συμβόλων μιγαδικών τιμών. Τα σύμβολα εναλλάσσονται από ένα συμπαγή  $\Pi$  πριν από τη space frequency συμπαγή κωδικοποίηση έτσι ώστε τα σύμβολα δεδομένων που συνδυάζονται σε απεικόνιση χώρου-συχνότητας και που επηρεάζονται από τον ίδιο συντελεστή διαλείψεων να μην είναι διαδοχικά σύμβολα δεδομένων στο αρχικό ρεύμα δεδομένων. Η επιλεγμένη διάταξη απεικόνισης των συμβόλων δεδομένων  $S_n$  για SFBC με 2 κεραιές εκπομπής και ρυθμό κωδικοποίησης 1 φαίνεται στον πίνακα 1.



Σχήμα 4.1. Space frequency block coding σε έναν OFDM πομπό

### Πίνακας 1

Subcarrier	Κεραία 1	Κεραία 2
n	$S_n$	$-S_{n+1}^*$
n+1	$S_{n+1}$	$S_n^*$

Η διάταξη απεικόνισης για SFBC επιλέγεται έτσι ώστε στην πρώτη κεραία το πρωτότυπο σύμβολο να εκπέμπεται χωρίς καμία διαφοροποίηση και η διάταξη είναι συμβατή για συστήματα χωρίς SFBC όπου η δεύτερη κεραία δεν υλοποιείται ή είναι απενεργοποιημένη. Η απεικόνιση των συμβόλων δεδομένων στα φέροντα για την πρώτη κεραία αντιστοιχεί στον κλασικό αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier με

$$x_{0,v} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c} \quad (4.1)$$



όπου  $n$  είναι ο δείκτης του φέροντος και  $v$  ο δείκτης του δείγματος για το σήμα χρόνου. Μόνο η απεικόνιση των συμβόλων δεδομένων στη δεύτερη κεραία πρέπει να διαφοροποιηθεί σύμφωνα με τη διάταξη απεικόνισης για space frequency block coding που δίνεται στον πίνακα 1. Τα σύμβολα δεδομένων της δεύτερης κεραίας εκπομπής απεικονίζονται στα φέροντα από τη συνάρτηση που ακολουθεί

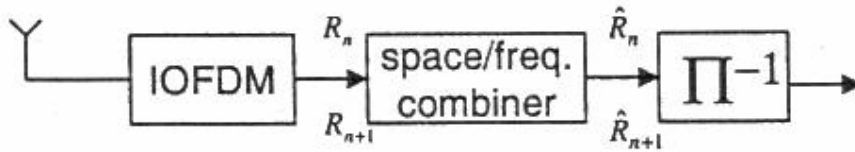
$$x_{1,v} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c/2-1} (S_{2n}^* e^{j2\pi(2n+1)v/N_c} - S_{2n+1}^* e^{j2\pi 2nv/N_c}) \quad (4.2)$$

#### 4.2.2 Δέκτης

Ο δέκτης με αντίστροφη OFDM λειτουργία και space frequency block decoding φαίνεται στο σχήμα 4.2. Το σήμα που φτάνει στο δέκτη στους διαύλους  $n$  και  $n + 1$  μετά το διάστημα φρούρησης και τον μετασχηματισμό Fourier (FFT) μπορεί να γραφεί ως

$$\begin{aligned} R_n &= H_{0,n} S_n - H_{1,n} S_{n+1}^* + N_n \\ R_{n+1} &= H_{0,n+1} S_{n+1} - H_{1,n+1} S_n^* + N_{n+1} \end{aligned} \quad (4.3)$$

όπου  $H_{k,n}$  είναι ο ομοιόμορφος συντελεστής διάλειψης στο  $n$ -οστό διάλυο της κεραίας εκπομπής  $k$  και  $N_n$  είναι ο προσθετικός θόρυβος στο φέρον  $n$ . Τα OFDM συστήματα σχεδιάζονται έτσι ώστε η διάλειψη για κάθε διάλυο να θεωρείται ομοιόμορφη.



Σχήμα 4.2. Space frequency block decoding σε έναν OFDM δέκτη

Για τον λόγο αυτό, η διάλεια μεταξύ γειτονικά φέροντα μπορεί να θεωρηθεί ομοιόμορφη και το  $H_{k,n}$  μπορεί να θεωρηθεί ίσο με το  $H_{k,n+1}$ . Σε περίπτωση εστίασης η ανάλυση σε ένα αυθαίρετο ζευγάρι γειτονικών διαύλων  $n$  και  $n + 1$ ,  $H_k$  μπορεί να γραφεί σαν τον ομοιόμορφο συντελεστή διάλεια που έχει ανατεθεί στο ζευγάρι των διαύλων  $n$  και  $n+1$  της  $k$  κεραίας εκπομπής. Μετά τη χρησιμοποίηση της συνδυασμένης διάταξης

$$\hat{R}_n = H_0^* R_n + H_1 R_{n+1}^* \quad (4.4)$$

$$\hat{R}_{n+1} = -H_1 R_n^* + H_0^* R_{n+1}$$

Το λαμβανόμενο σήμα καταλήγει στο

$$\hat{R}_n = \left( |H_0|^2 + |H_1|^2 \right) S_n + H_0^* N_n + H_1 N_{n+1}^* \quad (4.5)$$

$$\hat{R}_{n+1} = \left( |H_0|^2 + |H_1|^2 \right) S_{n+1} - H_1 N_n^* + H_0^* N_{n+1}$$

Τα λαμβανόμενα σύμβολα μιγαδικής τιμής  $R_n$  προωθούνται σε έναν demapper συμβόλων, ο οποίος έχει ως έξοδο μία ομαλή ή ανώμαλη ακολουθία ανιχνευόμενων bits δεδομένων  $w$ .

### 4.3 SPACE TIME FREQUENCY ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Η εφαρμογή του space frequency block codes σε OFDM συστήματα περιορίζεται στην εκμετάλλευση πολλαπλής λήψης στο χώρο και τη συχνότητα. Για να γίνει εκμεταλλεύσιμη επιπλέον και η διαφορισιμότητα στο χρόνο, είναι

κατάλληλη η χρήση είτε διατάξεων κωδικοποίησης άμεσης διόρθωσης λαθών (FEC) που εφαρμόζονται σε αρκετά σύμβολα OFDM είτε εξάπλωση με πολυπλεξία διαίρεσης κώδικα (CDM) στο χρόνο και τη συχνότητα. Και στις δύο περιπτώσεις, ένας επιπλέον interleaver μπορεί να βελτιώσει περαιτέρω την απόδοση. Ο συνδυασμός κωδικοποίησης FEC και/ή CDM με SFBC και OFDM καταλήγει σε κωδικοποιημένο στο χώρο, στο χρόνο και στη συχνότητα (STFC) OFDM.

Ο συνδυασμός των space time block codes (STBC) με κωδικοποίηση FEC σε αρκετά φέροντα ή CDM με spreading στην κατεύθυνση της συχνότητας καταλήγει επίσης σε STFC OFDM σύστημα.

#### 4.3.1 Κωδικοποίηση FEC

Η κωδικοποίηση διαύλου σε συνδυασμό με interleaving είναι ένα ισχυρό μέτρο για να βελτιωθεί η απόδοση των OFDM συστημάτων. Όταν τα κωδικοποιημένα ψηφία παρεμβάλλονται σε αρκετά OFDM σύμβολα, η διαφορισιμότητα μπορεί να εκμεταλλευτεί. Αυτό σε συνδυασμό με το SFBC έχει ως αποτέλεσμα ένα STFC OFDM σύστημα.

Συνελκτικοί κώδικες έχουν επιλεγεί ως FEC για πολλά ασύρματα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα επειδή υπάρχουν πολύ απλές στρατηγικές αποκωδικοποίησης όπως ο αλγόριθμος Viterbi που μπορεί να έχει ένα κέρδος αποκωδικοποίησης ομαλής απόφασης. Οι βέλτιστες ομαλές αποφάσεις που μπορεί να είναι εκμεταλλεύσιμες στον αποκωδικοποιητή Viterbi είναι λόγοι λογαριθμικών πιθανοτήτων (LLRs). Οι LLR για τα OFDM συστήματα μπορεί να υπολογιστούν από το ομαλά αποφασισμένο bit  $w$  σύμφωνα με

$$\Gamma = \frac{4 |H_{l,l}|}{\sigma^2} w \quad (4.6)$$

Οι LLR για space frequency block coded OFDM συστήματα πρέπει να λάβουν υπόψη ότι κάθε bit δεδομένων εκπέμπεται παράλληλα από διαφορετικές κεραίες έτσι ώστε το space frequency block αποκωδικοποιημένο bit δεδομένων να επηρεάζεται από διαφορετικούς συντελεστές διαύλων που ανατίθενται στους διαφορετικούς διαύλους από όπου έχει εκπεμφθεί. Ο κανονικοποιημένος LLR για δύο κεραίες εκπομπής έχει ως αποτέλεσμα στην

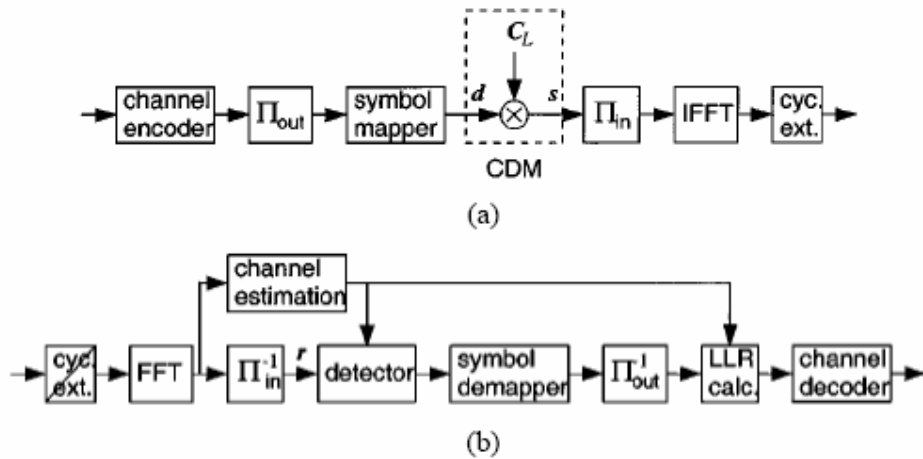
$$\Gamma = \frac{2\sqrt{|H_0|^2 + |H_1|^2}}{\sigma^2} w \quad (4.7)$$

### 4.3.2 Πολυπλεξία διαίρεσης κώδικα (Code Division Multiplexing)

Η απόδοση OFDM συστημάτων μπορεί να βελτιωθεί σημαντικά εφαρμόζοντας spreading και CDM. Έχειδειχθεί ότι η βελτιώσεις στην απόδοση μπορούν να γίνουν στις διατάξεις με και χωρίς FEC κωδικοποίηση. Όταν το spreading γίνεται στο χρόνο ή στο χρόνο και τη συχνότητα, η συνιστώσα CDM μπορεί να εκμεταλλεύεται την διαφορισιμότητα χρόνου. Αυτό σε συνδυασμό με SFBC OFDM έχει ως αποτέλεσμα ένα STFC OFDM σύστημα. Spreading στο χρόνο και τη συχνότητα μπορεί να υλοποιηθεί με κατάλληλο interleaving.

Ο πομπός ενός OFDM συστήματος με CDM φαίνεται στο σχήμα 4.3(α). Μετά την απεικόνιση συμβόλων, τα σύμβολα δεδομένων μιγαδικών τιμών  $d$  πολλαπλασιάζονται, δηλαδή κωδικοποιούνται με ορθογωνικούς spreading κώδικες. Τα σύμβολα δεδομένων  $d$  έχουν διάρκεια  $T_d = LT_c$  όπου  $T_c$  είναι η διάρκεια ενός τσιπ και  $L$  είναι το μήκος του spreading κώδικα. Το CDM δεν αλλάζει τον ρυθμό των bit και είναι μία λειτουργία κωδικοποίησης με ρυθμό 1. Δεδομένου του διανύσματος  $d = (d_0, d_1, \dots, d_L)^T$  που αποτελείται από  $L$  διαδοχικά σύμβολα δεδομένων, το CDM έχει ως αποτέλεσμα την κωδικοποιημένη ακολουθία  $s$  που δίνεται από

$$s = C_L d = (S_0, S_1, \dots, S_L)^T \quad (4.8)$$



Σχήμα 4.3 . OFDM-CDM (a) πομπός και (b)δέκτης .

Ο Hadamard μετασχηματισμός (HT) που δίνεται από τον  $L \times L$  πίνακα  $C$  εφαρμόζεται για να πραγματοποιηθεί spreading και πολυπλεξία.

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & C_{L/2} \\ C_{L/2} & -C_{L/2} \end{bmatrix}, \forall L = 2^m, m \geq 1, C_1 = 1 \quad (4.9)$$

Μετά από την εσωτερική λειτουργία του  $\Pi_{in}$ , η ακολουθία  $s$  διαμορφώνεται σε διαφορετικά φέροντα και διαφορετικά OFDM σύμβολα, ανάλογα με το μέγεθος και τον τύπο του  $\Pi_{in}$  παρεμβολέα. Ο συνολικός αριθμός των φερόντων είναι  $N_c$ . Το interleaver  $\Pi_{in}$  με μέγεθος  $I_{in}$  εκτελεί interleaving συχνότητας για  $I_{in} \leq N_c$  και interleaving χρόνου και συχνότητας για  $I_{in} \gg N_c$ . Επιπλέον το  $L \ll N_c$ , μειώνει την πολυπλοκότητα του δέκτη. Κατά συνέπεια, διάφορες ακολουθίες  $s$  μπορούν να διαμορφωθούν παράλληλα. Το OFDM περιλαμβάνει τον αντίστροφο μετασχηματισμό Φουριέ (IFFT) και την κυκλική επέκταση ενός συμβόλου OFDM ως διάστημα φρουράς.

Το σχήμα 4.3(b) παρουσιάζει τον δέκτη OFDM-CDM. Λόγω της εκλεκτικής εξασθένισης συχνότητας και χρόνου στο πολλαπλών διαδρομών κανάλι, η ορθογωνιότητα των code-division multiplexed συμβόλων χάνεται και το

SI εμφανίζεται. Για να μειώσουμε την παραμόρφωση που προκαλείται στο κανάλι πρέπει να εφαρμόσουμε αποδοτικές τεχνικές ανίχνευσης. Δύο τύποι τεχνικών ανίχνευσης μπορούν να διακριθούν:

- 1) ενιαία ανίχνευση συμβόλων όπου ένα σύμβολο  $\mathbf{d}$  ανιχνεύεται, μην λαμβάνοντας υπόψη οποιοσδήποτε πληροφορίες για το SI, και
- 2) multisymbol ανίχνευση, όπου η γνώση για το SI αξιοποιείται.

Μετά από την αφαίρεση του διαστήματος φρουράς, το μετασχηματισμό Fourier (FFT) και το  $\Pi_m^{-1}$ , η λαμβανόμενη ακολουθία στην εισαγωγή του ανιχνευτή συμβόλων είναι

$$r = Hs + n = (R_1, R_2, \dots, R_L)^T \quad (4.10)$$

Η  $L \times L$  διαγώνια μήτρα  $H$  αναπαριστά τη διάλεια στα  $L$  φέροντα όπου  $s$  είναι αυτό που έχει εκπεμφθεί. υποθέτοντας ότι η διάρκεια διαστήματος φρουράς υπερβαίνει το delay spread του διαύλου πολλαπλών διαδεύσεων. Το διάνυσμα  $n = (N_1, N_2, \dots, N_L)^T$  δίνει το θόρυβο στο  $L$  subchannels. Λόγω των διαλείψεων, η ορθογωνιότητα, των **spreading** κωδικών μπορεί να χαθεί και μπορεί να συμβεί παρεμβολή μεταξύ των spreading κωδικών, το οποίο πρέπει να ληφθεί υπόψη στον ανιχνευτή.

#### A. Απλή ανίχνευση συμβόλων

Η απλή ανίχνευση συμβόλου πραγματοποιείται με ένα συγκρότημα προσαρμοσμένων αντισταθμιστών μίας επαφής για να αποφευχθούν οι αλλοιώσεις στη φάση και το πλάτος που προκαλούνται από το φαινόμενο πολλαπλών

διοδεύσεων στους διαύλους που ακολουθείται από τη λειτουργία desreading. Οι συντελεστές αντιστάθμισης δίνονται από τον  $L \times L$  διαγώνιο πίνακα  $G$ . Το διάνυσμα δεδομένων που ανιχνεύεται προκύπτει από την

$$\hat{d} = Q\{C_L^* Gr\} = (\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_L)^T \quad (4.11)$$

όπου η λειτουργία κβαντισμού  $Q\{\cdot\}$  αποδίδει μη ομαλές αποφάσεις σύμφωνα με την αλφάβητο συμβόλου του  $d$ . The desreading βασίζεται στον αντίστροφο μετασχηματισμό Hadamard (IHT)

*Phase Correction* (PC) γνωστή επίσης ως (EGC) αντισταθμίζει την φασή περιστροφής που προκαλείται από το κανάλι με επιλογή των συντελεστών εξίσωσης  $G_{l,l}$ ,  $l = 1, \dots, L$  ως

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|} \quad (4.12)$$

όπου  $H_{l,l}$ ,  $l = 1, \dots, L$ , είναι τα διαγώνια στοιχεία του  $H$ . Το PC δεν αποκαθιστά την ορθογωνιότητα μεταξύ των spreading codes σε ένα εξασθενίζοντας κανάλι και επιτρέπει το SI στο δέκτη.

*Maximum Ratio Combining* (MRC) ζυγίζει κάθε subchannel με τους αντίστοιχους συζευγμένους σύνθετους συντελεστές καναλιών του, και οδηγεί σε

$$G_{l,l} = H_{l,l}^* \quad (4.13)$$

Το μειονέκτημα του MRC στα συστήματα OFDM-CDM είναι ότι καταστρέφει την ορθογωνιότητα μεταξύ των spreading codes των παράλληλων στοιχείων και, επομένως, ενισχύει το SI.

*Zero Forcing* (ZF) μπορεί πλήρως να αποβάλει το SI με την αποκατάσταση της ορθογωνιότητας μεταξύ των παράλληλων στοιχείων με έναν συντελεστή εξίσωσης που επιλέγεται ως

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2} \quad (4.14)$$

Το μειονέκτημα του ZF είναι ότι για μικρό εύρος  $H_{l,l}$  του εξισωτή ενισχύεται ο θόρυβος  $N_l$  κατά τέτοιο τρόπο ώστε το SNR μπορεί να τείνει στο μηδέν για μερικούς subcarriers.

*Minimum Mean Square Error* (MMSE) για ενιαία ανίχνευση συμβόλων σε OFDM - CDM συστήματα παράγουν τα διαγώνια στοιχεία του  $G$  που δίνονται από

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2 + \sigma^2} \quad (4.15)$$

Το  $\sigma^2$  τίθεται ίση με ένα κατώτατο όριο στο οποίο η βέλτιστη εξίσωση MMSE εγγυάται το μέγιστο αποδεκτό BER .

Στα συστήματα OFDM-CDM, οι διαφορετικοί εξασθενίζοντας συντελεστές των subchannels, όπου το σύμβολο δεδομένων έχει μεταδοθεί, και η ενίσχυση SI ή /και θορύβου πρέπει να ληφθούν υπόψη στον υπολογισμό των LLRs. Το ανιχνευμένο k-οστό σύμβολο στοιχείων χωρίς τη λειτουργία κβαντοποίησης  $Q\{\cdot\}$  μπορεί να γραφτεί ως

$$v_k = \sum_{l=1}^L C_{k,l}^* G_{l,l} \left( H_{l,l} \sum_{g=1}^L d_g C_{g,l} + N_l \right)$$



$$\begin{aligned}
& \text{desired data symbol} \quad \text{noise} \quad \text{desired data symbol} \\
& = d_k \sum_{l=1}^L |C_{k,l}|^2 G_{l,l} H_{l,l} + \sum_{l=1}^L N_l G_{l,l} C_{k,l}^* + \sum_{\substack{g=1 \\ g \neq k}}^L d_g \sum_{l=1}^L G_{l,l} H_{l,l} C_{g,l} C_{k,l}^* \\
& \quad \theta_k \quad \eta_k \quad \zeta_{g,k}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Ο όρος θορύβου  $\eta_k$  μπορεί επίσης να θεωρηθεί ως γκαουσιανός θόρυβος. Η εξασθένιση  $|\theta_k|$  του μεταδιδόμενου συμβόλου στοιχείων  $d_k$  είναι το μέγεθος του ποσού των ισοσταθμισμένων συντελεστών καναλιών  $G_{l,l} \cdot H_{l,l}$  των L subcarriers που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση  $d_k$  σταθμισμένο με  $|C_{k,l}|^2$ .

$$\begin{aligned}
& \text{desired bit} \quad \text{noise} \\
w = & b_k \theta_k' + \sum_{\substack{g=1 \\ g \neq k}}^L b_g \zeta_{g,k}' + \eta_k'
\end{aligned} \tag{4.17}$$

Το LLR σύμφωνα με τον τύπο (4.6) και με το (4.17) μπορεί να γραφτεί ως

$$\Gamma = \frac{2|\theta_k'|}{\sigma_{SI}^2 + \sigma_{noise}^2} \cdot w \tag{4.18}$$

Όταν εφαρμόζουμε τους κώδικες Hadamard ως ορθογώνιους spreading codes, το  $C_{g,l} C_{k,l}^*$ ,  $l=1, \dots, L$  στις μισές από τις περιπτώσεις είναι ίσο με -1 και στο άλλο μισό είναι ίσος με +1, όταν  $g \neq k$ . Επιπλέον, με  $b_k = 1$  και  $b_k = -1$   $\forall k$ ,

η εξασθένιση  $|\theta_k'|$  δίνεται από τη σχέση

$$|\theta_k'| = \left| \sum_{l=1}^L G_{l,l} H_{l,l} \right| \tag{4.19}$$

η διακύμανση SI δίνεται :

$$\sigma_{SI}^2 = (L-1) \left( E \left\{ |G_{l,l} H_{l,l}|^2 \right\} - \left| E \left\{ G_{l,l} H_{l,l} \right\} \right|^2 \right) \quad (4.20)$$

και η διακύμανση θορύβου είναι :

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{L\sigma^2}{2} E \left\{ |G_{l,l}|^2 \right\} \quad (4.21)$$

Με αντικατάσταση των σχέσεων (4.19), (4.20) και (4.21) στη (4.18) το LLR για OFDM-CDM συστήματα με απλή ανίχνευση συμβόλου δίνεται από την σχέση :

$$\Gamma = \frac{2 \left| \sum_{l=0}^{L-1} G_{l,l} H_{l,l} \right|}{(L-1) \left( \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |G_{l,l} H_{l,l}|^2 - \left| \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} G_{l,l} H_{l,l} \right|^2 \right) + \frac{\sigma^2}{2} \sum_{l=0}^{L-1} |G_{l,l}|^2} w \quad (4.22)$$

Κατά τη χρησιμοποίηση της εξίσωσης MMSE για την ενιαία ανίχνευση συμβόλων στα συστήματα OFDM-CDM, η σχέση (19) μπορεί να προσεγγιστεί ως

$$\Gamma \approx \frac{4}{\sigma^2 L} \sum_{l=1}^L |H_{l,l}| w \quad (4.23)$$

Για να μειωθούν τα φαινόμενα παρεμβολής λόγω της απώλειας ορθογωνιότητας μεταξύ των spreading κωδικών στα OFDM-CDM συστήματα, μπορούν να εφαρμοστούν τεχνικές ανίχνευσης πολλαπλών συμβόλων όπως ανίχνευση μέγιστης πιθανότητας (Maximum likelihood detection) ή αφαίρεση παρεμβολής (Interference cancellation).

### B. Ανίχνευση Μέγιστης Πιθανότητας

Ένα πλεονέκτημα του δέκτη MLSSE έναντι του MLSE είναι ότι το MLSSE παράγει αξιόπιστες πληροφορίες για ανιχνευμένα σύμβολα που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε έναν ομαλό αποκωδικοποιητή καναλιών απόφασης.

Το LLR για τα συστήματα OFDM-CDM με MLSSE είναι

$$\Gamma = \ln \left( \frac{p(r|b_k+1)}{p(r|b_k-1)} \right) \quad (4.24)$$

Το σύνολο όλων των πιθανών μεταδιδόμενων διανυσμάτων στοιχείων  $d_\mu$ , όπου ο κώδικας ψηφίου  $b_k$  του k-οστού συμβόλου είναι ίσο με +1 και δίνεται με  $D_k^+$ . Το σύνολο όλων των πιθανών συμβόλων στοιχείων πού  $b_k$  είναι ίσος με -1 δίνεται με  $D_k^-$ . Χρησιμοποίηση των  $D_k^+$  και  $D_k^-$  και της σχέσης (4.24) έχουμε :

$$\Gamma = \ln \left( \frac{\sum_{\forall d_\mu \in D_k^+} p(r|d_\mu)}{\sum_{\forall d_\mu \in D_k^-} p(r|d_\mu)} \right) \quad (4.25)$$

Όταν ο θόρυβος είναι ο λευκός γκαουσιανός θόρυβος, το LLR γίνεται

$$\Gamma = \ln \left( \frac{\sum_{\forall d_\mu \in D_k^+} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} \Delta^2(d_\mu, r)\right)}{\sum_{\forall d_\mu \in D_k^-} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} \Delta^2(d_\mu, r)\right)} \right) \quad (4.26)$$

όπου το  $\Delta^2(d_\mu, r)$  δίνεται ως

$$\Delta^2(d_{\mu}, r) = \|r - HC_L d_{\mu}\|^2 \quad (4.27)$$

και είναι η τετραγωνισμένη Euclidean απόσταση μεταξύ λαμβανόμενης και πιθανής μ-αστής μεταδιδόμενης ακολουθίας

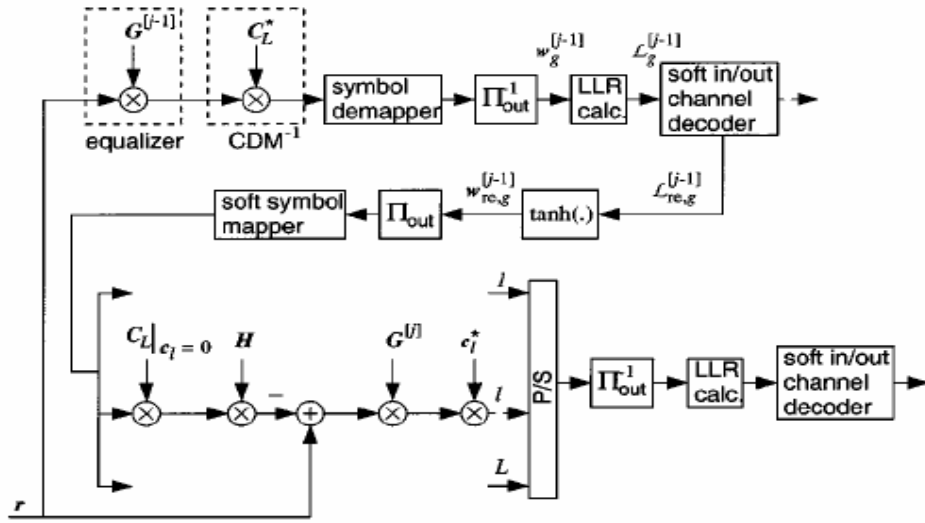
Για MLSE, η διαδικασία εκτίμησης δεν μπορεί να παρέχει αξιόπιστες πληροφορίες για τα ανιχνευμένο κώδικα ψηφίου . Εντούτοις, μια προσέγγιση για το LLR δίνεται ως

$$\Gamma \approx \frac{1}{\sigma^2} \left( \Delta^2(d_{\mu_-}, r) - \Delta^2(d_{\mu_+}, r) \right) \quad (4.28)$$

Οι δείκτες  $\mu_-$  και  $\mu_+$  χαρακτηρίζουν τις μικρότερες τετραγωνισμένες Euclidean αποστάσεις  $\Delta^2(d_{\mu_-}, r)$  και  $\Delta^2(d_{\mu_+}, r)$  όπου  $b_k = -1$  και  $b_k = +1$ , αντίστοιχα.

### Γ. Αφαίρεση Παρεμβολής

Το block διάγραμμα ενός OFDM-CDM δέκτη με IC φαίνεται στο σχήμα 4.4. Οι τιμές και οι λειτουργίες σχετικά με την επανάληψη  $j$  χαρακτηρίζονται από έναν δείκτη  $[j]$ , όπου το  $j$  μπορεί να πάρει τις τιμές  $j = 1, \dots, J_{ii}$ , και  $J_{ii}$  είναι ο συνολικός αριθμός επαναλήψεων. Πριν από την ανίχνευση του επιθυμητού συμβόλου στοιχείων  $d_l$  του σχήματος 4.4 με μια κατάλληλη τεχνική ανίχνευσης συμβόλων που προσαρμόζεται στην επανάληψη  $j$ th, η συμβολή L-1 των εναλλασσόμενων δεδομένων  $d_g$ ,  $g = 1, \dots, L$  με  $g \neq l$  ανιχνεύεται με ανίχνευση συμβόλων που προσαρμόζεται στο  $(j-1)$  στάδιο ανίχνευσης και που αφαιρείται από το λαμβανόμενο σήμα



Σχήμα 4.4 . OFDM-CDM δέκτης με αφαίρεση παρεμβολής

Η έξοδος soft-in/soft-out του αποκωδικοποιητή δίνει LLRs στη μορφή

$$\Gamma_{re,g}^{[j]} = \ln \left( \frac{P\{b_g = +1 | w_g^{[j]}\}}{P\{b_g = -1 | w_g^{[j]}\}} \right) \quad (4.29)$$

Για την αποφυγή λάθους μετάδοσης, χρησιμοποιείται η μέση τιμή του  $b_g$  το οποίο δίνεται από την σχέση :

$$\begin{aligned} w_{re,g}^{[j]} &= E\{b_g | w_g^{[j]}\} \\ &= (+1)P\{b_g = +1 | w_g^{[j]}\} + (-1)P\{b_g = -1 | w_g^{[j]}\} \\ &= \frac{e^{\frac{\Gamma_{re,g}^{[j]}}{2}} - e^{-\frac{\Gamma_{re,g}^{[j]}}{2}}}{e^{\frac{\Gamma_{re,g}^{[j]}}{2}} + e^{-\frac{\Gamma_{re,g}^{[j]}}{2}}} \\ &= \tanh \left( \frac{\Gamma_{re,g}^{[j]}}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.30)$$

Το ομαλά bits  $w_{re,g}^{[j]}$  μπορεί παίρνουν τιμές στο διάστημα  $[-1, +1]$ . Μετά τον interleaving, τα ομαλά bits απεικονίζονται ως ομαλά σύμβολα έτσι ώστε η αξιοπιστία που περιέχεται στα ομαλά bits να μην χαθεί. Τα σύμβολα δεδομένων μιγαδικών τιμών που παίρνονται διαδίδονται με τον συγκεκριμένο τους spreading κώδικα και κάθε chip είναι προαλλοιωμένο με τον συντελεστή διαύλου που ανατίθεται στο φέρον όπου το chip έχει εκπεμφθεί. Η τελικά επαναδομημένη παρεμβολή αφαιρείται από το λαμβανόμενο σήμα  $r$ . Μετά την ακύρωση της παρεμβολής, το επιθυμητό σύμβολο δεδομένων ανιχνεύεται με απλή ανίχνευση συμβόλου.

#### 4.4 PRE-EQUALIZATION ΣΤΟΝ ΠΟΜΠΟ

Αν στον πομπό είναι γνωστές εκ των προτέρων πληροφορίες για τον δίαυλο, μπορεί να εφαρμοστεί στον πομπό pre-equalization έτσι ώστε το σήμα στους δέκτες να εμφανίζεται μη παραμορφωμένο και μία εκτίμηση της κατάστασης του διαύλου καθώς και ισοστάθμιση να μην είναι αναγκαίες στον δέκτη. Αυτό μειώνει σημαντικά την πολυπλοκότητα στον δέκτη. Οι πληροφορίες για την κατάσταση του διαύλου μπορούν για παράδειγμα να είναι διαθέσιμες σε διατάξεις TDD αν οι TDD χρονικές σχισμές είναι αρκετά μικρές, και ο δίαυλος της άνω ζεύξης και επομένως η σχισμή της κάτω ζεύξης μπορούν να θεωρηθούν συνεχή. Έτσι, ένας πομποδέκτης με pre-equalization μπορεί να χρησιμοποιήσει τις πληροφορίες για την κατάσταση του καναλιού που αποκτούνται από τα δεδομένα της προηγούμενης λαμβανόμενης σχισμής.

Ένα σενάριο εφαρμογής of pre-equalization σε ένα TDD OFDM κινητό ράδιο-σύστημα θα μπορούσε να είναι ένας τερματικός σταθμός που στέλνει πιλοτικά σύμβολα στην άνω ζεύξη τα οποία χρησιμοποιούνται στο βασικό σταθμό για τον υπολογισμό του διαύλου και για ανίχνευση των συμβόλων δεδομένων της

άνω ζεύξης. Η κατάσταση στον διάυλο που εκτιμάται, χρησιμοποιείται για pre-equalization των δεδομένων κάτω ζεύξης που θα εκπεμφθούν στον τερματικό σταθμό. Για το λόγο αυτό, δεν χρειάζεται υπολογισμός διαύλου στον τερματικό σταθμό κάτι το οποίο μειώνει την πολυπλοκότητα. Μόνο ο σταθμός βάσης πρέπει να υπολογίσει τον διάυλο, δηλαδή, η πολυπλοκότητα μπορεί να μεταφερθεί στον σταθμό βάσης. Η αντίστροφη εφαρμογή του pre-equalization στον τερματικό σταθμό είναι επίσης δυνατή και ιδιαίτερου ενδιαφέροντος σε συστήματα πολλαπλής προσπέλασης όπως το MC-CDMA . Επίσης ερευνάται ο συνδυασμός OFDM -CDM με SFBC στην άνω ζεύξη. Για την κάτω ζεύξη, είναι κατάλληλο το SS- MC-MA ή MC-CDMA με μία επιπρόσθετη συνιστώσα πολλαπλής προσπέλασης διαίρεσης χώρου .

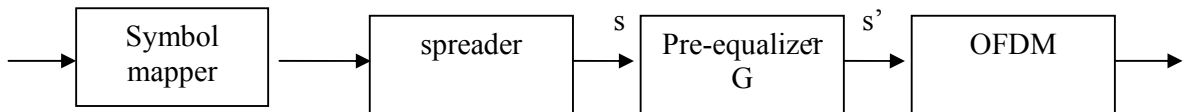
Σε OFDM συστήματα χωρίς CDM και, γι' αυτό, χωρίς παρεμβολή από άλλους κώδικες, η απόδοση με pre-equalization στον πομπό και με τυπική equalization στον δέκτη είναι ίδια. Για τον λόγο αυτό, η πολυπλοκότητα για equalization μπορεί να μεταφερθεί από τον δέκτη στον πομπό χωρίς απώλεια στην απόδοση.

Όταν η διαφορά του χρόνου στον διάυλο μεταξύ δύο διαδοχικών TDD σχισμών δεν μπορεί να είναι αμελητέα, η απόδοση του pre-equalization μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας πρόβλεψη της κατάστασης του διαύλου στον πομπό όπου φιλτράρονται από πριν αρκετές πληροφορίες για την κατάσταση του διαύλου.

#### **4.4.1 Λειτουργία OFDM –CDM πομπού με Pre-equalization**

Ο Pre-equalization γίνεται πολλαπλασιάζοντας τα σύμβολα σε κάθε διάυλο με έναν προσδιορισμένο συντελεστή pre-equalization πριν τη μετάδοση. Τα κριτήρια επιλογής των συνιστωσών equalization είναι να αντισταθμιστεί όσο το δυνατόν η διάλειαση του καναλιού, έτσι το σήμα στην κεραία του δέκτη να

επηρεάζεται μόνο από AWGN. Στο σχήμα 4.5. παρουσιάζεται ένας πομπός OFDM με pre-equalization, ο οποίος καταλήγει με την λειτουργία spreading σε έναν OFDM-CDM πομπό.



Σχήμα4.5 . OFDM πομπός με pre-equalization

Σε ένα OFDM σύστημα, η λειτουργία pre-equalization δίνεται από

$$\bar{s} = \bar{G}s \quad (4.31)$$

όπου τα σύμβολα  $S_l$   $l= 0, 1, . . . , L - 1$ , πριν την pre-equalization αναπαρίστανται με το διάνυσμα  $s$  και  $G$  είναι ο διαγώνιος  $L \times L$  πίνακας pre-equalization με διαγώνια στοιχεία  $G_{l,l}$ . Στην περίπτωση OFDM-CDM (π.χ., MC-CDMA, SS-MC-MA). Το  $L$  αντιστοιχεί στο μήκος του spreading κώδικα και στην περίπτωση OFDM (π.χ.,MC-TDMA), το  $L$  είναι ίσο με τον αριθμό των φερόντων  $N_c$ . Η pre-equalized ακολουθία  $s$  τροφοδοτείται στην OFDM λειτουργία και εκπέμπεται. Στον δέκτη, το σήμα μετά από την αντίστροφη OFDM λειτουργία για σενάρια τυπικής κάτω ζεύξης ή ευρυεκπομπής καταλήγει στην

$$r = H \bar{s} + n = H \bar{G} s + n \quad (4.32)$$

όπου το  $H$  αναπαριστά τον πίνακα του καναλιού με τις διαγώνιες συνιστώσες  $H_{l,l}$  και το  $n$  αναπαριστά το διάνυσμα του θορύβου. Σε περίπτωση άνω ζεύξης, πρέπει



να ληφθεί υπόψη ότι κάθε τερματικός σταθμός παρατηρεί το κανάλι του το οποίο κάθε τερματικός σταθμός πρέπει ατομικά να εξισώσει . Διαλέγοντας

$$\bar{G}_{l,l} = \frac{1}{H_{l,l}} \quad (4.33)$$

η επίδραση του διαύλου διάλειψης μπορεί να αντισταθμιστεί και το σήμα υφίσταται μόνο προσθετικό θόρυβο. Στην πράξη, αυτή η βέλτιστη τεχνική δεν μπορεί να πραγματοποιηθεί επειδή θα χρειαζόταν μετάδοση με πολύ υψηλή ισχύ στον δίαυλο που υφίσταται σοβαρές διαλείψεις. Για το λόγο αυτό, πρέπει να εφαρμοστεί pre-equalization με περιορισμό στην ισχύ όπου η ολική ισχύς εκπομπής με pre-equalization είναι ίση με την ισχύ εκπομπής χωρίς pre-equalization. Η συνθήκη για pre-equalization με περιορισμό στην ισχύ είναι

$$\sum_{l=0}^{L-1} \left| \bar{G}_{l,l} S_l \right|^2 = \sum_{l=0}^{L-1} |S_l|^2 \quad (4.34)$$

Υποθέτοντας ότι όλα τα σύμβολα  $S_l$  μεταδίδονται με την ίδια ισχύ , η συνθήκη για pre-equalization με περιορισμό στην ισχύ δίνεται

$$\sum_{l=0}^{L-1} \left| \bar{G}_{l,l} \right|^2 = \sum_{l=0}^{L-1} |G_{l,l} C|^2 = L \quad (4.35)$$

όπου το  $G_{l,l}$  είναι ο συντελεστής εξίσωσης χωρίς τον περιορισμό ισχύς και C είναι ένας παράγοντας ομαλοποίησης που κρατά την ισχύ μετάδοσης σταθερή .Ο παράγοντας C δίνεται από τον παρακάτω τύπο

$$C = \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} |G_{l,l}|^2}} \quad (4.36)$$

#### 4.4.2 Συντελεστές εξίσωσης $\bar{G}_{l,l}$ με pre-equalization

Πίνακας 1 : pre-equalization techniques for OFDM-CDM

Pre-equalization technique	Pre-equalization coefficient $\bar{G}_{l,l}$
Equal gain combining (EGC)	$\frac{H_{l,l}^*}{ H_{l,l} }$
Zero forcing (ZF)	$\frac{H_{l,l}^*}{ H_{l,l} ^2} \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{ H_{l,l} ^2}}}$
Minimum mean square error (MMSE) equalization	$\frac{H_{l,l}^*}{ H_{l,l} ^2 + \sigma^2} \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} \frac{ H_{l,l}^* ^2}{ H_{l,l} ^2 + \sigma^2}}}$

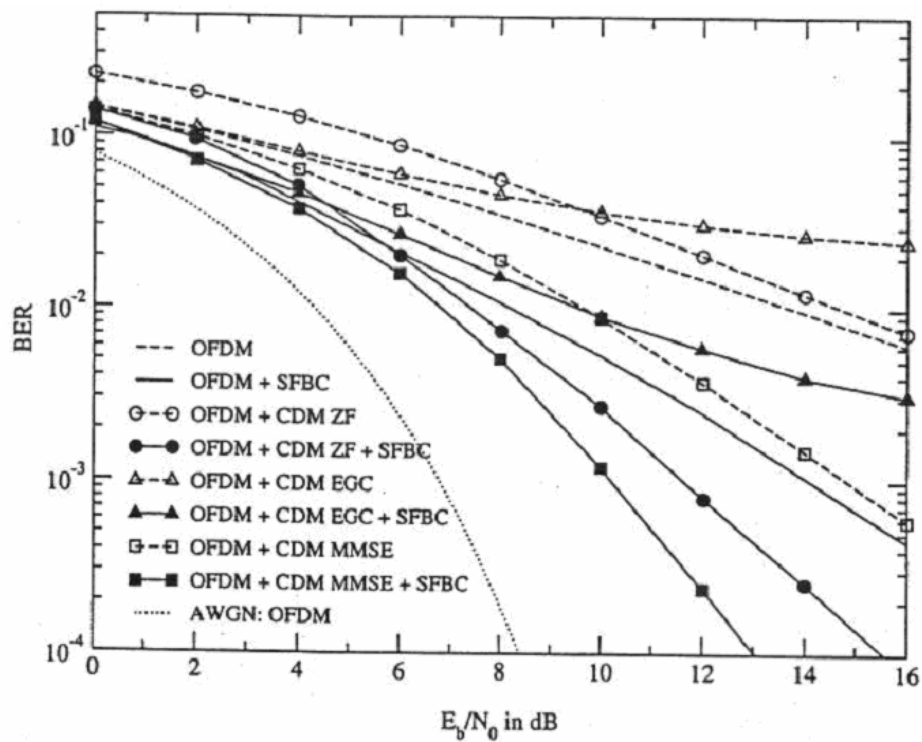
Το LLR για OFDM-CDM συστήματα με pre-equalization κατά τη χρησιμοποίηση της MMSE δίνεται από την σχέση

$$\Gamma = \frac{4}{\sigma^2} w \quad (4.37)$$

## 4.5 ΑΠΟΔΟΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ STFC OFDM ΣΕ RAYLEIGH ΔΙΑΥΛΟ

### 4.5.1 Απόδοση OFDM-CDM με SFBC

Στο σχήμα 4.6 φαίνεται η σχέση μεταξύ BER και  $E_b/N_0$  για διαφορετικά συστήματα OFDM με και χωρίς SFBC.

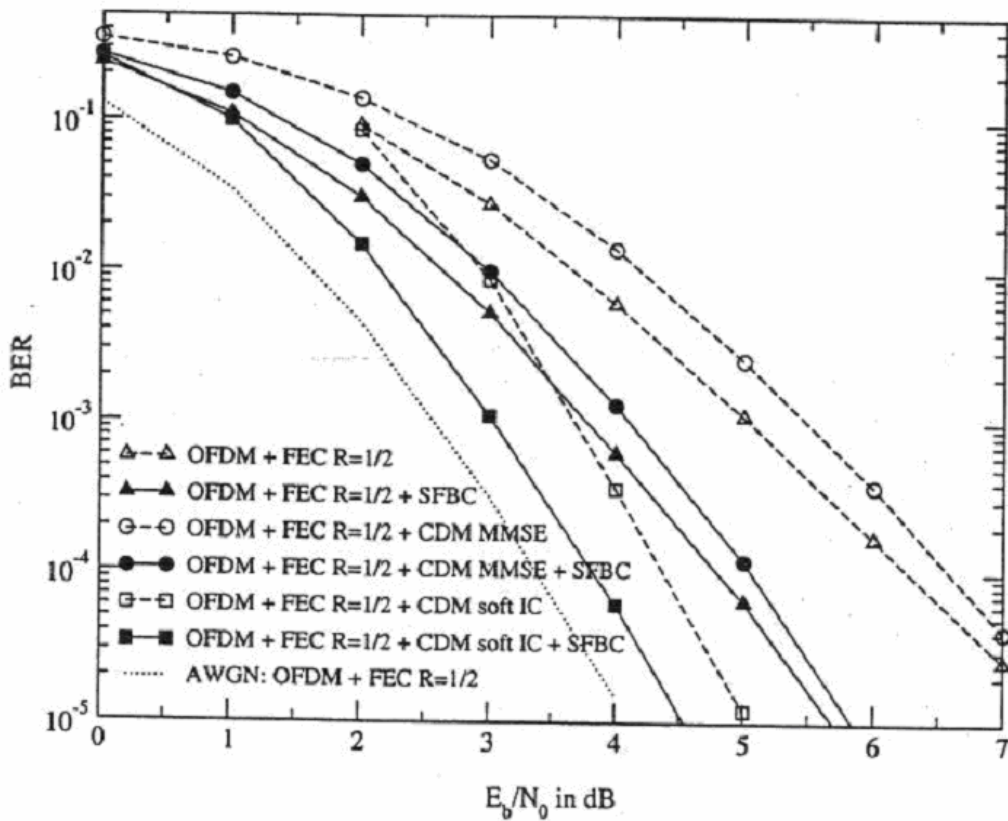


Σχήμα 4.6 .Απόδοση OFDM-CDM με SFBC

Τα αποτελέσματα είναι χωρίς κωδικοποίηση FEC έτσι ώστε να κατορθώνεται STFC με τον συνδυασμό CDM με SFBC. Παρατηρείται ότι το STFC που βασίζεται σε OFDM-CDM μπορεί να αποδίδει καλύτερα από το OFDM με SFBC.

#### 4.5.2 Συνδυασμός SFBC με FEC και CDM.

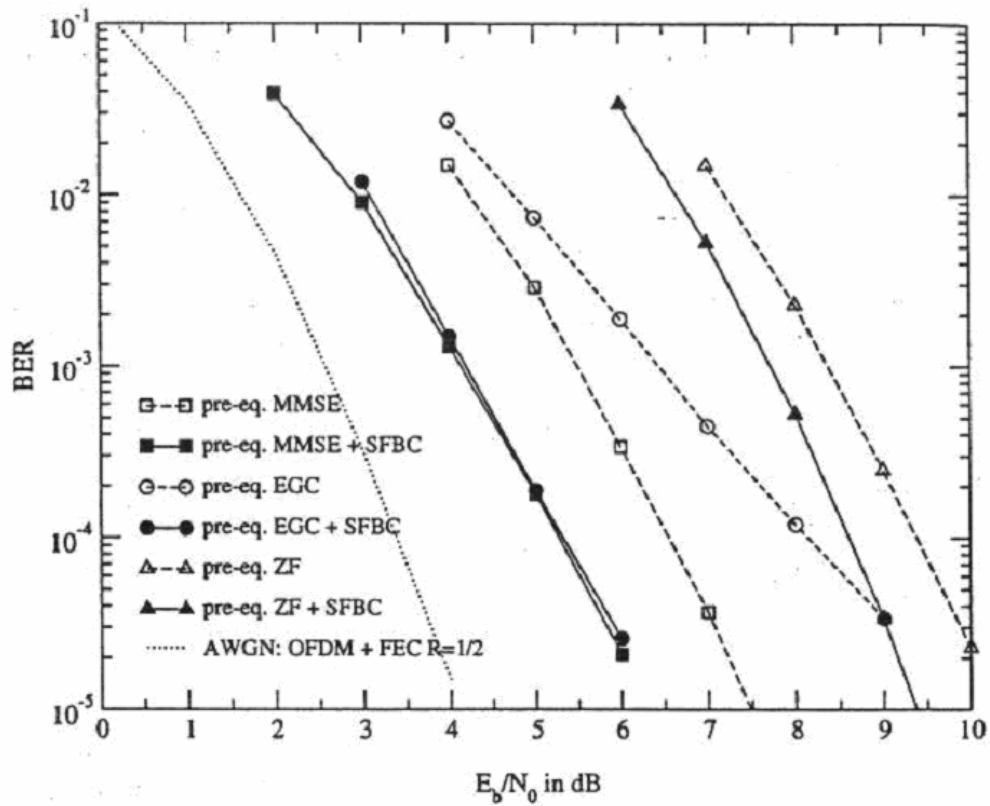
Στο σχήμα 4.7, η απόδοση του STFC βασίζεται στο συνδυασμό SFBC με FEC και CDM. Ενώ η απόδοση κωδικοποιημένου OFDM και κωδικοποιημένου OFDM-CDM με απλή ανίχνευση συμβόλου είναι όμοια, το OFDM-CDM σύστημα με ανίχνευση πολλαπλών συμβόλων βασίζεται σε ομαλή αφαίρεση παρεμβολής (soft IC) μπορεί ήδη μετά την πρώτη επανάληψη να αποδίδει σημαντικά καλύτερα από συνελκτικά κωδικοποιημένα OFDM συστήματα. Επιπλέον, έχει δειχθεί ότι το OFDM-CDM με ομαλή αφαίρεση παρεμβολής αποδίδει καλύτερα και από συνελκτικές Turbo κωδικοποιημένες OFDM διατάξεις.



Σχήμα 4.7. Απόδοση STFC βασίζμενη σε συνδυασμό SFBC με FEC και CDM.

### 4.5.3 Απόδοση Συστημάτων STFC με pre-equalization στον πομπό

Η απόδοση συστημάτων STFC με FEC κωδικοποίηση OFDM-CDM που χρησιμοποιούν pre-equalization στον πομπό φαίνονται στη σχήμα 4.8. Το ενδιαφέρον αποτέλεσμα είναι ότι στη διάταξη με STFC η απόδοση με χαμηλή πολυπλοκότητα EGC είναι συγκρίσιμη με την απόδοση με πιο πολύπλοκη MMSE pre-equalization. Με pre-equalization που βασίζεται σε EGC, είναι αναγκαίες πληροφορίες μόνο για την φάση.



Σχήμα 4.8 .Απόδοση συστημάτων STFC με FEC κωδικοποίηση που χρησιμοποιούν pre-equalization στον πομπό

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup>

### SPACE TIME ΣΥΜΠΑΓΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ

#### 5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ένα σύστημα space-time κωδικοποίησης, είναι ένα νέο παράδειγμα για επικοινωνία σε κανάλια με εξασθένιση Rayleigh χρησιμοποιώντας κεραίες πολλαπλών εκπομπών. Το στοιχείο κωδικοποιείται χρησιμοποιώντας έναν χώρο space-time κωδικοποίησης και το κωδικοποιημένο στοιχείο είναι χωρισμένο σε  $n$  ρεύματα που εκπέμπονται ταυτόχρονα χρησιμοποιώντας τις  $n$  κεραίες εκπομπής. Το λαμβανόμενο σήμα σε κάθε κεραία λήψης είναι μία γραμμική υπέρθεση των  $n$  εκπεμπόμενων σημάτων, διαταραγμένα από θόρυβο. Η πιθανότητα μέγιστης αποκωδικοποίησης επιτυγχάνεται με έναν απλό τρόπο, μέσω της αποσύζευξης των εκπεμπόμενων σημάτων από τις διαφορετικές κεραίες παρά την κοινή ανίχνευση. Αυτό χρησιμοποιεί την ορθογωνική δομή του συστήματος space-time κωδικοποίησης και δίνει τον αλγόριθμο της μέγιστης πιθανότητας αποκωδικοποίησης, που είναι βασισμένος μόνο στη γραμμική επεξεργασία στο δέκτη. Τα συστήματα space-time κωδικοποίησης, έχουν σκοπό να επιτύχουν το μέγιστο βαθμό διαφορισιμότητας για έναν δεδομένο αριθμό κεραιών εκπομπής και λήψης, υποκείμενες στον περιορισμό να έχουν έναν απλό αλγόριθμο αποκωδικοποίησης.

##### 5.1.1 Κλασσικό Μαθηματικό Πλαίσιο Ορθογωνικών Διατάξεων

Το κλασσικό μαθηματικό πλαίσιο των ορθογωνικών διατάξεων εφαρμόζεται για να κατασκευάσει συστήματα space-time κωδικοποίησης. Αποδεικνύεται ότι οι space-time κωδικοποιητές που κατασκευάζονται κατ' αυτό

τον τρόπο, υπάρχουν μόνο για λίγες σποραδικές τιμές του  $n$ . Στη συνέχεια, μια γενίκευση των ορθογωνικών διατάξεων αποδεικνύεται για να εξασφαλίζει ένα συστήματα space-time κωδικοποίησης τόσο για τους πραγματικούς όσο και για τους φανταστικούς αστερισμούς, για οποιοδήποτε αριθμό κεραιών μετάδοσης . Αυτοί οι κώδικες επιτυγχάνουν το μέγιστο πιθανό ποσοστό μετάδοσης για οποιοδήποτε αριθμό κεραιών μετάδοσης χρησιμοποιώντας οποιοδήποτε αυθαίρετο πραγματικό αστερισμό όπως PAM. Για έναν αυθαίρετο σύνθετο αστερισμό όπως PSK και QAM, συστήματα space-time κωδικοποιητών σχεδιάζονται για να επιτυγχάνουν  $1/2$  του μέγιστου πιθανού ποσοστού μετάδοσης για οποιοδήποτε αριθμό κεραιών μετάδοσης . Για τις συγκεκριμένες περιπτώσεις δύο, τριών, και τεσσάρων κεραιών μετάδοσης, τα συστήματα space-time κωδικοποίησης σχεδιάζονται για να επιτυγχάνουν όλα αντίστοιχα,  $3/4$ , και  $3/4$  του μέγιστου πιθανού ποσοστού μετάδοσης χρησιμοποιώντας τους αυθαίρετους σύνθετους αστερισμούς . Η καλύτερη ανταλλαγή μεταξύ της καθυστέρησης αποκωδικοποίησης και του αριθμού κεραιών μετάδοσης υπολογίζεται και αποδεικνύεται επίσης ότι πολλοί από τους κώδικες που παρουσιάζονται εδώ είναι βέλτιστοι από αυτή την άποψη.

## 5.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΑΝΑΛΙΩΝ ΚΑΙ ΚΡΙΤΗΡΙΟ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΑΣ

Στην παράγραφο αυτή , περιγράφουμε ένα μαθηματικό πρότυπο για τη μετάδοση πολλαπλών-κεραιών σ' ένα ασύρματο κανάλι και αναθεωρούμε το κριτήριο διαφορισιμότητας για το κώδικα σχεδίου σε αυτό το πρότυπο όπως καθιερώνεται μέσα.

### 5.2.1 Μαθηματικό Πρότυπο Για Μετάδοση Πολλαπλών-κεραιών

Σε αυτό το τμήμα, διαμορφώνουμε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών πολλαπλών-κεραιών στις περιπτώσεις ότι η εξασθένιση είναι quasi-static και επιπεδη .

Εξετάζουμε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών όπου ο σταθμός βάσης είναι εξοπλισμένος με  $n$  και ο μακρινός είναι εξοπλισμένος με  $m$  κεραιές. Σε κάθε χρονική σχισμή  $t$ , σήματα  $c_t^i = 1, 2, \dots, n$  εκπέμπονται ταυτόχρονα από τις  $n$  κεραιές μετάδοσης. Ο συντελεστής  $a_{i,j}$  είναι το κέρδος διαδρομής από την κεραιά μετάδοσης  $i$  στην κεραιά λήψης  $j$ . Τα κέρδη διαδρομών διαμορφώνονται ως δείγματα των ανεξάρτητων μιγαδικών γκαουσσικών τυχαίων μεταβλητών, με διαφορά 0,5 ανά πραγματική διάσταση. Το ασύρματο κανάλι υποτίθεται ότι ήταν quasi-static έτσι ώστε τα κέρδη διαδρομής να είναι σταθερά πέρα από ένα πλαίσιο του μήκους  $l$  και ποικίλλουν από ένα πλαίσιο σε άλλο.

Τη χρονική στιγμή  $t$  το σήμα  $r_t^j$  που λαμβάνεται από την κεραιά  $j$  δίνεται από τη σχέση

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n a_{i,j} c_t^i + n_t^j \quad (5.1)$$

όπου  $n_t^j$  είναι ανεξάρτητα δείγματα μιας μηδέν-μέσης μιγαδικής γκαουσσικής τυχαίας μεταβλητής με τη διαφορά  $1/(2\text{SNR})$  ανά μιγαδική διάσταση. Η μέση ενέργεια των συμβόλων που διαβιβάζονται από κάθε κεραιά είναι κανονικοποιημένη για να είναι  $1/n$ . Υποθέτοντας ότι τέλειες καταστάσεις πληροφορίας καναλιών είναι διαθέσιμες, ο δέκτης υπολογίζει την έμμετρη απόφαση

$$\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n a_{i,j} c_t^i \right|^2 \quad (5.2)$$

σ' όλες τις κωδικό-λέξεις

$$c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n$$

και αποφασίζει υπέρ του codeword που ελαχιστοποιεί αυτό το ποσό.

Λαμβάνοντας υπόψη τις τέλειες καταστάσεις πληροφοριών καναλιού στο δέκτη, μπορούμε να προσεγγίσουμε την πιθανότητα που ο δέκτης αποφασίζει λανθασμένα υπέρ ενός σήματος

$$e = c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n$$



υποθετοντας ότι

$$c = c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^n c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^n \cdots \cdots c_l^1 c_l^2 \cdots c_l^n$$

εκπέμφθηκε . Η ανάλυση αυτή οδηγεί στο ακόλουθο κριτήριο διαφορισιμότητας.

### 5.2.2 Κριτήριο Διαφορισιμότητας

Προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη διαφορισιμότητα  $mn$ , η μήτρα

$$B(c, e) = \begin{pmatrix} e_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 & K & K & e_l^1 - c_l^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 & K & K & e_l^2 - c_l^2 \\ e_1^3 - c_1^3 & e_2^3 - c_2^3 & O & M & e_l^3 - c_l^3 \\ M & M & O & O & M \\ e_1^n - c_1^n & e_2^n - c_2^n & K & K & e_l^n - c_l^n \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

πρέπει να έχει μέγιστη τάξη για οποιοδήποτε ζευγάρι των ευδιάκριτων codewords  $c$  και  $e$ . Εάν  $B(c, e)$  έχει την ελάχιστη τάξη  $r$  πέρα από το σύνολο ζευγαριών των ευδιάκριτων codewords, τότε επιτυγχάνεται διαφορισιμότητα.

Οι επόμενες αναλύσεις θα δείξουν ότι οι κώδικες που σχεδιάστηκαν με τη χρήση του πιο πάνω κριτηρίου συνεχίζουν να αποδίδουν καλά σε Rician περιβάλλοντα.

## 5.3 ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΟΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΙ

### 5.3.1 Πραγματικοί Ορθογωνικοί Σχεδιασμοί

Σε αυτό το τμήμα, εξετάζουμε την εφαρμογή των πραγματικών ορθογωνικών σχεδίων στην κωδικοποίηση για τα ασύρματα συστήματα

επικοινωνιών πολλαπλών κεραιών . Δυστυχώς οι διατάξεις αυτές υπάρχουν μόνο σε έναν μικρό αριθμό διαστάσεων.

Μια πραγματική ορθογωνική διάταξη, μεγέθους  $n$  είναι μία  $n \times n$  ορθογώνια μήτρα με τις ακαθόριστες καταχωρήσεις  $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_n$  . Το υπάρχον πρόβλημα για τις ορθογωνικές διατάξεις είναι γνωστό ως πρόβλημα Hurwitz-Random στη λογοτεχνία μαθηματικών, και ρυθμίστηκε εντελώς από τον Radon σε ένα άλλο πλαίσιο στις αρχές του αιώνα αυτού . Στην πραγματικότητα, μια ορθογώνια δομή υπάρχει εάν και μόνο εάν  $n = 2, 4$  ή  $8$ .

Λαμβάνοντας υπόψη μια ορθογωνική διάταξη  $O$ , κάποιο μπορεί να αρνηθεί ορισμένες στήλες του  $O$  για να φθάσει σε ένα άλλο ορθογωνικό σχέδιο όπου όλες οι καταχωρήσεις της πρώτης σειράς έχουν θετικά πρόσημα. Με τη μεταλλαγή των στηλών, μπορούμε να σιγουρευτούμε ότι η πρώτη σειρά του  $O$  είναι  $x_1, x_2, \dots, x_n$ . Κατά συνέπεια μπορούμε να υποθέσουμε χωρίς απώλεια της γενικότητας ότι ο  $O$  έχει αυτήν την ιδιοκτησία.

Παραδείγματα ορθογωνικών σχεδιασμών είναι για  $2 \times 2$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{pmatrix} \tag{5.4}$$

$4 \times 4$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix} \tag{5.5}$$

και για 8x8

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

Οι μήτρες (5.4) και (5.5) μπορούν να προσδιοριστούν αντίστοιχα από το μιγαδικό αριθμό  $x_1 + x_2i$  και τον quaternionic  $x_1 + x_2i + x_3j + x_4k$ .

### 5.3.2 Σχέδιο Κωδικοποίησης

Σε αυτό το τμήμα, εφαρμόζουμε τον ορθογωνικό σχεδιασμό για να κατασκευάσουμε space-time κώδικες φραγμών που επιτυγχάνουν διαφορισμοτητα. Υποθέτουμε ότι η μετάδοση στη ζώνη βάσης υιοθετεί έναν πραγματικό αστερισμό  $A$  σημάτων  $2^b$  με τα στοιχεία. Εστιάζουμε στην περίπτωση που η διαφορισμοτητα είναι βαθμού  $nm$ . Στη χρονική σχισμή 1,  $nb$  ψηφία φθάνουν στον κωδικοποιητή και επιλέγουν τα σήματα αστερισμού  $s_1, \dots, s_n$ . Θέτοντας  $x_i = s_i$  για  $i=1,2,\dots,n$ , φθάνουμε σε μια μήτρα  $C = O(s_1, \dots, s_n)$  με τις καταχωρήσεις  $\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_n$ . Σε κάθε χρονική σχισμή  $t=1,2,\dots,n$  οι καταχωρήσεις  $C_{ti}$ ,  $i=1,2,\dots,n$  μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις κεραίες μετάδοσης 1,2,..., n.

### Θεώρημα 5.3.2.1

Η τάξη διαφορισιμότητας είναι  $nm$ .

Απόδειξη :

Το κριτήριο αριθμού ανεξάρτητων στηλών , απαιτεί η μήτρα

$O(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) - O(s_1, \dots, s_n)$  να μην έχει μηδενική διακρίνουσα για οποιοσδήποτε

δύο ευδιάκριτες ακολουθίες κώδικα  $(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) \neq (s_1, \dots, s_n)$ . Σαφώς

$$O(\tilde{s}_1 - s_1, \dots, \tilde{s}_n - s_n) = O(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) - O(s_1, \dots, s_n)$$

όταν  $O(\tilde{s}_1 - s_1, \dots, \tilde{s}_n - s_n)$  είναι ο πίνακας που δημιουργήθηκε από τον  $O$  αντικαθιστώντας όπου  $x_i$  με  $\tilde{s}_i - s_i$  για όλα τα  $i=1,2,\dots,n$ . Τότε η ορίζουσα του ορθογώνιου πίνακα  $O$  φαίνεται να είναι

$$\det(OO^T)^{1/2} = \left[ \sum_i x_i^2 \right]^{n/2}$$

όπου  $O^T$  είναι ο ανάστροφος του  $O$ . Γι' αυτό το λόγο

$$\det[O(\tilde{s}_1 - s_1, \dots, \tilde{s}_n - s_n)] = \left[ \sum_i \left| \tilde{s}_i - s_i \right|^2 \right]^{n/2}$$

η οποία είναι μη μηδενική. Ακολουθεί το ότι  $O(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) - O(s_1, \dots, s_n)$  πρέπει να μην έχει μηδενική διακρίνουσα και η μέγιστη διαφορισιμότητα τάξης  $nm$  έχει κατορθωθεί.

### 5.3.3 Αλγόριθμος Αποκωδικοποίησης

Έπειτα εξετάζουμε τον αλγόριθμο αποκωδικοποίησης . Σαφώς οι σειρές του πίνακα  $O$  είναι όλες οι μεταθέσεις της πρώτης σειράς με τα ενδεχομένως διαφορετικά σημάδια . Έστω τα  $\epsilon_1, \dots, \epsilon_n$  δείχνουν τις μεταθέσεις που αντιστοιχούν σε αυτές τις σειρές και  $\delta_k(i)$  δείχνει το  $x_i$  σήμα στη  $k$  σειρά του  $O$  , τότε το  $\epsilon(p) = q$  σημαίνει ότι  $x_p$  είναι μέχρι μια αλλαγή σημάτων του  $(k,p)$  στοιχείου του  $O$  . Η ελαχιστοποίηση του (5.2) ανέρχεται σε ελαχιστοποίηση του

$$\sum_{i=1}^n S_i \quad (5.7)$$

όπου

$$S_i = \left( \left| \left[ \sum_{t=1}^n \sum_{j=1}^m r_t^j a_{a(i),j}^* \delta_t(i) \right] - s_i \right|^2 + \left( -1 + \sum_{k,l} |a_{k,l}|^2 \right) |s_i|^2 \right) \quad (5.8)$$

και  $a_{a(i),j}^*$  δηλώνει τη συζυγή του  $a_{a(i),j}$  .

Η τιμή του  $S_i$  εξαρτάται μόνο από το σύμβολο κώδικα  $s_i$ , τα λαμβανόμενα σύμβολα  $\{r_t^j\}$ , τους συντελεστές διαδρομών  $\{a_{i,j}\}$ , και τη δομή του ορθογωνικού σχεδίου  $O$  . Ακολουθεί ότι η ελαχιστοποίηση του (5.7) ανέρχεται σε ελαχιστοποίηση της (5.8) για όλα τα  $1 \leq i \leq n$  . Κατά συνέπεια ο κανόνας μέγιστης πιθανότητας ανίχνευσης είναι να διαμορφωθούν οι μεταβλητές απόφασης

$$R_i = \sum_{t=1}^n \sum_{j=1}^m r_t^j a_{a(i),j}^* \delta_t(i) \quad \text{για } i=1,2,\dots,n$$

και  $s_i$  μεταξύ όλων των συμβόλων αστερισμού  $s$  είναι

$$s_i = \underset{s \in A}{\operatorname{argmin}} \left| R_i - s \right|^2 + \left( -1 + \sum_{k,l} |a_{k,l}|^2 \right) |s_i|^2 \quad (5.9)$$

Αυτή είναι μια πολύ απλή στρατηγική αποκωδικοποίησης η οποία παρέχει διαφορισιμότητα.

#### 5.3.4 Γραμμική Επεξεργασία Ορθογώνιων Διατάξεων

Υπάρχουν δύο έλξεις στην παροχή διαφορισιμότητας μέσω των ορθογώνιων σχεδίων .

- Δεν υπάρχει καμία απώλεια στο εύρος ζώνης, υπό την έννοια ότι τα ορθογώνια σχέδια παρέχουν το μέγιστο πιθανό ρυθμό μετάδοσης στην μέγιστη διαφορισιμότητα .
- Υπάρχει ένας εξαιρετικά απλός αλγόριθμος μέγιστης-πιθανότητας αποκωδικοποίησης που χρησιμοποιεί μόνο το γραμμικό συνδυασμό στο δέκτη . Η απλότητα του αλγορίθμου προέρχεται από την ορθογωνιότητα των στηλών της διατάξης.

Οι ανωτέρω ιδιότητες συντηρούνται ακόμα κι αν επιτρέψουμε τη γραμμική επεξεργασία στη συσκευή αποστολής σημάτων . Επομένως, χαλαρώνουμε τον καθορισμό των ορθογώνιων σχεδίων για να επιτρέψουμε τη γραμμική επεξεργασία στη συσκευή αποστολής σημάτων. Τα σήματα που μεταδίδονται από διαφορετικές κεραιές θα είναι τώρα γραμμικοί συνδυασμοί των συμβόλων αστερισμού.

##### Ορισμός 5.3.4.1:

Ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο επεξεργασίας με μεταβλητές  $x_1, x_2, \dots, x_n$  είναι μια μήτρα  $E$ ,  $n \times n$  έτσι ώστε :

- Οι καταχωρήσεις του  $E$  είναι πραγματικοί γραμμικοί συνδυασμοί των μεταβλητών  $x_1, x_2, \dots, x_n$ .
- $E^T E = D$  όπου  $D$  είναι μια διαγώνια μήτρα με το  $(i, j)$  διαγώνιο στοιχείο της μορφής  $(l_1^i x_1^2 + l_2^i x_2^2 + \Lambda + l_n^i x_n^2)$ , όπου οι συντελεστές  $l_1^i, l_2^i, \dots, l_n^i$  θετικοί αριθμοί.

Είναι εύκολο να δειχτεί ότι η μετάδοση που χρησιμοποιεί ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο επεξεργασίας παρέχει την μέγιστη διαφορισμοτητα. Το επόμενο θεώρημα δείχνει ότι μπορούμε, χωρίς την απώλεια γενικότητας, να περιορίσουμε τη μήτρα  $D$  στον ορισμό 5.3.5.1 για να είναι ένας κλιμακωτός ταυτοποιημένος πίνακας.

#### **Θεώρημα 5.3.4.1:**

Ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο  $E$  με μεταβλητές  $x_1, x_2, \dots, x_n$  υπάρχει εάν και μόνο εάν υπάρχει ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο  $L$  έτσι ώστε

$$LL^T = L^T L = (x_1^2 + x_2^2 + \Lambda + x_n^2)I$$

#### **Απόδειξη:**

Έστω  $E = x_1 A_1 + \Lambda + x_n A_n$  να είναι γραμμικό σύστημα επεξεργασίας ορθογώνιας διάταξης και ακόμα  $E^T E = x_1^2 D_1 + \Lambda + x_n^2 D_n$  όπου  $D_i$  διαγώνιοι πίνακες και όλες οι στήλες του ανεξάρτητες μεταξύ τους.

Τότε

$$A_i^T A_i = D_i \quad i=1, \dots, n \quad (5.10)$$

$$A_i^T A_j = -A_j^T A_i \quad 1 \leq i < j \leq n \quad (5.11)$$

και  $D_i$  διαγώνιος πίνακας με όλες τις στήλες του θετικές διαγώνιες εισόδους. Το  $D_i^{1/2}$  υποδηλώνει το διαγώνιο πίνακα που έχει την ιδιότητα  $D_i^{1/2} D_i^{1/2} = D_i$  .

Καθορίζουμε τους πίνακες  $U_i = A_i D_i^{-1/2}$  ώστε να ικανοποιούν τις ακόλουθες ιδιότητες:

$$U_i^T U_i = I \quad i=1, \dots, n \quad (5.12)$$

$$U_i^T U_j = -U_j^T U_i \quad 1 \leq i < j \leq n \quad (5.13)$$

Το  $L = x_1 U_1 + \Lambda + x_n U_n$  είναι μία γραμμική ορθογώνια επεξεργασία που έχει την ιδιότητα  $LL^T = L^T L = (x_1^2 + x_2^2 + \Lambda + x_n^2)I$

Λαμβάνοντας υπόψη το ανωτέρω θεώρημα, μπορούμε, χωρίς οποιαδήποτε απώλεια γενικότητας, να υποθέσουμε ότι ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο επεξεργασίας  $L$  ικανοποιεί το

$$LL^T = L^T L = (x_1^2 + x_2^2 + \Lambda + x_n^2)I$$

### 5.3.5. Θεωρία Hurwitz – Radon

Σε αυτό το τμήμα, καθορίζουμε μια οικογένεια πινάκων Hurwitz – Radon Αυτοι οι πίνακες κωδικοποιούν τις αλληλεπιδράσεις μεταξύ των μεταβλητών σε ένα ορθογώνιο σχέδιο .



**Ορισμός 5.3.5.1:**

Ένα σύνολο  $n \times n$  πραγματικών μητρών  $\{B_1, B_2, \dots, B_k\}$  καλείται οικογένεια πινάκων Hurwitz-Radon τάξης μεγέθους  $k$  εάν

$$B_i^T B_i = I$$

$$B_i^T = -B_i \quad i = 1, \dots, k$$

και

$$B_i B_j = -B_j B_i \quad 1 \leq i < j \leq k$$

**Θεώρημα 5.3.5.1:**

Έστω  $n = 2^a b$  όπου  $b$  είναι περιττός αριθμός και  $a = 4c + d$  με  $0 \leq d < 4$  και  $0 \leq c$ . Κάθε Hurwitz-Radon οικογένεια  $n \times n$  πινάκων περιέχει λιγότερα από  $p(n) = 8c + 2^d$  πίνακες. Επιπλέον  $p(n) \leq n$ . Μία Hurwitz-Radon οικογένεια που να περιλαμβάνει  $n-1$  πίνακες υπάρχει μόνο και μόνο εάν  $n = 2, 4, 8$ .

**Ορισμός 5.3.5.2:**

Έστω  $A[a_{i,j}]$  είναι ένας  $p \times q$  πίνακας και  $B$  είναι ένας οποιοσδήποτε αυθαίρετος πίνακας. Το γινόμενο  $A \otimes B$  είναι ο πίνακας ο οποίος δίνεται ως

$$\begin{pmatrix} a_{11}B & a_{12}B & \Lambda & \Lambda & a_{1q}B \\ a_{21}B & a_{22}B & \Lambda & \Lambda & a_{2q}B \\ M & M & O & O & M \\ M & M & O & O & M \\ a_{p1}B & a_{p2}B & \Lambda & \Lambda & a_{pq}B \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

### Ορισμός 5.3.5.3:

Ένας πίνακας ονομάζεται ακέραιος πίνακας αν όλα τα στοιχεία του είναι στο σύνολο  $\{-1,0,1\}$ .

### Λήμμα 5.3.5.1:

Για κάθε  $n$  υπάρχει μια οικογένεια πινάκων Hurwitz-Radon με μέγεθος  $p(n)-1$  του οποίου τα μέλη είναι ακέραιοι πίνακες .

### Απόδειξη:

Έστω  $I_b$  δείχνει τη μήτρα ταυτότητας, μεγέθους  $b$  . Αρχικά παρατηρούμε ότι εάν  $n = 2^a b$  με  $b$  περιττό, έπειτα  $p(n) = p(2^a)$  . Επιπλέον λαμβάνοντας υπόψη  $2^a \times 2^a$  Hurwitz-Radon ακέραιων πινάκων  $\{A_1, A_2, \dots, A_s\}$  μεγέθους  $s = p(2^a) - 1$ , το σύνολο  $\{A_1 \otimes I_b, A_2 \otimes I_b, \dots, A_s \otimes I_b\}$  είναι  $n \times n$  πίνακες Hurwitz-Radon, μεγέθους  $p(n) - 1$  . Λαμβάνοντας υπόψη αυτήν την παρατήρηση, αρκεί να αποδειχθεί το λήμμα για  $n = 2^a$  . Για τον σκοπό αυτό

$$R = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

$$P = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

και

$$Q = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

Έστω

$$n_1 = 2^{4s+3}$$

$$n_2 = 2^{4(s+1)}$$

$$n_3 = 2^{4(s+1)+1}$$

$$n_4 = 2^{4(s+1)+2}$$

και

$$n_5 = 2^{4(s+1)+3}$$

Τότε

$$p(n_2) = p(n_1) + 1$$

$$p(n_3) = p(n_1) + 2$$

$$p(n_4) = p(n_1) + 4$$

$$p(n_5) = p(n_1) + 8$$

Παρατηρούμε ότι  $R$  είναι μία ακέραιη οικογένεια Hurwitz-Random μεγέθους  $p(2) - 1$ ,  $\{R \otimes I_2, P \otimes R, Q \otimes R\}$  είναι Hurwitz-Random μεγέθους  $p(2^2) - 1$ , και  $\{I_2 \otimes R \otimes I_2, I_2 \otimes P \otimes R, Q \otimes Q \otimes R, P \otimes Q \otimes R, R \otimes P \otimes Q, R \otimes P \otimes P, R \otimes Q \otimes I_2\}$  είναι Hurwitz-Random μεγέθους  $p(2^3) - 1$ .

Μπορούμε εύκολα να διακρίνουμε αν  $\{A_1, A_2, \dots, A_s\}$  είναι μία ακέραιη οικογένεια  $n \times n$  πινάκων Hurwitz-Random, τότε

$$\{R \otimes I_n\} \cup \{Q \otimes A_i, i = 1, 2, \dots, s\} \quad (5.18)$$

είναι μία ακέραιη Hurwitz-Random των  $s + 1$  ακέραιων πινάκων  $(2n \times 2n)$ .

Αν, επιπλέον  $\{L_1, L_2, \dots, L_m\}$  είναι Hurwitz-Random  $k \times k$  πινάκων, τότε

$$\{R \otimes I_k \otimes A_i, i = 1, 2, \dots, s\} \cup \{Q \otimes L_j \otimes I_n, j = 1, 2, \dots, m\} \cup \{R \otimes I_{n,k}\} \quad (5.19)$$

είναι Hurwitz-Random  $s + m + 1$  ακέραιων πινάκων  $(2nk \times 2nk)$  .

Το επόμενο θεώρημα δείχνει ότι η χαλάρωση του καθορισμού των ορθογώνιων σχεδίων για να επιτρέψει τη γραμμική επεξεργασία στο πομπό δεν επεκτείνει το σύνολο  $n$  διαστάσεων για το οποίο υπάρχει ένα ορθογώνιο σχέδιο μεγέθους  $n$ .

### Θεώρημα 5.3.5.2:

Ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο επεξεργασίας μεγέθους  $n \geq 2$  υπάρχει εάν και μόνο εάν  $n = 2, 4$ , και  $8$  .

#### Απόδειξη :

Έστω  $L$  δείχνει ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο επεξεργασίας . Αφού οι καταχωρήσεις του  $L$  είναι γραμμικοί συνδυασμοί των μεταβλητών  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , μπορούμε να γράψουμε τη σειρά  $i$  του  $L$  ως  $XA_i$ , όπου  $A_i$  είναι μια κατάλληλη πραγματικών τιμών μήτρα  $n \times n$  και  $X = x_1, x_2, \dots, x_n$ . Ορθογωνιοτητα του  $L$  μεταφράζει στον ακόλουθο σύνολο ισοτήτων μητρών:

$$A_i^T A_i = D_i \quad i = 1, \dots, n \quad (5.20)$$

$$A_i^T A_j = -A_j^T A_i \quad 1 \leq i < j \leq n \quad (5.21)$$

Τώρα κατασκευάζουμε ένα σύνολο πινάκων Hurwitz – Radon από το αρχικό σχέδιο. Έστω  $B_i = A_i^T A_i$  για  $i = 1, 2, \dots, n$  . Τότε  $B_i = I$  και έχουμε

$$B_i^T B_i = I \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.22)$$

$$B_i^T = -B_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.23)$$

$$B_i B_j = -B_j B_i \quad 2 \leq i < j \leq n \quad (5.24)$$

Οι εξισώσεις αυτές υποδηλώνουν ότι  $\{B_2, B_3, \dots, B_n\}$  είναι οικογένεια πινάκων Hurwitz–Radon. Από το θεώρημα (5.3.6.1) μπορούμε να συμπεράνουμε ότι  $p(n) = n - 1$  και  $n = 2, 4$  ή  $8$ .

#### **Πόρισμα 5.3.5.1:**

Ένα ορθογώνιο σχέδιο μεγέθους  $n$  υπάρχει εάν και μόνο εάν  $n = 2, 4$ , και  $8$ .

#### **Απόδειξη:**

Άμεσα από το θεώρημα 5.3.5.2.

### **5.4. ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΟΙ ΣΥΝΘΕΤΟΙ ΟΡΘΟΓΩΝΙΚΟΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΙ ΩΣ SPACE–TIME BLOCK CODES**

Στην παράγραφο αυτή, καθορίζουμε τα σύνθετα ορθογωνικά σχέδια και μελετάμε τις ιδιότητές τους. Θα ανακτήσουμε το σχέδιο που προτείνεται από Alamouti ως ειδική περίπτωση, αν και θα αποδειχθεί ότι η γενίκευση σε περισσότερο από δύο κεραίες εκπομπής δεν είναι δυνατή. Αναπτύσσουμε έπειτα μια θεωρία των σύνθετων γενικευμένων ορθογωνικών σχεδίων. Αυτά τα σχέδια υπάρχουν για οποιοδήποτε αριθμό κεραιών μετάδοσης και έχουν εντυπωσιακά απλούς μέγιστης πιθανότητας αλγόριθμους αποκωδικοποίησης βασισμένους μόνο στη γραμμική επεξεργασία στο δέκτη. Παρέχουν την μέγιστη χωρική διαφορισιμότητα και το  $\frac{1}{2}$  του μέγιστου πιθανού ρυθμού χρησιμοποιώντας τους σύνθετους αστερισμούς. Για τους σύνθετους αστερισμούς και για τις συγκεκριμένες περιπτώσεις των δύο, τριών, και τεσσάρων κεραιών εκπομπής,

αυτά τα σχέδια διαφορισιμότητας βελτιώνονται για να παρέχουν, αντίστοιχα όλα,  $\frac{3}{4}$  και  $\frac{3}{4}$  του μέγιστου πιθανού ρυθμού μετάδοσης

#### 5.4.1 Σύνθετα ορθογώνια σχέδια

Καθορίζουμε ένα σύνθετο ορθογωνικό σχέδιο  $O_c$  μεγέθους  $n$  ως ορθογώνια μήτρα με τα indeterminates  $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_n$ , οι κλίσεις τους  $\pm x_1^*, \pm x_2^*, \dots, \pm x_n^*$ , ή πολλαπλάσια αυτών των indeterminates  $\pm i$  όπου  $i = \sqrt{-1}$ . Χωρίς απώλεια γενικότητας, μπορούμε να υποθέσουμε ότι η πρώτη σειρά  $O_c$  είναι  $x_1, x_2, \dots, x_n$ .

Η μετρική αποκωδικοποίηση χωρίζεται σε μετρικές αποκωδικοποίησης για τα μεμονωμένα σύμβολα  $x_1, x_2, \dots, x_n$ . Ένα παράδειγμα ενός  $2 \times 2$  σύνθετου ορθογωνικού σχεδίου δίνεται ως :

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

#### 5.4.2. Σχήμα Alamouti

Ο space-time συμπαγής κώδικας που προτείνεται από τον Alamouti χρησιμοποιεί το σύνθετο ορθογωνικό σχέδιο

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}$$

Υποθέστε ότι υπάρχουν  $2^b$  σήματα στον αστερισμό. Την πρώτη φορά,  $2b$  bits φθάνουν στον κωδικοποιητή και επιλέγονται δύο σύνθετα σύμβολα  $s_1$  και  $s_2$ . Αυτά τα σύμβολα εκπέμπονται ταυτόχρονα από τις κεραιές ένα και δύο, αντίστοιχα. Την δεύτερη φορά, τα σήματα  $-s_2^*$  και  $s_1^*$  εκπέμπονται ταυτόχρονα από τις κεραιές ένα και δύο, αντίστοιχα.

**Maximum-likelihood ανίχνευση** χρησιμοποιείται για ελαχιστοποίηση της στατιστικής απόφασης για όλες τις πιθανές τιμές  $s_1$  και  $s_2$

$$\sum_{j=1}^m \left( \left| r_1^j - a_{1,j}s_1 - a_{2,j}s_2 \right|^2 + \left| r_2^j - a_{1,j}s_2^* - a_{2,j}s_1^* \right|^2 \right) \quad (5.26)$$

$$\left[ \sum_{j=1}^m \left( r_1^j a_{1,j}^* + (r_2^j)^* a_{2,j} \right) - s_1 \right]^2 + \left( -1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |a_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2$$

αυτή είναι η απόφαση για την ανίχνευση  $s_1$  και

$$\left[ \sum_{j=1}^m \left( r_1^j a_{2,j}^* + (r_2^j)^* a_{1,j} \right) - s_2 \right]^2 + \left( -1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |a_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2$$

για την αποκωδικοποίηση  $s_2$

Κατά συνέπεια το σχήμα Alamouti παρέχει μέγιστη διαφορισιμότητα  $2m$  χρησιμοποιώντας  $m$  δέκτες .

### 5.4.3 . Ύπαρξη Σύνθετων Ορθογωνικών Σχεδίων

Σε αυτό το τμήμα, εξετάζουμε το πρόβλημα ύπαρξης σύνθετων ορθογωνικών σχεδίων . Κατ' αρχάς, δείχνουμε ότι ένα σύνθετο ορθογωνικό σχέδιο μεγέθους  $n$  καθορίζει ένα πραγματικό ορθογωνικό σχέδιο μεγέθους  $2n$  .

### Κατασκευή I:

Λαμβάνοντας υπόψη ένα σύνθετο ορθογωνικό σχέδιο  $O_c$  μεγέθους  $n$ , αντικαθιστάμε κάθε σύνθετη μεταβλητή  $x_i = x_i^1 + x_i^2 i$ ,  $1 \leq i \leq n$  από την  $2 \times 2$  πραγματική μήτρα

$$\begin{pmatrix} x_i^1 & x_i^2 \\ -x_i^2 & x_i^1 \end{pmatrix} \quad (5.27)$$

Κατ' αυτό τον τρόπο το  $x_i^*$  παρουσιάζεται ως

$$\begin{pmatrix} x_i^1 & -x_i^2 \\ x_i^2 & x_i^1 \end{pmatrix} \quad (5.28)$$

το  $ix_i$  ως

$$\begin{pmatrix} -x_i^2 & x_i^1 \\ -x_i^1 & -x_i^2 \end{pmatrix} \quad (5.29)$$

Είναι εύκολο να φανεί ότι η  $2n \times 2n$  μήτρα είναι ένα πραγματικό ορθογωνικό σχέδιο μεγέθους  $2n$ .

### **Θεώρημα 5.4.3.1:**

Ένα σύνθετο ορθογωνικό σχέδιο  $O_c$  μεγέθους  $n$  υπάρχει μόνο εάν  $n = 2$   
ή  $n = 4$

### **Απόδειξη:**

Λαμβάνοντας υπόψη ένα σύνθετο ορθογωνικό σχέδιο μεγέθους  $n$ , εφαρμόζουμε την κατασκευή I για να παρέχουμε ένα πραγματικό ορθογωνικό



σχέδιο μεγέθους  $2n$ . Δεδομένου ότι τα πραγματικά ορθογωνικά σχέδια μπορούν μόνο να υπάρξουν για  $n = 2, 4$  και  $8$  ακολουθεί ότι τα σύνθετα ορθογωνικά σχέδια μεγέθους  $n$  δεν μπορούν να υπάρξουν εκτός αν  $n = 2 \eta 4$

#### 5.4.4. Σύνθετα Γραμμικά Ορθογώνια Σχέδια

##### Ορισμός 5.4.4.1:

Ένα σύνθετο γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο στις μεταβλητές  $x_1, x_2, \dots, x_n$  είναι η  $n \times n$  μήτρα  $E_c$  έτσι ώστε

- οι καταχωρήσεις του  $E_c$  είναι σύνθετοι γραμμικοί συνδυασμοί μεταβλητών  $x_1, x_2, \dots, x_n$
- $E_c^* E_c = D$  όπου  $D$  είναι μια διαγώνια μήτρα όπου όλες οι διαγώνιες καταχωρήσεις είναι γραμμικοί συνδυασμοί  $|x_1|^2, |x_2|^2, \dots, |x_n|^2$  με όλους τους θετικούς πραγματικούς συντελεστές.

##### Θεώρημα 5.4.4.1:

Ένα σύνθετο γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο επεξεργασίας  $E_c$  στις μεταβλητές  $x_1, x_2, \dots, x_n$  υπάρχει εάν και μόνο εάν υπάρχει ένα σύνθετο γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο επεξεργασίας  $L_c$  έτσι ώστε

$$L_c^* L_c = L_c L_c^* = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_n|^2) I$$

Η απόδειξη του θεωρήματος είναι παρόμοια με αυτήν του θεωρήματος 5.3.4.1.

### Θεώρημα 5.4.4.2:

Ένα σύνθετο γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο επεξεργασίας μεγέθους  $n$  υπάρχει εάν και μόνο εάν  $n = 2$ .

### Απόδειξη:

Εφαρμόζουμε την κατασκευή I στο σύνθετο γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο μεγέθους  $n$  για να φθάσουμε σε ένα γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο μεγέθους  $2n$ . Κατά συνέπεια  $2n = 4$  ή  $2n = 8$  που υπονοεί ότι  $n = 2$  ή  $n = 4$ . Για  $n = 2$  η μήτρα Alamouti είναι ένα σύνθετο γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο επεξεργασίας. Επομένως, αρκεί να αποδείξουμε ότι για  $n = 4$  δεν υπάρχει γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο επεξεργασίας.

### 5.4.5. Γενικευμένα σύνθετα ορθογωνικά σχέδια

Καθορίζουμε τα γενικευμένα σύνθετα ορθογωνικά σχέδια.

#### Ορισμός 5.4.5.1:

Έστω  $G_c$  η  $p \times n$  μήτρα της οποίας οι είσοδοι είναι  $0, \pm x_1, \pm x_1^*, \pm x_2, \pm x_2^*, \dots, \pm x_k, \pm x_k^*$ . Εάν  $G_c^* G_c = D_c$  όπου  $D_c$  είναι ο διαγώνιος πίνακας με  $(i, i)$  τα στοιχεία του διαγωνίου της μορφής  $(l_1^i |x_1|^2 + l_2^i |x_2|^2 + \dots + l_k^i |x_k|^2)$  και οι συντελεστές  $l_1^i, l_2^i, \dots, l_k^i$  θετικοί αριθμοί τότε το  $G_c$  αναφέρεται ως γενικευμένο ορθογώνιο σχέδιο μεγέθους  $n$  και ρυθμού  $R = \frac{k}{p}$ .

**Θεώρημα 5.4.5.1:**

Ένα  $p \times n$  σύνθετο γενικευμένο γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο  $E_c$  με μεταβλητές  $0, \pm x_1, \pm x_1^*, \pm x_2, \pm x_2^*, \dots, \pm x_k, \pm x_k^*$  υπάρχει εάν και μόνο εάν υπάρχει ένα σύνθετο γενικευμένο γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο  $G_c$  με ίδιες μεταβλητές και του ίδιου μεγέθους έτσι ώστε  $G_c^* G_c = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \Lambda + |x_k|^2) I$ .

Λαμβάνοντας υπόψη το ανωτέρω θεώρημα, χωρίς οποιαδήποτε απώλεια γενικότητας, υποθέτουμε ότι οποιοδήποτε  $p \times n$  γενικευμένο ορθογώνιο σχέδιο  $G_c$  με μεταβλητές  $0, \pm x_1, \pm x_1^*, \pm x_2, \pm x_2^*, \dots, \pm x_k, \pm x_k^*$  ικανοποιεί την ισότητα  $G_c^* G_c = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \Lambda + |x_k|^2) I$  μετά από την κατάλληλη κανονικοποίηση.

Το θεώρημα αυτό είναι ανάλογο του 5.3.4.1

**Ορισμός 5.4.5.2:**

Για δεδομένα  $R$  και  $n$ , καθορίζουμε  $A_c(R, n)$  τον ελάχιστο αριθμό  $p$  για τον οποίο υπάρχει ένα σύνθετο γενικευμένο γραμμικό ορθογώνιο σχέδιο μεγέθους  $p \times n$  και ρυθμό τουλάχιστον  $R$ . Εάν κανένα τέτοιο ορθογώνιο σχέδιο δεν υπάρχει, ορίζουμε  $A_c(R, n) = \infty$ .

Το θέμα του υπολογισμού της αξίας  $A_c(R, n)$  είναι το *θεμελιώδες ζήτημα της γενικευμένης σύνθετης θεωρίας ορθογωνικής σχεδίασης*. Για να εξετάσουμε αυτήν την ερώτηση θα καθιερώσουμε το ακόλουθο θεώρημα.

**Θεώρημα 5.4.5.2:**

- i) Για κάθε  $R$ , έχουμε  $A(R, 2n) \leq 2A_c(R, n)$
- ii) Για  $R \leq 0.5$ , έχουμε  $A_c(R, n) \leq 2A(2R, n)$

### Απόδειξη

(i) Εάν  $A_c(R, n) = \infty$  τότε δεν υπάρχει τίποτα να αποδειχθεί. Κατά συνέπεια υποθέτουμε ότι  $p = A_c(R, n) < \infty$  και εξετάζουμε σύνθετο γενικευμένο έναν γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο  $G_c$  με ρυθμό τουλάχιστον ίσο με  $R$  και μεγέθους  $p \times n$ . Με την εφαρμογή της κατασκευής I, φθάνουμε σε ένα  $2p \times 2n$  πραγματικό γενικευμένο γραμμικό ορθογωνικό σχέδιο ρυθμού τουλάχιστον ίσο με  $R$ . Κατά συνέπεια  $2A_c(R, n) = 2p \geq A(R, 2n)$

(ii) εξετάζουμε ένα πραγματικό ορθογωνικό σχέδιο  $G$  μεγέθους  $p \times n$  και ρυθμό τουλάχιστον ίσων με  $2R$  με μεταβλητές  $x_1, x_2, \dots, x_k$  όπου  $p = A(R, 2n)$ . Κατασκευάζουμε πίνακα  $G_c$  μεγέθους  $2p \times n$ . Αντικαθιστάμε τα σύμβολα  $x_1, x_2, \dots, x_k$  του  $G$  από τα  $x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*$  για να φθάσουμε σε  $G^*$ . Ορίζουμε  $G_c$  πίνακα  $2p \times n$  με σειρά  $i \leq p$  η  $i$ -οστή σειρά του  $G$  και  $p < i \leq 2p$  η  $(i - p)$ -οστή του  $G^*$ . Βλέπουμε ότι το  $G_c$  είναι ένα σύνθετο ορθογωνικό σχέδιο με ρυθμό  $R$ .

Κατά συνέπεια

$$A_c(R, n) \leq 2p = 2A(2R, n)$$

Το θεώρημα 5.5.2 δίνει μια κατασκευή για τα σύνθετα γενικευμένα ορθογωνικά σχέδια. Παραδείγματος χάριν, οι κώδικες ρυθμού  $\frac{1}{2}$  για μετάδοση που χρησιμοποιούν τρεις και τέσσερις πομπούς δίνονται ως

$$G_c^3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{pmatrix}$$

και

$$G_c^4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}$$

Σε αυτό το κεφάλαιο αναπτύξαμε τη θεωρία των space-time block coding , μια απλή μέθοδος που χρησιμοποιεί για τη μετάδοση σε ένα ασύρματο περιβάλλον πολλές κεραιές στον πομπό. Αυτοί οι κώδικες έχουν έναν πολύ απλό maximum-likelihood αλγόριθμο αποκωδικοποίησης που είναι βασισμένος στη γραμμική επεξεργασία. Επιπλέον, εκμεταλλεύονται την μεγιστη διαφορισμοτητα που δίνεται από τις κεραιές εκπομπής και λήψης . Για τους πραγματικούς αστερισμούς όπως PAM, έχουμε κατασκευάσει τους space-time block codes που επιτυγχάνουν μέγιστο ρυθμό μετάδοσης για οποιοδήποτε αριθμό  $n$  κεραιών μετάδοσης. Για οποιοδήποτε σύνθετο αστερισμό, έχουμε κατασκευάσει τους space-time block codes που επιτυγχάνουν το μισό από μέγιστο ρυθμό μετάδοσης για οποιοδήποτε αριθμό  $n$  κεραιών μετάδοσης.

## Συντομογραφίες

**AWGN** : Additive white Gaussian Noise  
**CDM** : Code Division Multiplexing  
**CP** :Cyclic Pre-fix  
**DAB**: Digital Audio Broadcasting (Eureka-**DVB** Digital Video Broadcasting  
**DMT**: Discrete Multi-Tone  
**DVB-T**: DVB - Terrestrial  
**FDD** : Frequency Division Duplexing  
**FEC**: Forward Error Correction  
**FFT**: Fast Fourier Transform  
**ICI**: Interchip Interference  
**IFFT**: Inverse Fast Fourier Transform  
**ISI**: Inter-Symbol Interference  
**LLR**: Log-likelihood  
**MIMO**: Multiple input Multiple output  
**MISO**: Multiple input Single output  
**ML**: Maximum Likelihood  
**MLSE**: Maximum Likelihood Sequence Estimation  
**MMSE**: Minimum Mean Square Error  
**MRC**: Maximum Ratio Combining  
**OFDM**: Orthogonal Frequency Division Multiplex  
**QAM**: Quadrature Amplitude Modulation  
**QPSK**: Quadrature (quaternary) phase-shift keying  
**SIMO** : Single input Multiple output  
**SISO**: Single input Single output  
**ST**: Space Time  
**STBC**: Space Time Block Coding  
**SFBC**: Space Frequency Block Coding  
**ZF**: Zero Forcing  
**ZMCSCG**: Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian

## **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

1. Arogyaswami Paulraj, Rohit Nabar, Dhananjay Gore, “Introduction to Space – Time Wireless Communications”, Cambridge University Press, 2003.
2. Ahmad R.S. Bahai and Burton R. Saltzberg “Multi – Carrier Digital Communication , Theory and Application of OFDM ” NEW YORK 2002.
3. Μπουλούκος Κ. Βασίλειος “ Μελέτη των προδιαγραφών και των χαρακτηριστικών μετάδοσης σήματος επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Διαφοροποιήσεις στα κράτη που υλοποιήθηκε και μελέτη των χαρακτηριστικών στον Ελλαδικό χώρο” Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Ιούλιος 2005.
4. S. Kaiser , “Space Time Frequency Coding in Broadband OFDM Systems”
5. S. Kaiser, “OFDM code division multiplexing in fading channels,” IEEE Transactions on Communications , vol .50, no. 8 , pp.1266-1273 , Aug 2002
6. V. Tarokh , H. Jafarkhani , A. R. Calderbank , “Space – time block codes from orthogonal designs ,” IEEE Transactions on Information Theory , vol. 45 , pp.1456-1467 , June 1999
7. Siavash M. Alamouti, “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 16, No. 8, October 1998.
8. George Tsoulos, “Adaptive Antennas and MIMO Systems for Mobile Communications”, chapter in “Adaptive Antenna Arrays – Trends and Applications”, S. Chandran ed., Springer, 2004.
9. Γεωργιάς Κ. Αντώνιος “Θεωρητική μελέτη και ανάλυση ασύρματων συστημάτων Πολλαπλών Εισόδων – Πολλαπλών Εξόδων (MIMO – Multiple Input – Multiple Output) Διαφορισιμότητα στο πεδίο του χώρου και του χρόνου” . Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Ιούλιος 2005.

10. S. Kaiser ,“ Spatial transmit diversity techniques for broadband OFDM system .” In Proc. IEEE Global Telecommunication Conference ( GLOBECOM), San Francisco , USA , PP.1824-1828 , Nov./Dec. 2000
11. Richard van Nee, Ramjee Prasad ,“ OFDM for Wireless Multimedia Communicaions ”. 2000



