



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ
ΤΟΜΕΑΣ ΦΥΣΙΚΗΣ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΜΕΛΕΤΗ – ΣΧΕΔΙΑΣΗ
ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΔΕΚΤΩΝ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ ΝΙΚΗΤΟΠΟΥΛΟΣ

Φυσικός - Ραδιοηλεκτρολόγος

- ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2005 -

Επιβλέπων Καθηγητής

Ανδρέας Πολύδωρος, *Καθηγητής,*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Τριμελής Επιτροπή Παρακολούθησης

Ανδρέας Πολύδωρος, *Καθηγητής*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Γεώργιος Τόμπρας, *Αναπληρωτής Καθηγητής,*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Διονύσιος Ρεΐσης, *Επίκουρος Καθηγητής,*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Επταμελής Εξεταστική Επιτροπή

Ανδρέας Πολύδωρος, *Καθηγητής,*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Σέργιος Θεοδωρίδης, *Καθηγητής,*

Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Νικόλαος Καλουπτσίδης, *Καθηγητής,*

Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Θωμάς Σφηκόπουλος, *Καθηγητής,*

Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Γεώργιος Τόμπρας, *Αναπληρωτής Καθηγητής,*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Διονύσιος Ρεΐσης, *Επίκουρος Καθηγητής,*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Άρης Μουστάκας, *Επίκουρος Καθηγητής,*

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό & Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

... Για να είσαι μεγάλος, να είσαι ακέραιος.
Τίποτα δικό σου να μην υπερβάλλεις ή να μη διαγράφεις.
Να είσαι όλα σε κάθε πράγμα.
Να βάζεις όσα είσαι και στο ελάχιστο που κάνεις.
Έτσι σε κάθε λίμνη ολόκληρη η σελήνη
λάμπει γιατί ζει ψηλά...

Fernardo Pessoa (1888-1935)

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Ξεκίνησα αβίαστα για το ταξίδι αυτό, για έναν τόπο μακρινό. Ωραίος ακουγόταν. Έμπαινα στο καράβι μου και άκουα φωνές «...άσε το, είναι δύσκολο..., μάλλον δεν έχει νόημα..., είναι και μακριά..., όταν τελειώσει τι...;». Και ήταν όλες δυνατές... Να τις σκεφτώ δε πρόλάβω, το πλοίο μου ξεκίνησε.

Τις πρώτες ώρες πίσω μου συχνά, πυκνά κοιτούσα. Έβλεπα ό,τι άφρησα, σκεφτόμουν τις φωνές. Μπροστά μου ήταν το άγνωστο. Μήπως να πέσω στο νερό να κολυμπήσω πίσω; Μα όλο και αργούσα... και άργησα πολύ. Ήμουν μακριά πολύ για να γυρίσω πίσω...

Τώρα, χρόνια μετά, θωρώ του ταξιδιού το τέλος. Νιώθω χαρά ή θλίψη; Γίνεται να μην ξέρω; Κι όμως... Κοιτάω σιμά τον σάκο μου που πιο μεγάλος είναι, και γύρω μου τα πρόσωπα πολλά. Άλλα παλιά και άλλα νέα, κάποιοι γνωστοί παλιοί, φίλοι τώρα. Τους βρήκα σε ενδιάμεσους σταθμούς. Εκεί που άλλοι χαθήκαν.

Θέλω σε όλους σας να πω ευχαριστώ. Ακόμα κι αν εδώ δεν βρείτε το όνομά σας, υπάρχουνε στις ύστερες σελίδες... Να είστε όλοι πάντοτε καλά.

Στους δασκάλους μου πρώτα. Στον Ανδρέα του Πολύδωρο που με έμαθε τους χάρτες να διαβάζω, μου έδειξε το πώς να προχωρώ και πώς να κολυμπάω. Στους Γιώργο Τόμπρα και Ζιουνύση Φείση που στηρίζαν κι αυτοί τα βήματά μου. Μετά στους νέους φίλους, Πάνο Δάλλα και Γιώργο Καραχάλιο, που 'ξεραν από μένα πιο πολλά, και μου έμαθαν και μου 'δειξαν λιμάνια που 'χαν πάει. Για αυτό τα όσα έμαθα, χρώσταγα να τα δείξω. Τα 'δειξα και άλλοι μου δείξαν και άλλα για να μάθω... Πρώτα ο Στέλιος Στεφανάτος, ελπίζω και άλλους τρόπους να φτάσουμε μαζί, μετά ο Κώστας Πλέσσας κι ο Θύμιος Σερπετζόγλου. Να είστε καλά παιδιά...

Πώς να ξεχάσω ακόμα, τη Νίκη Ιωάννου, μίλια πολλά που κάναμε παρέα. Δύσκολα ήταν κάποια. Ακόμα τα θυμάμαι. Κοντά στο τέλος, ήρθανε και άλλοι για παρέα. Άντο Αφροδίτες... Η μία, η Πατράνη, μου έδωσε το χρόνο για να γράψω. Να πω τα όσα έζησα. Και η άλλη, η Αποστόλου, μου χάρισε τα μάτια της να τα ξαναδιαβάσω.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στα τρία φυλαχτά μου, Δημήτρη, Τοίλα και Ιωάννα, που επώνυμο δεν έχουνε. Μου το 'δωσαν και αυτό, μαζί με τόσα άλλα. Και εγώ για αυτό τους χάρισα ό,τι εδώ μέσα υπάρχει. Δεν έχω πιο δικό μου...

Τώρα, χρόνια μετά, φτάνω στου ταξιδιού το τέλος και βλέπω μακριά μου το λιμάνι. Που άραγε να δένει της ζωής μου το επόμενο καράβι;

Κωνσταντίνος Νικητόπουλος

Περιεγόμενα

1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	1
2	ΑΛΛΟΙΩΣΗ ΦΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ SISO OFDM	7
2.1	Μοντέλο SISO OFDM συστήματος.....	8
2.2	Υπολογισμός και διόρθωση της συνδυασμένης αλλοίωσης φάσης σε SISO OFDM συστήματα.....	15
2.3	Προτεινόμενο σύστημα για εκτίμηση και διόρθωση του CPI.....	15
2.4	Εκτιμητές.....	17
2.4.1	Εκτιμητές μιγαδικού διανύσματος.....	17
2.4.2	Εκτιμητές φάσης.....	20
2.5	Προτεινόμενο σχήμα ενάντια σε PLL ανά υποφέρον.....	21
2.6	Επίδραση του ICI στους εκτιμητές	22
2.7	Μέθοδοι επέκτασης της περιοχής λειτουργίας του σχήματος με χρήση προσωρινών αποφάσεων	23
2.8	Προσομοιώσεις	24
2.8.1	Προσομοιώσεις στη περίπτωση μη ιδανικού ταλαντωτή στον πομπό	25
2.8.2	Προσομοιώσεις με σχήμα μειωμένης επεξεργασίας	26
2.8.3	Σύγκριση προτεινόμενου σχήματος με PLL ανά υποφέρον.....	27
2.8.4	Επίδοση των εκτιμητών με μέτρο την διασπορά σφάλματος.....	29
2.8.5	Το RCA σχήμα	30
2.8.6	Το ISDD σχήμα	33
2.9	Συμπεράσματα	33
2.10	Παράρτημα: Υπολογισμός των ML εκτιμητών μιγαδικού διανύσματος και φάσης.....	36
2.10.1	Υπολογισμός MLV εκτιμητή	36
2.10.2	Υπολογισμός MLPH εκτιμητή	37
2.11	Παράρτημα: Υπολογισμός απόκλισης σφάλματος του εκτιμητή MLPH.....	38
3	ΤΑΥΤΟΧΡΟΝΗ ΕΞΙΣΩΣΗ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΚΑΙ ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΑΛΛΟΙΩΣΕΩΝ ΦΑΣΗΣ ΓΙΑ SISO-OFDM ΔΕΚΤΕΣ	42
3.1	Μέθοδος Κανονικοποιημένων ανιχνευτών Ελαχίστων Τετραγώνων (Normalized Least-Mean-Squares - NLMS).....	43
3.2	Ο Αλγόριθμος δύο διαστάσεων (2-D).....	44
3.3	Προσομοιώσεις	46
3.4	Συμπεράσματα	48
4	ΑΝΑΙΡΕΣΗ ΑΛΛΟΙΩΣΕΩΝ ΦΑΣΗΣ ΓΙΑ MIMO, ST-OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	50
4.1	Μοντέλο MIMO - OFDM συστήματος.....	51
4.2	Περιγραφή της κωδικοποίησης χώρου χρόνου και της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης.....	54
4.3	Προτεινόμενο Σύστημα για διόρθωση του CPI	55
4.4	Εκτιμητές.....	56
4.5	Προτεινόμενο σχήμα ενάντια σε PLL ανά υποφέρον.....	58
4.6	Προσομοιώσεις	59
4.6.1	Προσομοιώσεις συστήματος με προσωρινές αποφάσεις.....	59
4.6.2	Προσομοιώσεις με απλοποιημένες μορφές του συστήματος με προσωρινές αποφάσεις	60
4.6.3	Σύγκριση προτεινόμενου σχήματος με PLL ανά υποφέρον.....	61
4.6.4	Επίδοση των εκτιμητών με μέτρο την διασπορά σφάλματος.....	62
4.6.5	Προσομοιώσεις για την περίπτωση ανεξάρτητης αναίρεσης ανά κεραία	63
4.6.6	Απόδοση συστήματος στην περίπτωση χρήσης συμβόλων-πιλότων.....	66
4.7	Συμπεράσματα	71

5	ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΚΑΙ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ ΑΛΛΟΙΩΣΕΩΝ ΦΑΣΗΣ ΓΙΑ MIMO, ST- OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	72
5.1	Το προτεινόμενο σχήμα	73
5.1.1	Ο αλγόριθμος αναίρεσης των αλλοιώσεων φάσης	74
5.1.2	Αλγόριθμος εκτίμησης καναλιού	75
5.1.3	Ο αλγόριθμος δια-πλαισιακού λεπτομερή συγχρονισμού συχνότητας (Inter-Frame fine frequency Synchronization Algorithm –IFSA).....	76
5.2	Προσομοιώσεις	77
5.3	Συμπεράσματα	79
6	ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	81
	ΑΝΑΦΟΡΕΣ	83

ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ

AWGN	Additive White Gaussian Noise Λευκός Αθροιστικός Προσθετικός Θορύβος
CIR	Channel Impulse Response Κρουστική Διέγερση Καναλιού
CP	Cyclic Prefix Κυκλικό Πρόθεμα
CPI	Combined Phase Impairment Συνδυασμένη Αλλοίωση Φάσης
CV	Complex Vector (estimators) (εκτιμητές) Μιγαδικού Διανύσματος
DFT	Discrete Fourier Transform Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier
FC(V/PH)	Flat Channel Vector/ Phase (estimator) (εκτιμητής) Διανύσματος/Φάσης Επίπεδου Καναλιού
FOM	First Order Modification Τροποποίηση Πρώτου Βαθμού
FPP	Fixed Pattern Pilot symbols Συμβόλων Πιλότοι Σταθερής Μορφής
i.i.d.	Independent, Identically Distributed Ανεξάρτητα, Ομοιόμορφα Κατανεμημένα
ICI	Inter-Carrier Interference Ενδο-Καναλική Παρεμβολή
IF	Intermediate Frequency Ενδιάμεση Συχνότητα
IFSA	Inter-Frame fine frequency Synchronization Algorithm Αλγόριθμος δια-πλαισιακού λεπτομερούς συγχρονισμού συχνότητας
ISDD	Inner-Symbols Decision-Directed scheme Σχήμα Προσωρινών Αποφάσεων Βασισμένο σε Εσωτερικά Σύμβολα
ISI	Inter-Symbol Interference Ενδο-Συμβολικής Παρεμβολή
LS	Least Squares Ελαχίστων Τετραγώνων
MIMO	Multiple Input, Multiple Output (channel) (κανάλι) Πολλαπλής Εισόδου, Πολλαπλής Εξόδου
ML	Maximum Likelihood Μέγιστης Πιθανοφάνειας
ML(V/PH)	Maximum Likelihood Vector/Phase (estimator) (εκτιμητής) Διανύσματος/Φάσης Μέγιστης Πιθανοφάνειας
MMSE	Minimum Mean Square Error Ελάχιστο Μέσο Τετραγωνικό Σφάλμα
MODEM	Modulator / Demodulator Διαμορφωτής / Αποδιαμορφωτής
NI(V/PH)	Negligible-ICI Vector/ Phase (estimator) (εκτιμητής) Διανύσματος/Φάσης Αμελητέου ICI
NLMS	Normalized Least Mean Squares(method) (Μέθοδος) Κανονικοποιημένων Ελαχίστων Τετραγώνων
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Πολυπλεξία με Διαίρεση Ορθογωνίων Συχνοτήτων

OGP	Orthogonally Generated Pilot symbols Ορθογωνίως Παραγόμενα Σύμβολα Πιλότοι
PH	PHase (estimators) (εκτιμητές) Φάσης
PHN	PHase Noise Θόρυβος Φάσης
PH-SAV	Phase - Sample Average Vector (estimator) (εκτιμητής) Φάσης του Μέσου Διανύσματος
PLL	Phase Locked Loop Κλειστό Κύκλωμα Κλειδώματος Φάσης
PSK	Phase Shift Keying Διαμόρφωση Κλειδώματος Φάσης
QAM	Quadrature Amplitude Modulation Ορθογώνια Διαμόρφωση κατά Πλάτος
RCA	Reduced Constellation Aided scheme Σχήμα Αρωγής Μέσω Χρήσης Αστερισμών Μειωμένης Τάξης
RF	Radio Frequency Ραδιο-Συχνότητα
RFO	Residual Frequency Offset Υπολειπόμενη Απόκλιση Συχνότητας
RGP	Randomly Generated Pilot symbols Τυχαία Παραγόμενα Συμβόλων Πιλότοι
RP	Reduced Processing Μειωμένης επεξεργασίας
Rx	Receiver Δέκτης
SAV	Sample Average Vector (estimator) (εκτιμητής) Μέσου Διανύσματος
SER	Symbol Error Rate Ρυθμός Λανθασμένης Αποκωδικοποίησης Συμβόλων
SISO	Single Input, Single Output (channel) (κανάλι) Μονής Εισόδου, Μονής Εξόδου
SNR	Signal to Noise Ratio Σηματοθορυβικός λόγος
SOM	Second Order Modification Τροποποίηση Δευτέρου Βαθμού
STC	Space-Time Coding Κωδικοποίηση Χώρου-Χρόνου
Tx	Transmitter Πομπός
UA	Uncorrelated Assumption Υπόθεση Φασματικά Ασυσχέτιστης διαδικασίας
VSMR	Variance to Squared-Mean Ratio Λόγος Διασποράς προς Τετραγωνική Μέση Τιμή

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η εργασία αυτή εστιάζεται στη μελέτη και σχεδιασμό σύγχρονων τοπολογιών δεκτών οι οποίοι χρησιμοποιούν την τεχνική Πολυπλεξίας με Διαίρεση Ορθογωνίων Συχνοτήτων (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM*). Το OFDM είναι η μία ευρέως διαδεδομένη τεχνική μετάδοσης σε ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα υψηλών ταχυτήτων λόγω της υψηλής φασματικής αξιοποίησης την οποία παρέχει και της απλότητας με την οποία μπορεί να επιτευχθεί εξίσωση καναλιού. Η συγκεκριμένη μέθοδος μετάδοσης έχει υιοθετηθεί από διάφορα καθιερωμένα πρότυπα όπως τα Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T), HIPERLAN-II, IEEE 802.11a και IEEE 802.16 και ενδέχεται να είναι μία από τις μεθόδους που θα διαδραματίσουν πρωταγωνιστικό ρόλο στα συστήματα 4^{ης} γενεάς (4G). Τα ορθογώνια συστήματα πολλαπλών φερόντων μπορούν να χειριστούν αποδοτικά την φασματική επιλεκτικότητα των καναλιών διάδοσης, μετατρέποντας το φασματικά επιλεκτικό- διαλειπτικό κανάλι (*frequency-selective fading channel*) σε ένα σύνολο από ορθογώνια, μη επιλεκτικά στη συχνότητα υπο-κανάλια (*frequency- non selective ή flat fading channels*) με τη χρήση ορθογωνίων μετασχηματισμών και κυρίως με τη χρήση του ορθογώνιου μετασχηματισμού Fourier, λόγω της απλότητας υλοποίησης του. Η απόδοση των συστημάτων αυτών εξαρτάται άμεσα από την *σηματοθορυβικό λόγο* (*Signal to Noise Ratio – SNR*) σε κάθε υποφέρον.

Στην περίπτωση κατά την οποία τα αντίστοιχα κανάλια διάδοσης χαρακτηρίζονται από έντονη φασματική επιλεκτικότητα, θα υπάρχουν υποφέροντα τα οποία θα διέπονται από ισχυρές φασματικές διαλείψεις, άρα ισοδύναμα με μειωμένο σηματοθορυβικό λόγο. Αυτό συνεπάγεται την ανάγκη αύξησης της εκπεμπόμενης ισχύος του συστήματος προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή απόδοση (δείκτης της οποίας μπορεί να είναι ο ρυθμός λανθασμένης αποκωδικοποίησης συμβόλων (*Symbol Error Rate – SER*)). Προκειμένου να καταπολεμηθεί η ευαισθησία των διαφόρων συστημάτων στη έντονη φασματική επιλεκτικότητα, έχει προταθεί η υλοποίηση δομών με πολλαπλές κεραίες εκπομπής και λήψης (*Multiple Input, Multiple Output- MIMO*) και χρήση κωδικοποίησης χώρου-χρόνου (*Space-Time Coding – STC*), όπως στην αναφορά [4]. Το συνολικό κέρδος από τη χρήση τέτοιων συστημάτων δεν προέρχεται μόνο από το κέρδος εναλλακτικότητας (*diversity gain*), το οποίο πηγάζει από την δυνατότητα λήψης του ίδιου πληροφοριακού σήματος από εναλλακτικά μονοπάτια

καναλιού (έχοντας υποστεί στατιστικά ανεξάρτητη διάλειαση σε κάθε ένα από αυτά), αλλά και από την αυξημένη χωρητικότητα την οποία παρέχουν και η οποία αυξάνεται γραμμικά με τον αριθμό των κεραιών πομπού και δέκτη.

Η ιστορία του OFDM ξεκινάει στα μέσα της δεκαετίας του '60, με τη δημοσίευση του Chang σχετικά με τη σύνθεση περιορισμένων φασματικά, σημάτων για πολυκαναλική διάδοση [1], και συνεχίζεται με τη συνεισφορά των *Weinstein* και *Ebert* ([2]) οι οποίοι πρότειναν τη χρήση του Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier (Discrete Fourier Transform –DFT) προκειμένου να πραγματοποιηθεί διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση βασικής ζώνης, παραλείποντας έτσι τη χρήση συστοιχίας ταλαντωτών. Προκειμένου να μειωθούν τα φαινόμενα ενδοκαναλικής και ενδοσυμβολικής παρεμβολής (*Inter-Carrier/Symbol Interference – ICI, ISI*), προτάθηκε η χρήση προστατευτικού χρονικού διάστηματος μεταξύ των συμβόλων, καθώς επίσης και διαμόρφωση παλμών. Σημαντική, τέλος, συνεισφορά στη δημιουργία του OFDM συστήματος με τη σημερινή του μορφή, θεωρείται εκείνη των *Poled* και *Ruiz* το 1980 [3], στην οποία προτείνεται η χρήση κυκλικού προθέματος. Μέσω αυτού, διασφαλίζεται η ορθογωνιότητα των υποφερόντων (υπό ιδανικές συνθήκες έλλειψης αλλοιώσεων φάσης) με κόστος την εκπομπή επιπρόσθετης ενέργειας, η οποία όμως στη γενική περίπτωση αντισταθμίζεται από την απουσία παρεμβολών.

Η κατασκευή και χρήση συστημάτων πολλαπλών ορθογωνίων φερόντων, χωρίς τη χρήση κωδικοποίησης χώρου-χρόνου, έχει ήδη ωριμάσει. Μέρος της έρευνας η οποία έχει πραγματοποιηθεί για πιο προηγμένες μορφές, τόσο *SISO* (*Single Input, Single Output*) όσο *MIMO* συστημάτων έχει πραγματωθεί στο πλαίσιο ερευνητικών προγραμμάτων τα οποία έχουν χρηματοδοτηθεί από την Ευρωπαϊκή Κοινότητα (STINGRAY/ist-2000-30173, ADAMAS/ist-1999-10731, WIND-FLEX/ist-1999-10025) γεγονός το οποίο υποδεικνύει το γενικευμένο ενδιαφέρον για τις τεχνικές αυτές. Στο πλαίσιο των ερευνητικών αυτών προγραμμάτων έχουν κατασκευασθεί πρωτότυποι διαμορφωτές/αποδιαμορφωτές (*modems*), με συμμετοχή και του συγγραφέως της εργασίας αυτής ο οποίος έχει συμμετάσχει ενεργά, αναπτύσσοντας, μεταξύ άλλων, πρωτότυπους αλγορίθμους συγχρονισμού και εκτίμησης καναλιού, οι οποίοι και υλοποιήθηκαν στα παραγόμενα πρωτότυπα. Μέρος των αποτελεσμάτων τα οποία εξήχθησαν στα ερευνητικά αυτά προγράμματα παρουσιάζεται στη διατριβή αυτή.

Σε ένα τυπικό σύγχρονο (*coherent*) ψηφιακό ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα, η μετάδοση της πληροφορίας γίνεται υπό μορφή πλαισίων (*frames*) πληροφορίας στην αρχή των οποίων στέλνονται γνωστά σύμβολα – προθέματα (*preambles*) τα οποία και χρησιμοποιούνται αρχικά για συγχρονισμό (χρόνου, συχνότητας και φάσης) και μετά για εκτίμηση καναλιού. Τα συστήματα OFDM (SISO και MIMO) είναι ευαίσθητα, κυρίως στην ακρίβεια του συγχρονισμού συχνότητας μεταξύ των ταλαντωτών πομπού και δέκτη, καθώς οποιοδήποτε σφάλμα αναιρεί την ορθογωνιότητα του συστήματος και προκαλεί μείωση τη απόδοσης του συστήματος λόγω ενδοκαναλικής παρεμβολής ICI. Η ορθογωνιότητα αναιρείται επίσης και από τον Θόρυβο Φάσης (*PHase Noise – PHN*) ([5]-[17]) που προέρχεται από ατέλειες των ταλαντωτών και ο οποίος περιγράφει τις “βραχυπρόθεσμες (*short-term*)” αστάθειες φάσης η οποίες χαρακτηρίζουν κάθε πρακτικό, μη-ιδανικό ταλαντωτή. Οι αστάθειες αυτές χρήζουν στατιστικής αντιμετώπισης και σχετίζονται κυρίως με διακυμάνσεις οι οποίες οφείλονται σε πηγές θορύβου, όπως ο θερμικός και ο θόρυβος flicker, οι οποίοι με τη σειρά τους σχετίζονται με διάφορα φυσικά φαινόμενα τα οποία λαμβάνουν χώρα στον ταλαντωτή ([18]-[22]).

Ο συγχρονισμός συχνότητας των συστημάτων αυτών έχει μελετηθεί εκτεταμένα στη διεθνή βιβλιογραφία ([23]-[42]). Οι μέθοδοι οι οποίες έχουν προταθεί θεωρούν ότι η διάδοση γίνεται μέσω καναλιού λευκού αθροιστικού προσθετικού θορύβου (*Additive White Gaussian Noise – AWGN*), ή θεωρούν κανάλια συγκεκριμένης στατιστικής περιγραφής. Αποτέλεσμα των προσεγγίσεων αυτών είναι ότι οι αλγόριθμοι δεν λαμβάνουν υπ’ όψιν τα στιγμιαία χαρακτηριστικά του (άγνωστου κατά τη διαδικασία συγχρονισμού) καναλιού ούτε την παρουσία PHN, συνεπώς στην πράξη οι αλγόριθμοι αυτοί να είναι υπο-βέλτιστοι (*sub-optimal*). Τελικά η διαδικασία συγχρονισμού καταλήγει με σημαντικό σφάλμα συχνότητας το οποίο ορίζεται ως Υπολειπόμενη Απόκλιση Συχνότητας (*Residual Frequency Offset - RFO*).

Στην βιβλιογραφία ([43]-[56]) το πρόβλημα της εκτίμησης καναλιού (για SISO και MIMO συστήματα) αντιμετωπίζεται με εφαρμογή κλασικών μεθόδων εκτίμησης παραμέτρων, όπως είναι η εκτίμηση ελαχίστων τετραγώνων (*Least Squares – LS*) μέγιστης πιθανοφάνειας (*Maximum Likelihood – ML*) και ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (*Minimum Mean Square Error – MMSE*). Σχεδόν το σύνολο της βιβλιογραφίας εξετάζει το πρόβλημα κάτω από υπόθεση

τέλειου συγχρονισμού (απουσία PHN και RFO), με συνέπεια η απόδοση των προτεινόμενων αλγορίθμων να απέχει, ενίοτε, κατά πολύ από το αναμενόμενο. Τέτοιο παράδειγμα αποτελούν οι αλγόριθμοι εκτίμησης καναλιού σε MIMO συστήματα, οι οποίοι προϋποθέτουν στατικό το συνολικό ισοδύναμο κανάλι το οποίο αποτελείται από το κανάλι διάδοσης και τα αποτελέσματα μη ιδανικού συγχρονισμού. Η απαίτηση αυτή δεν ικανοποιείται λόγω της παρουσίας των PHN και RFO, με συνεπακόλουθη μείωση της αξιοπιστίας της εκτίμησης.

Η μοντελοποίηση και η εξάλειψη των αποτελεσμάτων των PHN και RFO έχουν μελετηθεί στη βιβλιογραφία στην μερική και εξιδανικευμένη περίπτωση κατά την οποία έχει θεωρηθεί κανάλι λευκού θροιστικού προσθετικού θορύβου ([5]-[17]). Στα πρωτότυπα αποτελέσματα της εργασίας αυτής, συμπεριλαμβάνονται η μοντελοποίηση και η εκτίμηση της επίδρασης του θορύβου φάσης των ταλαντωτών και της υπολειπόμενης απόκλισης συχνότητας στα OFDM συστήματα, στην περίπτωση καναλιού με διαλείψεις (fading channel). Έχει προταθεί μέθοδος αναίρεσης της επίδρασής τους, χωρίς πιλοτικά υπο-φέροντα, η οποία βασίζεται σε μεθόδους εκτίμησης μεγίστης πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood). Αποδεικνύεται ότι οι προτεινόμενοι στη βιβλιογραφία αλγόριθμοι αποτελούν προσεγγίσεις των ML αλγορίθμων και η επίδοσή τους εκτιμάται αναλυτικά και μέσω προσομοιώσεων. Τα αποτελέσματα της δουλειάς αυτής περιγράφονται στις αναφορές [57] και [58] και ένας από τους προτεινόμενους αλγόριθμους υλοποιήθηκε στον πρωτότυπο διαμορφωτή/αποδιαμορφωτή (modem) του ερευνητικού προγράμματος 'ADaptive Multicarrier Access System (ADAMAS/ist-1999-10731)'. Στην εργασία αυτή μοντελοποιήθηκε η επίδραση των PHN και RFO για την περίπτωση MIMO-OFDM συστημάτων τα οποία χρησιμοποιούν κωδικοποίηση χώρου-χρόνου, και επεκτάθηκαν οι αλγόριθμοι αναίρεσης με αντίστοιχες δημοσιευμένες αναφορές τις [59] και [60]. Στις πρωτότυπες αυτές εργασίες προτείνονται και εκτιμώνται διάφορες τοπολογίες τέτοιων συστημάτων. Μία τέτοια υλοποιήθηκε στο πρωτότυπο modem του ερευνητικού προγράμματος 'Space Time codING for Adaptive and REconfigurable sYstems (STINGRAY/ ist-2000-30173)'.

Η μελέτη αλληλεπίδρασης των δύο διαφορετικών, για κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα, δομικών βαθμίδων (εκτίμησης καναλιού και συγχρονισμού) είναι μία προσέγγιση η οποία δεν έχει επεκταθεί (τουλάχιστον για MIMO συστήματα) και (όπως αποδεικνύεται στη εργασία αυτή) οδηγεί σε σημαντική βελτίωση της απόδοσης των συστημάτων, ιδίως των MIMO, λόγω της έντονης

ευαισθησίας τους στην ακρίβεια της εκτίμησης παραμέτρων [17]. Στο πλαίσιο αυτό προτείνονται σχεδιασμοί οι οποίοι χρησιμοποιούν αλγορίθμους που επιδρούν σε δύο διαστάσεις (χώρο και χρόνο) και στοχεύουν στην ταυτόχρονη αναίρεση των PHN και RFO και στην προσαρμοστική εξίσωση καναλιού. Ένας από αυτούς του σχεδιασμούς υλοποιήθηκε στο πρωτότυπο modem του ερευνητικού προγράμματος ‘Wireless INDoor FLEXible modem architecture (WIND-FLEX/ ist-1999-10025’) λόγω της αποδοτικότητας του και της μικρής του πολυπλοκότητάς.

Στο κεφάλαιο 2 μοντελοποιείται και ποσοτικοποιείται η επίδραση των αλλοιώσεων φάσης (PHN και RFO) στην γενικότερη περίπτωση καναλιού με διαλείψεις (fading channel). Προτείνεται και αναλύεται σχήμα αναίρεσης της επίδρασης τους, το οποίο χρησιμοποιεί προσωρινές αποφάσεις αντί της χρήσης υποφερόντων πιλότων, και εφαρμόζει ML αλγορίθμους εκτίμησης, κάτω από την υπόθεση τέλει γνώσης του καναλιού διάδοσης. Δίνονται επίσης προσεγγίσεις των ML αλγορίθμων των οποίων η επίδοση εκτιμάται αναλυτικά. Αποδεικνύεται ότι οι έως τώρα δημοσιευμένοι αλγόριθμοι αποτελούν προσεγγίσεις αυτής της ML λύσης. Για τον υπολογισμό της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης προτείνονται και αναλύονται δύο διαφορετικά είδη εκτιμητών (οι εκτιμητές φάσης και μιγαδικού διανύσματος) οι οποίοι, όπως αποδεικνύεται, επηρεάζονται διαφορετικά από τον ICI θόρυβο. Προτείνονται δύο νέες μέθοδοι οι οποίες αυξάνουν την ανοσία του συστήματος στα λάθη απόφασης λόγω στροφής και, τελικά, όλα τα αποτελέσματα επιβεβαιώνονται μέσω εκτεταμένων προσομοιώσεων.

Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζονται και αξιολογούνται δύο προσεγγίσεις, οι οποίες βασίζονται σε προσωρινές αποφάσεις, για ταυτόχρονη εκτίμηση και εξίσωση καναλιού και διόρθωση των αλλοιώσεων φάσης σε συστήματα τα οποία περιγράφονται από κανάλια διάδοσης που παρουσιάζουν μικρή δυναμική (μεταβάλλονται αργά με το χρόνο). Η πρώτη προσέγγιση χρησιμοποιεί μία συστοιχία Κανονικοποιημένων ανιχνευτών Ελαχίστων Τετραγώνων (*Normalized Least-Mean-Squares - NLMS*) ανά υποφέρον, η οποία στοχεύει στην αντιστάθμιση του *ισοδύναμου καναλιού*, που αποτελείται από το κανάλι διάδοσης και τη συνδυασμένη επίδραση των PHN και RFO. Η δεύτερη προσέγγιση λαμβάνει υπ’ όψιν την δισδιάστατη (στον χρόνο και τη συχνότητα) φύση του προβλήματος, όπως αυτή αναδεικνύεται στο κεφάλαιο 2, και επεκτείνει τους προτεινόμενους στο κεφάλαιο αυτό αλγορίθμους για χρήση σε σχήμα δύο διαστάσεων. Το δεύτερο αυτό σχήμα αποδεικνύεται

περισσότερο εύρωστο και προσφέρει σημαντική βελτίωση στην απόδοση του συστήματος, ιδιαίτέρως στην περίπτωση χρήσης διαμορφώσεων υψηλής τάξης (όπως 64-QAM).

Στο κεφάλαιο 4 επεκτείνεται το μοντέλο του κεφαλαίου 2, ώστε να περιγράφει την ταυτόχρονη επίδραση των αλλοιώσεων φάσης στην περίπτωση MIMO-OFDM συστημάτων. Το συγκεκριμένο μοντέλο, το οποίο είναι γενικό και ανεξάρτητο της επιλεγόμενης κωδικοποίησης χώρου-χρόνου, επεκτείνεται περαιτέρω ώστε να συμπεριλαμβάνει τον Alamouti κώδικα ([4]) και την επίδραση των αλλοιώσεων φάσης σε αυτόν. Στη συνέχεια προτείνονται και αναλύονται τοπολογίες δεκτών και αλγόριθμοι για την αναίρεση των PHN και RFO, τόσο με χρήση συμβόλων πιλότων όσο και με χρήση προσωρινών αποφάσεων. Αντίθετα με την SISO περίπτωση, αποδεικνύεται ότι στην περίπτωση χρήσης συμβόλων πιλότων, ο τρόπος διαμόρφωσής τους επηρεάζει την απόδοση των εκτιμητών, άρα και του συνολικού συστήματος, και για το λόγο αυτό προτείνεται και αναλύεται η απόδοση διαφορετικών τρόπων διαμόρφωσης.

Το κεφάλαιο 5 αποτελεί προέκταση του κεφαλαίου 4 και πραγματεύεται το πρόβλημα της εκτίμησης καναλιού και συγχρονισμού σε περιβάλλον με παρουσία αλλοιώσεων φάσης για 2x2 ST-OFDM συστήματα. Αποδεικνύεται ότι η παρουσία PHN και η RFO επηρεάζει έντονα την ακρίβεια της εκτίμησης καναλιού και για το λόγο αυτό προτείνεται και αναλύεται η απόδοση σχήματος, εύρωστου σε περιβάλλον αλλοιώσεων φάσης. Το σχήμα αξιοποιεί την ενδο- (inter) και δια- (intra) πλαισιακή συσχέτιση των υπό εκτίμηση παραμέτρων, και χρησιμοποιεί τους αλγορίθμους που προτάθηκαν στο κεφάλαιο 3.

Στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται οι μελλοντικοί ερευνητικοί στόχοι, όπως προκύπτουν σαν συνέχεια της εργασίας αυτής.

2 ΑΛΛΟΙΩΣΕΙΣ ΦΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ SISO OFDM

Το OFDM είναι μία τεχνική μετάδοσης ευρέως διαδεδομένη λόγω της απλότητας με την οποία μπορεί να επιτευχθεί εξίσωση καναλιού και της υψηλής φασματικής αξιοποίησης την οποία παρέχει. Σε πραγματικά ασύρματα συστήματα ο PHN, ο οποίος προέρχεται από ατέλειες των ταλαντωτών, καθώς επίσης και η RFO, η οποία προέρχεται από τη μη ιδανική διαδικασία συγχρονισμού συχνότητας, αναιρούν την ορθογωνιότητα μεταξύ των υποφερόντων, με αποτέλεσμα τη μείωση της απόδοσης του συστήματος.

Οι επιδράσεις των παραπάνω αλλοιώσεων φάσης στα OFDM συστήματα έχουν μελετηθεί στη βιβλιογραφία ανεξάρτητα και μόνο για την περίπτωση AWGN καναλιού ([5]-[10]). Για την εξάλειψη των επιπτώσεων του PHN, έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία διάφορες λύσεις οι οποίες χρησιμοποιούν υποφέροντα πιλότους, στα οποία εκπέμπονται γνωστά σύμβολα και χρησιμοποιούνται από τον δέκτη για εκτίμηση παραμέτρων. Στην αναφορά [11] οι συγγραφείς προτείνουν, για την εξάλειψη του PHN, την χρήση ενός απομονωμένου πιλοτικού υποφέροντος (στα γειτονικά υποφέροντα δεν μεταδίδονται σύμβολα). Η υπολογιζόμενη στον δέκτη στροφή του συμβόλου πιλότου, θεωρείται ότι αποτελεί την κοινή επίδραση του PHN για όλα τα υποφέροντα, με αποτέλεσμα η αναίρεση της επίδρασής τους να πραγματοποιείται με στροφή όλων το συμβόλων κατά το αντίθετο της στροφής αυτής. Στα μειονεκτήματα της συγκεκριμένης μεθόδου συγκαταλέγονται η μειωμένη ρυθμαπόδοση (throughput) καθώς και η ευαισθησία της μεθόδου στο θόρυβο, ιδιαίτερα στην περίπτωση όπου το πιλοτικό υποφέρον είναι σε συχνότητα με φτωχή φασματική απόκριση. Στην αναφορά [12], οι Robertson και Kaiser προτείνουν έναν LS αλγόριθμο. Στην [13] προτείνεται μέθοδος η οποία αποτελείται από δύο βήματα: Στο πρώτο, πραγματοποιείται χονδροειδής εκτίμηση και διόρθωση της στροφής των συμβόλων με χρήση, περιορισμένων σε πλήθος συμβόλων. Στο δεύτερο βήμα ακολουθείται μία συμπληρωματική διαδικασία διόρθωσης η οποία βασίζεται σε ανάδραση αποφάσεων (decision feedback). Στην αναφορά [14] προτείνεται μέθοδος η οποία, εκτός από διόρθωση της, κοινής για όλα τα υποφέροντα στροφής φάσης, πραγματοποιεί και μερική αναίρεση του παραγόμενου (λόγω PHN) ICI θορύβου. Στην περίπτωση αυτή ο PHN μοντελοποιείται σαν άθροισμα διακριτών συνιστωσών οι οποίες και εκτιμώνται ώστε να αναιρεθούν στο πεδίο του

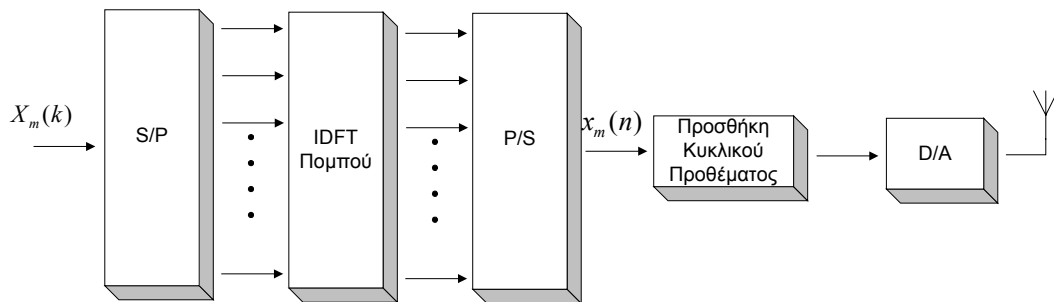
χρόνου. Η προτεινόμενη μέθοδος είναι υπολογιστικά πολύπλοκη και κατάλληλη μόνο για μεγάλες τιμές PHN και RFO. Σε άλλη περίπτωση η απόδοση του συστήματος είναι χειρότερη συγκρινόμενη με εκείνη η οποία αναιρεί μόνο τη στροφή φάσης.

Στο κεφάλαιο αυτό μοντελοποιείται και ποσοτικοποιείται η επίδραση των PHN και RFO στην περίπτωση καναλιού με διαλείψεις (fading channel). Επίσης προτείνεται η μέθοδος αναίρεσης των αλλοιώσεων φάσης με χρήση προσωρινών αποφάσεων αντί της χρήσης πιλοτικών υποφερόντων, η οποία βασίζεται σε ML αλγόριθμους. Δίνονται επίσης προσεγγίσεις των ML αλγόριθμων και η επίδοσή τους εκτιμάται αναλυτικά. Επίσης προτείνονται δύο νέες μέθοδοι, οι οποίες αυξάνουν την ανοσία του συστήματος στα λάθη απόφασης λόγω στροφής. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνονται μέσω προσομοιώσεων. Αυτή η εργασία μπορεί να θεωρηθεί επέκταση των αντιστοίχων μεθόδων που προτείνονται στις αναφορές [15] και [16].

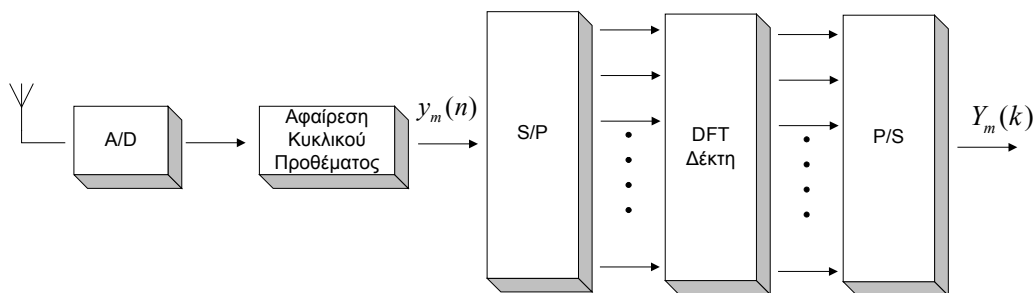
2.1 Μοντέλο SISO OFDM συστήματος

Το τυπικό μοντέλο ενός SISO OFDM συστήματος παρουσιάζεται στα **Σχ. 2-1** έως και **Σχ. 2-3**. Η εισερχόμενη πληροφορία κωδικοποιείται με χρήση QAM (*Quadrature Amplitude Modulation/ Ορθογώνια Διαμόρφωση κατά Πλάτος*) ή PSK (*Phase Shift Keying/ Διαμόρφωση Κλειδώματος Φάσης*) συμβόλων, τα οποία αφού μετατραπούν από σειριακά σε παράλληλα ανά ομάδες των N , εισέρχονται στον Αντίστροφο Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier (*Inverse Discrete Fourier Transform –IDFT*) N σημείων του πομπού (Tx). Η έξοδος του IDFT μετατρέπεται από παράλληλη σε σειριακή μορφή, και αφού προστεθεί κυκλικό πρόθεμα (*Cyclic Prefix – CP*) μήκους ν , μεγαλύτερου από το μήκος L της διακριτής, ισοδύναμης, κρουστικής απόκρισης του καναλιού (*Channel Impulse Response –CIR*), μετατρέπεται από διακριτό σε αναλογικό σήμα, το οποίο και τελικά εκπέμπεται. Στον δέκτη (Rx), μετά την μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό σε αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα, και το σήμα υφίσταται την αντίστροφη διαδικασία με χρήση DFT N σημείων. Στην περίπτωση απουσίας αλλοιώσεων φάσης και ορίζοντας σαν $X_m(k)$ το σύμβολο το οποίο εκπέμπεται κατά τη διάρκεια του m -οστού συμβόλου στο k -οστό υποφέρον, η έξοδος του IDFT του Tx δίνεται από τη σχέση

$$x_m(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad ; 0 \leq n \leq N-1 \quad (2-1)$$



Σχ. 2-1. Διάγραμμα μπλοκ ενός τυπικού OFDM Tx.



Σχ. 2-2. Διάγραμμα Μπλοκ ενός τυπικού OFDM Rx.

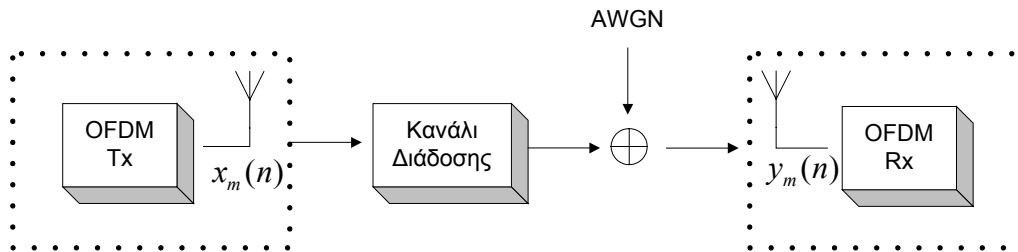
Για γραμμικό και στατικό κανάλι κατά τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, το ισοδύναμο βασικής ζώνης του λαμβανομένου σήματος στον Rx δίνεται από τη σχέση

$$y_m(n) = \sum_{z=0}^{L-1} h_m(z) x_m(n-z) + w_m'(n) \quad (2-2)$$

όπου σαν $h_m(z)$ ορίζεται το z -οστό δείγμα της κρουστικής απόκρισης καναλιού για τη διάρκεια του m -οστού συμβόλου και $w_m'(n)$ εκφράζει τον προσθετικό θόρυβο ο οποίος είναι μοντελοποιημένος σαν ακολουθία στατικών, μιγαδικών κανονικών δειγμάτων μηδενικής μέσης τιμής. Στην περίπτωση καναλιού μικρότερου μήκους από το κυκλικό πρόθεμα, το σήμα λήψης μετά την έξοδο του από το N -DFT του δέκτη περιγράφεται από τη σχέση:

$$Y_m(k) = H_m(k)X_m(k) + w_m(k) \quad (2-3)$$

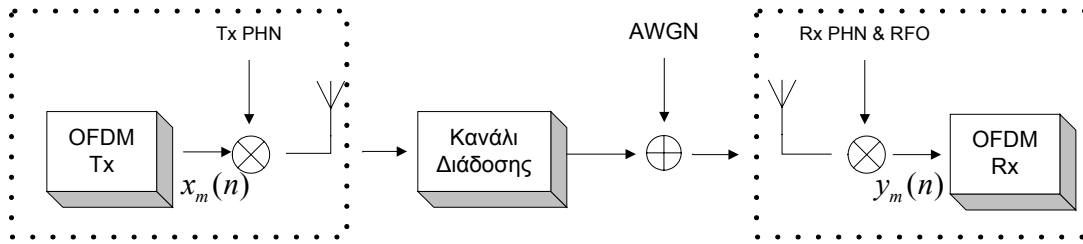
όπου $H_m(k)$ είναι η φασματική απόκριση του καναλιού στο υποφέρων k και $w_m(k)$ είναι ο DFT μετασχηματισμός των δειγμάτων θορύβου $w_m'(n)$.



Σχ. 2-3. Μπλοκ διάγραμμα, ισοδύναμου βασικής ζώνης, του μοντέλου διάδοσης απουσία αλλοιώσεων φάσης.

Από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται εύκολα αντιληπτή η διαδικασία με την οποία το φασματικά επιλεκτικό, διαλειπτικό κανάλι μετατρέπεται σε ένα σύνολο από ορθογώνια, μη επιλεκτικά στη συχνότητα υποφέροντα, γεγονός το οποίο απλοποιεί τη διαδικασία εξίσωσης καναλιού και συντελεί στην υψηλή φασματική αξιοποίηση του συστήματος με χρήση μεθόδων προσαρμοστικής διαμόρφωσης ανά υποφέρων.

Σε πραγματικά ασύρματα συστήματα, η ύπαρξη αλλοιώσεων φάσης (PHN και RFO) διαφοροποιεί το παραπάνω μοντέλο όπως παρουσιάζεται στο **Σχ. 2-4**. Ο PHN ο οποίος προέρχεται από ατέλειες τόσο του ταλαντωτή του Tx όσο και του Rx, εκφράζεται στο ισοδύναμο βασικής ζώνης σαν ένα λάθος φάσης (μιαδική στροφή). Η RFO επίσης μοντελοποιείται στον Rx σαν μία γραμμική με το χρόνο μεταβολή φάσης. Έτσι, το εκπεμπόμενο σήμα (στο πεδίο του χρόνου) στρέφεται λόγω του PHN του Tx και αφού περάσει μέσα από το κανάλι, στρέφεται στον Rx λόγω της συνδρομής τόσο του PHN όσο και του RFO. Καθώς οι σταθμοί βάσης μπορεί να είναι υψηλής αξιοπιστίας (και κόστους) μπορεί να θεωρηθεί ότι ο PHN του Tx είναι αμελητέος και ότι η μόνη πηγή PHN είναι εκείνη του ταλαντωτή λήψης, υπόθεση η οποία χρησιμοποιείται στο σύνολο της βιβλιογραφίας. Καθώς όμως πλέον έχει αναδειχθεί το ενδιαφέρον για αμφίδρομες επικοινωνίες το μοντέλο επεκτείνεται, στην εργασία αυτή, ώστε να συμπεριλαμβάνει και την επίδραση του ταλαντωτή του Tx.



Σχ. 2-4. Μπλοκ διάγραμμα, ισοδύναμου βασικής ζώνης, του μοντέλου διάδοσης παρουσία αλλοιώσεων φάσης.

Κυρίως δύο προσεγγίσεις μπορούν να βρεθούν στη βιβλιογραφία για τη μοντελοποίηση του PHN: Η πρώτη τον θεωρεί μία στατική τυχαία διαδικασία η οποία χαρακτηρίζεται από τη φασματική πυκνότητα ισχύος της που στην πράξη προκύπτει από πραγματικές μετρήσεις ταλαντωτών οι οποίοι χρησιμοποιούν κλειστά κυκλώματα κλειδώματος φάσης (*Phase Locked Loops – PLL*) ([8],[9],[62]). Στην περίπτωση όπου για την περιγραφή αυτής της στατικής διαδικασίας PHN, χρησιμοποιείται το Lorentzian μοντέλο, η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της διαδικασίας $\phi(t)$ δίνεται από τη σχέση

$$R_{\phi}(\tau) = \sigma_{\phi}^2 \exp\{-a|\tau|\} \quad (2-4)$$

όπου σ_{ϕ}^2 είναι η διασπορά της PHN διαδικασίας, και a είναι το 3 dB εύρος ζώνης της φασματικής πυκνότητας ισχύος της διαδικασίας, η οποία δίνεται από τη σχέση

$$S_{\phi}(f) = \frac{\frac{\sigma_{\phi}^2}{\pi B_{\phi}}}{1 + \left(\frac{f}{B_{\phi}}\right)^2} \quad (2-5)$$

όπου $B_{\phi} = a / 2\pi$.

Το δεύτερο τυπικό μοντέλο που χρησιμοποιείται στη βιβλιογραφία περιγράφει τη μεταβαλλόμενη με το χρόνο στροφή $\phi(t)$ λόγω PHN σαν μία διαδικασία Wiener ([5]-[7]). Μπορεί να αποδειχθεί ότι η μιγαδική στροφή $e^{j\phi(t)}$ είναι στατική διαδικασία υπό την ευρεία έννοια, με Lorentzian φάσμα ισχύος. Για μία διαδικασία PHN, τύπου Wiener, ισχύει ότι $E\{\phi(\tau)\} = 0$ και $E\{\phi(\tau_1)\phi(\tau_2)\} = 4\pi\beta \min(\tau_1, \tau_2)$ όπου β είναι το μονόπλευρο 3 dB εύρος φάσματος (σε Hz) του Lorentzian φάσματος και $E\{\cdot\}$ είναι ο τελεστής της μέσης τιμής. Στην εργασία αυτή έχει υιοθετηθεί η διακριτή έκδοση (στο ρυθμό δειγματοληψίας) του δεύτερου μοντέλου η οποία χαρακτηρίζεται από

στοιχειώδεις κανονικές τυχαίες επαυξήσεις (ανά δείγμα) μηδενικής μέσης τιμής και διασποράς σ_ϕ^2 . Η συσχέτιση του σ_ϕ^2 με το β δίνεται από τη σχέση $\sigma_\phi^2 = 4\pi\beta T_S$ όπου T_S είναι η περίοδος δειγματοληψίας.

Θεωρώντας στατική κρουστική απόκριση καναλιού κατά τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, η έξοδος του DFT στο k υποφέρων για το m -οστό OFDM σύμβολο περιγράφεται από τη σχέση

$$Y_m(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_m(l) \sum_{i=0}^{L-1} h_m(i) e^{-j\frac{2\pi}{N}il} \sum_{p=0}^{N-1} u_m^{(Tx)}(p-i) u_m^{(Rx)}(p) e^{j\frac{2\pi}{N}p(l-k)} + w_m(k) \quad (2-6)$$

όπου το $X_m(k)$ δηλώνει το αντίστοιχο εκπεμπόμενο σύμβολο, $h_m(i)$ είναι το i -οστό δείγμα της CIR για τη διάρκεια του ίδιου συμβόλου και $w_m(k)$ εκφράζει τον προσθετικό θόρυβο ο οποίος είναι μοντελοποιημένος σαν ακολουθία στατικών, μιγαδικών κανονικών δειγμάτων μηδενικής μέσης τιμής. Οι όροι $u_m^{(Tx)}(n)$ και $u_m^{(Rx)}(n)$ δίνονται από τις

$$u_m^{(Tx)}(n) = \exp\left\{j\left(\phi_{m,PHN}^{(Tx)}(n)\right)\right\} \quad (2-7)$$

και

$$u_m^{(Rx)}(n) = \exp\left\{j\left(\phi_{m,PHN}^{(Rx)}(n) + \phi_{m,RFO}(n)\right)\right\} \quad (2-8)$$

όπου $\phi_{m,PHN}^{(Tx)}(n)$ είναι τα δείγματα του PHN του Tx που επιδρούν πάνω στο n -οστό ωφέλιμο δείγμα (δεν λαμβάνεται υπ' όψιν το κυκλικό πρόθεμα) του m -οστού συμβόλου, και $\phi_{m,PHN}^{(Rx)}(n)$, $\phi_{m,RFO}(n)$ είναι τα αντίστοιχα δείγματα των PHN και RFO του Rx. Στην περίπτωση κατά την οποία η φάση του ταλαντωτή του Tx μπορεί να θεωρηθεί σταθερή για διάρκεια L συμβόλων (δηλαδή $u_m^{(Tx)}(p-i) \approx u_m^{(Tx)}(p)$ για $1 \leq i \leq L-1$), η έξοδος του DFT μπορεί να περιγραφεί προσεγγιστικά από τη σχέση:

$$Y_m(k) \approx U_m(0) X_m(k) H_m(k) + n_{ICI}(k) + w_m(k) \quad (2-9)$$

όπου ο ICI θόρυβος ορίζεται σαν

$$n_{ICI}(k) = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} U_m(l-k) X_m(l) H_m(l) \quad (2-10)$$

και $H_m(k)$ είναι η φασματική απόκριση του καναλιού στο υποφέρον k . Ο όρος $U_m(q)$ δίνεται από τη σχέση:

$$U_m(q) = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} u_m(p) e^{j \frac{2\pi}{N} pq} \quad (2-11)$$

όπου ο όρος $u_m(p) = u_{m,Tx}(p) u_{m,Rx}(p)$ περιγράφει την ολική επίδραση PHN, τόσο του Rx όσο και του Tx, σαν μία ισοδύναμη διαδικασία φάσης. Σημειώνεται ότι η (2-9) είναι ακριβής ισότητα στην περίπτωση όπου ο PHN του πομπού θεωρηθεί αμελητέος ($u_{m,Tx}(p) = 1$). Η προσέγγιση (2-9) απλοποιεί σημαντικά την αναλυτική μελέτη, θεωρώντας μία συνολική διαδικασία φάσης, στον δέκτη, η οποία ισοδύναμα περιγράφει τη συνολική επίδραση των PHN τόσο του Tx όσο και του Rx. Μία τέτοια προσέγγιση είναι στην πράξη πεσιμιστική καθώς, όπως θα δειχθεί μέσω προσομοιώσεων, η ισχύς του ICI θορύβου που προβλέπει είναι μεγαλύτερη από την πραγματική. Η ίδια προσέγγιση αποδεικνύει ότι στην περίπτωση όπου το κανάλι διάδοσης μπορεί να θεωρηθεί σταθερό, και όταν υπάρχει διαθέσιμη μία αξιόπιστη εκτίμηση καναλιού δεν είναι αναγκαία η χρήση προσαρμοστικών αλγορίθμων εκτίμησης και εξίσωσης καναλιού αλλά ένας διορθωτής του όρου $U_m(0)$ αρκεί. Παρόμοια με την αναφορά [8], μπορεί εύκολα να δειχθεί ότι για αργές διαδικασίες PHN και μικρές αποκλίσεις συχνότητας ο όρος $U_m(0)$, ο οποίος για απλότητα θα περιγράφεται σαν U_m , πρακτικά είναι μία στροφή φάσης $\theta_{U,m} = \arg\{U_m\}$. Αυτή η προσέγγιση μοναδιαίου πλάτους μετατρέπει την (2-9) σε

$$Y_m(k) \approx \exp\{j\theta_{U,m}\} X_m(k) H_m(k) + n_{ICI}(k) + w_m(k) \quad (2-12)$$

Καθώς ο όρος U_m περιγράφει την ταυτόχρονη επίδραση του PHN (στον Tx και στον Rx) και της RFO μοντελοποιούμε τις δύο αλλοιώσεις αυτές σαν μία Συνδυασμένη Αλλοίωση Φάσης (*Combined Phase Impairment – CPI*). Θεωρώντας ανεξάρτητα, ομοιόμορφα κατανεμημένα εκπεμπόμενα σύμβολα, της ίδιας ισχύος μπορεί εύκολα να δειχθεί ότι ο ICI θόρυβος της (2-10) έχει μηδενική μέση τιμή και διασπορά

$$\sigma_{ICI}^2(k) = E_S \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq k}}^{N-1} E \left\{ |U_m(q-k)|^2 \right\} |H_m(q)|^2 \quad (2-13)$$

με

$$E \left\{ |U_m(q)|^2 \right\} = \frac{1}{N^2} E \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} e^{j\phi_m(p)} w^{-pq} \sum_{p'=0}^{N-1} e^{-j\phi_m(p')} w^{p'q} \right\} \quad (2-14)$$

Όπου, E_S είναι μέση ενέργεια των συμβόλων ($E_S = E \left\{ |X_m(k)|^2 \right\}$), $E \{ \cdot \}$ είναι ο τελεστής της μέσης

τιμής, $w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, και $\phi_m(p) = \phi_{m,PHN}(p) + \phi_{m,RFO}(p)$ περιγράφει της στροφή λόγω PHN του Tx και Rx

καθώς και τη στροφή λόγω απόκλισης συχνότητας Δf : $\phi_{m,RFO}(p) = 2\pi\Delta f p + \phi_0$ με ϕ_0 την αντίστοιχη

στροφή του πρώτου δείγματος του m-οστού OFDM συμβόλου. Οπότε,

$$E \left\{ |U_m(q)|^2 \right\} = \frac{1}{N^2} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{p'=0}^{N-1} e^{j(\phi_{m,RFO}(p) - \phi_{m,RFO}(p'))} E \left\{ e^{j(\phi_{m,PHN}(p) - \phi_{m,PHN}(p'))} \right\} w^{-(p-p')q} \quad (2-15)$$

Καθώς ο PHN έχει θεωρηθεί διαδικασία Wiener διακριτού χρόνου, η τυχαία διαφορά

$\phi_{m,PHN}^{(p,p')} = \phi_{m,PHN}(p) - \phi_{m,PHN}(p')$ είναι κανονική, μηδενικής μέσης τιμής και με διασπορά ίση με

$\sigma_\phi^2 |p - p'|$. Οπότε, η αντίστοιχη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας είναι

$$f^{p,p'}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}|p-p'|\sigma_\phi} e^{-\phi^2 / 2\sigma_\phi^2 |p-p'|} \quad (2-16)$$

η οποία χρησιμοποιείται προκειμένου να υπολογιστεί η ζητούμενη μέση τιμή

$$E \left\{ e^{j\phi_{m,PHN}^{(p,p')}} \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} f^{p,p'}(\phi) e^{j\phi_{m,PHN}^{(p,p')}} d\phi = e^{-\frac{\sigma_\phi^2 |p-p'|}{2}} \quad (2-17)$$

με χρήση της οποίας η σχέση (2-15) γράφεται

$$E \left\{ |U_m(q)|^2 \right\} = \frac{1}{N^2} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{p'=0}^{N-1} e^{j2\pi\Delta f(p-p') - \frac{\sigma_\phi^2 |p-p'|}{2}} w^{-(p-p')q} \quad (2-18)$$

Μετά από πράξεις η (2-18) μετατρέπεται στην

$$E \left\{ |U_m(q)|^2 \right\} = \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{k=1}^{N-1} (N-k) \exp \left\{ -\frac{1}{2} k \sigma_\phi^2 \right\} \cos \left[2\pi k \left(\frac{q}{N} + \Delta f \right) \right] \quad (2-19)$$

όπου σαν $\sigma_\phi^2 = \sigma_{\phi,Tx}^2 + \sigma_{\phi,Rx}^2$ ορίζεται η ολική διασπορά του PHN του Tx και του Rx. Τα

αποτελέσματα αυτά είναι σε πλήρη συμφωνία με τα αποτελέσματα της αναφοράς [5]. Από την

παραπάνω ανάλυση συμπεραίνεται ότι ICI θόρυβος προκαλεί ένα όριο στην επίδοση του συστήματος το οποίο παρουσιάζεται κυρίως σε υψηλές τιμές του σηματοθορυβικού λόγου (SNR).

2.2 Υπολογισμός και διόρθωση της συνδυασμένης αλλοίωσης φάσης σε SISO OFDM συστήματα

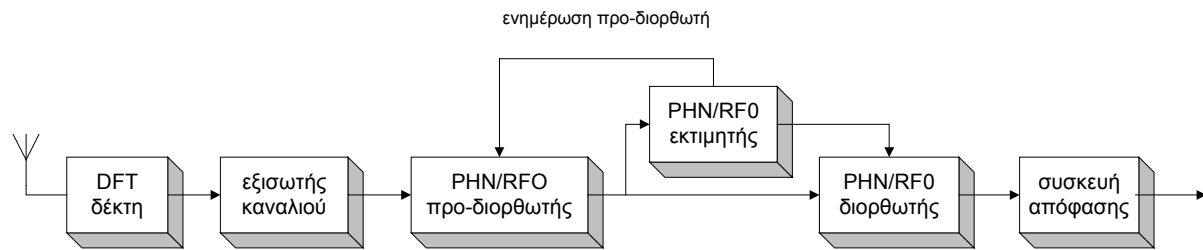
Η χρήση υποφερόντων πιλότων για εκτίμηση παραμέτρων (όπως το κανάλι διάδοσης και η επίδραση των αλλοιώσεων φάσης), εκτός του ότι μειώνει τη ρυθμαπόδοση, θέτει και όρια στην ακρίβεια με την οποία μπορεί να υπολογισθεί η ζητούμενη παράμετρος, καθώς ο αριθμός των πιλότων σχετίζεται με την απόκλιση λάθους του εκτιμητή. Στα OFDM συστήματα με κανάλια χαμηλής δυναμικής (κανάλια τα οποία μεταβάλλονται αργά με το χρόνο), η χρήση προσωρινών αποφάσεων (tentative decisions), οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν αντί μετάδοσης συμβόλων πιλότων σε αντίστοιχα υποφέροντα, μπορεί να προσφέρει λύσεις στα προβλήματα αυτά. Τέτοια κανάλια χαμηλής δυναμικής παρουσιάζονται σε συστήματα εφαρμογών Σταθερής Ασύρματης Πρόσβασης (Fixed Wireless Access), για τα οποία το κανάλι διάδοσης μπορεί να θεωρηθεί σταθερό τουλάχιστον για τη διάρκεια μετάδοσης ενός πλαισίου (frame). Παρά ταύτα, η χρήση τέτοιων αλγορίθμων συνεπάγεται αύξηση της πολυπλοκότητας επεξεργασίας, η οποία όμως μπορεί να είναι μικρή καθώς η εκτίμηση παραμέτρων μπορεί να επιτευχθεί με χρήση περιορισμένου αριθμού υποφερόντων.

2.3 Προτεινόμενο σύστημα για εκτίμηση και διόρθωση του CPI

Το σχήμα το οποίο προτείνεται χρησιμοποιεί προσωρινές αποφάσεις και θεωρεί ότι η δυναμική της CPI είναι αρκετά μικρή ώστε να είναι δυνατή η λήψη αξιόπιστων αποφάσεων. Βασίζεται στο γεγονός ότι ο όρος U_m μπορεί να εκφραστεί σαν το γινόμενο της μιγαδικής στροφής μέχρι τη χρονική στιγμή $m-1$, επί έναν όρο ο οποίος περιγράφει την υπολειπόμενη επίδραση της CPI από την χρονική στιγμή $m-1$ στη χρονική στιγμή m : $U_m = U_{m-1} U_m^{(res)} / |U_{m-1}|$.

Το γενικό σχήμα αποτελείται από 3 βασικές βαθμίδες: (α) τον «PHN/RFO εκτιμητή», ο οποίος εμπεριέχει και τη συσκευή λήψης προσωρινών αποφάσεων, καθώς επίσης και έναν εκτιμητή της επίδρασης $U_m^{(res)}$ της CPI, (β) τον «PHN/RFO διορθωτή» και (γ) τον «PHN/RFO Προ-διορθωτή». Στόχος της τελευταίας βαθμίδας είναι να διατηρεί τα σύμβολα στα σωστά όρια απόφασης ώστε να

είναι αξιόπιστη η απόφαση. Το προτεινόμενο σχήμα (το οποίο παρουσιάζεται στο Σχ. 2-5) λαμβάνει χώρα αμέσως μετά την εξίσωση καναλιού (η οποία στην πράξη επιτυγχάνεται με απλή μιγαδική διαίρεση ανά υποφέρων). Σημειώνεται ότι δύο είναι οι αλγοριθμικές προσεγγίσεις που μπορούν να υιοθετηθούν: Η πρώτη στοχεύει στην απ' ευθείας εκτίμηση και διόρθωση του μιγαδικού διανύσματος U_m , ενώ κατά τη δεύτερη, η οποία χρησιμοποιεί την προσέγγιση μοναδιαίου πλάτους για το U_m , εκτιμάται και αναιρείται απ' ευθείας η αντίστοιχη γωνία ($\arg\{U_m\}$).



Σχ. 2-5. Διάγραμμα μπλοκ του προτεινόμενου σχήματος με προσωρινές αποφάσεις.

Σύμφωνα με την πρώτη μέθοδο διανυσματικής εκτίμησης, η βαθμίδα (α) κάνει μία πρώτη εκτίμηση σε ένα προκαθορισμένο σύνολο υποφερόντων (Ω) μεγέθους L_0 , και συνεχίζει με την εκτίμηση του $U_m^{(res)}$. Η βαθμίδα (β) διαιρεί τα εξισωμένα (από το κανάλι διάδοσης) σύμβολα με το $\hat{U}_m^{(res)}$ (ή ισοδύναμα τα πολλαπλασιάζει με $\hat{U}_m^{(res)*}$ λόγω του μοναδιαίου πλάτους του U_m) και με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνει διόρθωση του CPI πριν τα σύμβολα τροφοδοτήσουν την τελική συσκευή απόφασης. Τελικά, η βαθμίδα (γ) ενημερώνεται μέσω της σχέσης $\hat{U}_{m+1} = \hat{U}_m \hat{U}_m^{(res)} / |\hat{U}_m^{(res)}|$. Αυτή η τελευταία εκτίμηση χρησιμοποιείται για τη διόρθωση της συνολικής CPI επίδρασης (μέσω διαίρεσης), πριν την επεξεργασία του επόμενου OFDM συμβόλου.

Σύμφωνα με τη δεύτερη προσέγγιση, η βαθμίδα (α) υπολογίζει το $\theta_{U,m}$ αντί του U_m . Σημειώνεται ότι αυτή η τελευταία προσέγγιση, χρησιμοποιεί για εκτίμηση και διόρθωση το περιορισμένο μοντέλο, το οποίο λαμβάνει υπ' όψιν ότι το U_m έχει μοναδιαίο πλάτος, και για το λόγο αυτό, ενίοτε, χαρακτηρίζεται από καλύτερη απόδοση. Στην περίπτωση αυτή εκτιμάται το $\theta_{U,m}^{(res)} = \arg\{U_m^{(res)}\}$ και η βαθμίδα (β) στρέφει κατά την αντίθετη φορά τα εξισωμένα σύμβολα κατά

$\hat{\theta}_{U,m}^{(res)}$ πριν αυτά τροφοδοτήσουν την τελική συσκευή απόφασης. Η βαθμίδα (γ) ενημερώνεται σύμφωνα με την διαδικασία $\hat{\theta}_{U,m+1} = \sum_{l=0}^m \hat{\theta}_{U,m}^{(res)}$. Με το αντίθετο της γωνίας αυτής περιστρέφεται το επόμενο OFDM σύμβολο, πριν την επεξεργασία του.

2.4 Εκτιμητές

Οι προτεινόμενοι εκτιμητές μπορούν να βασισθούν τόσο σε μεθόδους οι οποίες λαμβάνουν προσωρινές αποφάσεις όσο και με μεθόδους οι οποίες χρησιμοποιούν υποφέροντα πιλότους. Στην πρώτη περίπτωση, εκτιμάται και διορθώνεται το $U_m^{(res)}$ (ή η αντίστοιχη φάση), ενώ στη δεύτερη περίπτωση γίνεται απ' ευθείας εκτίμηση και διόρθωση του U_m με χρήση συμβόλων πιλότων. Για το λόγο αυτό η εκτιμητέα παράμετρος μπορεί να περιγραφεί από τον όρο U ως εξής: $U = U_m^{(res)}$ για την περίπτωση λήψης προσωρινών αποφάσεων και $U = U_m$ για την περίπτωση χρήσης συμβόλων πιλότων. Τα αντίστοιχα ορίσματα φάσης περιγράφονται ως θ_U . Κατά τον ίδιο τρόπο, ο όρος $\tilde{X}_m(k)$ περιγράφει το αποτέλεσμα των προσωρινών αποφάσεων για τα $X_m(k)$, ή τα αντίστοιχα σύμβολα πιλότους.

2.4.1 Εκτιμητές μιγαδικού διανύσματος

2.4.1.1 Εκτιμητής Διανύσματος Μεγίστης Πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Vector estimator - MLV)

Υποθέτοντας ανεξάρτητα και ομοιόμορφα κατανεμημένα εκπεμπόμενα σύμβολα (independent, identically distributed – i.i.d.) καθώς και OFDM σύμβολο μεγάλου μήκους, οι τυχαίες κατανομές του ICI μπορούν να περιγραφούν σαν κανονικές (Gaussian). Για το λόγο αυτό, ο συνολικός θόρυβος (θερμικός και ICI) μπορεί να θεωρηθεί κανονικός και ασυσχέτιστος ανά υποφέρον, αλλά με άνισες αποκλίσεις οι οποίες είναι συνάρτηση του δείκτη υποφέροντος k . Στην περίπτωση αυτή μπορεί εύκολα να δειχθεί ότι η ML εκτίμηση του U , δίνεται από τη σχέση (Παράρτημα, παρ. 2-10)

$$\hat{U}^{MLV} = \frac{\sum_{k \in \Omega} R_m(k) \tilde{X}_m^*(k) |H_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k)}{\sum_{k \in \Omega} |\tilde{X}_m(k) H_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k)} \quad (2-20)$$

Στην περίπτωση των προσωρινών αποφάσεων, το $R_m(k)$ είναι το παρατηρητέο (*observable*) μετά τη βαθμίδα (γ) και την εξίσωση καναλιού, ενώ στην περίπτωση χρήσης πιλοτικών συμβόλων είναι το αντίστοιχο παρατηρητέο μετά την εξίσωση καναλιού μόνο:

$$R_m = \begin{cases} Y_m(k) / H_m(k) \hat{U}_{m-1}; & \text{για ανιχνευτικές αποφάσεις} \\ Y_m(k) / H_m(k); & \text{για πιλοτικά συμβόλα} \end{cases} \quad (2-21)$$

Ο όρος $\sigma_{tot}^2(k) = \sigma_{th}^2 + \sigma_{ICI}^2(k)$ περιγράφει τη διασπορά του συνολικού θορύβου (θερμικού και ICI) ανά υποφέρων, πριν την εξίσωση καναλιού. Σε ένα πρακτικό σύστημα θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας εκτιμητής σηματοθορυβικής σχέσης ανά υποφέρων, ο οποίος θα δρά μετά τον DFT του δέκτη και τον εξισωτή καναλιού. Αυτός ο εκτιμητής θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί προκειμένου να υπολογίσει τους όρους $\sigma_{tot}^2(k) / |H_m(k)|^2$.

Η διασπορά του MLV εκτιμητή στην περίπτωση όπου θεωρηθούν αλάνθαστες προσωρινές αποφάσεις, μεγάλη σηματοθορυβική σχέση και μεγάλο L_0 , μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση **(Παράρτημα, παρ. 2-11)**:

$$\text{var} \{U - \hat{U}^{MLV}\} \approx \left(E_S \sum_{k \in \Omega} |H_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k) \right)^{-1} \quad (2-22)$$

Σημειώνεται ότι στον υπολογισμό της απόδοσης του εκτιμητή, χρησιμοποιήθηκε μόνο η υπόθεση του φασματικά ασυσχέτιστου ICI, και όχι η προσέγγιση κανονικότητας του θορύβου.

2.4.1.2 Εκτιμητής Διανύσματος Αμελητέου ICI (Negligible-ICI (Maximum Likelihood) complex Vector estimator -NIV)

Ο εκτιμητής αυτός αποτελεί προσέγγιση της ML λύσης, η οποία θεωρεί ότι ο επιπλέον θόρυβος λόγω ICI είναι αμελητέος:

$$\hat{U}^{NIV} = \frac{\sum_{k \in \Omega} R_m(k) \tilde{X}_m^*(k) |H_m(k)|^2}{\sum_{k \in \Omega} |\tilde{X}_m(k) H_m(k)|^2} \quad (2-23)$$

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος ο οποίος αγνοεί τον θόρυβο λόγω ICI, είναι πολύ πιο εύκολος προς υλοποίηση καθώς δεν χρησιμοποιεί την γνώση της σηματοθορυβικής σχέσης. Είναι ισοδύναμος με τον αντίστοιχο που προτείνεται στην αναφορά [13], και αναμένεται να έχει απόδοση σχεδόν ίδια με τον ML σε μικρές σηματοθορυβικές σχέσεις όπου ο θόρυβος λόγω ICI είναι πολύ μικρότερος σε σχέση με τον θερμικό. Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνεται και στη συνέχεια μέσω προσομοιώσεων. Η διασπορά στο λάθος εκτίμησης υπολογίζεται να είναι:

$$\text{var} \{U - \hat{U}^{NIV}\} \approx \frac{\sum_{k \in \Omega} \sigma_{tot}^2(k) |H_m(k)|^2}{E_s \left(\sum_{k' \in \Omega} |H_m(k')|^2 \right)^2} \quad (2-24)$$

2.4.1.3 Εκτιμητής Διανύσματος Επιπέδου καναλιού (Flat-Channel complex Vector estimator - FCV)

Ο MLV αλγόριθμος μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω στην περίπτωση που θεωρηθεί κανάλι φασματικά μη επιλεκτικό (flat fading channel). Τότε

$$\hat{U}^{FCV} = \frac{\sum_{k \in \Omega} R_m(k) \tilde{X}_m^*(k)}{\sum_{k \in \Omega} |\tilde{X}_m(k)|^2} \quad (2-25)$$

Ο προκύπτων αλγόριθμος είναι υψηλής ευαισθησίας στη φασματική επιλεξιμότητα του καναλιού. Η μείωση της απόδοσης του αλγορίθμου είναι κυρίως ορατή στις χαμηλές σηματοθορυβικές σχέσεις. Η διασπορά του εκτιμητή δίνεται από τη σχέση

$$\text{var} \{U - \hat{U}^{FCV}\} \approx \frac{1}{L_0^2 E_s} \sum_{k \in \Omega} \frac{\sigma_{tot}^2(k)}{|H_m(k)|^2} \quad (2-26)$$

Σημειώνεται ότι η φασματική απόκριση του καναλιού επηρεάζει την απόδοση του αλγορίθμου.

2.4.1.4 Εκτιμητής Μέσου Διανύσματος (Sample Average complex Vector estimator - SAV).

Ένας ψευδο- ML αλγόριθμος μπορεί να χρησιμοποιηθεί, ο οποίος παίρνει τη μέση τιμή των ανεξάρτητων μιγαδικών εκτιμήσεων ελαχίστων τετραγώνων. Αυτή η διαισθητική λύση περιγράφεται σαν

$$\hat{U}^{SAV} = \frac{1}{L_0} \sum_{k \in \Omega} \hat{U} = \frac{1}{L_0} \sum_{k \in \Omega} \frac{R_m(k)}{\tilde{X}_m(k)} \quad (2-27)$$

με αντίστοιχη διασπορά

$$\text{var}\{U - \hat{U}^{SAV}\} \approx \frac{1}{L_0^2} \sum_{k \in \Omega} \frac{\sigma_{tot}^2(k)}{|H_m(k)|^2} E\{|X_m(l)|^{-2}\} \quad (2-28)$$

Σημειώνεται ότι καθώς η διασπορά λάθους των εκτιμητών είναι συνάρτηση του $\sigma_{tot}^2(k)$, η συνιστώσα του ICI θορύβου $\sigma_{ICI}^2(k)$ θα εισάγει ένα όριο στην βέλτιστη απόδοση του αλγορίθμου η οποία θα είναι κυρίως ορατή στις μεγάλες σηματοθορυβικές σχέσεις, όπου ο θερμικός θόρυβος είναι συγκρίσιμος του ICI.

Στη συνέχεια αναλύεται το δεύτερο είδος εκτιμητών, οι εκτιμητές φάσης.

2.4.2 Εκτιμητές φάσης

Κατά τον ίδιο τρόπο με τον υπολογισμό του MLV αλγορίθμου, μπορεί να υπολογιστεί απ' ευθείας ο ML εκτιμητής της στροφής φάσης λόγω CPI, ο οποίος, όπως είναι εύκολο να δειχθεί συγκρινόμενος με την (2-15), είναι το όρισμα φάσης του αντίστοιχου MLV εκτιμητή. Ορίζουμε τον αντίστοιχο αλγόριθμο σαν MLPH. Με διαδικασία παρόμοια με εκείνη η οποία ακολουθήθηκε για τους εκτιμητές μιγαδικού διανύσματος, προκύπτουν υπο-βέλτιστες προσεγγίσεις οι οποίες οδηγούν στους Negligible-ICI (NI) και Flat-Channel (FC) ML εκτιμητές φάσεις με διασπορά η οποία προσεγγιστικά είναι η μισή των αντιστοίχων εκτιμητών διανύσματος. Ένας ακόμα *ad hoc* εκτιμητής φάσης, ο οποίος ονομάζεται PH-SAV, προκύπτει από το όρισμα φάσης του εκτιμητή SAV. Περαιτέρω προσεγγίσεις/ απλοποιήσεις των εκτιμητών φάσης μπορούν να προκύψουν με χρήση της υπόθεσης ότι η στροφή λόγω CPI, η οποία και πρέπει να εκτιμηθεί, είναι μικρή (λόγω της συνεχούς διόρθωσης που πραγματοποιεί η βαθμίδα (γ)). Στην περίπτωση αυτή, η αντίστροφη εφαπτομένη

μπορεί να παραλειφθεί κάνοντας τους αλγορίθμους απλούστερα υλοποιήσιμους. Χρησιμοποιώντας το ίδιο επιχείρημα, ο PH-SAV μπορεί να απλοποιηθεί στην απλή μορφή

$$\hat{\theta}_U^{(PH-SAV)} = \arg \left\{ \hat{U}^{PH-SAV} \right\} \approx \text{Im} \left\{ \frac{1}{L_0} \sum_{k \in \Omega} \frac{R_m(k)}{\tilde{X}_m(k)} \right\} \quad (2-29)$$

όπου το όρισμα φάσης του αντίστοιχου εκτιμητή μιγαδικού διανύσματος έχει αντικατασταθεί από το μιγαδικό μέρος (Im). Όταν η στροφή φάσης μεταξύ δύο OFDM συμβόλων είναι μικρή τότε ο αλγόριθμος συμπίπτει με εκείνους οι οποίοι περιγράφονται στις αναφορές [12] και [16]. Στην τελευταία προτείνεται η εκτίμηση να γίνεται σε υποφέροντα με μεγάλη αντίστοιχη ενέργεια καναλιού, έτσι ώστε να είναι μικρότερη η επίδραση του θορύβου, και επομένως να μειώνεται η ευαισθησία στα λάθη των προσωρινών αποφάσεων. Η διαδικασία αυτή είναι εγγενής στους ML αλγορίθμους μέσω των (βέλτιστων) συντελεστών βάρους στα αντίστοιχα υποφέροντα.

2.5 Προτεινόμενο σχήμα ενάντια σε PLL ανά υποφέρον.

Καθώς η επίδραση του CPI μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μία στροφή φάσης η οποία αλλάζει αργά με το χρόνο, άλλα *ad hoc* σχήματα θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για τη διόρθωσή του. Ένα τέτοιο σχήμα είναι μία συστοιχία από PLL, η οποία εκτιμά και διορθώνει τη στροφή φάσης ανεξάρτητα ανά υποφέρον. Η διαδικασία με την οποία παρακολουθείται η φάση περιγράφεται, παρόμοια με την [62], από τη σχέση

$$\hat{\theta}_{U,m+1}^{PLL}(k) = \hat{\theta}_{U,m}^{PLL}(k) + \mu \text{Im} \left\{ \frac{Y_m(k)}{H_m(k)} \hat{X}_m^*(k) \exp \left\{ -j \hat{\theta}_{U,m}^{PLL}(k) \right\} \right\} \quad (2-30)$$

όπου ο όρος μ περιγράφει την παράμετρο μεγέθους βήματος (step-size parameter) και $\hat{X}_m(k)$ είναι η απόφαση για το αντίστοιχο σύμβολο. Για τον ίδιο λόγο θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν και βρόχοι δεύτερης τάξης. Τέτοιες λύσεις δεν εξετάζονται στην εργασία αυτή για δύο λόγους: Η πολυπλοκότητα ενός τέτοιου συστήματος είναι σημαντικά μεγαλύτερη από το προτεινόμενο σχήμα και επίσης τα αδύνατα σημεία της ανεξάρτητης ανά υποφέρον προσέγγισης, τα οποία συζητούνται στο κεφάλαιο με τις προσομοιώσεις, συνεχίζουν να υφίστανται και στους βρόχους δευτέρας τάξεως.

2.6 Επίδραση του ICI στους εκτιμητές

Υπενθυμίζεται ότι για τον υπολογισμό της διασποράς λάθους των εκτιμητών θεωρήθηκε φασματικά ασυσχέτιστο ICI. Όπως αποδεικνύεται, στην παράγραφο 2-11, η φασματική συσχέτιση της πραγματικής ICI διαδικασίας δεν επηρεάζει την αναμενόμενη απόδοση των εκτιμητών διανύσματος, αντίθετα με τους εκτιμητές φάσης, όπου η συσχέτιση τείνει να αυξήσει την πραγματική διασπορά. Αυτή η μείωση της απόδοσης είναι σημαντική κυρίως όταν η εκτίμηση βασίζεται σε παρατηρήτεια τα οποία βρίσκονται σε γειτονικά υποφέροντα. Προκειμένου να ποσοτικοποιηθεί αυτό το φαινόμενο, ορίζεται η διαφορά πραγματικής απόδοσης του εκτιμητή (με συσχετισμένο ICI) με την απόδοση κατά την οποία έχει θεωρηθεί η υπόθεση ασυσχέτιστου ICI, σαν

$$D^2 = \text{var}\left\{\theta_U - \hat{\theta}_U\right\}_{\text{actual ICI}} - \text{var}\left\{\theta_U - \hat{\theta}_U\right\}_{\text{uncorrelated ICI}} \quad (2-31)$$

Στην παράγραφο 2-11 έχει επίσης δειχθεί ότι η μέγιστη υποβάθμιση της απόδοσης του εκτιμητή D_{\max}^2 συμβαίνει όταν για εκτίμηση έχουν χρησιμοποιηθεί όλα τα υποφέροντα. Στην περίπτωση του MLPH εκτιμητή, η D_{\max}^2 υπολογίζεται ότι είναι

$$D_{\max,MLPH}^2 \approx \frac{1}{2} \frac{\sum_{k \in \Omega} \sigma_{ICI \text{ mod}}^2(k) |H_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k)}{E_s \left(\sum_{k' \in \Omega} |H_m(k')|^2 / (\sigma_{tot}^2(k))^2 \right)} \quad (2-32)$$

$$\text{με } \sigma_{ICI \text{ mod}}^2(k) = E_s \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq k}}^{N-1} E \left\{ |U_m(q-k)|^2 \right\} |H_m(q)|^2 / \sigma_{tot}^2(q) \quad (2-33)$$

Στην περίπτωση του NIPH εκτιμητή, δίνεται από τη σχέση

$$D_{\max,NIPH}^2 = \frac{\sum_{k \in \Omega} \sigma_{ICI}^2(k) |H_m(k)|^2}{2E_s \left(\sum_{k' \in \Omega} |H_m(k')|^2 \right)^2} \quad (2-34)$$

όταν για την περίπτωση των FCPH και MVPH αλγορίθμων, δίνεται από τη σχέση

$$D_{\max,FCPH/MVPH}^2 \approx \frac{\sigma_{ICI,FC}^2}{2L_0 E_s} \quad (2-35)$$

όπου $\sigma_{ICI,FC}^2$ είναι η απόκλιση του ICI στην περίπτωση όπου έχει θεωρηθεί κανάλι χωρίς διαλείψεις:

$$\sigma_{ICI,FC}^2 \approx E_S \sum_{\substack{q=0 \\ l \neq k}}^{N-1} E \left\{ |U_m(q-k)|^2 \right\} \quad (2-36)$$

Ορίζεται σαν Ω ένα σύνολο μεγέθους s_Ω από ισαπέχοντα υποφέροντα απόστασης d_0 . Στον υπολογισμό του D^2 (παρ. 2-11) αποδεικνύεται ότι οι συνεισφέροντες όροι $E \left\{ |U_m(q)|^2 \right\}$ αντιστοιχούν σε $q = \pm kd_0$ με $k = 1 \dots s_\Omega - 1$. Λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι το $E \left\{ |U_m(q)|^2 \right\}$ μειώνεται με το $|q|$ (βλ. (2-14)), συμπεραίνεται ότι το D^2 μειώνεται με το L_0 . Επίσης συμπεραίνεται, με χρήση προσομοιώσεων, ότι όταν το L_0 αυξάνεται, το D^2 τείνει να μηδενιστεί.

Συμπερασματικά οι αποκλίσεις λάθους των εκτιμητών είναι κάτω φραγμένες από τις εκφράσεις οι οποίες υπολογίστηκαν με τη χρήση του φασματικά ασυσχέτιστου ICI, και άνω φραγμένες από τις ίδιες εκφράσεις στις οποίες έχει όμως προστεθεί η υποβάθμιση απόκλισης όπως έχει υπολογιστεί από τις σχέσεις (2-32)-(2-36).

2.7 Μέθοδοι επέκτασης της περιοχής λειτουργίας του σχήματος με χρήση προσωρινών αποφάσεων

Η περιοχή λειτουργίας του προτεινόμενου σχήματος, το οποίο χρησιμοποιεί προσωρινές αποφάσεις, περιορίζεται από το $U_m^{(res)}$, που πρέπει να είναι τέτοιο ώστε τα περισσότερα από τα λαμβανόμενα (διαμορφωμένα κατά QAM) σύμβολα, να είναι στα (γεωμετρικά) όρια σωστής απόφασης. Αυτό μπορεί να είναι ιδιαίτερα δύσκολο στις περιπτώσεις μετάδοσης QAM συμβόλων υψηλής τάξης (όπως 64 QAM). Προκειμένου να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα προτείνονται δύο σχήματα τα οποία και περιγράφονται παρακάτω:

(V.1) Σχήμα αρωγής μέσω χρήσης αστερισμών μειωμένης τάξης (*Reduced Constellation Aided – RCA scheme*) και

(V.2) Σχήμα προσωρινών αποφάσεων βασισμένο σε εσωτερικά σύμβολα (*Inner-Symbols Decision-Directed scheme – ISDD*)

V.1: RCA: Αυτό το σχήμα υποθέτει ότι το σύνολο υποφερόντων Ω , το οποίο χρησιμοποιείται για προσωρινές αποφάσεις, είναι διαμορφωμένο με QAM σύμβολα μικρής τάξης, που είναι πιο εύρωστα στα λάθη απόφασης. Στην περίπτωση όπου το σύνολο Ω είναι πολύ μικρού μεγέθους (ένα ή δύο

υποφέροντα) μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία προσέγγιση δύο βημάτων: Μία πρώτη χονδροειδής εκτίμηση και διόρθωση λαμβάνει χώρα χρησιμοποιώντας το Ω . Με τον τρόπο αυτό τα περισσότερα σύμβολα επανατοποθετούνται στις περιοχές σωστής απόφασης. Ακολουθεί ένας δεύτερος γύρος εκτίμησης/ διόρθωσης, αυξημένης ακριβείας, ο οποίος βασίζεται σε προσωρινές αποφάσεις οι οποίες λαμβάνουν χώρα σε ένα μεγαλύτερο σύνολο υποφερόντων.

V.2: ISDD: Μία άλλη προσέγγιση επέκτασης της περιοχής λειτουργίας του σχήματος για μεγαλύτερες PHN και RFO βασίζεται στο γεγονός ότι τα εσωτερικά σημεία ενός συνηθισμένου QAM αστερισμού αποτελούν QPSK υπο-αστερισμούς. Σε υψηλά SNR, στροφή λόγω CPI μπορεί να οδηγήσει σε λάθη απόφασης. Μία λεπτομερής εξέταση της γεωμετρίας των QAM αστερισμών δείχνει ότι όποτε εκπέμπεται ένα εσωτερικό σύμβολο, η διαδικασία απόφασης θα εξάγει ένα από τα σύμβολα ίδιου ή μεγαλύτερου πλάτους, γεγονός το οποίο δεν είναι αληθές για τα υπόλοιπα σύμβολα. Η παρατήρηση αυτή, συνδυαζόμενη με το ότι η γωνιακή απόσταση μεταξύ των εσωτερικών QPSK συμβολών είναι μεγαλύτερη, υποδηλώνει ότι αν η συσκευή απόφασης εξάγει ένα εσωτερικό σύμβολο, η απόφαση μπορεί να θεωρηθεί σαν μεγαλύτερης αξιοπιστίας. Με χρήση των παραπάνω παρατηρήσεων προκύπτει το προτεινόμενο σχήμα: Μετά τη λήψη των προσωρινών αποφάσεων στη βαθμίδα (α), οι αποφάσεις οι οποίες αντιστοιχούν σε εσωτερικά QPSK σύμβολα θεωρούνται αξιόπιστες και η εκτίμηση γίνεται χρησιμοποιώντας μόνο τα σύμβολα αυτά. Στην περίπτωση όπου κατά τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου δεν εμφανίζεται εσωτερικό σύμβολο, δεν λαμβάνει χώρα εκτίμηση και διόρθωση. Η διαδικασία θα συνεχισθεί με την επανεμφάνιση εσωτερικού συμβόλου. Προκειμένου ένα τέτοιο σχήμα να αδυνατεί να ακολουθήσει τη στροφή λόγω CPI, θα πρέπει να μην εμφανιστεί (τυχαία) κανένα εσωτερικό σύμβολο για ένα μεγάλο αριθμό OFDM συμβόλων. Ενδεχόμενο ιδιαίτερος μικρής πιθανότητας.

2.8 Προσομοιώσεις

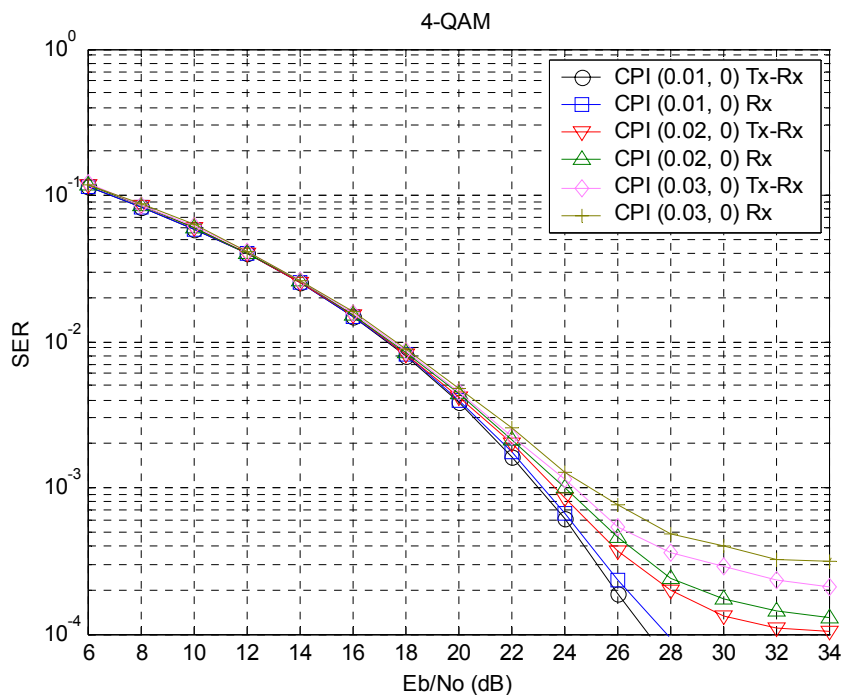
Προκειμένου να διερευνηθεί η απόδοση των προτεινόμενων αλγορίθμων και σχημάτων, έχουν λάβει χώρα εκτεταμένες προσομοιώσεις. Έχουν υποτεθεί M-QAM αστερισμοί με $M=4, 16$ και 64 . Για την περιγραφή της συνδυασμένης επίδρασης φάσης έχει χρησιμοποιηθεί η σημειογραφία

$CPI(\gamma, \Delta fT)$, όπου $\gamma = \sigma_\phi^2 N$ και ΔfT είναι η κανονικοποιημένη RFO σε ποσοστό της φασματικής απόστασης μεταξύ υποφερόντων. Το στατικό κανάλι το οποίο έχει υποτεθεί, περιγράφει διάδοση μέσω μη οπτικής επαφής, για εφαρμογές σταθερής ασύρματης πρόσβασης, μικρού αστικού περιβάλλοντος, στη συχνότητα των 5.8 GHz και χαρακτηρίζεται από έντονη φασματική επιλεκτικότητα. Ο DFT είναι 256 σημείων και το κυκλικό πρόθεμα το οποίο έχει υποτεθεί αποτελείται από 48 δείγματα και είναι μεγαλύτερο του CIR.

2.8.1 Προσομοιώσεις στη περίπτωση μη ιδανικού ταλαντωτή στον πομπό

Οι προσομοιώσεις της παραγράφου αυτής διερευνούν την απόδοση του συστήματος όπως επηρεάζεται και από του δύο ταλαντωτές (Tx και Rx) στην περίπτωση κατά την οποία δεν χρησιμοποιούνται πιλοτικά σύμβολα και επαληθεύει την εγκυρότητα της προσέγγισης (2-9).

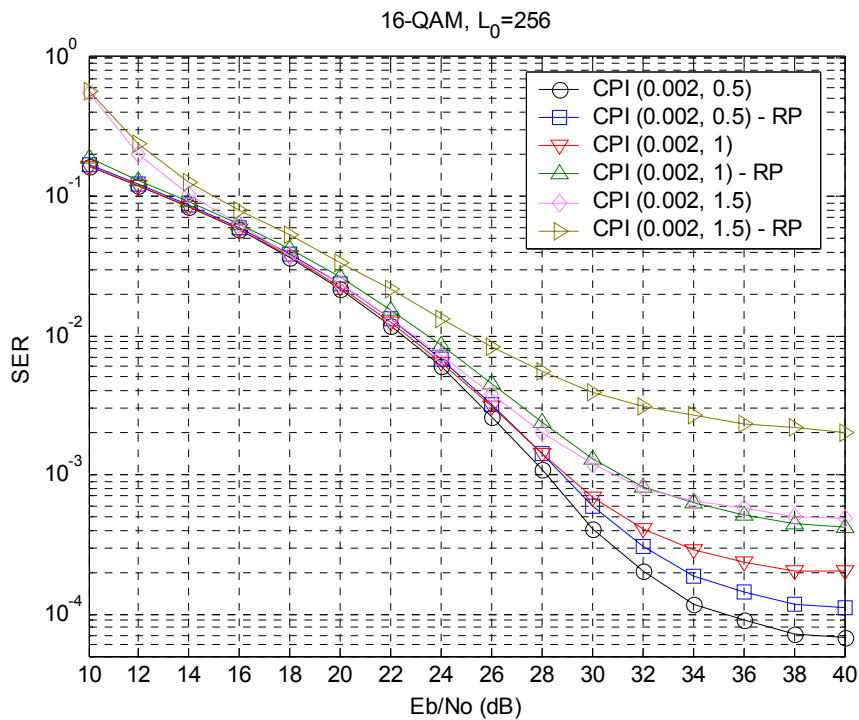
Οι προσομοιώσεις θεωρούν περιβάλλον όπου υπάρχει μόνο PHN και απεικονίζονται στο **Σχ. 2-6**. Ο αλγόριθμος ο οποίος έχει χρησιμοποιηθεί είναι ο NIPH. Για κάθε τιμή PHN, δύο περιπτώσεις έχουν υποτεθεί: Η πρώτη θεωρεί δύο διαφορετικούς ταλαντωτές, έναν στον Tx και έναν στον Rx, με ίσες σ_ϕ^2 , ενώ στη δεύτερη περίπτωση θεωρείται μόνο ένας ταλαντωτής στον Rx με τη διπλάσια διασπορά ($2\sigma_\phi^2$). Επιβεβαιώνεται ότι ένας εκτιμητής/ διορθωτής του U_m μπορεί να διορθώσει την επίδραση και των δύο ταλαντωτών όπως ακριβώς και στην περίπτωση του ενός ταλαντωτή στον Rx. Επίσης συμπεραίνεται ότι το υπόβαθρο απόδοσης λόγω ICI (το οποίο γίνεται εμφανές για μεγάλες τιμές του SNR όπου το ICI είναι η προεξέχουσα πηγή θορύβου) είναι μεγαλύτερο στην περίπτωση όπου έχει υποτεθεί ένας ταλαντωτής στον Rx, όπως έχει ήδη περιγραφεί. Για τις προσομοιώσεις οι οποίες περιγράφονται στις επόμενες παραγράφους έχει υποτεθεί μόνο ένας ταλαντωτής στον Rx για δύο λόγους: (α) στην περίπτωση αυτή η (2-9) είναι ακριβής ισότητα, οπότε και μπορούν να επιβεβαιωθούν τα θεωρητικά αποτελέσματα που παρέχονται στις προηγούμενες παραγράφους και (β) επειδή όπως δείχθηκε αυτή είναι μία πεσιμιστική (συντηρητική) υπόθεση σχετικά με την αναμενόμενη απόδοση.



Σχ. 2-6. Απόδοση του προτεινόμενου σχήματος, με χρήση του NIPH αλγορίθμου, στην περίπτωση ιδανικού και πραγματικού Rx ταλαντωτή.

2.8.2 Προσομοιώσεις με σχήμα μειωμένης επεξεργασίας

Το προτεινόμενο σχήμα μπορεί να απλοποιηθεί υιοθετώντας μεθόδους μειωμένης επεξεργασίας (Reduced Processing – RP), με αντίστοιχη μείωση στην απόδοση του συστήματος. Στην συγκεκριμένη RP μέθοδο, η κοινή επίδραση του CPI εκτιμάται χωρίς την χρήση προσωρινών αποφάσεων αλλά με τη χρήση των αποφάσεων της τελικής συσκευής απόφασης. Η προκύπτουσα εκτίμηση χρησιμοποιείται μόνο για τη ανανέωση της βαθμίδας (γ) ενώ οι βαθμίδες (α) και (β) απουσιάζουν. Καθώς το προτεινόμενο αυτό σχήμα μειωμένης πολυπλοκότητας δεν χρησιμοποιεί την εκτίμηση για τη διόρθωση του CPI στο τρέχον OFDM σύμβολο, αλλά στο επόμενο, αναμένεται υποβιβασμός της απόδοσης του σχήματος.

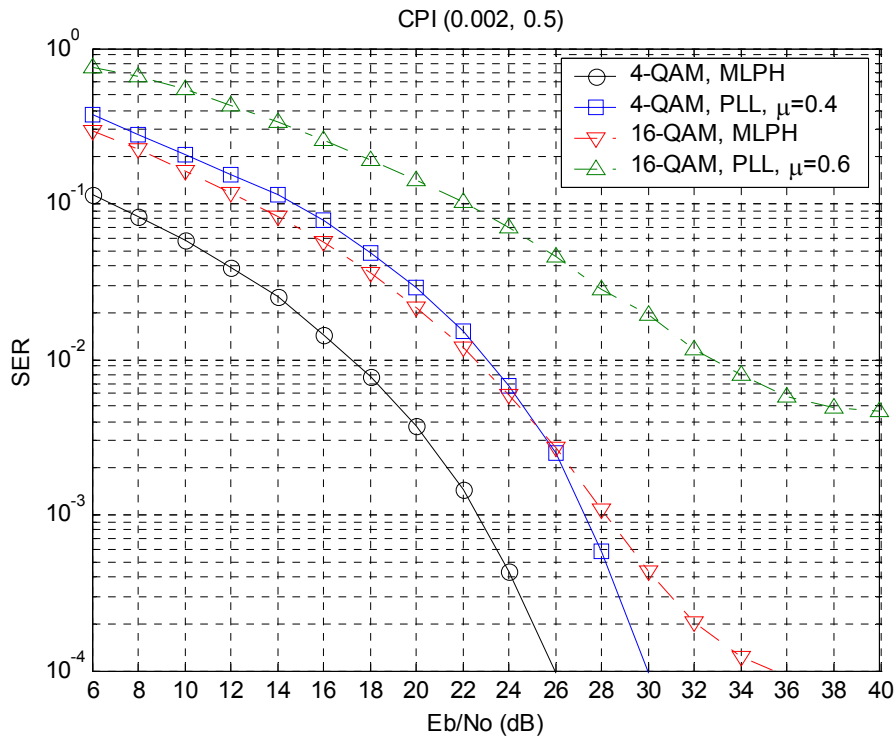


Σχ. 2-7. Μείωση απόδοσης λόγω χρήσης μεθόδου μειωμένης επεξεργασίας; MLPH αλγόριθμος; $L_0=256$; 16-QAM.

Στο Σχ. 2-7 απεικονίζεται αυτός ο υποβιβασμός για διάφορες τιμές του CPI. Έχει γίνει χρήση MLPH αλγορίθμου, 16-QAM διαμόρφωσης και η εκτίμηση έχει λάβει χώρα στο σύνολο των υποφερόντων ($L_0 = N$). Παρατηρείται ότι η μείωση απόδοσης μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα μόνο στην περίπτωση μικρών CPI τιμών και στα χαμηλά SNR .

2.8.3 Σύγκριση προτεινόμενου σχήματος με PLL ανά υποφέρον

Στο Σχ. 2-8 απεικονίζεται η απόδοση της συστοιχίας PLL σε σύγκριση με την αντίστοιχη απόδοση του προτεινόμενου σχήματος για 4- και 16-QAM. Η τιμή της παραμέτρου έχει επιλεγεί ώστε το PLL να επιτυγχάνει την καλύτερη δυνατή απόδοση. Συμπεραίνεται ότι η χρήση συστοιχίας από PLL ανά υποφέρον έχει σημαντικά μειωμένη απόδοση σε σχέση με εκείνη του προτεινόμενου σχήματος, ακόμα και στην περίπτωση όπου εκτέμπονται σύμβολα διαμορφωμένα κατά 4 - QAM

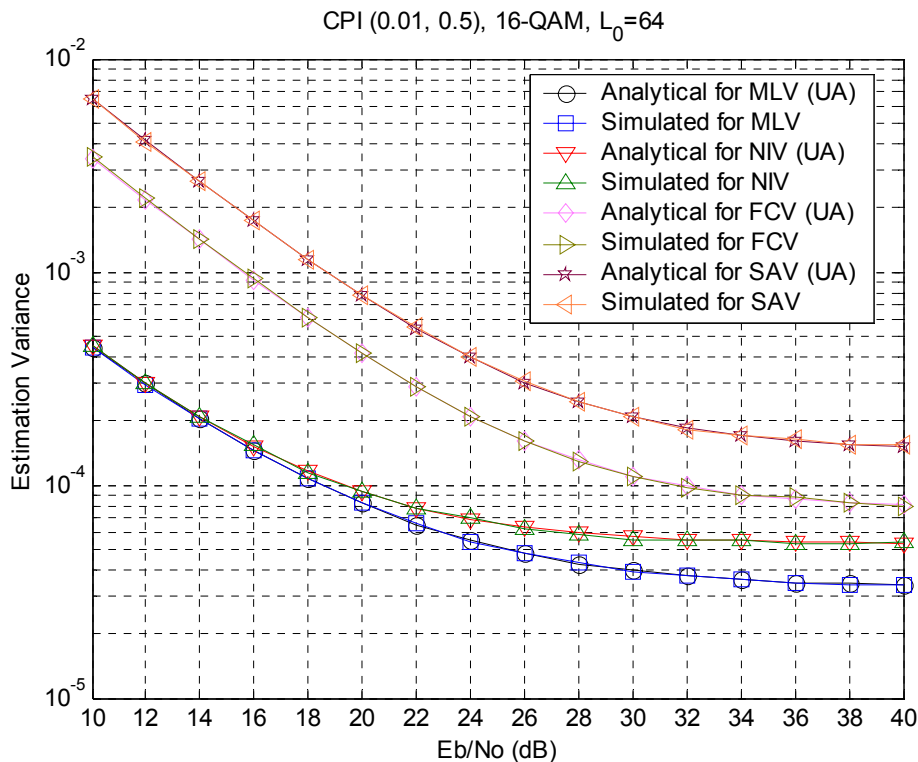


Σχ. 2-8. Διαφορά απόδοσης μεταξύ του προτεινόμενου σχήματος και συστοιχίας ανεξαρτήτων PLL ανά υποφέρων, $L_0=256$; 4,16-QAM.

Η μείωση απόδοσης οφείλεται κυρίως στην ευαισθησία του PLL στον θόρυβο, καθώς δεν επιχειρείται βελτιστοποίηση της εκτίμησης με χρήση της γνώσης ότι το CPI έχει κοινή επίδραση σε όλα τα υποφέροντα. Το φαινόμενο αυτό είναι ιδιαίτερος έντονο στην περίπτωση όπου το PLL προσπαθεί να ανιχνεύσει και να ακολουθήσει τη στροφή φάσης σε υποφέρων που βρίσκεται σε έντονη φασματική διάλειαση. Σε τέτοια περίπτωση με μείωση της τιμής του μ αυξάνεται η ευρωστία του PLL αλγορίθμου στο θόρυβο αλλά μειώνεται η ικανότητα προσαρμογής του στις αλλαγές φάσης. Σε αντίθεση με τη συστοιχία από PLL, το προτεινόμενο σχήμα βελτιστοποιεί την εκτίμηση χρησιμοποιώντας ένα μεγάλο αριθμό υποφερόντων. Κατά αυτόν τον τρόπο, η προτεινόμενη τεχνική μπορεί να θεωρηθεί σαν ένας ανιχνευτής φάσης που χρησιμοποιεί τη γνώση της κοινής επίδρασης του CPI ανά υποφέρων ώστε να μειωθεί η ευαισθησία στο θόρυβο.

2.8.4 Επίδοση των εκτιμητών με μέτρο την διασπορά σφάλματος

Το Σχ. 2-9 απεικονίζει την επίδοση διασποράς σφάλματος των εκτιμητών μιγαδικού διανύσματος και επιβεβαιώνονται τα αναλυτικά αποτελέσματα των παραγράφων (2.4) και (2.6). Για τις προσομοιώσεις αυτές έχουν θεωρηθεί αρχικά αλάνθαστες προσωρινές αποφάσεις.



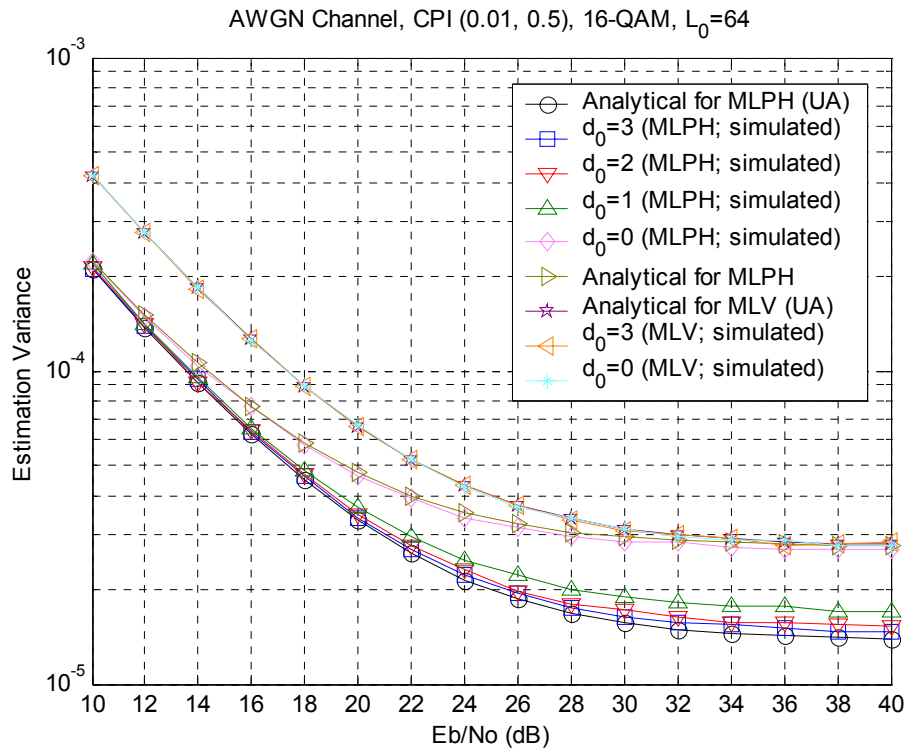
Σχ. 2-9. Διασπορά σφάλματος εκτιμητών μιγαδικού διανύσματος (CV); $L_0=64$; 16-QAM και απόσταση 4 μεταξύ των υποφερόντων που χρησιμοποιούνται για εκτίμηση.

Τα υποφέροντα που έχουν χρησιμοποιηθεί για εκτίμηση είναι $L_0 = 64$, διατεταγμένα σε ίσες αποστάσεις και επίσης έχει θεωρηθεί 64-QAM διαμόρφωση. Τα απεικονιζόμενα αναλυτικά αποτελέσματα χρησιμοποιούν την υπόθεση του φασματικά ασυσχέτιστου (*Uncorrelated Assumption* – UA) ICI. Όπως παρατηρείται, οι NI αλγόριθμοι παρουσιάζουν υποδεέστερη απόδοση σε σχέση με τους αντίστοιχους ML μόνο στα υψηλά SNR όπου ο θόρυβος λόγω ICI είναι ο προεξέχων. Στην περίπτωση της FC απλοποίησης παρατηρείται επιπρόσθετη υποβάθμιση απόδοσης, η οποία είναι άμεσα εξαρτώμενη από την φασματική επιλεκτικότητα του καναλιού και μπορεί να είναι μεγαλύτερη από 10 dB. Όπως επίσης είναι αναμενόμενο ο SAV αλγόριθμος είναι μικρότερης ακόμα απόδοσης σε σχέση με τους προηγούμενους.

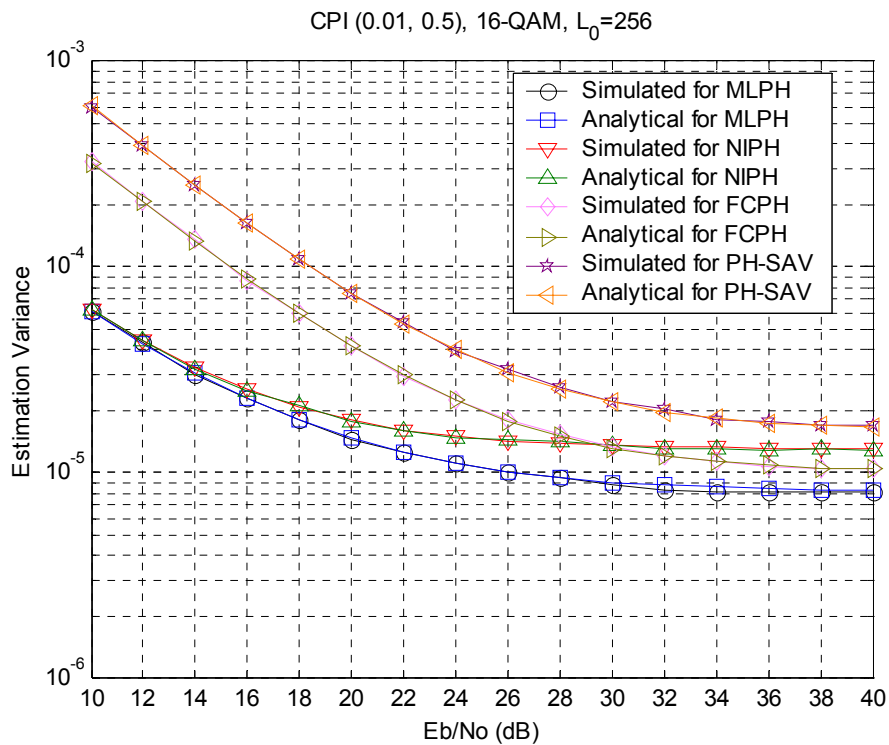
Στο **Σχ. 2-10** απεικονίζεται η εξάρτηση της διασποράς λάθους του εκτιμητή από την απόσταση d_0 των υποφερόντων που έχουν χρησιμοποιηθεί για εκτίμηση, στην περίπτωση όπου η διαμόρφωση είναι 16-QAM, $L_0 = 64$ και έχει θεωρηθεί AWGN κανάλι με αλάνθαστες προσωρινές αποφάσεις. Οι προσομοιώσεις απεικονίζουν αποστάσεις οι οποίες κυμαίνονται από $d_0 = 0$ (η εκτίμηση γίνεται σε διπλανά υποφέροντα) έως $d_0 = 3$. Τα αποτελέσματα απεικονίζουν την απόδοση των ML αλγορίθμων. Οι αναλυτικές (analytical) καμπύλες περιγράφουν την ελάχιστη διασπορά (στην περίπτωση της φασματικά ασυσχέτιστης υπόθεσης) καθώς επίσης και τη μέγιστη διασπορά (θεωρώντας το πραγματικό ICI, όπως περιγράφεται στην παράγραφο 2.6). Παρατηρείται ότι στην περίπτωση των εκτιμητών μιγαδικού διανύσματος η διασπορά είναι ανεξάρτητη του d_0 , ενώ η διασπορά των εκτιμητών φάσης μειώνεται καθώς το d_0 αυξάνεται, όπως επίσης περιγράφεται στην παράγραφο 2.6. Στο **Σχ. 2-11** απεικονίζεται η απόδοση των εκτιμητών φάσης στη περίπτωση όπου $L_0 = N$, συγκρινόμενη με τα θεωρητικά αποτελέσματα και παρατηρείται ότι υπάρχει πολύ καλή συμφωνία. Η επίδραση των πραγματικών (με σφάλματα) προσωρινών αποφάσεων στη διασπορά των ML και MLPH αλγορίθμων, για κανάλι με διαλείψεις και $L_0 = N$, απεικονίζεται στο **Σχ. 2-12**. Από το ίδιο σχήμα γίνεται αντιληπτό ότι η απόδοση του MLPH αλγορίθμου είναι υποδεέστερη από την αναμενόμενη υπό την υπόθεση φασματικά ασυσχέτιστου ICI.

2.8.5 Το RCA σχήμα

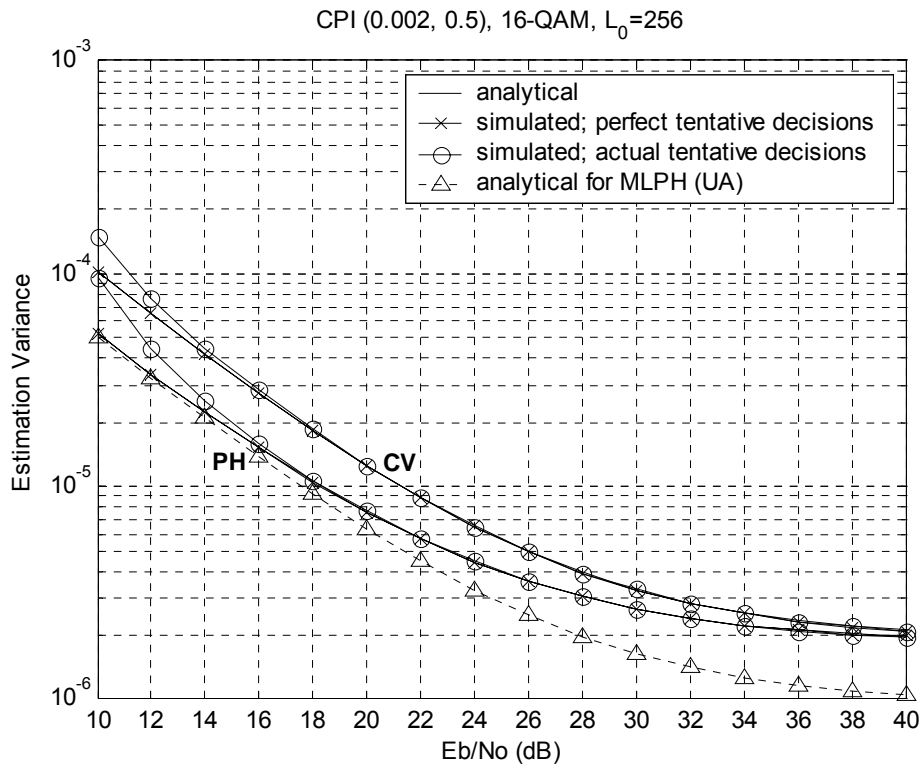
Οι προσομοιώσεις του **Σχ. 2-13** απεικονίζουν την απόδοση του RCA σχήματος με 64-QAM διαμόρφωση και εκτιμητές διανύσματος. Στην περίπτωση αυτή έχουν χρησιμοποιηθεί 4 ισαπέχοντα υποφέροντα, διαμορφωμένα με 4-QAM, η θέση των οποίων δεν είναι σταθερή αλλά μετακινούνται κυκλικά κατά μία θέση ανά OFDM σύμβολο. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μείωση της ευαισθησίας της εκτίμησης στις φασματικές διαλείψεις. Για τις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκε CPI (0.002,1), τέτοιο ώστε ένα συμβατικό σύστημα χρήσης προσωρινών αποφάσεων να μη μπορεί να παρέχει αξιόπιστη έξοδο. Παρατηρείται ότι το προτεινόμενο σχήμα μπορεί να διορθώσει το CPI σχεδόν ιδανικά, χωρίς καν την χρήση διαδικασίας δύο βημάτων, ανεξάρτητα του αλγορίθμου εκτίμησης που έχει επιλεγεί.



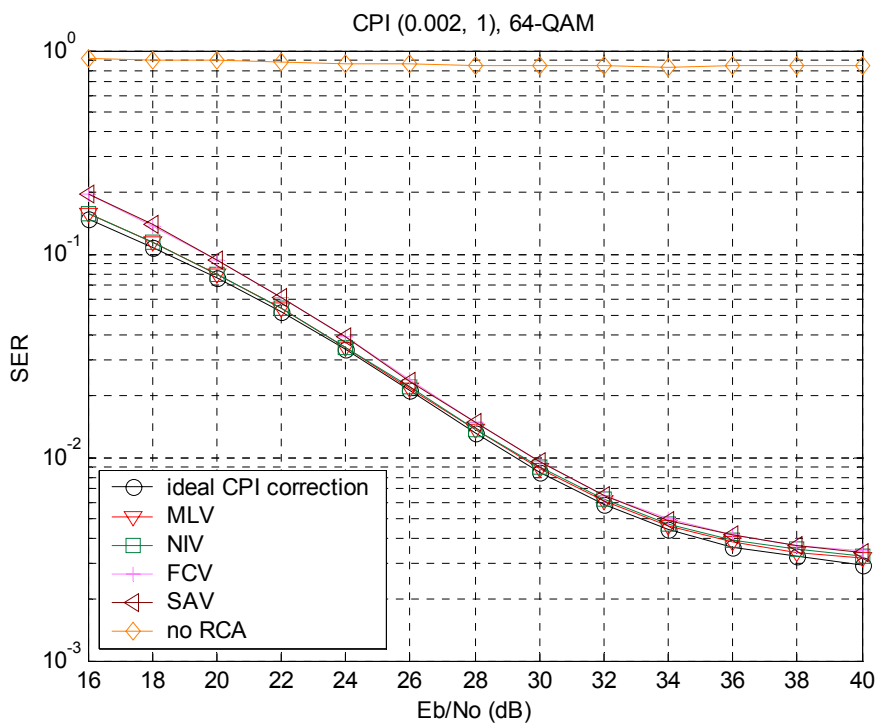
Σχ. 2-10. Διασπορά σφάλματος των MLPH και MLV εκτιμητών; $L_0=64$; 16-QAM; AWGN κανάλι και μεταβλητή απόσταση μεταξύ των υποφερόντων που χρησιμοποιούνται για εκτίμηση.



Σχ. 2-11. Διασπορά σφάλματος των εκτιμητών φάσης; $L_0=256$; 16-QAM.



Σχ. 2-12. Προσομοιωμένη και αναλυτική απόδοση των CV και PH εκτιμητών με ιδανικές και πραγματικές προσωρινές αποφάσεις.



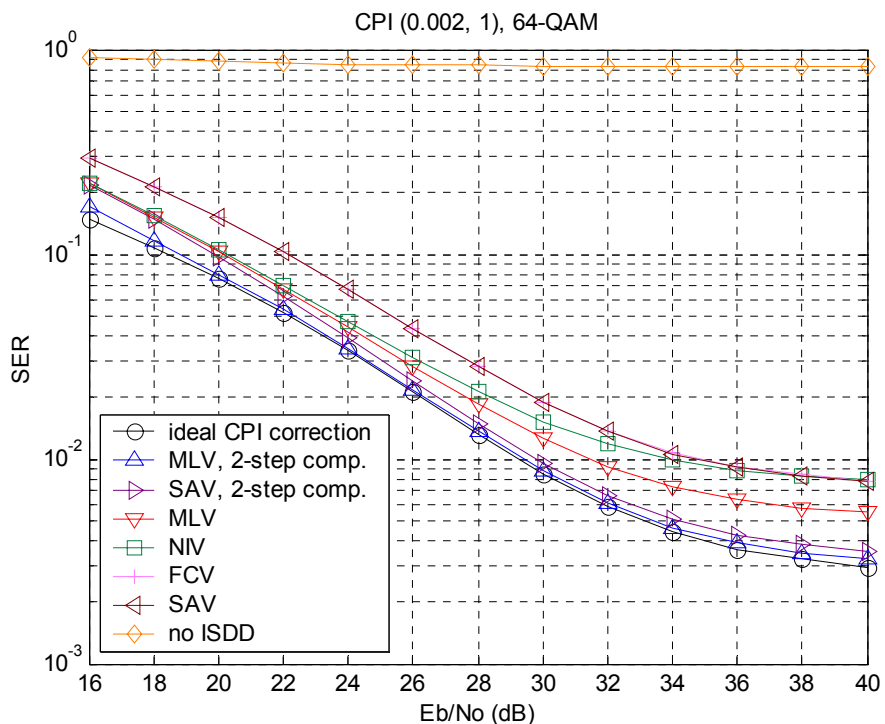
Σχ. 2-13. Απόδοση του RCA σχήματος με χρήση εκτιμητών διανύσματος.

2.8.6 Το ISDD σχήμα

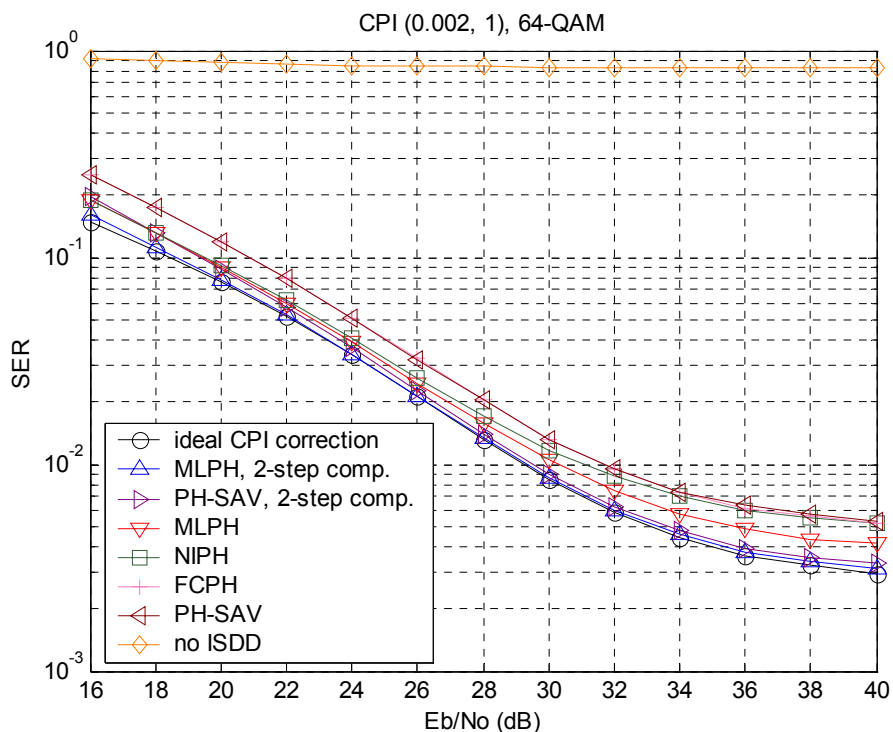
Προκειμένου να διερευνηθεί η απόδοση του προτεινόμενου ISDD σχήματος, έχουν πραγματοποιηθεί προσομοιώσεις για διαμορφώσεις 16- και 64-QAM. Τα Σχ. 2-14 και Σχ. 2-15 απεικονίζουν την απόδοση για τους εκτιμητές φάσης και διανύσματος, με χρήση του σχήματος ISDD και 64-QAM. Οι προσομοιώσεις χρησιμοποιούν $CPI(0.002,1)$. Η επαγόμενη στροφή λόγω αυτού του CPI είναι απαγορευτική για τη λήψη αξιόπιστων προσωρινών αποφάσεων. Αποδεικνύεται ότι στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται διόρθωση ενός βήματος η επιλογή του αλγορίθμου επηρεάζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος, καθώς τα εσωτερικά σύμβολα, στα οποία και βασίζεται η εκτίμηση, είναι μικρής ενέργειας (σε σύγκριση με τη μέση ενέργεια συμβόλου) και η πιθανότητα εμφάνισής τους είναι μικρή (4/64). Επιπρόσθετα, δείχνεται ότι το σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί εκτιμητές φάσης έχει βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με εκείνο που χρησιμοποιεί εκτιμητές διανύσματος. Με χρήση διόρθωσης δύο βημάτων, η προκύπτουσα απόδοση είναι πολύ κοντά σε εκείνη για την οποία έχουμε ιδανική διόρθωση (όπου θεωρείται τέλεια γνώση του CPI), ακόμα και για τους εκτιμητές υποδεέστερης απόδοσης. Στο Σχ. 2-16 παρουσιάζονται προσομοιώσεις για 16-QAM και $CPI(0.01,1)$. Όπως φαίνεται στην περίπτωση της 16-QAM διαμόρφωσης δεν υπάρχει αναγκαιότητα για διόρθωση δύο βημάτων λόγω της μεγάλης ενέργειας των εσωτερικών συμβόλων και την υψηλότερη πιθανότητα μετάδοσης ενός τέτοιου συμβόλου (4/16).

2.9 Συμπεράσματα

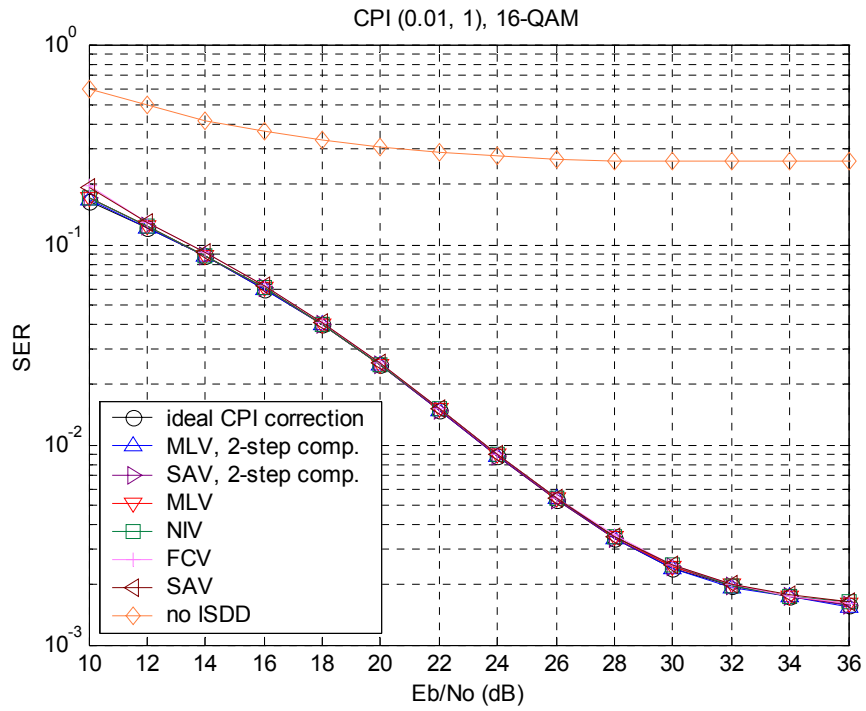
Στην παράγραφο αυτή προτάθηκαν και μελετήθηκαν βέλτιστοι αλγόριθμοι και οι απλοποιημένες εκδόσεις τους, οι οποίοι, χωρίς την χρήση πιλοτικών συμβόλων, στοχεύουν στην διόρθωση της κοινής επίδρασης των PHN και RFO σε όλα τα υποφέροντα του ίδιου OFDM συμβόλου. Δείχθηκε ότι οι εκτιμητές φάσης είναι δυνατό να έχουν καλύτερη απόδοση από τους αντίστοιχους διανύσματος, και ότι μπορούν να επιτύχουν σχεδόν ιδανική διόρθωση ακόμα και στην περίπτωση διαμορφώσεων υψηλής τάξης και στην περίπτωση που το μέγεθος του CPI είναι απαγορευτικό για την λήψη αξιόπιστων προσωρινών αποφάσεων μέσω συμβατικών μεθόδων απόφασης.



Σχ. 2-14. Απόδοση SER του προτεινόμενου ISDD σχήματος με χρήση των εκτιμητών διανύσματος και χρήση 64-QAM διαμόρφωσης.



Σχ. 2-15. Απόδοση SER του προτεινόμενου ISDD σχήματος με χρήση των εκτιμητών φάσης και χρήση 64-QAM διαμόρφωσης.



Σχ. 2-16. Απόδοση SER του προτεινόμενου ISDD σχήματος με χρήση των εκτιμητών διανύσματος και χρήση 16-QAM διαμόρφωσης.

2.10 Παράρτημα: Υπολογισμός των ML εκτιμητών μιγαδικού διανύσματος και φάσης

2.10.1 Υπολογισμός MLV εκτιμητή

Σύμφωνα με τις σχέσεις (2-9) και (2-21), τα τροποποιημένα $R_m(k)$ σύμβολα τα οποία χρησιμοποιούνται προκειμένου να πραγματοποιηθεί η εκτίμηση, περιγράφονται από τη σχέση

$$R_m(k) = U\tilde{X}_m(k) + n(k) \quad (2-37)$$

όπου

$$n(k) = \begin{cases} \frac{n_{ICI}(k) + w(k)}{H_m(k)\hat{U}_{m-1}}; & \text{για ανιχνευτικές αποφασίες} \\ \frac{n_{ICI}(k) + w(k)}{H_m(k)\hat{U}_{m-1}}; & \text{για πιλοτικά σύμβολα} \end{cases} \quad (2-38)$$

Καθώς ο ICI θόρυβος έχει υποτεθεί κανονικός και μηδενικής μέσης τιμής, τα $n(k)$ περιγράφουν δείγματα κανονικής κατανομής, με μηδενική μέση τιμή και διασπορά

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_{tot}^2(k)}{|H_m(k)|^2} \quad (2-39)$$

Κατά αυτόν τον τρόπο, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των $R_m(k)$ συμβόλων δίνεται από τη σχέση

$$f(R_m(k) \setminus U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma(k)} \exp \left\{ -\frac{|R_m(k) - U\tilde{X}_m(k)|^2 |H_m(k)|^2}{2\sigma_{tot}^2(k)} \right\} \quad (2-40)$$

επομένως, καθώς οι επιμέρους τυχαίες μεταβλητές έχουν θεωρηθεί ανεξάρτητες ανά υποφέρων, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας για το σύνολο Ω θα δίνεται από τη σχέση

$$f(R_m(k) : k \in \Omega \setminus U) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^{L_o} \prod_{k \in \Omega} \sigma(k)} \exp \left\{ -\sum_{k \in \Omega} \frac{|R_m(k) - U\tilde{X}_m(k)|^2 |H_m(k)|^2}{2\sigma_{tot}^2(k)} \right\} \quad (2-41)$$

Εξαιρώντας τους όρους οι οποίοι δεν περιέχουν πληροφορία για το U , η log-likelihood συνάρτηση προκύπτει από την παραπάνω εξίσωση

$$\Lambda(R_m(k) : k \in \Omega \setminus U) = \sum_{k \in \Omega} \frac{|R_m(k) - U\tilde{X}_m(k)|^2 |H_m(k)|^2}{2\sigma_{tot}^2(k)} \quad (2-42)$$

με μεγιστοποίηση της οποίας κατά U , προκύπτει η MLV εκτίμηση της σχέσης (2-20)

2.10.2 Υπολογισμός MLPH εκτιμητή

Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί για το U η προσέγγιση μοναδιαίου πλάτους ($U = e^{j\theta}$) η log-likelihood συνάρτηση, μετατρέπεται στην

$$\Lambda(R_m(k) : k \in \Omega \setminus \theta) = \sum_{k \in \Omega} \frac{|R_m(k) - e^{j\theta} \tilde{X}_m(k)|^2 |H_m(k)|^2}{2\sigma_{tot}^2(k)} \quad (2-43)$$

με χρήση της ιδιότητας $|\alpha - \beta|^2 = |\alpha|^2 + |\beta|^2 - 2\text{Re}\{a\beta^*\}$ και εξαιρώντας τους όρους οι οποίοι δεν περιέχουν πληροφορία για το θ , προκύπτει η ισοδύναμη συνάρτηση

$$\Lambda'(R_m(k) : k \in \Omega \setminus \theta) = \text{Re} \left\{ \frac{e^{-j\theta}}{2} \sum_{k \in \Omega} \frac{R_m(k) \tilde{X}_m^*(k) |H_m(k)|^2}{\sigma_{tot}^2(k)} \right\} \quad (2-44)$$

Ορίζοντας σαν

$$\psi = \sum_{k \in \Omega} \frac{R_m(k) \tilde{X}_m^*(k)}{\sigma_{tot}^2(k)} \quad (2-45)$$

η παραπάνω σχέση μετατρέπεται στην

$$\Lambda'(R_m(k) : k \in \Omega \setminus \theta) = \frac{|\psi|}{2} \cos[\arg(\psi) - \theta] \quad (2-46)$$

το οποίο μεγιστοποιείται όταν $\arg(\psi) = \theta^{MLPH}$, από το οποίο προκύπτει ότι ο MLPH εκτιμητής

δίνεται σαν το όρισμα γωνίας του MLV.

2.11 Παράρτημα: Υπολογισμός απόκλισης σφάλματος του εκτιμητή MLPH

Εδώ, υπολογίζεται προσεγγιστικά η διασπορά λάθους του MLPH εκτιμητή με χρήση της ακριβούς περιγραφής για το ICI όπως μοντελοποιείται από την (2-10). Χρησιμοποιώντας την ίδια διαδικασία μπορούν να υπολογιστούν και οι διασπορές των άλλων εκτιμητών, ακόμα και όταν έχει υποτεθεί ασυσχέτιστο ICI. Οι προσεγγίσεις οι οποίες υιοθετούνται κατά τον υπολογισμό είναι: μεγάλος σηματοθορυβικός λόγος, αλάνθαστες προσωρινές αποφάσεις και μεγάλο Ω .

Όπως έχει ήδη εξηγηθεί στην παράγραφο 2.3 οι εκτιμητές μπορούν να υπολογίσουν το $U_m^{(res)}$ που περιγράφει την υπολειπόμενη επίδραση του CPI μετά την διόρθωση του U_{m-1} , όταν έχει γίνει χρήση προσωρινών αποφάσεων ή του U_m στην περίπτωση χρήσης πιλότων. Καθώς έχουν υποτεθεί αλάνθαστες προσωρινές αποφάσεις, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ίδια ανάλυση. Μπορεί εύκολα να δειχθεί ότι στην περίπτωση προσωρινών αποφάσεων ο MLPH εκτιμητής μπορεί να εκφρασθεί σαν:

$$\hat{\theta}_{U,m}^{(res)} = \arg \left\{ \sum_{k \in \Omega} R_m(k) X_m^*(k) \frac{|H_m(k)|^2}{\sigma_{tot}^2(k)} \right\} \quad (2-47)$$

Με χρήση των (2-9) και (2-21) και καθώς $U_m (\approx \exp\{j\theta_{U,m}\}) = \exp\{j\hat{\theta}_{U,m-1}\} U_m^{(res)}$ (από τον ορισμό του $U_m^{(res)}$) αποδεικνύεται ότι

$$R_m \approx U_m^{(res)} X_m(k) + \frac{n_{tot}(k)}{H_m(k) \exp\{j\hat{\theta}_{U,m-1}\}} \quad (2-48)$$

Με χρήση των δύο παραπάνω σχέσεων μπορεί να δειχθεί ότι

$$\hat{\theta}_{U,m}^{(res)} = \arg \left\{ U_m^{(res)} \sum_{k \in \Omega} \frac{|H_m(k) X_m(k)|^2}{\sigma_{tot}^2(k)} (1+M) \right\} \quad (2-49)$$

όπου

$$M = M_I + jM_Q = \frac{\sum_{k \in \Omega} \frac{n_{tot}(k)}{\sigma_{tot}^2(k)} X_m^*(k) H_m^*(k)}{U_m^{(res)} \exp\{j\hat{\theta}_{U,m-1}\} \sum_{k \in \Omega} \frac{|H_m(k) X_m(k)|^2}{\sigma_{tot}^2(k)}} = \frac{\sum_{k \in \Omega} \frac{n_{tot}(k)}{\sigma_{tot}^2(k)} X_m^*(k) H_m^*(k)}{U_m \sum_{k \in \Omega} \frac{|H_m(k) X_m(k)|^2}{\sigma_{tot}^2(k)}} \quad (2-50)$$

Με τον ίδιο τρόπο, στην περίπτωση χρήσης γνωστών συμβόλων-πλότων (άρα $U = U_m$) μπορεί να δειχθεί ότι η ανάλυση θα είναι η ίδια, καθώς με χρήση των (2-9) και (2-21), η εκτίμηση του MLPH μπορεί να εκφρασθεί στη μορφή:

$$\hat{\theta}_{U,m}^{(MLPH)} \approx \arg \left\{ U_m(0) \sum_{k \in \Omega} |H_m(k) X_m(k)|^2 (1+M) / \sigma_{tot}^2(k) \right\} \quad (2-51)$$

όπου

$$M = M_I + jM_Q = \frac{\sum_{k \in \Omega} n_{tot}(k) X_m^*(k) H_m^*(k) / \sigma_{tot}^2(k)}{U_m(0) \sum_{k \in \Omega} |H_m(k) X_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k)} \quad (2-52)$$

Υποθέτοντας ότι ο όρος $M_{I,Q}$ είναι μικρός σε σύγκριση με τη μονάδα (αληθές σε μεγάλα SNR), μπορεί να χρησιμοποιηθεί η προσέγγιση $1+M \approx 1+jM_Q \approx \exp\{jM_Q\}$. Κατά αυτόν τον τρόπο, $\hat{\theta}_{U,m}^{(MLPH)} \approx \theta_{U,m} + M_Q$. Όπου ο όρος M_Q είναι μηδενικής μέσης τιμής, και για το λόγο αυτό η εκτίμηση είναι μη πολωμένη (*unbiased*). Ο όρος $g = \sum_{k \in \Omega} |H_m(k) X_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k)$ είναι μία τυχαία μεταβλητή με Λόγο Διασποράς προς Τετραγωνική Μέση Τιμή (*Variance-to-Squared-Mean-Ratio – VSMR*) ίση με

$$VSMR = \frac{(E_S'^2 - E_S^2) \sum_{k \in \Omega} (|H_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k))^2}{E_S^2 \left(\sum_{k \in \Omega} |H_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k) \right)^2} \quad (2-53)$$

όπου $E_S'^2 = E\{|X_m(k)|^4\}$ είναι $E_{S,16-QAM}'^2 = 1.32E_{S,16-QAM}^2$ και $E_{S,64-QAM}'^2 \approx 1.38E_{S,64-QAM}^2$ για 16- και 64-QAM, αντίστοιχα. Για περιπτώσεις πρακτικού ενδιαφέροντος και μεγάλο Ω , το *VSMR* είναι ένας μικρός αριθμός. Για παράδειγμα, εάν υποθεθεί κανάλι επίπεδης διάλειψης, με διαμόρφωση 16-QAM

και $L_0 = 64$ το αντίστοιχο $VSMR$ είναι περίπου -23dB . Για τον λόγο αυτό η τυχαία μεταβλητή μπορεί

προσεγγιστικά να αντικατασταθεί από τη μέση τιμή της, $\bar{g} = E_S \sum_{k \in \Omega} |H_m(k)|^2 / \sigma_{tot}^2(k)$, οπότε

$$M \approx \frac{1}{U_m(0)\bar{g}} \sum_{k \in \Omega} n_{tot}(k) X_m^*(k) H_m^*(k) / \sigma_{tot}^2(k) \quad (2-54)$$

Για το λόγο αυτό η διασπορά του εκτιμητή είναι

$$\text{var} \left\{ \hat{\theta}_{U,m}^{(ML-PH)} - \theta_{U,m} \right\} \approx E \left\{ M_Q^2 \right\} = \frac{1}{2} E \left\{ |M|^2 \right\} - \frac{1}{4} E \left\{ M^2 + (M^*)^2 \right\} \quad (2-55)$$

Στη συνέχεια υπολογίζονται οι αντίστοιχοι όροι ενδιαφέροντος:

(1) Υπολογισμός του όρου $E \left\{ |M|^2 \right\}$: χωρίζοντας τον συνολικό θόρυβο σε θερμικό και θόρυβο λόγω

ICI και αφού εξαλειφθούν οι όροι μηδενικής μέσης τιμής μπορεί εύκολα να δειχθεί ότι

$$E \left\{ |M|^2 \right\} = E \left\{ M_1 \right\} + E \left\{ M_2 \right\} \text{ με}$$

$$M_i = \left| \sum_{k \in \Omega} \frac{n_i(k)}{U_m(0)\bar{g}^2 \sigma_{tot}^2(k)} X_m^*(k) H_m^*(k) \right|^2 \quad i=1,2 \quad (2-56)$$

όπου $n_1(k) = n_{th}(k)$ και $n_2(k) = n_{ICI}(k)$. Καθώς $|U_m(0)| \approx 1$, μπορεί να δειχθεί ότι

$$E \left\{ M_1 \right\} \approx \frac{E_S}{\bar{g}^2} \sum_{k \in \Omega} \frac{\sigma_{th}^2 |H_m(k)|^2}{(\sigma_{tot}^2(k))^2}. \text{ Αφού χρησιμοποιηθεί η ακριβής έκφραση για τον θόρυβο λόγω ICI}$$

και χρησιμοποιώντας ότι $|U_m(0)| \approx 1$, ο όρος $E \left\{ M_2 \right\}$ μετατρέπεται στον

$$E \left\{ M_2 \right\} \approx E \left\{ \sum_{k \in \Omega} \sum_{l \in \Omega} \sum_{\substack{b=0 \\ b \neq k}}^{N-1} \sum_{\substack{b'=0 \\ b' \neq l}}^{N-1} \frac{U_m(b-k) U_m^*(b'-l) X_m(b) X_m^*(b') H_m(b) H_m^*(b')}{\sigma_{tot}^2(k) \sigma_{tot}^2(l) \bar{g}^2} X_m^*(k) H_m^*(k) X_m(l) H_m(l) \right\} \quad (2-57)$$

Λόγω του ότι τα εκπεμπόμενα σύμβολα έχουν θεωρηθεί ανεξάρτητα και ομοίως καταναμημένα

(i.i.d.), ισχύει ότι

$$E \left\{ M_2 \right\} \approx \sum_{k \in \Omega} \frac{E \left\{ |X_m(k) H_m(k)|^2 \right\}}{(\sigma_{tot}^2(k))^2 \bar{g}^2} \sum_{\substack{b=0 \\ b \neq k}}^{N-1} E \left\{ |U_m(b-k) X_m(b) H_m(b)|^2 \right\} = \frac{E_S}{\bar{g}^2} \sum_{k \in \Omega} \frac{\sigma_{ICI}^2(k) |H_m(k)|^2}{(\sigma_{tot}^2(k))^2} \quad (2-58)$$

(2) Υπολογισμός του όρου $E \left\{ M^2 + (M^*)^2 \right\}$: Όμοια ο όρος, $E \left\{ M^2 \right\}$ μπορεί να εκφρασθεί σαν

$$E\{M^2\} = E\left\{\sum_{\substack{k \in \Omega \\ l \neq k}} \sum_{l \in \Omega} \frac{U_m(l-k)U_m(k-l)|X_m(l)X_m(k)H_m(l)H_m(k)|^2}{(U_m(0))^2 \sigma_{tot}^2(k)\sigma_{tot}^2(l)\bar{g}^2}\right\} \quad (2-59)$$

Καθώς $U_m(0) \approx \exp\{j\theta_{U,m}\}$, ο όρος $U_m(q)/U_m(0)$ είναι η q -οστή έξοδος του IDFT των $u'_m(p) = u_m(p)\exp\{-j\theta_{U,m}\}$ όρων με $0 \leq p \leq N-1$. Καθώς έχει υποτεθεί αργή CPI διαδικασία, οι τελευταίοι όροι αντιστοιχούν σε μικρές στροφές φάσης. Χρησιμοποιώντας την προσέγγιση $u'_m(p) = \exp(j\phi'_m(p)) \approx 1 + j\phi'_m(p)$, προκύπτει ότι $U_m(k-l)/U_m(0) \approx -U_m^*(l-k)/U_m^*(0)$ για $l \neq k$.

Κατά αυτόν τον τρόπο, η (2-59) μπορεί να εκφρασθεί σαν

$$E\{M^2\} \approx E\left\{\sum_{\substack{k \in \Omega \\ l \neq k}} \sum_{l \in \Omega} \frac{|U_m(l-k)X_m(l)X_m(k)H_m(l)H_m(k)|^2}{\sigma_{tot}^2(k)\sigma_{tot}^2(l)\bar{g}^2}\right\} \quad (2-60)$$

Όμοια μπορεί να αποδειχθεί ότι $E\{(M^*)^2\} = E\{M^2\}$. Για τον λόγο αυτό, ο όρος D_{MLPH}^2

υπολογίζεται σαν

$$D_{MLPH}^2 \approx \frac{1}{2E_s} \frac{\sum_{k \in \Omega} \frac{1}{\sigma_{tot}^2(k)} E\left\{\sum_{\substack{l \in \Omega \\ l \neq k}} |U_m(l-k)X_m(l)H_m(l)/\sigma_{tot}^2(l)|^2\right\} |H_m(k)|^2}{\left(\sum_{k' \in \Omega} \frac{|H_m(k')|^2}{\sigma_{tot}^2(k')}\right)^2} \quad (2-61)$$

ο οποίος και μεγιστοποιείται όταν χρησιμοποιούνται για εκτίμηση όλα τα υποφέροντα. Τότε η αντίστοιχη τιμή είναι αυτή που δίνεται από τη σχέση (2-32). Η ίδια διαδικασία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της απόκλισης λάθους των εκτιμητών διανύσματος. Για παράδειγμα, στην περίπτωση που ο εκτιμητής ενδιαφέροντος είναι ο MLV, προκύπτει ότι

$$\text{var}\{U_m - \hat{U}_m^{MLV}\} = E\left\{\frac{\sum_{k \in \Omega} \frac{n_{tot}(k)}{\sigma_{tot}^2(k)} X_m^*(k)H_m^*(k)}{\sum_{k \in \Omega} \frac{|H_m(k)X_m(k)|^2}{\sigma_{tot}^2(k)}}\right\} \quad (2-62)$$

Από τη σχέση αυτή, με χρήση της ίδιας διαδικασίας όπως και στην περίπτωση του ML εκτιμητή φάσης, μπορεί να δειχθεί ότι η προκύπτουσα διασπορά λάθους είναι πρακτικά ανεξάρτητη από τον τρόπο με τον οποίο μοντελοποιείται ο ICI θόρυβος.

3 ΤΑΥΤΟΧΡΟΝΗ ΕΞΙΣΩΣΗ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΚΑΙ ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΑΛΛΟΙΩΣΕΩΝ ΦΑΣΗΣ ΓΙΑ SISO-OFDM ΔΕΚΤΕΣ

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται και αξιολογούνται δύο μέθοδοι για ταυτόχρονη εκτίμηση και εξίσωση καναλιού και διόρθωση των αλλοιώσεων φάσης (PHN και RFO) για συστήματα τα οποία περιγράφονται από κανάλια διάδοσης που παρουσιάζουν μικρή δυναμική. Οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι είναι απλοί στην υλοποίησή τους. Δρουν στο πεδίο της συχνότητας (μετά τον DFT του δέκτη) και δεν απαιτούν *a priori* γνώση της στατιστικής του συστήματος (του καναλιού και των σχετικών αλλοιώσεων). Προκειμένου να διατηρήσουν αναλλοίωτη τη ρυθμαπόδοση του συστήματος, αντί για χρήση συμβόλων πιλότων, βασίζονται στη λήψη προσωρινών αποφάσεων. Τα προτεινόμενα σχήματα δίνουν λύση σε ένα πρόβλημα, το οποίο παρουσιάζεται σε πληθώρα εφαρμογών: Καθώς το συνολικό ισοδύναμο κανάλι, το οποίο εμπερικλείει την επίδραση του καναλιού διάδοσης αλλά και την επίδραση άλλων βαθμίδων του συστήματος (όπως την επίδραση των ταλαντωτών), είναι δυναμικό, καθιστά τη λήψη προσωρινών αποφάσεων αναξιόπιστη και τη χρήση πιλοτικών συμβόλων αναγκαία, με αποτέλεσμα τη μείωση της ρυθμαπόδοσης του συστήματος.

Η πρώτη προσέγγιση που παρουσιάζεται, χρησιμοποιεί μία συστοιχία Κανονικοποιημένων Ανιχνευτών Ελαχίστων Τετραγώνων (Normalized Least-Mean-Squares - NLMS) ανά υποφέρων, η οποία στοχεύει στην αντιστάθμιση του *ισοδύναμου καναλιού*, που αποτελείται από το κανάλι διάδοσης και την επίδραση της συνδυασμένης αλλοίωσης φάσης (PHN και RFO), αναφερόμενης στο κεφάλαιο 2 ως CPI (Combined Phase Impairment). Η μέθοδος αυτή, η οποία αποτελεί τυπική προσέγγιση για συστήματα απλού φέροντος, επεκτείνεται εδώ για χρήση σε OFDM συστήματα, και αποτελεί μέτρο σύγκρισης για τον δεύτερο, προτεινόμενο, αλγόριθμο ο οποίος παρουσιάζεται επίσης στο κεφάλαιο αυτό. Ο δεύτερος αυτός αλγόριθμος λαμβάνει υπ' όψιν την δισδιάστατη (στον χρόνο και τη συχνότητα) φύση του προβλήματος: Καθώς, όπως δείχθηκε στο κεφάλαιο 2, η κυριότερη επίδραση του CPI είναι κοινή για όλα τα υποφέροντα του ίδιου OFDM συμβόλου, ο αλγόριθμος υπολογίζει και αναιρεί την επίδραση αυτή στον άξονα των συχνοτήτων, ενώ στον άξονα του χρόνου ανιχνεύονται και αναιρούνται όλοι οι υπολειπόμενοι, μη κοινοί (στη συχνότητα) όροι, του ισοδύναμου καναλιού. Επομένως, η συγκεκριμένη προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί σαν μία

δισδιάστατη διαδικασία αντιστάθμισης, όπου στον χρόνο λαμβάνει χώρα ανίχνευση και εξίσωση του καναλιού διάδοσης, ενώ στη συχνότητα λαμβάνει χώρα εκτίμηση και εξίσωση του CPI.

3.1 Μέθοδος Κανονικοποιημένων ανιχνευτών Ελαχίστων Τετραγώνων (Normalized Least-Mean-Squares - NLMS)

Από την εξίσωση (2-9), η οποία και ξαναπαρουσιάζεται εδώ για ευκολία του αναγνώστη

$$Y_m(k) \approx U_m(0)X_m(k)H_m(k) + n_{ICI}(k) + w(k) \quad (3-1)$$

προκύπτει ότι η επίδραση του CPI, που περιγράφεται από τον όρο $U_m(0)$, είναι κοινή για όλα τα υποφέροντα του ίδιου OFDM συμβόλου, αλλά αλλάζει από σύμβολο σε σύμβολο. Χρησιμοποιώντας την πρώτη προσέγγιση όπως περιγράφεται στην αρχή του κεφαλαίου, και θεωρώντας ότι το κανάλι διάδοσης είναι σταθερό για τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας προσαρμοστικός εκτιμητής καναλιού, ο οποίος εκτιμά το ισοδύναμο κανάλι το οποίο ορίζεται σαν

$$H_m^{eq}(k) = U_m(0)H_m(k) \quad (3-2)$$

και χαρακτηρίζεται από τη δυναμική του καναλιού διάδοσης καθώς και από τη δυναμική που δημιουργούν οι αλλοιώσεις φάσης. Η αντιστάθμιση του καναλιού πραγματοποιείται μέσω απλής διαίρεσης του λαμβανόμενου σήματος στο k -οστό υποφέρον, με την αντίστοιχη εκτίμηση του καναλιού στο υποφέρον αυτό. Για την εκτίμηση του καναλιού χρησιμοποιείται μία συστοιχία από N ανεξάρτητους προσαρμοστικούς NLMS αλγορίθμους, οι οποίοι και εκτιμούν ανεξάρτητα τα αντίστοιχα ισοδύναμα υπο-κανάλια $H_m^{eq}(k)$. Η NLMS διαδικασία περιγράφεται από τη σχέση

$$\hat{H}_{m+1}^{eq}(k) = \hat{H}_m^{eq}(k) + \mu \frac{\hat{X}_m^*(k)}{|\hat{X}_m(k)|^2} (Y_m(k) - \hat{H}_m^{eq}(k)\hat{X}_m(k)) \quad (3-3)$$

όπου όρος μ περιγράφει την παράμετρο μεγέθους βήματος (step-size parameter) και $\hat{X}_m(k)$ είναι η απόφαση για το αντίστοιχο σύμβολο. Για την αρχική εκτίμηση του καναλιού χρησιμοποιείται το γνωστό σύμβολο πρόθεμα το οποίο εκπέμπεται στην αρχή κάθε πλαισίου (frame) ενός τυπικού OFDM συστήματος. Τότε η αρχική εκτίμηση δίνεται από τη σχέση

$$\hat{H}_0^{eq}(k) = \frac{P(k)}{Y_0(k)} \tag{3-4}$$

όπου $P(k)$ είναι το γνωστό (QAM ή BPSK) σύμβολο που εκπέμπεται στο k -οστό υποφέρον του προθέματος, και $Y_0(k)$ είναι το αντίστοιχο λαμβανόμενο σήμα.

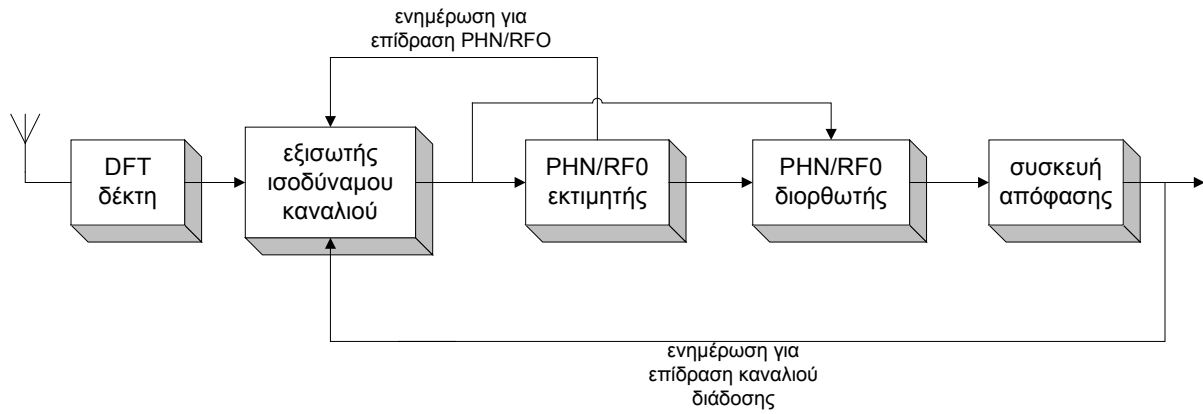
Η επιλογή του NLMS αλγορίθμου αντί του απλού LMS, μπορεί να δειχθεί ότι είναι μεγάλης σημασίας, ειδικά στην περίπτωση που μεταδίδονται υψηλής τάξης QAM σύμβολα. Η συνάρτηση λάθους

$$e(k) = \hat{X}_m^*(k) \left(Y_m(k) - \hat{H}_m^{eq}(k) \hat{X}_m(k) \right) \tag{3-5}$$

εξαρτάται από την ενέργεια του εκπεμπόμενου (και λαμβανομένου) σήματος. Για το λόγο αυτό, όταν εκπέμπονται QAM σύμβολα υψηλής τάξης, όπου οι ενέργειες των συμβόλων ποικίλουν σημαντικά, ο ρυθμός σύγκλισης του αλγορίθμου μειώνεται.

3.2 Ο Αλγόριθμος δύο διαστάσεων (2-D)

Στην παράγραφο αυτή περιγράφεται ο αλγόριθμος δύο διαστάσεων, ο οποίος χρησιμοποιεί επίσης τον NLMS αλγόριθμο, αλλά εκτιμά ξεχωριστά το $U_m(0)$ και το $H_m(k)$ στον άξονα της συχνότητας και του χρόνου αντίστοιχα. Στο κεφάλαιο 2 περιγράφονται διάφοροι αλγόριθμοι οι οποίοι εκτιμούν και αναιρούν την επίδραση του $U_m(0)$, ανά OFDM σύμβολο και για όλες τις συχνότητες (άξονας συχνοτήτων). Όμως, οι αλγόριθμοι αυτοί χρησιμοποιούν την υπόθεση της τέλει γνώσης καναλιού, κάτι που δεν υφίσταται στην πράξη. Για το λόγο αυτό, οι συγκεκριμένοι αλγόριθμοι μπορούν να συνδυαστούν με τον NLMS αλγόριθμο, ο οποίος και θα ανιχνεύει το κανάλι διάδοσης για το κάθε υποφέρον ξεχωριστά και για διαφορετικές χρονικές στιγμές m (άξονας του χρόνου). Το προτεινόμενο σχήμα παρουσιάζεται στο **Σχ. 3-1**.



Σχ. 3-1. Μπλοκ διάγραμμα προτεινόμενου αλγορίθμου δύο διαστάσεων.

Το λαμβανόμενο, σε κάθε υποφέρων, σύμβολο εξισώνεται (διαίρεείται) με την αντίστοιχη εκτίμηση του ισοδύναμου καναλιού το οποίο αποτελείται από την επίδραση των αλλοιώσεων φάσης και το κανάλι διάδοσης. Τα εξισωμένα σύμβολα $Y_m^{eq}(k)$ εισέρχονται στον “PHN/RFO Εκτιμητή”, που λαμβάνει ένα σύνολο προσωρινών αποφάσεων $\hat{X}_{m, tent}(k)$ και εκτιμά την κοινή επίδραση με χρήση του αλγορίθμου NIV, όπου οι συντελεστές του καναλιού διάδοσης έχουν αντικατασταθεί από την αντίστοιχη εκτίμηση:

$$\hat{U}_m(0) = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} Y_m^{eq}(k) \hat{X}_{m, tent}^*(k) |\hat{H}_m(k)|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{X}_{m, tent}(k) \hat{H}_m(k)|^2} \quad (3-6)$$

Αφού πραγματοποιηθεί αντιστάθμιση του $U_m(0)$ στη βαθμίδα του “PHN/RFO Διορθωτή” με διαίρεση των $Y_m^{eq}(k)$ με την αντίστοιχη εκτίμηση, λαμβάνει χώρα ένα δεύτερο και τελικό σύνολο αποφάσεων των εκπεμπόμενων συμβόλων $\hat{X}_m(k)$, με χρήση των οποίων ενημερώνεται ο τροποποιημένος προσαρμοστικός εκτιμητής καναλιού

$$\hat{H}_{m+1}^{tot} = \hat{U}_{m+1}^{tot} \hat{H}_{m+1} \quad (3-7)$$

με

$$\hat{H}_{m+1}(k) = \hat{H}_m(k) + \mu \frac{\hat{X}_m^*(k)}{|\hat{X}_m(k)|^2} (Y_m(k)U_m^{tot*} - \hat{H}_m(k)\hat{X}_m(k)) \quad (3-8)$$

και

$$\hat{U}_{m+1}^{tot} = \hat{U}_m^{tot} \hat{U}_m(0) \quad (3-9)$$

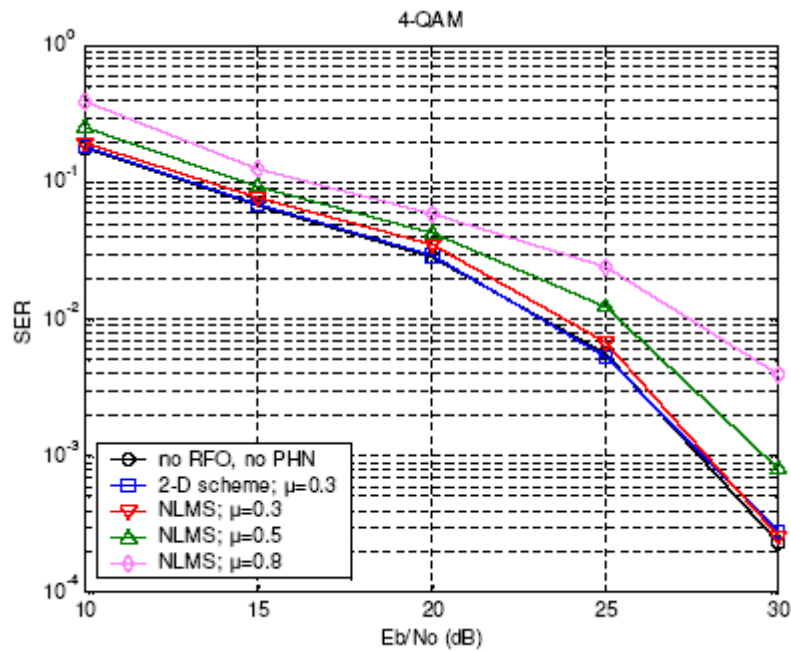
Η αρχική εκτίμηση για το κανάλι δίνεται με χρήση, γνωστού στον Rx, προθέματος, αντίστοιχα με τη διαδικασία της παραγράφου 3.1, ενώ η αρχική εκτίμηση για το CPI τίθεται στην τιμή 1 ($U_0^{tot} = 0$).

Η προτεινόμενη μέθοδος μπορεί να αποδειχθεί ότι είναι μία υπο-βέλτιστη λύση του ταυτόχρονου προβλήματος εκτίμησης του καναλιού διάδοσης και της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης. Επίσης το σχήμα αυτό μπορεί να θεωρηθεί σαν ένας δισδιάστατος εκτιμητής καναλιού ο οποίος επωφελείται της ισχυρής συσχέτισης του CPI στη συχνότητα και του καναλιού στο χρόνο. Καθώς η επίδραση των αλλοιώσεων φάσης αντισταθμίζεται στη συχνότητα, ο προσαρμοστικός αλγόριθμος έχει μόνο να ανταποκριθεί στη δυναμική του καναλιού, κάτι που κάθιστά το σύστημα πιο πολύπλοκο αλλά περισσότερο εύρωστο. Σημειώνεται ότι το προτεινόμενο σχήμα μπορεί να υλοποιηθεί και με χρήση περισσότερου εξεζητημένων προσαρμοστικών αλγορίθμων εκτίμησης καναλιού, με βελτιωμένες δυνατότητες σύγκλισης, εάν αυτό επιβάλλεται από τη δυναμική του καναλιού διάδοσης. Επίσης μπορεί να υλοποιηθεί με οποιονδήποτε από τους αλγορίθμους που προτείνονται στο κεφάλαιο 2.

3.3 Προσομοιώσεις

Προκειμένου να διερευνηθεί η απόδοση των προτεινόμενων αλγορίθμων, πραγματοποιήθηκαν εκτεταμένες προσομοιώσεις. Όλα τα υποφέροντα διαμορφώθηκαν από τον ίδιο αστερισμό M-QAM (δεν χρησιμοποιήθηκε προσαρμοστική διαμόρφωση). Τρεις διαμορφώσεις QAM έχουν χρησιμοποιηθεί (M=4,16,64). Στα **Σχ. 3-2** έως και **Σχ. 3-4** έχει χρησιμοποιηθεί Wiener PHN με επαύξηση τυπικής απόκλισης 10^{-3} ανά δείγμα, και RFO 0.5% της φασματικής απόστασης μεταξύ των υποφερόντων, ενώ στο **Σχ. 3-5** έχουν υποτεθεί δύο διαφορετικά σενάρια για το CPI. Στην πρώτη περίπτωση έχει υποτεθεί Wiener PHN επαύξηση τυπικής απόκλισης 10^{-3} ανά δείγμα, και RFO 0.5%,

ενώ στη δεύτερη έχουν υποτεθεί $2 \cdot 10^{-3}$ και 1% αντίστοιχα. Στο διάγραμμα αυτό έχει χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση 16-QAM. Το μήκος του DFT είναι 128, και το μήκος του πλαισίου μετάδοσης είναι 178 OFDM σύμβολα. Το κυκλικό πρόθεμα αποτελείται από 10 δείγματα, και είναι μεγαλύτερο από κάθε υλοποίηση του δυναμικού καναλιού το οποίο προσομοιώνεται. Το συγκεκριμένο κανάλι χρησιμοποιήθηκε στο ερευνητικό πρόγραμμα WIND-FLEX (IST-1999-10025). Μπορεί να θεωρηθεί στατικό για τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, αλλά όχι και για τη διάρκεια ενός πλαισίου. Για την αρχική εκτίμηση καναλιού έχει χρησιμοποιηθεί ένα πρόθεμα μήκους ενός OFDM συμβόλου, στο οποίο εκπέμπονται γνωστά σύμβολα, διαμορφωμένα κατά BPSK. Σημειώνεται ότι όλες οι προσομοιώσεις του NLMS συστήματος που παρουσιάζονται περιγράφουν την καλύτερη δυνατή απόδοση (αλλάζοντας την παράμετρο μ).



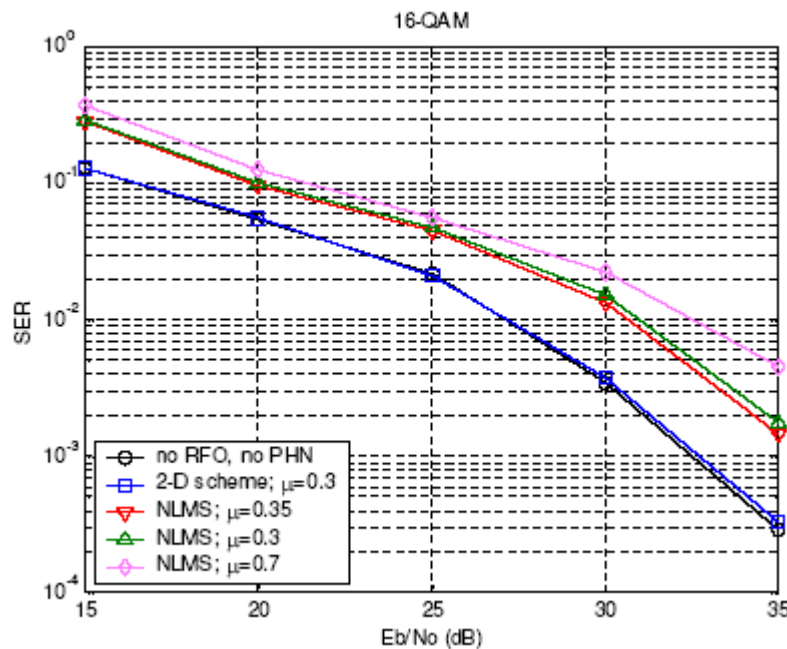
Σχ. 3-2. Απόδοση προτεινόμενων αλγορίθμων για ταυτόχρονη εξίσωση καναλιού και αναίρεση αλλοιώσεων φάσης, 4-QAM διαμόρφωση και πρώτο CPI σενάριο.

Από τα Σχ. 3-2 έως και Σχ. 3-4 συμπεραίνεται ότι ο NLMS αλγόριθμος μπορεί να αντισταθμίσει το κανάλι και τις αλλοιώσεις φάσης μόνο για μικρές τιμές του CPI και για QAM διαμορφώσεις χαμηλής τάξης (4 ή 16 QAM). Το Σχ. 3-5 περιγράφει την απόδοση του συστήματος χρησιμοποιώντας δύο διαφορετικές τιμές για το CPI. Η απόδοση του αλγορίθμου NLMS εξαρτάται από την επιλογή της

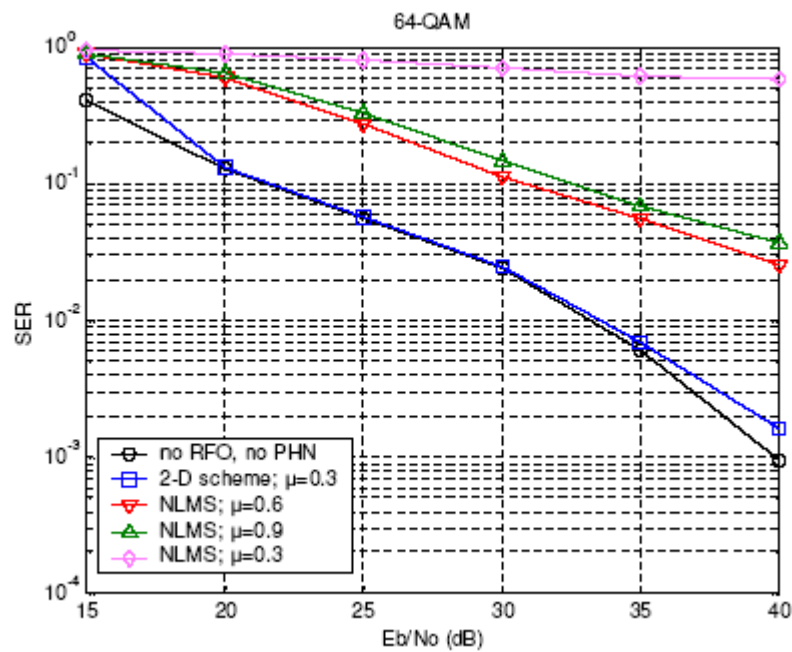
παραμέτρου μ . Όπως συμπεραίνεται, από το Σχ. 3-5, η βέλτιστη τιμή της παραμέτρου μ εξαρτάται από το μέγεθος του CPI. Αυτό καθιστά το σύστημα ιδιαίτερος ευαίσθητο, καθώς δεν μπορεί να είναι *a-priori* γνωστό το μέγεθος των αλλοιώσεων φάσης. Το ίδιο σύνολο προσομοιώσεων δείχνει ότι ο προτεινόμενος διδιάστατος (2-D) αλγόριθμος, είναι περισσότερο εύρωστος, καθώς είναι ανεξάρτητος του CPI.

3.4 Συμπεράσματα

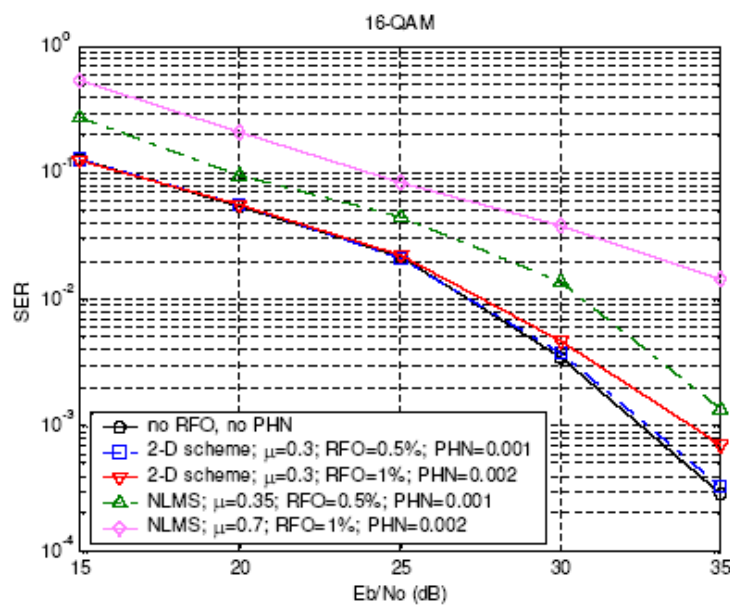
Στο κεφάλαιο αυτό δείχθηκε ότι μία συστοιχία προσαρμοστικών NLMS αλγορίθμων, οι οποίοι χρησιμοποιούν προσωρινές αποφάσεις, μπορεί να επιτύχει ταυτόχρονη εξίσωση καναλιού και αλλοιώσεων φάσης για μικρές τιμές αυτών, και όταν χρησιμοποιούνται QAM διαμορφώσεις χαμηλής τάξης (4 ή 16). Στην περίπτωση αυτή η απόδοση του συστήματος παρουσιάζει ισχυρή εξάρτηση από την επιλογή της τιμής της παραμέτρου βήματος. Από την άλλη πλευρά ο διδιάστατος αλγόριθμος, με μικρή αύξηση της πολυπλοκότητας, είναι περισσότερο εύρωστος και παρέχει ικανοποιητική απόδοση ακόμα και για 64-QAM διαμόρφωση.



Σχ. 3-3. Απόδοση προτεινόμενων αλγορίθμων για ταυτόχρονη εξίσωση καναλιού και αναίρεση αλλοιώσεων φάσης, 16-QAM διαμόρφωση και πρώτο CPI σενάριο.



Σχ. 3-4. Απόδοση προτεινόμενων αλγορίθμων για ταυτόχρονη εξίσωση καναλιού και αναίρεση αλλοιώσεων φάσης, 64-QAM διαμόρφωση και πρώτο CPI σενάριο.



Σχ. 3-5. Απόδοση προτεινόμενων αλγορίθμων για ταυτόχρονη εξίσωση καναλιού και αναίρεση αλλοιώσεων φάσης, 16-QAM διαμόρφωση και δύο CPI σενάρια.

4 ΑΝΑΙΡΕΣΗ ΑΛΛΟΙΩΣΕΩΝ ΦΑΣΗΣ ΓΙΑ MIMO, ST-OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Όπως έχει ήδη αναλυθεί στα προηγούμενα κεφάλαια, τα OFDM συστήματα μπορούν να χειριστούν αποδοτικά την φασματική επιλεκτικότητα των καναλιών διάδοσης, μετατρέποντας το επιλεκτικό φασματικά κανάλι σε ένα σύνολο από ορθογώνια, μη επιλεκτικά στη συχνότητα, υποφέροντα, μέσω της χρήσης του ορθογώνιου διακριτού μετασχηματισμού Fourier. Η απόδοση τέτοιων συστημάτων εξαρτάται άμεσα από την σηματοθορυβικό λόγο σε κάθε υποφέρον: Στην περίπτωση όπου τα αντίστοιχα κανάλια διάδοσης χαρακτηρίζονται από έντονη φασματική επιλεκτικότητα, θα υπάρχουν υποφέροντα με ισχυρές φασματικές διαλείψεις, άρα και με μειωμένο σηματοθορυβικό λόγο, με αποτέλεσμα τη ανάγκη αύξησης της εκπεμπόμενης ισχύος του συστήματος προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή απόδοση (δείκτης της οποίας είναι συνήθως το SER). Προκειμένου να καταπολεμηθεί η ευαισθησία των διαφόρων συστημάτων στη έντονη φασματική επιλεκτικότητα, έχει προταθεί η υλοποίηση δομών με πολλαπλές κεραίες εκπομπής και λήψης (MIMO) και χρήση κωδικοποίησης ST με σημαντικότερη αναφορά την [4]. Το συνολικό κέρδος από τη χρήση τέτοιων συστημάτων, δεν προέρχεται μόνο από το κέρδος εναλλακτικότητας (diversity gain), το οποίο πηγάζει από την δυνατότητα λήψης του ίδιου πληροφοριακού σήματος από διαφορετικές διαδρομές (έχοντας υποστεί στατιστικά ανεξάρτητη απόσβεση σε κάθε μία από αυτές), αλλά και από την αυξημένη χωρητικότητα την οποία παρέχουν και η οποία αυξάνεται γραμμικά με τον αριθμό των κεραιών πομπού και δέκτη.

Στο κεφάλαιο αυτό επεκτείνεται το μοντέλο του κεφαλαίου 2, ώστε να περιγράφει την ταυτόχρονη επίδραση των PHN και RFO στην περίπτωση MIMO-OFDM συστημάτων για μη ιδανικούς ταλαντωτές τόσο στον πομπό (Tx) όσο και στον δέκτη (Rx). Το συγκεκριμένο μοντέλο είναι γενικό και ανεξάρτητο της κωδικοποίησης χώρου-χρόνου που επιλέγεται. Στη συνέχεια το μοντέλο επεκτείνεται ώστε να εμπερικλείει τον Alamouti κώδικα ([4]) και την επίδραση των αλλοιώσεων φάσης σε αυτόν. Παρ' ότι ο συγκεκριμένος τρόπος κωδικοποίησης έχει προταθεί για χρήση σε συστήματα με απλό φέρον, μπορεί εύκολα να επεκταθεί για χρήση σε συστήματα OFDM, πραγματοποιώντας ανεξάρτητη κωδικοποίηση ανά υποφέρον. Στη μοντελοποίηση των αλλοιώσεων φάσης έχει υποτεθεί ότι όλες οι κεραίες της κάθε πλευράς (Tx ή Rx) χρησιμοποιούν τον ίδιο ταλαντωτή, και για το λόγο αυτό έχει υποτεθεί η ίδια στοχαστική διαδικασία αλλοιώσεων φάσης για

όλες τις κεραίες του Tx και η ίδια για όλες τις κεραίες του Rx. Η ίδια υπόθεση χρησιμοποιείται και στην αναφορά [42], στην οποία επεκτείνονται οι τυπικοί αλγόριθμοι συγχρονισμού χρόνου και συχνότητας SISO συστημάτων για MIMO. Σημειώνεται ότι η συγκεκριμένη αναφορά, όπως και στην περίπτωση των SISO συστημάτων, χρησιμοποιεί τις υποθέσεις απουσίας PHN και AWGN καναλιού, οι οποίες καθώς δεν ισχύουν στην πράξη οδηγούν σε σημαντική RFO. Στην περίπτωση κατά την οποία χρησιμοποιηθούν διαφορετικοί ταλαντωτές ανά κεραία, ο συγχρονισμός συχνότητας γίνεται σημαντικά πολύπλοκος, ιδιαίτερα στη περίπτωση που τόσο ο αριθμός των κεραιών του πομπού όσο και ο αριθμός των κεραιών λήψης είναι μεγαλύτερος από ένα. Για το λόγο αυτό η χρήση κοινού ταλαντωτή ανά βαθμίδα (πομπό και δέκτη) είναι αναγκαία προκειμένου το σύστημα να είναι ευκόλως υλοποιήσιμο.

Στη συνέχεια του κεφαλαίου προτείνονται διάφορα σχήματα για την εκτίμηση και αναίρεση των PHN και RFO, με χρήση συμβόλων πιλότων αλλά και προσωρινών αποφάσεων, οι οποίες αποτελούν επέκταση των αντιστοιχών του κεφαλαίου 2. Επίσης, αντίθετα με την SISO περίπτωση, αποδεικνύεται ότι στην περίπτωση χρήσης συμβόλων πιλότων, ο τρόπος διαμόρφωσής τους επηρεάζει την απόδοση των εκτιμητών, άρα και του συνολικού συστήματος, και για το λόγο αυτό προτείνεται και αναλύεται η απόδοση διαφορετικών τρόπων διαμόρφωσης.

4.1 Μοντέλο MIMO - OFDM συστήματος

Σε ένα MIMO - OFDM σύστημα, όπως και στη SISO περίπτωση, η εισερχόμενη πληροφορία ανά κεραία εκπομπής κωδικοποιείται με χρήση QAM ή PSK συμβόλων, τα οποία αφού μετατραπούν από σειριακά σε παράλληλα ανά ομάδες των N , εισέρχονται στον IDFT N σημείων του Tx. Η έξοδος του IDFT μετατρέπεται από παράλληλη σε σειριακή μορφή, και αφού προστεθεί κυκλικό πρόθεμα μήκους ν , κοινού ανά κεραία και μεγαλύτερου του μήκους L του MIMO καναλιού, μετατρέπεται από διακριτό σε αναλογικό σήμα, το οποίο και τελικά εκπέμπεται ταυτόχρονα από όλες τις κεραίες εκπομπής. Σε κάθε κεραία του Rx, μετά την μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό, αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα, και το σήμα υφίσταται την αντίστροφη διαδικασία, με χρήση DFT N σημείων. Ο PHN μοντελοποιείται στους ταλαντωτές του Tx και του Rx, ενώ η RFO μοντελοποιείται στον Rx. Τα μοντέλα PHN τα οποία χρησιμοποιούνται περιγράφονται αναλυτικά στην παράγραφο

2.1. Ορίζοντας σαν $X_{m,k}^{(l)}$ το σύμβολο το οποίο εκπέμπεται κατά τη διάρκεια του m -οστού συμβόλου, στο k -οστό υποφέρων από την κεραία l , η έξοδος του IDFT του πομπού δίνεται από τη σχέση

$$x_{m,n}^{(l)} = \frac{1}{N} \sum_{s=0}^{N-1} X_{m,s}^{(l)} e^{j \frac{2\pi}{N} ns} \quad ; 0 \leq n \leq N-1 \quad (4-1)$$

Στην περίπτωση που το κανάλι διάδοσης θεωρηθεί γραμμικό και στατικό κατά τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, το λαμβανόμενο σήμα από την κεραία i δίνεται από τη σχέση

$$y_{m,n}^{(i)} = \sum_l \sum_{z=0}^{L-1} h_{m,z}^{(l,i)} x_{m,n-z}^{(l)} + w_n^{(i)} \quad (4-2)$$

όπου σαν $h_{m,z}^{(l,i)}$ ορίζεται το z -οστό δείγμα της κρουστικής απόκρισης καναλιού από την κεραία εκπομπής l , στην κεραία λήψης i , για τη διάρκεια του m -οστού συμβόλου και $w_n^{(i)}$ εκφράζει τον προσθετικό θόρυβο ο οποίος είναι μοντελοποιημένος σαν ακολουθία στατικών, μιγαδικών κανονικών δειγμάτων μηδενικής μέσης τιμής. Στην περίπτωση που θεωρηθεί ιδανική διάδοση (χωρίς την επίδραση αλλοιώσεων φάσης) και MIMO κανάλι μικρότερου μήκους από το κυκλικό πρόθεμα, το σήμα λήψης μετά την έξοδό του από το N -DFT του Rx περιγράφεται από τη σχέση:

$$Y_{m,k}^{(i)} = \sum_l H_{m,k}^{(l,i)} X_{m,k}^{(l)} + w_k^{(i)} \quad (4-3)$$

όπου $H_{m,k}^{(l,i)}$ είναι η φασματική απόκριση του καναλιού από την κεραία εκπομπής l στην κεραία λήψης i στο υποφέρων k και $w_k^{(i)}$ είναι ο DFT μετασχηματισμός των δειγμάτων θορύβου $w_n^{(i)}$. Στην περίπτωση παρουσίας PHN και RFO, το μοντέλο αλλάζει ως εξής: Στον Tx, η επίδραση του PHN εισάγεται πολλαπλασιάζοντας τα εκπεμπόμενα σύμβολα $x_{m,n}^{(l)}$ με τη μιγαδική στροφή $u_{m,n}^{(Tx)} = \exp\{j(\phi_{m,PHN}^{(Tx)}(n))\}$, ενώ στον Rx τόσο η επίδραση του PHN όσο και της RFO εισάγονται μέσω του πολλαπλασιασμού των λαμβανομένων συμβόλων (πριν από τον DFT του Rx) με τον όρο $u_{m,n}^{(Rx)} = \exp\{j(\phi_{m,PHN}^{(Rx)}(n) + \phi_{m,RFO}(n))\}$, όπου $\phi_{m,PHN}^{(Tx)}(n)$ είναι τα δείγματα του PHN του Tx που επιδρούν πάνω στο n -οστό ωφέλιμο δείγμα (δεν λαμβάνεται υπ' όψιν το κυκλικό πρόθεμα) του m -οστού συμβόλου, και $\phi_{m,PHN}^{(Rx)}(n)$, $\phi_{m,RFO}(n)$ είναι τα αντίστοιχα δείγματα των PHN και RFO του Rx.

Σημειώνεται ότι λόγω της θεώρησης κοινού ταλαντωτή για όλες τις κεραίες του Tx και για όλες του Rx, θεωρείται ότι η στροφή φάσης η οποία προκαλείται από τις αλλοιώσεις φάσης είναι κοινή για όλες τις κεραίες του Tx και του Rx. Χρησιμοποιώντας την παραπάνω μοντελοποίηση το λαμβανόμενο σύμβολο στο πεδίο του χρόνου περιγράφεται από τη σχέση

$$y_{m,n}^{(i)} = \left[\sum_l \sum_{z=0}^{l-1} h_{m,z}^{(l,i)} x_{m,n-z}^{(Tx)} u_{m,n-z}^{(Tx)} \right] u_{m,n}^{(Rx)} + w_n^{(i)} \quad (4-4)$$

με χρήση του οποίου μπορεί εύκολα να υπολογιστεί ότι η έξοδος του DFT είναι

$$Y_{m,k}^{(i)} = \frac{1}{N} \sum_l \sum_{s=0}^{N-1} X_{m,s}^{(l)} \sum_{z=0}^{l-1} h_{m,z}^{(l,i)} e^{-j\frac{2\pi}{N}zs} \sum_{p=0}^{N-1} u_{m,p-z}^{(Tx)} u_{m,p}^{(Rx)} e^{j\frac{2\pi}{N}p(s-k)} + w_k^{(i)} \quad (4-5)$$

Στην περίπτωση κατά την οποία η φάση του ταλαντωτή του Tx μεταβάλλεται αργά για χρονικό διάστημα ίσο με το μήκος του CIR, η (4-5) απλοποιείται στη μορφή

$$Y_{m,k}^{(i)} \approx U_{m,0} \sum_l X_{m,k}^{(l)} H_{m,k}^{(l,i)} + n_{ICI,k}^{(i)} + w_k^{(i)} \quad (4-6)$$

όπου

$$n_{ICI,k}^{(i)} = \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq k}}^{N-1} U_{m,s-k} \sum_l X_{m,s}^{(l)} H_{m,s}^{(l,i)} \quad (4-7)$$

είναι ο ICI όρος λόγω των PHN και RFO. Ο όρος $U_{m,q}$ δίνεται από τη σχέση:

$$U_{m,q} = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} u_{m,p}^{(Tx)} u_{m,p}^{(Rx)} e^{j\frac{2\pi}{N}pq} \quad (4-8)$$

όπου σαν $u_{m,p} = u_{m,p}^{(Tx)} u_{m,p}^{(Rx)}$ θεωρείται μία ισοδύναμη διαδικασία φάσης η οποία στην πράξη εμπεριέχει την ολική επίδραση PHN, τόσο του Tx όσο και του Rx. Σημειώνεται ότι η (4-6) είναι ακριβής ισότητα στην περίπτωση όπου ο PHN του Tx θεωρηθεί αμελητέος ($u_{m,Tx}(p) = 1$). Η προσέγγιση αυτή απλοποιεί σημαντικά την αναλυτική μελέτη, θεωρώντας μία συνολική διαδικασία φάσης, στον Rx, η οποία ισοδύναμα περιγράφει τη συνολική επίδραση των επιμέρους PHN διαδικασιών και είναι αντίστοιχη με εκείνη των SISO συστημάτων του κεφαλαίου 2. Όπως και στο κεφάλαιο 2, μπορεί

εύκολα να δειχθεί ότι για αργές PHN διαδικασίες και μικρές RFO ο όρος $U_{m,0}$, πρακτικά είναι μία στροφή φάσης $\theta_m = \arg\{U_{m,0}\}$.

4.2 Περιγραφή της κωδικοποίησης χώρου χρόνου και της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης

Στην περίπτωση κατά την οποία υιοθετείται η προσέγγιση της αναφοράς [4] για ένα 2x2 ST-OFDM σύστημα, δύο διαφορετικά OFDM σύμβολα εκπέμπονται ταυτόχρονα σε κάθε μία από τις κεραιές εκπομπής για τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου. Τα αντίστοιχα εκπεμπόμενα σύμβολα (στο πεδίο των συχνοτήτων) είναι $X_{m,k}^{(0)} = S_{j,k}^{(0)}$ και $X_{m,k}^{(1)} = S_{j,k}^{(1)}$. Κατά τη διάρκεια του επόμενου OFDM συμβόλου, εκπέμπονται τα σύμβολα $X_{m+1,k}^{(0)} = -S_{j,k}^{(1)*}$ και $X_{m+1,k}^{(1)} = S_{j,k}^{(0)*}$. Καθώς η προτεινόμενη κωδικοποίηση χώρου-χρόνου θεωρεί ταυτόχρονη επεξεργασία δύο διαδοχικών OFDM συμβόλων, ο δείκτης j χρησιμοποιείται για να υποδηλώσει το αντίστοιχο ζευγάρι. Δηλαδή όταν το $j=0$ τότε $m=0$ και 1, όταν το $j=1$ τότε $m=2$ και 3, κλπ. Όταν $H_{m,k}^{(l,i)} = H_{m+1,k}^{(l,i)} = H_{j,k}^{(l,i)}$, τα αντίστοιχα λαμβανόμενα σύμβολα τις χρονικές στιγμές $(m, m+1)$ συνδυάζονται προκειμένου να πραγματοποιηθεί ML εκτίμηση σύμφωνα με τον κανόνα

$$\begin{cases} \tilde{S}_{j,k}^{(0)} = H_{j,k}^{(0,0)*} Y_{m,k}^{(0)} + H_{j,k}^{(1,0)} Y_{m+1,k}^{(0)*} + H_{j,k}^{(0,1)*} Y_{m,k}^{(1)} + H_{j,k}^{(1,1)} Y_{m+1,k}^{(1)*} \\ \tilde{S}_{j,k}^{(1)} = H_{j,k}^{(1,0)*} Y_{m,k}^{(0)} - H_{j,k}^{(0,0)} Y_{m+1,k}^{(0)*} + H_{j,k}^{(1,1)*} Y_{m,k}^{(1)} - H_{j,k}^{(0,1)} Y_{m+1,k}^{(1)*} \end{cases} \quad (4-9)$$

Παρουσία PHN και RFO, η συνδυασμένη έξοδος δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{cases} \tilde{S}_{j,k}^{(0)} = U_{m,0} \left(|H_{j,k}^{(0,0)}|^2 + |H_{j,k}^{(0,1)}|^2 \right) S_{j,k}^{(0)} + \\ + U_{m+1,0}^* \left(|H_{j,k}^{(1,0)}|^2 + |H_{j,k}^{(1,1)}|^2 \right) S_{j,k}^{(0)} + S_{j,ISI,k}^{(0)} + \tilde{n}_{0,k} \\ \tilde{S}_{j,k}^{(1)} = U_{m+1,0}^* \left(|H_{j,k}^{(0,0)}|^2 + |H_{j,k}^{(0,1)}|^2 \right) S_{j,k}^{(1)} + \\ + U_{m,0} \left(|H_{j,k}^{(1,0)}|^2 + |H_{j,k}^{(1,1)}|^2 \right) S_{j,k}^{(1)} + S_{j,ISI,k}^{(1)} + \tilde{n}_{1,k} \end{cases} \quad (4-10)$$

με

$$\begin{cases} S_{j,ISI,k}^{(0)} = \left(H_{j,k}^{(0,0)*} H_{j,k}^{(1,0)} + H_{j,k}^{(0,1)*} H_{j,k}^{(1,1)} \right) (U_{m,0} - U_{m+1,0}^*) S_{j,k}^{(1)} \\ S_{j,ISI,k}^{(1)} = \left(H_{j,k}^{(0,0)} H_{j,k}^{(1,0)*} + H_{j,k}^{(0,1)} H_{j,k}^{(1,1)*} \right) (U_{m,0} - U_{m+1,0}^*) S_{j,k}^{(0)} \end{cases} \quad (4-11)$$

όπου $\tilde{n}_{i,k}$ περιγράφει τον συνολικό θόρυβο που αποτελείται από τη θερμική και την ICI συνιστώσα

λόγω αναίρεσης της ορθογωνιότητας του OFDM συστήματος Οι (4-10) και (4-11) αποδεικνύουν ότι εκτός από τον επαγόμενο πολλαπλασιαστικό παράγοντα, οι αλλοιώσεις φάσης προκαλούν αναίρεση της ορθογωνιότητας του κώδικα χώρου-χρόνου με αποτέλεσμα την εμφάνιση ISI η οποία περιγράφεται από τους όρους $S_{j,ISI,k}^{(l)}$.

4.3 Προτεινόμενο Σύστημα για διόρθωση του CPI

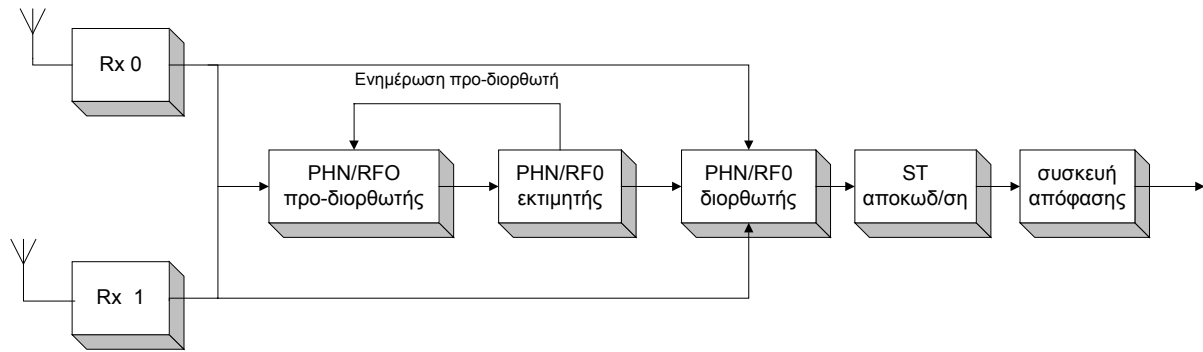
Το σχήμα το οποίο προτείνεται μπορεί, αντίστοιχα με την περίπτωση των SISO συστημάτων, να χρησιμοποιεί προσωρινές αποφάσεις όταν η δυναμική του CPI είναι αρκετά μικρή ώστε να είναι δυνατή η λήψη αξιόπιστων (προσωρινών) αποφάσεων. Καθώς, όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 4.2, ο συγκεκριμένος κώδικας χώρου-χρόνου απαιτεί παράλληλη επεξεργασία δύο διαδοχικών OFDM σύμβολων, η διαδικασία εκτίμησης και αναίρεσης των αλλοιώσεων φάσης θα λαμβάνει χώρα με τον ίδιο ρυθμό. Όπως και στην περίπτωση των SISO συστημάτων, δύο προσεγγίσεις μπορούν να υιοθετηθούν: Η πρώτη στοχεύει στην απ' ευθείας εκτίμηση και διόρθωση του μιγαδικού όρου $U_{m,0}$, ενώ η δεύτερη, η οποία χρησιμοποιεί την προσέγγιση μοναδιαίου πλάτους για το $U_{m,0}$, στοχεύει στον υπολογισμό της αντίστοιχης γωνίας ($\arg\{U_{m,0}\}$).

Το προτεινόμενο σύστημα, ανεξάρτητα από την προσέγγιση, λειτουργεί μετά τον DFT του Rx. Το προτεινόμενο σχήμα, το οποίο παρουσιάζεται στο **Σχ. 4-1**, αποτελείται από 3 βασικές βαθμίδες: (α) τον «PHN/RFO Εκτιμητή», ο οποίος εμπεριέχει και τη συσκευή λήψης προσωρινών αποφάσεων καθώς επίσης και τον εκτιμητή των $U_{m,0}$ και $U_{m+1,0}$ (θεωρώντας την πρώτη προσέγγιση), (β) τον «PHN/RFO Διορθωτή» και (γ) τον «PHN/RFO προ-Διορθωτή». Το σχήμα λειτουργεί ως εξής: Τα λαμβανόμενα $Y_{m,k}^{(i)}$, $Y_{m+1,k}^{(i)}$ εισάγονται στον «PHN/RFO προ-διορθωτή» όπου και διαιρούνται με την εκτίμηση \hat{U}_j (όπου $\hat{U}_0 = 1$) παράγοντας τα σύμβολα $R_{m,k}^{(i)}$, $R_{m+1,k}^{(i)}$. Ένα υποσύνολο Ω αυτών συνδυάζεται σύμφωνα με το κανόνα του κώδικα χώρου-χρόνου, και προκύπτει ένα σύνολο από προσωρινές αποφάσεις για τα σύμβολα $S_{j,k}^{(0)}$ και $S_{j,k}^{(1)}$ τα οποία ορίζονται σαν $\hat{S}_{j,k}^{(0)}$ και $\hat{S}_{j,k}^{(1)}$ αντίστοιχα. Θέτοντας $\hat{X}_{m,k}^{(0)} = \hat{S}_{j,k}^{(0)}$, $\hat{X}_{m,k}^{(1)} = \hat{S}_{j,k}^{(1)}$, $\hat{X}_{m+1,k}^{(0)} = -\hat{S}_{j,k}^{(1)*}$, $\hat{X}_{m+1,k}^{(1)} = \hat{S}_{j,k}^{(0)*}$ προκύπτουν οι

εκτιμήσεις $\hat{U}_{m,0}$ και $\hat{U}_{m+1,0}$, που χρησιμοποιούνται από τον «PHN/RFO διορθωτή» για να διαιρέσει με αυτές τα $Y_{m,k}^{(i)}$, $Y_{m+1,k}^{(i)}$. Η εκτίμηση $\hat{U}_{m+1,0}$ χρησιμοποιείται προκειμένου να ενημερωθεί ο «PHN/RFO προ-διορθωτής» σύμφωνα με τη σχέση $\hat{U}_{j+1} = \hat{U}_{m+1,0} \hat{U}_j / |\hat{U}_{m+1,0}| = \exp\{j(\hat{\theta}_{m+1} + \hat{\theta}_j)\}$, η οποία προκύπτει από το γεγονός ότι η επίδραση των αλλοιώσεων φάσης τη χρονική στιγμή m μπορεί να εκφρασθεί σαν μία μιγαδική στροφή φάσης πολλαπλασιαζόμενη με μία “υπολειπόμενη” επίδραση

$$\begin{aligned} U_{m,0} &= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \exp\{j\phi_m(p)\} = \\ &= \frac{1}{N} \exp\{j\phi_{m_0}\} \sum_{p=0}^{N-1} \exp\{j(\phi_m(p) - \phi_{m_0})\} = \\ &= \exp\{j\phi_{m_0}\} U_{m-m_0,0} \end{aligned} \quad (4-12)$$

Στην περίπτωση κατά την οποία υλοποιηθεί η δεύτερη προσέγγιση, οι εκτιμητές υπολογίζουν τις αντίστοιχες γωνίες θ_m και θ_{m+1} . Οι διαιρέσεις γίνονται διορθώσεις στροφής και ο κανόνας με τον οποίο ενημερώνεται ο «PHN/RFO προ-διορθωτής» μετατρέπεται σε $\hat{\theta}_{j+1} = \hat{\theta}_{m+1} + \hat{\theta}_j$.



Σχ. 4-1. Μπλόκ διάγραμμα του προτεινόμενου σχήματος για αναίρεση αλλοιώσεων φάσης σε ST-OFDM συστήματα.

4.4 Εκτιμητές

Οι προτεινόμενοι σε αυτήν την παράγραφο εκτιμητές, αποτελούν επέκταση εκείνων που παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 2. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο με μεθόδους οι οποίες βασίζονται σε προσωρινές αποφάσεις όσο και με μεθόδους οι οποίες χρησιμοποιούν υποφέροντα πιλότους. Στην πρώτη περίπτωση, εκτιμάται η “υπολειπόμενη” επίδραση των αλλοιώσεων φάσης

μετά τον «PHN/RFO προ-διορθωτή» ενώ στη δεύτερη περίπτωση γίνεται απ' ευθείας εκτίμηση και διόρθωση του U_m με χρήση πιλοτικών συμβόλων. Η εκτιμητέα παράμετρος για κάθε περίπτωση ορίζεται σαν U με αντίστοιχο όρισμα φάσης το θ_U . Κατά τον ίδιο τρόπο, ο όρος $\tilde{X}_{m,k}^{(l)}$ περιγράφει το αποτέλεσμα των προσωρινών αποφάσεων για τα $X_{m,k}^{(l)}$, ή τα αντίστοιχα πιλοτικά σύμβολα. Παρόμοια με το κεφάλαιο 2 μπορούν να προταθούν οι αντίστοιχοι αλγόριθμοι μέγιστης πιθανοφάνειας και οι απλοποιήσεις τους. Καθώς όμως η χρήση των MIMO συστημάτων επιτρέπει τη αποδοτική λειτουργία τους σε χαμηλούς σηματοθορυβικούς λόγους, όπου ο ICI θόρυβος μπορεί να θεωρηθεί αμελητέος σε σχέση με το θερμικό, πρακτικό ενδιαφέρον για τα MIMO συστήματα παρουσιάζουν μόνο οι εκτιμητές (μγαδικού διανύσματος και φάσης) Αμελητέου ICI (NIV), όπως θα δειχθεί και στην παράγραφο των προσομοιώσεων. Σύμφωνα με την παραπάνω παρατήρηση, ο συνολικός θόρυβος (θόρυβος και θερμικός) ο οποίος επηρεάζει το m-οστό OFDM σύμβολο, μπορεί να προσεγγιστεί σαν λευκός, κανονικός, ανεξάρτητος και ίδιας διασποράς ανά υποφέρων, οπότε η επέκταση του NIV αλγορίθμου συμπίπτει με τον ML εκτιμητή των $U_{m+g,0}$ (με $g=0,1$) και ονομάζεται εκτιμητής Μιγαδικού Διανύσματος (Complex Vector – CV). Υπολογίζεται αντίστοιχα με την παράγραφο 2.10 ως

$$\hat{U}_{m+g,0} = \frac{\sum_i \sum_{k \in \Omega} Z_{m+g,k}^{(i)} \sum_l H_{j,k}^{(l,i)*} \tilde{X}_{m+g,k}^{(l)*}}{\sum_i \sum_{k \in \Omega} \left| \sum_l H_{j,k}^{(l,i)} \tilde{X}_{m+g,k}^{(l)} \right|^2} \quad (4-13)$$

όπου

$$Z_{m+g,k}^{(i)} = \begin{cases} R_{m+g,k}^{(i)} / \hat{U}_j; & \text{για ανιχνευτικές αποφάσεις} \\ R_{m+g,k}^{(i)}; & \text{για πιλοτικά σύμβολα} \end{cases} \quad (4-14)$$

Για υψηλό SNR, μεγάλο Ω , αμελητέο ICI, αλάνθαστες προσωρινές αποφάσεις, τυχαία παραγόμενα σύμβολα πιλότους και διαδικασία αντίστοιχη της παραγράφου 2.11, η διασπορά λάθους του εκτιμητή προσεγγίζεται από τη σχέση

$$\text{var}(U_{m+g,0} - \hat{U}_{m+g,0}) \approx \frac{\sigma_{th}^2}{E_s \sum_i \sum_{k \in \Omega} \sum_l |H_{j,k}^{(l,i)}|^2} \quad (4-15)$$

όπου σ_{th}^2 είναι η διασπορά του θερμικού θορύβου και E_s είναι η μέση τιμή του $|\tilde{X}_{m+g,k}^{(l)}|^2$.

Αντίστοιχα προκύπτει ο εκτιμητής Φάσης (PHase- PH)

$$\hat{\theta}_{m+g,0} = \arg \left\{ \sum_i \sum_{k \in \Omega} Z_{m+g,k}^{(i)} \sum_l H_{j,k}^{(l,i)*} \tilde{X}_{m+g,k}^{(l)*} \right\} \quad (4-16)$$

με διασπορά λάθους

$$\text{var}(\theta_{m+g,0} - \hat{\theta}_{m+g,0}) \approx \frac{\sigma_{th}^2}{2E_s \sum_i \sum_{k \in \Omega} \sum_l |H_{j,k}^{(l,i)}|^2} \quad (4-17)$$

4.5 Προτεινόμενο σχήμα ενάντια σε PLL ανά υποφέρον.

Καθώς, σύμφωνα με την παράγραφο 4.1., η επίδραση των αλλοιώσεων φάσης μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μία στροφή φάσης η οποία αλλάζει αργά με το χρόνο, για την αναίρεσή της μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία συστοιχία από PLL η οποία εκτιμά και διορθώνει τη στροφή φάσης ανεξάρτητα ανά υποφέρον και κεραία λήψης, αντίστοιχα με την SISO περίπτωση. Ένα τέτοιο σχήμα αποτελείται μόνο από τη βαθμίδα «PHN/RFO προ-διορθωτή». Η διαδικασία με την οποία παρακολουθείται η φάση περιγράφεται, παρόμοια με τη

[62],

$$\hat{\theta}_{j+1,k}^{PLL(i)} = \hat{\theta}_{j,k}^{PLL(i)} + \mu \text{imag} \left\{ Y_{m+1,k}^{(i)} \exp[-j\hat{\theta}_{j,k}^{PLL(i)}] / \sum_l H_{j,k}^{(l,i)} \hat{X}_{m+1,k}^{(l)} \right\} \quad (4-18)$$

με μ την παράμετρο μεγέθους βήματος και $\hat{X}_{m+1,k}^{(l)}$ τις τελικές (και μοναδικές) αποφάσεις των

$X_{m+1,k}$.

4.6 Προσομοιώσεις

Προκειμένου να διερευνηθεί η απόδοση των προτεινόμενων αλγορίθμων και σχημάτων, έχουν λάβει χώρα εκτεταμένες προσομοιώσεις. Για τη διαμόρφωση των σημάτων έχει χρησιμοποιηθεί ο ίδιος M-QAM αστερισμός (δεν έχει χρησιμοποιηθεί προσαρμοστική διαμόρφωση). Η αλυσίδα προσομοίωσης έχει συμπεριλάβει πηγές PHN (ταλαντωτές) τόσο στον Tx και στον Rx, με διαφορετικές διαδικασίες για την IF (Intermediate Frequency) και την RF (Radio Frequency) διαμόρφωση. Το μοντέλο παραγωγής PHN που χρησιμοποιήθηκε είναι το ίδιο με εκείνο του κοινοτικού ερευνητικού προγράμματος STINGRAY, και είναι συγγενές του μοντέλου που περιγράφεται στην αναφορά

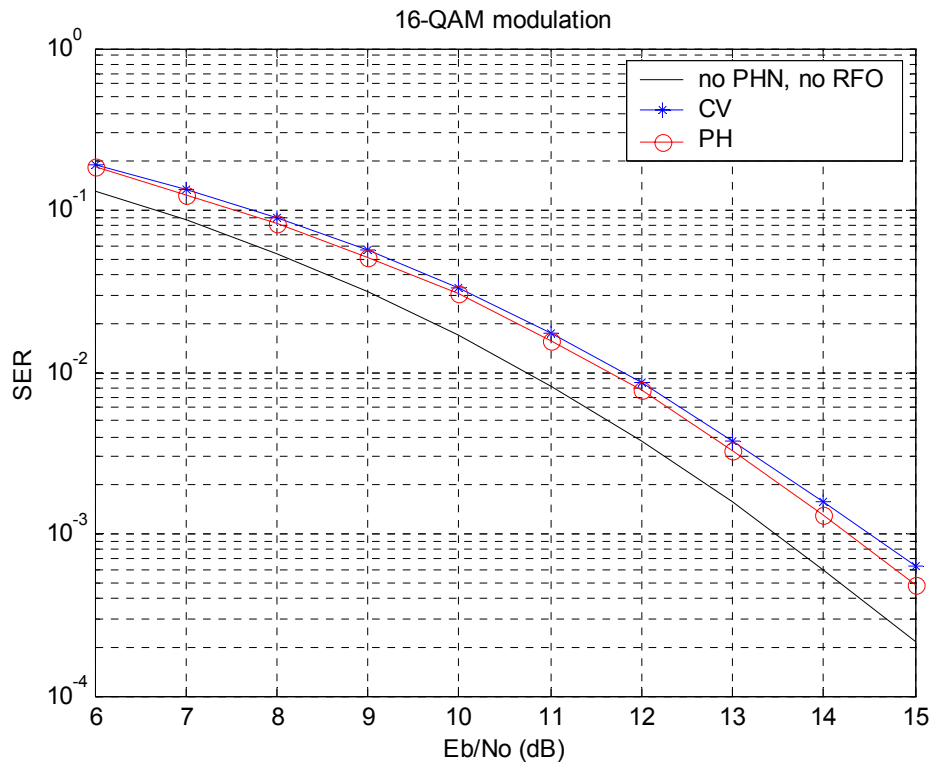
[62], και έχει χαρακτηριστικές τιμές -78.8 dBc και -95.5 dBc στα 10 kHz για τους RF και IF ταλαντωτές αντίστοιχα. Το MIMO κανάλι το οποίο θεωρήθηκε είναι στατικό και αποτελεί τροποποίηση του SUI-4 καναλιού (

[63]), για την περίπτωση σταθερής ασύρματης πρόσβασης, στη συχνότητα των 2GHz, με μέτρια (χρονική) διάχυση καθυστέρησης (delay spread) και παράγοντα K ($t_{rms} = 1.257ms$, $K = 2$). Ο DFT είναι 256 σημείων και το κυκλικό πρόθεμα αποτελείται από 33 δείγματα, και είναι μεγαλύτερου μήκους από κάθε υλοποίηση του καναλιού. Το σύνολο Ω των υποφερόντων που έχουν χρησιμοποιηθεί για εκτίμηση (είτε στην περίπτωση χρήσης συμβόλων πιλότων, είτε στην περίπτωση χρήσης προσωρινών αποφάσεων) αποτελείται από L_0 ισαπέχοντα υποφέροντα.

4.6.1 Προσομοιώσεις συστήματος με προσωρινές αποφάσεις

Στην παράγραφο αυτή εξετάζεται η απόδοση του προτεινόμενου σχήματος στην περίπτωση κατά την οποία έχουν χρησιμοποιηθεί προσωρινές αποφάσεις. Η κανονικοποιημένη RFO έχει τεθεί σε 0.5% της φασματικής απόστασης μεταξύ των υποφερόντων και τα σύμβολα είναι διαμορφωμένα κατά 16-QAM. Στο Σχ. 4-2 παρουσιάζεται η απόδοση του συστήματος για μόλις $L_0 = 8$ και για τις δύο διαφορετικές προσεγγίσεις (CV και PH). Η PH προσέγγιση παρουσιάζει μία μικρή αλλά παρατηρήσιμη διαφορά στην απόδοση του συστήματος, καθώς το αντίστοιχο μοντέλο λαμβάνει υπ' όψιν ότι η συνολική επίδραση μπορεί να προσεγγιστεί με ακρίβεια σαν μία στροφή φάσης.

Σημειώνεται, ότι στην περίπτωση όπου $L_0 = N = 256$ οι καμπύλες συμπίπτουν με εκείνη χωρίς την παρουσία αλλοιώσεων φάσης (βλ. Σχ. 4-4).

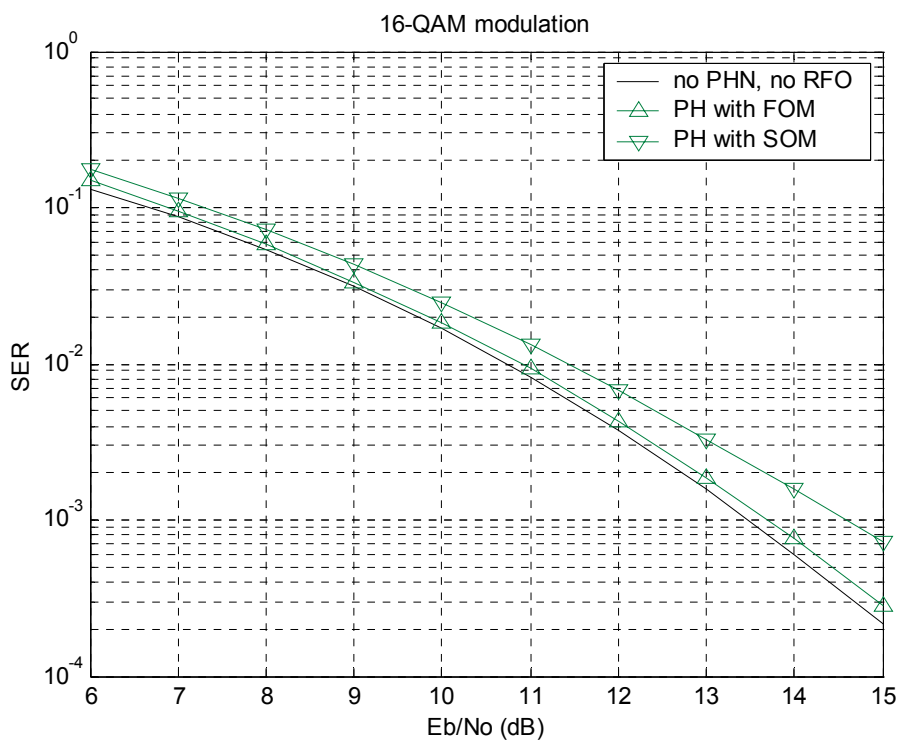


Σχ. 4-2. Απόδοση προτεινόμενου σχήματος με χρήση CV και PH αλγορίθμων με $L_0=8$ και 16-QAM διαμόρφωση.

4.6.2 Προσομοιώσεις με απλοποιημένες μορφές του συστήματος με προσωρινές αποφάσεις

Το προτεινόμενο σύστημα με προσωρινές αποφάσεις, μπορεί να τροποποιηθεί ώστε να είναι απλούστερο στην υλοποίηση. Η *Τροποποίηση Πρώτου Βαθμού (First Order Modification – FOM)* υποθέτει ότι το $U_{m,0}$ μεταβάλλεται αργά με το χρόνο οπότε μπορεί να υπολογιστεί μόνο το $\hat{U}_{m+1,0}$ ή το $\hat{U}_{m,0}$ (αντί και των δύο) και να χρησιμοποιηθεί ώστε να διορθώσει τα Y_m και Y_{m+1} . Κατά την *Τροποποίηση Δευτέρου Βαθμού (Second Order Modification – SOM)* δεν χρησιμοποιούνται ούτε ενδιάμεσες προσωρινές αποφάσεις. Το $\hat{U}_{m+1,0}$ υπολογίζεται μόνο με χρήση των τελικών αποφάσεων και χρησιμοποιείται προκειμένου να ενημερώσει τον προ-διορθωτή.

Η κανονικοποιημένη RFO έχει τεθεί σε 0.5% της φασματικής απόστασης μεταξύ των υποφερόντων, το $L_0 = N = 256$ και τα σύμβολα είναι διαμορφωμένα κατά 16-QAM. Από το Σχ. 4-3 γίνεται προφανές, ότι για τις συγκεκριμένες τυπικές τιμές του PHN και της RFO, η FOM τροποποίηση παρουσιάζει μικρή απώλεια στην απόδοση, η οποία αυξάνεται με το SNR, ενώ η SOM έχει σαν αποτέλεσμα σημαντική απώλεια στην απόδοση, λόγω του ότι το ISI το οποίο προκύπτει από την αναίρεση της ορθογωνιότητας του κώδικα χρώρου-χρόνου, είναι πλέον σημαντικό.

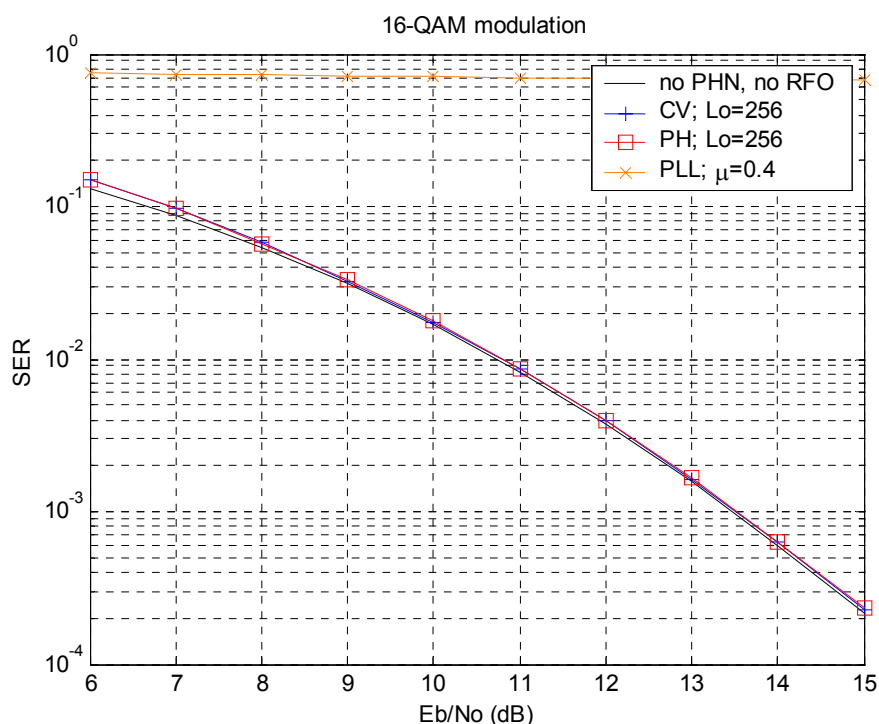


Σχ. 4-3. Απόδοση τροποποιημένων σχημάτων με χρήση PH αλγορίθμου με $L_0=256$ και 16-QAM διαμόρφωση.

4.6.3 Σύγκριση προτεινόμενου σχήματος με PLL ανά υποφέρων

Στο Σχ. 4-4 απεικονίζεται η απόδοση του προτεινόμενου σχήματος ενάντια στην αντίστοιχη απόδοση του σχήματος που χρησιμοποιεί ανεξάρτητα PLL ανά υποφέρων, για 16-QAM διαμόρφωση. Η τιμή της παραμέτρου έχει επιλεγεί ώστε το PLL να επιτυγχάνει την καλύτερη δυνατή απόδοση. Συμπεραίνεται ότι η χρήση συστοιχίας από PLL κρίνεται ανεπαρκής, γεγονός το οποίο οφείλεται κυρίως στην ευαισθησία του σχήματος στον θόρυβο. Η μη ακριβής εκτίμηση και διόρθωση της

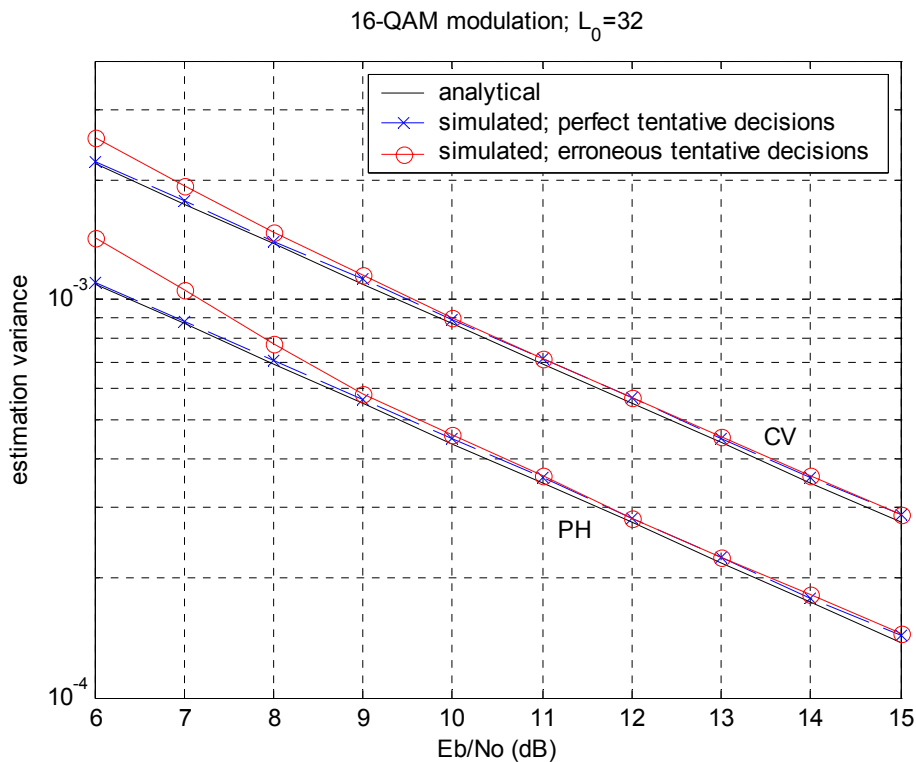
επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης, δημιουργεί επιπρόσθετο ISI θόρυβο (όπως περιγράφεται στην παράγραφο 4.2) ο οποίος συντελεί περαιτέρω στη μείωση της απόδοσης.



Σχ. 4-4. Απόδοση του προτεινόμενου σχήματος ενάντια της συστοιχίας ανεξαρτήτων PLL ανά υποφέρον, για 16-QAM διαμόρφωση.

4.6.4 Επίδοση των εκτιμητών με μέτρο την διασπορά σφάλματος

Το Σχ. 4-5 απεικονίζει την επίδοση διασποράς σφάλματος των CV και PH εκτιμητών και επιβεβαιώνει τα αναλυτικά αποτελέσματα της παραγράφου 4.4. Για τις προσομοιώσεις αυτές έχουν θεωρηθεί αλάνθαστες προσωρινές αποφάσεις (ή αντίστοιχα χρήση τυχαία παραγόμενων συμβόλων πιλότων) καθώς επίσης πραγματικές προσωρινές αποφάσεις. Τα υποφέροντα που έχουν χρησιμοποιηθεί για εκτίμηση είναι $L_0 = 32$ και επίσης έχει θεωρηθεί 16-QAM διαμόρφωση.



Σχ. 4-5. Θεωρητική και πραγματική απόδοση των αλγορίθμων για ιδανικές και πραγματικές προσωρινές αποφάσεις.

Η κανονικοποιημένη RFO έχει τεθεί σε 0.5% της φασματικής απόστασης μεταξύ των υποφερόντων. Το εύρος των σηματοθορυβικών σχέσεων το οποίο εξετάζεται είναι ίδιο με εκείνο του Σχ. 4-2 και παρέχει ακωδικοποίητο SER πρακτικού ενδιαφέροντος (μέχρι περίπου 10^{-4}). Σημειώνεται δε, ότι για την εξαγωγή των θεωρητικών αποτελεσμάτων έχει χρησιμοποιηθεί η υπόθεση αμελητέου ICI (σε σχέση με το θερμικό θόρυβο), αφού στην περίπτωση χρήσης MIMO συστημάτων η περιοχή λειτουργίας μπορεί να είναι σε μικρά SNR, όπως έχει να αναφερθεί στην παράγραφο 4.4. Παρά ταύτα, τα πειραματικά αποτελέσματα συγκλίνουν πολύ καλά στα αναλυτικά, γεγονός που αποδεικνύει την ορθότητα της προσέγγισης, καθιστώντας άσκοπη τη χρήση πιο πολύπλοκων αλγορίθμων, οι οποίοι εκμεταλλεύονται τη γνώση της διασποράς του PHN.

4.6.5 Προσομοιώσεις για την περίπτωση ανεξάρτητης αναίρεσης ανά κεραία

Το προτεινόμενο σχήμα πραγματοποιεί ανεξάρτητη αναίρεση των αλλοιώσεων φάσης ανά κεραία, λόγω της θεώρησης ότι η συνολική διαδικασία PHN που επιδρά στον δέκτη είναι κοινή,

ανεξάρτητα από την επίδραση των διαφορετικών υπο-καναλιών του MIMO καναλιού στη διαδικασία PHN φάσης του Tx. Παρά ταύτα θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί ανεξάρτητη αναίρεση των αλλοιώσεων φάσης, ώστε να μπορούν να αναγνωριστούν πιθανές διαφοροποιήσεις στις διαδικασίες PHN, με κόστος τη μεγαλύτερη ευαισθησία στο θόρυβο. Στην παράγραφο αυτή, θα εξεταστεί και θα συγκριθεί η απόδοση του συστήματος για τις δύο διαφορετικές αυτές προσεγγίσεις. Θα δειχθεί, μέσω προσομοιώσεων, ότι η χρήση ενός κοινού εκτιμητή παρέχει καλύτερη απόδοση, γεγονός το οποίο θα ενισχυθεί και από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των επόμενων παραγράφων.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθούν δύο ανεξάρτητοι εκτιμητές μιγαδικού διανύσματος, θα περιγράφονται από τη σχέση

$$\hat{U}_{m+g,0}^{(i)} = \frac{\sum_{k \in \Omega} Z_{m+g,k}^{(i)} \sum_l H_{j,k}^{(l,i)*} \tilde{X}_{m+g,k}^{(l)*}}{\sum_{k \in \Omega} \left| \sum_l H_{j,k}^{(l,i)} \tilde{X}_{m+g,k}^{(l)} \right|^2} \quad (4-19)$$

Στην περίπτωση όπου τα (πυλοτικά) σύμβολα είναι τυχαία παραγόμενα, η αντίστοιχη διασπορά λάθους του εκτιμητή θα προσεγγίζεται από τη σχέση

$$\text{var}\left(U_{m+g,0}^{(i)} - \hat{U}_{m+g,0}^{(i)}\right) \approx \frac{\sigma_{th}^2}{E_s \sum_{k \in \Omega} \sum_l |H_{j,k}^{(l,i)}|^2} \quad (4-20)$$

Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθούν ανεξάρτητοι εκτιμητές φάσης, οι αντίστοιχες σχέσεις είναι

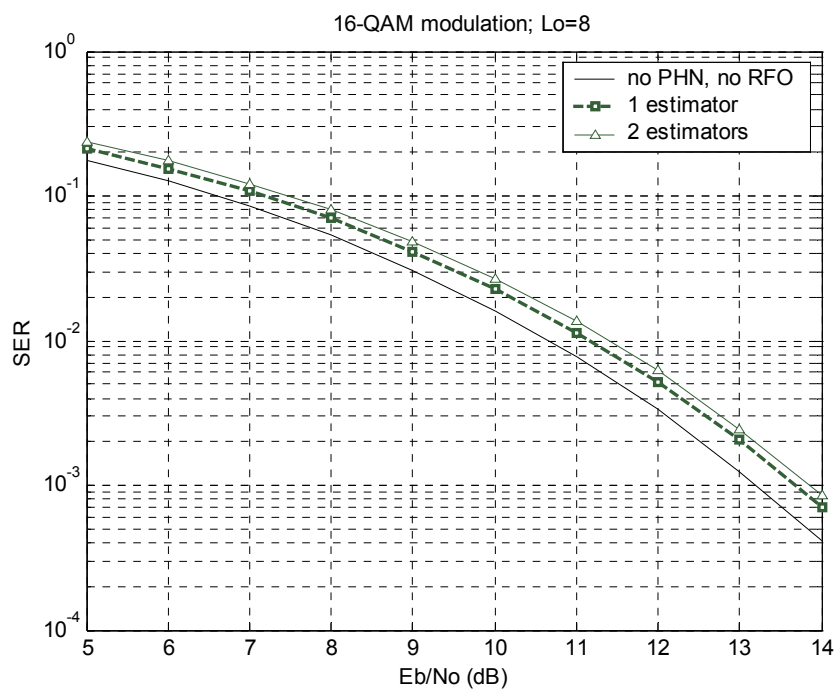
$$\hat{\theta}_{m+g,0}^{(i)} = \arg \left\{ \sum_{k \in \Omega} Z_{m+g,k}^{(i)} \sum_l H_{j,k}^{(l,i)*} \tilde{X}_{m+g,k}^{(l)*} \right\} \quad (4-21)$$

με διασπορά λάθους

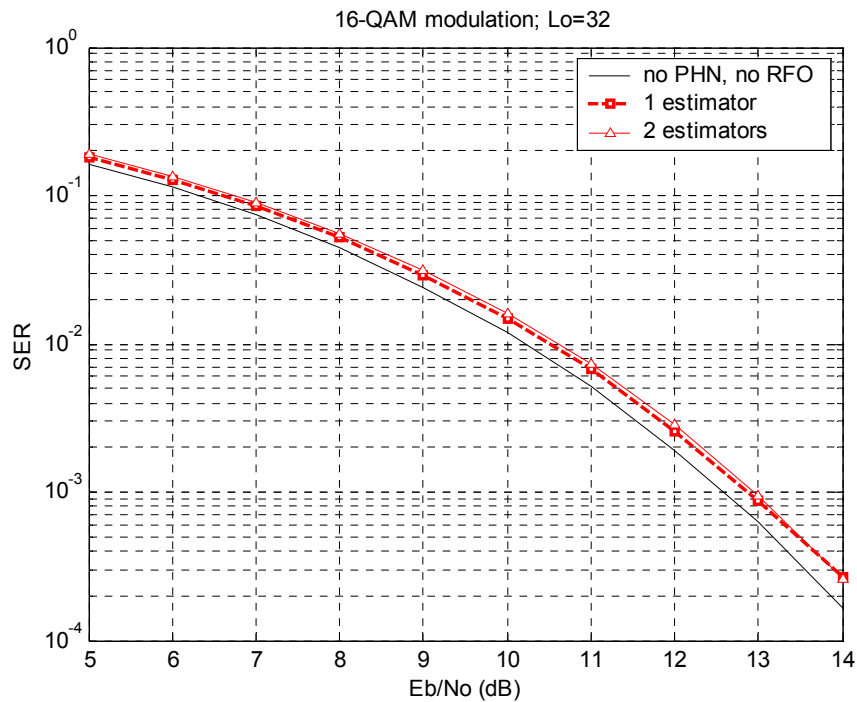
$$\text{var}\left(\theta_{m+g,0}^{(i)} - \hat{\theta}_{m+g,0}^{(i)}\right) \approx \frac{\sigma_{th}^2}{2E_s \sum_{k \in \Omega} \sum_l |H_{j,k}^{(l,i)}|^2} \quad (4-22)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι τα αντίστοιχα MIMO υπο-κανάλια επιδρούν έντονα στην απόδοση των εκτιμητών, οπότε και στην απόδοση του συνολικού συστήματος. Τα Σχ. 4-6 και Σχ. 4-7 παρουσιάζουν την απόδοση του συστήματος στην περίπτωση κατά την οποία έχουν

χρησιμοποιηθεί 2 ανεξάρτητοι εκτιμητές και στην περίπτωση που έχει χρησιμοποιηθεί ένας κοινός. Η κανονικοποιημένη RFO έχει τεθεί σε 1% της φασματικής απόστασης μεταξύ των υποφερόντων τα σύμβολα είναι διαμορφωμένα κατά 16-QAM και έχουν χρησιμοποιηθεί BPSK σύμβολα πιλότοι τα οποία και έχουν παραχθεί τυχαία και ισοπίθανα. Στα Σχ. 4-6 έχει τεθεί $L_0 = 8$ ενώ στο Σχ. 4-7 $L_0 = 32$. Από τα παραπάνω διαγράμματα προκύπτει ότι για τυπικές τιμές PHN, και για τυχαία παραγόμενα σύμβολα, η χρήση δύο ανεξαρτήτων εκτιμητών αντί ενός έχει σαν αποτέλεσμα τη μικρή αλλά εμφανή μείωση της απόδοσης του συστήματος. Επίσης η διαφορά απόδοσης μειώνεται με το L_0 .



Σχ. 4-6. Διαφορά απόδοσης προτεινόμενου σχήματος με χρήση ενός και δύο ανεξάρτητων εκτιμητών, με CV αλγορίθμους και 8 τυχαία παραγόμενα σύμβολα πιλότους.



Σχ. 4-7. Διαφορά απόδοσης προτεινόμενου σχήματος με χρήση ενός και δύο ανεξάρτητων εκτιμητών, με CV αλγορίθμους και 32 τυχαία παραγόμενα σύμβολα πιλότους.

4.6.6 Απόδοση συστήματος στην περίπτωση χρήσης συμβόλων-πιλότων.

Αντίθετα με τους εκτιμητές για τα SISO συστήματα, στην περίπτωση χρήσης πιλότων συμβόλων στους MIMO εκτιμητές, η απόδοσή τους εξαρτάται από τον τρόπο διαμόρφωσης των υποφερόντων πιλότων ανά κεραία, και συγκεκριμένα από τη σχέση η οποία διέπει τα εκπεμπόμενα σύμβολα διαφορετικών κεραιών στο ίδιο υποφέρων (για κοινά k, m και διαφορετικό l). Στην παράγραφο αυτή εξετάζονται τρεις προσεγγίσεις παραγωγής των συμβόλων πιλότων. Η πρώτη έχει συζητηθεί στις προηγούμενες παραγράφους, και θεωρεί ότι τα σύμβολα πιλότοι τα οποία εκπέμπονται ανά κεραία εκπομπής, στο ίδιο υποφέρων, την ίδια χρονική στιγμή, είναι διαφορετικά και παράγονται τυχαία και ισοπίθανα. Στην περίπτωση των τυχαία παραγόμενων συμβόλων πιλότων (Randomly Generated Pilot symbols - RGP), η διασπορά λάθους των αλγορίθμων εκτίμησης δίνεται από τις σχέσεις (4.15) και (4.17). Μία δεύτερη προσέγγιση είναι να θεωρηθεί ότι η σχέση μεταξύ των εκπεμπόμενων συμβόλων ανά κεραία εκπομπής, στο ίδιο υποφέρων, την ίδια χρονική στιγμή είναι σταθερή (Fixed Pattern Pilot symbols- FPP), όπως στην περίπτωση όπου εκπέμπονται τα ίδια

σύμβολα πιλότοι. Η τρίτη προσέγγιση θεωρεί ότι τα σύμβολα πιλότοι τα οποία εκπέμπονται είναι ορθογώνια (Orthogonally Generated Pilot symbols – OGP). Στις προσομοιώσεις της παραγράφου αυτής παράγονται τέτοια σύμβολα διαχωρίζοντας το σύνολο Ω των υποφερόντων που χρησιμοποιούνται για εκτίμηση σε δύο υποσύνολα Ω_0 και Ω_1 , ίσης διάστασης, τέτοια ώστε $\Omega_0 \cap \Omega_1 = \emptyset$, και εκπέμποντας σύμβολα πιλότους μόνο από το Ω_l για την κεραία εκπομπής l .

Στην FPP περίπτωση όπου χρησιμοποιείται ένας (κοινός) CV εκτιμητής, η διασπορά λάθους δίνεται από τη σχέση

$$\text{var}(U_{m+g,0} - \hat{U}_{m+g,0}) \approx \sigma_{th}^2 E \left\{ \left(\sum_i \sum_{k \in \Omega} \left| \sum_l H_{j,k}^{(l,i)} P_{m,k} \right|^2 \right)^{-1} \right\} \quad (4-23)$$

όπου $P_{m,k}$ είναι τα αντίστοιχα σύμβολα πιλότοι. Στην περίπτωση ανεξάρτητων εκτιμήσεων ανά κεραία η αντίστοιχη σχέση για τον κάθε εκτιμητή είναι

$$\text{var}(U_{m+g,0}^{(i)} - \hat{U}_{m+g,0}^{(i)}) = \sigma_{th}^2 E \left\{ \left(\sum_{k \in \Omega} \left| \sum_l H_{j,k}^{(l,i)} P_{m,k} \right|^2 \right)^{-1} \right\} \quad (4-24)$$

ενώ στη περίπτωση των αντίστοιχων PH αλγορίθμων, η διασπορά είναι η μισή. Από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι η απόδοση των αλγορίθμων εξαρτάται άμεσα τόσο από το κανάλι, όσο και από τα εκπεμπόμενα σύμβολα. Στην FPP περίπτωση υπάρχει ενδεχόμενο η σχέση καναλιού συμβόλων να είναι τέτοια ώστε ο παρονομαστής των σχέσεων (4-22), (4-23) να είναι μικρός, ιδιαίτερα στην περίπτωση στατικών καναλιών, με αποτέλεσμα την έντονη μείωση της απόδοσης του συστήματος. Η πιθανότητα του ενδεχομένου αυτού μειώνεται σημαντικά στην περίπτωση κατά την οποία χρησιμοποιηθεί ένας κοινός εκτιμητής, ο οποίος πρακτικά παρέχει αυξημένη εναλλακτικότητα (diversity). Ένας άλλος τρόπος να αναιρεθεί η εξάρτηση του συστήματος από τη σχέση συμβόλων καναλιών είναι η OGP μέθοδος, καθώς για την περίπτωση αυτή οι αντίστοιχες σχέσεις διασποράς γίνονται

$$\text{var}\left(U_{m+g,0} - \hat{U}_{m+g,0}\right) \approx \sigma_{ih}^2 / E_S \sum_i \sum_{k \in \Omega} \left| H_{j,k}^{ld(l,i)} \right|^2 \quad (4-25)$$

όπου

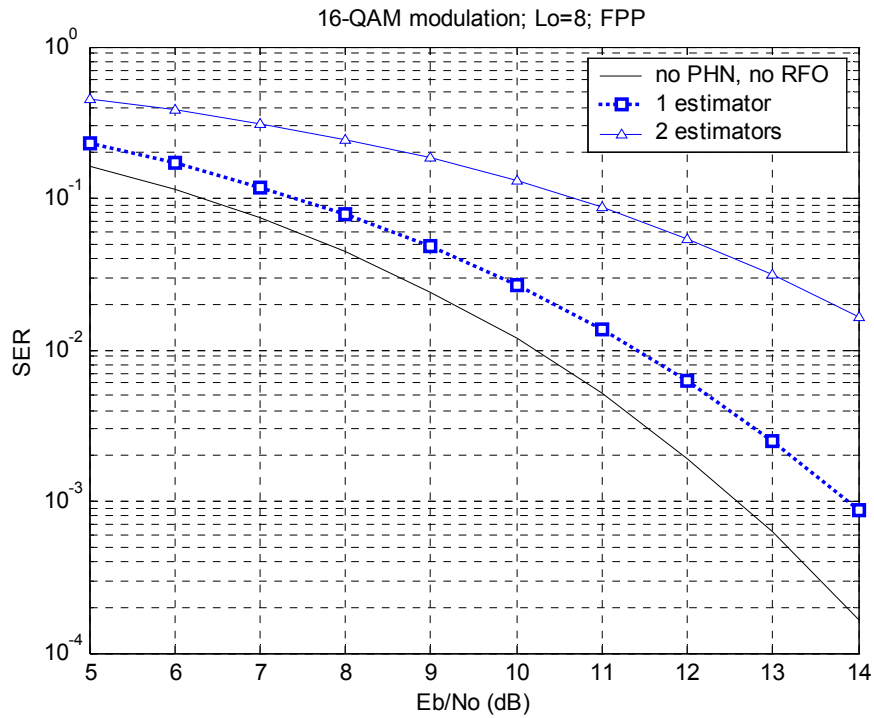
$$H_{j,k}^{ld(l,i)} = \begin{cases} H_{j,k}^{ld(l,i)} & \text{εαν } P_{m,k}^{(l)} \neq 0 \\ 0 & \text{εαν } P_{m,k}^{(l)} = 0 \end{cases} \quad (4-26)$$

Στην περίπτωση ανεξάρτητων εκτιμήσεων ανά κεραία η αντίστοιχη σχέση είναι

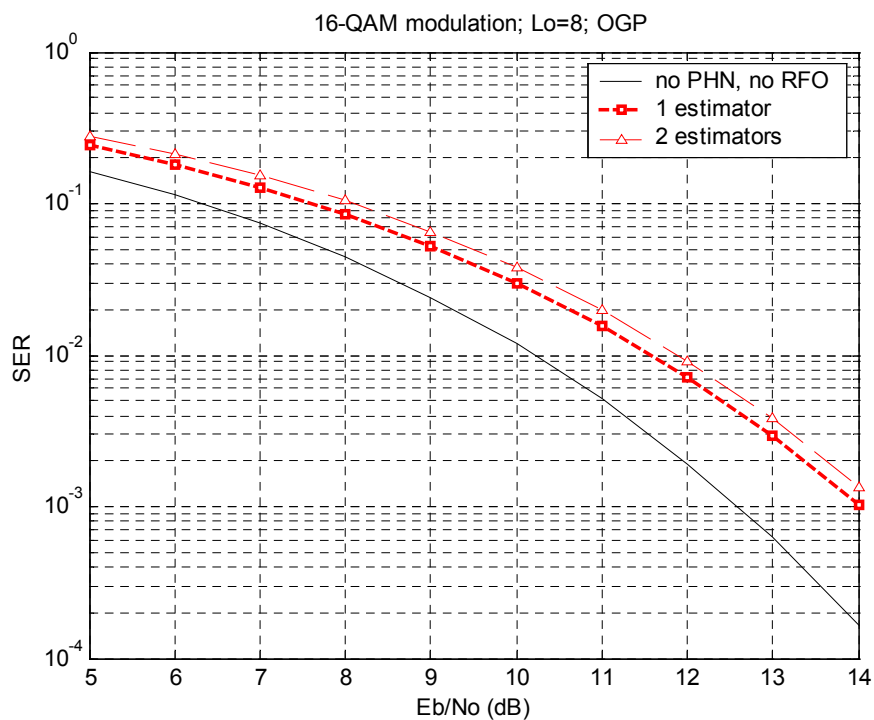
$$\text{var}\left(U_{m+g,0}^{(i)} - \hat{U}_{m+g,0}^{(i)}\right) = \sigma_{ih}^2 \sum_i \sum_{k \in \Omega} \left| H_{j,k}^{ld(l,i)} \right|^2 \quad (4-27)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι η απόδοση των αλγορίθμων για το παραπάνω σύστημα δεν εξαρτάται από το κανάλι, αλλά είναι υποδεέστερη από εκείνη με χρήση τυχαίων συμβόλων πιλότων.

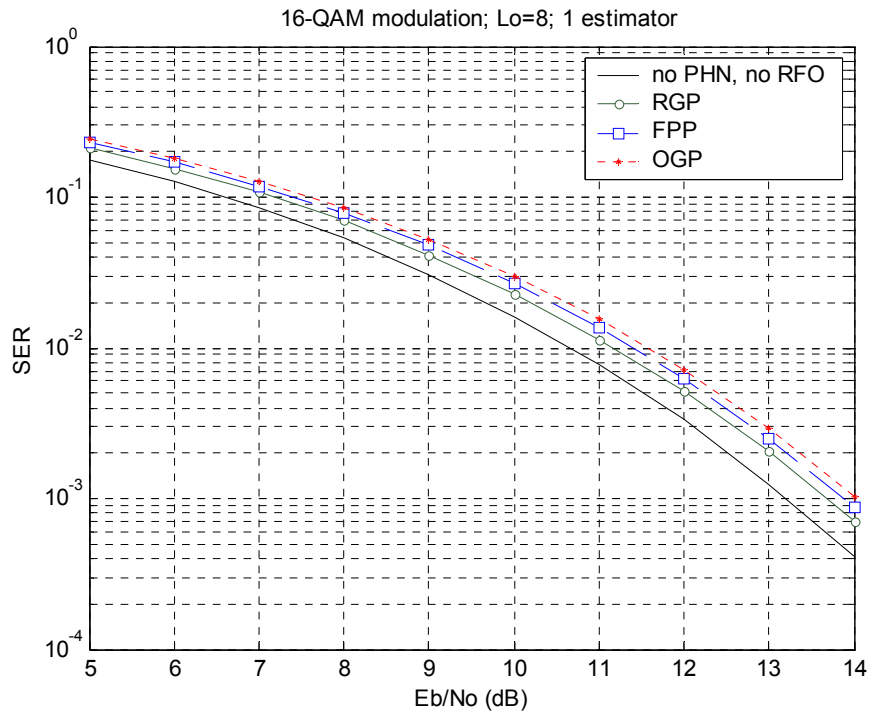
Τα **Σχ. 4-6** έως **Σχ. 4-11** παρουσιάζουν την απόδοση του συστήματος στην περίπτωση κατά την οποία έχουν χρησιμοποιηθεί ένας και δύο ανεξάρτητοι CV εκτιμητές, για όλες τις μεθόδους παραγωγής συμβόλων Η κανονικοποιημένη RFO έχει τεθεί σε 1% της φασματικής απόστασης μεταξύ των υποφερόντων, τα σύμβολα είναι διαμορφωμένα κατά 16-QAM και έχουν χρησιμοποιηθεί BPSK σύμβολα πιλότοι. Η απόδοση των συστημάτων παρουσιάζεται για μία συγκεκριμένη υλοποίηση καναλιού επιλεγμένη κατάλληλα ώστε να παρουσιάζεται η μείωση απόδοσης που μπορεί να επιφέρει η χρήση της FPP προσέγγισης. Η αντίστοιχη μέση απόδοση για διάφορες υλοποιήσεις καναλιών παρουσιάζεται στο **Σχ. 4-12**. Συμπεραίνεται ότι η χρήση δύο διαφορετικών ανεξάρτητων εκτιμητών ανά κεραία, με τη χρήση FPP δομής, καθιστά το σύστημα ιδιαίτερα ευαίσθητο στη μορφή του καναλιού. Η ευαισθησία αυτή, όπως εξάγεται από το **Σχ. 4-11** αλλά και όπως και εξηγήθηκε, μπορεί να μειωθεί με τη χρήση ενός κοινού εκτιμητή ή με τη χρήση των άλλων μεθόδων παραγωγής συμβόλων. Επίσης από τα σχήματα εξάγεται ότι η χρήση της RGP μεθόδου συνεπάγεται βελτιωμένη απόδοση συστήματος σε σχέση με την OGP, όπως άλλωστε προκύπτει και από τις σχέσεις (4-17), (4-19) και (4-24)-(4-26).



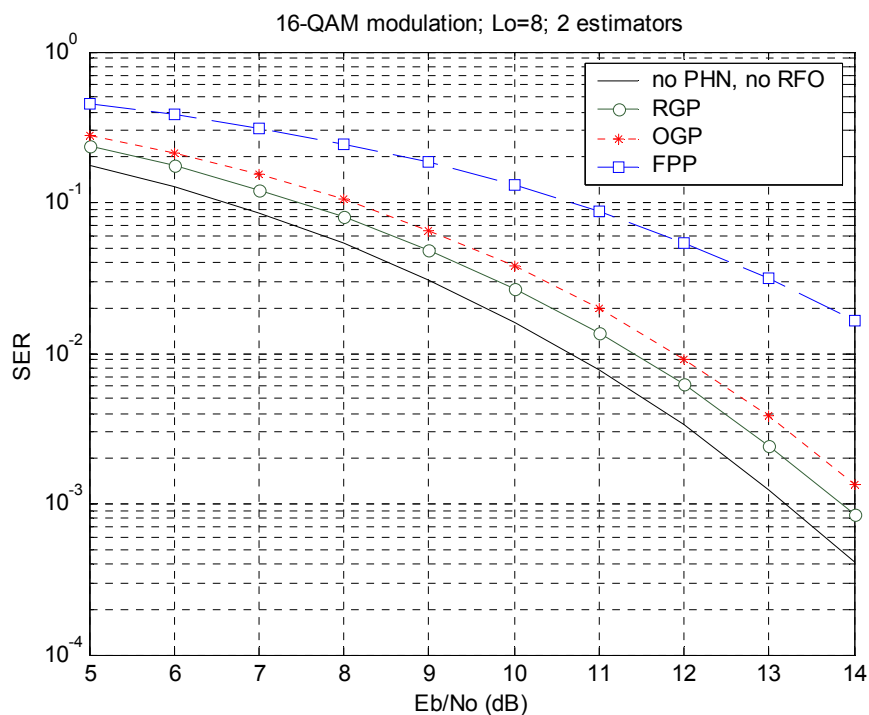
Σχ. 4-8. Διαφορά απόδοσης προτεινόμενου σχήματος με χρήση ενός και δύο ανεξάρτητων εκτιμητών, με CV αλγορίθμους και 8 σύμβολα πιλότους παραγόμενα με την FPP μέθοδο.



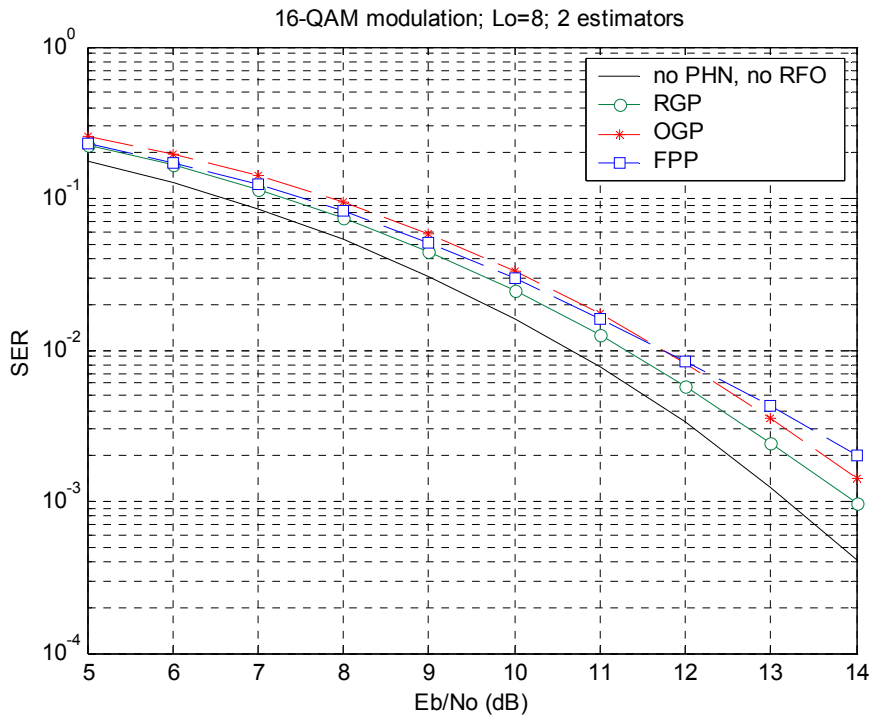
Σχ. 4-9. Διαφορά απόδοσης προτεινόμενου σχήματος με χρήση ενός και δύο ανεξάρτητων εκτιμητών, με CV αλγορίθμους και 8 σύμβολα πιλότους παραγόμενα με την OGP μέθοδο.



Σχ. 4-10. Διαφορά απόδοσης προτεινόμενου σχήματος με χρήση ενός εκτιμητή, με CV αλγορίθμους και 8 σύμβολα πιλότους παραγόμενα με διαφορετικούς τρόπους.



Σχ. 4-11. Διαφορά απόδοσης προτεινόμενου σχήματος με χρήση δύο εκτιμητών, με CV αλγορίθμους και 8 σύμβολα πιλότους παραγόμενα με διαφορετικούς τρόπους.



Σχ. 4-12. Μέση διαφορά απόδοσης προτεινόμενου σχήματος για διάφορες υλοποιήσεις καναλιών με χρήση δύο εκτιμητών, με CV αλγορίθμους και 8 σύμβολα πιλότους παραγόμενα με διαφορετικούς τρόπους.

4.7 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό δείχθηκε ότι η επίδραση του PHN και της RFO μπορούν να αντιμετωπισθούν αποτελεσματικά με τη χρήση αλγορίθμων οι οποίοι είτε βασίζονται σε προσωρινές αποφάσεις, είτε χρησιμοποιούν σύμβολα πιλότους. Όπως δείχθηκε η μέθοδος αποστολής τυχαία παραγόμενων πιλοτικών συμβόλων, καθώς επίσης και η χρήση ενός κοινού εκτιμητή είναι επιλογές οι οποίες οδηγούν σε βελτιστοποίηση της χρήσης του σχήματος. Δείχθηκε ότι η χρήση αλγορίθμων φάσης παρουσιάζει ένα μικρό εμφανές κέρδος, συγκρινόμενη με τη χρήση αλγορίθμων CV. Επίσης δείχθηκε ότι μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλοποιημένες μορφές εκτιμητών με μείωση απόδοσης μικρότερη από 0.5 dB. Σημειώνεται ότι κατά την επιλογή χρήσης αλγορίθμων που βασίζονται σε προσωρινές αποφάσεις, και στην περίπτωση όπου οι αλλοιώσεις φάσης είναι τέτοιες ώστε οι προσωρινές αποφάσεις να είναι αναξιόπιστες, μπορούν να χρησιμοποιηθούν υβριδικές προσεγγίσεις, δύο βημάτων αντίστοιχες με τις RCA της παραγράφου 2.8.5.

5 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΚΑΙ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ ΑΛΛΟΙΩΣΕΩΝ ΦΑΣΗΣ ΓΙΑ MIMO, ST-OFDM ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Σε αυτή την παράγραφο εξετάζεται το πρόβλημα ταυτόχρονης εκτίμησης καναλιού και αναίρεσης αλλοιώσεων φάσης για ST-OFDM συστήματα. Αποδεικνύεται ότι ο PHN και η RFO επηρεάζουν έντονα τους απλούς εκτιμητές καναλιού όπως ο

[55] που χρησιμοποιείται για 2x2 MIMO – OFDM συστήματα, με συνεπακόλουθη σημαντική μείωση της απόδοσης του συστήματος, ιδιαιτέρως στην περίπτωση κατά την οποία χρησιμοποιείται ο κώδικας χώρου- χρόνου του Alamouti ([4]). Για το λόγο αυτό προτείνεται ένα σύστημα, μικρής πολυπλοκότητας, το οποίο πραγματοποιεί εκτίμηση καναλιού και δια-πλαισιακό (inter-frame) λεπτομερή συγχρονισμό συχνότητας σε πραγματικό περιβάλλον PHN και RFO. Ο αλγόριθμος συγχρονισμού συχνότητας παρέχει σημαντική ακρίβεια στην εκτίμηση της παραμέτρου όταν η παραγόμενη στροφή φάσης λόγω RFO είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αντίστοιχη λόγω του PHN. Συνήθης περίπτωση, καθώς οι τυπικοί αλγόριθμοι συγχρονισμού ([42]) που λειτουργούν στο πεδίο του χρόνου, είναι στην πράξη υπο- βέλτιστοι καθώς θεωρούν AWGN κανάλι και απουσία άλλων αλλοιώσεων, όπως ο PHN.

Το προτεινόμενο σχήμα χρησιμοποιεί έναν αλγόριθμο αναίρεσης αλλοιώσεων φάσης, αντίστοιχο με εκείνους των προηγούμενων κεφαλαίων, ο οποίος συνδυάζεται με τις βαθμίδες εκτίμησης καναλιού και λεπτομερούς συγχρονισμού. Προκύπτει μέσω προσομοιώσεων, ότι παρ' ότι το προτεινόμενο σχήμα είναι πολύ απλό στην υλοποίησή του, μπορεί να παράσχει σημαντική βελτίωση στην απόδοση του συστήματος, καθιστώντας άσκοπη τη χρήση πιο πολύπλοκων αλγορίθμων εκτίμησης καναλιού και συγχρονισμού. Αν και το συγκεκριμένο σχήμα χρησιμοποιεί συγκεκριμένους αλγορίθμους συγχρονισμού και εκτίμησης καναλιού, ωστόσο μπορεί να επεκταθεί για χρήση με οποιαδήποτε μέθοδο εκτίμησης των παραμέτρων αυτών .

Στην περίπτωση εκτίμησης MIMO καναλιών, δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν αυτούσιοι οι αντίστοιχοι SISO αλγόριθμοι. Οι μέθοδοι εκτίμησης των καναλιών αυτών, που έχουν παρουσιαστεί στην βιβλιογραφία ([54]-[56]), δεν λαμβάνουν υπ' όψιν την παρουσία αλλοιώσεων φάσης. Ένας από τους πιο απλούς και αποδοτικούς αλγορίθμους είναι εκείνος της αναφοράς

[55], ο οποίος δρα στο πεδίο της συχνότητας και λόγω της απλότητάς του έχει επιλεγεί σε αυτή την εργασία.

Στην παράγραφο αυτή έχει θεωρηθεί η δομή διάδοσης ενός τυπικού ψηφιακού ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος, κατά το οποίο η μετάδοση της πληροφορίας πραγματοποιείται υπό μορφή πλαισίων πληροφορίας (frames) στην αρχή των οποίων στέλνονται γνωστά σύμβολα – προθέματα (preambles) που και χρησιμοποιούνται από τον Rx πρώτα για συγχρονισμό (χρόνου, συχνότητας και φάσης) και μετά για εκτίμηση καναλιού. Για το λόγο αυτό, κάθε λάθος στον συγχρονισμό συνεπάγεται μείωση της απόδοσης του εκτιμητή καναλιού, οπότε και της συνολικής απόδοσης του συστήματος. Στο πλαίσιο της εργασίας αυτής θα θεωρηθεί τέλειος συγχρονισμός χρόνου αλλά μη τέλειος συγχρονισμός συχνότητας ο οποίος περιγράφεται από την RFO.

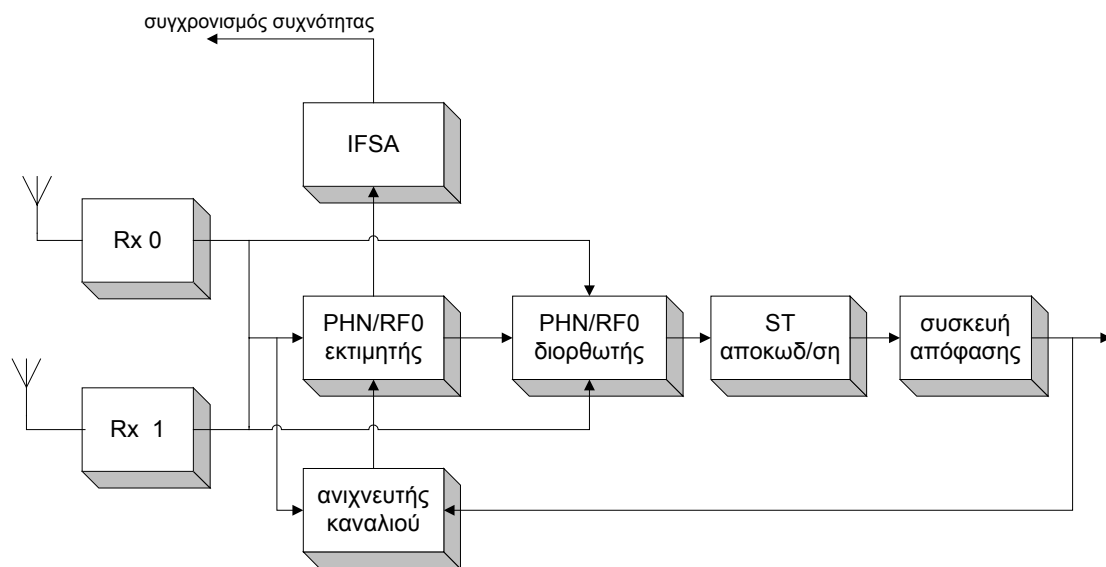
Το σύστημα που προτείνεται για ταυτόχρονη εκτίμηση καναλιού, συγχρονισμό συχνότητας και αναίρεση των υπολειπόμενων αλλοιώσεων φάσης, αξιοποιεί η ενδο- (inter) και δια- (intra) πλαισιακή συσχέτιση των υπό εκτίμηση παραμέτρων: Η παραγόμενη στροφή λόγω PHN μπορεί να θεωρηθεί υψηλά συσχετισμένη για τη διάρκεια μερικών OFDM συμβόλων. Για πληθώρα εφαρμογών (όπως στην περίπτωση της σταθερής ασύρματης πρόσβασης) το κανάλι διάδοσης μπορεί να θεωρηθεί αμετάβλητο, τουλάχιστον, για τη διάρκεια μετάδοσης ενός πλαισίου πληροφορίας. Η διαφορά συχνότητας των ταλαντωτών του Tx και του Rx μπορεί να θεωρηθεί σταθερή για τη διάρκεια μετάδοσης μερικών πλαισίων πληροφορίας. Στην εργασία αυτή έχει υποτεθεί η ελάχιστη συσχέτιση στο χρόνο: Η στροφή λόγω PHN είναι αμελητέα για τη διάρκεια μερικών OFDM συμβόλων, το κανάλι διάδοσης και η διαφορά συχνότητας είναι σταθερά για τη διάρκεια εκπομπής ενός πλαισίου πληροφορίας.

5.1 Το προτεινόμενο σχήμα

Το προτεινόμενο σχήμα παρουσιάζεται στο **Σχ. 5-1** και λειτουργεί ως εξής: Τα λαμβανόμενα σύμβολα από τις δύο κεραίες $Y_{m,k}^{(i)}$ συνδυάζονται προκειμένου να εκτιμηθεί και να ανααιρεθεί η επίδραση του $U_{m,0}$, ανά OFDM σύμβολο. Η βαθμίδα του “PHN/RFO εκτιμητή” χρησιμοποιεί τις εκτιμήσεις $\hat{H}_{j,k}^{(l,i)}$, οι οποίες έχουν προκύψει από την αρχική διαδικασία εκτίμησης καναλιού (στην

αρχή του πλαισίου) και που έχουν βελτιωθεί μέσω της βαθμίδας “Ανίχνευσης καναλιού”. Οι έξοδοι της βαθμίδας του “PHN/RFO εκτιμητή” ($\hat{U}_{m,0}$), χρησιμοποιούνται από τη βαθμίδα “PHN/RFO διορθωτή” ο οποίος πραγματοποιεί αναίρεση της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης με διαίρεση των λαμβανομένων συμβόλων με τις αντίστοιχες εκτιμήσεις, παρέχοντας τα σύμβολα $R_{m,k}^{(i)}$ ($R_{m,k}^{(i)} = Y_{m,k}^{(i)} / \hat{U}_{m,0}$). Επιπρόσθετα, οι εκτιμήσεις $\hat{U}_{m,0}$ εισάγονται στη βαθμίδα δια-πλαισιακού λεπτομερούς συγχρονισμού συχνότητας (Inter-Frame fine frequency Synchronization Algorithm) “IFSA”, η οποία εξάγει την ακριβέστερη εκτίμηση για την απόκλιση συχνότητας $\Delta\hat{f}$. Η τελευταία χρησιμοποιείται κατά τη διάρκεια εκπομπής του επόμενου πλαισίου πληροφορίας, αντί της τυπικής διαδικασίας συγχρονισμού συχνότητας η οποία λαμβάνει χώρα στην αρχή του πλαισίου.

Το προτεινόμενο σχήμα μπορεί να απλοποιηθεί εξαιρώντας τη βαθμίδα “Ανίχνευσης καναλιού” ή/και τη βαθμίδα “IFSA”. Η συνεπαγόμενη απώλεια απόδοσης εκτιμάται μέσω προσομοιώσεων στην αντίστοιχη παράγραφο.



Σχ. 5-1. Διάγραμμα μπλοκ του προτεινόμενου σχήματος.

5.1.1 Ο αλγόριθμος αναίρεσης των αλλοιώσεων φάσης

Για την εκτίμηση και αναίρεση του $U_{m,0}$, μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο προσωρινές αποφάσεις, όσο και σύμβολα πιλότοι. Στην συγκεκριμένη περίπτωση θεωρείται η δεύτερη προσέγγιση, ως εκείνη μικρότερης πολυπλοκότητας. Ένα σύνολο από υποφέροντα Ω διαμορφώνεται

με γνωστά σύμβολα πιλότους ($P_{m,k}^{(l)}$ με $k \in \Omega$) τα οποία και χρησιμοποιούνται για εκτίμηση του $U_{m,0}$, ανά OFDM σύμβολο, σύμφωνα με την (4-13)

$$\hat{U}_{m+g,0} = \frac{\sum_i \sum_{k \in \Omega} R_{m+g,k}^{(i)} \sum_l \hat{H}_{j,k}^{(l,i)*} P_{m+g,k}^{(l)*}}{\sum_i \sum_{k \in \Omega} \left| \sum_l \hat{H}_{j,k}^{(l,i)} P_{m+g,k}^{(l)} \right|^2} \quad (5-1)$$

όπου τα $H_{j,k}^{(l,i)}$ έχουν αντικατασταθεί από τις αντίστοιχες εκτιμήσεις. Όταν τα σύμβολα πιλότοι παράγονται ορθογώνια (βλ. παράγραφο 4.7) ο προτεινόμενος αλγόριθμος συμπίπτει με εκείνους που χρησιμοποιούνται στην SISO περίπτωση (βλ. κεφάλαιο 2).

5.1.2 Αλγόριθμος εκτίμησης καναλιού

Η συνολική διαδικασία εκτίμησης καναλιού αποτελείται από α) την αρχική εκτίμηση καναλιού και β) την ανίχνευση καναλιού. Για την αρχική εκτίμηση, η οποία λαμβάνει χώρα στην αρχή κάθε πλαισίου, μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε από τις μεθόδους που προτείνονται στη βιβλιογραφία. Στην εργασία αυτή χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος της αναφοράς

[55], λόγω της απλότητας στην υλοποίησή του αλλά και της αποδοτικότητάς του. Σύμφωνα με τη συγκεκριμένη αναφορά η εκτίμηση καναλιού λαμβάνει χώρα στην αρχή κάθε πλαισίου με χρήση γνωστών συμβόλων πιλότων, όπου $C_{w,k}^{(l)}$ είναι το γνωστό (QAM ή PSK) σύμβολο το οποίο εκπέμπεται στο k -οστό υποφέρων κατά τη διάρκεια του W -οστού εκπεμπόμενου OFDM συμβόλου εκμάθησης, από την κεραία l . Θεωρούνται δύο γνωστά OFDM σύμβολα εκμάθησης ($w = 0,1$). Τα σύμβολα πιλότοι ακολουθούν τον κανόνα $C_{0,k}^{(0)} = -C_{1,k}^{(0)} = C_{0,k}^{(1)} = C_{1,k}^{(1)}$. Τότε ο εκτιμητής καναλιού, ο οποίος δρα στο πεδίο της συχνότητας, περιγράφεται από τη σχέση

$$\hat{H}_k^{(il)} = \frac{1}{2C_{0,k}^{(0)}} [Y_{0,k}^{(l)} + (-1)^{i+1} Y_{1,k}^{(l)}]; \quad i, l = 0, 1 \quad (5-2)$$

Η διαδικασία της ανίχνευσης καναλιού πραγματοποιείται για $j \neq 0$ και στοχεύει στην μείωση του σφάλματος εκτίμησης. Πραγματοποιείται με χρήση των λαμβανομένων συμβόλων μετά την αναίρεση της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης $R_{m,k}^{(l)}$, και περιγράφεται από τη σχέση

$$\hat{H}_{j+1,k}^{(l,i)} = \hat{H}_{j,k}^{(l,i)} + \mu \left[R_{m,k}^{(i)} \hat{S}_{j,k}^{(l)*} - \hat{H}_{j+1,k}^{(l,i)} \left| \hat{S}_{j,k}^{(l)} \right|^2 - \hat{H}_{j+1,k}^{(l\oplus 1,i)} \hat{S}_{j,k}^{(l)*} \hat{S}_{j,k}^{(l\oplus 1)} \right]; \quad l, i = 0, 1 \quad (5-3)$$

όπου $\hat{S}_{j,k}^{(l)}$ είναι οι τελικές αποφάσεις των αντίστοιχων εκπεμπόμενων συμβόλων, μ είναι η παράμετρος μεγέθους βήματος του αλγορίθμου ανίχνευσης και με \oplus περιγράφεται η modulo 2 πρόσθεση.

Υπό την επίδραση αλλοιώσεων φάσης, και στην περίπτωση όπου το κανάλι διάδοσης θεωρείται σταθερό για δύο συνεχή OFDM σύμβολα, μπορεί εύκολα να δειχθεί με χρήση της (4-6) ότι η εκτίμηση του καναλιού δίνεται από τη σχέση

$$\begin{cases} \hat{H}_{j,k}^{(0l)} \approx \frac{(U_{0,0} + U_{1,0})H_{j,k}^{(0l)} + (U_{0,0} - U_{1,0})H_{j,k}^{(1l)}}{2} + n_k^{(0l)} \\ \hat{H}_{j,k}^{(1l)} \approx \frac{(U_{0,0} + U_{1,0})H_{j,k}^{(1l)} + (U_{0,0} - U_{1,0})H_{j,k}^{(0l)}}{2} + n_k^{(1l)} \end{cases} \quad (5-4)$$

με τους όρους $n_k^{(il)}$ να περιγράφουν τον συνολικό θόρυβο (θερμικό και ICI). Η εξίσωση (5-2) δείχνει ότι οι PHN και RFO αλλοιώνουν την ορθογωνιότητα (επομένως και την ποιότητα) της εκτίμησης καναλιού.

5.1.3 Ο αλγόριθμος δια-πλαισιακού λεπτομερή συγχρονισμού συχνότητας (Inter-Frame fine frequency Synchronization Algorithm –IFSA)

Στην περίπτωση κατά την οποία ο PHN προκαλεί αμελητέα στροφή κατά τη διάρκεια τ συμβόλων, τότε μπορεί εύκολα να δειχθεί ότι

$$U_{m+\tau,0} = U_{m,0} \exp[j2\pi\Delta f(N + \nu)\tau] \quad (5-5)$$

όπου ν είναι το μήκος του κυκλικού προθέματος και Δf είναι η RFO. Με χρήση αυτής της παρατήρησης, η έξοδος του PHN/RFO εκτιμητή για διαφορετικές χρονικές στιγμές, μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση.

$$\hat{U}_{m+\tau,0} = \hat{U}_{m,0} \exp[j2\pi\Delta f(N+\nu)\tau] + n_{err,m,\tau} \quad (5-6)$$

όπου ο όρος $n_{err,m,\tau}$ είναι συνάρτηση των λαθών εκτίμησης κατά τις χρονικές στιγμές m και $m + \tau$.

Ελαχιστοποιώντας την συνάρτηση κόστους

$$\sum_{m=m_0}^{m_0+\tau'} \left| \hat{U}_{m+\tau,0} - \hat{U}_{m,0} \exp[j2\pi\Delta f(N+\nu)\tau] \right|^2 \quad (5-7)$$

προκύπτει η λεπτομερής εκτίμηση συχνότητας $\Delta\hat{f}$

$$\Delta\hat{f} = -\frac{1}{2\pi(N+\nu)\tau} \arg \left\{ \sum_{m=m_0}^{m_0+\tau'} \hat{U}_{m,0} \hat{U}_{m+\tau,0}^* \right\} \quad (5-8)$$

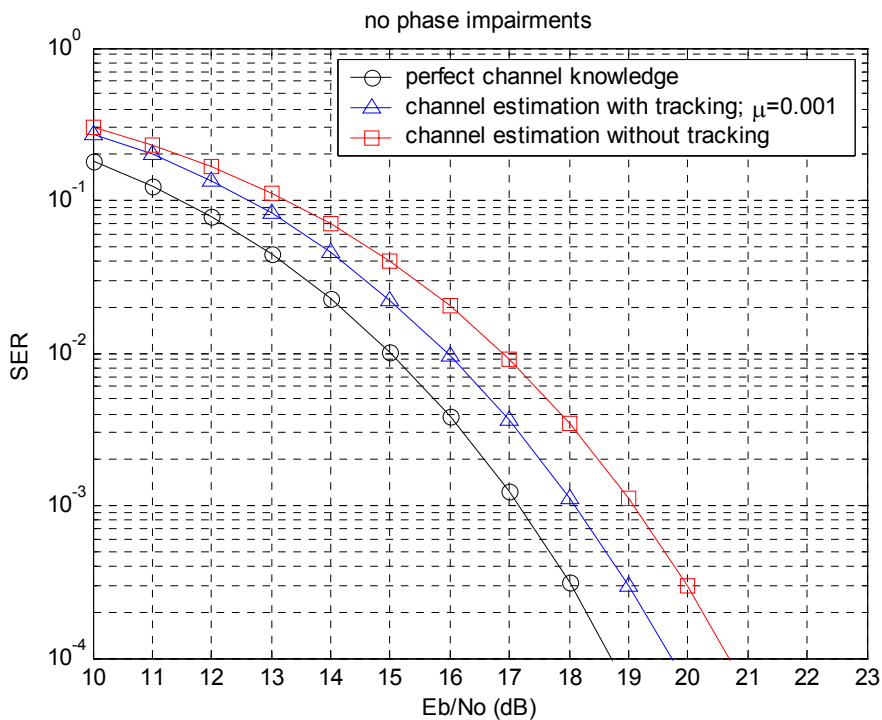
όπου $\tau' < \tau$ και τα $m_0, m_0 + \tau'$ μπορούν να πάρουν τιμές μέχρι των αριθμό των συμβόλων πληροφορίας ανά πλαίσιο.

Είναι προφανές ότι η ποιότητα της εκτίμησης εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της διαδικασίας του PHN, η οποία πρέπει να είναι αρκετά αργή ώστε η στροφή φάσης να θεωρείται αμελητέα για διάρκεια τ συμβόλων, ή τουλάχιστον αυτή η στροφή φάσης να είναι αρκετά μικρότερη από την αντίστοιχη παραγόμενη λόγω RFO. Επίσης, καθώς η απόδοση του $U_{m,0}$ εκτιμητή εξαρτάται από την ακρίβεια της εκτίμησης του καναλιού, η οποία αυξάνεται με το πέρασμα του χρόνου λόγω του ανιχνευτή καναλιού, η ακρίβεια του εκτιμητή αυξάνεται με το m_0 .

5.2 Προσομοιώσεις

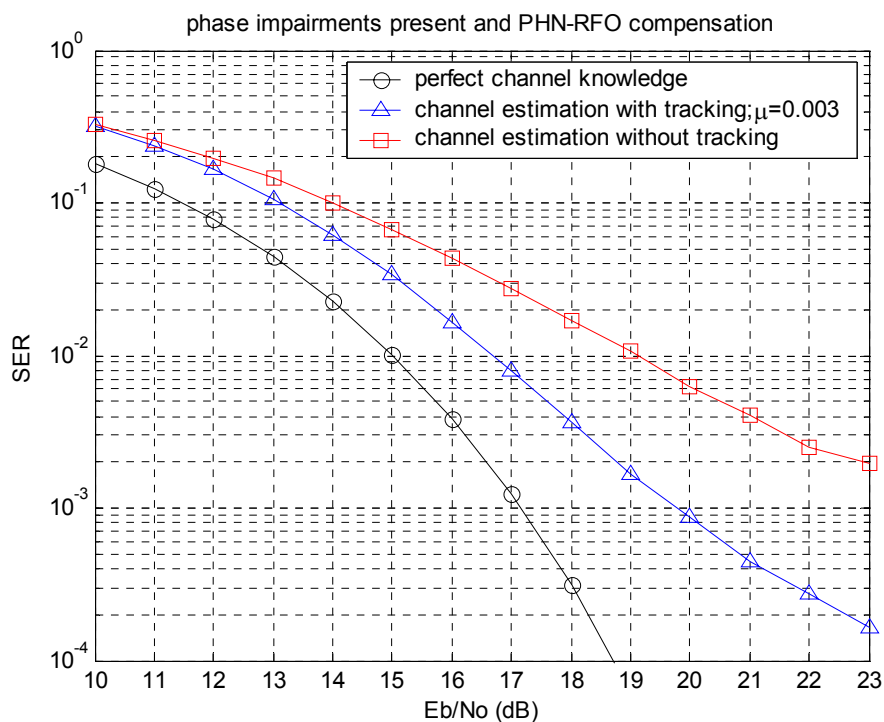
Για τη διαμόρφωση των σημάτων έχει χρησιμοποιηθεί ο ίδιος 64-QAM αστερισμός Η αλυσίδα προσομοίωσης έχει συμπεριλάβει πηγές PHN και στον Tx και στον Rx, με διαφορετικές διαδικασίες για την IF και την RF διαμόρφωση. Το μοντέλο παραγωγής PHN το οποίο χρησιμοποιήθηκε είναι το ίδιο με εκείνο της παραγράφου 4.6, και έχει χαρακτηριστικές τιμές -78.8 dBc και -95.5 dBc στα 10 kHz για τους RF και IF ταλαντωτές αντίστοιχα. Η RFO έχει τεθεί στο 1% της απόστασης μεταξύ των υποφερόντων. Το MIMO κανάλι το οποίο θεωρήθηκε είναι στατικό και αποτελεί τροποποίηση του SUI-4 καναλιού ([63]), για την περίπτωση σταθερής ασύρματης πρόσβασης, στη συχνότητα των

2GHz, επίσης ίδιο με εκείνο της παραγράφου 4.6. Ο DFT είναι 256 σημείων και το κυκλικό πρόθεμα αποτελείται από 33 δείγματα, και είναι μεγαλύτερου μήκους από κάθε υλοποίηση του καναλιού. Το σύνολο Ω των υποφερόντων πιλότων αποτελείται από $L_0 = 8$ ισαπέχοντα υποφέροντα και τα αντίστοιχα σύμβολα είναι τυχαία παραγόμενα, διαμορφωμένα κατά BPSK και ενισχυμένα κατά 2.5 dB. Τα σύμβολα εκμάθησης είναι επίσης διαμορφωμένα κατά BPSK και ενισχυμένα κατά 3 dB. Οι παράμετροι τ και τ' έχουν τιμές $\tau'+1 = \tau = 10$ και το πλαίσιο αποτελείται από 80 OFDM σύμβολα. Οι προσομοιώσεις του Σχ. 5-2 παρουσιάζουν την SER απόδοση του συστήματος στην περίπτωση απουσίας αλλοιώσεων φάσης. Στην περίπτωση αυτή μόνο η βαθμίδα της εκτίμησης καναλιού είναι ενεργή και όπως αποδεικνύεται η ανίχνευση καναλιού επιφέρει σημαντική βελτίωση στην απόδοση του συστήματος. Στο Σχ. 5-3 οι αλλοιώσεις φάσης είναι παρούσες και οι προσομοιώσεις παρουσιάζουν την απόδοση του συστήματος χωρίς τον IFSA αλγόριθμο. Από το σχήμα αυτό προκύπτει ότι η συνολική απόδοση του συστήματος μειώνεται σημαντικά λόγω της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης στην αρχική εκτίμηση καναλιού.



Σχ. 5-2. Απόδοση της μεθόδου εκτίμησης καναλιού απουσία αλλοιώσεων φάσης.

Στο Σχ. 5-4 οι αλλοιώσεις φάσης είναι παρούσες και οι προσομοιώσεις παρουσιάζουν την απόδοση του συστήματος με τον IFSA αλγόριθμο. Η απόδοση του πρώτου συμβόλου δεν έχει ληφθεί υπ' όψιν. Από το σχήμα αυτό προκύπτει ότι ο IFSA αλγόριθμος επιφέρει σημαντική βελτίωση στο σύστημα, τέτοια ώστε η προκύπτουσα κατά SER απόδοση να είναι σχεδόν η ίδια με εκείνη απουσία αλλοιώσεων φάσης (Σχ. 5-2). Επίσης από το σχήμα αυτό προκύπτει ότι η λύση μίας συστοιχίας, ανεξάρτητων ανά υποφέρον, ανιχνευτών καναλιού είναι ανεπαρκής να πραγματοποιήσει ταυτόχρονη εξίσωση καναλιού και αναίρεση αλλοιώσεων φάσης.

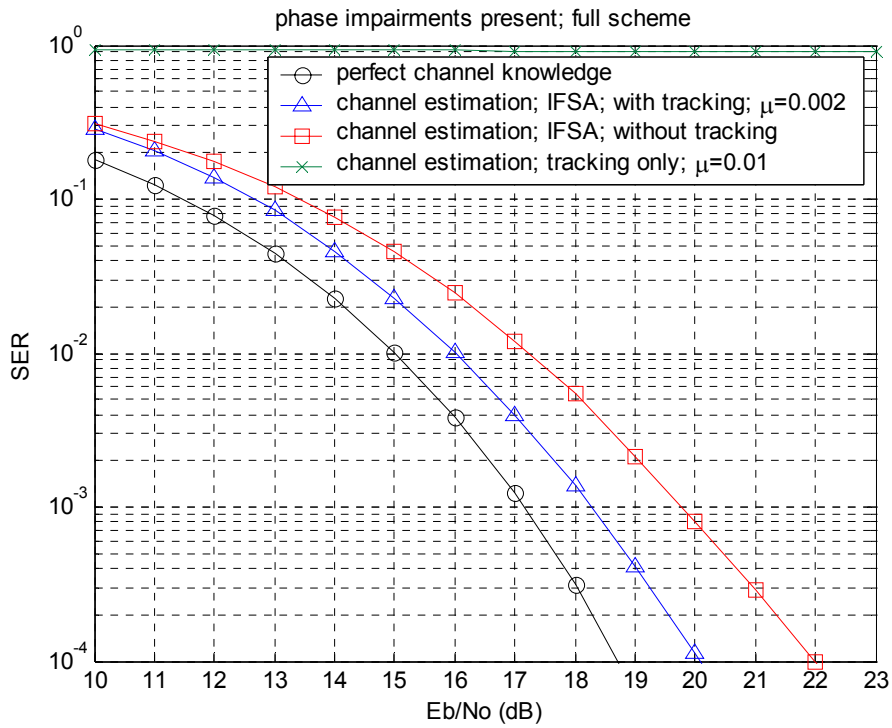


Σχ. 5-3. Απόδοση της μεθόδου εκτίμησης καναλιού παρουσία αλλοιώσεων φάσης.

5.3 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό δείχθηκε η αυξημένη ευαισθησία του απλού εκτιμητή MIMO καναλιών της αναφοράς [55] στην παρουσία αλλοιώσεων φάσης και προτάθηκε ένας αλγόριθμος δια-πλαισιακού λεπτομερή συγχρονισμού συχνότητας ο οποίος βελτιώνει σημαντικά την ποιότητα της εκτίμησης καναλιού. Παρ' ότι το συγκεκριμένο σχήμα έχει αξιολογηθεί για χρήση της κωδικοποίησης χώρου-χρόνου του Alamouti, και ένα συγκεκριμένο τύπο εκτιμητή καναλιού, μπορεί να επεκταθεί για οποιοδήποτε σχήμα κωδικοποίησης και εκτιμητή. Επίσης, καθώς ο αλγόριθμος συγχρονισμού είναι

ένας αλγόριθμος ετεροσυσχέτισης, ο οποίος όμως δρα στο πεδίο των συχνοτήτων αντί στο πεδίο του χρόνου όπου λειτουργούν οι τυπικοί εκτιμητές συχνότητας, πρακτικά δεν αυξάνει την πολυπλοκότητα του συστήματος.



Σχ. 5-4. Απόδοση του προτεινόμενου σχήματος παρουσία αλλοιώσεων φάσης με και χωρίς την IFSA βαθμίδα.

6 ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Στο πλαίσιο της εργασίας αυτής μελετήθηκαν τοπολογίες OFDM δεκτών οι οποίες αντιμετωπίζουν το πρόβλημα της αναίρεσης των αλλοιώσεων φάσης με βέλτιστους και υποβέλτιστους τρόπους, τόσο σε SISO όσο και σε MIMO συστήματα, είτε με χρήση συμβόλων πιλότων, είτε με χρήση προσωρινών αποφάσεων, ανεξάρτητα αλλά και σε σχέση με την επίδραση των αλλοιώσεων στην εκτίμηση καναλιού. Η σημαντικότητα και η πρωτοτυπία των αποτελεσμάτων αυτών εστιάζεται στο γεγονός ότι αλγόριθμοι οι οποίοι προτείνονται στην εργασία αυτή, υλοποιήθηκαν στα πρότυπα modems τα οποία κατασκευάστηκαν στο πλαίσιο των ευρωπαϊκών ερευνητικών προγραμμάτων STINGRAY/ist-2000-30173, ADAMAS/ist-1999-1073 και WIND-FLEX/ist-1999-10025.

Επέκταση των αποτελεσμάτων της εργασίας αυτής, περιλαμβάνει τον σχεδιασμό τοπολογιών OFDM οι οποίες δεν αναιρούν μόνο το κοινό σε όλα τα υποφέροντα μέρος της επίδρασης των αλλοιώσεων φάσης (τον όρο $U_{m,0}$ όπως παρουσιάζεται στην εξίσωση (2-9)) αλλά και τους σημαντικότερους ICI όρους. Η επέκταση αυτή, η οποία έχει συνεχισθεί από τον ίδιο συγγραφέα, έχει φτάσει σε ώριμο στάδιο και περιλαμβάνει τοπολογίες δεκτών οι οποίοι επιλέγουν τους πιο σημαντικούς ICI όρους χρησιμοποιώντας MMSE κριτήρια. Τους εκτιμούν με χρήση προσωρινών αποφάσεων και τους αναιρούν, με σημαντικό κέρδος απόδοσης καθώς προκύπτει σημαντικά μειωμένος ICI θόρυβος.

Η μελέτη αλληλεπίδρασης και ο από κοινού σχεδιασμός των δύο διαφορετικών δομικών, για κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα, βαθμίδων της εκτίμησης καναλιού και του συγχρονισμού είναι μία προσέγγιση η οποία παρουσιάζεται στην εργασία αυτή αλλά δεν έχει επεκταθεί (τουλάχιστον για MIMO – OFDM συστήματα), παρ' ότι οδηγεί σε σημαντική βελτίωση της απόδοσης των συστημάτων αυτών που παρουσιάζουν αυξημένη ευαισθησία στα λάθη εκτίμησης παραμέτρων ([17]). Η ανάπτυξη αλγορίθμων ταυτόχρονου συγχρονισμού και εκτίμησης καναλιού εκτός από το θεωρητικό ενδιαφέρον που παρουσιάζει, σχετίζεται άμεσα με την κατασκευή προηγμένων πομποδεκτών οι οποίοι αναμένεται να είναι στην τεχνολογία αιχμής τα επόμενα χρόνια. Ακριβέστερη εκτίμηση παραμέτρων συνεπάγεται αυξημένη αξιοπιστία στη μετάδοση δεδομένων και αρτιότερη

εκμετάλλευση της χωρητικότητας καναλιού διάδοσης. Επίσης, για συγκεκριμένη ποιότητα υπηρεσιών (Quality of Service - QoS) συνεπάγεται μειωμένη εκπομπή ισχύος, με θετικές περιβαλλοντικές συνέπειες, αλλά και αποδοτικότερο σχεδιασμό τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Στο πλαίσιο αυτό, μπορούν τα αποτελέσματα τα οποία έχουν παραχθεί να επεκταθούν ως εξής:

- Στη μελέτη και ανάπτυξη αλγορίθμων ταυτόχρονης εξίσωσης καναλιού και συγχρονισμού για SISO και MIMO για συστήματα σε περιβάλλον αλλοιώσεων φάσης.
- Στην ανάπτυξη τοπολογιών πομποδεκτών επαναληπτικού (iterative) συγχρονισμού/εκτίμησης και διόρθωσης καναλιού.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell System Tech. J.* vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [2] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [3] A. Peled, and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier Transform," *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing*, pp. 964-9767, Dencer, 1980.
- [4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, March 1998.
- [5] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 191-193, Feb./March./April 1995.
- [6] L. Tomba, "On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 580-583, May 1998.
- [7] E. Costa and S. Pupolin, "M-QAM -OFDM system performance in the presence of nonlinear amplifier and phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 462-470, March 2002.
- [8] A. G. Armada, "Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 47, No. 2, pp. 153-159, June 2001.
- [9] A. G. Armada and M. Calvo, "Phase noise and sub-carrier spacing effects on the performance of an OFDM communication system," *IEEE Commun. Lett.*, vol 2, pp.11-13, Jan.1998.
- [10] L. Piazzo and P. Mandarini, "Analysis of phase noise effects in OFDM modems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 1696-1705, October 2002.

- [11] M. S. El-Tanany, Y. Wu and L.Hazy, "Analytical modeling and Simulation of phase noise interference in OFDM-based digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 47, No. 1, pp. 20–31, March 2001.
- [12] P. Robertson and S. Kaiser, "Analysis of the effects of phase noise in OFDM systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC95)*, Seattle, WA, Jun. 1995, pp. 1652-1657.
- [13] S.Wu and Y. Bar-Ness, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs ," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, No. 12, pp.535-537, Dec.2002.
- [14] R. A. Casas, S. L. Biracree and A. E. Youtz, "Time domain phase correction for OFDM signals," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 48, No. 4, pp. 230–236, Sept. 2002.
- [15] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Compensation schemes for phase noise and residual frequency offset in OFDM systems," *Proc. IEEE Globecom '01*, Nov. 2001.
- [16] V.S. Abhayawardhana and I.J. Wassell, "Common phase error correction with feedback for OFDM in wireless communication," *Proc. IEEE Globecom '02*, vol. 1, pp. 651-655, Nov. 2002.
- [17] R. Narasimhan, "Performance of diversity schemes for OFDM systems with frequency offset, phase noise, and channel estimation errors," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 50, No. 10, Oct. 2002, pp. 1561-1565.
- [18] J. Rutman, "Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: Fifteen years of progress, *Proc. Of the IEEE*, vol. 66, No. 9, pp. 1048-1076, Sep. 1978.
- [19] V. C. Vannicola and P.K. Varshney, "Spectral dispersion of modulated signals due to oscillator phase instabilityQ white and random walk phase model,:" *IEEE Trans. Comm.*, vol. Com-31, No. 7, pp. 886-895, July 1983.
- [20] G. Foschini, "Characterizing filtered light waves corrupted by phase noise," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, Nov. 1988.
- [21] A. Demir, A. Mehrotra and J. Roychowdhury, "Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization," *IEEE Trans. Circ. Syst.*, vol. 47, No. 5, pp.655-674, May 2000.
- [22] T. H. Lee and A. Hajimiri, "Oscillator phase noise: A tutorial," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol 15, No 3, pp. 326-336, March 2000.

- [23] U. Lambrette, M. Speth and H. Meyr, "OFDM burst frequency synchronization by single carrier training data," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 1, pp. 46–48, Mar. 1997.
- [24] T.M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1613–1621, Dec. 1997.
- [25] M. H. Hsieh and C. H. Wei, "A low complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, pp. 1596–1609, Sept. 1999.
- [26] Y.-S. Choi, P. J. Voltz and F. A. Cassara, "ML estimation of carrier frequency offset for multicarrier signals in Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 644–655, Mar. 2001.
- [27] U. Tureli, D. Kivanc and H. Liu, "Experimental and analytical studies on a high-resolution OFDM carrier frequency offset estimator," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 629–642, Mar. 2001.
- [28] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini and L. Hanzo, "Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency selective fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 999–1007, Jun.2001.
- [29] B. Chen, "Maximum likelihood estimation of OFDM carrier frequency offset," *IEEE Signal Processing Lett.*, vol.9, pp. 123–126, Apr. 2002.
- [30] D.-K. Kim, S.-H. Do, H.-K. Lee and H.-J. Choi, "Performance evaluation of the frequency detectors for orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 43, pp. 776–783, Aug. 1997.
- [31] K. Bang, N. Cho, J. Cho, H. Jun, K. Kim, H. Park and D. Hong, "A coarse frequency offset estimation in an OFDM system using the concept of the coherence phase bandwidth," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1320–1324, Aug. 2001.
- [32] Y. H. Kim, I. Song, S. Yoon and S. R. Park, "An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 1307–1312, Sept. 2001

- [33] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2908–2914, Oct. 1994.
- [34] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Blind synchronization for OFDM," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 113–114, Jan. 1997.
- [35] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "ML estimation of time and frequency offsets in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 1800–1805, July 1997.
- [36] M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, pp. 75–77, Mar. 1999.
- [37] H. Kim, H. Kang, W. Hwang and K. Kim, "An improved frequency synchronization scheme using a modified OFDM burst format for wireless LAN systems," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 46, pp. 1021–1025, Nov. 2000.
- [38] M. J. F. G. Garcia, O. Edfors, and J. M. Paez-Borrillo, "Frequency offset correction for coherent OFDM in wireless systems," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 47, pp. 187–193, Feb. 2001.
- [39] A. J. Coulson, "Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Algorithms," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 2486–2494, Dec. 2001.
- [40] A. J. Coulson, "Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Analysis," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 2495–2503, Dec. 2001.
- [41] J. Li, G. Liu and G. B. Giannakis, "Carrier frequency offset estimation for OFDM-based WLANs," *IEEE Signal Processing Lett.*, vol. 8, pp. 80–82, Mar. 2001.
- [42] A. N. Mody and G. L. Stuber, "Synchronization for MIMO OFDM systems," *Proc. of IEEE Globecom '01*, pp. 509-513, Nov. 2001.
- [43] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill, 2001.
- [44] J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S.K. Wilson, and P.O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. 45th IEEE Veh. Tech. Conf.*, Chicago, IL, July 1995, pp.815-819.
- [45] M. H. Hsieh and C. H. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Trans. Consumer Elect.*, vol. 44, pp. 217-225, Feb. 1998.

- [46] M. Morelli and U. Mengali, "A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing.*, vol. 49, pp.3065-3073, Dec. 2001.
- [47] O. Edfors, M. Sandell, J.J. van de Beek, S.K. Wilson, and P.O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 931-939, July 1998.
- [48] P. Hoeher, S.Kaiser and P.Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Weiner filtering," in *Proc. 49th IEEE Veh. Technol. Conf.*, Houston, TX, pp 468-472.
- [49] Y. Li, L. Cimini and N. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 902-914, July 1998.
- [50] Y. Choi, P. Voltz and F. Cassara, "On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1375-1387. Aug. 2001.
- [51] V. Mignone and A. Morello, "CD-3 OFDM: A novel demodulation scheme for fixed and mobile receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1144-1151, Sept.1996.
- [52] R. Heath and G. Giannakis, "Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing.*, vol. 47, pp. 848-856, Mar. 1999.
- [53] B. Muquet, M. Courville and P. Duhamel, "Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing.*, vol. 50, pp. 1699-1712, July 2002.
- [54] W. G. Jeon, K. H. Paik and Y. S. Cho, "An Efficient Channel Estimation Technique for OFDM Systems with Transmitter Diversity," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E84-B, No. 4, April 2001, pp. 967-974.
- [55] Y. Li, "Simplified Channel Estimation for OFDM Systems With Multiple Transmit Antennas," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 1, No. 1, Jan. 2002, pp. 67 - 75.
- [56] Y. Li, "Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems," *Proc. of IEEE VTC 1999*, Vol. 2, May 1999, pp. 1131 – 1135.
- [57] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Compensation schemes for phase noise and residual frequency offset in OFDM systems," *Proc. of IEEE Globecom '01*, Nov. 2001.

- [58] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Phase-impairment effects and compensation algorithms for OFDM systems," to appear in *IEEE Trans. Commun.*
- [59] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Decision-directed compensation of phase noise and residual frequency offset in a Space-Time OFDM receiver," *IEEE Commun. Letters*, Vol 8, No. 9, pp. 573-575, Sept. 2004.
- [60] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Phase noise and residual frequency offset compensation in space-time OFDM systems," Proc. IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit 2003, Aveiro, Portugal, pp. 77-82, June 2003.
- [61] K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Joint channel equalization and residual frequency offset and phase noise compensation in OFDM systems," Proc. of 7th International OFDM Workshop, Hamburg, pp.127-131, Sept. 2002.
- [62] U. Mengali and A. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. New York: Plenum Press, 1997.
- [63] V. Erceg et al, "Channel Models for Fixed Wireless Applications," *IEEE 802.16.3 Task Group Contributions*, Doc. IEEE 802.16.3.c-01/29r4, 2001.

Δημοσιεύσεις (μετά από κρίση) που προέκυψαν από την εργασία αυτή:

1. K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Phase-impairment effects and compensation algorithms for OFDM systems," to appear in *IEEE Trans. Commun.*
2. K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Decision-directed compensation of phase noise and residual frequency offset in a Space-Time OFDM receiver," *IEEE Commun. Letters*, Vol 8, No. 9, pp. 573-575, Sept. 2004.
3. K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Compensation schemes for phase noise and residual frequency offset in OFDM systems," *Proc. of IEEE Globecom '01*, Nov. 2001.
4. K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Joint channel equalization and residual frequency offset and phase noise compensation in OFDM systems," *Proc. of 7th International OFDM Workshop*, Hamburg, pp.127-131, Sept. 2002.
5. K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Post-FFT fine frame synchronization for OFDM systems," *Proc. IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit 2002*, Thessaloniki, pp. 333-337, June 2002.
6. K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Phase noise and residual frequency offset compensation in space-time OFDM systems," *Proc. IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit 2003*, Aveiro, Portugal, pp. 77-82, June 2003.
7. K. Nikitopoulos and A. Polydoros, "Inter-frame, fine frequency/phase synchronization in space time - OFDM receivers," submitted for consideration to *IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit 2005*, Dresden, Germany. June 2005.