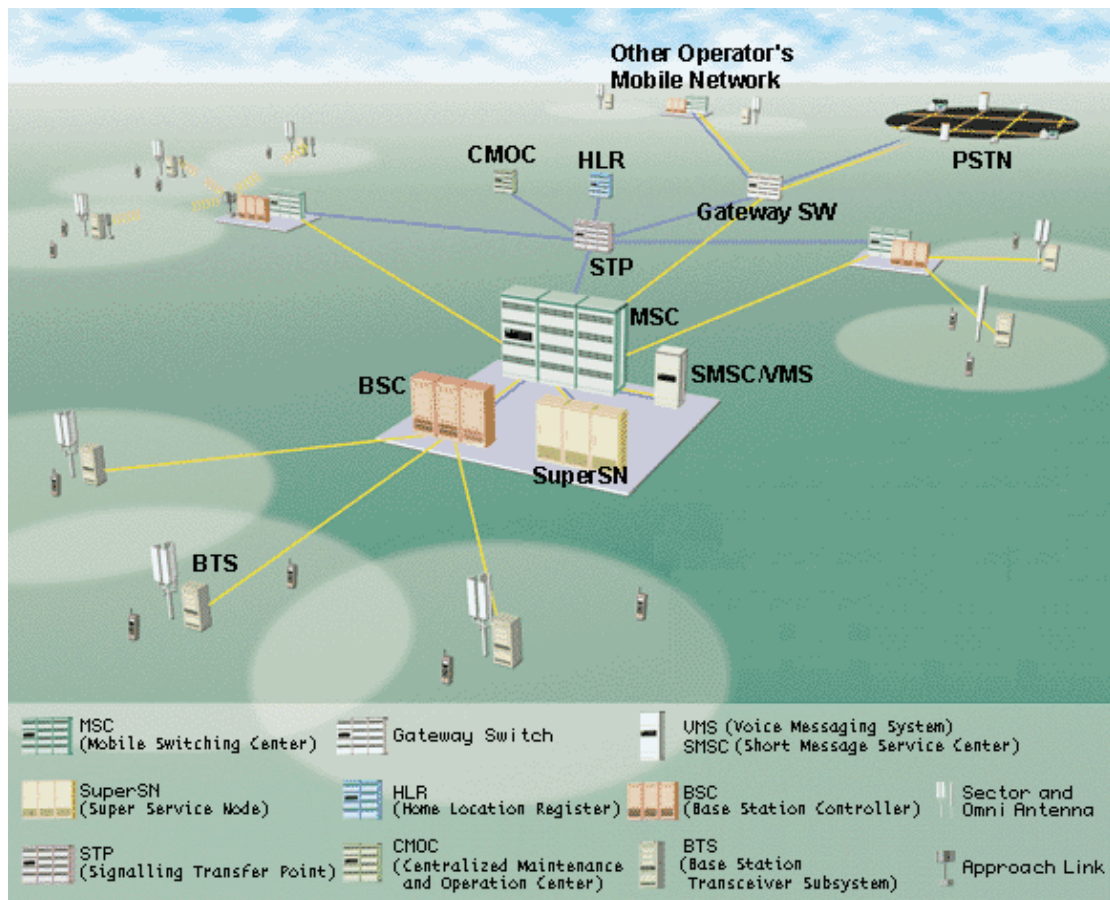


**TECHNOLOGICAL EDUCATIONAL INSTITUTE
of CRETE
DEPT. of ELECTRONICS**

**STUDY OF INTERFERENCE SUPPRESSION SCHEMES
IN MULTI-USER CDMA RECEIVERS**



Student: KRITSOTAKIS MICHAEL

Introducer: KOKKINOS EYAGGELOS

CHANIA 2006

**Τ.Ε.Ι. ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**

**ΜΕΛΕΤΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΚΑΤΑΣΤΟΛΗΣ ΤΗΣ
ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΣΕ CDMA ΔΕΚΤΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ
ΧΡΗΣΤΩΝ**

Σπουδαστής: ΚΡΙΤΣΩΤΑΚΗΣ ΜΙΧΑΗΛ

Εισηγητής: ΚΟΚΚΙΝΟΣ ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ

ΧΑΝΙΑ 2006

Π Ε Ρ Ι Ε Χ Ο Μ Ε Ν Α

7	Καταστολή Παρεμβολής και Επικάλυψη CDMA.....	1
7.1	Καταστολή Παρεμβολής Στενής Ζώνης.....	1
7.2	Γενίκευση της Καταστολής της Παρεμβολής Στενής Ζώνης.....	3
7.3	Περιοδικά Επαναλαμβανόμενες Λύσεις για τους Συντελεστές των Φίλτρων.....	6
7.3.1	Η Κλίση και η Λύση του Wiener.....	6
7.3.2	Ο Αλγόριθμος Steepest Descent.....	7
7.3.3	Ο Αλγόριθμος LMS.....	9
7.4	Η Καμπύλη Εκμάθησης και η Σταθερά Χρόνου.....	11
7.4.1	Κλίση και Διανυσματικός Θόρυβος Βάρους.....	11
7.4.2	Η Misadjustment οφείλεται στην Κλίση του Θορύβου.....	11
7.4.3	Η Misadjustment οφείλεται σε Ασταθές Περιβάλλον.....	12
7.5	Πρακτικές Εφαρμογές : Επικάλυψη Δικτύου CDMA.....	13
7.5.1	Σενάριο Εφαρμογής.....	13
7.5.2	Οι Παράμετροι του Cell.....	14
7.5.3	Οι Παράμετροι του Συστήματος.....	14
	References.....	17
13	Δέκτες CDMA Πολλών Χρηστών.....	19
13.1	Βέλτιστος Δέκτης.....	19
13.2	Γραμμικοί Ανιχνευτές CDMA Πολλών Χρηστών.....	23
13.2.1	Σύγχρονα Κανάλια CDMA.....	23
13.2.2	Ο Ανιχνευτής Αποσυσχέτισης.....	24
13.2.3	Ο Βέλτιστος Γραμμικός Ανιχνευτής Πολλών Χρηστών.....	25
13.3	Ανίχνευση Πολλών Βαθμίδων στο Ασύγχρονο CDMA.....	25
13.3.1	Ο Ανιχνευτής Πολλών Βαθμίδων.....	25
13.4	Μη Σύμφωνος Ανιχνευτής.....	30
13.4.1	Τυπικός Μη Σύμφωνος Ανιχνευτής Ενός Χρήστη – DPSK.....	30
13.4.2	Μη Σύμφωνοι Γραμμικοί Ανιχνευτές Πολλών Χρηστών – DPSK.....	30
13.4.3	Ανιχνευτές Αποσυσχέτισης.....	31
13.4.4	Μη σύμφωνη Ανίχνευση σε ένα Ασύγχρονο Κανάλι Πολλών Χρηστών.....	31
13.5	Ανίχνευση Πολλών Χρηστών στο Κανάλι Μη Επιλεκτικής Συχνότητας με την Κατανομή Rayleigh.....	33
13.5.1	Ανίχνευση Ακολουθίας Μείγστης Πιθανότητας Πολλών Χρηστών.....	35
13.5.2	Ανιχνευτής Αποσυσχέτισης.....	35
13.6	Ανίχνευση Πολλών Χρηστών στο Κανάλι Επιλεκτικής Συχνότητας με την Κατανομή Rayleigh.....	38
13.6.1	Ανίχνευση Ακολουθίας Μείγστης Πιθανότητας Πολλών Χρηστών.....	39
13.6.2	Ο Αλγόριθμος Viterbi.....	40
13.6.3	Σύμφωνη Λήψη με Μέγιστη Αναλογία Συνδυασμού.....	43
13.6.4	Διαφορική Σύμφωνη Ανίχνευση με Ίσο Κέρδος Συνδυασμού.....	43
	Σύμβολα.....	49
	References.....	50

14	Ανιχνευτές MMSE Πολλών Χρηστών.....	51
14.1	Γραμμική Ανίχνευση Πολλών Χρηστών Ελαχίστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (MMSE).....	51
14.2	Μοντέλο Συστήματος στο Κανάλι Βυθίσματος Πολλών Διαδρομών.....	54
14.3	Δομές του Ανιχνευτή MMSE.....	57
14.4	Χωρική Επεξεργασία.....	60
14.5	Δέκτες LMMSE ενός Χρήστη για Βυθίσματα Καναλιών Επιλεκτικών Συχνοτήτων.....	63
14.5.1	Προσαρμοσμένοι Precombining Δέκτες LMMSE.....	63
14.5.2	Τυφλά Προσαρμοσμένοι Δέκτες.....	67
14.5.3	Τυφλοί Δέκτες Ελαχίστων Τετραγώνων.....	69
14.5.4	Δέκτης Ελαχίστου Τετραγώνου (LS).....	70
14.5.5	Η Μέθοδος που βασίζεται στην Αντιστροφή του Πίνακα Lemma.....	71
	Σύμβολα.....	76
	References.....	77
15	Ευαισθησία Δικτύου W-CDMA.....	79
15.1	Θεωρία και Πρακτική της Ανίχνευσης Πολλών Χρηστών.....	79
15.2	Μοντέλο Συστήματος.....	81
15.2.1	Πολύπλοκος Αποσυσχετιστής.....	87
15.3	Απώλειες Χωρητικότητας.....	88
15.4	Η Ανθεκτικότητα Near-Far του Ασύρματου Δικτύου CDMA.....	97
15.4.1	Μορφές Σήματος, Δομές Δέκτη και Στατιστικές Παρεμβολής.....	99
15.4.2	Μοντέλα Καναλιού CDMA.....	104
15.4.3	Μέτρηση Απόδοσης.....	104
15.4.4	Δέκτης της Ανθεκτικότητας Near-Far.....	104
	References.....	110

Abstract

The aim of this work is the study of interference suppression schemes in multi-user CDMA receivers. We want to estimate the weights (α). An option is to evaluate matrix \mathbf{W}_0 which minimize the mean square error (*mse*). \mathbf{W}_0 is the optimum tap weight vector. Another option is to build up a recursive algorithm that will evaluate an improved set of filter coefficients in each step. The method of steepest descent uses gradients of the performance surface in seeking its minimum and can be regarded as a feedback process in which the gradient plays the role of the vector error signal. The process that narrowband interference is removed and that the remaining signal is a useful signal plus noise that has white spectra called whitening. In the presence of the extremely high level of interference due to jamming, the receiver has to apply this kind of preliminary interference suppression in order to get to the operating point where processing gain would be enough to handle the residual interference.

Multiple-access interference (MAI) is produced by the presence of the other users in the network, which are located in the same bandwidth as our own signal. The common characteristic of all these schemes is some form of joint signal and parameter estimation for all signals present in the same bandwidth. It makes sense to implement this in a Base Station (BS) of a cellular system because all these signals are available there anyway. At the same time this concept will considerably increase the complexity of the receiver. Although very complex, these schemes are being standardized already because they offer significantly better performance. Much simpler but less effective solutions feasible for implementations in mobile units are also considered [minimum mean square error (MMSE) type of algorithms].

The basic idea of the decorrelator is to use the inverted cross-correlation matrix to subtract interference caused by other active users, that is, multiple access interference (MAI). With perfect knowledge of code cross-correlations (of all active users), the effect of all MAI can be eliminated at the cost of noise enhancement. One important benefit of the ideal decorrelator is that it does not require knowledge of the users' power levels (or amplitudes) and is thus robust to power fluctuations.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της συγκεκριμένης εργασίας είναι η μελέτη τεχνικών καταστολής της παρεμβολής σε CDMA δέκτες πολλαπλών χρηστών. Εμείς θέλουμε να υπολογίσουμε τα βάρη (α). Για να γίνει αυτό, θα πρέπει να υπολογιστεί ο πίνακας \mathbf{W}_0 ο οποίος μας ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (mse). \mathbf{W}_0 είναι το βέλτιστο διάνυσμα των βαρών των λήψεων (taps). Αυτό τελικά υπολογίζεται παίρνοντας κάποια αρχική τιμή για τους συντελεστές α , άρα κάποιο αρχικό πίνακα \mathbf{W} . Πολλαπλασιάζουμε αυτόν τον πίνακα \mathbf{W} με ένα βοηθητικό ορθοκανονικό πίνακα \mathbf{Q} από αριστερά ($\mathbf{Q} \cdot \mathbf{W}'$) έτσι ώστε να πάρουμε ένα βελτιωμένο σετ από τις παραμέτρους α και τελικά να καταλήξουμε, μετά από αρκετές επαναλήψεις, στο βέλτιστο σετ των παραμέτρων α (\mathbf{W}_0). Η μέθοδος steepest descent ενημερώνει τους συντελεστές α του φίλτρου βάση ενός αναδρομικού τύπου που περιέχει τις προηγούμενες τιμές των συντελεστών του φίλτρου (\mathbf{W}_i) και μπορεί να θεωρηθεί σαν μια διαδικασία ανάδρασης όπου η κλίση παίζει το ρόλο του διανυσματικού σήματος του σφάλματος. Στην πράξη, η κλίση στην i -οστή επανάληψη δεν είναι γνωστή και πρέπει να εκτιμηθεί. Παραγωγίζοντας την εξίσωση (7.4), που μας δίνει το τετράγωνο του σφάλματος (y_i^2), παίρνουμε την εκτίμηση της κλίσης στην i -οστή επανάληψη η οποία όταν γίνει μηδέν έχουμε το ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (LMS) δηλαδή έχουμε ουσιαστικά καταλήξει στο βέλτιστο σετ των βαρών του φίλτρου (\mathbf{W}_0). Η διαδικασία whitening είναι η διαδικασία κατά την οποία απαλείφεται η παρεμβολή στενής ζώνης και το σήμα που απομένει είναι ένα χρήσιμο σήμα συν θόρυβο όπου θα έχει λευκό φάσμα. Δυο απ' τις πιο σημαντικές εφαρμογές είναι οι στρατιωτικές επικοινωνίες με τη χρήση CDMA τεχνολογίας και οι κινητές επικοινωνίες τρίτης γενιάς (WCDMA). Στην παρουσία ενός εξαιρετικά υψηλού επιπέδου παρεμβολής, ο δέκτης πρέπει να εφαρμόσει αυτό το είδος της προκαταρκτικής καταστολής της παρεμβολής έτσι ώστε να βρει το σημείο λειτουργίας όπου το processing gain θα ήταν ικανό να αντιμετωπίσει την υπόλοιπη παρεμβολή.

Η παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (MAI) παράγεται από την παρουσία των άλλων χρηστών που είναι στο δίκτυο, οι οποίοι και τοποθετούνται στο ίδιο εύρος ζώνης με το δικό μας σήμα. Το κοινό χαρακτηριστικό όλων αυτών των τεχνικών εξουδετέρωσης της MAI είναι η εκτίμηση των παραμέτρων των σημάτων όλων των χρηστών ταυτόχρονα που είναι παρόντα στο ίδιο εύρος ζώνης. Η εφαρμογή αυτής της θεωρίας υλοποιείται σε ένα Σταθμό Βάσης (BS) ενός κυψελωτού συστήματος επειδή τα σήματα όλων των χρηστών είναι διαθέσιμα στο BS. Από την άλλη μεριά, αυτή η τεχνική θα αυξήσει σημαντικά την πολυπλοκότητα του δέκτη. Μολονότι η υλοποίηση των δεκτών είναι αρκετά πολύπλοκη, αυτές οι τεχνικές έχουν ήδη τυποποιηθεί (έχουν γίνει standard) επειδή προσφέρουν σημαντικά καλύτερη απόδοση. Πολύ πιο απλές αλλά λιγότερο αποτελεσματικές λύσεις κατάλληλες για υλοποιήσεις σε κινητά τερματικά επίσης εξετάζονται [αλγόριθμοι ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE)]. Εν συνεχεία, παίρνω τα b (bits) τα οποία ελαχιστοποιούν την ενέργεια (χρόνος \times ισχύς) της παρεμβολής. Το όρισμα του ολοκληρώματος εκφράζει την ισχύ της παρεμβολής. Αν απ' το λαμβανόμενο σήμα αφαιρέσω το ωφέλιμο σήμα αυτό που θα βρω θα είναι παρεμβολή. Ο ανιχνευτής πολλών βαθμίδων υπολογίζει τον όρο της παρεμβολής για κάθε χρήστη με βάση τις εκτιμήσεις της προηγούμενης βαθμίδας, αφαιρεί την εκτιμημένη MAI και μετά κάνει νέα εκτίμηση των bits. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται και στα επόμενα στάδια. Ακόμα και ένας ανιχνευτής 2 – βαθμίδων μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση του

συστήματος. Στα κανάλια επιλεκτικής συχνότητας, οι αποσυσχετιστές συνδυάζονται με τον δέκτη τύπου RAKE για να βελτιώσουν περισσότερο την απόδοση του συστήματος. Η ενίσχυση του θορύβου στην γραμμική ανίχνευση πολλών χρηστών (MUD) προκαλεί υποβιβασμό της απόδοσης του συστήματος για μεγάλο γινόμενο KL (L: οι διαδρομές και K: οι χρήστες). Το EGC (Equal Gain Combining) και το MRC (Maximal Ratio Combining) είναι 2 τεχνικές συνδυασμού των εξόδων των fingers του RAKE δέκτη. Το EGC χρησιμοποιεί ίδια βάρη για όλες τις εξόδους (fingers) ενώ στο MRC υπολογίζονται τα βάρη έτσι ώστε να μεγιστοποιείται το SNR της συνδυασμένης εξόδου (απ' όλα τα fingers με τα κατάλληλα βάρη). Το MRC αποδίδει καλύτερα απ' το EGC.

Δυο άλλες τεχνικές καταστολής της παρεμβολής είναι οι δέκτες postcombining και precombining. Στον LMMSE postcombining η ανίχνευση πολλών χρηστών (MUD) γίνεται μετά το multipath combining ενώ στον LMMSE precombining το MUD γίνεται πριν το multipath combining. Ο δέκτης LMMSE postcombining αποδίδει καλύτερα απ' τον LMMSE precombining. Όμως η εξάρτηση της κατάστασης του fading channel απ' τον LMMSE postcombining, μπορεί να αφαιρεθεί με τον LMMSE precombining. Κάνοντας χωρική επεξεργασία σήματος το λαμβανόμενο σήμα το παίρνουμε από όλες τις κεραίες. Σαν να έχω ℓ ξεχωριστούς δέκτες. Η στοχαστική προσέγγιση που χρησιμοποιείται στους αλγόριθμους LMS είναι ακριβής μόνο για μικρά μεγέθη βημάτων μ . Αυτό καταλήγει μάλλον σε αργή σύγκλιση, η οποία ίσως να είναι μη ανεκτή στις πρακτικές εφαρμογές. Ένα μειονέκτημα με τους τυφλά προσαρμοσμένους δέκτες είναι η εκτίμηση της καθυστέρησης. Οι τυφλοί αλγόριθμοι είναι κατώτεροι συγκρινόμενοι με τον LMMSE-RAKE, χρησιμοποιώντας πιλοτικά σύμβολα. Η εκτίμηση της καθυστέρησης που βασίζεται στο MF είναι αρκετή για τους δέκτες της κάτω ζεύξης στα συστήματα με αδιαμόρφωτο πιλοτικό κανάλι αφού η παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (MAI) με μέση τιμή μηδέν μπορεί να προσδιοριστεί κατά μέσο όρο εάν ο ρυθμός του fading είναι αρκετά χαμηλός. Εάν τα συστήματα CDMA δεν έχουν το πιλοτικό κανάλι, θα ήταν ευεργετικό να χρησιμοποιήσουν εκτιμητές καθυστέρησης ανθεκτικούς στο near-far. Το φαινόμενο near-far είναι ευαίσθητο σε σφάλματα της εκτίμησης της καθυστέρησης διάδοσης. Δηλαδή, ακόμα και ένα μικρό σφάλμα στην εκτίμηση της καθυστέρησης διάδοσης μπορεί να καταστρέψει την ανθεκτικότητα του δέκτη στο φαινόμενο near-far. Ως ανθεκτικότητα στο near-far ορίζουμε την $nfr = 1 - f$, όπου f είναι η πιθανότητα να βρεθεί το κανάλι στην κατάσταση $G_k(1)$ (που σημαίνει πολλά σφάλματα) για κάποιο δοσμένο χρονικό διάστημα τ_k .

Η βασική ιδέα του αποσυσχετιστή είναι να χρησιμοποιήσει τον αντίστροφο πίνακα cross-correlation για να αφαιρέσει την παρεμβολή που προκαλείται από άλλους ενεργούς χρήστες, η οποία είναι, η MAI. Με τέλεια γνώση του κώδικα cross-correlations (όλων των ενεργών χρηστών), η επίδραση της όλης MAI μπορεί να εξαλειφθεί με αντίτιμο την ενίσχυση του θορύβου. Ένα σημαντικό όφελος του ιδανικού αποσυσχετιστή είναι ότι δεν απαιτεί γνώση των επιπέδων (ή των πλατών) ισχύος των χρηστών και έτσι δεν επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις ισχύος. Εστιάζουμε στην ανάλυση της παρεμβολής του intracell (στο ίδιο το cell), που είναι και η πιο σημαντική παρεμβολή. Δυο από τις πιο συχνά χρησιμοποιούμενες εκδοχές των συστημάτων διεύρυνσης φάσματος είναι οι σχηματισμοί μεταπήδησης συχνότητας (FH) και άμεσης ακολουθίας (DS). Για μεγάλους ρυθμούς bit, το σύστημα DS θα έχει χαμηλό κέρδος επεξεργασίας και έτσι η απόδοση ενός δέκτη RAKE θεωρητικά θα υποβιβαστεί. Οι προηγμένες εκδοχές των συστημάτων εδάφους των κινητών επικοινωνιών του TDMA (GSM) χρησιμοποιούν επίσης την

μεταπήδηση για να βελτιώσουν την απόδοση στο fading channel αλλά και για να μειώσουν την παρεμβολή μεταξύ διαφορετικών κυψελών (intercell).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο

ΚΑΤΑΣΤΟΛΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΚΑΙ ΕΠΙΚΑΛΥΨΗ CDMA

7.1 ΚΑΤΑΣΤΟΛΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΣΤΕΝΗΣ ΖΩΝΗΣ

Μετά από την αποδιαμόρφωση το λαμβανόμενο σήμα παίρνει τη μορφή

$$x(i) = b \cdot c(i) + J(i) + n(i) \quad (7.1)$$

όπου κατά τη στιγμιαία δειγματοληψία iT_c , b είναι τα δεδομένα, $c(i)$ ο κώδικας, $J(i)$ η παρεμβολή στενή ζώνης, T_c το διάστημα του chip και $n(i)$ ο γκαουσιανός θόρυβος.

Το σχήμα 7.1 δείχνει τη δομή ενός δέκτη. Αρχικά έχουμε το σήμα $s(t)$ όπου εισέρχεται. Του προστίθεται εν συνεχεία θόρυβος + παρεμβολή. Το νέο σήμα $r(t)$ μπαίνει σε ένα τοπικό ταλαντωτή (L.O) με συχνότητα $2\cos\omega_o t$. Εν συνεχεία οδηγείται σε ένα ολοκληρωτή από όπου από ένα δειγματολήπτη του ρυθμού των τσιπ παίρνουμε το λαμβανόμενο σήμα $x(i)$. Αυτό εισέρχεται σε ένα φίλτρο εκτίμησης και εν συνεχεία σε ένα L.O με συχνότητα μια συγχρονισμένη ακολουθία ψευδοθορύβου $c(i)$. Το M είναι ο αριθμός των τσιπ ανά σύμβολο και τέλος έχουμε τη συσκευή απόφασης.

Για τους δυο τύπους των φίλτρων, από τα σχήματα 7.2 και 7.3 προσδιορίζουμε τα διανύσματα των δειγμάτων εισόδου και των λήψεων (taps) του φίλτρου ως εξής :

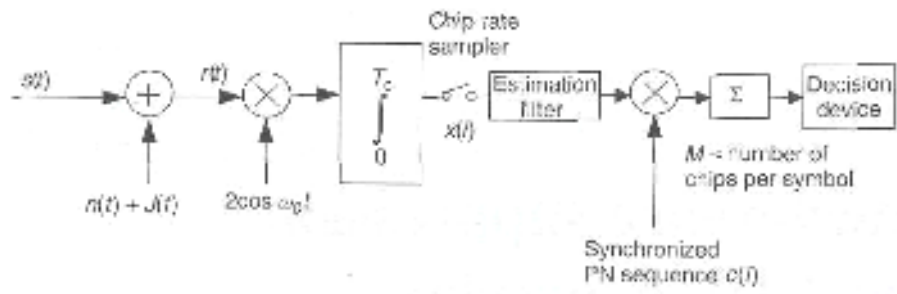
$$\begin{aligned} X_{i1} &\stackrel{\Delta}{=} [x_i, x_{i-1}, x_{i-2}, \dots, x_{i-L}]^T \\ X_{i2} &\stackrel{\Delta}{=} [x_{i+M}, x_{i+M-1}, \dots, x_{i+1}, x_{i-1}, \dots, x_{i-M}]^T \\ W_1 &\stackrel{\Delta}{=} [a_1, a_2, \dots, a_L]^T \\ W_2 &\stackrel{\Delta}{=} [a_{-M}, a_{-M+1}, \dots, a_{-1}, a_1, \dots, a_M]^T \end{aligned} \quad (7.2)$$

όπου το T συμβολίζει το transpose (ανάστροφος πίνακας). Με αυτή τη γραφή, το σήμα εξόδου του φίλτρου μπορεί να αναπαρασταθεί ως

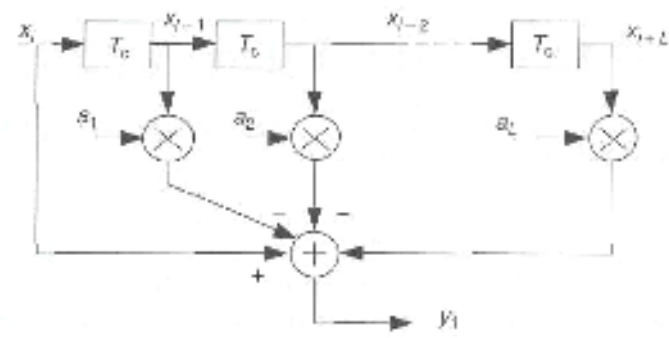
$$y_{if} = x_{if} - \mathbf{W}_f^T \cdot \mathbf{X}_{if} \quad (7.3)$$

Όταν $f=1$ έχουμε μονόπλευρο φίλτρο (1SF) ενώ όταν $f=2$ έχουμε δίπλευρο φίλτρο (2SF). Σαν επακόλουθο, ο δείκτης f μπορεί να φύγει για απλοποίηση όποτε αυτό δεν προκαλεί καμιά ασάφεια. Εάν το σήμα παρεμβολής είναι δυνατότερο από το άθροισμα του γκαουσιανού θορύβου και του χρήσιμου σήματος, τότε όλη η διαδικασία μπορεί να ερμηνευτεί ως η εκτίμηση του $J(i)$ στην παρουσία ενός

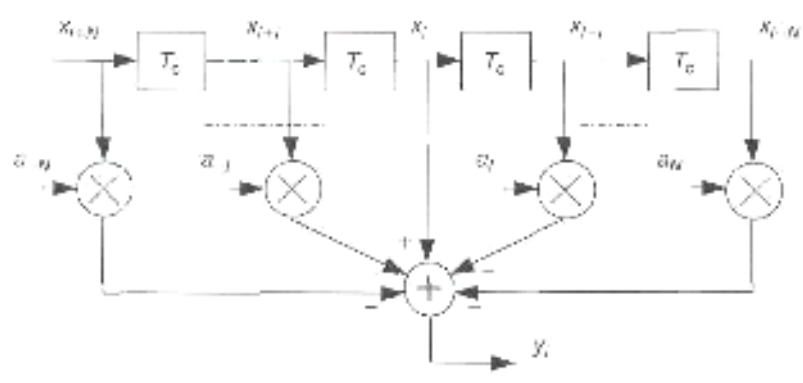
ισοδύναμου θορύβου. Σε αυτή την περίπτωση, η εξίσωση (7.3) μπορεί να ερμηνευτεί ως η εκτίμηση του σφάλματος.



Σχήμα 7.1 Μπλοκ διάγραμμα δέκτη



Σχήμα 7.2 Μονόπλευρο εγκάρσιο φίλτρο. Γραμμικό φίλτρο πρόβλεψης.



Σχήμα 7.3 Δίπλευρο εγκάρσιο φίλτρο.

Οι συντελεστές του φίλτρου θα εκτιμηθούν από τη συνθήκη ότι το **Μέσο Τετραγωνικό Σφάλμα (mse)** της εκτίμησης ελαχιστοποιείται. Έτσι, πρώτα εκτιμούμε την

$$y_i^2 = x_i^2 - 2x_i \mathbf{X}_i^T \mathbf{W} + \mathbf{W}^T \mathbf{X}_i \mathbf{X}_i^T \mathbf{W} \quad (7.4)$$

Τώρα η μέση τιμή μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\begin{aligned}\xi &= E[y_i^2] = E[x_i^2] - 2E[x_i \mathbf{X}_i^T] \mathbf{W} + \mathbf{W}^T E[\mathbf{X}_i \mathbf{X}_i^T] \mathbf{W} \\ &\stackrel{\Delta}{=} E[x_i^2] - 2\mathbf{P}^T \mathbf{W} + \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W}\end{aligned}\quad (7.5)$$

όπου

$$\begin{aligned}\mathbf{P}^T &\stackrel{\Delta}{=} E[x_i \mathbf{X}_i^T] \\ \mathbf{R} &\stackrel{\Delta}{=} E[\mathbf{X}_i \mathbf{X}_i^T] = [\rho_x(k-m)]; k, m = 1, \dots, M\end{aligned}\quad (7.6)$$

όπου $\rho_x(k-m)$ είναι η συνάρτηση συνδιακύμανσης του σήματος. Για να ελαχιστοποιήσεις το σφάλμα εκτίμησης, θα πρέπει τις λήψεις (taps) των βαρών του φίλτρου να τις πάρουμε από την

$$\frac{\partial E[y_i^2]}{\partial a_{kf}} = 0 \quad \begin{cases} k_2 = -M, \dots, -1, 1, \dots, M \\ k_1 = 1, \dots, L \end{cases} \quad (7.7)$$

Φαίνεται αμέσως ότι η εξίσωση (7.7) καταλήγει στην

$$\begin{aligned}-2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{W}_0 &= 0 \\ \mathbf{W}_0 &= \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}\end{aligned}\quad (7.8)$$

όπου το \mathbf{W}_0 είναι το βέλτιστο διάνυσμα βαρών των λήψεων (taps). Αυτή η εξίσωση είναι γνωστή ως η εξίσωση Wiener-Hopf.

Η βελτίωση της αναλογίας του σήματος προς θόρυβο (SNR) συμβολίζεται με ένα παράγοντα G και ορίζεται ως η αναλογία εξόδου SNR προς την αναλογία εισόδου SNR.

$$G = \frac{(SNR)_{out}}{(SNR)_{in}} \quad (7.10)$$

7.2 ΓΕΝΙΚΕΥΣΗ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΤΟΛΗΣ ΤΗΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ ΣΤΕΝΗΣ ΖΩΝΗΣ

Στην προηγούμενη παράγραφο δείχτηκε ότι οι βέλτιστοι συντελεστές των φίλτρων εξαρτώνται από τη συσχέτιση του σήματος εισόδου. Έτσι, εάν η λειτουργία συσχέτισης του σήματος παρεμβολής προσδιοριστεί, η λύση κλειστού τύπου για την βελτίωση του παράγοντα SNR μπορεί να επιτευχθεί. Αυτό θα διευκρινιστεί σε αυτή την παράγραφο μοντελοποιώντας την παρεμβολή ως **autoregressive** διαδικασία πρώτης τάξης στενής ζώνης.

Υποθέτουμε ότι μόνο ένα χαμηλοπερατό φίλτρο σε αναλογικό εύρος ζώνης $1/T_C$ χρησιμοποιείται για να περιορίσει τον θόρυβο. Το σήμα παρεμβολής $\{J(i)\}$ υποτίθεται ότι είναι μια στατική στοχαστική διαδικασία ευρείας αίσθησης με μέση

τιμή μηδέν και ακολουθία συνδιακύμανσης $\{\rho_i(k)\}$. Το σήμα εξόδου του φίλτρου μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$y(i) = \sum_{l \in \mathbb{N}} h(l)x(i-l) \quad (7.11)$$

όπου

$$h(l) = \begin{cases} -a_l, l \neq 0 \\ a_0 = 1 \end{cases} \quad (7.12)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (7.1) στην εξίσωση (7.11), έχουμε την

$$y(i) = C_0(i) + J_0(i) + n_0(i) \quad (7.13)$$

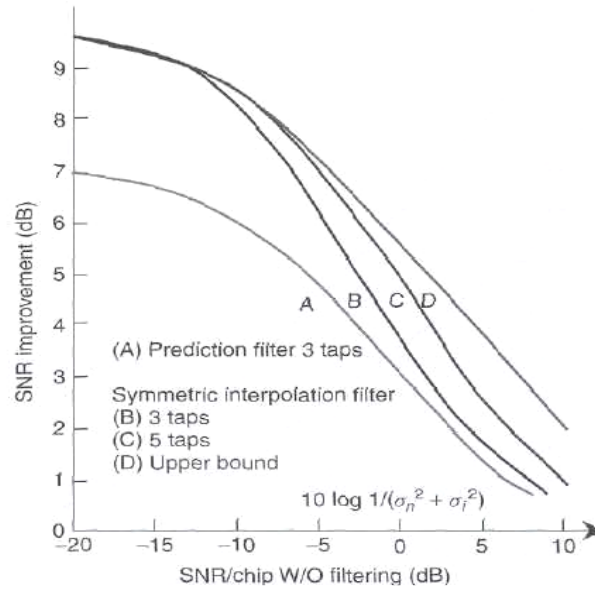
Η μεταβλητή απόφασης U στην είσοδο της συσκευής απόφασης στο σχήμα 7.1 σχηματίζεται πολλαπλασιάζοντας το σήμα εξόδου του φίλτρου με τον κώδικα και μπορεί να αναλυθεί σε τρεις όρους

$$\begin{aligned} U &= \sum_{i=1}^N y(i)c(i) \\ &= \sum_{i=1}^N C_0(i)c(i) + \sum_{i=1}^N J_0(i)c(i) + \sum_{i=1}^N n_0(i)c(i) \\ &= U_1 + U_2 + U_3 \end{aligned} \quad (7.14)$$

Όταν χρησιμοποιείται φίλτρο χωρίς καταστολή, τότε $h(0)=1$ και $h(l)=0$ για $l \neq 0$ και έτσι έχουμε

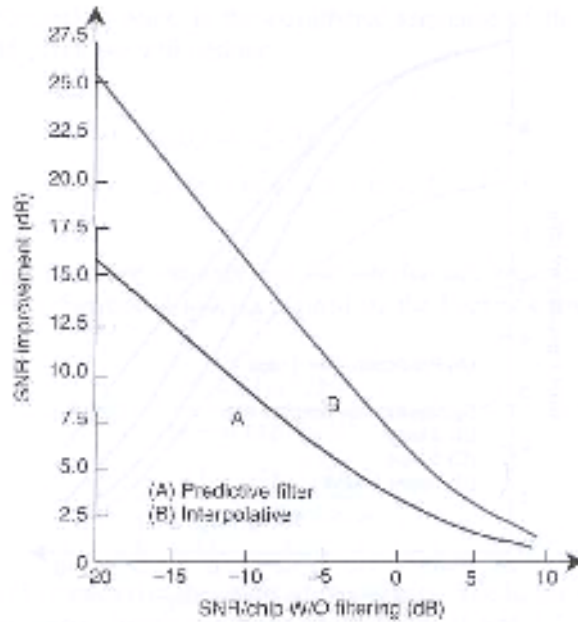
$$(SNR)_{n_0} = \frac{N}{\rho_i(0) + \rho_n(0)} \quad (7.19)$$

Στο σχήμα 7.4 έχουμε έναν παράγοντα βελτίωσης για μια πρώτης τάξης **autoregressive** παρεμβολή με $a = 0.9$ και $\sigma_n^2 = 0$. Πιο συγκεκριμένα το σχήμα 7.4 παρουσιάζει μερικές καμπύλες για τον παράγοντα βελτίωσης G του φίλτρου μαζί με το δοσμένο σετ των παραμέτρων του σήματος και του φίλτρου (βελτιστοποίηση Wiener, W/O). Η καμπύλη D , προσδιορίζεται ως το ανώτατο όριο και επιτυγχάνεται για $M \rightarrow \infty$.



Σχήμα 7.4 Παράγοντας βελτίωσης για μια autoregressive παρεμβολή πρώτης τάξης με $\alpha=0.9$ και $\sigma_n^2=0$.

Στο σχήμα 7.5 έχουμε τα ανώτατα όρια του παράγοντα βελτίωσης για μια πολυζωνική παρεμβολή με 20% κατοχή εύρους ζώνης.



Σχήμα 7.5 Ανώτατα όρια του παράγοντα βελτίωσης για μια πολυζωνική παρεμβολή με 20% κατοχή εύρους ζώνης.

7.3 ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ ΕΠΑΝΑΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΕΣ ΛΥΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΟΥΣ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΕΣ ΤΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

Για την εκτίμηση των βέλτιστων συντελεστών των φίλτρων, που προσδιορίζεται από την εξίσωση (7.8) απαιτείται μια συσκευή αντιστροφής. Αυτό είναι μια λειτουργία προσεκτικά υπολογισμένη και για πρακτικές εφαρμογές ένας τύπος περιοδικά επαναλαμβανόμενου αλγορίθμου προτιμάται. Μια επιλογή είναι να λύσουμε την εξίσωση (7.8) χρησιμοποιώντας την περιοδικά επαναλαμβανόμενη διαδικασία. Μια άλλη επιλογή είναι να κατασκευάσουμε έναν περιοδικά επαναλαμβανόμενο αλγόριθμο όπου θα μπορεί να εκτιμά ένα βελτιωμένο σετ από τους συντελεστές των φίλτρων σε κάθε βήμα. Στόχος είναι να υπολογιστεί ο πίνακας \mathbf{W}_0 ο οποίος μας ελαχιστοποιεί το mse ($\xi \rightarrow \xi_{\min}$). Αυτό τελικά υπολογίζεται παίρνοντας κάποια αρχική τιμή για τους συντελεστές \mathbf{a} , άρα κάποιο αρχικό \mathbf{W} και πολλαπλασιάζουμε αυτόν τον πίνακα \mathbf{W} με ένα βοηθητικό ορθοκανονικό πίνακα \mathbf{Q} από αριστερά ($\mathbf{Q} \cdot \mathbf{W}$) έτσι ώστε να πάρουμε ένα βελτιωμένο σετ από τις παραμέτρους \mathbf{a} και τελικά να καταλήξουμε, μετά από αρκετές επαναλήψεις, στο βέλτιστο σετ των παραμέτρων \mathbf{a} (\mathbf{W}_0).

Μέσα σε αυτή τη παράγραφο, θα συζητήσουμε τη μέθοδο **steepest descent** και τον **αλγόριθμο ελαχίστου μέσου τετραγώνου (LMS)**. Η μέθοδος steepest descent χρησιμοποιεί κλίσεις επιφανειακής εκτέλεσης ψάχνοντας το ελάχιστο.

7.3.1 Η ΚΛΙΣΗ ΚΑΙ Η ΛΥΣΗ ΤΟΥ WIENER

Η κλίση της λειτουργίας mse προσδιορίζεται από την εξίσωση (7.7) και δηλώνεται ως

$$\nabla = -2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{W} \quad (7.29)$$

Όταν βάζουμε την κλίση ίση με το μηδέν, παίρνουμε την βέλτιστη λύση Wiener-Hopf που προσδιορίζεται από την εξίσωση (7.8). Βάζοντας τις εξισώσεις (7.8) στην (7.5) παίρνουμε το ελάχιστο mse

$$\xi_{\min} = E[x_i^2] - \mathbf{P}^T \mathbf{W}_0 \quad (7.30)$$

Τώρα εάν η εξίσωση (7.30) χρησιμοποιηθεί στην (7.5) παίρνουμε

$$\xi = \xi_{\min} + (\mathbf{W} - \mathbf{W}_0)^T \mathbf{R}(\mathbf{W} - \mathbf{W}_0) \quad (7.31)$$

Αυτό μπορεί περαιτέρω να εκφραστεί ως

$$\xi = \xi_{\min} + \mathbf{V}^T \mathbf{R}\mathbf{V} \quad (7.32)$$

όπου

$$\mathbf{V} = \mathbf{W} - \mathbf{W}_0 \quad (7.33)$$

είναι η διαφορά μεταξύ του \mathbf{W} και των βέλτιστων τιμών \mathbf{W}_0 . Μια διαφοροποίηση της εξίσωσης (7.32) δίνει ένα άλλο τύπο της κλίσης

$$\nabla = 2\mathbf{R}\mathbf{V} \quad (7.34)$$

Εάν \mathbf{Q} είναι ο ορθοκανονικός πίνακας του συμμετρικού και θετικά ορισμένου πίνακα \mathbf{R} και Λ είναι ο διαγώνιος πίνακας των ιδιοτιμών

$$\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n] \quad (7.35)$$

τότε μπορούμε να γράψουμε

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}\Lambda\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}\Lambda\mathbf{Q}^T \quad (7.36)$$

Τώρα η εξίσωση (7.32) γίνεται

$$\xi = \xi_{\min} + \mathbf{V}^T \mathbf{Q}\Lambda\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{V} \quad (7.37)$$

Εάν χρησιμοποιήσουμε τη σημείωση

$$\mathbf{V}' = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{V} \rightarrow \mathbf{V} = \mathbf{Q} \mathbf{V}' \quad (7.38)$$

η εξίσωση (7.37) μπορεί να εκφραστεί ως

$$\xi = \xi_{\min} + \mathbf{V}'^T \Lambda \mathbf{V}' \quad (7.39)$$

Συνεπώς οι αρχικές συντεταγμένες είναι οι κύριοι άξονες της τετραγωνικής επιφάνειας. Με τον ίδιο τρόπο, μπορούμε να εφαρμόσουμε τον μετασχηματισμό (7.38) στο διάνυσμα \mathbf{W} και να πάρουμε

$$\mathbf{W}' = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{W} \rightarrow \mathbf{W} = \mathbf{Q} \mathbf{W}' \quad (7.40)$$

7.3.2 Ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ STEEPEST DESCENT

Η μέθοδος **steepest descent** ενημερώνει τους συντελεστές α του φίλτρου βάση ενός αναδρομικού τύπου που περιέχει τις προηγούμενες τιμές των συντελεστών του φίλτρου (\mathbf{W}_i) και προσθέτει έναν όρο $\mu(-\nabla_i)$

$$\mathbf{W}_{i+1} = \mathbf{W}_i + \mu(-\nabla_i) \quad (7.41)$$

όπου μ είναι ένας παράγοντας σύγκλισης όπου ελέγχει τη σταθερότητα και το ρυθμό της προσαρμογής και ∇_i είναι η κλίση στην i -οστή επανάληψη. Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (7.34 έως 7.40) στην εξίσωση (7.41) θα έχουμε

$$\mathbf{V}'_{i+1} = (\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)\mathbf{V}'_i \quad (7.42)$$

η οποία μετά από επιτυχημένες επαναλήψεις για το \mathbf{V}'_i γίνεται

$$\mathbf{V}'_i = (\mathbf{I} - 2\mu\Lambda)^i \mathbf{V}'_m \quad (7.43)$$

όπου V'_{in} είναι η αρχική διαφορά ανάμεσα στα \mathbf{W} και \mathbf{W}_0

$$\mathbf{V}'_{in} = \mathbf{W}'_{in} - \mathbf{W}'_0 \quad (7.44)$$

Από την εξίσωση (7.43) μπορούμε να δούμε ότι για κάθε όρο k του διανύσματος \mathbf{V}' , οι μεταβατικοί όροι θα είναι γεωμετρικοί με γεωμετρική αναλογία

$$r_k = (1 - 2\mu\lambda_k) \quad (7.45)$$

Για σύγκλιση, είναι απαραίτητο

$$|r_{\max}| = |1 - 2\mu\lambda_{\max}| < 1 \quad (7.46)$$

το οποίο οδηγεί στις συνθήκες

$$\begin{aligned} 1 - 2\mu\lambda_{\max} &> -1 \\ 1 - 2\mu\lambda_{\max} &< 1 \end{aligned} \quad (7.47)$$

και καταλήγει στην

$$1/\lambda_{\max} > \mu > 0 \quad (7.48)$$

Για να υπολογίσω τη σταθερά χρόνου των μεταβατικών όρων, εφαρμόζουμε μια εκθετική περιβάλλουσα σε μια γεωμετρική ακολουθία. Εάν ο χρόνος κανονικοποιείται στην επανάληψη ενός πλήρη κύκλου (cycle time), η σταθερά τ_k μπορεί να υπολογιστεί από

$$r_k = (1 - 2\mu\lambda_k) \cong \exp\left(-\frac{1}{\tau_k}\right) = 1 - \frac{1}{\tau_k} + \frac{1}{2!\tau_k^2} - \frac{1}{3!\tau_k^3} + \dots \cong 1 - \frac{1}{\tau_k} \quad (7.49)$$

όπου οδηγεί σε

$$\tau_k \cong \frac{1}{2\mu\lambda_k} \quad (7.50)$$

Με βάση αυτό, για τη διαδικασία η σταθερά χρόνου μπορεί να προσδιοριστεί ως η μέγιστη τιμή της παραμέτρου τ_k

$$\tau = \max_k \tau_k = \frac{1}{2\mu\lambda_{\min}} \quad (7.51)$$

Η μέθοδος **steepest descent** μπορεί να θεωρηθεί ως μια διαδικασία ανάδρασης όπου η κλίση παίζει το ρόλο του διανυσματικού σήματος του σφάλματος. Το μοντέλο της ανάδρασης μπορεί να περιγραφτεί από το ακόλουθο σετ των εξισώσεων

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_i &\Rightarrow \mathbf{W}_{i+1} \mid \text{delayed one iteration} \\ \mathbf{W}_{i+1} &= \mathbf{W}_i + \mu(-\nabla_i + \mathbf{n}_\nabla) \quad (7.52) \\ \nabla_i &= 2\mathbf{R}(\mathbf{W}_i - \mathbf{W}_0) = 2\mathbf{R}\mathbf{V} \end{aligned}$$

Η κλίση του θορύβου n_∇ λαμβάνει υπόψη όλες τις ατέλειες της εκτίμησης του διανύσματος της κλίσης.

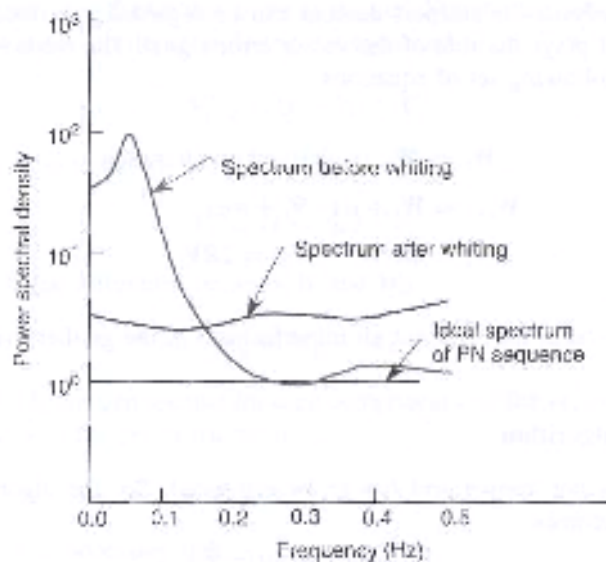
7.3.3 Ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ LMS

Στην πράξη, η ∇_i δεν είναι γνωστή και πρέπει να εκτιμηθεί. Έτσι, ο αλγόριθμος χαρακτηρίζεται από την εξίσωση (7.41) και γίνεται

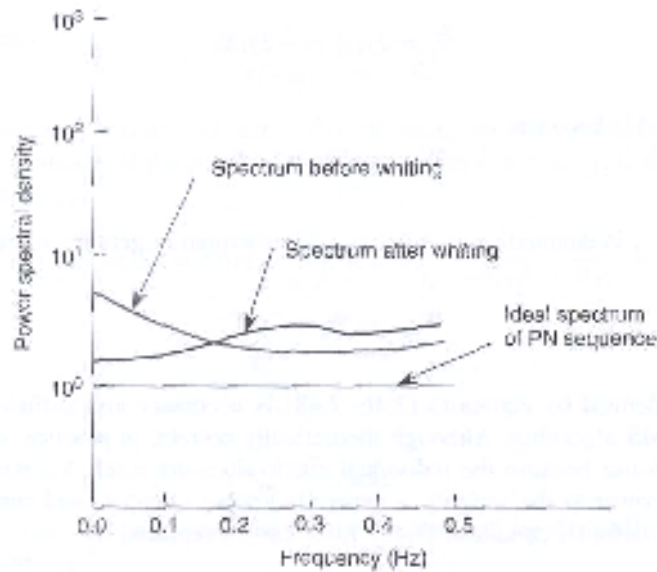
$$\mathbf{W}_{i+1} = \mathbf{W}_i + \mu(-\widehat{\nabla}_i) \quad (7.53)$$

όπου η $-\widehat{\nabla}_i$ είναι μια εκτίμηση της πραγματικής κλίσης ∇_i . Παραγωγίζοντας την εξίσωση (7.4), που μας δίνει το τετράγωνο του σφάλματος (y_i^2), παίρνουμε την εκτίμηση της κλίσης στην i -οστή επανάληψη η οποία όταν γίνει μηδέν έχουμε το ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (LMS) δηλαδή έχουμε ουσιαστικά καταλήξει στο βέλτιστο σετ των βαρών του φίλτρου (\mathbf{W}_0).

Ως διευκρίνηση, για τα σήματα παρεμβολής πολλαπλής ζώνης, αναπαριστούνται από την εξίσωση (7.58) όπου το M είναι ο αριθμός των παρεμβολών και τα αποτελέσματα φαίνονται στα σχήματα 7.6 έως 7.8. Πιο συγκεκριμένα τα σχήματα 7.6 και 7.7 κάνουν σύγκριση των φασμάτων ισχύος αλλάζοντας κάθε φορά κάποιους παραμέτρους όπως το SNR, το πλάτος του τόνου (c_m), την τάξη του λευκού φίλτρου (N), καθώς και την τυπική απόκλιση του λευκού θορύβου (σ).

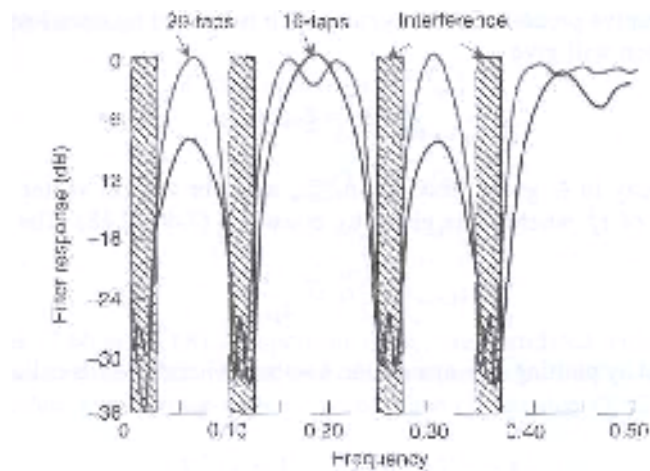


Σχήμα 7.6 Σύγκριση των φασμάτων ισχύος για $M = 100$ με σταθερό βήμα συχνότητας $\{f_m = m/1000, m = 1, \dots, 100\}$, SNR = -11 dB. Πλάτος τόνου $c_m = 0.5$, τυπική απόκλιση του λευκού θορύβου $\sigma = 0.5$ και τάξη του λευκού φίλτρου $N = 4$.



Σχήμα 7.7 Σύγκριση των φασμάτων ισχύος για $M = 100$ με σταθερό βήμα συχνότητας $\{f_m = m/1000, m = 1, \dots, 100\}$, $\text{SNR} = -2$ dB. Πλάτος τόνου $c_m = 0.1$, τυπική απόκλιση του λευκού θορύβου $\sigma = 1.0$ και τάξη του λευκού φίλτρου $N = 9$.

Το σχήμα 7.8 μας δείχνει την απόκριση των φίλτρων σε σχέση με τη συχνότητα με 4 ζώνες παρεμβολής και SIR/chip -20.



Σχήμα 7.8 Τα χαρακτηριστικά απόκρισης της συχνότητας των φίλτρων με 16-tap και 29-tap, με 4 ζώνες παρεμβολής και SIR/chip -20.

Εκτός από το γεγονός ότι η παρεμβολή στενής ζώνης απαλείφεται σε αυτή τη διαδικασία και ότι το σήμα που απομένει είναι ένα χρήσιμο σήμα συν θόρυβο όπου έχει λευκό φάσμα, η διαδικασία καλείται **whitening**.

$$\begin{aligned}
 X_k &= U^P k + \sum_{m=1}^M c_m \cos(2\pi f_m k \Delta f + \Phi_m) + n_k \\
 c_m &= [2P(f_m)\Delta f]^{1/2} \\
 f_m &= m\Delta f
 \end{aligned}
 \tag{7.58}$$

7.4 Η ΚΑΜΠΥΛΗ ΕΚΜΑΘΗΣΗΣ ΚΑΙ Η ΣΤΑΘΕΡΑ ΧΡΟΝΟΥ

Με την προϋπόθεση ότι η προσαρμοσμένη διαδικασία είναι συγκλίνουσα, όπου χαρακτηρίζεται από τις εξισώσεις (7.46 – 7.48), η προηγούμενη σχέση θα μας δώσει

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \xi_i = \xi_{\min} \quad (7.61)$$

Η γεωμετρική μείωση του ξ_i πηγαινοντας από το ξ_{in} στο ξ_{\min} , για το k -οστό διανυσματικό στοιχείο, θα έχει μια γεωμετρική αναλογία του r_k^2 όπου r_k δίνεται από τις εξισώσεις (7.46 – 7.48). Η σταθερά χρόνου θα γίνει

$$\tau_{k\text{mse}} = \frac{1}{2} \tau_k = \frac{1}{4\mu\lambda_k} \quad (7.62)$$

Η καμπύλη που επιτυγχάνεται σχεδιάζοντας το mse σε σχέση με τον αριθμό των επαναλήψεων i καλείται «καμπύλη εκμάθησης».

7.4.1 ΚΛΙΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ ΒΑΡΟΥΣ

Η κλίση που έχει εκτιμηθεί δίνεται από την εξίσωση (7.54) και μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένα άθροισμα της πραγματικής κλίσης ∇_i και της κλίσης του εκτιμημένου θορύβου n_{∇_i}

$$\hat{\nabla} = -2y_i X_i = \nabla_i + n_{\nabla_i} \quad (7.63)$$

Όταν $\mathbf{W}_i = \mathbf{W}_0$, η πραγματική κλίση είναι μηδέν, αλλά ο αλγόριθμος θέλει ακόμα να κάνει μια εκτίμηση σύμφωνα με την εξίσωση (7.54), όπου θα είναι ίση με την εκτίμηση του θορύβου

$$n_{\nabla_i} = -2y_i X_i \quad (7.64)$$

7.4.2 Η MISADJUSTMENT ΟΦΕΙΛΕΤΑΙ ΣΤΗΝ ΚΛΙΣΗ ΤΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

Το mse , που αναπαριστάται από την εξίσωση (7.59), έχει 2 όρους. Για $\mathbf{W}_i = \mathbf{W}_0$, $\xi_i = \xi_{\min}$, αλλά εξαιτίας του τυχαίου θορύβου στο διάνυσμα βάρους ξ_i θα αυξηθεί από τον παράγοντα που καλείται «πλεονάζων mse » προσδιορίζεται ως ξ_{ex} και δίνεται ως

$$\xi_{\text{ex}} = \mathbf{V}_i^T \Lambda \mathbf{V}_i \quad (7.70)$$

Το μέσο πλεονάζων mse είναι

$$E[\xi_{ex}] = E[\mathbf{V}_i'^T \Lambda \mathbf{V}_i'] = \sum_{k=1}^n \lambda_k E[\theta_{ki}'^2] \quad (7.71)$$

όπου n είναι ο αριθμός των φίλτρων λήψης ($n = L$ για 1SF και $n = 2M$ για 2SF) και θ_{ki}' είναι ο k -οστός όρος του \mathbf{V}_i' . Το $E[\mathbf{V}_i'] = 0$ και χρησιμοποιώντας την εξίσωση (7.69) στην εξίσωση (7.71) παίρνουμε

$$E[\theta_{ki}'^2] = \mu \xi_{\min}, \forall_k \quad (7.72)$$

Χρησιμοποιώντας αυτήν την εξίσωση στην εξίσωση (7.71), παίρνουμε

$$E[\xi_{ex}] = \mu \xi_{\min} \sum_{k=1}^n \lambda_k = \mu \xi_{\min} \text{tr } \mathbf{R} \quad (7.73)$$

Τώρα προσδιορίζουμε τη «misadjustment» που οφείλεται στην κλίση του θορύβου ως την αναλογία του μέσου πλεονάζοντος mse προς το ελάχιστο mse

$$M = \frac{E[\xi_{ex}]}{\xi_{\min}} \quad (7.74)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (7.73), έχουμε

$$M = \mu \text{tr } \mathbf{R} \quad (7.75)$$

Αυτός ο τρόπος προέρχεται από το ότι $\mathbf{W}_i = \mathbf{W}_0$. Στην πράξη, αυτό λειτουργεί για όσο το M είναι λιγότερο από 0.25. Λειτουργία με $M = 0.1$ μπορεί γενικά να επιτευχθεί με ένα προσαρμοσμένο χρόνο σταθεροποίησης ίσο με 10 φορές τον αριθμό των λήψεων (taps) του φίλτρου. Ο χρόνος σταθεροποίησης είναι ανάλογος με τον αριθμό των λήψεων, δηλαδή όσο αυξάνονται τα taps τόσο αυξάνεται ο χρόνος σταθεροποίησης.

7.4.3 Η MISADJUSTMENT ΟΦΕΙΛΕΤΑΙ ΣΕ ΑΣΤΑΘΕΣ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ

Σε αυτή τη περίπτωση, το tracking error οφείλεται και στα αποτελέσματα της κλίσης του θορύβου και στην καθυστέρηση του διανυσματικού βάρους που προκαλείται από την απόκλιση του χρόνου των παραμέτρων του σήματος εισόδου. Το διανυσματικό σφάλμα βάρους $\Delta \mathbf{W}$ μπορεί να εκφραστεί ως

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_i &= \Delta \mathbf{W}_i = \mathbf{W}_i - \mathbf{W}_{0i} \equiv (\mathbf{W}_i - E[\mathbf{W}_i]) + (E[\mathbf{W}_i] - \mathbf{W}_{0i}) \\ &= \Delta \mathbf{W}_{gi} + \Delta \mathbf{W}_{li} = \mathbf{V}_{gi} + \mathbf{V}_{li} \end{aligned} \quad (7.80)$$

Ο πρώτος όρος οφείλεται στην κλίση του θορύβου και ο δεύτερος όρος θεωρείται η καθυστέρηση του διανυσματικού βάρους και οφείλεται στο ασταθές σήμα εισόδου.

Το \mathbf{W}_{0i} αντιπροσωπεύει το βέλτιστο (Wiener) διανυσματικό βάρος, το οποίο είναι τώρα διαφορετικό από επανάληψη σε επανάληψη και οφείλεται στις αλλαγές των παραμέτρων του σήματος εισόδου. Το διανυσματικό σφάλμα βάρους προκαλεί ένα πλεονάζων mse και μπορούμε να το αναλύσουμε σε 2 όρους. Ο πρώτος όρος προκαλείται από τη διάδοση της κλίσης του θορύβου και ο δεύτερος από την απόκριση της προσαρμοσμένης διαδικασίας σε τυχαίες αποκλίσεις του \mathbf{W}_{0i} που προκαλείται από ένα μη στατικό σήμα εισόδου. Σε αυτό που ακολουθεί, θα δείξουμε ότι αυξάνοντας τη σταθερά χρόνου της προσαρμοσμένης διαδικασίας ελαττώνεται η διάδοση της κλίσης του θορύβου αλλά την ίδια ώρα αυξάνεται η καθυστέρηση του σφάλματος με αποτέλεσμα να έχουμε τυχαίες αλλαγές στο \mathbf{W}_{0i} . Η εξίσωση (7.83) δείχνει ότι η διάδοση της κλίσης του θορύβου σε ένα γραμμικό σύστημα ανάδρασης αναπαριστά τη προσαρμοσμένη διαδικασία που δεν επηρεάζεται από τη μεταβλητότητα του \mathbf{W}_{0i} . Λύνοντας την εξίσωση $\partial M/\partial \mu = 0$ (7.103) παίρνουμε το βέλτιστο μ ως

$$\mu_0 = \sqrt{\frac{n\sigma^2}{4\xi_{\min} tr \mathbf{R}}} \quad (7.104)$$

7.5 ΠΡΑΚΤΙΚΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ : ΕΠΙΚΑΛΥΨΗ ΔΙΚΤΥΟΥ CDMA

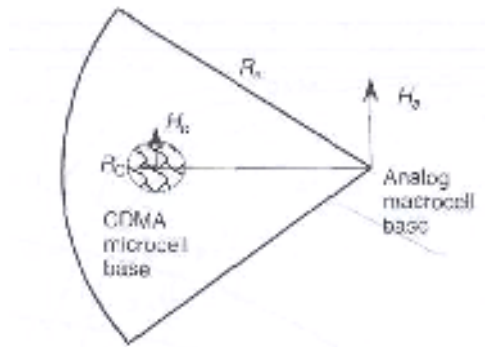
Δυο από τις πιο σημαντικές εφαρμογές της θεωρίας που δείχτηκε σε αυτό το κεφάλαιο είναι οι στρατιωτικές επικοινωνίες με τη χρήση CDMA τεχνολογίας και οι κινητές επικοινωνίες τρίτης γενιάς (WCDMA). Στην παρουσία ενός εξαιρετικά υψηλού επιπέδου παρεμβολής, ο δέκτης πρέπει να εφαρμόσει αυτό το είδος της προκαταρκτικής καταστολής της παρεμβολής έτσι ώστε να βρει το σημείο λειτουργίας όπου το processing gain θα ήταν ικανό να αντιμετωπίσει την υπόλοιπη παρεμβολή.

Εκτός από αυτές τις εφαρμογές, μερικά ερευνητικά σχέδια εξετάζονται με πιθανότητα να επικαλύπτουν ένα ευρείας ζώνης WCDMA καθώς και τα υπάρχοντα συστήματα στενής ζώνης. Σαν επακόλουθο, θα παρουσιάσουμε ένα σύστημα με παραμέτρους όπου βασίζονται κυρίως στην αναφορά [54].

7.5.1 ΣΕΝΑΡΙΟ ΕΦΑΡΜΟΓΗΣ

Σε πολλές τοποθεσίες, η χωρητικότητα ενός μεγάλου macrocell είναι ανεπαρκής στο να υποστηρίξει όλες τις απαιτήσεις για υπηρεσία. Σε ένα αναλογικό σύστημα [όπως το AMPS (Αμερικάνικο σύστημα κινητού τηλεφώνου)] με τα 12.5 MHz κατανομής για κάθε κυψελωτή υπηρεσία σε μια περιοχή, υπάρχουν πιθανώς 416 κανάλια, εύρους 30 KHz το καθένα. Με ένα σχήμα επαναχρησιμοποίησης της συχνότητας 7 κυψελών, αυτό γίνεται 59 κανάλια ανά cell. Σε περιβάλλοντα με υψηλή κίνηση, το cell συνήθως υποδιαιρείται σε 3 των 120 sectors, με 18 ή 19 κανάλια ανά sector, συν 3 κανάλια ελέγχου / πρόσβασης. Για να παρέχουμε πρόσθετη χωρητικότητα για τα hot σημεία όπως, εμπορικά κέντρα, γραφεία της πλατείας, transportation hubs και

άλλα (π.χ. λιμάνια, αεροδρόμια, σταθμοί τρένων και λεωφορείων, κάποιοι δρόμοι με μεγάλη κίνηση), τα microcells που σερβίρουν περιορισμένες περιοχές είναι επιθυμητά. Ένα πιθανό σενάριο φαίνεται στο σχήμα 7.9.



Σχήμα 7.9 Microcell underlay geometry.

7.5.2 ΟΙ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΟΥ CELL

Η κεραία του macrocell έχει ύψος H_a , το οποίο είναι σημαντικά υψηλότερο από ότι του microcell, το οποίο έχει ύψος H_c . Στο παράδειγμα, ένα απλό μοντέλο διάδοσης 2 ακτινών χρησιμοποιείται. Αυτό οδηγεί σε λαμβανόμενη στάθμη σήματος ανάλογη του R^{-2} πριν και του R^{-4} μετά από μια κρίσιμη απόσταση ίση με $4h_t h_r / \lambda$, όπου h_t και h_r είναι τα ύψη των κεραιών εκπομπής και λήψης, αντίστοιχα. Η ακτίνα κύκλου του microcell επιλέχθηκε να είναι $R_c = 4H_m H_c / \lambda$, όπου το H_m είναι το ύψος της κεραίας του κινητού. Αυτό είναι κυρίως για ευκολία στους υπολογισμούς και μπορεί να μην είναι το βέλτιστο σχέδιο. Με μήκος κύματος $\lambda = 1\text{ft}$ και $H_m = 5\text{ft}$, έχουμε $R_c = 20H_c$. Τα αποτελέσματα της απώλειας της σκιάς αγνοούνται για αναλυτική απλότητα.

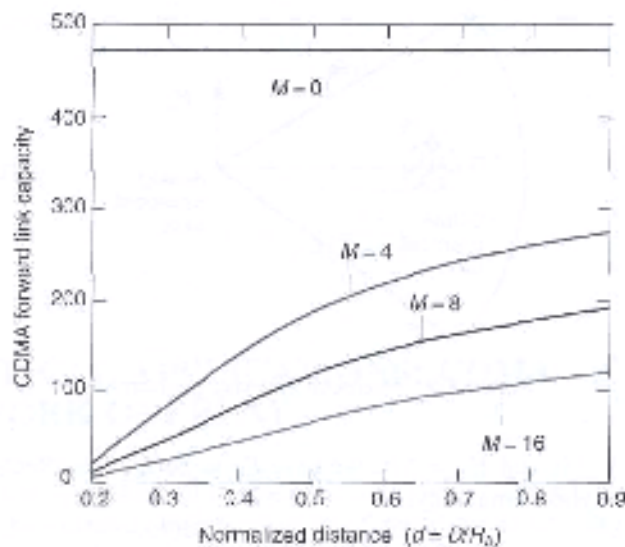
7.5.3 ΟΙ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Για τον αριθμό των αναλογικών χρηστών $M = 0, 8$ και 16 , θεωρούνται οι παρακάτω παράμετροι του συστήματος :

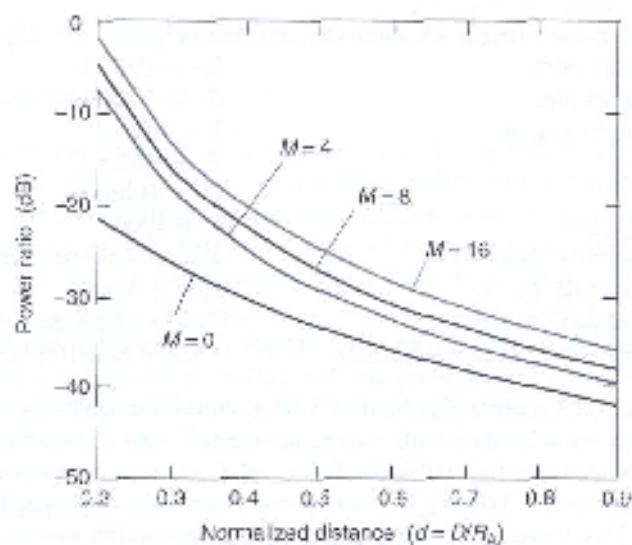
Ακτίνα κύκλου του microcell	$R_c = 0.1R_A$
Ύψος κεραίας macrocell $4 \times$ ύψος κεραίας microcell ($\delta = 0.25$)	
Εύρος ζώνης CDMA	$B_c = 10\text{ MHz}$
Αναλογικό εύρος ζώνης	$B_A = 15\text{ KHz}$
Κέρδος διεύρυνσης φάσματος	$K = 666$
Ρυθμός chip	$f_c = 8\text{ Mcps}$
Ρυθμός bit	$f_b = 8\text{ Kbps}$
Processing gain	$G = 1000$
Παράγοντας δραστηριότητας καναλιού $\alpha = 0.75$ (with overhead)	
Required mobile E_b / N_0	$\Gamma_{CM} = 4.5\text{ dB}$
Required analog mobile carrier to interference ratio (CIR)	$\Gamma_{AM} = 17\text{ dB}$ (οφείλεται στην παρεμβολή CDMA)

The required CDMA mobile E_b / N_0 των 4.5 dB υποθέτει τη χρήση του interleaving, συνελκτικού κώδικα δεδομένων ρυθμού $\frac{1}{2}$ με περιορισμό μήκους 7. Ο γρήγορος έλεγχος ισχύος κλειστού βρόγχου υποτίθεται ότι αντισταθμίζει τα fading πολλαπλών διαδρομών, έχοντας ως αποτέλεσμα μια προσεγγιστική σταθερή στάθμη σήματος. Σε αυτή την περίπτωση, απαιτείται $E_b / N_0 = 3$ dB για να παρέχει ένα ικανοποιητικό bit error rate (BER) της τάξης των 0.001. Αυτό αφήνει ένα περιθώριο 1.5 dB για απώλειες εκτέλεσης και ανακρίβειες για τον έλεγχο ισχύος.

Το σχήμα 7.10 αναπαριστά μια πιθανή πρόσθετη χωρητικότητα στα microcells σε σχέση με την κανονικοποιημένη απόσταση του σταθμού βάσης των microcell από το σταθμό βάσης των macrocell [54]. Μπορούμε να δούμε μια σημαντικά επιτυχημένη χωρητικότητα σε αυτό το σύστημα. Το σχήμα 7.11 δείχνει το λόγο ισχύος των microcell του CDMA προς τους σταθμούς βάσης των αναλογικών macrocell.

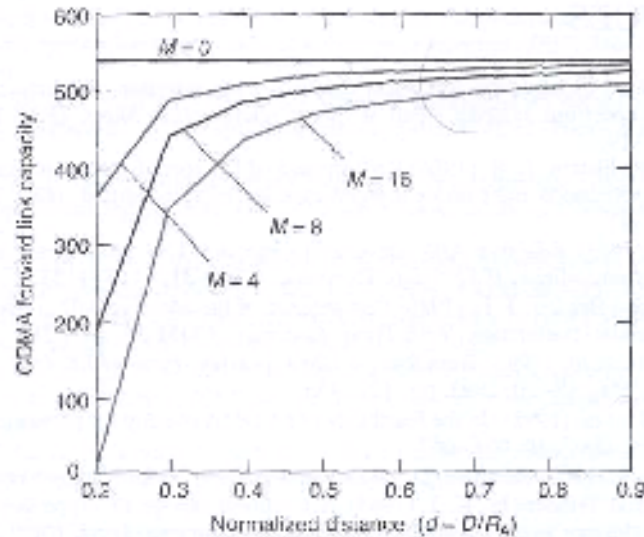


Σχήμα 7.10 Η χωρητικότητα forward link στα microcell CDMA σε σχέση με την κανονικοποιημένη απόσταση από το σταθμό βάσης των macrocell, για διάφορα macrocell.

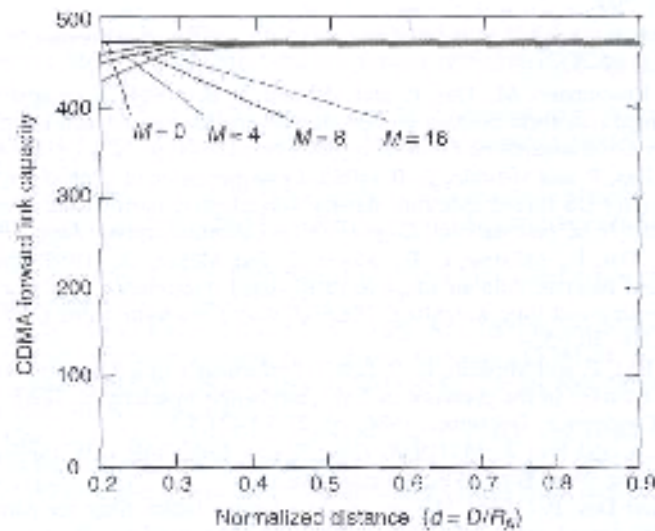


Σχήμα 7.11 Ο λόγος της ισχύς εκπομπής στα microcell CDMA προς τον αναλογικό σταθμό βάσης των macrocell σε σχέση με την κανονικοποιημένη απόσταση από το σταθμό βάσης των macrocell, για διάφορα macrocell.

Τα σχήματα 7.12 και 7.13 δείχνουν μια σημαντική βελτίωση στη χωρητικότητα εάν δεν χρησιμοποιείται κανένας αναλογικός χρήστης.



Σχήμα 7.12 Η χωρητικότητα forward link στα microcell CDMA με σταθερή ισχύ σε σχέση με την κανονικοποιημένη απόσταση, με φίλτρο απόρριψης ζώνης βάθους 20 dB.



Σχήμα 7.13 Η χωρητικότητα forward link στα microcell CDMA σε σχέση με την κανονικοποιημένη απόσταση από το σταθμό βάσης των macrocell, για διάφορα macrocell, με φίλτρο απόρριψης ζώνης βάθους 30 dB.

REFERENCES

1. Masry, E. (1985) Closed-form analytical results for the rejection of narrowband interference in PN spread-spectrum systems - part 11: linear interpolation filters. *IEEE Trans. Commun.*, COM-33, 10-19.
2. Masry, E. and Milstein, L. B. (1986) Performance of DS spread-spectrum receivers employing interference-suppression filter under a worst-case jamming condition. *IEEE Trans. Commun.*, COM-34, 13-21
3. Amoroso, F. (1983) Adaptive A/D converter to suppress CW interference in DSPN spread-spectrum communications. *IEEE Trans. Commun.*, COM-31, 1117-1123.
4. Amoroso, F. and Brickner, J. L. (1986) Performance of the adaptive A/D converter in combined CW and Gaussian interference. *IEEE Trans. Commun.*, COM-34, 209-213.
5. Schilling, D. L. *et al* (1993) Broadband CDMA overlay. *Proc. IEEE 43rd VTS Conference*, Secaucus, NJ, May 18-20, 1993, pp. 452-455.
6. Milstein, L. B. *et al*. (1992) On the feasibility of a CDMA overlay for personal communications networks. *IEEE IS AC*, 10, 655-667.
7. Alexander, S. T. (1986) *Adaptive Signal Processing*. New York: Springer-Verlag.
8. Baier, P. W. and Friederichs, K. J. (1985) A nonlinear device to suppress strong interfering signals with arbitrary angle modulation in spread-spectrum receivers. *IEEE Trans. Commun.*, COM-33, 300-302.
9. Bouvier Jr, M. J. (1978) The rejection of large CW interferers in spread spectrum systems. *IEEE Trans. Commun.*, COM-28, 254-256.
10. Das, P., Milstein, L. B. and Webster, R. T. (1976) Application of SAW chirp transform filter in spread spectrum communication systems. *6th European Microwave Conference*, September, 1976, pp. 261-266.
11. Gersho, A. (1975) Charge coupled devices: the analog shift register comes of age. *IEEE Commun. Mag.*, 13, 27-32.
12. Gevorgiz, J., Rosenmann, M., Das, P. and Milstein, L. B. (1984) A comparison of weighted and nonweighted transform domain processing systems for narrowband interference excision. *IEEE Military Communications Conference*, October, 1984, pp. 32.3.1-32.3.4.
13. Gevorgiz, J., Das, P. and Milstein, L. B. (1985) Implementation of a transform domain processing radiometer for DS spread spectrum signals with adaptive narrowband interference exciser. Presented at the *IEEE International Conference on Communications*, June, 1985.
14. Gevorgiz, J., Das, P., Milstein, L. B., Moran, J. and Mckee, O. (1986) Implementation of DS-SS intercept receiver with an adaptive narrowband interference exciser using transform domain processing and time weighting. *IEEE Military Communications Conference*, October, 1986, pp. 20.1.1-20.1.5.
15. Gevorgiz, J., Das, P. and Milstein, L. B. (1986) Performance of a transform domain processing DS intercept receiver in the presence of finite bandwidth interference. *IEEE Global Telecommunications Conference*, December, 1986, pp. 21.5.1-21.5.5.
16. Giordano, A. A. and Hsu, F. M. (1985) *Least Square Estimation with Applications to Digital Signal Processing*. New York: Wiley-Interscience.
17. Guilford, J. and Das, P. (1985) The use of the adaptive lattice filter for narrowband jammer rejection in DS spread spectrum systems. *Proc. IEEE International Conference on Communications*, June 22-26, 1985, pp. 822-826.
18. Helstrom, C. W. (1960) *Statistical theory of Signal Detection*. New York: Pergamon Press.
19. Hsu, F. M. and Giordano, A. A. (1978) Digital whitening techniques for improving spread-spectrum communications performance in the presence of narrowband jamming and interference. *IEEE Trans. Commun.*, COM-26, 209-216.
20. Iltis, R. A. and Milstein, L. B. (1978) Performance analysis of narrowband interference rejection techniques in DS spread-spectrum systems. *IEEE Trans. Commun.*, COM-26, 209-216.
21. Iltis, R. A. and Milstein, L. B. (1985) An approximate statistical analysis of the Widrow LMS algorithm with application to narrowband interference rejection. *IEEE Trans. Commun.*, COM-33, 121-130.
22. Ketchum, J. W. and Proakis, J. G. (1982) Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrowband interference in PN spread-spectrum systems. *IEEE Trans. Commun.*, COM-30, 913-924.
23. Ketchum, J. W. (1984) Decision feedback techniques for interference cancellation in PN spread-spectrum communication systems. *IEEE Military Communications Conference*, October, 1984, pp. 3951-3955.
24. Li, L. and Milstein, L. B. (1982) Rejection of narrowband interference in PN spread-spectrum systems using transversal filters. *IEEE Trans. Commun.*, COM-30, 925-928.
25. Li, L. and Milstein, L. B. (1983) Rejection of CW interference in QPSK systems using decision-feedback filters. *IEEE Trans. Commun.*, COM-31, 473-483.
26. Li, Z., Yuan, H. and Bi, G. (1987) Rejection of multi-tone interference in PN spread spectrum systems using adaptive filters. *IEEE International Conference on Communications*, June, 1987, pp. 2451-2455.

27. Lin, F. and Li, L. M. (1987) Rejection of finite-bandwidth interference in QPSK systems using decision-feedback filters. *IEEE International Conference on Communications*, June, 1987, pp. 2461-2465.
28. Masry, E. (1985) Closed-form analytical results for the rejection of narrowband interference in PN spread-spectrum systems - part 1: linear prediction filters. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-32**, 888-896.
29. Milstein, L. B. and Das, P. (1977) Spread spectrum receiver using acoustic surface wave technology. *IEEE Trans. Commun.*, COM-25(8), 841-847.
30. Milstein, L. B. and Das, P. (1979) Surface acoustic wave devices. *IEEE Commun. Mag.*, 17(5), 25-33.
31. Milstein, L. B. and Das, P. (1980) An analysis of a real-time transform domain filtering digital communication system, part 1: narrowband interference rejection. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-28**, 816-824.
32. Milstein, L. B., Das, P. K. and Gevargiz, J. (1982) Processing gain advantage of transform domain filtering DS spread spectrum systems. *Military Communications Conference*, October, 1982, pp. 2121-2124.
33. Milstein, L. B. and Das, P. K. (1983) An analysis of a real-time transform domain filtering digital communication system - part 11: wideband interference rejection. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-31**, 21-27.
34. Milstein, L. B. and Iltis, R. A. (1986) Signal processing for interference rejection in spread-spectrum communications. *IEEE ASSP Mag.*, 1-31.
35. Mostafa, A. E. S., Abdel-Kader, M. and El-Osmany, A. (1983) Improvements of anti-jam performance of spread-spectrum systems. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-31**, 803-808.
36. Nudd, G. R. and Otto, O. W. (1975) Chirp signal processing using acoustic surface wave filters. *Ultrasonics Symposium Proceedings*, p. 350.
37. Ogawa, J., Cho, S. J., Morinaga, N. and Namekawa, T. (1981) Optimum detection of M-ary PSK signal in the presence of CW interference. *Trans. IECI Japan*, **E64**, 800-806.
38. Otto, O. W. (1972) Real-time Fourier transform with a surface wave convolver. *Electron. Lett.*, 8, 623.
39. Papoulis, A. (1965) *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. New York: McGraw-Hill, pp. 218-220.
40. Pergal, F. I. (1987) Adaptive threshold A/D conversion techniques for interference rejection in DSPN receiver applications. *IEEE Military Communications Conference*, October, 1987, pp. 471-477.
41. Pickholtz, R. L., Schilling, D. L. and Milstein, L. B. (1982) Theory of spread-spectrum communications - a tutorial!. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-30**, 855-884.
42. Proakis, J. G. (1983) *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill.
43. Rosenmann, M., Gevargiz, M. J., Das, P. K. and Milstein, L. B. (1983) Probability of error measurement for an interference resistant transform domain processing receiver. *IEEE Military Communications Conference*, October, 1983, pp. 638-640.
44. Saulnier, G. I., Das, P. and Milstein, L. B. (1984) Suppression of narrowband interference in a PN spread-spectrum receiver using a CTD-based adaptive filter. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-32**, 1227-1232.
45. Saulnier, G. I., Das, P. and Milstein, L. B. (1985) An adaptive digital suppression filter for direct sequence spread-spectrum communications. *IEEE J, Select Areas Commun.*, SAC-3(5), 676-686.
46. Saulnier, G. I., Das, P. and Milstein, L. B. (1985) Suppression of narrowband interference on a direct sequence spread spectrum receiver in the absence of carrier synchronization. *IEEE Military Communications Conference*, October, pp. 13-17.
47. Saulnier, G. J., Yum, K. and Das, P. (1987) The suppression of tone jammers using adaptive lattice filtering. *IEEE International Conference on Communications*, June, 1987, pp. 2441-2445.
48. Shklarsky, D., Das, P. K. and Milstein, L. B. (1979) Adaptive narrowband interference suppression. *National Telecommunications Conference*, November, 1979, pp. 1521-1524.
49. Simon, M. K., Omura, J., Scholtz, R. A. and Levitt, B. K. (1985) *Spread Spectrum Communications*. Vols. I—III. Rockville, MD: Computer Science Press.
50. Takawira, F. and Milstein, L. B. (1986) Narrowband interference rejection in PN spread spectrum systems using decision feedback filters. *IEEE Military Communications Conference*, October, 1986, pp. 2041-2045.
51. Wang, Y.-C. and Milstein, L. B. (1988) Rejection of multiple narrowband interference in both BPSK and QPSK DS spread-spectrum systems. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-36**, 195-204.
52. Widrow, B. *et al.* (1975) Adaptive noise canceling: Principles and applications. *Proc. IEEE*, 63, 1692-1716.
53. Widrow, B. and Stearns, S. D. (1985) *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
54. Grieco, D. M. (1994) The capacity achievable with a broadband CDMA microcell underlay to an existing cellular macrosystem. *IEEE j SAC*, **12(4)**, 744-750.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 13^ο

ΔΕΚΤΕΣ CDMA ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζουμε ένα αριθμό από μεθόδους για την εξουδετέρωση της παρεμβολής πολλαπλής πρόσβασης (MAI). Η MAI παράγεται από την παρουσία των άλλων χρηστών που είναι στο δίκτυο, οι οποίοι και τοποθετούνται στο ίδιο εύρος ζώνης με το δικό μας σήμα. Το κοινό χαρακτηριστικό όλων αυτών των τεχνικών εξουδετέρωσης της MAI είναι η εκτίμηση των παραμέτρων των σημάτων όλων των χρηστών ταυτόχρονα που είναι παρόντα στο ίδιο εύρος ζώνης. Η εφαρμογή αυτής της θεωρίας υλοποιείται σε ένα Σταθμό Βάσης (BS) κυψελωτού συστήματος επειδή τα σήματα όλων των χρηστών είναι διαθέσιμα στο BS. Από την άλλη μεριά αυτή η τεχνική θα αυξήσει σημαντικά την πολυπλοκότητα του δέκτη. Μολονότι η υλοποίηση των δεκτών είναι αρκετά πολύπλοκη, αυτές οι τεχνικές έχουν ήδη τυποποιηθεί (έχουν γίνει standard) επειδή προσφέρουν σημαντικά καλύτερη απόδοση. Πολύ πιο απλές αλλά λιγότερο αποτελεσματικές λύσεις κατάλληλες για υλοποιήσεις σε κινητά τερματικά επίσης εξετάζονται [αλγόριθμοι ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE)].

13.1 ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΔΕΚΤΗΣ

Εάν ο χρήστης k εκπέμπει bit ακολουθίας b_k , με ένα διάστημα bit T , χρησιμοποιώντας την ακολουθία διεύρυνσης s_k , τότε το ισοδύναμο λαμβανόμενο σήμα βασικής ζώνης (baseband) στο BS μπορεί να αναπαρασταθεί ως [1,2]

$$dr_t = S_t(\mathbf{b}) dt + \sigma d\omega_t, \quad t \in \mathbb{R} \quad (13.1)$$

$$S_t(\mathbf{b}) = \sum_{i=-M}^M \sum_{k=1}^K b_k(i) s_k(t - iT - \tau_k) \quad (13.2)$$

όπου K είναι ο αριθμός των χρηστών, $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_K)^T$ είναι το διάνυσμα των bit όλων των χρηστών και το σήμα παρατηρείται στο χρονικό διάστημα $[-MT, MT]$. Η συνιστώσα του θορύβου αναπαριστάται από το δεύτερο όρο της εξίσωσης (13.1) και τέλος το τ_k είναι η καθυστέρηση του σήματος από το χρήστη k . Ο ανιχνευτής επιλέγει το διάνυσμα των bits \mathbf{b} όπου μεγιστοποιείται η πιθανότητα

$$P[\{r_t, t \in R\} | \mathbf{b}] = C \exp[\Omega(\mathbf{b}) / 2\sigma^2] \quad (13.3)$$

όπου C είναι ένα θετικό βαθμωτό μέγεθος ανεξάρτητο από το \mathbf{b} και

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} S_t(\mathbf{b}) dr_t - \int_{-\infty}^{\infty} S_t^2(\mathbf{b}) dt \quad (13.4)$$

Έτσι, η εκτίμηση της μέγιστης πιθανότητας (ML) για το διάνυσμα \mathbf{b} χαρακτηρίζεται ως

$$\hat{\mathbf{b}} = \max_{\text{all } \mathbf{b} \in \{+1, -1\}} \Omega(\mathbf{b}) \quad (13.4a)$$

Με άλλα λόγια, το διάνυσμα \mathbf{b} όπου από κοινού δίνει το μέγιστο της εξίσωσης (13.4) επιλέχτηκε μαζί με την εκτίμηση των bits για όλους τους χρήστες. Ο πρώτος όρος στην εξίσωση (13.4) μπορεί να αναπαρασταθεί ως

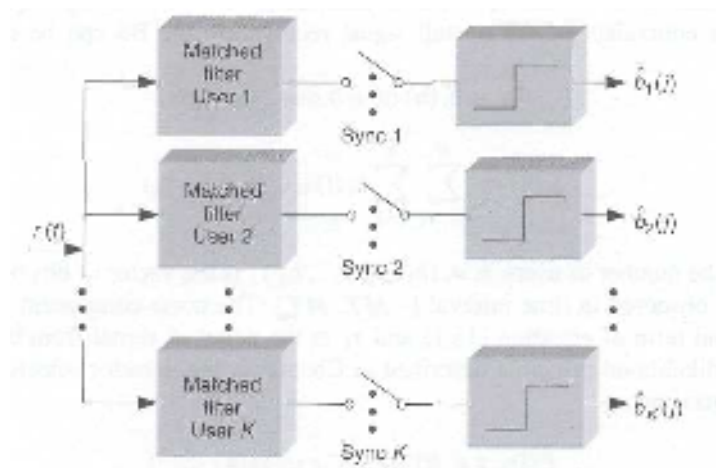
$$\int_{-\infty}^{\infty} S_t(\mathbf{b}) dr_t = \sum_{i=-M}^M \mathbf{b}^T(i) \mathbf{y}(i) \quad (13.5)$$

όπου το $\mathbf{y}(i)$ είναι ένα διάνυσμα με στοιχεία τα $y_k(i)$ όπου αναπαριστούν την έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου για το i -οστό σύμβολο του k -οστού χρήστη και ισούται με

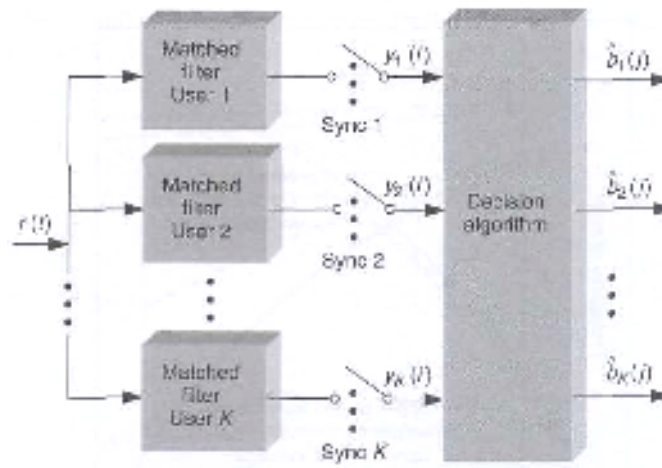
$$y_k(i) = \int_{\tau_k+iT}^{\tau_k+iT+T} s_k(t-iT-\tau_k) dr_t \quad (13.6)$$

Τα μπλοκ διαγράμματα των συμβατικών και βέλτιστων (ML) ανιχνευτών φαίνονται στα σχήματα 13.1 και 13.2, αντίστοιχα.

Χωρίς να μπούμε σε λεπτομέρειες για να υπολογίσουμε το BER για αυτούς τους ανιχνευτές, μερικά αποτελέσματα φαίνονται στα σχήματα 13.3 έως 13.5 [1,2]. Για να απλοποιήσουμε τον αριθμητικό υπολογισμό, χρησιμοποιούνται απλοί κώδικες που φαίνονται στο σχήμα 13.3. Τέτοιοι κώδικες επίσης έχουν υψηλή λειτουργία συσχέτισης (1/3) και έτσι δίνεται καλύτερη έμφαση στα αποτελέσματα των βέλτιστων ανιχνευτών. Από το σχήμα 13.3 μπορούμε να δούμε πόσο πολύ ο βέλτιστος ανιχνευτής υπερέρχει από τον συμβατικό ανιχνευτή.

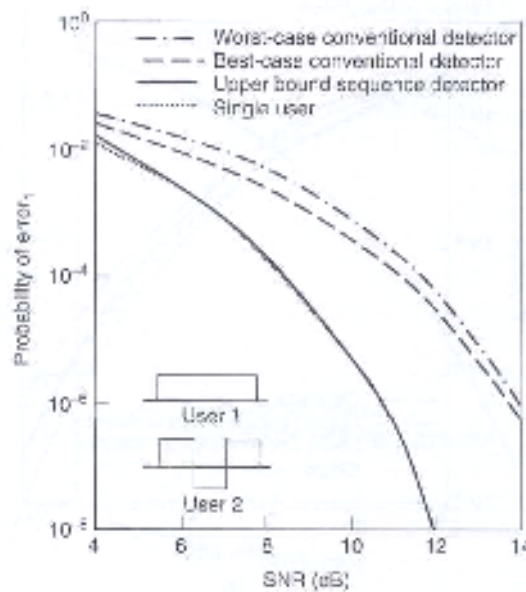


Σχήμα 13.1 Συμβατικός ανιχνευτής πολλών χρηστών

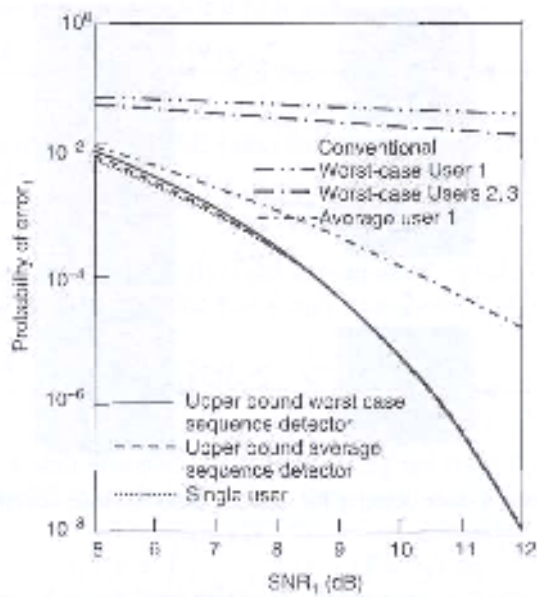


Σχήμα 13.2 Βέλτιστος ανιχνευτής χρήστη K για ένα ασύγχρονο γκαουσιανό κανάλι πολλαπλής πρόσβασης

Το σχήμα 13.4 αναπαριστά τα ίδια αποτελέσματα για πιο ρεαλιστικούς κώδικες ακολουθίας m μήκους 31. Μπορούμε να δούμε ότι ο ανιχνευτής της ακολουθίας αποδίδει σχεδόν σαν να είναι ένας μόνο χρήστης στο δίκτυο.

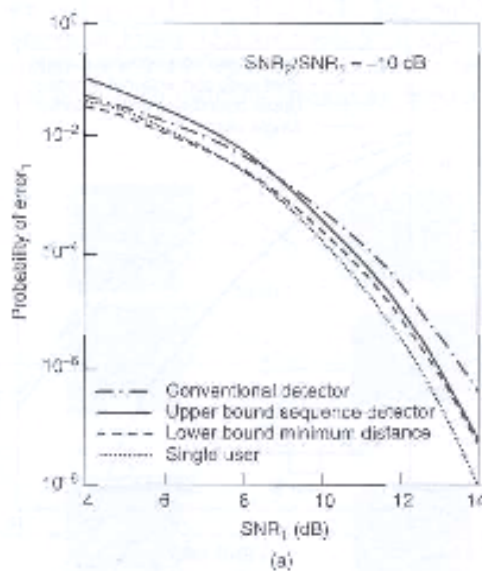


Σχήμα 13.3 Οι καλύτερες και οι χειρότερες περιπτώσεις της πιθανότητας σφάλματος του Χρήστη 1 επιτυγχάνονται από συμβατικούς και βέλτιστους ανιχνευτές.

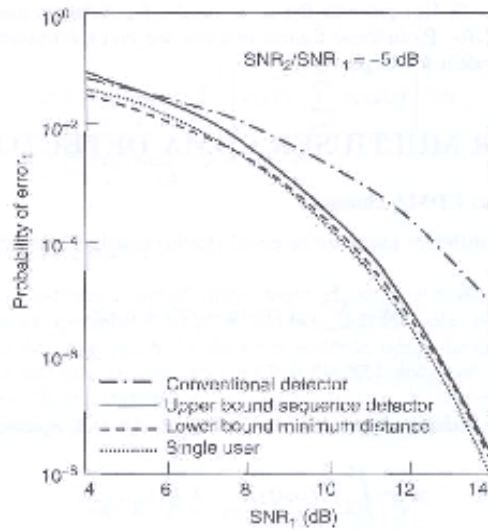


Σχήμα 13.4 Η χειρότερη περίπτωση καθώς και οι μέσες πιθανότητες σφάλματος επιτυγχάνονται από συμβατικούς και βέλτιστους ανιχνευτές πολλών χρηστών με 3 ενεργούς χρήστες να απασχολούν m ακολουθίες μήκους 31.

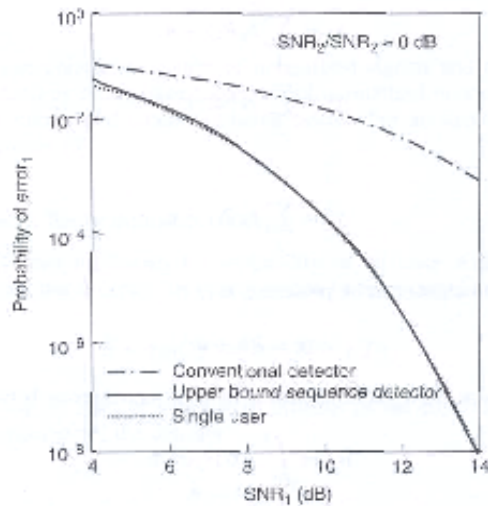
Τα σχήματα 13.5 (α) έως 13.5 (c) παρουσιάζουν τα ίδια αποτελέσματα για διαφορετικό λόγο near far (NFR) που προσδιορίζεται ως SNR_2 / SNR_1 . Από αυτά τα σχήματα μπορούμε να δούμε ότι η επίδραση, χρησιμοποιώντας βέλτιστο ανιχνευτή, είναι πιο φανερή για μεγαλύτερα NFR.



(a)



(b)



(c)

Σχήμα 13.5 Όρια της ελάχιστης πιθανότητας σφάλματος του Χρήστη 1. Οι χειρότερες περιπτώσεις καθυστερήσεων και 2 ενεργοί χρήστες : (a) $E_2/E_1 = -10\text{dB}$, (b) -5dB , (c) 0dB .

13.2 ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΑΝΙΧΝΕΥΤΕΣ CDMA ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

13.2.1 ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΚΑΝΑΛΙΑ CDMA

Εάν τα σήματα από διαφορετικούς χρήστες λαμβάνονται συγχρόνως, η εξίσωση (13.1) θα γίνει

$$r(t) = \sum_{k=1}^K b_k(j) s_k(t - jT) + \sigma n(t) \quad (13.7)$$

$$t \in [jT, jT + T]$$

Εάν χρησιμοποιήσουμε τη σημείωση y_k για την έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου του χρήστη k , τότε η εξίσωση (13.6) γίνεται

$$y_k = \int_0^T r(t) s_k(t) dt, \quad k = 1, \dots, K \quad (13.8)$$

και μπορούμε να γράψουμε

$$\begin{aligned} y_1 &= \sum_j b_k R_{1j} + n_1 \\ y_2 &= \sum_j b_k R_{2j} + n_2 \\ &\vdots \\ y_k &= \sum_j b_k R_{kj} + n_k \end{aligned} \quad (13.9)$$

Το διάνυσμα από αυτές τις εξόδους μπορεί να γραφτεί ως $\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{b} + \mathbf{n}$ (13.10) όπου \mathbf{R} είναι ο θετικά ορισμένος πίνακας διασυσχετίσεων ανάμεσα στις ορισμένες κυματομορφές :

$$R_{ij} = \int_0^T s_i(t) s_j(t) dt \quad (13.11)$$

Η συμβατική ανίχνευση ενός χρήστη μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\hat{b}_k^c = \text{sgn } y_k \quad (13.12)$$

Ο βέλτιστος ανιχνευτής πολλών χρηστών γίνεται

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}} &\in \arg \min_{b \in \{-1, 1\}^K} \int_0^T \left[r(t) - \sum_{k=1}^K b_k s_k(t) \right]^2 dt \\ &= \arg \max_{b \in \{-1, 1\}^K} 2\mathbf{y}^T \mathbf{b} - \mathbf{b}^T \mathbf{R} \mathbf{b} \end{aligned} \quad (13.13)$$

Παίρνω τα \mathbf{b} τα οποία ελαχιστοποιούν την ενέργεια (χρόνος \times ισχύς) της παρεμβολής. Το όρισμα του ολοκληρώματος εκφράζει την ισχύ της παρεμβολής, αφού από το λαμβανόμενο σήμα αφαιρώ το ωφέλιμο.

13.2.2 Ο ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ ΑΠΟΣΥΣΧΕΤΙΣΗΣ (Decorrelating Detector)

Στην απουσία θορύβου, η διανυσματική έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου είναι $\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{b}$. Ο ανιχνευτής θα εκτελέσει την λειτουργία που ακολουθεί $\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn } \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}$. Ο

ανιχνευτής αποσυσχέτισης δεν είναι βέλτιστος επειδή οι συνιστώσες του θορύβου συσχετίζονται. Είναι ενδιαφέρον να σημειώσουμε ότι ο ανιχνευτής δεν απαιτεί γνώση των ενεργειών κανενός από τους ενεργούς χρήστες.

13.2.3 Ο ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΓΡΑΜΜΙΚΟΣ ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

Ο γραμμικός ανιχνευτής [4] όπου ελαχιστοποιεί την πιθανότητα σφάλματος του bit θα αναφέρεται ως βέλτιστος γραμμικός ανιχνευτής πολλών χρηστών. Η λειτουργία του μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{T}\mathbf{y}) = \text{sgn}(\mathbf{TR}\mathbf{b} + \mathbf{T}\mathbf{n}) \quad (13.15)$$

Η ειδική περίπτωση $\mathbf{I}(\mathbf{R}) = \mathbf{R}^{-1}$ αναφέρεται ως **decorrelating detector**.

13.3 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΠΟΛΛΩΝ ΒΑΘΜΙΔΩΝ ΣΤΟ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟ CDMA

Εάν ο δείκτης των χρηστών διευθετείται αυξάνοντας τον ρυθμό των καθυστερήσεων, τότε η έξοδος του συσχετιστή του χρήστη k μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\begin{aligned} z_k^{(i)}(0) &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t) s_k(t + iT - \tau_k) dt \\ &= \eta_k^{(i)} + \sum_{l=k+1}^K R_{kl}(l) b_l^{(i-1)} + \sum_{l=1}^K R_{kl}(0) b_l^{(i)} + \sum_{l=1}^{k-1} R_{kl}(-1) b_l^{(i+1)} \end{aligned} \quad (13.17)$$

όπου $\eta_k^{(i)}$ είναι στοιχείο της στατιστικής που οφείλεται στο κανάλι του προσθετικού θορύβου. Στη σημείωση του διανύσματος επιγράφεται

$\mathbf{z}^{(i)}(\mathbf{0}) = [z_1^{(i)}(0), z_2^{(i)}(0), \dots, z_K^{(i)}(0)]^T$ και έτσι έχουμε

$$\mathbf{z}^{(i)}(\mathbf{0}) = \boldsymbol{\eta}^{(i)} + \mathbf{R}(1)\mathbf{b}^{(i-1)} + \mathbf{R}(0)\mathbf{b}^{(i)} + \mathbf{R}(-1)\mathbf{b}^{(i+1)} \quad (13.18)$$

13.3.1 Ο ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ ΠΟΛΛΩΝ ΒΑΘΜΙΔΩΝ

Ο ανιχνευτής πολλών βαθμίδων [5] υπολογίζει τον όρο της παρεμβολής για κάθε χρήστη με βάση τις εκτιμήσεις της προηγούμενης βαθμίδας, αφαιρεί την εκτιμημένη ΜΑΙ και μετά κάνει νέα εκτίμηση των bits, όπου μπορεί να αναπαρασταθεί με την εξίσωση (13.19). Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται και στα επόμενα στάδια.

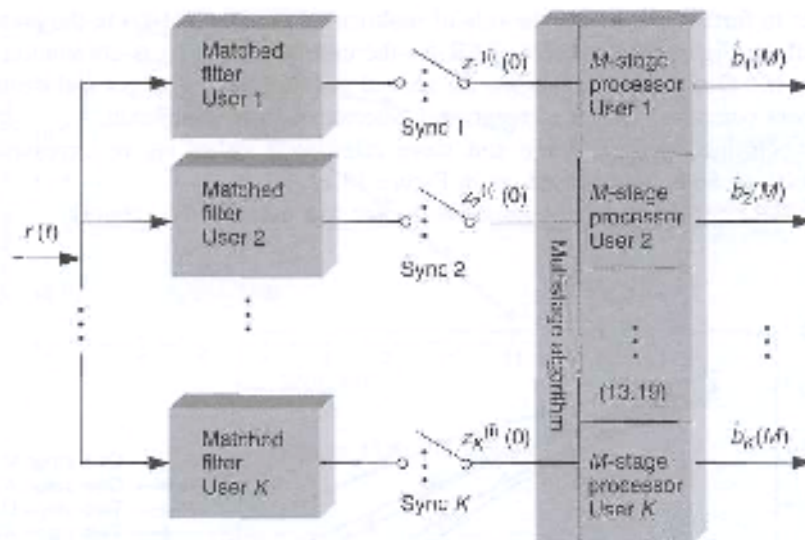
$$\hat{b}_k^{(i)}(m+1) = \text{sgn}[z_k^{(i)}(m)] \quad (13.19)$$

όπου

$$z_k^{(i)}(m) = z_k^{(i)}(0) - \sum_{l=k+1}^K h_{kl}(1) \widehat{b}_l^{(i-1)}(m) - \sum_{l \neq k} h_{kl}(0) \widehat{b}_l^{(i)}(m) - \sum_{l=1}^{k-1} h_{kl}(-1) \widehat{b}_l^{(i+1)}(m) \quad (13.20)$$

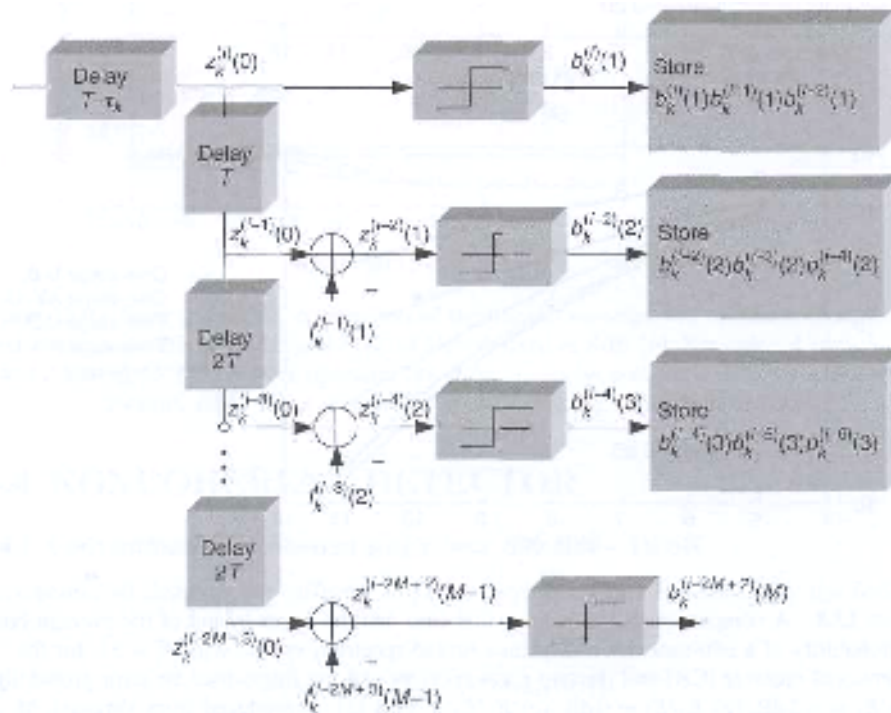
Στο σχήμα 13.6 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του ανιχνευτή πολλών χρηστών πολλών βαθμίδων (MSMUD).

Μια λεπτομερής εκτέλεση του k -οστού επεξεργαστή βαθμίδας M όπου για κάθε $m = 1, 2, \dots, M-1$, $\widehat{I}_k^{(i-2m+1)}(m)$ δηλώνει την εκτίμηση της MAI όπου ξαναφτιάχνεται στο m -οστό επίπεδο στη βάση των εκτιμήσεων του bit $\widehat{b}_j^{(i-2m)}(m-1)$, $\widehat{b}_j^{(i-2m+1)}(m-1)$ και $\widehat{b}_j^{(i-2m+2)}(m-1) \forall j \neq k$ χαρακτηρίζεται από τους άλλους $K-1$ επεξεργαστές και φαίνεται στο σχήμα 13.7.

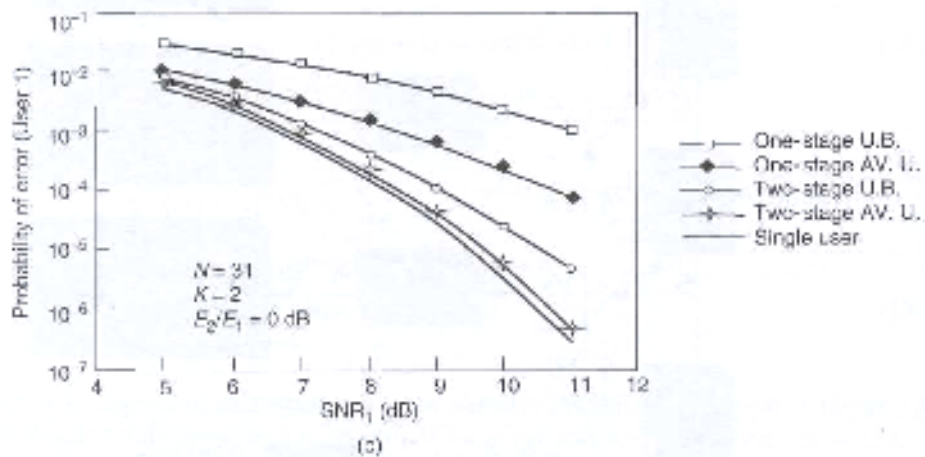
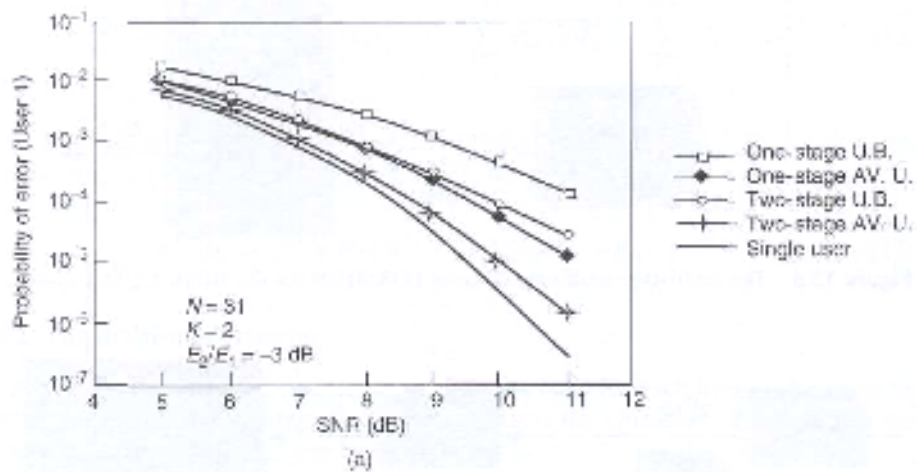


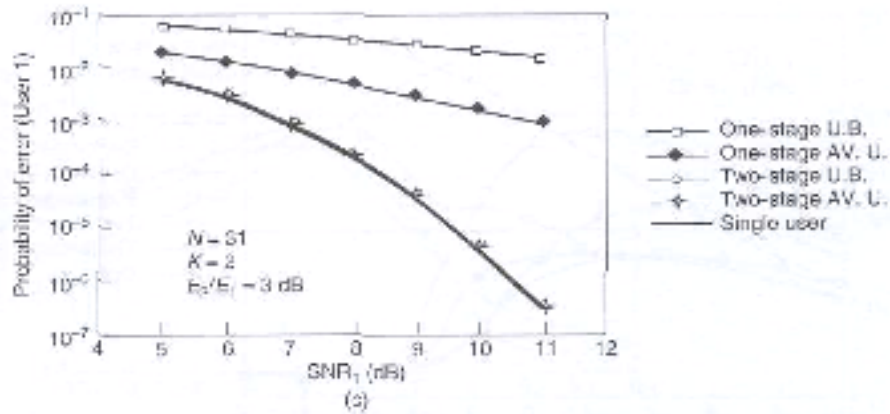
Σχήμα 13.6 Ο ανιχνευτής πολλών χρηστών πολλών βαθμίδων (MSMUD) για το σύστημα BPSK – CDMA.

Στο σχήμα 13.8 φαίνεται ένα παράδειγμα της πιθανότητας των καμπυλών σφάλματος. Όλοι οι παράμετροι φαίνονται στο σχήμα. Μπορούμε να δούμε ότι ακόμα και ένας ανιχνευτής 2 – βαθμίδων μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση του συστήματος.



Σχήμα 13.7 Μια λεπτομερής εκτέλεση του MSMUD.



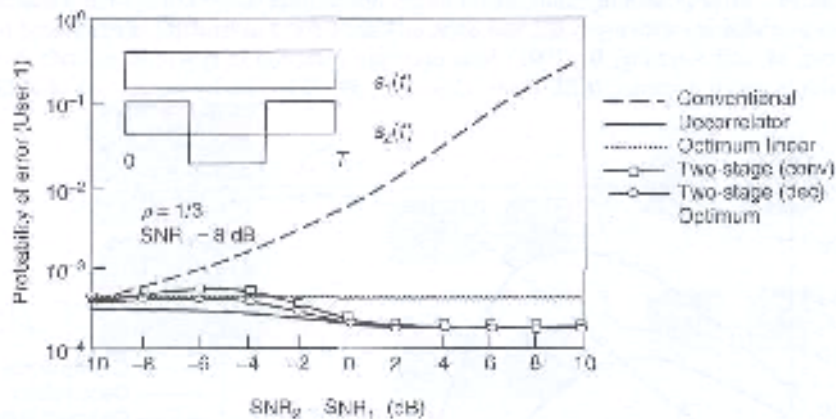


Σχήμα 13.8 Μια σύγκριση ανάμεσα στη χειρότερη περίπτωση και στο ανώτερο όριο της μέσης πιθανότητας σφάλματος ενός συστήματος 2 χρηστών άμεσης ακολουθίας διεύρυνσης φάσματος με $N = 31$, για τον συμβατικό δέκτη (CR), τον δέκτη 2 βαθμίδων καθώς και για την πιθανότητα σφάλματος του bit ενός μόνο χρήστη : (a) $E_2/E_1 = -3\text{dB}$, (b) $E_2/E_1 = 0\text{dB}$, (c) $E_2/E_1 = 3\text{dB}$ [5]. Reproduced from Varanasi, M. and Aazhang, B. (1990) Multistage detection in asynchronous code division multiple access communications. IEEE Trans. Commun., 38, 509-519, by permission of IEEE.

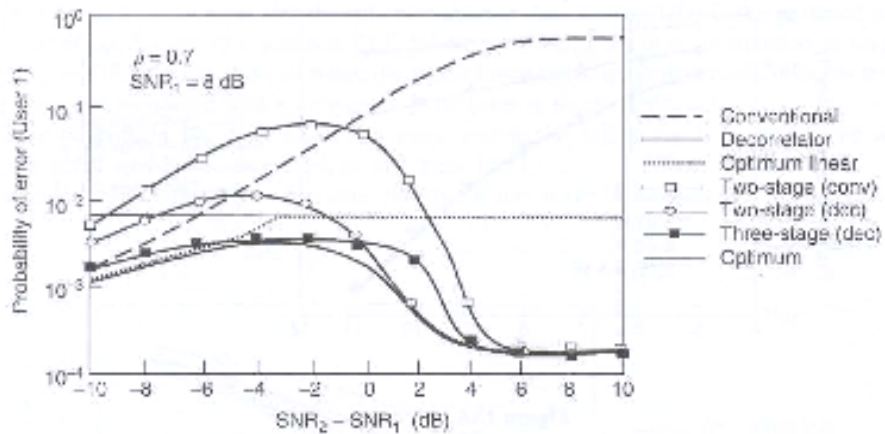
Για να δώσουμε περισσότερη έμφαση στο ρόλο της ανίχνευσης πολλών χρηστών (MUD) στην παρουσία της επίδρασης του near far, το σχήμα 13.9 παρουσιάζει το BER για την περίπτωση που η cross correlation είναι πολύ υψηλή $r_{12} = 1/3$. Μπορούμε να δούμε ότι όταν ο δεύτερος χρήστης γίνεται όλο και πιο ισχυρός η βελτίωση συγκρινόμενη με ένα συμβατικό ανιχνευτή είναι πιο σημαντική.

Αυτό το συμπέρασμα γίνεται όλο και πιο σχετικό εάν είτε το r_{12} αυξάνεται, όπως στο σχήμα 13.10, ή το SNR αυξάνεται, όπως φαίνεται στο σχήμα 13.11.

Το σχήμα 13.12 αποδεικνύει τα ίδια αποτελέσματα για 5 χρήστες στο δίκτυο.

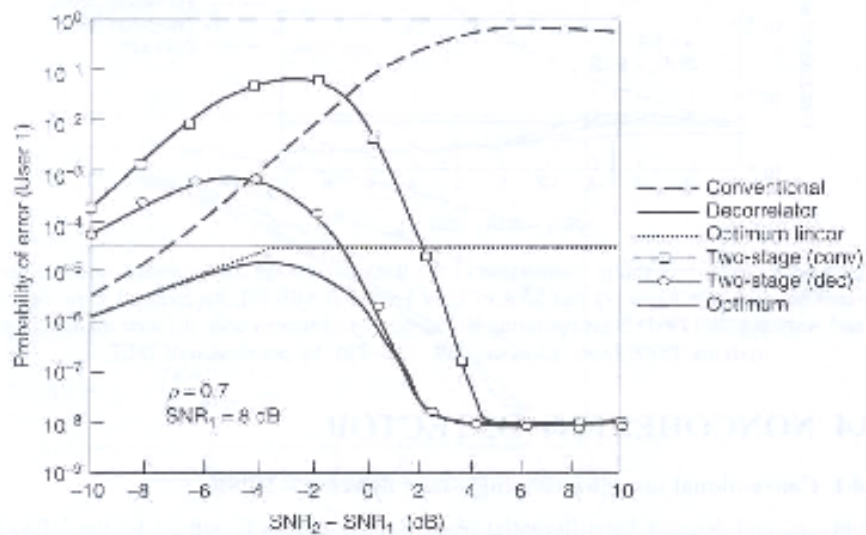


Σχήμα 13.9 Η σύγκριση της πιθανότητας σφάλματος των γραμμικών, 2 – βαθμίδων και βέλτιστων ανιχνευτών για ένα κανάλι 2 χρηστών με $r_{12} = 1/3$ και SNR του χρήστη 1 σταθερό στα 8dB [6]. Reproduced from Varanasi, M. and Aazhang, B. (1991) Near optimum detection in synchronous CDMA systems. IEEE Trans. Commun., 39, 725-736, by permission of IEEE.

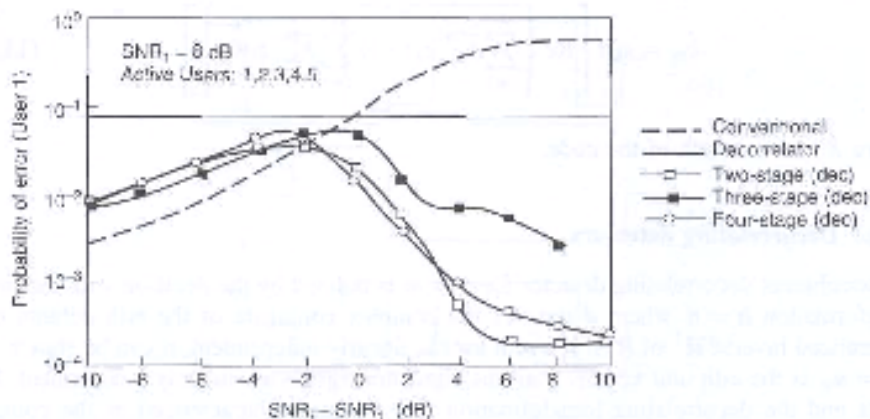


Σχήμα 13.10 Η σύγκριση της πιθανότητας σφάλματος των γραμμικών, 3 – βαθμίδων και βέλτιστων ανιχνευτών για ένα κανάλι 2 χρηστών με $r_{12} = 0.7$ και SNR του χρήστη 1 σταθερό στα 8dB [6]. Reproduced from Varanasi,

M. and Aazhang, B. (1991) Near optimum detection in synchronous CDMA systems. IEEE Trans. Commun., **39**, 725-736, by permission of IEEE.



Σχήμα 13.11 Η σύγκριση της πιθανότητας σφάλματος των γραμμικών, 2 – βαθμίδων και βέλτιστων ανιχνευτών για ένα κανάλι 2 χρηστών με $r_{12} = 0.7$ και SNR του χρήστη 1 σταθερό στα 12dB.



Σχήμα 13.12 Η πιθανότητα σφάλματος για 5 χρήστες στο δίκτυο [6]. Reproduced from Varanasi, M. and Aazhang, B. (1991) Near optimum detection in synchronous CDMA systems. IEEE Trans. Commun., **39**, 725-736, by permission of IEEE.

13.4 ΜΗ ΣΥΜΦΩΝΟΣ ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ

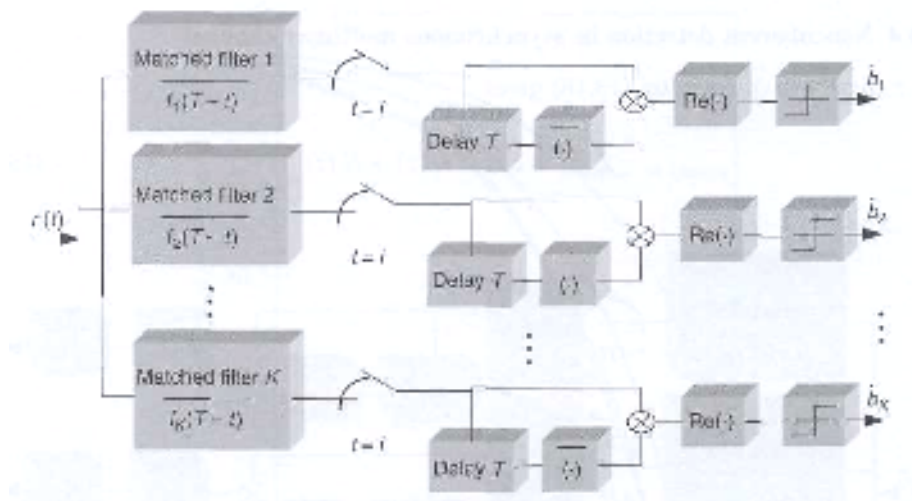
13.4.1 ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΣ ΜΗ ΣΥΜΦΩΝΟΣ ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ ΕΝΟΣ ΧΡΗΣΤΗ - DPSK

Ένας συμβατικός ανιχνευτής για σήματα διαφορικής μετατόπισης της φάσης προσδιορίζεται από την ακόλουθη εξίσωση

$$\hat{b}_m = \text{sgn} [\text{Re} \{ \overline{z_m(-1)} z_m(0) \}]$$

$$z_m(i) = \frac{1}{2} \int_{iT}^{(i+1)T} r(t) \overline{f_m(t-iT)} dt \quad (13.21)$$

όπου το $f_m(t)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του προσαρμοσμένου φίλτρου του χρήστη. Στην ασήμαντη περίπτωση (trivial case) είναι το σήμα του κώδικα διεύρυνσης (SC) μόνο. Το μπλοκ διάγραμμα φαίνεται στο σχήμα 13.13.



Σχήμα 13.13 Συμβατική ανίχνευση : μια συστοιχία από K ανιχνευτές DPSK ενός μόνο χρήστη.

13.4.2 ΜΗ ΣΥΜΦΩΝΟΙ ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΑΝΙΧΝΕΥΤΕΣ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ - DPSK

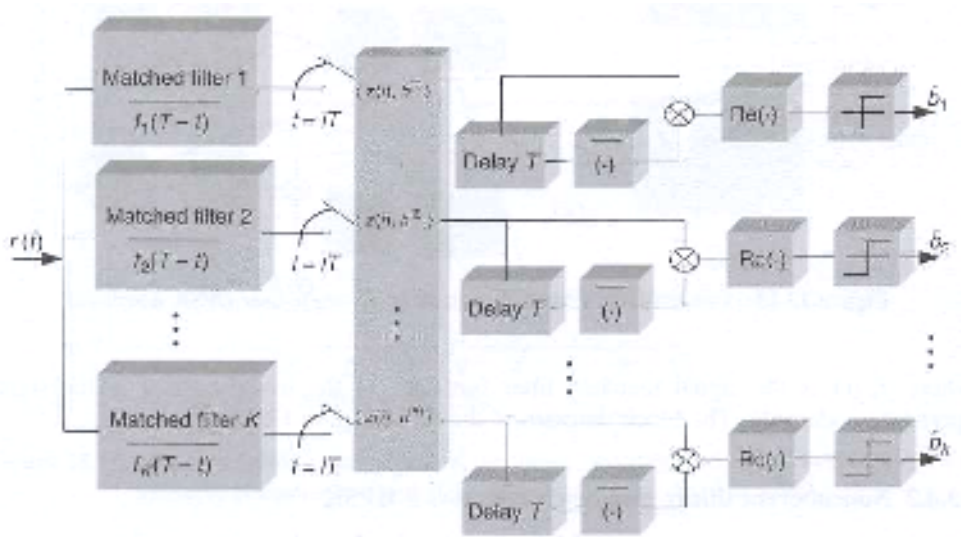
Γενικά, ένας μη σύμφωνος γραμμικός ανιχνευτής πολλών χρηστών για τον m -οστό χρήστη, χαρακτηριζόμενος από ένα μη μηδενικό μετασχηματισμό $\mathbf{h}^{(m)}$ ανήκει C^k , προσδιορίζεται από την απόφαση

$$\hat{b}_m = \text{sgn} \left[\text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K \bar{h}_k^{(m)} z_k(-1) \sum_{l=1}^K \bar{h}_l^{(m)} z_l(0) \right\} \right] \quad (13.22)$$

όπου K είναι το μήκος του κώδικα.

13.4.3 ΑΝΙΧΝΕΥΤΕΣ ΑΠΟΣΥΣΧΕΤΙΣΗΣ

Ένας μη σύμφωνος ανιχνευτής αποσυσχετίσης για τον χρήστη m χαρακτηρίζεται από την απόφαση με το γραμμικό μετασχηματισμό $\mathbf{h} = \mathbf{d}$ όπου το \mathbf{d} δηλώνει τον συζυγή μιγαδικό της m -οστής στήλης μιας γενικευμένης αντιστροφής \mathbf{R}^1 του \mathbf{R} . Εάν ο m -οστός χρήστης είναι γραμμικά ανεξάρτητος, αυτό μπορεί να δείξει ότι το $\mathbf{R}\mathbf{d} = \mathbf{u}_m$ είναι το m -οστό διάνυσμα της μονάδας. Εάν όλα τα σήματα υπογραφής είναι γραμμικώς ανεξάρτητα και υπάρχει το \mathbf{R}^{-1} τότε ο μετασχηματισμός αποσυσχετίσης \mathbf{d} χαρακτηρίζεται μοναδικά ως ο συζυγής μιγαδικός της m -οστής στήλης της αντιστροφής του \mathbf{R} . Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη φαίνεται στο σχήμα 13.14.



Σχήμα 13.14 Γραμμικός ανιχνευτής DPSK πολλών χρηστών.

Για διευκρινιστικούς λόγους, 4 χρήστες, χρησιμοποιώντας τις ακολουθίες Gold από το σχήμα 13.15 (α), μελετώνται. Τα αποτελέσματα της απόδοσης με τον ανιχνευτή MU φαίνονται στο σχήμα 13.15 (β) [7].

13.4.4 ΜΗ ΣΥΜΦΩΝΗ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΣΕ ΕΝΑ ΑΣΥΓΧΡΟΝΟ ΚΑΝΑΛΙ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

Ο μετασχηματισμός z της εξίσωσης (13.18) δίνει

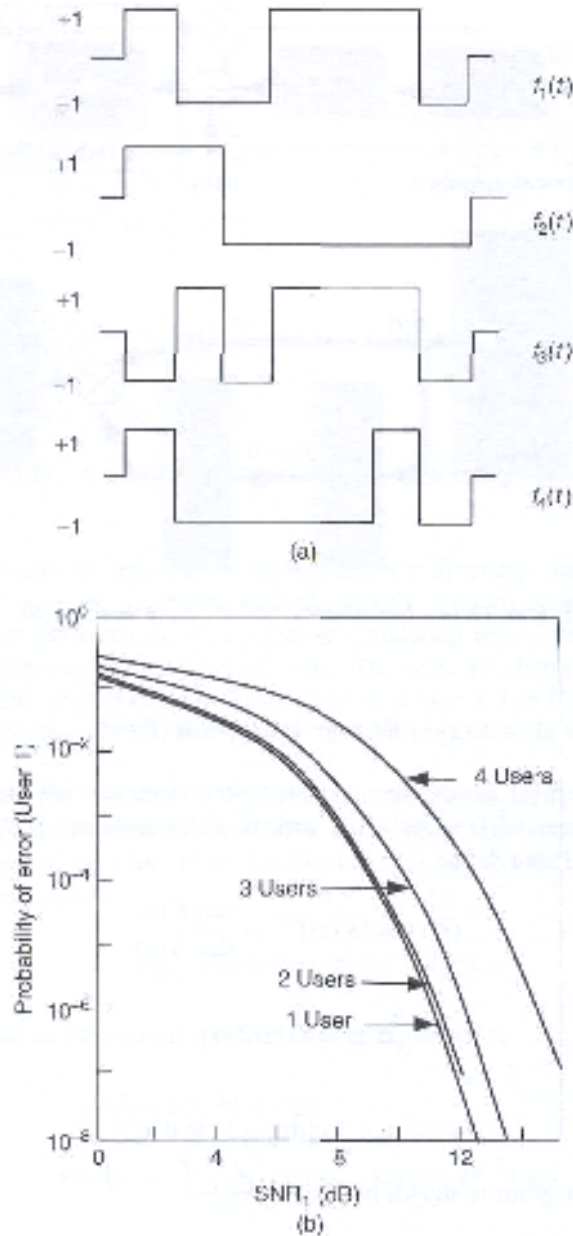
$$\mathbf{Z}(z) = \mathbf{S}(z) \cdot \hat{\mathbf{D}}(z) + \mathbf{N}(z) \quad (13.23)$$

όπου

$$\mathbf{S}(z) = \mathbf{R}(-1)z + \mathbf{R}(0) + \mathbf{R}(1)z^{-1} \quad (13.24)$$

και $\mathbf{Z}(z)$, $\hat{\mathbf{D}}(z)$ και $\mathbf{N}(z)$ είναι τα υπολογισμένα διανύσματα του μετασχηματισμού z της ακολουθίας εξόδου του προσαρμοσμένου φίλτρου. Η ακολουθία

$\{\hat{d}(l) = A(l)d(l)\}$ και η ακολουθία του θορύβου $\{n(l)\}$ είναι στην έξοδο των προσαρμοσμένων φίλτρων.



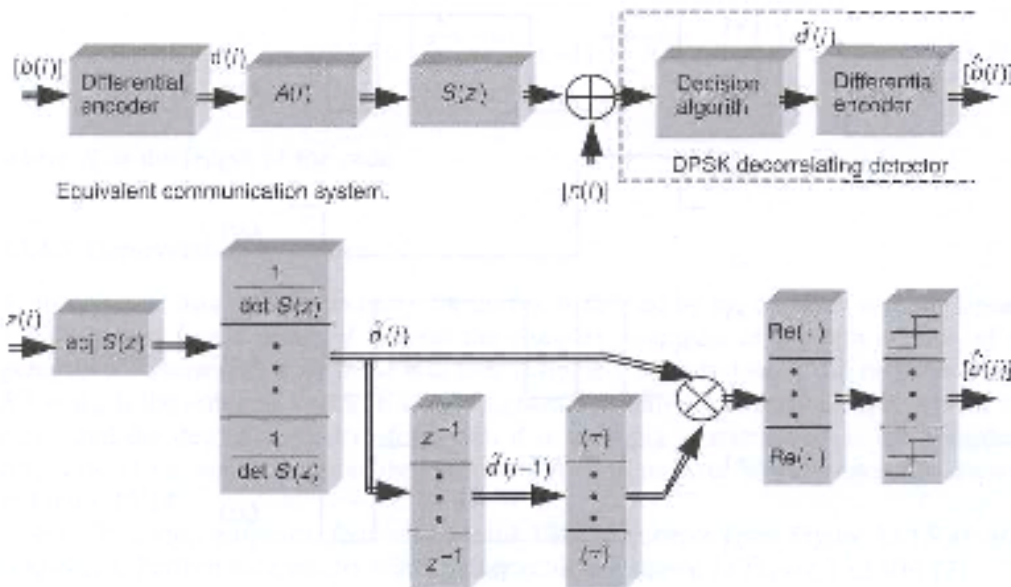
Σχήμα 13.15 (α) Τα σήματα υπογραφής άμεσης ακολουθίας παράγονται από τις ακολουθίες Gold μήκους 7 και μεταβιβάζονται στους 4 χρήστες ενός συστήματος DS-SSMA 4 χρηστών. (β) Το BER του πρώτου χρήστη ως λειτουργία της αναλογίας του σήματος προς θόρυβο του πρώτου χρήστη. Αυτά τα ποσοστά σφάλματος είναι ανεξάρτητα από τις ενέργειες και τις φάσεις του σήματος παρεμβολής.

Εάν προσδιορίσουμε την $\mathbf{G}(z) = [\mathbf{S}(z)]^{-1} = \frac{\text{adj } \mathbf{S}(z)}{\det \mathbf{S}(z)}$ (13.25)

τότε θα έχουμε $\hat{\mathbf{d}}(z) = \mathbf{G}(z)\mathbf{Z}(z)$ (13.26)

και $\hat{\mathbf{b}}(i) = \text{sgn Re}[\tilde{\mathbf{d}}(i-1) \otimes \tilde{\mathbf{d}}^*(i)]$ (13.27)

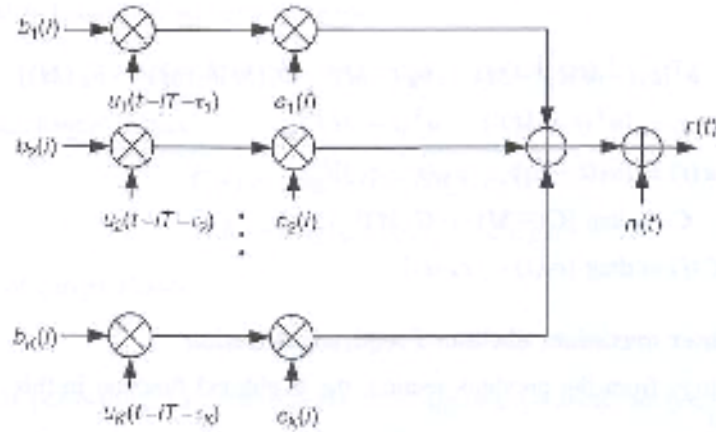
Το μπλοκ διάγραμμα του συστήματος φαίνεται στο σχήμα 13.16.



Σχήμα 13.16 Μη σύμφωνος ανιχνευτής αποσυσχέτισης [8].

13.5 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ ΣΤΟ FADING CHANNEL ΜΗ ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΜΕ ΤΗΝ ΚΑΤΑΝΟΜΗ RAYLEIGH

Προηγουμένως περιγράφηκαν αλγόριθμοι που εκτείνονται στο fading channel χρησιμοποιώντας τόσο πολύ αναλογία όσο χρειάζεται στη διαδικασία ανάλυσης των συναρτήσεων μεταφοράς του συστήματος. Στα κανάλια επιλεκτικής συχνότητας, οι αποσυσχετιστές συνδυάζονται με τον δέκτη τύπου RAKE για να βελτιώσουν περισσότερο την απόδοση του συστήματος. Ένας αριθμός από αποτελέσματα προσομοίωσης παρουσιάζονται για να επεξηγήσουν την αποτελεσματικότητα αυτών των τεχνικών. Η ιδέα αυτού του κεφαλαίου βασίζεται στο να καταλάβουμε πραγματικά το μοντέλο του καναλιού. Το όλο μοντέλο του συστήματος, που περιλαμβάνει το μοντέλο του καναλιού για fading μη επιλεκτικής συχνότητας (είναι αντίστοιχο του λευκού θορύβου για κατανομή Rayleigh, δηλαδή η παρεμβολή είναι απλωμένη σε όλο το φάσμα), φαίνεται στο σχήμα 13.17.



Σχήμα 13.17 Μοντέλο ασύγχρονου CDMA επίπεδου καναλιού με κατανομή Rayleigh.

Οι παράμετροι $c_k(i)$ είναι, για σταθερά i , μιγαδικοί συντελεστές με ανεξάρτητες, τυχαίες γκαουσιανές μεταβλητές, με μέση τιμή μηδέν και με διαφορές $|c_k|^2$ με ανεξάρτητα τετραγωνισμένα στοιχεία. Η φύση του ποικίλλοντος χρόνου του καναλιού περιγράφεται μέσω της λειτουργίας συσχέτισης του χρόνο - χώρου του k -οστού καναλιού $\Phi_k(\Delta t)$

$$E \{c_k^*(i)c_k(j)\} = \Phi_k [(j-i)T] \quad (13.28)$$

Το λαμβανόμενο σήμα στον κεντρικό δέκτη μπορεί να εκφραστεί ως

$$r(t) = S(t, \mathbf{b}) + n(t)$$

$$S(t, \mathbf{b}) = \sum_{i=-M}^M \sum_{k=1}^K b_k(i) c_k(i) u_k(t-iT-\tau_k) \quad (13.29)$$

$$u_k(t) = \sqrt{E_k} s_k(t) e^{j\phi_k}$$

όπου το $u_k(t)$ αναφέρεται ως ακολουθία υπογραφής του χρήστη k και περιλαμβάνει το πλάτος του σήματος (τετραγωνική ρίζα της ενέργειας του σήματος), τον κώδικα και τη φάση του σήματος. Χρησιμοποιώντας την κατάλληλη σημείωση, το $r(t)$ μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$r(t) = \mathbf{b}^T \mathbf{C} \mathbf{u}_t + n(t) \quad (13.30)$$

όπου

$$\mathbf{b}^T = [b_1(-M)b_2(-M) \cdots b_K(-M) \cdots b_1(M)b_2(M) \cdots b_K(M)]$$

$$\mathbf{u}_t = [\mathbf{u}^T(t+MT) \cdots \mathbf{u}^T(t-MT)]^T$$

$$\mathbf{u}(t) = [u_1(t-\tau_1) \cdots u_K(t-\tau_K)]^T \quad (13.31)$$

$$\mathbf{C} = \text{diag}[\mathbf{C}(-M) \cdots \mathbf{C}(M)]$$

$$\mathbf{C}(i) = \text{diag}[c_1(i) \cdots c_K(i)]$$

13.5.1 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΑΚΟΛΟΥΘΙΑΣ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

Χρησιμοποιώντας την αναλογία από την προηγούμενη παράγραφο, η συνάρτηση πιθανότητας σε αυτή την περίπτωση μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$L(\mathbf{b}) = 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{b}^H \mathbf{y}\} - \mathbf{b}^H \mathbf{C}^H \mathbf{R}_u \mathbf{C} \mathbf{b} \quad (13.32)$$

Ο ανώτατος δείκτης $(\)^H$ δηλώνει τον ανάστροφο συζυγή μιγαδικό και το

$$\mathbf{y} = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \mathbf{C}^H \mathbf{u}_t^* dt \quad (13.33)$$

αναπαριστά το διάνυσμα των προσαρμοσμένων φίλτρων εξόδου. Ο πίνακας συσχέτισης \mathbf{R}_u μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\mathbf{R}_u = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{u}_t^* \mathbf{u}_t^T dt = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_u(0) & \mathbf{R}_u(-1) & 0 & \dots \\ \mathbf{R}_u(1) & \mathbf{R}_u(0) & \mathbf{R}_u(-1) & \dots \\ \dots & \ddots & \ddots & \dots \\ \dots & \mathbf{R}_u(1) & \mathbf{R}_u(0) & \mathbf{R}_u(-1) \\ \dots & 0 & \mathbf{R}_u(1) & \mathbf{R}_u(0) \end{pmatrix} \quad (13.34)$$

με μπλοκ στοιχεία διαστάσεων $K \times K$

$$\mathbf{R}_u(i-j) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{u}^*(t-iT) \mathbf{u}^T(t-jT) dt \quad (13.35)$$

και στοιχεία σημείων

$$[\mathbf{R}_u(i-j)]_{mn} = \int_{-\infty}^{+\infty} u_m^*(t-iT-\tau_m) u_n(t-jT-\tau_n) dt \quad (13.36)$$

13.5.2 ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ ΑΠΟΣΥΣΧΕΤΙΣΗΣ

Η ασύγχρονη φύση του καναλιού είναι φανερή από τα στοιχεία του πίνακα

$$R_{mn}(\ell) = \int_{\ell T + \tau_m}^{(\ell+1)T + \tau_m} s_m^*(t - \tau_m) s_n(t + \ell T - \tau_n) dt \quad (13.42)$$

Αφού δεν υπάρχει αλληλοπαρεμβολή των συμβόλων (ISI), $\mathbf{R}(\ell) = 0$, για κάθε $|\ell| > 1$ και $\mathbf{R}(-1) = \mathbf{R}^H(1)$. Εξαιτίας της τάξης του χρήστη, το $\mathbf{R}^H(1)$ είναι ένας ανώτατος τριγωνικός πίνακας με μηδενικά στοιχεία στη διαγώνιο. Ο ανιχνευτής αποσυσχέτισης από μπροστά αποτελείται από K φίλτρα προσαρμοσμένα στις

κανονικοποιημένες κυματομορφές υπογραφής των χρηστών. Η έξοδος αυτής της συστοιχίας των φίλτρων, που δειγματοληπτείται στο ℓ -οστό **epoch bit**, είναι

$$y(\ell) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t)s(t - \ell T) dt \quad (13.43)$$

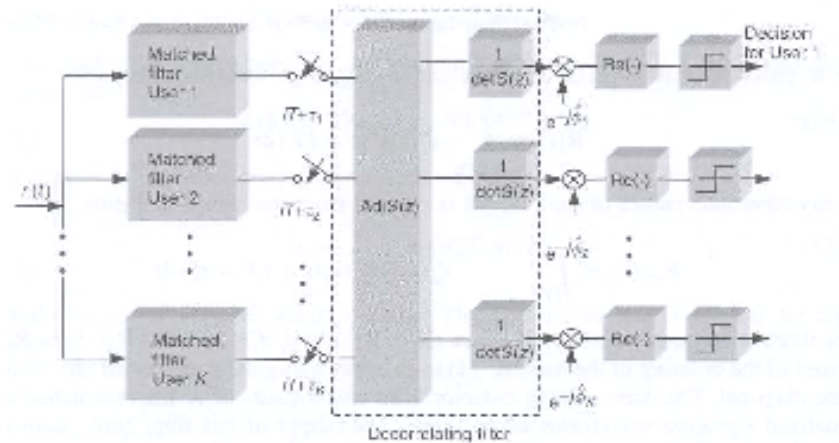
Ο μετασχηματισμός z του διανύσματος εξόδου του αποσυσχετιστή είναι

$$\mathbf{P}(z) = \mathbf{E} \Phi(\mathbf{C}\mathbf{b})(z) + \mathbf{N}_p(z) \quad (13.47)$$

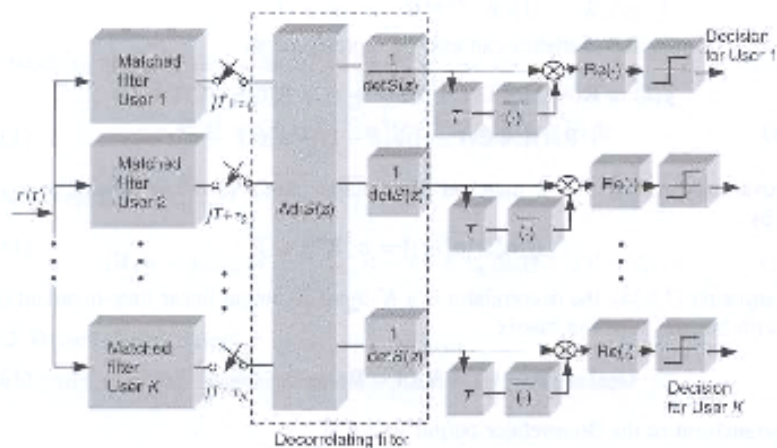
Το $\mathbf{N}_p(z)$ είναι ο μετασχηματισμός z της διανυσματικής ακολουθίας εξόδου του θορύβου και έχει φασματική πυκνότητα ισχύος

$$\sigma^2 \mathbf{S}^{-1}(z) = \sigma^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \mathbf{D}(m) z^{-m} \quad (13.48)$$

Στα σχήματα 13.18 και 13.19 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη για σύμφωνη λήψη και για διαφορετική διαμόρφωση αντίστοιχα.

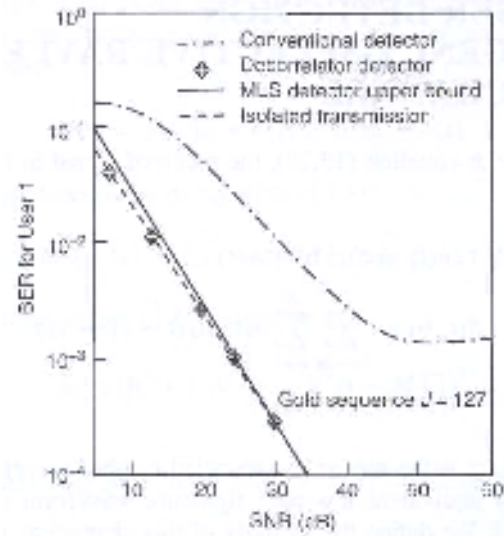


Σχήμα 13.18 Σύμφωνος ανιχνευτής αποσυσχέτισης πολλών χρηστών.



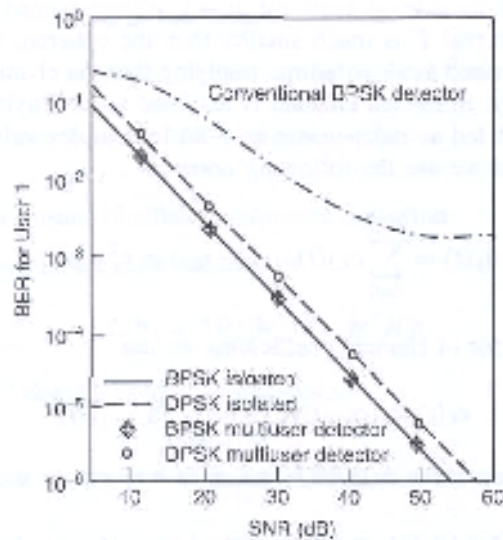
Σχήμα 13.19 Διαφορικά σύμφωνος ανιχνευτής αποσυσχέτισης πολλών χρηστών.

Στα σχήματα 13.20 και 13.21 φαίνονται τα αποτελέσματα της απόδοσης για τους 2 ανιχνευτές. Και στα 2 σχήματα είναι φανερή μια σημαντική βελτίωση του BER.



Σχήμα 13.20 Το BER του χρήστη 1 για την περίπτωση των 2 χρηστών με κατανομή Rayleigh (same average path strength) και ακολουθίες Gold περιόδου $J = 127$ [9].
Reproduced from Zvonar, Z.

(1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.



Σχήμα 13.21 Το BER του χρήστη 1 για 2 ενεργούς χρήστες με κατανομή Rayleigh (same average path strength) και ακολουθίες Gold περιόδου $J = 127$ [9]. Reproduced from Zvonar, Z.

(1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.

13.6 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ ΣΤΟ FADING CHANNEL ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΜΕ ΤΗΝ ΚΑΤΑΝΟΜΗ RAYLEIGH

Χρησιμοποιώντας μια αναλογία με την εξίσωση (13.29), το λαμβανόμενο σήμα σε αυτή την περίπτωση μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\begin{aligned}
 r(t) &= S(t, \mathbf{b}) + n(t) \\
 S(t, \mathbf{b}) &= \sum_{i=-M}^M \sum_{k=1}^K b_k(t) h_k(t - iT - \tau_k) \\
 h_k(t) &= c_k(t) * u_k(t)
 \end{aligned} \tag{13.49}$$

Στην εξίσωση (13.49), το $h_k(t)$ είναι το ισοδύναμο λαμβανόμενο σύμβολο κυματομορφής πεπερασμένης διάρκειας $[0, T_k]$ [συνέλιξη της ισοδύναμης χαμηλοπερατής κυματομορφής υπογραφής $u_k(t)$ και της κρουστικής απόκρισης του καναλιού $c_k(t)$]. Θα χαρακτηρίσουμε τη μνήμη αυτού του καναλιού ως ν , το μικρότερο ακέραιο έτσι ώστε $h_k(t) = 0$ για $t > (\nu+1)T$ και όλα τα $k = 1, \dots, K$. Η κρουστική απόκριση του k -οστού χρήστη του καναλιού δίνεται από

$$c_k(t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} c_{k,\ell}(t) \delta(t - \tau_{k,\ell}) \tag{13.50}$$

Όταν το διάστημα σηματοδοσίας T είναι πολύ μικρότερο από ότι ο σύμφωνος χρόνος του καναλιού, τότε το κανάλι χαρακτηρίζεται ως slow fading κι αυτό έχει ως αποτέλεσμα τα χαρακτηριστικά του καναλιού να μπορούν να μετρηθούν ακριβώς. Αφού το κανάλι υποτίθεται ότι είναι κατανομή Rayleigh, οι συντελεστές $c_{k,\ell}(t)$ είναι μιγαδικοί και χαρακτηρίζονται ως ανεξάρτητες τυχαίες γκαουσιανές διαδικασίες με μέση τιμή μηδέν. Σαν επακόλουθο χρησιμοποιούμε την ακόλουθη σημείωση

$$h_k(t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} c_{k,\ell}(t) u_k(t - \tau_{k,\ell}) = \mathbf{c}_k^T(t) \mathbf{u}_k(t) \tag{13.51}$$

Για το διάνυσμα των συντελεστών του καναλιού ενός χρήστη χρησιμοποιούμε

$$\mathbf{c}_k(t) = [c_{k,0}(t) c_{k,1}(t), \dots, c_{k,L-1}(t)]^T \tag{13.52}$$

ενώ για το διάνυσμα του σήματος της καθυστερημένης κυματομορφής υπογραφής χρησιμοποιούμε

$$\mathbf{u}_k(t) = [u_k(t - \tau_{k,0}) u_k(t - \tau_{k,1}) \dots u_k(t - \tau_{k,L-1})]^T \tag{13.53}$$

Η ισοδύναμη χαμηλοπερατή κυματομορφή υπογραφής αναπαριστάται ως

$$u_k(t) = \sqrt{E_k} s_k(t) e^{j\phi_k} \tag{13.54}$$

όπου E_k είναι η ενέργεια, $s_k(t)$ είναι η πραγματική τιμή, μονάδα ενέργειας της κυματομορφής υπογραφής με περίοδο T και ϕ_k είναι η φάση του φέροντος. Σε αυτή την περίπτωση το λαμβανόμενο σήμα που δίνεται από την εξίσωση (13.49) γίνεται

$$r(t) = S(t, \mathbf{b}) + n(t) = \mathbf{b}^T \mathbf{h}_t + n(t) \quad (13.55)$$

Η ισοδύναμη ακολουθία δεδομένων είναι όπως στην εξίσωση (13.31)

$$\mathbf{b} = [b_1(-M) \dots b_K(-M) \dots b_1(M) \dots b_K(M)]^T \quad (13.56)$$

Το ισοδύναμο διάνυσμα κυματομορφής των ΝΚ στοιχείων είναι

$$\mathbf{h}_t = [\mathbf{h}^T(t + MT) \dots \mathbf{h}^T(t - MT)]^T \quad (13.57)$$

με

$$\mathbf{h}(t) = [h_1(t - \tau_1) \dots h_K(t - \tau_K)]^T = \mathbf{C}^T(t) \mathbf{u}(t) \quad (13.58)$$

όπου

$$\mathbf{C}(t) = \begin{pmatrix} \mathbf{c}_1(t) & 0 & 0 & \dots \\ & \mathbf{c}_2(t) & 0 & \dots \\ & & \ddots & \\ \dots & 0 & 0 & \mathbf{c}_K(t) \end{pmatrix} \quad (13.59)$$

είναι ένας $KL \times K$ πίνακας πολλών καναλιών. KL είναι ο συνολικός αριθμός των διαδρομών fading για όλους τους χρήστες K και

$$\mathbf{u}(t) = [\mathbf{u}_1(t - \tau_1) \dots \mathbf{u}_K(t - \tau_K)]^T \quad (13.60)$$

είναι το ισοδύναμο διάνυσμα signature των στοιχείων KL .

13.6.1 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΑΚΟΛΟΥΘΙΑΣ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

Η καταγραφής της συνάρτησης πιθανότητας σε αυτή την περίπτωση γίνεται

$$L(\mathbf{b}) = 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{b}^H \mathbf{y}\} - \mathbf{b}^H \mathbf{H} \mathbf{b} \quad (13.61)$$

όπου ο εκθέτης « H » δηλώνει τον ανάστροφο συζυγή μιγαδικό. H

$$\mathbf{y} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \mathbf{h}_t^* dt \quad (13.62)$$

είναι η έξοδος της συστοιχίας των προσαρμοσμένων φίλτρων που δειγματοληπτούνται στη διάρκεια του bit (epoch bit) των χρηστών. Ο πίνακας H είναι

μια cross - correlation block - Toeplitz $N \times N$ κυματομορφή πίνακα με $K \times K$ μπλοκ στοιχεία.

$$H(i - j) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t - iT)h^T(t - jT) dt \quad (13.63)$$

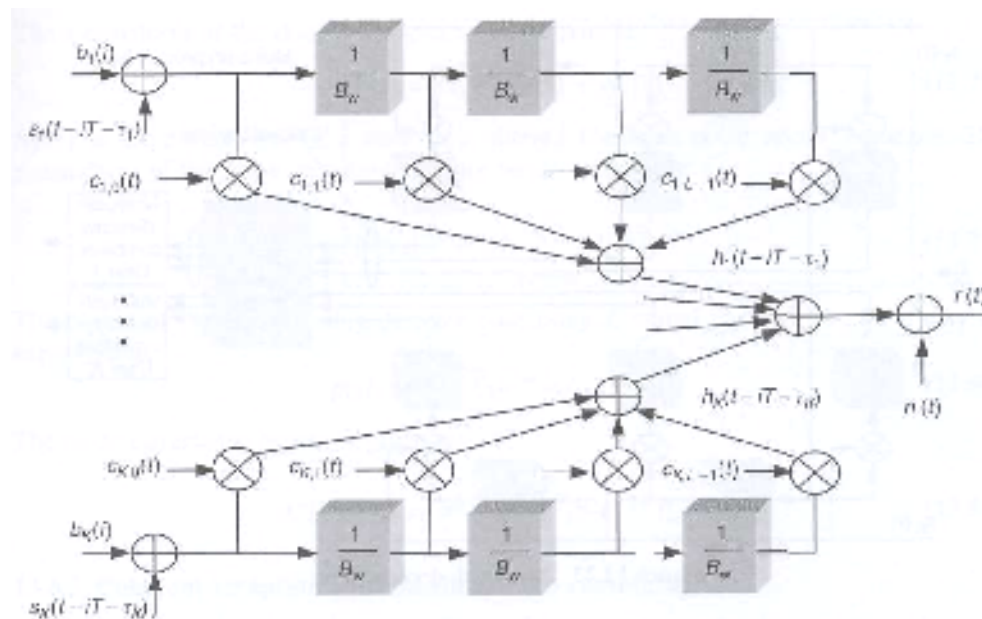
13.6.2 Ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ Viterbi

Αφού κάθε κυματομορφή $h_k(t)$ είναι περιορισμένου χρόνου σε $[0, T_k]$, $T_k < (v+1)T$, αυτό σημαίνει ότι $H(l) = 0$, για κάθε $|l| > v+1$ και $H(j) = H^H(j)$ για $j = 1, \dots, v+1$.

Εξαιτίας της τάξης των χρηστών, το $H^H(v+1)$ είναι ένας ανώτατος τριγωνικός πίνακας με μηδενικά στοιχεία στη διαγώνιο. Παρέχοντας ότι η γνώση του καναλιού είναι διαθέσιμη, ο ανιχνευτής MLS μπορεί να εκτελεστεί ως ένας δυναμικός αλγόριθμος προγραμματισμού του τύπου Viterbi. Ο διανυσματικός αλγόριθμος του Viterbi είναι η τροποποίηση του ένα, που παράγεται για $M -$ εισόδους, $M -$ εξόδους γραμμικών καναλιών όπου η διάσταση της παρούσας κατάστασης του χώρου είναι $2^{(v+1)K}$. Όπως στην περίπτωση του καναλιού με προσθετικό λευκό γκαουσιανό θόρυβο (AWGN), μια πιο αποδοτική ανάλυση της συνάρτησης πιθανότητας καταλήγει σε ένα αλγόριθμο με κατάσταση χώρου τη διάσταση $2^{(v+1)K-1}$.

Το fading που οφείλεται στην κατανομή Rayleigh του καναλιού επιλεκτικής συχνότητας περιγράφεται από το στατικό με την ευρεία έννοια μοντέλο σκέδασης ασυσχέτιστων δειγμάτων του σήματος. Το εύρος ζώνης κάθε κυματομορφής υπογραφής είναι πολύ μεγαλύτερο από ότι το σύμφωνο εύρος ζώνης του καναλιού, $B_w \gg (\Delta f)_c$.

Για ένα σύμβολο δεδομένων διάρκειας πολύ μεγαλύτερης από ότι η χρονική διασπορά (delay spread) πολλών διαδρομών, $T \gg T_m$, οποιαδήποτε ISI που οφείλεται στη διασπορά του καναλιού μπορεί να αμελείται. Στο σχήμα 13.22 παρουσιάζεται το μοντέλο του καναλιού.



Σχήμα 13.22 Ένα συγχρονισμένο μοντέλο καναλιού επιλεκτικής συχνότητας CDMA κατανομής Rayleigh.

Έτσι, το λαμβανόμενο σήμα από το σχήμα 13.22 μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$r(t) = \sum_{i=-M}^M \sum_{k=1}^K b_k(i) h_k(t - iT - \tau_k) + n(t) \quad (13.67)$$

Ο ασύγχρονος τρόπος είναι φανερός από τη δομή του $L \times L$ πίνακα cross - correlation ανάμεσα στους χρήστες m και n . Έτσι

$$\mathbf{R}_{mn}(l) = \int_{lT+\tau_m}^{(l+1)T+\tau_m} s_m(t - \tau_m) s_n^T(t + lT - \tau_n) dt \quad (13.71)$$

Αφού δεν υπάρχει ISI, $R(l) = 0$, για κάθε $|l| > 1$ και $R(-1) = R^H(1)$. Εξαιτίας της τάξης των χρηστών, το $R^H(1)$ είναι ο ανώτατος τριγωνικός πίνακας με μηδενικά στοιχεία στη διαγώνιο.

Συνολικά ο ανιχνευτής πολλών χρηστών (MUD) αποτελείται από KL φίλτρα προσαρμοσμένα στις κανονικά κανονικοποιημένες κυματομορφές υπογραφής καθυστέρησης των χρηστών όπως φαίνεται στο σχήμα 13.23. Η έξοδος της συστοιχίας των φίλτρων που δειγματοληπτείται στη διάρκεια του bit (epoch bit) δίνεται από το διάνυσμα

$$\mathbf{y}(l) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \mathbf{s}(t - lT) dt \quad (13.72)$$

Το διάνυσμα αρκετών στατιστικών μπορεί επίσης να εκφραστεί ως

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(l) = & \mathbf{R}(-1) \mathbf{E} \Phi \mathbf{C}(l+1) \mathbf{b}(l+1) + \mathbf{R}(0) \mathbf{E} \Phi \mathbf{C}(l) \mathbf{b}(l) \\ & + \mathbf{R}(1) \mathbf{E} \Phi \mathbf{C}(l-1) \mathbf{b}(l-1) + \mathbf{n}(l) \end{aligned} \quad (13.73)$$

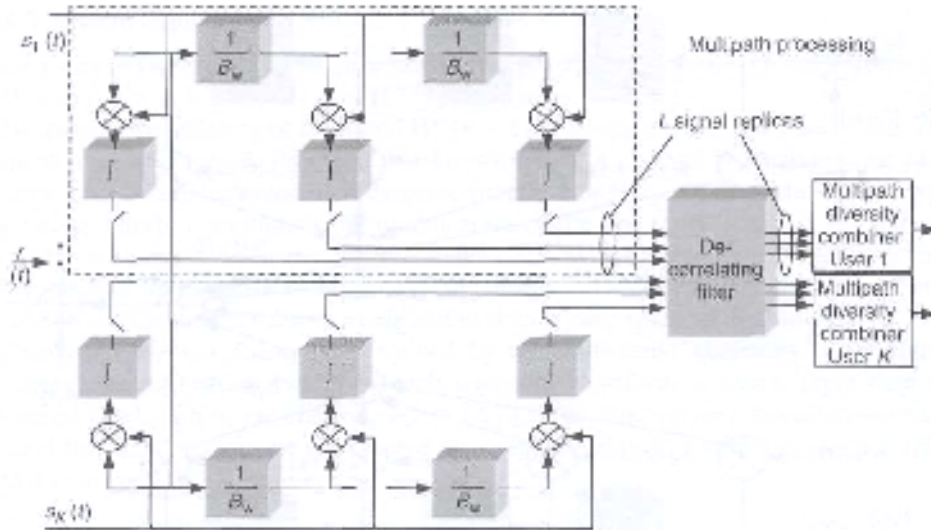
Ο πίνακας συνδιακύμανσης του διανύσματος εξόδου του θορύβου του προσαρμοσμένου φίλτρου δίνεται από την $E[n^*(i)n^T(j)] = \sigma^2 R(i-j)$.

Παίρνοντας το μετασχηματισμό z έχουμε

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{S}(z) (\mathbf{E} \Phi \mathbf{C} \mathbf{b})(z) + \mathbf{N}(z) \quad (13.74)$$

όπου $(\mathbf{E} \Phi \mathbf{C} \mathbf{b})(z)$ είναι ο μετασχηματισμός της ακολουθίας

$$\left\{ \left[\sqrt{E_1} e^{j\phi_1} c_{1,0}(i) b_1(i) \cdots \sqrt{E_1} e^{j\phi_1} c_{1,L-1}(i) b_1(i) \cdots \sqrt{E_K} e^{j\phi_K} c_{K,L-1}(i) b_K(i) \right]^T \right\} \quad (13.75)$$



Σχήμα 13.23 Αποσυσχέτιση πολλών διαδρομών.

Το $S(z)$ είναι η ισοδύναμη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού πολλών διαδρομών CDMA όπου εξαρτάται μόνο από τις κυματομορφές υπογραφής των χρηστών. Το φίλτρο αποσυσχέτισης πολλών διαδρομών (MD) είναι ένα φίλτρο LTI KL - εισόδων KL - εξόδων με πίνακα συνάρτησης μεταφοράς τον

$$G(z) \triangleq [S(z)]^{-1} = \frac{\text{adj } S(z)}{\det S(z)} = [R(-1)z + R(0) + R(1)z^{-1}]^{-1} \quad (13.76)$$

Η απαραίτητη και η επαρκής συνθήκη για την ύπαρξη ενός σταθερού, αλλά χωρίς αιτιολογία κατανόηση, φίλτρου αποσυσχέτισης είναι

$$\det[R(-1)e^{j\omega} + R(0) + R(1)e^{-j\omega}]^{-1} \neq 0 \forall \omega \in [0, 2\pi] \quad (13.77)$$

Ο μετασχηματισμός z των εξόδων του ανιχνευτή αποσυσχέτισης είναι

$$P(z) = (E\Phi Cb)(z) + N_p(z) \quad (13.78)$$

Το $N_p(z)$ είναι ο μετασχηματισμός z μιας σταθερής, διανυσματικής φιλτραρισμένης γκαουσιανής ακολουθίας θορύβου. Ο μετασχηματισμός z του πίνακα της ακολουθίας της συνδιακύμανσης του θορύβου είναι ίσος με

$$\sigma^2 [S(z)]^{-1} = \sigma^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} D(m) z^{-m} \quad (13.79)$$

Η έξοδος του ανιχνευτή αποσυσχέτισης περιέχει L αντίγραφα σημάτων των k χρηστών και μπορεί να εκφραστεί ως

$$p_k(l) = c_k \sqrt{E_k} e^{j\phi_k} b_k(l) + n_k(l) \quad (13.80)$$

Ο πίνακας συνδιακύμανσης του θορύβου δίνεται από

$$\sigma^2 [D(0)]_{kk} = \sigma^2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |S(e^{-j\omega})|_{kk}^{-1} d\omega \quad (13.81)$$

13.6.3 ΣΥΜΦΩΝΗ ΛΗΨΗ ΜΕ ΜΕΓΙΣΤΗ ΑΝΑΛΟΓΙΑ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΥ

Το maximal ratio combining (MRC) είναι μια μέθοδος συνδυασμού των εξόδων των fingers του RAKE δέκτη όπου εκτιμώνται (υπολογίζονται) τα βάρη έτσι ώστε να μεγιστοποιείται το SNR της συνδυασμένης εξόδου (από όλα τα fingers με τα κατάλληλα βάρη). Αφού συνολικά ο σύμφωνος ανιχνευτής πολλών χρηστών περιέχει το φίλτρο αποσυσχέτισης, οι συνιστώσες του θορύβου στους κλάδους L του k -οστού χρήστη συσχετίζονται. Η προηγούμενη συνηθισμένη προσέγγιση συνδυασμού είναι να παρουσιάσουμε την λειτουργία whitening στην οποία το φίλτρο whitening $(T^H)^{-1}$ επιτυγχάνεται από την ανάλυση του Cholesky $[D(0)]_{kk} = T^T T^*$. Έτσι, η έξοδος του ενδιαφερόμενου χρήστη δίνεται από

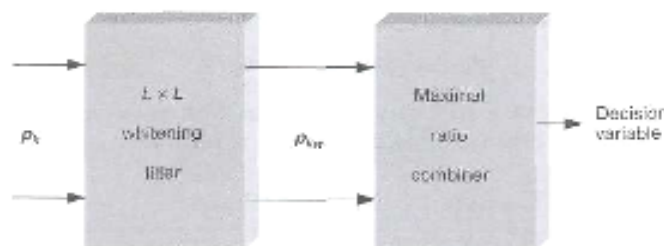
$$p_{kw} = f \sqrt{E_k} e^{j\phi_k} b_k + n_{kw} = p'_{kw} b_k + n_{kw} \quad (13.82)$$

όπου

$$f = (T^H)^{-1} e_k \quad (13.83)$$

και n_{kw} είναι το διάνυσμα λευκού γκαουσιανού θορύβου με μέση τιμή μηδέν και πίνακα συνδιακύμανσης $\sigma^2 I_L$. Ο βέλτιστος συνδυαστής σε αυτή την κατάσταση είναι ο συνδυαστής μεγίστης αναλογίας (MRC). Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη φαίνεται στο σχήμα 13.24. Η έξοδος του MRC μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\hat{b}_k = \text{sgn} (p_{kw} \cdot \hat{p}'_{kw}^*) \quad (13.83a)$$



Σχήμα 13.24 Συνδυάζοντας τη μέγιστη αναλογία μετά από την αποσυσχέτιση πολλών διαδρομών για σύμφωνη λήψη.

13.6.4 ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΣΥΜΦΩΝΗ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΜΕ ΙΣΟ ΚΕΡΛΟΣ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΥ

Η μέθοδος που χρησιμοποιείται για να συνδυάσει τις εξόδους των fingers του RAKE δέκτη ονομάζεται equal gain combining (EGC) όταν χρησιμοποιεί ίδια βάρη για όλες τις εξόδους (fingers). Σε αυτή την περίπτωση, εκτελείται διαφορική αποδιαμόρφωση σύμφωνα με τον ακόλουθο ορισμό

$$d_k = \text{Re} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} [\sqrt{E_k} c_{k,l} e^{j\phi_k} b_{k,l}(l) + n_{k,l}(l)] \right. \\ \left. - [\sqrt{E_k} c_{k,l}^* e^{-j\phi_k} b_{k,l}(l-1) + n_{k,l}^*(l-1)] \right\} \quad (13.84)$$

Αυτό μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$d_k = \mathbf{v}^H \mathbf{Q} \mathbf{v} \quad (13.85)$$

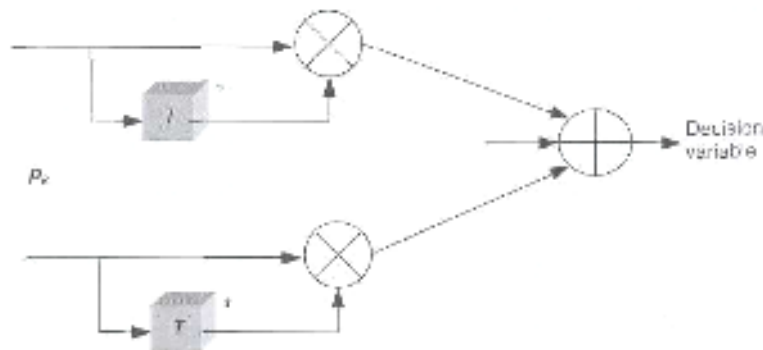
όπου

$$\mathbf{v} = \begin{pmatrix} \sqrt{E_k} c_{k,0} e^{j\phi_k} b_{k,0}(l) + n_{k,0}(l) \\ \vdots \\ \sqrt{E_k} c_{k,L-1} e^{j\phi_k} b_{k,L-1}(l) + n_{k,L-1}(l) \\ \sqrt{E_k} c_{k,0} e^{-j\phi_k} b_{k,0}(l-1) + n_{k,0}(l-1) \\ \vdots \\ \sqrt{E_k} c_{k,L-1} e^{-j\phi_k} b_{k,L-1}(l-1) + n_{k,L-1}(l-1) \end{pmatrix} \quad (13.86)$$

και

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} 0 & 0.5\mathbf{I}_L \\ 0.5\mathbf{I}_L & 0 \end{pmatrix} \quad (13.87)$$

Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη φαίνεται στο σχήμα 13.25.



Σχήμα 13.25 Συνδυάζοντας το ίσο κέρδος μετά από την αποσυσχέτιση πολλών διαδρομών για διαφορική σύμφωνη λήψη.

Σαν παράδειγμα, χρησιμοποιείται ένα κυψελοειδές σύστημα κινητής τηλεφωνίας CDMA ANSI-95 με εύρος ζώνης 1.25 MHz και ρυθμό δεδομένων 9600 bps. Το μαθηματικό μοντέλο που εκφράζει το σύνολο των χαρακτηριστικών που αφορούν τις πολλαπλές διαδρομές (**MIP**) του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από την

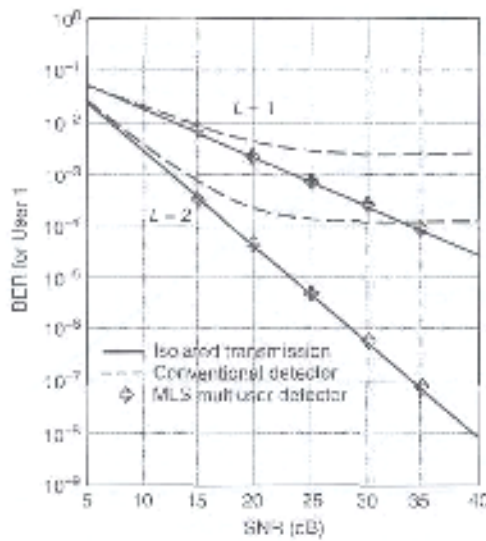
$$r(\tau) = \frac{P}{T_m} e^{-\tau/T_m} \quad (13.88)$$

Το P είναι η συνολική μέση λαμβανόμενη ισχύς ενώ το T_m είναι η χρονική διασπορά πολλών διαδρομών. Τυπικές τιμές της χρονικής διασποράς πολλών διαδρομών είναι $T_m = 0.5 \mu\text{s}$ για ημιαστικό περιβάλλον και $T_m = 3 \mu\text{s}$ για ένα αστικό περιβάλλον.

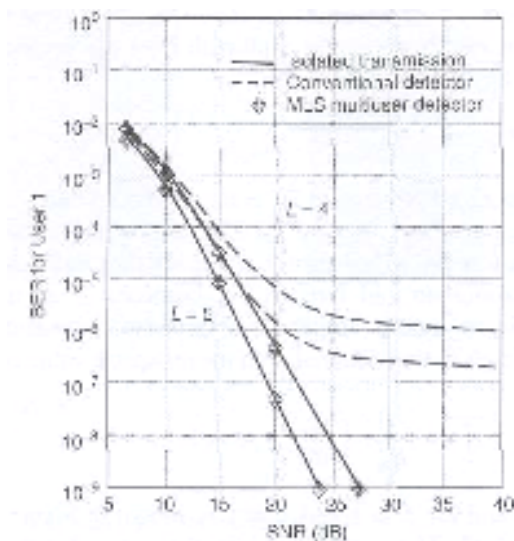
Γι' αυτό, περιμένουμε την πολλαπλή λήψη πολλών διαδρομών με 2 κλάδους στο ημιαστικό και 4 με 5 κλάδους σε μια αστική περίπτωση. Για τους παραμέτρους που δίνονται, η ISI είναι αμελητέα και το ραδιοκάνάλι μπορεί να περιγραφεί ως ένα διακριτό κανάλι πολλών διαδρομών κατανομής Rayleigh με μέση τετραγωνική τιμή των συντελεστών της διαδρομής να δίνεται από την

$$\overline{c_{k,l}^2} = \frac{1}{B_w} r \left(\frac{1}{B_w} \right) \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (13.89)$$

Το BER για τον ανιχνευτή MLS για $L = 1$ και $L = 2$ φαίνεται στο σχήμα 13.26 ενώ για $L = 4$ και $L = 5$ στο σχήμα 13.27.



Σχήμα 13.26 Η πιθανότητα σφάλματος του Χρήστη 1 όταν σε ένα ραδιοκάνάλι είναι ενεργοί 2 χρήστες, spreading ratio $J = 127$ και same average path strengths [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993)
 Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.



Σχήμα 13.27 Η πιθανότητα σφάλματος του Χρήστη 1 όταν σε ένα αστικό κινητό ραδιοκανάλι είναι ενεργοί 2 χρήστες, spreading ratio $J = 127$ και same average path strengths [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.

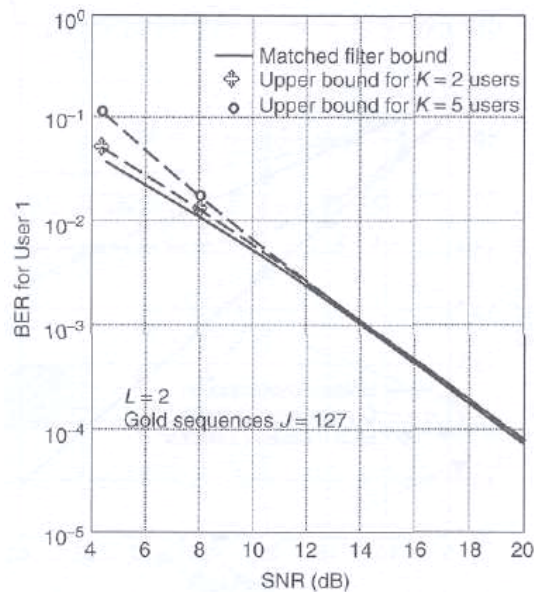
Στην περίπτωση των 2 χρηστών η απόδοση του συμβατικού ανιχνευτή είναι πολύ χειρότερη από ότι η περίπτωση στην οποία χρησιμοποιείται ο ανιχνευτής πολλών χρηστών MLS.

Εάν ο αριθμός των χρηστών αυξηθεί από 2 σε 5, η απόδοση του ανιχνευτή MLS θα υποβιβαστεί ελαφρά όπως μπορούμε να δούμε στο σχήμα 13.28.

Το σχήμα 13.29 δείχνει τα ίδια αποτελέσματα για ένα κανάλι μιας διαδρομής με $K = 20$ χρήστες. Μπορούμε να δούμε ότι ο δέκτης αποσυσχετίσης (DR) με $K = 20$ αποδίδει σχεδόν με τον ίδιο τρόπο όπως ο συμβατικός δέκτης με $K = 1$.

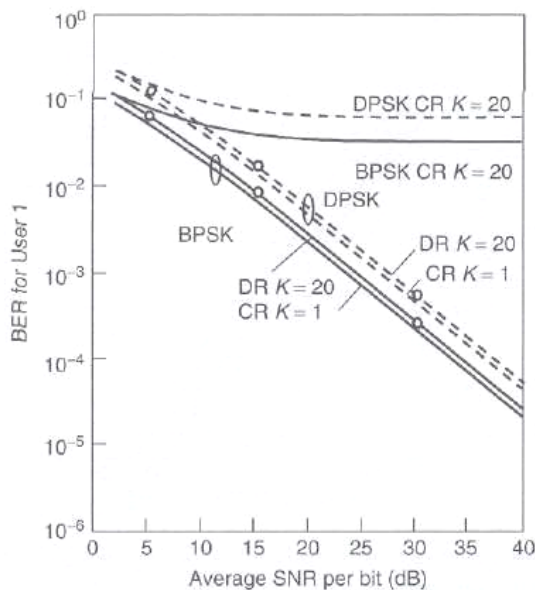
Στο σχήμα 13.30 φαίνονται τα ίδια αποτελέσματα για $L = 2$ και $L = 4$. Ο συμβατικός ανιχνευτής δηλώνεται ως RAKE και ο ανιχνευτής πολλών χρηστών ως MD-MRC.

Το σχήμα 13.31 επίσης δείχνει τις διαφορές ανάμεσα στο συνδυαστή ίσου κέρδους (EGC) και στον MRC.

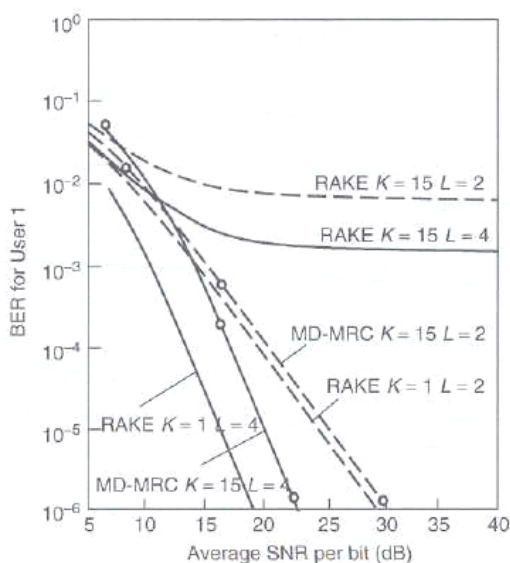


Σχήμα 13.28 Η πιθανότητα σφάλματος του Χρήστη 1 για τον ανιχνευτή πολλών χρηστών MLS σε ένα ημιαστικό ραδιοκανάλι με $L = 2$ διαδρομές [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993)

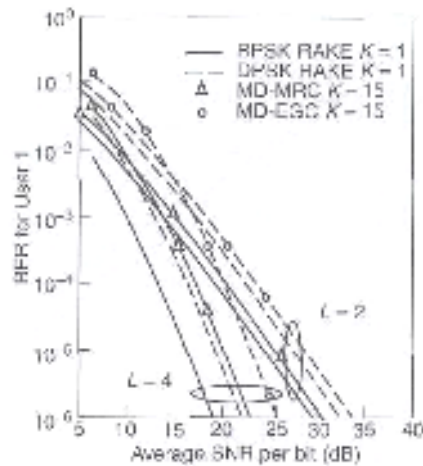
Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.



Σχήμα 13.29 Η πιθανότητα σφάλματος σε ένα ημιαστικό ραδιοκάνάλι μιας διαδρομής με $K = 20$ χρήστες CDMA και spreading ratio $J = 127$ [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.

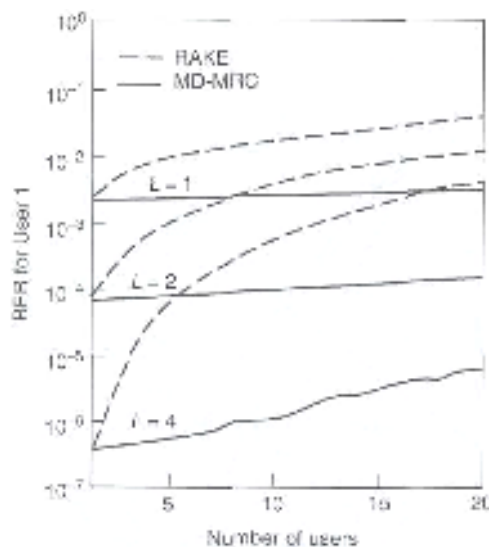


Σχήμα 13.30 Η πιθανότητα σφάλματος σε ένα ραδιοκάνάλι με $L = 2$ και $L = 4$ διαδρομές, spreading ratio $J = 127$ και $K = 15$ χρήστες CDMA [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.

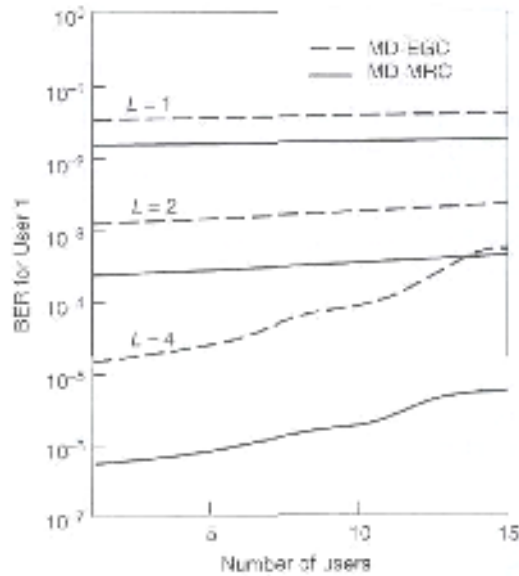


Σχήμα 13.31 Η πιθανότητα σφάλματος των ανιχνευτών πολλών χρηστών σε ένα ραδιοκανάλι με $L = 2$ και $L = 4$ διαδρομές, spreading ratio $J = 127$ και $K = 15$ χρήστες CDMA [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.

Το BER σε αντίθεση με τον αριθμό των χρηστών φαίνεται στα σχήματα 13.32 και 13.33. Μπορούμε να δούμε ότι για **μεγάλο γινόμενο LK ανιχνευτών** πολλών χρηστών η απόδοση αρχίζει να υποβιβάζεται εξαιτίας της ενίσχυσης του θορύβου που προκαλείται από την αντιστροφή του πίνακα.



Σχήμα 13.32 Η πιθανότητα σφάλματος για σύμφωνο δέκτη RAKE και MD-MRC πολλών χρηστών για διαφορετική πολλαπλή λήψη πολλών διαδρομών ρυθμίζεται σε ένα ραδιοκανάλι χρησιμοποιώντας τις ακολουθίες signature Gold μήκους $J = 127$ και μέσου όρου SNR = 20 dB [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.



Σχήμα 13.33 Η πιθανότητα σφάλματος των δεκτών πολλών χρηστών για διαφορετική πολλαπλή λήψη πολλών διαδρομών ρυθμίζεται σε ένα ραδιοκάνάλι χρησιμοποιώντας τις ακολουθίες υπογραφής Gold μήκους $J = 127$ και μέσου όρου του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) = 20 dB [9]. Reproduced from Zvonar, Z. (1993) Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, by permission of IEEE.

ΣΥΜΒΟΛΑ:

r : λαμβανόμενο σήμα

S : σήμα

b : bits, δεδομένα

s : ακολουθία

$\Omega(b)$: συνάρτηση πιθανότητας

$y(), z()$: έξοδος προσαρμοσμένου φίλτρου (συσχετιστής)

SNR : ο λόγος σήματος προς θόρυβο

E_b : ενέργεια του σήματος ανά bit

k : δείκτης του χρήστη

K : αριθμός των χρηστών

\mathbf{y} : διάλυσμα των εξόδων του προσαρμοσμένου φίλτρου

\mathbf{R} : πίνακας της ακολουθίας των συντελεστών συσχέτισης

$R_{k,l}$: στοιχεία του πίνακα above

\mathbf{T} : πίνακας γραμμικού μετασχηματισμού

$S(z)$: συνάρτηση μεταφοράς καναλιού CDMA (μετασχηματισμός z)

$\mathbf{G}(z)$: κανάλι αντιστροφής φίλτρου

u : ακολουθία υπογραφής

c : συντελεστής καναλιού

ϕ : φάση σήματος

DR : δέκτης αποσυσχέτισης

CR : συμβατικός δέκτης

MRC : συνδυαστής μεγίστης αναλογίας

L : αριθμός των διαδρομών

REFERENCES

1. Verdu, S. (1986) Optimum multiuser asymptotic efficiency. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-34**, 890-897.
2. Verdu, S. (1986) Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, **IT-32**, 85-96.
3. Tan, P. H. and Rasmussen, L. (2000) Linear interference cancellation in CDMA based on iterative techniques for linear equation systems. *IEEE Trans. Commun.*, **48(12)**, 2099-2108.
4. Lupas, R. and Verdu, S. (1989) Linear multiuser detectors for synchronous code division multiple access channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, **35**, 123-136.
5. Varanasi, M. and Aazhang, B. (1990) Multistage detection in asynchronous code division multiple access communications. *IEEE Trans. Commun.*, **38**, 509-519.
6. Varanasi, M. and Aazhang, B. (1991) Near optimum detection in synchronous code division multiple access systems. *IEEE Trans. Commun.*, **39**, 725-736.
7. Zvonar, Z. *et al.* (1992) Optimum detection in a synchronous multiple-access multipath Rayleigh fading channels. *Proc. 26th Annual Conference on Information Sciences and Systems*. Princeton, NJ: Princeton University Press.
8. Varanasi, M. (1993) Noncoherent detection in a synchronous multiuser channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, **37(1)**, 157-176.
9. Zvonar, Z. (1993) *Multiuser Detection for Rayleigh Fading Channel*. Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA.
10. Aazhang, B. *et al.* Neural networks for multiuser detection in code division multiple access communications. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-40**, 1212-1222.
11. Varanasi, M. and Aazhang, B. (1991) Optimally near-far resistant multiuser detection in differentially coherent synchronous channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, **39**, 1006-1018.
12. Xie, Z. *et al.* (1990) A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications. *IEEEISAC*, **8(4)**, 683-690.
13. Xie, Z. *et al.* (1993) Joint signal detection and parameter estimation in multiuser communications. *IEEE Trans. Commun.*, **41(7)**, 1208-1216.
14. Lupas, R. and Verdu, S. (1990) Near-far resistance of multiuser detectors in a synchronous channels. *IEEE Trans. Commun.*, **38(4)**, 496-508.
15. Wijayasuriya, S. S. H., Norton, G. H. and McGeehan, J. P. (1992) Sliding window decorrelating algorithm for DS-SS receivers. *Electron. Lett.*, **28**, 1596-1598.
16. Wijayasuriya, S. S. H., McGeehan, J. P. and Norton, G. H. (1993) RAKE decorrelating receiver for DS-SS mobile radio networks. *Electron. Lett.*, **29**, 395-396.
17. Xie, Z. *et al.* (1990) Multiuser signal detection using sequential decoding. *IEEE Trans. Commun.*, **38**, 578-583.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 14^ο

ΑΝΙΧΝΕΥΤΕΣ MMSE ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

14.1 ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ ΕΛΑΧΙΣΤΟΥ ΜΕΣΟΥ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΥ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ (MMSE)

Εάν το πλάτος του σήματος του χρήστη k στην εξίσωση (13.7) είναι A_k , τότε το διάλυμα των εξόδων του προσαρμοσμένου φίλτρου στην εξίσωση (13.10) μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (14.1)$$

όπου \mathbf{A} είναι ένας διαγώνιος πίνακας με στοιχεία A_k

$$\mathbf{A} = \text{diag}\{A_k\} \quad (14.2)$$

Εάν η συνάρτηση μεταφοράς του ανιχνευτή πολλών χρηστών δηλώνεται ως \mathbf{M} , τότε ο ανιχνευτής ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE) χαρακτηρίζεται ως

$$\min_{\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{K \times K}} E \left[\|\mathbf{b} - \mathbf{M}\mathbf{y}\|^2 \right] \quad (14.3)$$

Μπορούμε να δούμε ότι οι εξόδοι των γραμμικών ανιχνευτών MMSE χαρακτηρίζονται από τις παρακάτω αποφάσεις [1-3] :

$$\begin{aligned} \hat{b}_k &= \text{sgn} \left(\frac{1}{A_k} ([\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \mathbf{y})_k \right) \\ &= \text{sgn} ([\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \mathbf{y})_k \end{aligned} \quad (14.4)$$

Στο σχήμα 14.1 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του γραμμικού ανιχνευτή MMSE.

Γι' αυτό, ο γραμμικός ανιχνευτής MMSE αντικαθιστά τον μετασχηματισμό \mathbf{R}^{-1} του ανιχνευτή αποσυσχέτισης από

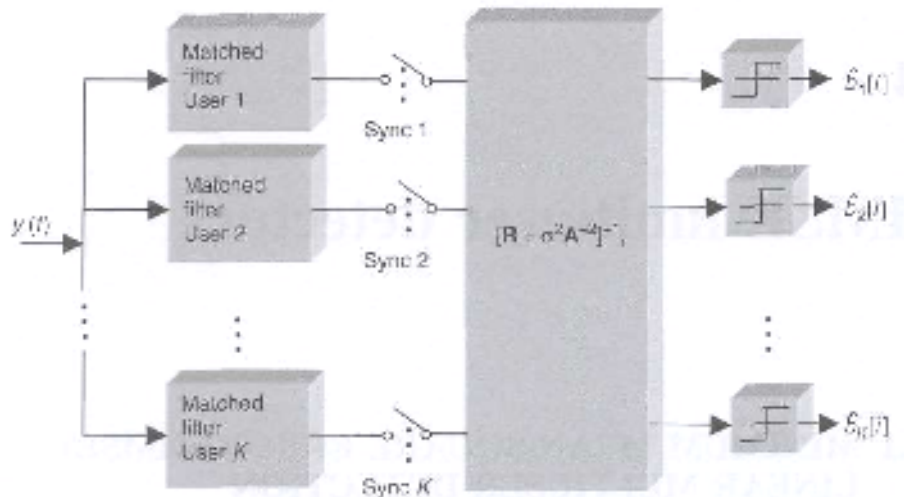
$$[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \quad (14.5)$$

όπου

$$\sigma^2 \mathbf{A}^{-2} = \text{diag} \left\{ \frac{\sigma^2}{A_1^2}, \dots, \frac{\sigma^2}{A_K^2} \right\} \quad (14.6)$$

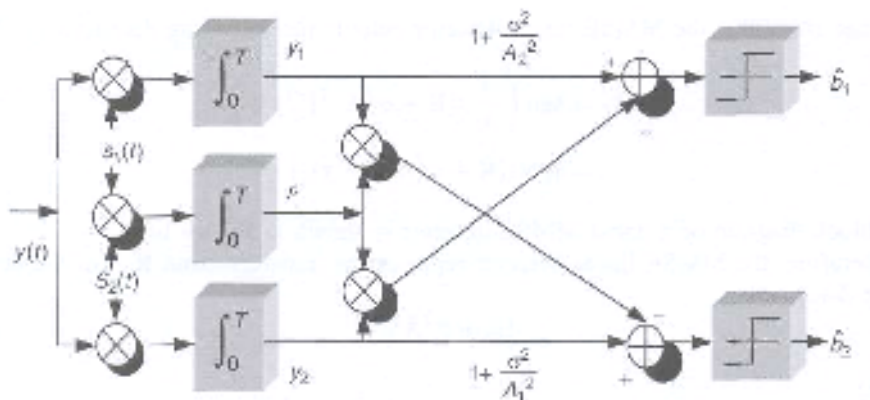
Ως επεξήγηση για την περίπτωση των 2 χρηστών έχουμε

$$[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} = \left[\left(1 + \frac{\sigma^2}{A_1^2} \right) \left(1 + \frac{\sigma^2}{A_2^2} \right) - \rho^2 \right]^{-1} \begin{bmatrix} 1 + \frac{\sigma^2}{A_2^2} & -\rho \\ -\rho & 1 + \frac{\sigma^2}{A_1^2} \end{bmatrix} \quad (14.7)$$



Σχήμα 14.1 Γραμμικός ανιχνευτής MMSE για ένα συγχρονισμένο κανάλι.

Στο σχήμα 14.2 φαίνεται ο ανιχνευτής.



Σχήμα 14.2 Γραμμικός δέκτης MMSE για 2 συγχρονισμένους χρήστες.

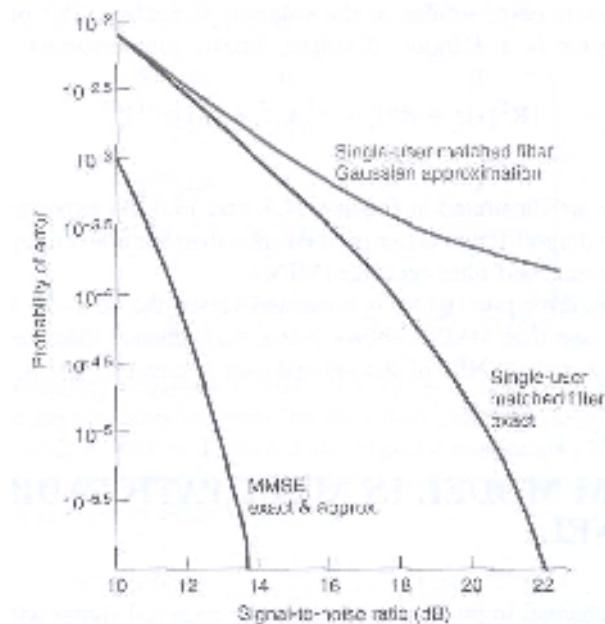
Στην ασύγχρονη περίπτωση, παρόμοια με τη λύση στην παράγραφο 13.3 του κεφαλαίου 13, ο γραμμικός ανιχνευτής MMSE είναι ένα γραμμικό, αμετάβλητου χρόνου φίλτρο, K-εισόδων, K-εξόδων με συνάρτηση μεταφοράς

$$[\mathbf{R}^T[1]z + \mathbf{R}[0] + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2} + \mathbf{R}[1]z^{-1}]^{-1} \quad (14.8)$$

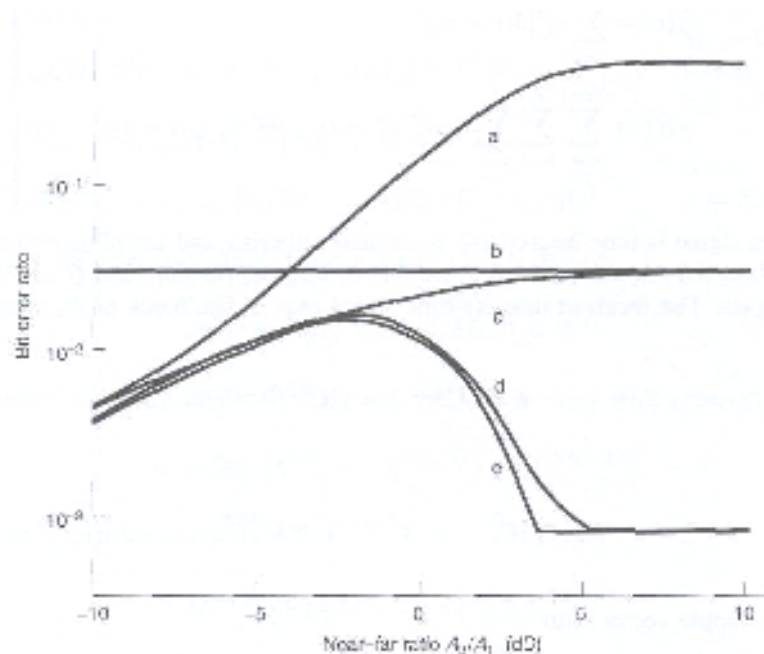
Στα σχήματα 14.3 και 14.4 διευκρινίζονται τα αποτελέσματα της απόδοσης. Όπως προσδοκούμε, στο σχήμα 14.3, ο ανιχνευτής MMSE δείχνει καλύτερη απόδοση από

ότι ο συμβατικός ανιχνευτής που δηλώνεται ως δέκτης προσαρμοσμένου φίλτρου ενός χρήστη (MFR).

Στο σχήμα 14.4 παρουσιάζεται το BER σε αντίθεση με την αναλογία near-far για διαφορετικούς ανιχνευτές. Μπορούμε να δούμε ότι το MMSE δείχνει καλύτερη απόδοση από ότι ο αποσυσχετιστής. Στο σχήμα ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) του επιθυμητού χρήστη είναι ίσος με 10 dB.



Σχήμα 14.3 BER με 8 χρήστες ίσης ισχύος και πανομοιότυπες cross-corellations $\rho_{kl} = 0.1$.



Σχήμα 14.4 BER με 2 χρήστες και cross-corellation $\rho = 0.8$: a – προσαρμοσμένο φίλτρο ενός χρήστη, b – αποσυσχετιστής, c – MMSE, d – ελάχιστο (ανώτερο όριο) και e – ελάχιστο (κατώτερο όριο).

14.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΤΟ FADING CHANNEL ΠΟΛΛΩΝ ΔΙΑΔΡΟΜΩΝ

Σε αυτή την παράγραφο η κρουστική απόκριση του καναλιού και το λαμβανόμενο σήμα θα παρουσιαστούν ως

$$c_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k} c_{k,l}^{(n)} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (14.9)$$

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L A_k b_k^{(n)} c_{k,l}^{(n)} s_k(t - nT - \tau_{k,l}) + n(t) \quad (14.10)$$

Το λαμβανόμενο σήμα είναι διακριτού χρόνου, από anti-alias φιλτράρισμα [Το alias είναι ένα ανεπιθύμητο σήμα που παράγεται κατά την δειγματοληψία. Η συχνότητα του είναι $f_{\text{alias}} = f_s - f_m$, όπου f_s είναι η συχνότητα δειγματοληψίας και f_m η συχνότητα του σήματος πληροφορίας. Το anti-alias filtering αποκόπτει το ανεπιθύμητο αυτό σήμα (alias)] και δειγματοληψία $r(t)$ στο ρυθμό $1/T_s = S/T_c = SG/T$, όπου S είναι ο αριθμός των δειγμάτων ανά chip και $G = T/T_c$ είναι το processing gain. Το λαμβανόμενο σήμα διακριτού χρόνου πάνω από ένα μπλοκ δεδομένων των συμβόλων N_b είναι

$$\mathbf{r} = \mathbf{SCAb} + \mathbf{n} \in \mathbf{C}^{SGN_b} \quad (14.11)$$

όπου

$$\mathbf{r} = [\mathbf{r}^{T(0)}, \dots, \mathbf{r}^{T(N_b-1)}]^T \in \mathbf{C}^{SGN_b} \quad (14.12)$$

είναι το διάνυσμα δείγματος εισόδου με

$$\mathbf{r}^{T(n)} = \{r[T_s(nSG + 1)], \dots, r[T_s(n+1)SG]\} \in \mathbf{C}^{SG} \quad (14.13)$$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}^{(0)}, \mathbf{S}^{(1)}, \dots, \mathbf{S}^{(N_b-1)}] \in \mathbf{R}^{SGN_b \times KLN_b}$$

$$= \begin{pmatrix} \mathbf{S}^{(0)}(0) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{S}^{(1)}(0) & \ddots & \vdots \\ \mathbf{S}^{(0)}(D) & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}^{(1)}(D) & \ddots & \mathbf{S}^{(N_b-1)}(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{S}^{(N_b-1)}(D) \end{pmatrix} \quad (14.14)$$

είναι ο δειγματοληπτημένος πίνακας της ακολουθίας διεύρυνσης, $D = (T+T_m)/T$. Σε ένα κανάλι μιας διαδρομής, το $D=1$ και οφείλεται στην ασυγχρονισία των χρηστών. Στα κανάλια πολλών διαδρομών, το $D \geq 2$ και οφείλεται στη διασπορά πολλών

διαδρομών. Ο πίνακας του κώδικα χαρακτηρίζεται με αρκετούς όρους ($S^{(n)}(0), \dots, S^{(n)}(D)$) για κάθε διάστημα συμβόλου για να απλοποιήσει την παρουσίαση των όρων του πίνακα cross-correlation. Το T_m είναι η μέγιστη χρονική διασπορά (maximum delay spread),

$$\mathbf{S}^{(n)} = [\mathbf{s}_{1,1}^{(n)}, \dots, \mathbf{s}_{1,L}^{(n)}, \dots, \mathbf{s}_{K,L}^{(n)}] \in R^{SGN_b \times KL} \quad (14.15)$$

όπου

$$\mathbf{s}_{k,l}^{(n)} = \begin{cases} \mathbf{0}_{SGN_b \times 1}^T & n = 0 \\ \tau_{k,l} = 0 \\ [[s_k[T_s(SG - \tau_{k,l} + 1)], \dots, s_k(T_s SG)]^T, \mathbf{0}_{(SGN_b - \tau_{k,l}) \times 1}^T] & n = 0 \\ \tau_{k,l} > 0 \\ [\mathbf{0}_{[(n-1)SG + \tau_{k,l}] \times 1}^T, \mathbf{s}_k^T, \mathbf{0}_{[SG(N_b - n) - \tau_{k,l}] \times 1}^T] & 0 < n < N_b - 1 \\ (\mathbf{0}_{[SG(N_b - 1) + \tau_{k,l}] \times 1}^T, \{s_k(T_s), \dots, s_k[T_s(SG - \tau_{k,l})]\})^T & n = N_b - 1 \end{cases} \quad (14.16)$$

όπου $\tau_{k,l}$ είναι η καθυστέρηση διακριτού χρόνου στα διαστήματα του δείγματος και

$$\mathbf{s}_k = [s_k(T_s), \dots, s_k(T_s SG)]^T \in R^{SG} \quad (14.17)$$

είναι η δειγματοληπτημένη ακολουθία υπογραφής του k -οστού χρήστη. Από αναλογία με την εξίσωση (13.59)

$$\mathbf{C} = \text{diag}[\mathbf{C}^{(0)}, \dots, \mathbf{C}^{(N_b - 1)}] \in R^{KL N_b \times KL N_b} \quad (14.18)$$

είναι ο πίνακας του συντελεστή του καναλιού με

$$\mathbf{C}^{(n)} = \text{diag}[c_1^{(n)}, \dots, c_K^{(n)}] \in R^{KL \times K} \quad (14.19)$$

και

$$\mathbf{c}_k^{(n)} = [c_{k,1}^{(n)}, \dots, c_{k,L}^{(n)}]^T \in C^L \quad (14.20)$$

Η εξίσωση (14.2) τώρα γίνεται

$$\mathbf{A} = \text{diag}[\mathbf{A}^{(0)}, \dots, \mathbf{A}^{(N_b - 1)}] \in R^{KL N_b \times KL N_b} \quad (14.21)$$

ο πίνακας των συνολικών λαμβανόμενων μέσων πλατών με

$$\mathbf{A}^{(n)} = \text{diag}[A_1, \dots, A_K] \in R^{K \times K} \quad (14.22)$$

Το διάνυσμα του bit από την εξίσωση (13.56) γίνεται

$$\mathbf{b} = [\mathbf{b}^{T_{1,0}}, \dots, \mathbf{b}^{T_{K,L-1}}]^T \in R^{KL N_b} \quad (14.23)$$

με την διαμόρφωση του συμβόλου της αλφαβήτα \mathbf{x} [με δυαδική ψηφιακή διαμόρφωση φάσης (BPSK) $\mathbf{x} = \{-1, 1\}$] και

$$\mathbf{b}^{(n)} = [b_1^{(n)}, \dots, b_g^{(n)}] \in \mathbb{R}^K \quad (14.24)$$

και \mathbf{n} ανήκει C^{SGNb} είναι ο διανυσματικός θόρυβος του καναλιού. Υποτίθεται ότι τα δεδομένα των bit είναι ανεξάρτητες απαράλλαχτα τυχαίες διανεμημένες μεταβλητές ανεξάρτητες από τους συντελεστές του καναλιού και τη διαδικασία του θορύβου.

Η εξίσωση (13.70) του πίνακα cross-correlation για τις ακολουθίες διεύρυνσης μπορεί να τυποποιηθεί ως

$$\begin{aligned} \mathbf{R} = \mathbf{S}^T \mathbf{S} &\in \mathbb{R}^{KL N_s \times KL N_s} \\ &= \begin{pmatrix} \mathbf{R}^{(0,0)} & \dots & \mathbf{R}^{(0,D)} & \mathbf{0}_{KL} & \dots & \mathbf{0}_{KL} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}^{(D,0)} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{KL} \\ \mathbf{0}_{KL} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{R}^{(N_s-D, N_s-1)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{KL} & \dots & \mathbf{0}_{KL} & \dots & \dots & \mathbf{R}^{(N_s-1, N_s-1)} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (14.25)$$

όπου η εξίσωση (13.20) τώρα γίνεται

$$\mathbf{R}^{(n, n-j)} = \sum_{i=0}^{D-j} \mathbf{S}^T \mathbf{s}^{(i)} \mathbf{s}^{(n-j-i)} \mathbf{S}^T, \quad j \in \{0, \dots, D\} \quad (14.26)$$

και $\mathbf{R}^{(n-j, n)} = \mathbf{R}^T_{(n, n-j)}$. Τα στοιχεία του πίνακα συσχέτισης μπορούν να γραφτούν ως

$$\mathbf{R}^{(n, n')} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{1,1}^{(n, n')} & \dots & \mathbf{R}_{1,K}^{(n, n')} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{K,1}^{(n, n')} & \dots & \mathbf{R}_{K,K}^{(n, n')} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{KL \times KL} \quad (14.27)$$

και

$$\mathbf{R}_{k,k'}^{(n, n')} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{kL, k'L}^{(n, n')} & \dots & \mathbf{R}_{kL, k'L}^{(n, n')} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{kL, k'L}^{(n, n')} & \dots & \mathbf{R}_{kL, k'L}^{(n, n')} \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{L \times L} \quad (14.28)$$

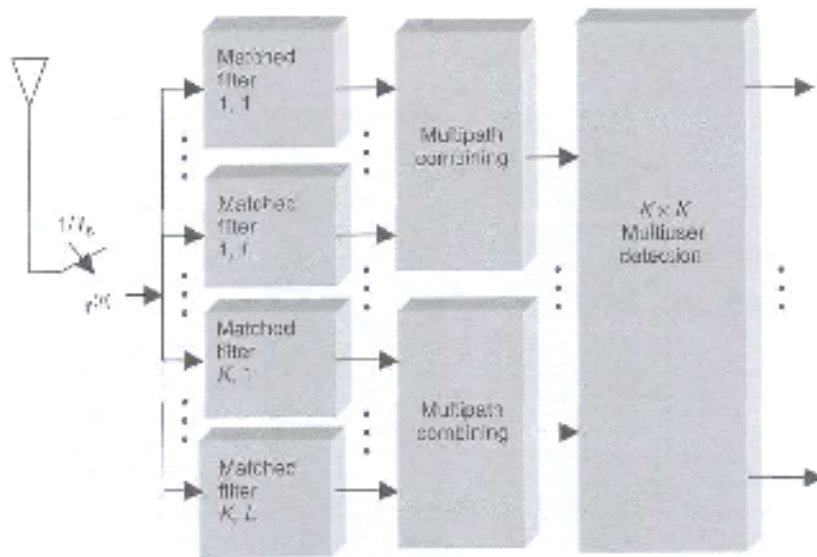
όπου η εξίσωση (13.71) τώρα γίνεται

$$\mathbf{R}_{k,k'}^{(n, n')} = \sum_{j=0}^{N_s-n} \alpha_j^{(n, n')} \mathbf{r}_j^{(k, k')} \mathbf{r}_j^{(k', k')} \mathbf{r}_j^{(k, k')} \mathbf{r}_j^{(k', k')} \mathbf{r}_j^{(k, k')} \mathbf{r}_j^{(k', k')} \quad (14.29)$$

και αναπαριστά τη συσχέτιση ανάμεσα στους χρήστες k και k' , των l -οστών και l' -οστών διαδρομών, ανάμεσα στα n -οστά και n' -οστά διαστήματα του συμβόλου.

14.3 ΔΟΜΕΣ ΤΟΥ ΑΝΙΧΝΕΥΤΗ MMSE

Ένα από τα συμπεράσματα στο κεφάλαιο 13 ήταν η ενίσχυση του θορύβου στην γραμμική ανίχνευση πολλών χρηστών (MUD) όπου προκαλεί υποβιβασμό της απόδοσης του συστήματος για μεγάλο γινόμενο KL. Εδώ θα εξετάσουμε τη δυνατότητα της μείωσης του μεγέθους του πίνακα που αντιστρέφεται χρησιμοποιώντας μια προεπεξεργασία (multipath combining) των ληφθέντων σημάτων (τα αντίγραφα του σήματος λόγω πολλών διαδρομών) πριν το MUD. Η δομή καλείται ανιχνευτής post combining και το βασικό μπλοκ διάγραμμα του δέκτη φαίνεται στο σχήμα 14.5 [4].



Σχήμα 14.5 Δέκτη καταστολής της παρεμβολής post combining.

Το σημείο έναρξης της ανάλυσης για τον υπολογισμό της δομής του δέκτη είναι η συνάρτηση κόστους $E \{ \|\mathbf{b} - \hat{\mathbf{b}}\|^2 \}$ όπου

$$\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{L}_{[\text{post}]}^H \mathbf{r} \quad (14.30)$$

Ο πίνακας του ανιχνευτή του γραμμικού μετασχηματισμού δίνεται ως

$$\mathbf{L}_{[\text{post}]} = \mathbf{S} \mathbf{C} \mathbf{A} (\mathbf{A} \mathbf{C}^H \mathbf{R} \mathbf{C} \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \in \mathbb{C}^{S N_b \times K N_b} \quad (14.31)$$

Αυτό το φαινόμενο προσδιορίζεται ελαχιστοποιώντας τη συνάρτηση κόστους και οι λεπτομέρειες της ανάλυσης μπορούν να βρεθούν σε οποιοδήποτε κανονικό σχολικό βιβλίο στην επεξεργασία σήματος. Εδώ, $\mathbf{R} = \mathbf{S}^T \mathbf{S}$ είναι ο πίνακας cross-correlation της ακολουθίας υπογραφής που προσδιορίζεται από την εξίσωση (14.25). Η έξοδος του δέκτη post combining LMMSE είναι

$$\mathbf{y}_{[\text{post}]} = (\mathbf{A}\mathbf{C}^H\mathbf{R}\mathbf{C}\mathbf{A} + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}(\mathbf{S}\mathbf{C}\mathbf{A})^H\mathbf{r} \in C^K \quad (14.32)$$

όπου το $(\mathbf{S}\mathbf{C}\mathbf{A})^H\mathbf{r}$ είναι η συνδυασμένη συστοιχία εξόδων προσαρμοσμένου φίλτρου πολλών διαδρομών [μέγιστη αναλογία (MR)]. Για προσθετικό λευκό γκαουσιανό θόρυβο (AWGN) χωρίς fading,

$$\mathbf{L}_{[\text{post}]} = \mathbf{S}(\mathbf{R} + \sigma^2(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1})^{-1} \quad (14.33)$$

Ο δέκτης post combining LMMSE στα fading channels εξαρτάται από τους μιγαδικούς συντελεστές του καναλιού όλων των χρηστών και όλων των διαδρομών. Εάν το κανάλι αλλάζει ταχύτατα, τότε ο βέλτιστος δέκτης LMMSE θα αλλάζει συνεχώς. Οι προσαρμοσμένες εκδοχές των δεκτών LMMSE έχουν αυξήσει τα προβλήματα σύγκλισης καθώς αυξάνεται ο ρυθμός του fading. Η εξάρτηση της κατάστασης του fading channel μπορεί να αφαιρεθεί εφαρμόζοντας ένα τύπο δέκτη precombining καταστολής της παρεμβολής. Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη σε αυτή την περίπτωση φαίνεται στο σχήμα 14.6 [4].

Η συνάρτηση μεταφοράς του ανιχνευτή προσδιορίζεται ελαχιστοποιώντας κάθε στοιχείο της συνάρτησης κόστους

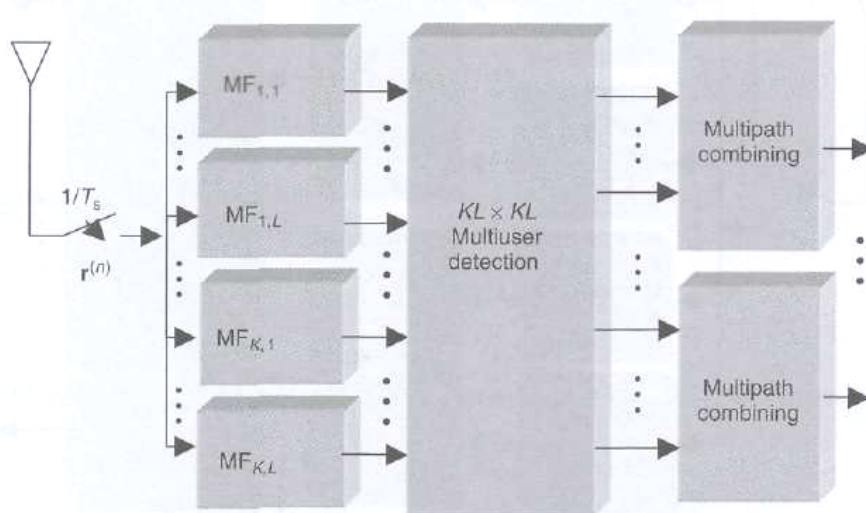
$$E\{|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}|^2\} \quad (14.34)$$

όπου

$$\mathbf{h} = \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{b} \quad (14.35)$$

και

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{L}_{[\text{pre}]}^T\mathbf{r} \quad (14.36) \text{ είναι η εκτίμηση.}$$

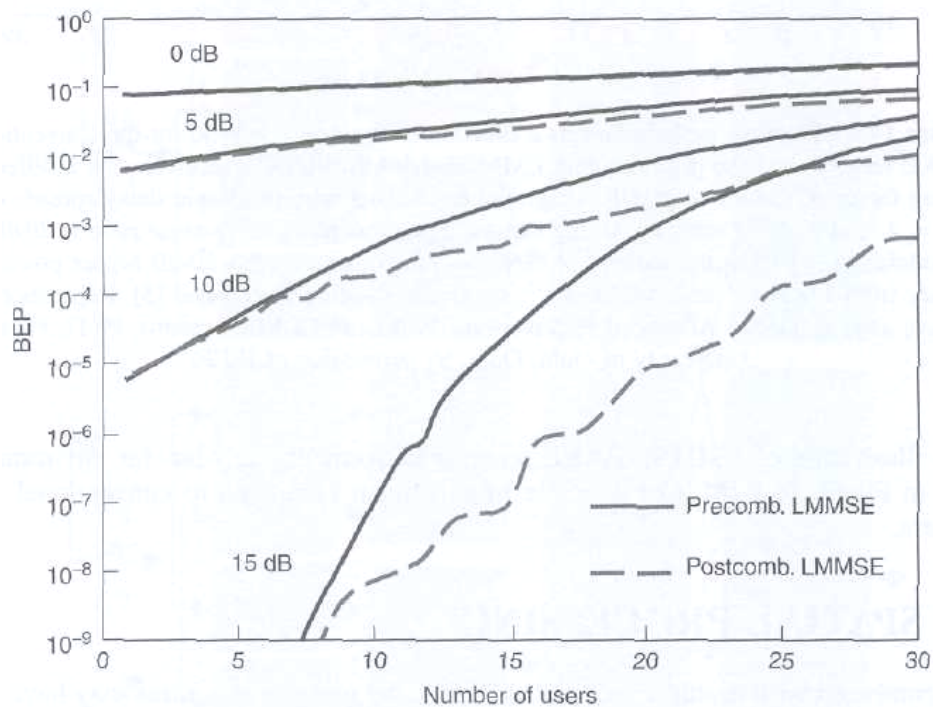


Σχήμα 14.6 Δέκτης καταστολής της παρεμβολής precombining.

Η λύση αυτής της ελαχιστοποίησης είναι [4]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L}_{[\text{pre}]} &= \mathbf{S}(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{R}_h^{-1})^{-1} \in \mathbf{R}^{SGN_b \times KLN_b} \\
 \mathbf{R}_h &= \text{diag} [A_1^2 \mathbf{R}_{c_1}, \dots, A_K^2 \mathbf{R}_{c_k}] \in \mathbf{R}^{KLN_b \times KLN_b} \\
 \mathbf{R}_{c_k} &= \text{diag} [E[|c_{k,1}|^2], \dots, E[|c_{k,L}|^2]] \in \mathbf{R}^{L \times L} \\
 \mathbf{y}_{[\text{pre}]} &= (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{R}_h^{-1})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{r} \in \mathbf{C}^{KL}
 \end{aligned} \tag{14.40}$$

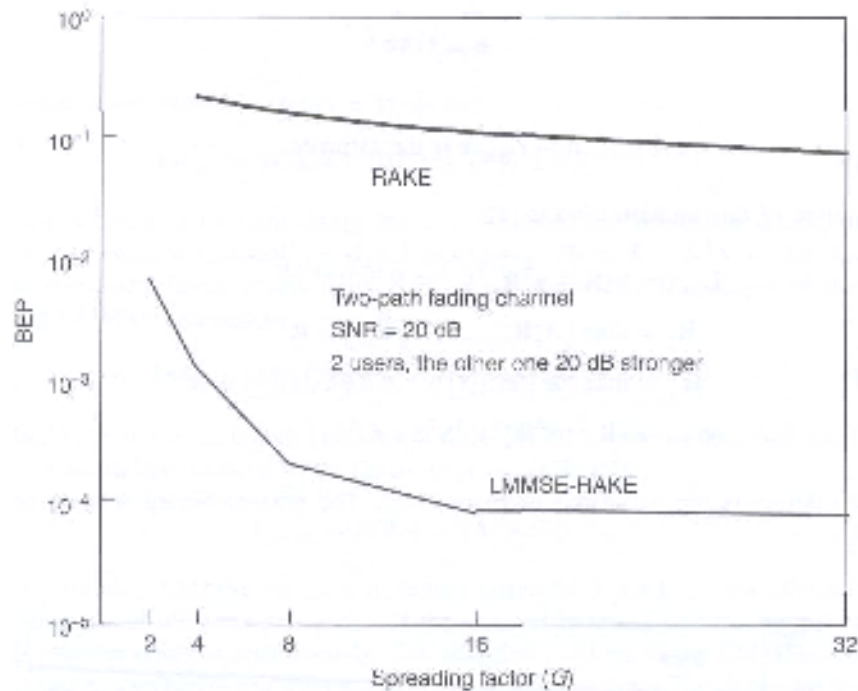
Οι 2 ανιχνευτές συγκρίνονται στο σχήμα 14.7.



Σχήμα 14.7 Οι πιθανότητες σφάλματος του bit σαν συνάρτηση του αριθμού των χρηστών για τους ανιχνευτές LMMSE post combining και precombining σε ένα ασύγχρονο σταθερό κανάλι 2 διαδρομών με διαφορετικά SNRs και bit rate 16 Kbs⁻¹, κώδικα Gold μήκους 31, $t_d / T = 4.63 \times 10^{-3}$ καθώς και μέγιστη χρονική διασπορά 10 chips [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.

Όπως μπορούμε να δούμε η τεχνική post combining αποδίδει καλύτερα.

Η επεξήγηση της απόδοσης του δέκτη LMMSE – RAKE στο περιβάλλον near – far φαίνεται στο σχήμα 14.8 [5]. Μια αξιοσημείωτη βελτίωση συγκρινόμενη με τον συμβατικό RAKE είναι φανερή.



Σχήμα 14.8 Οι πιθανότητες σφάλματος του bit σαν συνάρτηση της αναλογίας near – far για τον συμβατικό δέκτη RAKE καθώς και για τον precombining δέκτη LMMSE (LMMSE - RAKE) με ένα διαφορετικό spreading factor (G) σε ένα κανάλι 2 διαδρομών κατανομής Rayleigh με μέγιστες χρονικές διασπορές 2 μ s για $G = 4$ και 7 μ s για άλλους spreading factors. Ο μέσος όρος του λόγου σήματος προς θόρυβο είναι 20 dB, τα δεδομένα διαμόρφωσης είναι BPSK, ο αριθμός των χρηστών είναι 2 και ο άλλος χρήστης έχει 20 dB υψηλότερη ισχύ. Οι ρυθμοί δεδομένων ποικίλουν από 128 Kbs⁻¹ έως 2048 Kbs⁻¹ και θεωρείται ότι δεν γίνεται κωδικοποίηση καναλιού [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.

14.4 ΧΩΡΙΚΗ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ

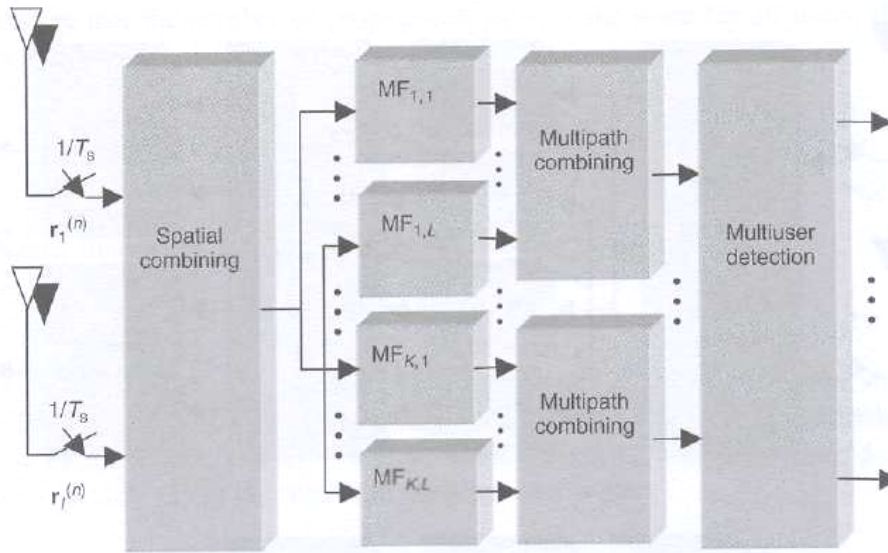
Κάνοντας χωρική επεξεργασία σήματος το λαμβανόμενο σήμα το παίρνουμε από όλες τις κεραίες. Σαν να έχω ℓ ξεχωριστούς δέκτες. Όταν συνδυάζονται με κεραίες πολλαπλών δεκτών, οι δομές του δέκτη ίσως να έχουν μια από τις μορφές που φαίνονται στο σχήμα 14.9 [4, 6-8].

Η κρουστική απόκριση του καναλιού για τον i -ιστό αισθητήρα του k -οστού χρήστη μπορεί τώρα να γραφτεί ως

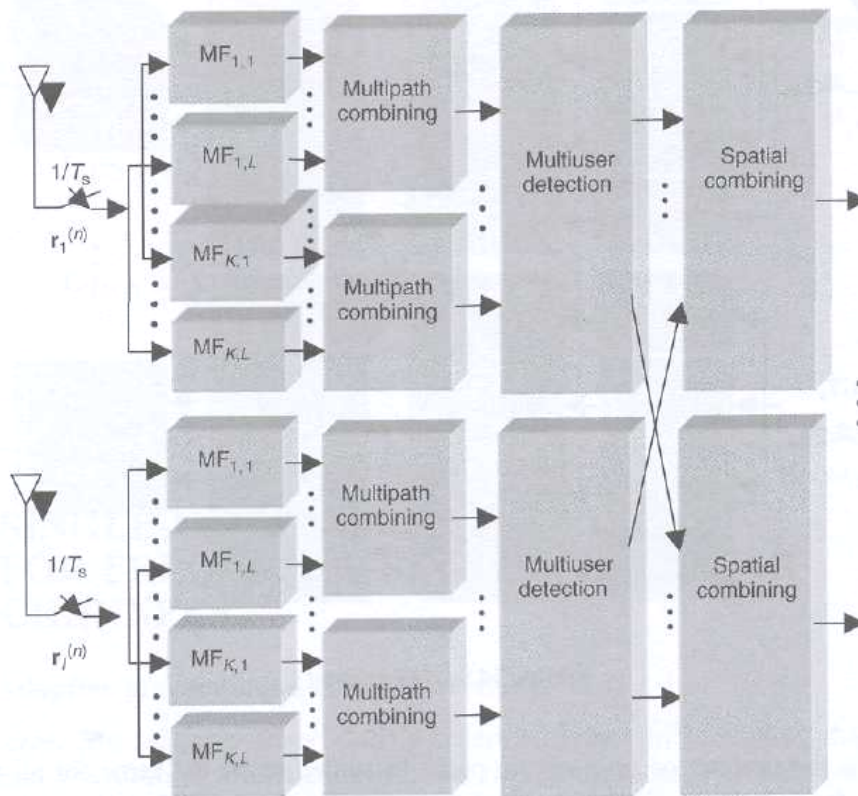
$$c_{k,i}(t) = \sum_{l=1}^{L_k} c_{k,l}^{(n)} e^{j2\pi z^{-1}(\epsilon_{k,l})z} \delta[t - (\tau_{k,l,i})] \quad (14.41)$$

όπου L_k είναι ο αριθμός των διαδρομών διάδοσης (θεωρείται ότι είναι ο ίδιος για όλους τους χρήστες για απλότητα, οπότε $L_k = L, \forall k$), $c_{k,l}^{(n)}$ είναι ο μιγαδικός παράγοντας εξασθένησης του k -οστού χρήστη της l -οστής διαδρομής, $\tau_{k,l,i}$ είναι η καθυστέρηση διάδοσης για τον i -οστό αισθητήρα, ϵ_i είναι το διάνυσμα θέσης του i -

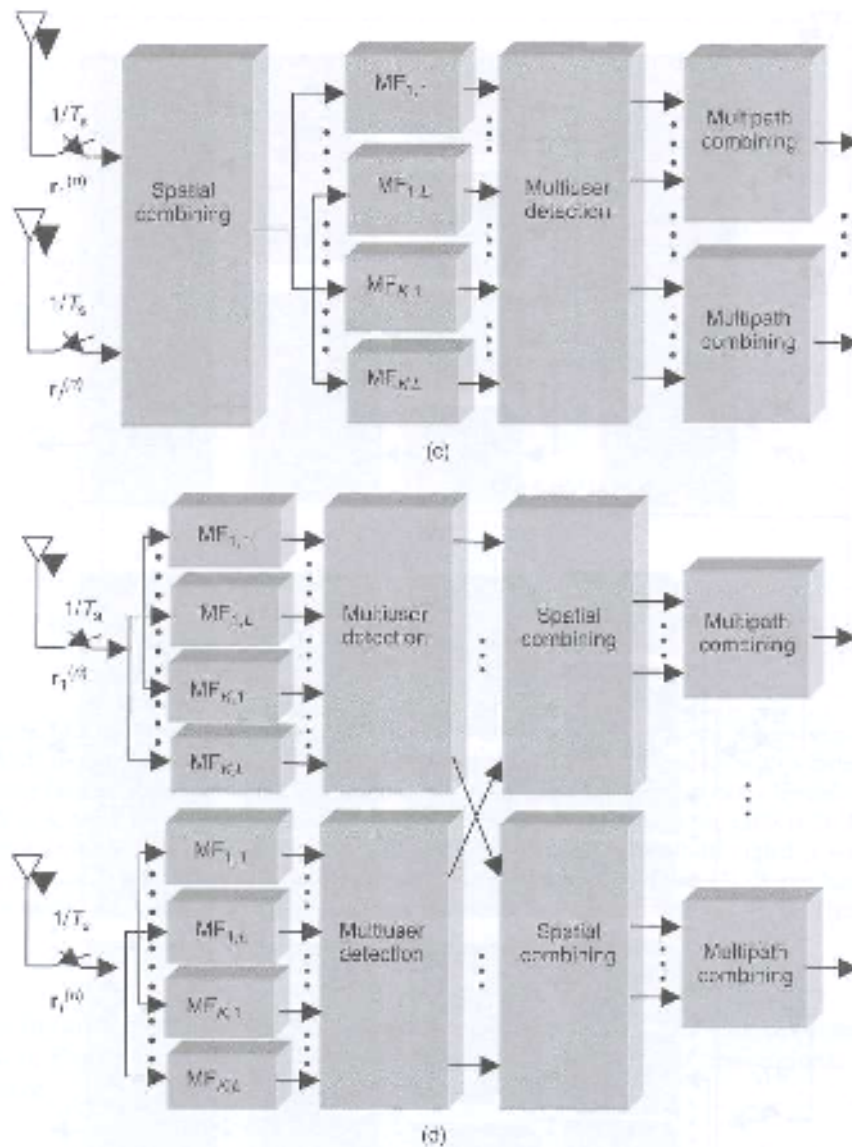
οστού αισθητήρα με εκτίμηση σε μερικά αυθαίρετα επιλεγμένα σημεία αναφοράς, λ είναι το μήκος κύματος του φέροντος, $e(\varphi_{k,l})$ είναι μια μονάδα διανύσματος που δείχνει στην κατεύθυνση $\varphi_{k,l}$ (κατεύθυνση άφιξης) και το $\langle \cdot, \cdot \rangle$ δηλώνει το εσωτερικό γινόμενο.



(a)



(b)



Σχήμα 14.9 (a) Ο spatial temporal receiver πολλών χρηστών (STM). (b) Δέκτης TMS. Δέκτης καταστολής της παρεμβολής post combining με χωρική επεξεργασία σήματος. (c) Δέκτης SMT (d) Δέκτης MST. Δέκτης καταστολής της παρεμβολής precombining με χωρική επεξεργασία σήματος.

Temporal είναι το multipath combining διότι το multipath profile του κάθε χρήστη αλλάζει συνεχώς καθώς ο χρήστης κινείται.

Υποθέτοντας ότι ο αριθμός των διαδρομών διάδοσης είναι ο ίδιος για όλους τους χρήστες, η κρουστική απόκριση του καναλιού μπορεί να γραφτεί ως

$$c_{k,i}(t) = \sum_{l=1}^L c_{k,i}^{(n)} e^{j2\pi\lambda^{-1}(e(\phi_{k,i}), \epsilon_i)} \delta(t - \tau_{k,i}) \quad (14.42)$$

Ο πίνακας του καναλιού για τον i -οστό αισθητήρα αποτελείται από 2 όρους

$$\mathbf{C}_i = \mathbf{C}_0 \Phi_i \in C^{KL N_b \times K N_b} \quad (14.43)$$

όπου το \mathbf{C} είναι ο πίνακας του καναλιού που χαρακτηρίζεται στην εξίσωση (14.19). Το \circ είναι το γινόμενο Schur που χαρακτηρίζεται ως $\mathbf{Z} = \mathbf{X} \circ \mathbf{Y}$ ανήκει $\mathbf{C}^{x \times y}$, όπου είναι, όλα οι όροι του πίνακα \mathbf{X} ανήκει $\mathbf{C}^{x \times y}$ πολλαπλασιάζονται στοιχείο προς στοιχείο από τον πίνακα $\mathbf{Y}^{\mathbf{C}^{x \times y}}$ και $\boldsymbol{\varphi}_i = \text{diag}(\boldsymbol{\varphi}_i) \square \mathbf{I}_{N_b}$ με $\boldsymbol{\varphi}_i = \text{diag}(\boldsymbol{\varphi}_1, \dots, \boldsymbol{\varphi}_K)$, $\boldsymbol{\varphi}_k = [\varphi_{k,1}, \dots, \varphi_{k,L}]^T$ είναι ο πίνακας των διανυσμάτων κατεύθυνσης

$$\boldsymbol{\varphi}_i = [e^{j2\pi\lambda^{-1}\langle e(\boldsymbol{\varphi}_{i,1}), \boldsymbol{\varepsilon}_i \rangle}, \dots, e^{j2\pi\lambda^{-1}\langle e(\boldsymbol{\varphi}_{i,L}), \boldsymbol{\varepsilon}_i \rangle}]^T \in \mathbf{C}^{KL} \quad (14.44)$$

Χρησιμοποιώντας την προηγούμενη σημείωση, μπορούμε να δείξουμε ότι ο μετασχηματισμός των πινάκων του ισοδύναμου ανιχνευτή δίνεται ως [4, 6, 7].

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{[STM]} &= \sum_{i=1}^I \mathbf{S}(\mathbf{C} \circ \boldsymbol{\varphi}_i) \cdot \left(\sum_{i=1}^I \mathbf{A}^H(\boldsymbol{\varphi}_i^H \circ \mathbf{C}^H) \mathbf{R}(\mathbf{C} \circ \boldsymbol{\varphi}_i) \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \\ \mathbf{L}_{[SMT]} &= \sum_{i=1}^I \mathbf{S} \boldsymbol{\varphi}_i \left(\sum_{i=1}^I \boldsymbol{\varphi}_i^H \mathbf{R} \boldsymbol{\varphi}_i + \sigma^2 \mathbf{R}_h^{-1} \right)^{-1} \\ \mathbf{L}_{[MST]i} &= \mathbf{S}(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{R}_h^{-1})^{-1} \\ \mathbf{L}_{[TMS]} &= \mathbf{S} \mathbf{C} \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{R} \mathbf{C} \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \end{aligned}$$

14.5 ΔΕΚΤΕΣ LMMSE ΕΝΟΣ ΧΡΗΣΤΗ ΓΙΑ FADING CHANNELS ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

14.5.1 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΜΕΝΟΙ PRECOMBINING ΔΕΚΤΕΣ LMMSE

Σε αυτή την περίπτωση, το κριτήριο του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MSE) $E\{|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}|^2\}$ απαιτεί το σήμα αναφοράς $\mathbf{h} = \mathbf{C}\mathbf{a}$ είναι διαθέσιμο στις προσαρμοσμένες εκτελέσεις. Για τους προσαρμοσμένους δέκτες ενός χρήστη, παρουσιάζεται το κριτήριο βελτιστοποίησης για κάθε διαδρομή χωριστά, το οποίο είναι

$$J_{k,l} = E\{|\mathbf{h}_{k,l} - \hat{\mathbf{h}}_{k,l}|^2\} \quad (14.45)$$

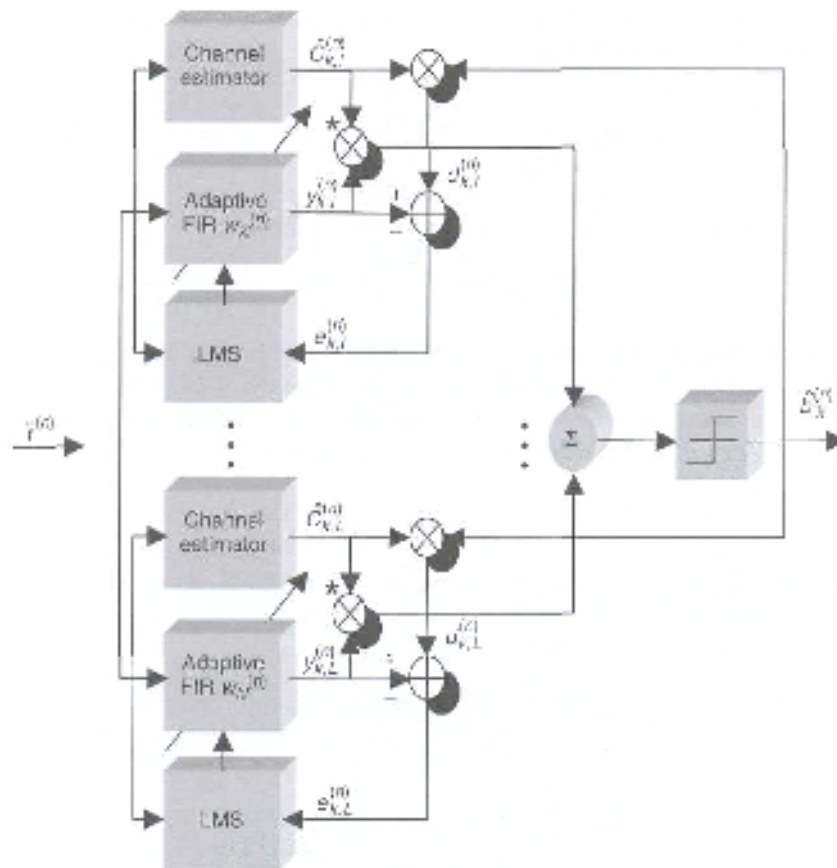
Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη δίνεται στο σχήμα 14.10, [9 - 17]. Χρησιμοποιώντας τη σημείωση

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{r}}^{(n)} &= [\mathbf{r}^{T(n-D)}, \dots, \mathbf{r}^{T(n)}, \dots, \mathbf{r}^{T(n+D)}]^T \in \mathbf{C}^{MSG} \\ \mathbf{w}_{k,l}^{(n)} &= [w_{k,l}^{(n)}(0), \dots, w_{k,l}^{(n)}(MSG-1)]^T \in \mathbf{C}^{MSG} \\ y_{k,l}^{(n)} &= \mathbf{w}_{k,l}^{H(n)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)} \end{aligned} \quad (14.46)$$

η εκτίμηση του bit χαρακτηρίζεται ως

$$\hat{b}_k^{(n)} = \text{sgn} \left(\sum_{l=1}^L \hat{c}_{k,l}^{(n)} y_{k,l}^{(n)} \right) \quad (14.47)$$

Οι συντελεστές του φίλτρου \mathbf{w} προέρχονται χρησιμοποιώντας το κριτήριο MSE ($E[|e_{k,l}^{(n)}|^2]$). Αυτό οδηγεί στους βέλτιστους συντελεστές του φίλτρου $\mathbf{w}_{[\text{MSE}]k,l} = \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{R}_{rdk,l}$ όπου $\mathbf{R}_{rdk,l}$ είναι το διάνυσμα cross-correlation ανάμεσα στο διάνυσμα εισόδου \mathbf{r} και στην επιθυμητή απόκριση $d_{k,l}$ και το \mathbf{R}_r είναι ο πίνακας cross-correlation του σήματος εισόδου. Το προσαρμοσμένο φιλτράρισμα μπορεί να εκτελεστεί χρησιμοποιώντας ένα αριθμό από αλγορίθμους.



Σχήμα 14.10 Γενικό μπλοκ διάγραμμα του προσαρμοσμένου δέκτη LMMSE-RAKE.

Ο αλγόριθμος *steepest descent*

Σε αυτή την περίπτωση έχουμε

$$\mathbf{w}_{k,l}^{(n+1)} = \mathbf{w}_{k,l}^{(n)} - \mu \nabla_{k,l} \quad (14.48)$$

όπου ∇ είναι η κλίση του

$$(J_{k,l} = E[|c_{k,l} \Delta_k b_k - \mathbf{w}_{k,l}^H \mathbf{r}|^2]) \quad (14.49)$$

Αυτό μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\nabla_{k,l} = \frac{\partial J_{k,l}}{\partial \text{Re}\{\mathbf{w}_{k,l}\}} + j \frac{\partial J_{k,l}}{\partial \text{Im}\{\mathbf{w}_{k,l}\}} = 2 \frac{\partial J_{k,l}}{\partial \mathbf{w}_{k,l}^*} \quad (14.50)$$

Εάν το παράθυρο επεξεργασίας είναι $M = 1$, τότε $\mathbf{r}^{(n)} = \mathbf{r}^{(n)} = \mathbf{r}$ και η εξίσωση (14.50) γίνεται

$$\begin{aligned} \nabla_{k,l} &= -2E [\mathbf{r}(c_{k,l}A_k b_k)^*] + 2E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H]\mathbf{w}_{k,l} \\ &= -2\mathbf{R}_r d_{k,l} + 2\mathbf{R}_r \mathbf{w}_{k,l} \end{aligned} \quad (14.51)$$

όπου $d_{k,l} = c_{k,l}A_k b_k$.

Εάν υποθέσουμε ότι $A_k = 1$, για κάθε k , τότε

$$\mathbf{w}_{k,l}^{(n+1)} = \mathbf{w}_{k,l}^{(n)} - 2\mu(\mathbf{R}_r d_{k,l} - \mathbf{R}_r \mathbf{w}_{k,l}^{(n)}) \quad (14.52)$$

Ως μια στοχαστική προσέγγιση, η εξίσωση (14.51) μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\nabla_{k,l} \approx 2\mathbf{r}(c_{k,l}b_k)^* + 2\mathbf{r}\mathbf{r}^H \mathbf{w}_{k,l}^{(n)} = -2\mathbf{r}(c_{k,l}b_k)^* + 2\mathbf{r}y_{k,l}^{(n)}$$

Από αυτή την εξίσωση και υποθέτοντας ότι $M > 1$, ο αλγόριθμος ελαχίστου μέσου τετραγώνου (LMS) για την ενημέρωση των συντελεστών του φίλτρου καταλήγει

$$\mathbf{w}_{k,l}^{(n+1)} = \mathbf{w}_{k,l}^{(n)} + 2\mu\bar{\mathbf{r}}^{(n)}(c_{k,l}^{(n)}b_k^{(n)} - y_{k,l}^{(n)})^* \in \mathbb{C}^{MSG} \quad (14.53)$$

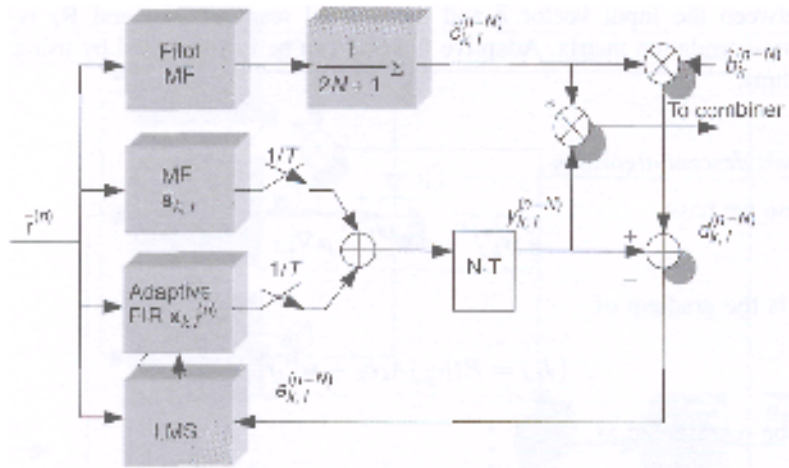
Διασπάμε την εξίσωση (14.53) σε προσαρμοσμένους και σταθερούς όρους ως

$$\mathbf{w}_{k,l}^{(n)} = \bar{\mathbf{s}}_{k,l} + \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} \in \mathbb{C}^{MSG}$$

όπου το $\mathbf{x}_{k,l}^{(n)}$ είναι ο προσαρμοσμένος όρος του φίλτρου και το

$$\bar{\mathbf{s}}_{k,l} = [0_{(MSG+\tau_{k,l}) \times 1}^T, \mathbf{s}_k^T, 0_{(MSG-\tau_{k,l}) \times 1}^T]^T$$

είναι η σταθερή ακολουθία διεύρυνσης του k -οστού χρήστη με καθυστέρηση $\tau_{k,l}$. Σε αυτή την περίπτωση κάθε κλάδος από το σχήμα 14.10 μπορεί να αναπαρασταθεί όπως φαίνεται στο σχήμα 14.11.



Σχήμα 14.11 Μπλοκ διάγραμμα ενός κλάδου δέκτη στον προσαρμοσμένο δέκτη LMMSE-RAKE.

Σε αυτή την περίπτωση η εξίσωση (14.53) δίνει

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_{k,l}^{(n-1)} &= \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} - 2\mu_{k,l}^{(n)} (\mathbf{c}_{k,l}^{(n)} \mathbf{b}_{k,l}^{(n)} - \mathbf{y}_{k,l}^{(n)}) \mathbf{r}^{(n)} \\
 &= \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} - 2\mu_{k,l}^{(n)} e_{k,l}^{(n)} \mathbf{r}^{(n)} \\
 \mu_{k,l}^{(n)} &= \mu / (\mathbf{r}^H \mathbf{r}^{(n)} \mathbf{r}^{(n)}) \quad 0 < \mu < 1 \\
 e_{k,l}^{(n)} &= d_{k,l}^{(n)} - \mathbf{y}_{k,l}^{(n)}
 \end{aligned} \tag{14.54}$$

Το σήμα αναφοράς είναι

$$d_{k,l}^{(n)} = \mathbf{c}_{k,l}^{(n)} \mathbf{b}_{k,l}^{(n)} \text{ or } d_{k,l}^{(n)} = \mathbf{c}_{k,l}^{(n)} \mathbf{b}_{k,l}^{(n)} \tag{14.55}$$

Ο εκτιμητής του καναλιού, χρησιμοποιώντας ένα πιλοτικό κανάλι, είναι

$$\hat{\mathbf{c}}_{k,l}^{(n)} = \frac{1}{2N+1} \sum_{i=-N}^N \hat{\mathbf{s}}_{k,l}^T \mathbf{r}^{(n-i)} \tag{14.56}$$

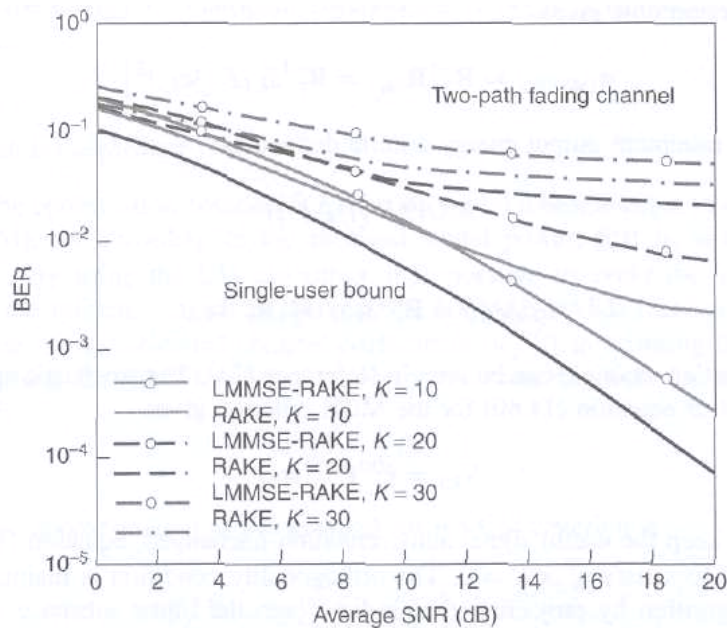
Για να διευκρινίσουμε τη λειτουργία του συστήματος, χρησιμοποιούμε το ακόλουθο παράδειγμα [5] : Συχνότητα φέροντος 2 GHz, ρυθμός συμβόλων 16 Kbs⁻¹, 31 chip κώδικα Gold και chip ορθογώνιας κυματομορφής. Η σύγχρονη κάτω ζεύξη με ίση ενέργεια 2 διαδρομών (L = 2) καναλιού κατανομής Rayleigh με ταχύτητα του οχήματος 40 Km^h⁻¹ (αυτή η ταχύτητα αντιστοιχεί σε μέγιστη μετατόπιση συχνότητας, λόγω του φαινομένου Doppler, είναι 4.36 · 10⁻³) και μέγιστη χρονική διασπορά 10 διαστήματα chip. Ο αριθμός των χρηστών που εξετάστηκε ήταν 1 έως 30 συμπεριλαμβανομένου του αδιαμόρφωτου πιλοτικού καναλιού. Η μέση ενέργεια ήταν η ίδια για το πιλοτικό κανάλι και για τα κανάλια δεδομένων των χρηστών. Ο συμβατικός εκτιμητής καναλιού χρησιμοποιεί ένα εξομαλυντή κινητού μέσου όρου μήκους έντεκα (11) συμβόλων. Η τέλεια εκτίμηση καναλιού και οι ιδανικοί στρογγυλοποιημένοι precombining δέκτες LMMSE χρησιμοποιήθηκαν στην ανάλυση του να πετύχουμε το χαμηλότερο όριο για την πιθανότητα σφάλματος. Το παράθυρο επεξεργασίας του δέκτη είναι 3 σύμβολα (M = 3) εκτός αν δηλωθεί

διαφορετικά. Ο προσαρμοσμένος αλγόριθμος που χρησιμοποιείται στις προσομοιώσεις ήταν κανονικοποιημένος LMS με

$$\mu_{k,l}^{(n)} = \frac{1}{100 \cdot (2D + 1)SG} (\bar{\mathbf{r}}_{k,l}^{H(n)} \bar{\mathbf{r}}_{k,l}^{(n)})^{-1} \quad (14.57)$$

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρήχθησαν από το μέσο όρο των BERs των τυχαία επιλεγμένων χρηστών με διαφορετικές χρονικές διασπορές.

Στο σχήμα 14.12 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Γενικά, μπορούμε να προσέξουμε ότι τα κέρδη βελτίωσης είναι χαμηλότερα από ότι στην περίπτωση των ανιχνευτών πολλών χρηστών.



Σχήμα 14.12 Προσομοιωμένα BERs σαν συνάρτηση του μέσου όρου του SNR για τον συμβατικό RAKE καθώς και για τον προσαρμοσμένο LMMSE-RAKE σε ένα fading channel 2 διαδρομών για την ταχύτητα του οχήματος 40 km h⁻¹ με διαφορετικούς αριθμούς χρηστών [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.

14.5.2 ΤΥΦΛΑ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΜΕΝΟΙ ΔΕΚΤΕΣ

Προσαρμοσμένος *LMMSE-RAKE*

Σε αυτή την περίπτωση στην εξίσωση (14.54) χρησιμοποιούμε τις εκτιμήσεις των bits $\hat{b}_{k,l}$ αντί του $b_{k,l}$ [18-20]

$$\mathbf{x}_{k,l}^{(n+1)} = \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} + 2\mu_{k,l}^{(n)} (c_{k,l}^{(n)} \hat{b}_{k,l}^{(n)} - y_{k,l}^{(n)})^* \bar{\mathbf{r}}^{(n)} \quad (14.58)$$

Τώρα το κριτήριο MSE δίνει

$$\mathbf{w}_{\text{MSE},k,l} = \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{R}_{r,d,k,l} = \mathbf{R}_r^{-1} s_{k,l} E[|c_{k,l}|^2] \quad (14.59)$$

Παρόμοια, το κριτήριο της ελάχιστης ενέργειας εξόδου χαρακτηρίζεται ως

$$\text{MOE}(E[|y_{k,l}|^2]) \quad (14.60)$$

και έτσι

$$\mathbf{w}_{\text{MOE},k,l} = \mathbf{R}_r^{-1} s_{k,l} / (s_{k,l}^T \mathbf{R}_r^{-1} s_{k,l}). \quad (14.61)$$

Ένα παράδειγμα εφαρμογής μπορεί να φανεί στην αναφορά [21]. Η στοχαστική προσέγγιση της κλίσης της εξίσωσης (14.60) για το κριτήριο του MOE δίνει

$$\nabla_{k,l} = \bar{\Gamma}^{(n)} \bar{\Gamma}^{H(n)} \mathbf{w}_{k,l} \quad (14.62)$$

Εάν θέλουμε να κρατήσουμε την αυτοσυσχέτιση του χρήσιμου σήματος χωρίς αλλαγή, η εξίσωση (14.61) θα έπρεπε να την ικανοποιεί υπό την προϋπόθεση ότι $s_{k,l}^T x_{k,l}^{(n)} = 0$. Η συνθήκη ορθογωνικότητας διατηρείται σε κάθε βήμα του αλγορίθμου σχεδιάζοντας την κλίση πάνω στο γραμμικό ορθογώνιο υποδιάστημα το $s_{k,l}^T$. Στην πράξη, αυτό τελειοποιείται αφαιρώντας μια εκτίμηση του όρου του επιθυμητού σήματος από το διάνυσμα του λαμβανόμενου σήματος. Μια εφαρμογή μπορεί να φανεί στην αναφορά [22]. Έτσι έχουμε

$$x_{k,l}^{(n+1)} = x_{k,l}^{(n)} - 2\mu_{k,l}^{(n)} \bar{\Gamma}^{H(n)} (s_{k,l} + x_{k,l}^{(n)} [\bar{\Gamma}^{(n)} - \mathbf{F}_{k,l} (\mathbf{F}_{k,l}^T \bar{\Gamma}^{(n)})]) \quad (14.63)$$

όπου

$$\mathbf{F}_{k,l} = \begin{pmatrix} 0_{\tau_k \times 1}^T, s_k^T, 0_{(2B SG - \tau_k) \times 1} \\ 0_{(SG - \tau_k) \times 1}^T, s_k^T, 0_{(2B - 1) SG - \tau_k}^T \\ 0_{(2B SG - \tau_k) \times 1}^T, [s_k(T_k), \dots, s_k(T_k(SG - \tau_k))] \end{pmatrix}^T \in \mathbb{R}^{MSG \times M} \quad (14.64)$$

είναι ένας μπλοκ διαγώνιος πίνακας των δειγματοληπτημένων διανυσμάτων της ακολουθίας διεύρυνσης. Αποτελεσματικά προσαρμόζεται το M που χωρίζει τα φίλτρα.

Ο αλγόριθμος *Griffith*

Σε αυτή την περίπτωση, αντί να υποθέτουμε ότι το διάνυσμα $\mathbf{R}_{rdk,l}$ είναι γνωστό, χρησιμοποιείται η στιγμιαία εκτίμηση για την συνδιακύμανση, όπου είναι,

$$\mathbf{R}_r \approx \bar{\Gamma}^{(n)} \bar{\Gamma}^{H(n)} \quad (14.65)$$

Σε αυτή την περίπτωση, η cross-correlation είναι $\mathbf{R}_{rdk,l} = E[|c_{k,l}|^2] s_{k,l}$ και έτσι ο αλγόριθμος Griffith καταλήγει

$$x_{k,l}^{(n+1)} = x_{k,l}^{(n)} + 2\mu_{k,l}^{(n)} (E[|c_{k,l}|^2] \mathbf{F}_{k,l} \mathbf{I}_M - \bar{r}_{k,l}^{*(n)} (s_{k,l} + x_{k,l}^{(n)} \mathbf{H}_r^{(n)})) \quad (14.66)$$

Στην πράξη, η ενέργεια των όρων πολλών διαδρομών ($E[|y_{k,l}|^2]$) δεν είναι γνωστή και πρέπει να εκτιμηθεί.

Ο αλγόριθμος σταθερού μέτρου

Σε αυτή την περίπτωση το κριτήριο της βελτιστοποίησης είναι $E[(|y_{k,l}|^2 - \omega)^2]$ όπου ω είναι η γνωστή σταθερά μέτρου (CM). Προσαρμόζεται σύμφωνα με την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος και έτσι έχουμε $\omega = E[|c_{k,l}|^2]$ ή $\omega^{(n)} = |c_{k,l}^{(n)}|^2$. Χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο CM, είναι πιθανό να αποφύγουμε τη χρήση των δεδομένων απόφασης στο σήμα αναφοράς στον προσαρμοσμένο δέκτη LMMSE-RAKE παίρνοντας την απόλυτη τιμή των εκτιμημένων συντελεστών του καναλιού ($|c_{k,l}^{(n)}|$) στην προσαρμογή του δέκτη. Στην δομή του precombining δέκτη LMMSE, η συνάρτηση κόστους για τη διαμόρφωση δεδομένων BPSK είναι

$$E[|\hat{\mathbf{h}}|^2 - |\mathbf{h}|^2]^2 \quad (14.67)$$

Η στοχαστική προσέγγιση της κλίσης για το κριτήριο CM είναι

$$\nabla_{\mathbf{x}_{k,l}}^{(n+1)} = (|y_{k,l}^{(n)}|^2 - |\hat{c}_{k,l}^{(n)}|^2) \bar{\mathbf{r}}^{(n)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)*} \mathbf{w}_{k,l} \quad (14.68)$$

Οπότε, ο αλγόριθμος σταθερού μέτρου μπορεί να εκφραστεί ως

$$\mathbf{x}_{k,l}^{(n+1)} = \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} - 2\mu_{k,l} y_{k,l}^{(n)*} (|y_{k,l}^{(n)}|^2 - |\hat{c}_{k,l}^{(n)}|^2) \bar{\mathbf{r}}^{(n)} \quad (14.69)$$

Περιορισμένος LMMSE-RAKE, αλγόριθμος Griffith και αλγόριθμος σταθερού μέτρου

Ο προσαρμοσμένος LMMSE-RAKE, ο αλγόριθμος Griffith (**GRA**) και ο αλγόριθμος σταθερού μέτρου δεν περιέχουν περιορισμούς. Εφαρμόζοντας τον περιορισμό της ορθογωνικότητας $\mathbf{s}_{k,l}^T \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} = 0$ σε κάθε ένα από αυτούς τους αλγορίθμους, ένας πρόσθετος όρος $\mathbf{s}_{k,l} \mathbf{x}_{k,l}^T \mathbf{s}_{k,l}$ αφαιρείται από τη νέα ενημέρωση $\mathbf{x}_{k,l}^{(n+1)}$ σε κάθε επανάληψη. Ο περιορισμένος δέκτης LMMSE-RAKE γίνεται [23,24]

$$\mathbf{x}_{k,l}^{(n+1)} = \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} + 2\mu_{k,l} (\hat{c}_{k,l}^{(n)} \hat{b}_k^{(n)} - y_{k,l}^{(n)*}) \bar{\mathbf{r}}^{(n)} - \bar{\mathbf{s}}_{k,l}^T \mathbf{x}_{k,l}^{(n)} \bar{\mathbf{s}}_{k,l} \quad (14.70)$$

Ο GRA και ο αλγόριθμος σταθερού μέτρου μπορούν επίσης να προσδιοριστούν με ένα παρόμοιο τρόπο.

14.5.3 ΤΥΦΛΟΙ ΔΕΚΤΕΣ ΕΛΑΧΙΣΤΩΝ ΤΕΤΡΑΓΩΝΩΝ

Όλοι οι τυφλά προσαρμοσμένοι αλγόριθμοι που περιγράφηκαν στην προηγούμενη παράγραφο βασίζονται στην κλίση της συνάρτησης κόστους. Στους πρακτικούς προσαρμοσμένους αλγορίθμους, η κλίση είναι εκτιμημένη, όπου, η μέση τιμή (E) στο κριτήριο βελτιστοποίησης δεν πάρθηκε αλλά αντικαταστάθηκε στις περισσότερες περιπτώσεις από κάποια στοχαστική προσέγγιση. Πραγματικά, η στοχαστική

προσέγγιση που χρησιμοποιείται στους αλγορίθμους LMS είναι ακριβής μόνο για μικρά μεγέθη βημάτων μ . Αυτό καταλήγει μάλλον σε αργή σύγκλιση, η οποία ίσως να είναι μη ανεκτή στις πρακτικές εφαρμογές.

Ένα άλλο μειονέκτημα με τους τυφλά προσαρμοσμένους δέκτες είναι η εκτίμηση της καθυστέρησης. Αυτές οι δομές του δέκτη που υποστηρίζουν μόνο συμβατική εκτίμηση καθυστέρησης βασίζονται στο **προσαρμοσμένο φιλτράρισμα (MF)**. Η εκτίμηση της καθυστέρησης που βασίζεται στο MF είναι αρκετή για τους δέκτες της κάτω ζεύξης στα συστήματα με αδιαμόρφωτο πιλοτικό κανάλι αφού η παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (**MAI**) με μέση τιμή μηδέν μπορεί να προσδιοριστεί κατά μέσο όρο εάν ο ρυθμός του fading είναι αρκετά χαμηλός. Εάν τα συστήματα πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα (**CDMA**) δεν έχουν το πιλοτικό κανάλι, θα ήταν ευεργετικό να χρησιμοποιήσουν εκτιμητές καθυστέρησης ανθεκτικούς στο near-far.

14.5.4 ΔΕΚΤΗΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΥ ΤΕΤΡΑΓΩΝΟΥ (LS)

Μια πιθανή λύση και για τη σύγκλιση αλλά και για τα προβλήματα συγχρονισμού είναι βασισμένη στους τυφλά γραμμικούς δέκτες ελαχίστου τετραγώνου (LS). Η συνάρτηση κόστους σε αυτή την περίπτωση είναι

$$J_{[LS]k,l} = \sum_{j=n-N+1}^n (c_{k,l}^{(j)} b_k^{(j)} - \mathbf{w}_{k,l}^{H(n)} \bar{\mathbf{r}}^{(j)})^2 \quad (14.71)$$

Το N είναι το παράθυρο παρατήρησης στα διαστήματα των συμβόλων. Τα βάρη των φίλτρων δίνονται ως

$$\mathbf{w}_{k,l}^{(n)} = \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{r}}^{-1(n)} \bar{\mathbf{s}}_{k,l} \quad (14.72)$$

Το $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{r}}^{-1(n)}$ δηλώνει τον εκτιμημένο πίνακα συνδιακύμανσης πέρα από ένα πεπερασμένο μπλοκ δεδομένων που καλείται πίνακας του δείγματος συνδιακύμανσης. Αυτός ο πίνακας μπορεί να εκφραστεί ως

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{r}}^{(n)} = \sum_{j=n-N+1}^n \bar{\mathbf{r}}^{(j)} \bar{\mathbf{r}}^{H(j)} \quad (14.73)$$

Ανάλογα με το κριτήριο MOE, το κριτήριο LS μπορεί να τροποποιηθεί ως

$$J_{[LS']k,l} = \sum_{j=n-N+1}^n (\mathbf{w}_{k,l}^{H(n)} \bar{\mathbf{r}}^{(j)})^2, \text{ subject to } \mathbf{w}_{k,l}^T \bar{\mathbf{s}}_{k,l} = 1 \quad (14.74)$$

το οποίο καταλήγει σε

$$\mathbf{w}_{k,i}^{(n)} = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n)} \bar{\mathbf{s}}_{k,i}}{\bar{\mathbf{s}}_{k,i}^H \hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n)} \bar{\mathbf{s}}_{k,i}} \quad (14.75)$$

Η προσαρμογή του τυφλού δέκτη LS σημαίνει ενημέρωση (για κάθε νέο δείγμα) του αντίστροφου πίνακα συνδιακύμανσης των δειγμάτων λήψης. Ο τυφλά (blind) προσαρμοσμένος δέκτης LS είναι σημαντικά πιο πολύπλοκος από ότι οι στοχαστικοί τυφλά προσαρμοσμένοι δέκτες που βασίζονται στην κλίση. Οι περιοδικά επαναλαμβανόμενοι μέθοδοι, όπως ο περιοδικά επαναλαμβανόμενος αλγόριθμος ελαχίστων τετραγώνων (RLS), καθώς και η επαναληπτική εύρεση των βαρών των φίλτρων είναι γνωστά για την ενημέρωση της αντιστροφής του πίνακα. Επίσης, οι μέθοδοι που βασίζονται στην ιδιοανάλυση του πίνακα συνδιακύμανσης έχουν προταθεί για να αποφύγουν την αντιστροφή του πίνακα.

14.5.5 Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΠΟΥ ΒΑΣΙΖΕΤΑΙ ΣΤΗΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ lemma

Η γενική σχέση

$$(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} (\mathbf{D} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{C}^{-1})^{-1} \mathbf{D} \mathbf{A}^{-1} \quad (14.76)$$

γίνεται

$$\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n)} = (\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)} + \bar{\mathbf{r}}^{(n)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)H})^{-1} = \hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)} - \frac{\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)H} \hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)}}{1 + \bar{\mathbf{r}}^{(n)H} \hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)}} \quad (14.77)$$

Στα κανάλια time-variant, οι παλιές τιμές των αντιστροφών πρέπει να λαμβάνονται υπόψη από τον έτσι ονομαζόμενο παράγοντα forgetting ($0 < \gamma < 1$), ο οποίος καταλήγει σε

$$\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n)} = \frac{1}{\gamma} \left(\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)} - \frac{\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)H} \hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)}}{\gamma + \bar{\mathbf{r}}^{(n)H} \hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(n-1)} \bar{\mathbf{r}}^{(n)}} \right) \quad (14.78)$$

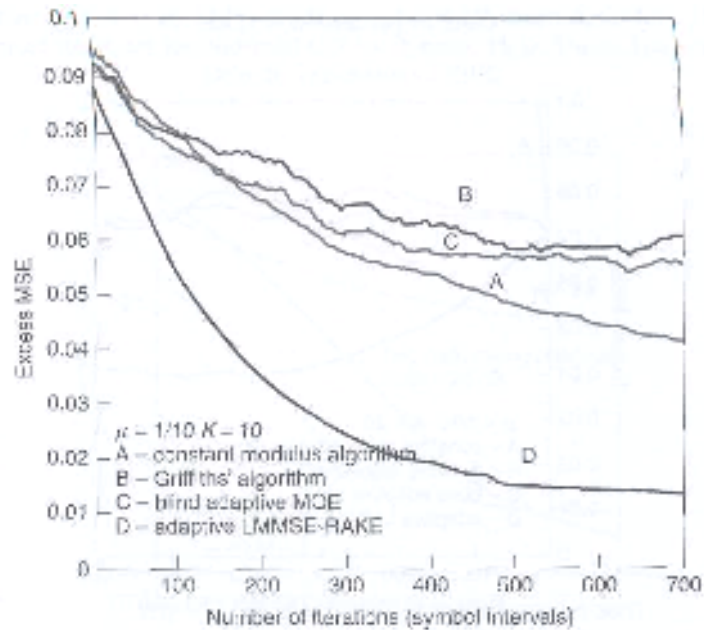
Είναι σημαντικό να αρχικοποιήσουμε τον αλγόριθμο ως

$$\hat{\mathbf{R}}_{\bar{\mathbf{r}}}^{-1(0)} = \mathbf{I} .$$

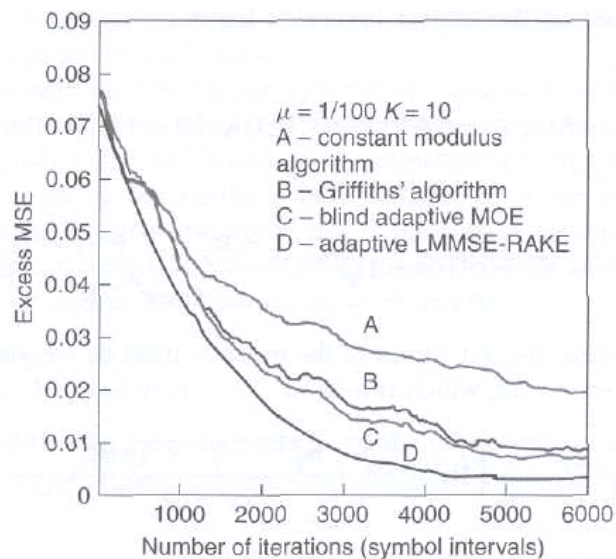
Για διευκρινιστικούς λόγους, ένας αριθμός από αριθμητικά παραδείγματα φαίνεται στα σχήματα 14.13 έως 14.20 [5] καθώς και στον πίνακα 14.1. Στα σχήματα φαίνονται οι παράμετροι του συστήματος.

Γενικά, μπορούμε να δούμε ότι οι τυφλοί αλγόριθμοι είναι κατώτεροι συγκρινόμενοι με τον LMMSE-RAKE, χρησιμοποιώντας πιλοτικά σύμβολα.

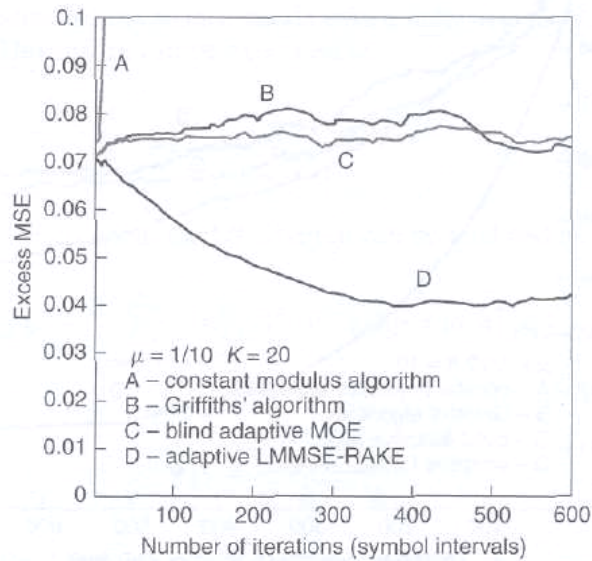
Ένας αριθμός από σχετικά θέματα συζητείται στις αναφορές [25-44].



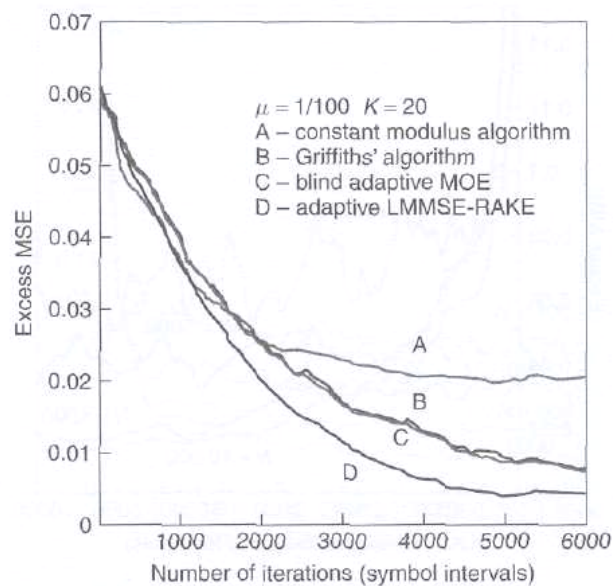
Σχήμα 14.13 Μέση τιμή πλεονάζοντος τετραγωνικού σφάλματος σαν συνάρτηση του αριθμού των επαναλήψεων για διαφορετικούς τυφλά προσαρμοσμένους δέκτες σε ένα fading channel 2 διαδρομών με την ταχύτητα του οχήματος να είναι 40 km h^{-1} , ο αριθμός των ενεργών χρηστών $K = 10$, $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ και $\mu = 10^{-1}$ [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.



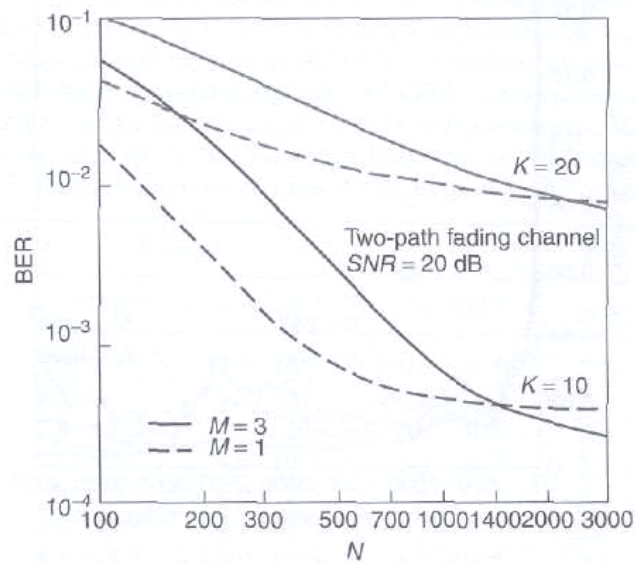
Σχήμα 14.14 Μέση τιμή πλεονάζοντος τετραγωνικού σφάλματος σαν συνάρτηση του αριθμού των επαναλήψεων για διαφορετικούς τυφλά προσαρμοσμένους δέκτες σε ένα fading channel 2 διαδρομών με την ταχύτητα του οχήματος να είναι 40 km h^{-1} , ο αριθμός των ενεργών χρηστών $K = 10$, $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ και $\mu = 100^{-1}$ [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.



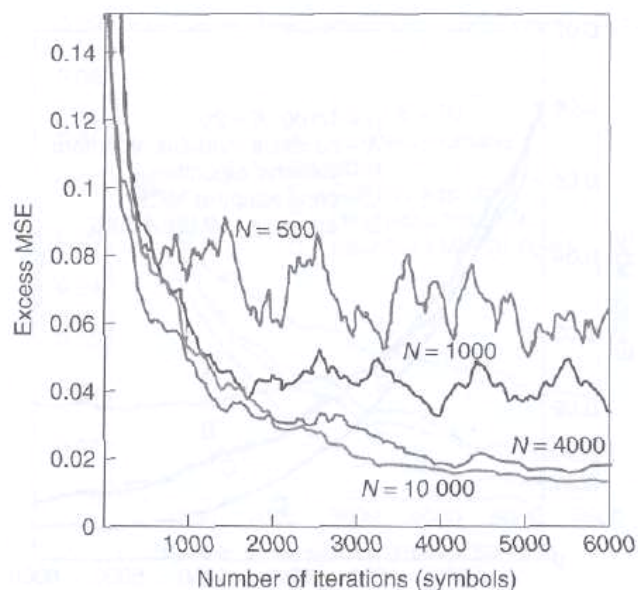
Σχήμα 14.15 Μέση τιμή πλεονάζοντος τετραγωνικού σφάλματος σαν συνάρτηση του αριθμού των επαναλήψεων για διαφορετικούς τυφλά προσαρμοσμένους δέκτες σε ένα fading channel 2 διαδρομών με την ταχύτητα του οχήματος να είναι 40 km h^{-1} , ο αριθμός των ενεργών χρηστών $K = 20$, $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ και $\mu = 10^{-1}$ [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.



Σχήμα 14.16 Μέση τιμή πλεονάζοντος τετραγωνικού σφάλματος σαν συνάρτηση του αριθμού των επαναλήψεων για διαφορετικούς τυφλά προσαρμοσμένους δέκτες σε ένα fading channel 2 διαδρομών με την ταχύτητα του οχήματος να είναι 40 km h^{-1} , ο αριθμός των ενεργών χρηστών $K = 20$, $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ και $\mu = 10^{-1}$ [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.

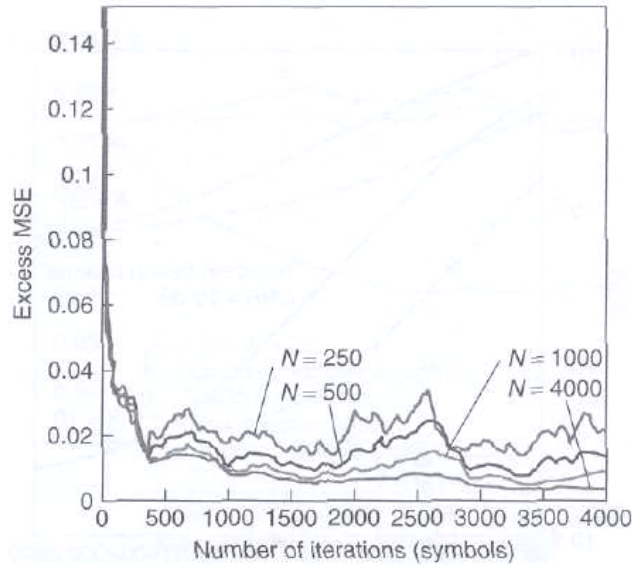


Σχήμα 14.17 Το BER σαν συνάρτηση του δείγματος συνδιακύμανσης μέσω διαστήματος για $K = 10, 20$ για τη διαφορά μεταξύ της μέγιστης και ελάχιστης τιμής του δέκτη του ένα ($M = 1$) και 3 διαστήματα συμβόλων ($M = 3$) σε ένα fading channel 2 διαδρομών, σε ένα SNR των 20 dB [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.



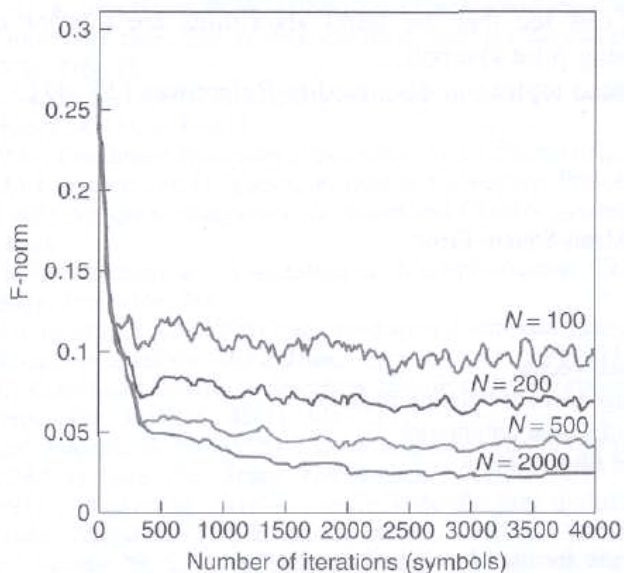
Σχήμα 14.18 Μέση τιμή πλεονάζοντος τετραγωνικού σφάλματος σαν συνάρτηση του αριθμού των επαναλήψεων για τον τυφλά προσαρμοσμένο δέκτη LS της διαφοράς μεταξύ της μέγιστης και ελάχιστης τιμής του διαστήματος των 3 συμβόλων ($M = 3$) με διαφορετικούς παράγοντες forgetting ($1 - 2/N$) σε μια περίπτωση 10 χρηστών σε ένα SNR των 20 dB καθώς η ταχύτητα του οχήματος είναι 40 km h^{-1} [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced

Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.



Σχήμα 14.19 Μέση τιμή πλεονάζοντος τετραγωνικού σφάλματος σαν συνάρτηση του αριθμού των επαναλήψεων για τον τυφλά προσαρμοσμένο δέκτη LS της διαφοράς μεταξύ της μέγιστης και ελάχιστης τιμής του διαστήματος του ενός συμβόλου ($M = 1$) με διαφορετικούς παράγοντες forgetting ($1 - 2/N$) σε μια περίπτωση 10 χρηστών σε ένα SNR των 20 dB καθώς η ταχύτητα του οχήματος είναι 40 km h^{-1} [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced

Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.



Σχήμα 14.20 Η περιβάλλουσα κατάσταση Forbenious για την επαναλαμβανόμενη αντιστροφή του ενημερωμένου αλγορίθμου σε μια περίπτωση 10 χρηστών σε ένα SNR των 20 dB καθώς η ταχύτητα του οχήματος είναι 40 km h^{-1} [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998) Advanced

Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.

Adaptive receiver	K = 30		K = 15		
	$\mu = 100^{-1}$	$\mu = 10^{-1}$	$\mu = 100^{-1}$	$\mu = 10^{-1}$	$\mu = 2^{-1}$
LR	$4.5 \cdot 10^{-2}$	$3.9 \cdot 10^{-1}$	$6.3 \cdot 10^{-4}$	$7.2 \cdot 10^{-4}$	$3.0 \cdot 10^{-2}$
MOE	$2.8 \cdot 10^{-2}$	$4.2 \cdot 10^{-2}$	$6.0 \cdot 10^{-4}$	$2.1 \cdot 10^{-3}$	$9.1 \cdot 10^{-2}$
GRA	$2.8 \cdot 10^{-2}$	$4.7 \cdot 10^{-2}$	$6.4 \cdot 10^{-4}$	$3.3 \cdot 10^{-3}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$
CMA	$3.9 \cdot 10^{-2}$	$4.0 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-3}$	$2.1 \cdot 10^{-4}$	$5.0 \cdot 10^{-1}$
CMA2	$3.3 \cdot 10^{-2}$	$4.0 \cdot 10^{-1}$	$1.8 \cdot 10^{-3}$	$2.1 \cdot 10^{-3}$	$5.0 \cdot 10^{-1}$
C-LR	$3.2 \cdot 10^{-2}$	$4.2 \cdot 10^{-2}$	$6.3 \cdot 10^{-4}$	$6.4 \cdot 10^{-4}$	$1.9 \cdot 10^{-2}$
C-CMA	$3.3 \cdot 10^{-2}$	$5.0 \cdot 10^{-2}$	$6.1 \cdot 10^{-4}$	$3.8 \cdot 10^{-4}$	$5.0 \cdot 10^{-1}$
C-GRA	$2.8 \cdot 10^{-2}$	$4.2 \cdot 10^{-2}$	$6.1 \cdot 10^{-4}$	$2.3 \cdot 10^{-3}$	$9.7 \cdot 10^{-2}$
C-CMA2	$2.9 \cdot 10^{-2}$	$5.0 \cdot 10^{-2}$	$7.7 \cdot 10^{-4}$	$2.7 \cdot 10^{-4}$	$5.0 \cdot 10^{-1}$
RAKE	$3.1 \cdot 10^{-2}$	$2.1 \cdot 10^{-2}$	$7.1 \cdot 10^{-4}$	$7.1 \cdot 10^{-3}$	$7.1 \cdot 10^{-2}$

Πίνακας 14.1 Τα BERs των διαφορετικών τυφλά προσαρμοσμένων δεκτών σε ένα SNR των 20 dB σε ένα κανάλι 2 διαδρομών με κατανομή Rayleigh με την ταχύτητα του οχήματος να είναι 40 km h^{-1} . Τα ακρωνύμια που χρησιμοποιούνται είναι ο προσαρμοσμένος LMMSE-RAKE (LR), η προσαρμοσμένη MOE (MOE), ο αλγόριθμος Griffith (GRA), ο αλγόριθμος σταθερού μέτρου με μέσες λήψεις ισχύος καναλιού (CMA2), ο περιορισμένος προσαρμοσμένος LMMSE-RAKE (C-LR), ο περιορισμένος αλγόριθμος σταθερού μέτρου (C-GRA), ο περιορισμένος αλγόριθμος σταθερού μέτρου με μέσες λήψεις ισχύος καναλιού (C-CMA2) και ο συμβατικός RAKE (RAKE) [5]. Reproduced from Latva-aho, M. (1998)

Advanced

Receivers for Wideband CDMA Systems. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu, by permission of IEEE.

ΣΥΜΒΟΛΑ:

MMSE : Ελάχιστο Μέσο Τετραγωνικό Σφάλμα

\mathbf{r} : σήμα εισόδου

\mathbf{b} : διάνυσμα δεδομένων

\mathbf{M} : πίνακας ανιχνευτή

\mathbf{S} : διάνυσμα ακολουθίας υπογραφής

\mathbf{R} : πίνακας cross-correlation της ακολουθίας υπογραφής

\mathbf{A} : διαγώνιος πίνακας των πλατών σήματος

\mathbf{y} : διάνυσμα εξόδου του προσαρμοσμένου φίλτρου

σ^2 : διακύμανση θορύβου

ρ : συντελεστής συσχέτισης

$c_{k,l}$: συντελεστής καναλιού για τον χρήστη k της διαδρομής l

$\tau_{k,l}$: καθυστέρηση του χρήστη k της διαδρομής l

S : αριθμός δειγμάτων ανά chip

N_b : μπλοκ δεδομένων των συμβόλων N_b

K : αριθμός των χρηστών

\mathbf{L} : μετασχηματισμός πίνακα γραμμικού ανιχνευτή

post : post combining

pre : precombining

G : παράγοντας διεύρυνσης (SF)

SMT : spatial multiuser temporal

MST : multiuser spatial temporal

TMS : temporal multiuser spatial

$\mathbf{h} = \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{b}$

$J_{k,l}$: συνάρτηση κόστους για τον χρήστη k της διαδρομής l

MOE : μέγιστη ενέργεια εξόδου

\mathbf{w} : πίνακας των συντελεστών αναμονής

CM : σταθερά μέτρου

μ : βήμα προσαρμογής

LS : ελάχιστο τετράγωνο

γ : παράγοντας forgetting

MOE : προσαρμοσμένο MOE

GRA : αλγόριθμος του Griffith

CMA2 : αλγόριθμος σταθερού μέτρου με μέση λήψη ισχύος καναλιού

C-LR : περιορισμένος προσαρμοσμένος LMMSE-RAKE

C-GRA : περιορισμένος αλγόριθμος σταθερού μέτρου

C-CMA2 : περιορισμένος αλγόριθμος σταθερού μέτρου με μέση λήψη ισχύος καναλιού

RAKE : συμβατικός RAKE

REFERENCES

1. Madhow, U. and Honing, M. L. (1994) MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, 42(12), 3178-3188.
2. Klein, A., Kaleh, G. K. and Baier, P. W. (1996) Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple access channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 45(2), 276-287.
3. Poor, H. V. and Verdu, S. (1997) Probability of error in MMSE multiuser detection. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 43(3), 858-871.
4. Huang, H. C. (1996) *Combined Multipath Processing, Array Processing, and Multiuser Detection for DS-CDMA Channels*. Ph.D. Thesis, Princeton University, Princeton, NJ.
5. Latva-aho, M. (1998) *Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems*. Ph.D. Thesis, University of Oulu, Oulu.
6. Miller, S. Y. (1989) *Detection and Estimation in Multiple-Access Channels*. Ph.D. Thesis, Princeton University, Princeton, NJ.
7. Miller, S. Y. and Schwartz, S. C. (1995) Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple-access channels. *IEEE Trans. Commun.*, 43, 396-411.
8. Zvonar, Z. (1996) Combined multiuser detection and diversity reception for wireless CDMA systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 45(1), 205-211.
9. Rapajic, P. B. and Vucetic, B. S. (1995) Linear adaptive transmitter-receiver structures for asynchronous SCMA systems. *Eur. Trans. Telecommun.*, 6(1), 21-27.
10. Miller, S. L. (1995) An adaptive direct-sequence code-division multiple-access receiver for multiuser interference rejection. *IEEE Trans. Commun.*, 43, 1746-1755.
11. Rapajic, P. B. and Vucetic, B. S. (1994) Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 12(4), 685-697.
12. Lee, K. B. (1996) Orthogonalization based adaptive interference suppression for direct-sequence code-division multiple-access systems. *IEEE Trans. Commun.*, 44(9), 1082-1085.
13. Miller, S. L. (1996) Training analysis of adaptive interference suppression for direct-sequence code-division multiple-access systems. *IEEE Trans. Commun.*, 44(4), 488-495.
14. Latva-aho, M. and Juntti, M. (1997) Modified adaptive LMMSE receiver for DS-CDMA systems in fading channels. *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Vol. 2, Helsinki, Finland, pp. 554-558.
15. Oppermann, I. and Latva-aho, M. (1997) Adaptive LMMSE receiver for wideband CDMA systems. *Proc. Communication Theory Mini-Conference (CTMC) in conjunction with IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM)*, Phoenix, AZ, pp. 133-138.
16. Oppermann, I. and Vucetic, B. S. (1996) Capacity of a coded direct sequence spread spectrum system over fading satellite channels using an adaptive LMS-MMSE receiver. *IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comput. Sci.*, E79-A(12), 2043-2049.
17. Honig, M. (1998) Adaptive linear interference suppression for packet DS-CDMA. *Eur. Trans. Telecommun.*, 9(2), 173-181.
18. Hong, M., Madhow, U. and Verdii, S. (1995) Blind adaptive multiuser detection. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 41(3), 944-960.

19. Park, S. C. and Dohery, J. F. (1997) Generalized projection algorithm for blind interference suppression in DS/CDMA communications. *IEEE Trans. Circuits Syst. Part II Analog Digital Signal Process.*, **44(6)**, 453-460.
20. Wang, X. and Poor, H. V. (1998) Blind equalization and multiuser detection in dispersive CDMA channels. *IEEE Trans. Commun.*, **46(1)**, 91-103.
21. Fanucci, L. *et al.* (2001) VLSI implementation of CDMA blind adaptive interference-mitigating detector. *IEEE J SAC*, **19(2)**, 179-190.
22. DeGaudenci, R. *et al.* (1998) Design of a low complexity adaptive interference mitigating detector for DS/SS receiver in CDMA radio networks. *IEEE Trans. Commun.*, **46(1)**, 125-134.
23. Schodorf, J. B. and Williams, D. B. (1997) A constrained optimisation approach to multiuser detection. *IEEE Trans. Signal Process.*, **45(1)**, 258-262.
24. Itlis, R. A. (1998) Performance of constrained and unconstrained adaptive multiuser detectors for quasi-synchronous CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, **46(1)**, 135-143.
25. Chu, L. C. and Mitra, U. (1996) Improved MMSE-based multi-user detectors for mismatched delay channels. *Proc. Conference on Information Sciences and Systems (CISS)*. Vol. 1. Princeton, NJ: Princeton University Press, pp. 326-331.
26. Gray, S. D., Preisig, J. C. and Brady, D. (1997) Multiuser detection in a horizontal underwater acoustic channel using array observations. *IEEE Trans. Signal Process.*, **45(1)**, 148-160.
27. Brown, T. and Kaveh, M. (1995) A decorrelating detector for use with antenna arrays. *Int. J. Wireless Inform. Networks*, **2(4)**, 239-246.
28. Jung, P. and Blanz, J. (1995) Joint detection with coherent receiver antenna diversity in CDMA mobile radio systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, **44(1)**, 76-88.
29. Zecevic, N. and Reed, J. (1997) Blind adaptation algorithms for direct-sequence spread-spectrum CDMA single-user detection. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Vol. 3, Phoenix, AZ, pp. 2133-2137.
30. Honig, M., Shensa, M., Miller, S. and Milstein, L. (1997) Performance of adaptive linear interference suppression for DS-CDMA in the presence of flat Rayleigh fading. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Vol. 3, Phoenix, AZ, pp. 2191-2195.
31. Berstein, X. and Haimovich, A. M. (1996) Space-time optimum combining for CDMA communications. *Wireless Personal Commun.*, **3(1-2)**, 73-89.
32. Ge, H. (1997) Adaptive schemes of implementing the LMMSE multiuser detector for CDMA. *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Montreal, Canada.
33. Honig, M. (1996) Performance of adaptive interference suppression for DS-CDMA with a time-varying user population. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA)*, Vol. 1, Mainz, Germany, pp. 267-271.
34. Jung, P., Blanz, J., Nasshan, M. and Baier, P. W. (1994) Simulation of the uplink of JD-CDMA mobile radio systems with coherent receiver antenna diversity. *Wireless Personal Commun.*, **1(2)**, 61-89.
35. Madhow, U. (1997) Blind adaptive interference suppression for the near-far resistant acquisition and demodulation of direct-sequence CDMA. *IEEE Trans. Signal Process.*, **45(1)**, 124-136.
36. Mowbray, R. S., Pringle, R. D. and Grant, P. M. (1992) Increased CDMA system capacity through adaptive cochannel interference regeneration and cancellation. *IEE Proc.*, **139**, 515-524.
37. Kohno, R., Imai, H., Hatori, M. and Pasupathy, S. (1990) Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct-sequence spread-spectrum multiple-access system. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, **8(4)**, 675-682.
38. Yoon, Y. C., Kohno, R. and Imai, H. (1993) Cascaded co-channel interference cancelling and diversity combining for spread-spectrum multi-access system over multipath fading channels. *IEICE Trans. Commun.*, **E76-B(2)**, 163-168.
39. Saifuddin, A. and Kohno, R. (1996) Performance evaluation of DS/CDMA scheme with diversity coding and MUI cancellation over fading multipath channel. *IEICE Trans. Fundam. Electron. Comput. Sci.*, **E79-A(12)**, 1994-2001.
40. Nelson, L. B. and Poor, H. V. (1996) Iterative multiuser receivers for CDMA channels: an EM-based approach. *IEEE Trans. Commun.*, **44(12)**, 1700-1710.
41. Soong, A. C. K. and Krzymien, W. A. (1996) A novel CDMA multiuser interference cancellation receiver with reference symbol aided estimation of channel parameters. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, **14(8)**, 1536-1547.
42. Miller, S. L. and Barbosa, A. N. (1996) A modified MMSE receiver for detection of DS-CDMA signals in fading channels. *Proc. IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, Reslon, VA, pp. 898-902.
43. Wang, X. and Poor, H. V. (1998) Blind multiuser detection: a subspace approach. *IEEE Trans. Inform. Theory*, **44(2)**, 677-690.
44. Juntti, M. and GHSic, S. (1997) Advanced CDMA for wireless communications, in Glisic, S. G. and Leppanen, P. A. (eds) *Wireless Communications: TDMA Versus DCMA*. Kluwer, McLean, pp. 447-490.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 15^ο

ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΔΙΚΤΥΟΥ WCDMA

15.1 ΘΕΩΡΙΑ ΚΑΙ ΠΡΑΚΤΙΚΗ ΤΗΣ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΠΟΛΛΩΝ ΧΡΗΣΤΩΝ

Τα προηγμένα ασύρματα συστήματα πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα (CDMA) απασχολούν τους δέκτες πολλών χρηστών, περιγράφονται στα Κεφάλαια 13 και 14 και έχουν κερδίσει πολύ προσοχή κατά τη διάρκεια αυτών των πρόσφατων χρόνων. Στην αρχή, η έρευνα ήταν καθαρά ακαδημαϊκή. Για να εκμεταλλευτούμε πλήρως τις ικανότητες του CDMA, τα δίκτυα τρίτης γενιάς **W-CDMA** [1] έχουν σχεδιαστεί να περιλαμβάνουν **εξουδετέρωση της παρεμβολής (IC)**, μόλις γίνει κατορθωτό να εφαρμοστεί. Ένας αριθμός από περιληπτικά έγγραφα [2-6] συζητά τα βασικά χαρακτηριστικά της **ανίχνευσης πολλών χρηστών (MUD)** καθώς και τις τεχνικές IC. Μεταξύ των γραμμικών τεχνικών IC, οι ανιχνευτές αποσυσχετισμού ανήκουν σε μια μεγαλύτερη ομάδα δεκτών πολλών χρηστών. Όπως συζητήθηκε στο Κεφάλαιο 13, η βασική ιδέα του αποσυσχετιστή είναι να χρησιμοποιήσει τον αντίστροφο πίνακα cross-correlation για να αφαιρέσει την παρεμβολή που προκαλείται από άλλους ενεργούς χρήστες, η οποία είναι, η **παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (MAI)**. Με τέλεια γνώση του κώδικα cross-correlations (όλων των ενεργών χρηστών), η επίδραση της όλης MAI μπορεί να εξαλειφθεί με αντίτιμο την ενίσχυση του θορύβου. Ένα σημαντικό όφελος του ιδανικού αποσυσχετιστή είναι ότι δεν απαιτεί γνώση των επιπέδων (ή των πλατών) ισχύος των χρηστών και έτσι δεν επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις ισχύος. Από την άλλη πλευρά, η πολυπλοκότητα και η ανάγκη για ενημέρωση του πίνακα αντιστροφής μπορεί να δημιουργήσει δυσκολίες στην υλοποίηση του αποσυσχετιστή στην περίπτωση που έχουμε μεγάλο αριθμό χρηστών σε ένα περιβάλλον γρήγορου fading. Επίσης, στην πραγματικότητα, ο πίνακας cross-correlation πρέπει να εκτιμηθεί και αυτό θα οδηγήσει σε περισσότερες ατέλειες. Αυτές οι ατέλειες είναι η εστία αυτού του κεφαλαίου.

Αν και συζητούνται άλλες επιλογές στο Κεφάλαιο 14, όπως ανιχνευτές πολλών βαθμίδων ή γραμμικοί ανιχνευτές ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (LMMSE), θεωρούνται επίσης για αυτές τις εφαρμογές [4], σε αυτό το κεφάλαιο θα εστιάσουμε την προσοχή μας στους γραμμικούς αποσυσχετιστές καθώς και στη λειτουργία τους παρουσία των ατελειών. Στην πράξη, η απόδοση αυτών των ανιχνευτών εξαρτάται από την εκτίμηση της παραμέτρου του καναλιού καθώς και των λαθών όπου παράγουν. Για αυτούς τους λόγους, η εκτίμηση της παραμέτρου στις επικοινωνίες πολλών χρηστών έχει γίνει ένα σημαντικό ερευνητικό θέμα που σαν σκοπό έχει να βρει κατορθωτές λύσεις για πρακτικές εφαρμογές MUD. Η απόδοση των γραμμικών ανιχνευτών αποσυσχετισμού παρουσία της χρονοκαθυστέρησης, η φάση του φέροντος καθώς και τα λάθη της συχνότητας του φέροντος αναλύονται στην αναφορά [10]. Στην αναφορά [11] αναλύονται μέθοδοι για το πλάτος χαμηλής πολυπλοκότητας καθώς και για την εκτίμηση της φάσης με γνωστές ή άγνωστες καθυστερήσεις. Η ανίχνευση προσαρμοσμένου σήματος και η εκτίμηση των παραμέτρων (πλάτη και φάσεις) υπολογίζονται στην αναφορά [12]. Τα προσαρμοσμένα σύμβολα και οι αλγόριθμοι εκτίμησης των παραμέτρων που

βασίζονται στα περιοδικά επαναλαμβανόμενα ελάχιστα τετράγωνα (**RLS**) καθώς και στα εκτεταμένα φίλτρα του Kalman (**EKF**) έχουν μελετηθεί στην αναφορά [13]. Στην αναφορά [14] αναλύεται η ευαισθησία των καναλιών πολλαπλής πρόσβασης σε αρκετά μη προσαρμοσμένα κυκλώματα που οφείλονται στην ατελή ανάκτηση του φέροντος, στο jitter χρονισμού καθώς και στη μέθοδο στρογγυλοποίησης του καναλιού. Η συμπίεση των σφαλμάτων χρονισμού (καθυστέρηση) στην απόδοση των γραμμικών δεκτών MUD διευκρινίζεται στις αναφορές [15,16]. Οι ίδιοι συγγραφείς έχουν επίσης θεωρήσει το πρόβλημα της εκτίμησης γενικά στην αναφορά [17]. Η ανάλυση της ευαισθησίας των δεκτών DS-CDMA στο φαινόμενο near-far σε σχέση με τα σφάλματα της εκτίμησης της καθυστέρησης διάδοσης [18] δείχνει ότι ακόμα και αρκετά μικρά λάθη θα καταστρέψουν την ανθεκτικότητα του near-far του ανιχνευτή αποσυσχετίσης. Το προσαρμοσμένο πλάτος και η εκτίμηση της καθυστέρησης υπολογίζονται στην αναφορά [19] χρησιμοποιώντας τα EKF. Οι ίδιοι συγγραφείς μελετούν τα σχεδόν σύγχρονα συστήματα CDMA εφαρμόζοντας γραμμικούς αποσυσχετιστές στην αναφορά [20].

Οι παραπάνω αναφορές μελετούν κυρίως την απόδοση της ζεύξης με αρκετά περιορισμένα μήκη κώδικα και αριθμό χρηστών. Αυτό είναι απαραίτητο για να πάρουμε αναλυτικά αποτελέσματα της ελεγχόμενης απόδοσης για υψηλότερους πληθυσμούς χρηστών καθώς και για μακρύτερους κώδικες διεύρυνσης. Στην αναφορά [21] υπολογίζεται η χωρητικότητα του γραμμικού ανιχνευτή αποσυσχετίσης για το σχεδόν σύγχρονο CDMA. Επιπλέον, παρουσιάζεται η ομοιότητα εναντίον ενός προσαρμοσμένου δέκτη που απασχολεί το κριτήριο του ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE). Τα όρια της πιθανότητας των απωλειών ισχύος όταν χρησιμοποιείται ένας ανιχνευτής με καταναγκασμό του μηδενός παρουσιάζονται στην αναφορά [22]. Τα κέρδη της χωρητικότητας σε σχέση με τα συστήματα που βασίζονται στα συμβατικά προσαρμοσμένα φίλτρα φάνηκαν να είναι σημαντικά. Ένας γραμμικός εξουδετερωτής της παρεμβολής εφαρμόζεται στο μικροκυψελοειδές CDMA στην αναφορά [23] όπου οι χωρητικότητες της άνω ζεύξης εκτιμούνται για διαφορετικά σενάρια διάδοσης.

Επιπλέον οι ανιχνευτές πολλών χρηστών, ενός προηγμένου δέκτη CDMA χρησιμοποιώντας και ένα δέκτη RAKE θα είναι με συνδυασμό πολλών διαδρομών. Οι γραμμικοί δέκτες αποσυσχετίσης πολλών διαδρομών στα fading channels επιλεκτικής συχνότητας, που συζητούνται στο Κεφάλαιο 13, έχουν συγκριθεί με τον συμβατικό δέκτη RAKE στην αναφορά [24]. Το συμπέρασμα ήταν ότι οι αποσυσχετιστές μπορούν να αποφύγουν τα επίπεδα σφαλμάτων που συμβαίνουν στους απλούς δέκτες RAKE. Αυτοί οι όροι θα είναι επίσης ατελείς. Η απόδοση των τεχνικών συνδυασμού RAKE (επιλογή, ίσο κέρδος και μέγιστη αναλογία απόκλισης) παρουσία του τσιπ και των σφαλμάτων συγχρονισμού της φάσης αναφέρονται στην αναφορά [25]. Όπως ήταν αναμενόμενο, η **μέγιστη αναλογία συνδυαστή (MRC)** υπερέχει από άλλους combiners και έτσι αρκετά σημαντική χωρητικότητα φαίνεται να χάνεται εξαιτίας των σφαλμάτων συγχρονισμού και των fading. Οι μέθοδοι απόκλισης στην κατανομή Rayleigh έχουν επίσης εκτιμηθεί και συγκρίνονται στις αναφορές [26,27].

Ο υπολογισμός της χωρητικότητας των δικτύων CDMA και η σύγκριση των συστημάτων CDMA και TDMA (πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου) έχει γίνει ένα σημαντικό σημείο αντιπαράθεσης. Ένας από τους λόγους για μια τέτοια κατάσταση είναι η έλλειψη ενός συστηματικού, εύκολα ακολουθήσιμου μαθηματικού μοντέλου για αυτό τον υπολογισμό. Η κατάσταση περιπλέκεται από το γεγονός ότι πολλοί παράμετροι εμπλέκονται καθώς και μερικές από τις συνιστώσες του συστήματος είναι αρκετά πολύπλοκες καταλήγοντας έτσι σε ατελή λειτουργία. Η

ανάλυση ενός προηγμένου δικτύου CDMA θα έπρεπε γενικά να λάβει υπόψη όλα αυτά τα στοιχεία που περιλαμβάνουν τις ατέλειες τους και να ανταποκρίνεται με μια έκφραση για τη χωρητικότητα του συστήματος στον τύπο όπου μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην πράξη.

Στην αναφορά [29] παρουσιάστηκε ένα συστηματικό αναλυτικό μοντέλο για τον υπολογισμό της χωρητικότητας των δικτύων W-CDMA με μη γραμμική IC.

Σε αυτό το κεφάλαιο επεκτείνουμε το μοντέλο των δικτύων που απασχολεί τους γραμμικούς ανιχνευτές αποσυσχέτισης. Αυτή η προσέγγιση θα έπρεπε να παρέχει ένα σχετικά απλό τρόπο ώστε να προσδιορίζει ακριβώς την απαιτούμενη ποιότητα του εξουδετερωτή της MAI (αποσυσχετιστής) και του δέκτη RAKE σε ένα σύστημα CDMA, λαμβάνοντας υπόψη όλες τους τις ατέλειες.

Μια εύκαμπτη, αλλά πολύπλοκη διάταξη σήματος χρησιμοποιείται και μας επιτρέπει να μοντελοποιήσουμε όλα τα σύγχρονα ενδιαφέροντα standards του WCDMA. Για ένα τέτοιο σήμα πρώτα παίρνουμε (derive) μια πολύπλοκη δομή αποσυσχετιστή. Αυτή είναι η πρώτη φορά όπου ένας ολοκληρωμένος αποσυσχετιστής περιγράφεται για το σήμα CDMA με δυο ανεξάρτητα δεδομένα και δυο ανεξάρτητες ακολουθίες κώδικα. Αυτός ο τύπος σήματος χρησιμοποιείται σε όλα τα standards του CDMA. Στο επόμενο βήμα όλες οι ατέλειες στην λειτουργία ενός τέτοιου συστήματος μοντελοποιούνται και αναλύονται χρησιμοποιώντας το σχέδιο της λειτουργίας της ευαισθησίας του δικτύου. Αυτό παρέχει τις απαραίτητες πληροφορίες στο σχεδιαστή στο πόσο πολύ η θεωρητική υπόσχεση της ιδανικής απόδοσης θα διατηρηθεί σε μια πραγματική εφαρμογή. Η θεωρία είναι γενική και μερικά παραδείγματα πρακτικών εφαρμογών του καναλιού καθώς και οι παράμετροι του συστήματος χρησιμοποιούνται ως διευκρίνηση.

15.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Για να μπορούμε να υλοποιήσουμε τα υπάρχοντα standards, η μιγαδική περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος, από τον χρήστη $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ στο n -οστό σύμβολο διαστήματος $t \in [nT, (n+1)T]$, θα γραφτεί ως

$$s_k = A_k e^{j\phi_{k0}} S_k^{(n)}(t - \tau_k) \quad (15.1)$$

όπου A_k είναι το πλάτος του εκπεμπόμενου σήματος του χρήστη k , τ_k είναι η καθυστέρηση του σήματος, ϕ_{k0} είναι η φάση του φέροντος του εκπεμπόμενου σήματος και T είναι το διάστημα συμβόλου. Το $S_k^{(n)}(t)$ μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$S_k^{(n)}(t) = S_k^{(n)} = S_k = S_{ik} + jS_{qk} = d_{ik}c_{ik} + jd_{qk}c_{qk} \quad (15.2)$$

Σε αυτή την εξίσωση, τα d_{ik} και d_{qk} είναι 2 bit πληροφορίας στα κανάλια I και Q, αντίστοιχα, και παράγονται με το διάστημα του bit T . Τα c_{ik} και c_{qk} είναι οι κώδικες ψευδοθορύβου του k -οστού χρήστη στα κανάλια I και Q, αντίστοιχα, και παράγονται με το διάστημα του chip T_c και έχουν processing gain T/T_c . Οι εξισώσεις (15.1) και (15.2) είναι γενικοί και διαφορετικοί συνδυασμοί των παραμέτρων του σήματος και καλύπτουν τις περισσότερες διατάξεις του σήματος πρακτικού ενδιαφέροντος. Για παράδειγμα, στον τρόπο WCDMA/FDD η διάταξη του σήματος άνω ζεύξης μπορεί να εκφραστεί ως

$$(c_d d_d + j c_c d_c) c_s c_{sl} \quad (15.3)$$

όπου c_d και c_c είναι οι κώδικες των καναλιών δεδομένων και ελέγχου, d_d και d_c είναι τα bit πληροφορίας των καναλιών δεδομένων και ελέγχου και c_s και c_{sl} είναι οι κώδικες ανακατέματος και μεγάλου ανακατέματος (προαιρετικός) για τον χρήστη k . Η εξίσωση (15.3) μπορεί να γραφτεί στον τύπο της εξίσωσης (15.2) με την ακόλουθη σχεδίαση :

$$\begin{aligned} c_{ik} &= c_d c_s c_{sl} \\ c_{qk} &= c_c c_s c_{sl} \\ d_{ik} &= d_d \\ d_{qk} &= d_c \end{aligned} \quad (15.4)$$

Η εξίσωση (15.3) ίσως τροποποιηθεί περισσότερο περιλαμβάνοντας πολύπλοκους κώδικες ανακατέματος.

Το μοντέλο της κρουστικής απόκρισης καναλιού αποτελείται από διακριτές συνιστώσες πολλών διαδρομών και αναπαριστάται ως

$$\begin{aligned} h_k^{(n)}(t) &= \sum_{l=1}^L h_{kl}^{(n)} \delta(t - \tau_{kl}^{(n)}) = \sum_{l=1}^L H_{kl}^{(n)} e^{j\phi_{kl}} \delta(t - \tau_{kl}^{(n)}) \\ h_{kl}^{(n)} &= H_{kl}^{(n)} e^{j\phi_{kl}} \end{aligned} \quad (15.6)$$

όπου L είναι ο αριθμός των συνιστωσών πολλών διαδρομών του καναλιού, $h_{kl}^{(n)}$ και $\tau_{kl}^{(n)}$ ανήκει στο $[0, T_m]$ είναι ο μιγαδικός συντελεστής (κέρδους) και η καθυστέρηση, αντίστοιχα, της l -οστής διαδρομής του χρήστη k σε διάστημα συμβόλου με δείκτη n και $\delta(t)$ είναι η συνάρτηση δέλτα του Dirac. Υποθέτουμε ότι T_m είναι η χρονική διασπορά του καναλιού. Σε ότι ακολουθεί, οι δείκτες n θα πέσουν οπότε αυτό δεν παράγει κανένα σωστό αποτέλεσμα. Υποτίθεται επίσης ότι $T_m < T$ και μια ένδειξη για τις απαραίτητες τροποποιήσεις στην περίπτωση που $T_m > T$ παρέχεται όποτε χρειάζεται. Το συνολικό λαμβανόμενο σήμα κατά τη διάρκεια των διαστημάτων συμβόλων N_b μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$r(t) = \text{Re} \left\{ e^{j\omega_0 t} \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_k \sum_l a_{kl} S_k^{(n)}(t - nT - \tau_k - \tau_{kl}) \right\} + \text{Re}\{z(t)e^{j\omega_0 t}\} \quad (15.7)$$

όπου

$$a_{kl} = A_k H_{kl}^{(n)} e^{j\phi_{kl}} = A_{kl} e^{j\phi_{kl}}, \quad A_k H_{kl}^{(n)} = A_{kl}, \quad \Phi_{kl} = \phi_0 - \phi_{z0} - \phi_{kl}, \quad \phi_0 \text{ είναι}$$

η αποδιαμόρφωση του σφάλματος της φάσης, $z(t)$ είναι μια πολύπλοκη διαδικασία προσθετικού λευκού γκαουσιανού θορύβου με μέση τιμή μηδέν και με δίπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος σ^2 και ω_0 είναι η γωνιακή συχνότητα του φέροντος. Σε ότι ακολουθεί, θα βγάλουμε τον όρο του θορύβου για απλούστερο λόγο και θα εστιάσουμε μόνο στην κατάλληλη αναπαράσταση της MAI. Για μια σωστή αναπαράσταση του συνολικού σήματος, ο όρος του θορύβου θα παρουσιαστεί ξανά στην εξίσωση (15.35). Για να είμαστε ικανοί να μοντελοποιήσουμε τις ατέλειες του

συστήματος, οι συνιστώσες του σήματος I και Q θα έπρεπε να αναπαρασταθούν χωριστά ως μια σαφής συνάρτηση όλων των παραμέτρων όπου εκτιμούνται στο δέκτη και επειδή αυτές οι εκτιμήσεις είναι ατελείς ίσως περιλαμβάνουν κάποια σφάλματα. Το πολύπλοκο προσαρμοσμένο φίλτρο του χρήστη k θα δημιουργήσει δύο συναρτήσεις συσχέτισης για κάθε διαδρομή και παραλείποντας τους όρους του θορύβου αυτά τα σήματα μπορούν να αναπαρασταθούν ως

$$y_{ikl}^{(n)} = \int_{nT+\tau_k+\tau_{kl}}^{(n+1)T+\tau_k+\tau_{kl}} r(t) c_{ik}(t - nT - \tau_k + \tau_{kl}) \cos(\omega_0 t + \tilde{\Phi}_{kl}) dt = \sum_{k'} \sum_{l'} y_{ikl}(k'l') \quad (15.8)$$

όπου $\tilde{\Phi}_{k,l}$ είναι η εκτίμηση του $\Phi_{k,l}$ και

$$\begin{aligned} y_{ikl}(k'l') &= y_{iikl}(k'l') + y_{iqkl}(k'l') \\ &= A_{k'l'} [d_{ik'} \rho_{ik'l',ikl} \cos \varepsilon_{k'l',kl} + d_{qk'} \rho_{qk'l',ikl} \sin \varepsilon_{k'l',kl}] \end{aligned} \quad (15.9)$$

και

$$\begin{aligned} y_{qkl}^{(n)} &= \int_{nT+\tau_k+\tau_{kl}}^{(n+1)T+\tau_k+\tau_{kl}} r(t) c_{qk}(t - nT - \tau_k + \tau_{kl}) \sin(\omega_0 t + \tilde{\Phi}_{kl}) dt \\ &= \sum_{k'} \sum_{l'} y_{qkl}(k'l') \\ y_{qkl}(k'l') &= y_{qqkl}(k'l') + y_{qikl}(k'l') \\ &= A_{k'l'} [d_{qk'} \rho_{qk'l',qkl} \cos \varepsilon_{k'l',kl} - d_{ik'} \rho_{ik'l',qkl} \sin \varepsilon_{k'l',kl}] \end{aligned} \quad (15.11)$$

με $\rho_{x,y}$ να είναι οι συναρτήσεις cross-correlation ανάμεσα στον αντίστοιχο κώδικα των συνισταμένων x και y . Ένας κλιμακωτός συντελεστής $1/2$ παραλείπεται στις παραπάνω εξισώσεις για απλούστευση. Βασικά παραλείποντας αυτόν τον συντελεστή και για το σήμα αλλά και για το θόρυβο, ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) όπου προσδιορίζει την απόδοση του συστήματος δεν θα αλλάξει. Κάθε μια από αυτές τις συνιστώσες χαρακτηρίζεται με 3 δείκτες (i ή q , χρήστης και διαδρομή). Η παράμετρος $\varepsilon_{a,b} = \Phi_a - \tilde{\Phi}_b$ όπου a και b χαρακτηρίζονται με 2 δείκτες (χρήστης και διαδρομή). Επιτρέπουμε τα διανύσματα των L στοιχείων $\mathfrak{Z}^L(\cdot)$ των δειγμάτων εξόδου των προσαρμοσμένων φίλτρων για το n -οστό διάστημα συμβόλου να χαρακτηρίζονται ως

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{ik}^{(n)} &= \mathfrak{Z}^L(\mathbf{y}_{ikl}^{(n)}) = (y_{ik1}^{(n)}, y_{ik2}^{(n)}, \dots, y_{ikL}^{(n)})^T \in \mathbb{C}^L \\ \mathbf{y}_{qk}^{(n)} &= \mathfrak{Z}^L(\mathbf{y}_{qkl}^{(n)}) = (y_{qk1}^{(n)}, y_{qk2}^{(n)}, \dots, y_{qkL}^{(n)})^T \in \mathbb{C}^L \\ \mathbf{y}_k^{(n)} &= \mathbf{y}_{ik}^{(n)} + j\mathbf{y}_{qk}^{(n)} \\ \mathbf{y}^{(n)} &= \mathfrak{Z}^K(\mathbf{y}_k^{T(n)}) \in \mathbb{C}^{KL} \\ \mathbf{y} &= \mathfrak{Z}^{N_b}(\mathbf{y}^{T(n)}) \in \mathbb{C}^{N_b KL} \end{aligned} \quad (15.16)$$

Επιτρέπουμε γενικά

$$\mathbf{R}^{(n)}(i) \in (-1, 1]^{KL \times KL}$$

να είναι ένας πίνακας cross-correlation με την ακόλουθη διαίρεση :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{(n)}(i) &= \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{1,1}^{(n)}(i) & \mathbf{R}_{1,2}^{(n)}(i) & \cdots & \mathbf{R}_{1,K}^{(n)}(i) \\ \mathbf{R}_{2,1}^{(n)}(i) & \mathbf{R}_{2,2}^{(n)}(i) & \cdots & \mathbf{R}_{2,K}^{(n)}(i) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{K,1}^{(n)}(i) & \mathbf{R}_{K,2}^{(n)}(i) & \cdots & \mathbf{R}_{K,K}^{(n)}(i) \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{KL \times KL} \\ &= \mathfrak{SS}^K(\mathbf{R}_{j,k}^{(n)}(i)) \end{aligned} \quad (15.17)$$

Για την τελική αναπαράσταση του πολύπλοκου σήματος εξόδου του προσαρμοσμένου φίλτρου, που δίνεται από τις εξισώσεις (15.49) και (15.50), θα προσδιορίσουμε τώρα 4 ειδικούς πίνακες του τύπου που δίνεται από την εξίσωση (15.17) με την ακόλουθη σημείωση:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{ii(n)}(i) &= \mathfrak{SS}^K(\mathbf{R}_{k,k'}^{ii(n)}(i)) \\ \mathbf{R}^{qi(n)}(i) &= \mathfrak{SS}^K(\mathbf{R}_{k,k'}^{qi(n)}(i)) \\ \mathbf{R}^{iq(n)}(i) &= \mathfrak{SS}^K(\mathbf{R}_{k,k'}^{iq(n)}(i)) \\ \mathbf{R}^{qq(n)}(i) &= \mathfrak{SS}^K(\mathbf{R}_{k,k'}^{qq(n)}(i)) \end{aligned} \quad (15.21)$$

όπου οι πίνακες

$$\mathbf{R}_{k,k'}^{ab(n)}(i) \in \mathbb{R}^{L \times L}, \forall k, k' \in \{1, 2, \dots, K\}$$

στις εξισώσεις (15.18) έως (15.21) έχουν στοιχεία

$$(\mathbf{R}_{k,k'}^{ii(n)}(i))_{l,l'} = \cos \varepsilon_{k'l,kl} \times \int_{-\infty}^{\infty} c_{ik}^{(n)}(t - \tau_k - \tau_{kl}) c_{ik'}^{(n-i)}(t + iT - \tau_{k'} - \tau_{k'l'}) dt \quad (15.22)$$

$$(\mathbf{R}_{k,k'}^{qi(n)}(i))_{l,l'} = \sin \varepsilon_{k'l,kl} \times \int_{-\infty}^{\infty} c_{qk}^{(n)}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) c_{ik'}^{(n-i)}(t + iT - \tau_{k'} - \tau_{k'l'}) dt \quad (15.23)$$

$$(\mathbf{R}_{k,k'}^{iq(n)}(i))_{l,l'} = -\sin \varepsilon_{k'l,kl} \times \int_{-\infty}^{\infty} c_{ik}^{(n)}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) c_{qk'}^{(n-i)}(t + iT - \tau_{k'} - \tau_{k'l'}) dt \quad (15.24)$$

$$(\mathbf{R}_{k,k'}^{qq(n)}(i))_{l,l'} = \cos \varepsilon_{k'l,kl} \times \int_{-\infty}^{\infty} c_{qk}^{(n)}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) c_{qk'}^{(n-i)}(t + iT - \tau_{k'} - \tau_{k'l'}) dt \quad (15.25)$$

$\forall l, l' \in \{1, 2, \dots, L\}$

Για να απλοποιήσουμε τη σημείωση, παρουσιάζουμε την εξίσωση (15.22) ως

$$R = \rho \cos \varepsilon \text{ και την εκτίμηση της ως } \hat{R} = \hat{\rho} \cos \hat{\varepsilon} \quad (15.26).$$

Γενικά, η εκτιμημένη διαφορά φάσης $\hat{\varepsilon}$ ανάμεσα στους 2 χρήστες (π.χ. χρήστες με δείκτη $k = 1$ και $k = 2$) μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\hat{\varepsilon} = \phi_1 - \Delta\phi_1 - \phi_2 - \Delta\phi_2 = \varepsilon + \Delta\varepsilon \quad (15.27)$$

όπου $\varepsilon = \phi_1 - \phi_2$ και $\Delta\varepsilon = -(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2)$.

Τα δείγματα του θορύβου στην έξοδο των προσαρμοσμένων φίλτρων για διαφορετικούς χρήστες είναι ασυσχέτιστα.

Έτσι, εάν το $\Delta\varphi$ είναι μια διαδικασία με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση σ_φ^2 , τότε $\Delta\varepsilon$ είναι μια διαδικασία με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση $2\sigma_\varphi^2$. Η εκτιμημένη συνάρτηση συσχέτισης μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\hat{\rho} = \rho + \Delta\rho \approx \rho + \rho' \varepsilon_t = \rho \left(1 + \frac{\rho' \varepsilon_t}{\rho} \right) = \rho(1 + s_\rho) \quad (15.28)$$

όπου ρ' είναι η κλίση της συνάρτησης ρ στο σημείο της εκτίμησης λάθους μηδενικής καθυστέρησης και

$$\varepsilon_\tau = \Delta\tau_1 - \Delta\tau_2 \quad (15.29)$$

είναι η διαφορά ανάμεσα στις δυο καθυστερήσεις εκτίμησης σφαλμάτων. Για μια δοσμένη τάξη και μήκος κώδικα, το ρ' είναι μια παράμετρος [30]. Εάν το $\Delta\tau$ είναι μια μεταβλητή με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση σ_τ^2 , τότε ε_τ είναι μια μεταβλητή με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση $2\sigma_\tau^2$. Ο δεύτερος όρος της εξίσωσης (15.26) μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\begin{aligned} \cos \hat{\varepsilon} &= \cos(\varepsilon + \Delta\varepsilon) = \cos \varepsilon \cos \Delta\varepsilon - \sin \varepsilon \sin \Delta\varepsilon \\ &= (1 - \Delta\varepsilon^2/2) \cos \varepsilon - \Delta\varepsilon \sin \varepsilon \\ &= (1 + s_\varepsilon) \cos \varepsilon \end{aligned} \quad (15.30)$$

όπου

$$s_\varepsilon = -(\Delta\varepsilon^2/2 + \Delta\varepsilon \cdot \tan \varepsilon) \quad (15.31)$$

Τώρα, η εξίσωση (15.26) γίνεται

$$\hat{R} = R + \Delta R \quad (15.32)$$

όπου

$$\begin{aligned} R &= \rho \cos \varepsilon \\ \Delta R &= \rho \cos \varepsilon (s_\varepsilon + s_\rho + s_\varepsilon s_\rho) \end{aligned} \quad (15.33)$$

Όποτε $k' \neq k$, η μέση τιμή της cross-correlation $\bar{\rho} = 0$ και η παράμετρος ΔR μπορεί να θεωρηθεί ως μια πρόσθετη συνιστώσα θορύβου με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση

$$\sigma_{\Delta R}^2 = \rho^2 [(1 + 2\sigma_\varphi^2 \sigma_\tau^2 / \rho^2)(3\sigma_\varepsilon^4 + 2\sigma_\rho^2) + 2\sigma_\varphi^2 \sigma_\tau^2 / \rho^2] \quad (15.34)$$

Παρόμοιες εκφράσεις μπορούν να διαιρεθούν για την εκτίμηση των εξισώσεων (15.23) έως (15.25).

Στην περίπτωση που η χρονική διασπορά πολλών διαδρομών παράγει αρκετή αλληλοπαρεμβολή των συμβόλων (ISI), το συνολικό λαμβανόμενο σήμα θα έπρεπε να τροποποιηθεί περισσότερο. Όταν η χρονική διασπορά είναι περιορισμένη σε λιγότερο από ένα διάστημα συμβόλου, τότε για ένα ασύγχρονο δίκτυο το διάνυσμα της εξίσωσης (15.15) μπορεί να εκφραστεί ως [4]

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(n)}(\mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{A}, \mathbf{d}) = & \mathbf{R}^{(n)}(2)\mathbf{H}^{(n-2)}\mathbf{A}\mathbf{d}^{(n-2)} + \mathbf{R}^{(n)}(1)\mathbf{H}^{(n-1)}\mathbf{A}\mathbf{d}^{(n-1)} \\ & + \mathbf{R}^{(n)}(0)\mathbf{H}^{(n)}\mathbf{A}\mathbf{d}^{(n)} + \mathbf{R}^{(n)}(-1)\mathbf{H}^{(n+1)}\mathbf{A}\mathbf{d}^{(n+1)} \\ & + \mathbf{R}^{(n)}(-2)\mathbf{H}^{(n+2)}\mathbf{A}\mathbf{d}^{(n+2)} + \mathbf{n}^{(n)} \end{aligned} \quad (15.35)$$

όπου

$$\mathbf{A} = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K) \in \mathbb{R}^{K \times K} \quad (15.36)$$

είναι ένας διαγώνιος πίνακας των πλατών εκπομπής,

$$\mathbf{H}^{(n)} = \text{diag}(\mathbf{H}_1^{(n)}, \mathbf{H}_2^{(n)}, \dots, \mathbf{H}_K^{(n)}) \in \mathbb{C}^{KL \times K} \quad (15.37)$$

είναι ο πίνακας των διανυσμάτων των συντελεστών του καναλιού

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_k^{(n)} = & (\mathbf{H}_{k,1}^{(n)}, \mathbf{H}_{k,2}^{(n)}, \dots, \mathbf{H}_{k,L}^{(n)})^T \in \mathbb{C}^L \\ \mathbf{d}^{(n)} = & (d_1^{(n)}, d_2^{(n)}, \dots, d_K^{(n)})^T \in \mathbb{R}^K \end{aligned} \quad (15.39)$$

είναι το διάνυσμα των δεδομένων εκπομπής και $\mathbf{n}^{(n)} \in \mathbb{C}^{KL}$ είναι το διάνυσμα εξόδου που οφείλεται στο θόρυβο. Αυτή η συνιστώσα οφείλεται στην επεξεργασία του δεύτερου όρου της εξίσωσης (15.7) όπου παραλήφθηκε για απλούστευση στην διαίρεση των εξισώσεων (15.8) έως (15.34). Είναι εύκολο να δείξουμε ότι $\mathbf{R}^{(n)}(i) = \mathbf{0}_{KL}, \forall |i| > 2$ και $\mathbf{R}^{(n)}(-i) = \mathbf{R}^{T(n+1)}(i)$, όπου $\mathbf{0}_{KL}$ είναι ένας πίνακας με όλα μηδενικά μεγέθους $KL \times KL$. Με αυτό τον τρόπο, η αλληλουχία του διανύσματος των εξόδων των προσαρμοσμένων φίλτρων (15.16) έχει την έκφραση

$$\mathbf{y}(\mathbf{R}, \mathbf{H}, \mathbf{A}, \mathbf{d}) = \mathbf{R}\mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n} = \mathbf{R}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (15.40)$$

όπου

$$\begin{aligned} \mathbf{R} = & \begin{pmatrix} \mathbf{R}^{(0)}(0) & \mathbf{R}^{T(1)}(1) & \mathbf{R}^{T(2)}(2) & \dots & \mathbf{0}_{KL} \\ \mathbf{R}^{(1)}(1) & \mathbf{R}^{(1)}(0) & \mathbf{R}^{T(2)}(1) & \dots & \mathbf{0}_{KL} \\ \mathbf{R}^{(2)}(2) & \mathbf{R}^{(2)}(1) & \mathbf{R}^{(2)}(0) & \dots & \mathbf{0}_{KL} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{KL} & \mathbf{0}_{KL} & \mathbf{0}_{KL} & \dots & \mathbf{R}^{(N_b-1)}(0) \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{N_b KL \times N_b KL} \\ \mathbf{H} = & \text{diag}(\mathbf{H}^{(0)}, \mathbf{H}^{(1)}, \dots, \mathbf{H}^{(N_b-1)}) \in \mathbb{C}^{N_b KL \times N_b K} \\ \mathbf{A} = & \text{diag}(\mathbf{A}, \mathbf{A}, \dots, \mathbf{A}) \in \mathbb{R}^{N_b K \times N_b K} \\ \mathbf{d} = & (\mathbf{d}^{T(0)}, \mathbf{d}^{T(1)}, \dots, \mathbf{d}^{T(N_b-1)})^T \in \mathbb{R}^{N_b K} \end{aligned} \quad (15.44)$$

$\mathbf{h} = \mathbf{A}\mathbf{d}$ είναι το διανυσματικό γινόμενο δεδομένων - πλάτους και \mathbf{n} είναι ο γκαουσιανός θόρυβος του διανύσματος εξόδου με μέση τιμή μηδέν και πίνακα διακύμανσης $\sigma^2 \mathbf{R}$. Εάν προσδιορίσουμε

$$\begin{aligned}
y_{ii} &= y(R^{ii}, H, A, \mathbf{d}_i) \\
y_{qi} &= y(R^{qi}, H, A, \mathbf{d}_q) \\
y_{iq} &= y(R^{iq}, H, A, \mathbf{d}_i) \\
y_{qq} &= y(R^{qq}, H, A, \mathbf{d}_q)
\end{aligned} \tag{15.48}$$

τότε θα έχουμε

$$\begin{aligned}
y_i &= y_{ii} + y_{qi} \\
y_q &= y_{iq} + y_{qq}
\end{aligned} \tag{15.50}$$

Σαν επακόλουθο στη βάση αυτών των εξισώσεων, αναλύεται μια πολύπλοκη δομή δέκτη αποσυσχετίσης.

15.2.1 ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΣ ΑΠΟΣΥΣΧΕΤΙΣΤΗΣ

Ως σημείο έναρξης, αναπαριστούμε τις εξισώσεις (15.49) και (15.50) ως

$$\begin{aligned}
y_i &= y_{ii} + y_{qi} = \mathfrak{R}^{ii} \mathbf{d}_i + \mathfrak{R}^{qi} \mathbf{d}_q + \mathbf{n}_i \\
y_q &= y_{iq} + y_{qq} = \mathfrak{R}^{iq} \mathbf{d}_i + \mathfrak{R}^{qq} \mathbf{d}_q + \mathbf{n}_q
\end{aligned} \tag{15.52}$$

όπου

$$\mathfrak{R} = RHA \tag{15.53}$$

και επιπλέον χρησιμοποιούμε ένα πρόσθετο βήμα για να παράγουμε

$$\begin{aligned}
\mathfrak{R}^{ii-1} y_i &= \mathbf{d}_i + \mathfrak{R}^{ii-1} \mathfrak{R}^{qi} \mathbf{d}_q + \mathfrak{R}^{ii-1} \mathbf{n}_i \\
\mathfrak{R}^{iq-1} y_q &= \mathbf{d}_i + \mathfrak{R}^{iq-1} \mathfrak{R}^{qq} \mathbf{d}_q + \mathfrak{R}^{iq-1} \mathbf{n}_q \\
\mathfrak{R}^{qi-1} y_i &= \mathfrak{R}^{qi-1} \mathfrak{R}^{ii} \mathbf{d}_i + \mathbf{d}_q + \mathfrak{R}^{qi-1} \mathbf{n}_i \\
\mathfrak{R}^{qq-1} y_q &= \mathfrak{R}^{qq-1} \mathfrak{R}^{iq} \mathbf{d}_i + \mathbf{d}_q + \mathfrak{R}^{qq-1} \mathbf{n}_q
\end{aligned} \tag{15.54}$$

Από το τελευταίο σετ των εξισώσεων μπορούμε να δείξουμε ότι τα εκτιμημένα δεδομένα θα έπρεπε να προσδιορίζονται ως

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{d}} &= \hat{\mathbf{d}}_i + j \hat{\mathbf{d}}_q \\
\hat{\mathbf{d}}_q &= \text{sgn}\{\mathbf{D}_{qi} \mathbf{y}_i + \mathbf{D}_{qq} \mathbf{y}_q\} \\
\mathbf{D}_{qi} &= \{\mathfrak{R}^{qi-1} \mathfrak{R}^{ii} - \mathfrak{R}^{qq-1} \mathfrak{R}^{iq}\}^{-1} \mathfrak{R}^{qi-1} \\
\mathbf{D}_{qq} &= -\{\mathfrak{R}^{qi-1} \mathfrak{R}^{ii} - \mathfrak{R}^{qq-1} \mathfrak{R}^{iq}\}^{-1} \mathfrak{R}^{qq-1}
\end{aligned} \tag{15.55}$$

και παρόμοια

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{d}}_i &= \text{sgn}\{\mathbf{D}_{ii} \mathbf{y}_i + \mathbf{D}_{iq} \mathbf{y}_q\} \\
\mathbf{D}_{ii} &= \{\mathfrak{R}^{ii-1} \mathfrak{R}^{qi} - \mathfrak{R}^{iq-1} \mathfrak{R}^{qq}\}^{-1} \mathfrak{R}^{ii-1} \\
\mathbf{D}_{iq} &= \{\mathfrak{R}^{ii-1} \mathfrak{R}^{qi} - \mathfrak{R}^{iq-1} \mathfrak{R}^{qq}\}^{-1} \mathfrak{R}^{ii-1}
\end{aligned} \tag{15.56}$$

Έχοντας στο μυαλό μας ότι όλα τα σύγχρονα standards του WCDMA βασίζονται στο να χρησιμοποιούν πολύπλοκες διατάξεις σήματος, μια μελλοντική έρευνα στο πεδίο των ανιχνευτών πολλών χρηστών θα έπρεπε να εστιαστεί στις δομές που προσδιορίστηκαν παραπάνω.

15.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣ

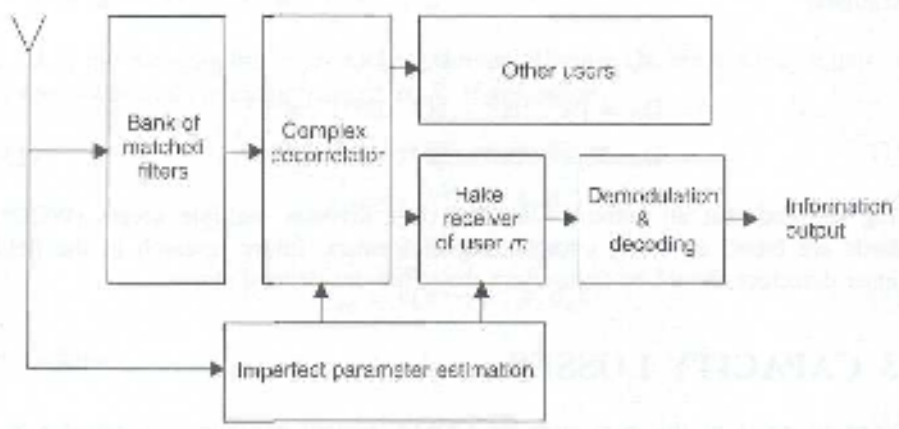
Το σημείο έναρξης στον υπολογισμό της χωρητικότητας του συστήματος CDMA είναι η παράμετρος $Y_{bm} = E_{bm} / N_0$, η ενέργεια του λαμβανόμενου σήματος ανά σύμβολο ανά τη συνολική πυκνότητα του θορύβου σε ένα δοσμένο δέκτη αναφοράς με δείκτη m . Για το σκοπό αυτής της ανάλυσης, μπορούμε να αναπαραστήσουμε αυτή την παράμετρο στη γενική περίπτωση ως

$$Y_{bm} = \frac{E_{bm}}{N_0} = \frac{ST}{I_{oc} + I_{oic} + I_{oin} + \eta_{th}} \quad (15.57)$$

όπου I_{oc} , I_{oic} και I_{oin} είναι οι πυκνότητες ισχύος του intracell (στο ίδιο το cell), intercell (σε διαφορετικό cell) και παρεμβολές άλλων δικτύων, αντίστοιχα, ενώ η_{th} είναι η πυκνότητα ισχύος του θερμικού θορύβου. Η παράμετρος S είναι η συνολική λαμβανόμενη ισχύς του χρήσιμου σήματος ενώ $T = 1 / R_b$ είναι το διάστημα του bit πληροφορίας. Για να ελαχιστοποιήσουμε την επανάληψη στην ανάλυσή μας, θα παραμετροποιήσουμε αυτή τη συνεισφορά εισάγοντας

$$\eta_0 = I_{oic} + I_{oin} + \eta_{th} \quad (15.58)$$

και εστιάζουμε στην ανάλυση της παρεμβολής του intracell (που είναι και η πιο σημαντική), I_{oc} , σε ένα δίκτυο CDMA που βασίζεται στους προηγμένους δέκτες χρησιμοποιώντας τον ατελή RAKE και στην εξουδετέρωση της MAI που βασίζεται σε ένα ατελή αποσυσχετιστή. Μια επέκταση της ανάλυσης να συμπεριλάβουμε και το intercell και τις παρεμβολές άλλων δικτύων είναι προφανές. Ένα γενικό μπλοκ διάγραμμα του δέκτη φαίνεται στο σχήμα 15.1.



Σχήμα 15.1 Γενικό μπλοκ διάγραμμα του δέκτη.

Εάν για το χρήστη m χρησιμοποιούνται ένας δέκτης RAKE finger L_0 ($L_0 \leq L$) με συντελεστές συνδυαστή ω_{mr} ($r = 1, 2, \dots, L_0$) και ένας ατελής αποσυσχετιστής, ο SNR θα γίνει

$$Y_{bm} = \frac{r_m^{(L_0)}}{\zeta_0 \eta R_b / S} \quad (15.59)$$

όπου το

$$\zeta_0 = \sum_{r=1}^{L_0} \omega_{mr}^2 = \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^T; \mathbf{w}_m = (\omega_{m1}, \omega_{m2}, \dots, \omega_{mL_0}) \quad (15.60)$$

οφείλεται στην επεξεργασία του γκαουσιανού θορύβου στο δέκτη RAKE και έτσι η πυκνότητα του θορύβου n_0 , μετά την αποσυσχέτιση, γίνεται n . Η σχέση μεταξύ αυτών των δύο παραμέτρων επεξεργάζεται αργότερα στις εξισώσεις (15.74) έως (15.77). Η παράμετρος $r_m^{(L_0)}$ στην εξίσωση (15.59) καλείται **απόδοση του δέκτη RAKE** και δίνεται από την

$$r_m^{(L_0)} = \left(\sum_{r=1}^{L_0} \omega_{mr} \cos \varepsilon_{\theta mnr} \sqrt{\alpha_{mr}} \right)^2 = (\omega_m \cdot \alpha_{mm\sqrt{\cdot}})^2 \quad (15.61)$$

με $\alpha_{mm\sqrt{\cdot}} = (\cos \varepsilon_{\theta m1} \sqrt{\alpha_{m1}}, \cos \varepsilon_{\theta m2} \sqrt{\alpha_{m2}}, \dots)^T$. Η παράμετρος $\varepsilon_{\theta mnr} = \theta_{mnr} - \hat{\theta}_{mnr}$ είναι το σφάλμα συγχρονισμού της φάσης του φέροντος στο δέκτη m για το σήμα του χρήστη m στη διαδρομή r . Θα απαλείψουμε το δείκτη m_{kl} όποτε δεν καταλήγει σε καμιά σωστή ένδειξη. Σαν επακόλουθο θα χρησιμοποιήσουμε την ακόλουθη σημείωση: $\alpha_{kl} = A_{kl}^2 / 2$, \hat{A}_{mkl} είναι η εκτίμηση του A_{kl} από τον δέκτη m ,

$$\varepsilon_a = \Delta A_{mkl} / A_{kl} = (A_{kl} - \hat{A}_{mkl}) / A_{kl}$$

είναι η εκτίμηση σφάλματος του σχετικού πλάτους και ε_θ είναι η εκτίμηση σφάλματος της φάσης του φέροντος.

Για το ίσο κέρδος συνδυαστή (EGC), οι συντελεστές του συνδυαστή δίνονται ως $\omega_{mr} = 1$. Έχοντας στο μυαλό μας τη σημείωση που χρησιμοποιείται τόσο πολύ, θα απαλείψουμε τον δείκτη m σαν επακόλουθο για απλούστευση. Για τη μέγιστη αναλογία συνδυαστή (MRC), οι συντελεστές του συνδυαστή βασίζονται στις εκτιμήσεις ως

$$\begin{aligned} \hat{w}_r &= \frac{\cos \varepsilon_{\theta r}}{\cos \varepsilon_{\theta 1}} \cdot \frac{\hat{A}_r}{\hat{A}_1} \cong \frac{(1 - \varepsilon_{\theta r}^2 / 2)}{(1 - \varepsilon_{\theta 1}^2 / 2)} \cdot \frac{A_r (1 - \varepsilon_{ar})}{A_1 (1 - \varepsilon_{a1})} \\ E\{\hat{w}_r\} &= w_r (1 - \sigma_{\theta r}^2) (1 + \sigma_{\theta 1}^2) (1 - \varepsilon_{ar}) (1 + \varepsilon_{a1}) \\ E\{\hat{w}_r^2\} &= w_r^2 (1 - 2\sigma_{\theta r}^2 + 3\sigma_{\theta r}^4) (1 + 2\sigma_{\theta 1}^2 - 3\sigma_{\theta 1}^4) (1 - \varepsilon_{ar})^2 (1 + \varepsilon_{a1})^2 \end{aligned} \quad (15.64)$$

Χρησιμοποιώντας τη σημείωση $A_r / A_1 = \sqrt{\alpha_r / \alpha_1}$, που αναλογεί στην εξίσωση (15.61) δίνει για το EGC

$$\begin{aligned}
E\{r^{(r)}\} &= E \left[\left(\sum_{r=1}^{L_0} \cos \varepsilon_{\theta_r} \sqrt{\alpha_r} \right)^2 \right] \cong E \left[\left(\sum_{r=1}^{L_0} (1 - \varepsilon_{\theta_r}^2 / 2) \sqrt{\alpha_r} \right)^2 \right] \\
&= \sum_r \sum_{\substack{i \\ i \neq r}} (1 - \varepsilon_{\theta_r}^2)(1 - \varepsilon_{\theta_i}^2) \sqrt{\alpha_r \alpha_i} + \sum_r \alpha_r (1 - 2\varepsilon_{\theta_r}^2 + 3\varepsilon_{\theta_r}^4)
\end{aligned} \tag{15.65}$$

Για το MRC η ίδια σχέση γίνεται

$$\begin{aligned}
E\{r^{(r, \hat{\omega})}\} &= E \left[\left(\sum_{r=1}^{L_0} \hat{\omega}_r \cos \varepsilon_{\theta_r} \sqrt{\alpha_r} \right)^2 \right] \cong E \left[\left(\sum_{r=1}^{L_0} \frac{\alpha_r}{\sqrt{\alpha_1}} \frac{(1 - \varepsilon_{\theta_r}^2 / 2)^2 (1 - \varepsilon_{\theta_r})}{(1 - \varepsilon_{\theta_1}^2 / 2) (1 - \varepsilon_{\theta_1})} \right)^2 \right] \\
&= E \left[\sum_{r=1}^{L_0} \frac{\alpha_r^2}{\alpha_1} \frac{(1 - \varepsilon_{\theta_r}^2 / 2)^4 (1 - \varepsilon_{\theta_r})^2}{(1 - \varepsilon_{\theta_1}^2 / 2)^2 (1 - \varepsilon_{\theta_1})^2} \right] + \sum_r \sum_{\substack{i \\ i \neq r}} \frac{\alpha_r \alpha_i}{\alpha_1} (1 - 2\varepsilon_{\theta_r}^2 + 3\varepsilon_{\theta_r}^4) \\
&\quad \times (1 - 2\varepsilon_{\theta_i}^2 + 3\varepsilon_{\theta_i}^4) (1 + 2\varepsilon_{\theta_r}^2 - 3\varepsilon_{\theta_i}^2) (1 - \varepsilon_{\theta_r}) (1 - \varepsilon_{\theta_i}) (1 + \varepsilon_{\theta_1})^2
\end{aligned} \tag{15.66}$$

Θα έπρεπε να προσέξουμε ότι ακόμα και όταν $\hat{\omega}_1 = 1$, η αξία του πρώτου όρου στο παραπάνω άθροισμα είναι $\cos \varepsilon_{\theta_1} \sqrt{\alpha_1}$, το οποίο λαμβάνει υπόψη το σφάλμα στην εκτίμηση της φάσης για τον πρώτο finger. Για να αποφύγουμε να αντιμετωπίσουμε τους τέταρτους όρους ισχύος του τύπου $(1 - \varepsilon_{\theta_r}^2 / 2)^4$ στον υπολογισμό του πρώτου όρου στην εξίσωση (15.66) χρησιμοποιούμε όρια. Για το ανώτατο όριο έχουμε

$$\varepsilon_{\theta_i}^4 \Rightarrow \varepsilon_{\theta_1}^4 \tag{15.67}$$

Χρησιμοποιώντας αυτό έχουμε

$$\frac{(1 - \varepsilon_{\theta_r}^2 / 2)^4}{(1 - \varepsilon_{\theta_r}^2 / 2)^2} \Rightarrow (1 - \varepsilon_{\theta_1}^2 / 2)^2 \tag{15.68}$$

και ο πρώτος όρος γίνεται [31]

$$\sum_{r=1}^{L_0} \frac{\alpha_r^2}{\alpha_1} (1 - 2\varepsilon_{\theta_1}^2 + 3\varepsilon_{\theta_1}^4) \frac{(1 - \varepsilon_{\theta_r})^2}{(1 - \varepsilon_{\theta_1})^2} \tag{15.69}$$

Για το χαμηλότερο όριο χρησιμοποιούμε

$$\varepsilon_{\theta_1}^2 \Rightarrow \varepsilon_{\theta_r}^2 \tag{15.70}$$

και ο πρώτος όρος γίνεται

$$\sum_{r=1}^{L_0} \frac{\alpha_r^2}{\alpha_1} (1 - 2\varepsilon_{\theta_r}^2 + 3\varepsilon_{\theta_r}^4) \frac{(1 - \varepsilon_{\theta_r})^2}{(1 - \varepsilon_{\theta_1})^2} \tag{15.71}$$

Για ένα σήμα με συνιστώσες I και Q, η παράμετρος $\cos \varepsilon_{\theta r}$ θα έπρεπε να αντικατασταθεί από την

$$\cos \varepsilon_{\theta r} \Rightarrow \cos \varepsilon_{\theta r} + b\rho \sin \varepsilon_{\theta r} \quad (15.72)$$

όπου b είναι οι πληροφορίες στο κανάλι παρεμβολής (I ή Q) και ρ είναι η cross-correlation ανάμεσα στους κώδικες που χρησιμοποιούνται στα κανάλια I και Q. Για μικρά σφάλματα εγγραφής, αυτός ο όρος μπορεί να αντικατασταθεί ως

$$\cos \varepsilon_{\theta r} + b\rho \sin \varepsilon_{\theta r} \approx 1 + b\rho\varepsilon - \varepsilon^2/2 \quad (15.73)$$

όπου η σημείωση απλοποιείται περισσότερο απαλείφοντας τον δείκτη θr . Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (15.73) στις εξισώσεις (15.64) έως (15.72) παρόμοιες εκφράσεις μπορούν να αναλυθούν για την πολύπλοκη διάταξη του σήματος.

Θα υποθέσουμε ότι χρησιμοποιείται ένας γραμμικός αποσυσχετιστής στο σύστημα για το IC. Ο ανιχνευτής θα λειτουργήσει με την αντιστροφή του εκτιμημένου πίνακα συσχέτισης $\hat{\mathbf{R}}^{-1}$ όπου ο πραγματικός πίνακας συσχέτισης του συστήματος είναι $\mathbf{R} = \hat{\mathbf{R}} + \Delta\mathbf{R}$. Τα στοιχεία του $\Delta\mathbf{R}$ έχουν μέση τιμή μηδέν και διακύμανση που δίνεται από την εξίσωση (15.34). Έτσι, μετά την αποσυσχέτιση χρησιμοποιώντας τον $\hat{\mathbf{R}}^{-1}$ ο υπόλοιπος θόρυβος στο δέκτη θα έχει διακύμανση

$$\text{Var}[\hat{\mathbf{R}}^{-1}(\mathbf{n}_r + \mathbf{n})] \quad (15.74)$$

όπου οι συνιστώσες του γκαουσιανού θορύβου του διανύσματος \mathbf{n} έχουν διακύμανση σ_n^2 ενώ οι συνιστώσες του υπόλοιπου διανύσματος \mathbf{n}_r έχουν διακύμανση σ_r^2 όπου μπορεί να προσεγγιστεί ως

$$\sigma_r^2 = \sum_{k,l} u_{k,l} \sigma_{\Delta k,l}^2 \quad (15.75)$$

όπου το $\sigma_{\Delta k,l}^2$ δίνεται από την εξίσωση (15.34) για ειδικούς δείκτες k,l . Ο υπόλοιπος θόρυβος αποτελείται από ένα μεγάλο αριθμό συνισταμένων με την ίδια κατανομή όπου προτείνει χρησιμοποιώντας το κεντρικό θεώρημα του ορίου για να προσεγγίσει την συνολική κατανομή ως γκαουσιανή με μέση διακύμανση που αναπαριστάται ως

$$\bar{\sigma}_r^2 \cong \alpha K L \sigma_{\Delta}^2 \quad (15.76)$$

όπου το σ_{Δ}^2 δίνεται από την εξίσωση (15.34). Θα έπρεπε να έχουμε υπόψη ότι ο υπόλοιπος θόρυβος \mathbf{n}_r δημιουργείται μπροστά από τον αποσυσχετιστή. Μετά την αποσυσχέτιση και τον συνδυαστή RAKE, οι συνιστώσες της συνολικής διακύμανσης του θορύβου δίνονται από την εξίσωση (15.74) και γίνονται

$$\sigma^2 \cong \zeta_0 R_{mm}^+ (\sigma_r^2 + \sigma_n^2) = \sum_r^2 + \sum_n^2 \quad (15.77)$$

όπου το R_{mm}^+ είναι η mm -οστή συνιστώσα του $\hat{\mathbf{R}}^{-1}$. Σε αυτή τη σχέση, \sum_r^2 είναι η συνεισφορά των ατελειών του συστήματος που οφείλεται στη συνολική διακύμανση

του θορύβου σ^2 και \sum_n είναι η συνεισφορά του γκαουσιανού θορύβου μετά την αποσυσχέτιση. Έτσι, η ισοδύναμη διακύμανση του θορύβου εκφράζεται στους όρους της φάσης και των εκτιμημένων σφαλμάτων της καθυστέρησης του κώδικα (βλέπε εξίσωση 15.34). Θα έπρεπε να σημειώσουμε επίσης ότι τα ίδια επιχειρήματα περίπου εφαρμόζονται χρησιμοποιώντας το κεντρικό θεώρημα του ορίου στην περίπτωση του θορύβου μετά τον αποσυσχετιστή επειδή η αποσυσχέτιση είναι μια γραμμική λειτουργία. Αυτά τα αποτελέσματα θα έπρεπε τώρα να χρησιμοποιηθούν για την ανάλυση της σύγκρουσης της μεγάλης κλίμακας των εκτιμητών καναλιού πάνω στη συνολική ευαισθησία του δικτύου CDMA. Μια μέτρηση της απόδοσης οποιουδήποτε εκτιμητή είναι η παράμετρος της διακύμανσης του εκτιμημένου σφάλματος όπου θα έπρεπε να χρησιμοποιείται κατευθείαν στην εξίσωση (15.77) για ισοδύναμη διακύμανση θορύβου και οι εξισώσεις (15.62) έως (15.73) για τον δέκτη RAKE. Εάν χρησιμοποιείται η προσαρμοσμένη παράμετρος εκτίμησης, πάνω στη βάση του κριτηρίου μεγίστης πιθανότητας (ML), τότε το όριο Cramer – Rao θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για αυτούς τους σκοπούς. Για τους εκτιμητές τύπου Kalman, ο πίνακας της διακύμανσης σφάλματος είναι διαθέσιμος για κάθε επανάληψη της εκτίμησης. Εάν κάθε παράμετρος εκτιμάται ανεξάρτητα, τότε για τη φάση του φέροντος καθώς και για την καθυστέρηση της εκτίμησης του σφάλματος του κώδικα μια απλή σχέση $\sigma_{\theta,\tau}^2 = 1 / SNR_L$ μπορεί να χρησιμοποιηθεί, όπου SNR_L είναι ο SNR στο βρόχο εγγραφής. Για τον υπολογισμό αυτού του SNR_L , η ισχύς του θορύβου δίνεται γενικά ως $N = B_L N_0$. Σε αυτή την περίπτωση, η πυκνότητα του θορύβου N_0 προσεγγίζεται ως η αναλογία της συνολικής παρεμβολής συν την ισχύ του θορύβου διαιρούμενη από το εύρος ζώνης του σήματος. Το εύρος ζώνης του βρόχου θα είναι ανάλογο του f_D όπου f_D είναι ο ρυθμός fading (Doppler). Εάν η αποσυσχέτιση εφαρμόζεται πριν την παράμετρο εκτίμησης, το N_0 πετυχαίνεται από τον ισοδύναμο θόρυβο έχοντας τη διακύμανση που προσδιορίζεται από την εξίσωση (15.77). Εάν η παράμετρος εκτίμησης χρησιμοποιείται χωρίς αποσυσχέτιση, τότε ο συνολικός θόρυβος αποτελείται από τη MAI και τον γκαουσιανό θόρυβο.

Για την αριθμητική ανάλυση, είναι απαραίτητες περισσότερες υποθέσεις και προσδιορισμοί. Πρώτα απ' όλα χρειαζόμαστε το μοντέλο του καναλιού. Το μαθηματικό μοντέλο που εκφράζει το σύνολο των χαρακτηριστικών που αφορούν τις πολλαπλές διαδρομές του λαμβανόμενου σήματος (MIP) είναι ένα αναλυτικό ευρείας χρήσης μοντέλο και πραγματοποιείται ως μια καθυστέρηση της γραμμής λήψης [32]. Είναι πολύ ευέλικτο να προσχεδιάζεις διαφορετικά σενάρια διάδοσης. Η εξασθένηση του προφίλ και ο αριθμός των λήψεων στο μοντέλο μπορούν να ποικίλουν. Οι συντελεστές μέσης ισχύος στο MIP είναι

$$\bar{\alpha}_l = \bar{\alpha}_0 e^{-\lambda l} \quad l, \lambda \geq 0 \quad (15.78)$$

όπου λ είναι η παράμετρος εξασθένησης του προφίλ. Οι συντελεστές ισχύος θα έπρεπε να κανονικοποιούνται ως

$$\sum_{l=0}^{L-1} \bar{\alpha}_0 e^{-\lambda l} = 1 \quad (15.79)$$

Για $\lambda = 0$ το προφίλ θα είναι επίπεδο. Η ISI εξαρτάται απ' το ρυθμό των chip του καναλιού και αυτό πρέπει να ληφθεί υπόψη. Θα ξεκινήσουμε με το μέσο SNR όπου μπορεί να εκφραστεί ως

$$\bar{Y}_b = \frac{Sr^{(L_0)}G}{\sigma^2} = \frac{Sr^{(L_0)}(K)G}{\sigma^2(K)} = \bar{Y}_b(K) \quad (15.80)$$

όπου το $r^{(L_0)}$ δίνεται από την εξίσωση (15.61), το σ^2 δίνεται απ' την εξίσωση (15.77) και το $G = 1 / \rho^2$ είναι το κέρδος επεξεργασίας. Η απόδοση του δέκτη RAKE και η συνολική διακύμανση του θορύβου εξαρτώνται απ' τον αριθμό των χρηστών K . Εάν δεχτούμε κάποια ποιότητα μετάδοσης, $BER = 10^{-e}$, όπου μπορεί να επιτευχθεί με δοσμένο $SNR = Y_0 = Y_b (K = C)$, όπου C είναι η χωρητικότητα του συστήματος, τότε στην περίπτωση της τέλει εκτίμησης του καναλιού έχουμε $C_{\max} = K$, το οποίο είναι η λύση στην εξίσωση

$$Y_0 = \frac{Sr^{(L_0)}(K)G}{\sum_n^2(K)} \quad (15.81)$$

Στην περίπτωση της ατελούς εκτίμησης του καναλιού έχουμε $C = K$, η οποία είναι η λύση στην εξίσωση

$$Y_0 = \frac{Sr^{(L_0)}(K)G}{\sum_r^2(K) + \sum_n^2(K)} \quad (15.82)$$

Η συνάρτηση ευαισθησίας του συστήματος χαρακτηρίζεται ως

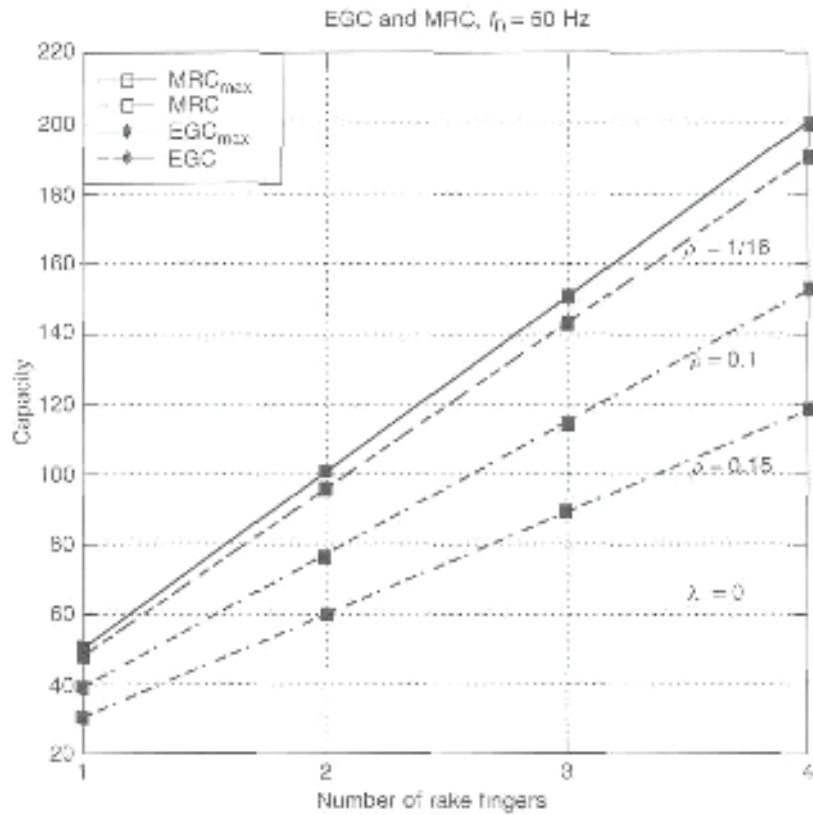
$$\mathfrak{R} = \frac{C_{\max} - C}{C_{\max}} \quad (15.83)$$

Για διευκρινιστικούς λόγους, χρησιμοποιούμε παραμέτρους του συστήματος που βασίζονται στο σχέδιο UTRA FDD του WCDMA [1] όπου ο ρυθμός του chip είναι $4.096 \text{ Mchips} \cdot \text{s}^{-1}$ (αυτό αφορά εκδόσεις πριν την έκδοση 4).

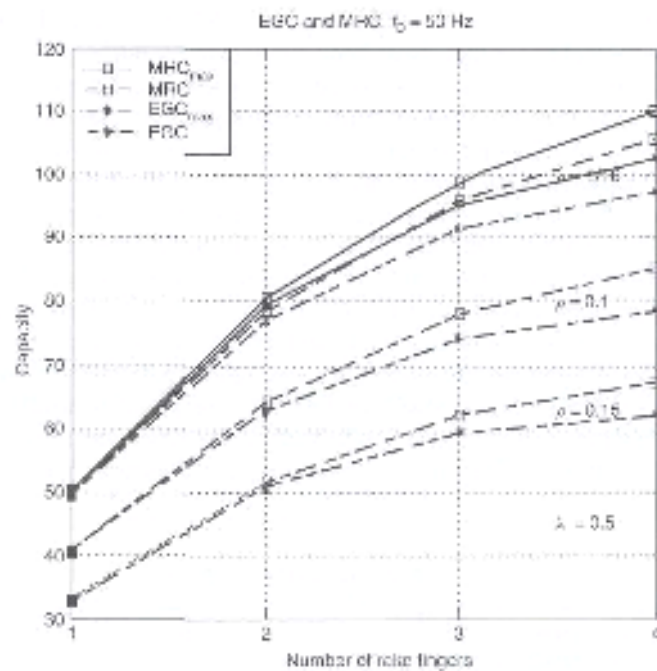
Ο επιλεγμένος κωδικοποιημένος ρυθμός των δεδομένων είναι $16 \text{ Kbit} \cdot \text{s}^{-1}$, ο οποίος σημαίνει ότι το κέρδος επεξεργασίας είναι $G = 256$. Το απαιτούμενο SNR είναι $Y_0 = 6 \text{ dB}$. Τρία διαφορετικά εκθετικά προφίλ καθυστέρησης του καναλιού έχουν χρησιμοποιηθεί αντιστοιχώντας σε $\lambda = 0, 0.5$ και 1 . Ο αριθμός των πολλών διαδρομών υποτίθεται ότι είναι $L = 4$ για όλα τα παραδείγματα. Ο $K \times K$ πίνακας cross-correlation \mathbf{R} έχει προσχεδιαστεί να αποτελείται από όλες τις διαγώνιους και οι συντελεστές ρ της μη αρνητικής σταθεράς συσχέτισης σε άλλο μέρος. Η διακύμανση της κλίσης συσχέτισης που αναπαριστάται στην εξίσωση (15.34) είναι σταθερή στο $\sigma_{\rho'}^2 = 1$.

Τα σχήματα 15.2 έως 15.4 παρουσιάζουν τις χωρητικότητες ως μια συνάρτηση του αριθμού των συνδυασμένων RAKE finger. Το σχήμα 15.2 υποθέτει ένα επίπεδο MIP, όπου, $\lambda = 0$. Οι συνεχείς γραμμές αναφέρονται στη μέγιστη χωρητικότητα C_{\max} χωρίς σφάλματα εκτίμησης. Όπως περιμένουμε, η χωρητικότητα θα αυξηθεί όταν ο αριθμός των finger αυξηθεί. Υψηλές απώλειες χωρητικότητας αποδεικνύονται όταν η συσχέτιση μεταξύ των χρηστών γίνεται υψηλότερη. Το EGC και το MRC δίνουν ίδια αποτελέσματα εξαιτίας της ίσης μονάδας λήψης των βαρών στο συνδυαστή. Στο σχήμα 15.3 μπορούμε να δούμε μια διαφορά στα αποτελέσματα ανάμεσα στο EGC

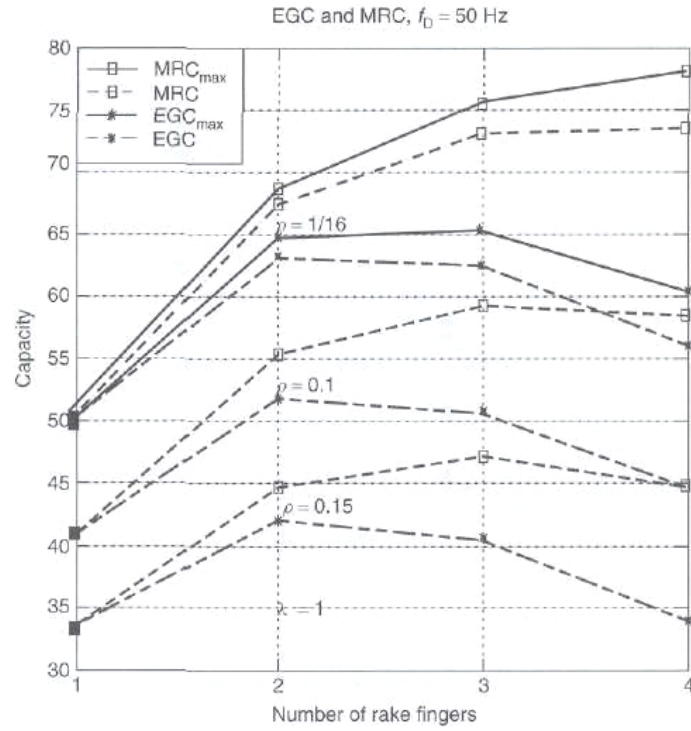
και στο MRC. Σε αυτή την περίπτωση το προφίλ του καναλιού είναι εκθετικό με $\lambda = 0.5$. Στις αδύναμες ανακλάσεις είναι διαθέσιμη λιγότερη ισχύς και έτσι το MRC μπορεί να τα καταφέρει καλύτερα με αδύναμες λήψεις.



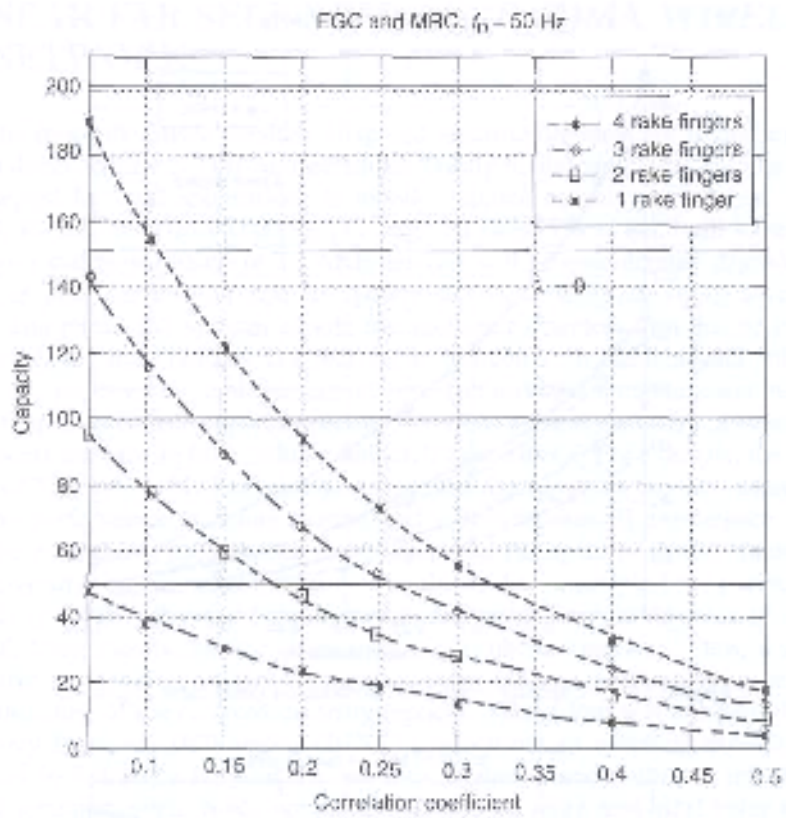
Σχήμα 15.2 Χωρητικότητα σε σχέση με τον αριθμό των RAKE fingers ($\lambda = 0$).



Σχήμα 15.3 Χωρητικότητα σε σχέση με τον αριθμό των RAKE fingers ($\lambda = 0.5$).



Σχήμα 15.4 Χωρητικότητα σε σχέση με τον αριθμό των RAKE fingers ($\lambda = 1$).



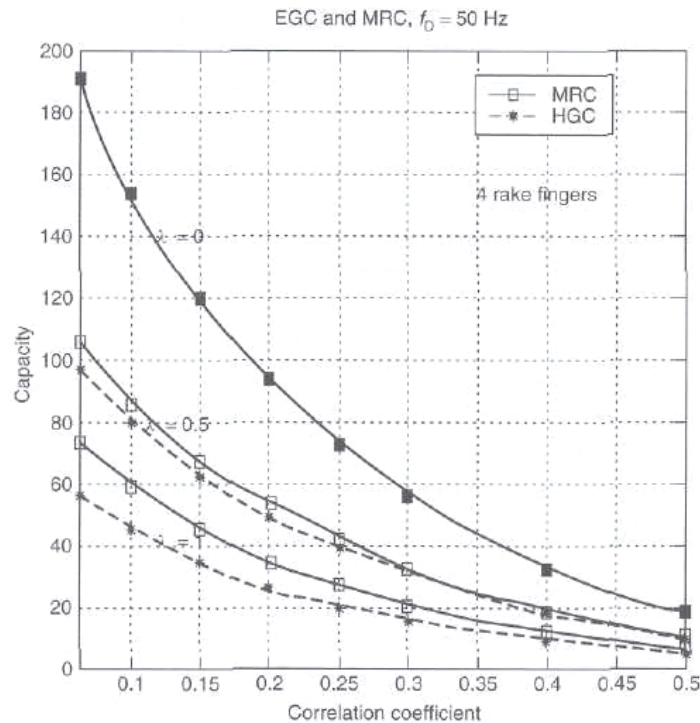
Σχήμα 15.5 Χωρητικότητα σε σχέση με τον συντελεστή συσχέτισης ($\lambda = 0$).

Η κατάσταση είναι ακόμα πιο κρίσιμη στο σχήμα 15.4 όπου η χωρητικότητα ξεκινάει να μειώνεται με υψηλούς δείκτες RAKE finger. Η υψηλότερη απώλεια χωρητικότητας είναι για το EGC.

Η χωρητικότητα σε σχέση με τη συσχέτιση μεταξύ των ενεργών χρηστών απεικονίζεται στο σχήμα 15.5.

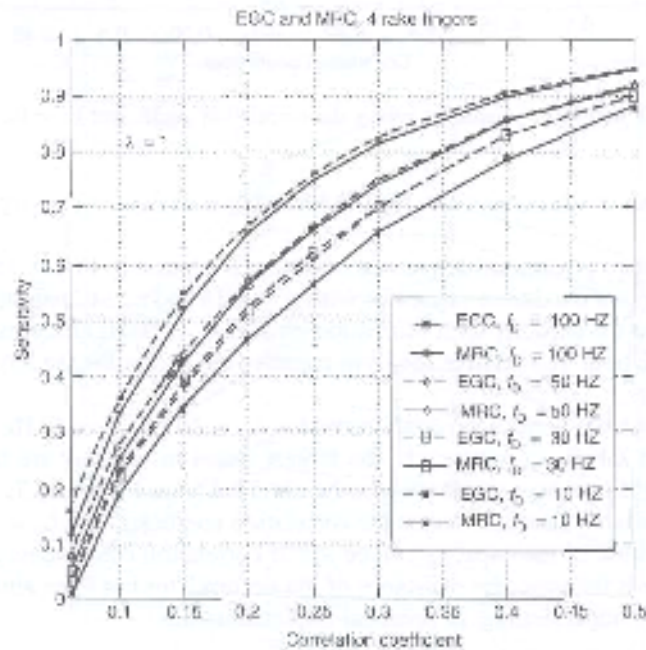
Οι συνεχείς οριζόντιες γραμμές αναπαριστούν τις μέγιστες χωρητικότητες με $\rho = 1/16$ χωρίς σφάλματα εκτίμησης. Οι διακεκομμένες γραμμές δείχνουν ότι η χωρητικότητα με σφάλματα εκτίμησης ($f_D = 50$ Hz) μειώνεται ταχύτατα με την αυξανόμενη συσχέτιση. Οι σχετικές απώλειες στη χωρητικότητα είναι υψηλότερες για τον RAKE με μεγαλύτερο αριθμό finger.

Στο σχήμα 15.6 παρουσιάζεται η χωρητικότητα σε σχέση με τους συντελεστές συσχέτισης για $L_0 = 4$ και $f_D = 50$ Hz με λ να είναι μια παράμετρος. Οι μεγαλύτερες απώλειες στη χωρητικότητα είναι για $\lambda = 0$.



Σχήμα 15.6 Χωρητικότητα σε σχέση με τον συντελεστή συσχέτισης ($L_0 = 4$).

Μια καλύτερη επίγνωση μέσα στις απώλειες χωρητικότητας μπορεί να επιτευχθεί από το σχήμα 15.7, το οποίο παρουσιάζει τη **συνάρτηση ευαισθησίας** του δικτύου σε σχέση με τον συντελεστή συσχέτισης για $L_0 = 4$. Μπορούμε να δούμε ότι ως και το 90 % της χωρητικότητας μπορεί να χαθεί εάν η τιμή προσέγγισης των συντελεστών συσχέτισης είναι 0.5. Με άλλα λόγια η ανθεκτικότητα του near-far του αποσυσχετιστή έχει σχεδόν ολοκληρωτικά χαθεί εξαιτίας των ατελειών στις πρακτικές υλοποιήσεις.



Σχήμα 15.7 Ευαισθησία σε σχέση με τον συντελεστή συσχέτισης ($L_0 = 4$).

15.4 Η ΑΝΘΕΚΤΙΚΟΤΗΤΑ NEAR-FAR ΤΟΥ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ CDMA

Δύο από τις πιο συχνά χρησιμοποιούμενες εκδοχές των συστημάτων διεύρυνσης φάσματος είναι οι σχηματισμοί μεταπήδησης συχνότητας (FH) και άμεσης ακολουθίας (DS). Εξαιτίας της απλότητας, ο σχηματισμός DS έχει γίνει δεκτός για πολιτικές εφαρμογές στα συστήματα κινητών επικοινωνιών (π.χ. Standards ANSI-95, IS-665, WCDMA UMTS). Για μεγάλους ρυθμούς bit, το σύστημα DS θα έχει χαμηλό κέρδος επεξεργασίας και έτσι η απόδοση ενός δέκτη RAKE θεωρητικά θα υποβιβαστεί. Στην παρουσία της επίδρασης του near-far (ατελής έλεγχος ισχύος ή διαφορετικά επίπεδα σήματος που οφείλονται σε διαφορετικούς ρυθμούς δεδομένων), τα συστήματα DS θα έπρεπε να χρησιμοποιούν ανιχνευτές πολλών χρηστών (βέλτιστες ή σχεδόν βέλτιστες δομές). Αφού ο βέλτιστος δέκτης DS είναι δύσκολο να εφαρμοστεί και οι σχεδόν βέλτιστες τεχνικές είναι ευαίσθητες στις ατέλειες υλοποίησης, αυτός που μεταδίδει ίσως προτιμά να χρησιμοποιήσει ένα σύστημα **μεταπήδησης συχνότητας διεύρυνσης φάσματος (FH-SS)**. Για αυτούς τους λόγους, αυτά τα συστήματα χρησιμοποιούνται και σε στρατιωτικές και σε πολιτικές εφαρμογές. Για παράδειγμα, οι προηγμένες εκδοχές των συστημάτων εδάφους των κινητών επικοινωνιών του TDMA (GSM) χρησιμοποιούν επίσης την μεταπήδηση (hopping) για να βελτιώσουν την απόδοση στο κανάλι fading channel και για να μειώσουν την παρεμβολή μεταξύ διαφορετικών κυψελών (intercell).

Για να βελτιώσουν την απόδοση στο περιβάλλον παρεμβολής και fading, αυτά τα συστήματα μπορούν να χρησιμοποιήσουν την εναλλαγή της συχνότητας (frequency diversity). Παραδοσιακά, η εναλλαγή της συχνότητας επιτυγχάνεται μέσω των πολλαπλών αλμάτων ανά σύμβολο πληροφορίας (ή κωδικοποίησης). Ένα τέτοιο γρήγορο άλμα κάνει δύσκολο το συγχρονισμό της φάσης του φέροντος και συνεπώς απαιτείται η χρήση ενός μη σύμφωνου δέκτη. Έτσι, έχουμε μια σημαντική απώλεια στην επίδοση του συστήματος μας, εξαιτίας και της μη σύμφωνης αποδιαμόρφωσης

και του μη σύμφωνου συνδυασμού των λαμβανόμενων αντιγράφων της πολλαπλής λήψης. Λαμβάνοντας υπόψη αυτές τις απώλειες και χρησιμοποιώντας δυαδική ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας, μια βέλτιστη τεχνική στην εναλλαγή της συχνότητας αναλύεται στην αναφορά [33] για την χειρότερη περίπτωση παρεμβολέα και με πλευρικές πληροφορίες πάνω στο θόρυβο και στα επίπεδα παρεμβολής. Αφού η βέλτιστη απόκλιση έχει πιο αναλυτική τιμή απ' την πρακτική αξία, η πιθανότητα σφάλματος είναι πολύ υψηλότερη στην πράξη. Για να ανακτήσουμε αυτές τις απώλειες απόδοσης, μερικοί συγγραφείς έχουν μελετήσει μια λύση όπου κάνει τη σύμφωνη λήψη κατορθωτή (βλέπε αναφορές [34-36]). Η εναλλαγή της συχνότητας όπως χρησιμοποιείται στα κανάλια της κατανομής Rayleigh, και η οποία διαφέρει απ' την πολλαπλή λήψη που αναφέρθηκε παραπάνω, προτάθηκε στην αναφορά [37] προς τον μετρητή της παρεμβολής περιορισμένης ζώνης. Μια τέτοια εναλλαγή στη συχνότητα μας επιτρέπει να αποφύγουμε την μη σύμφωνη απώλεια συνδυασμού. Σ' αυτό το σύστημα, που καλείται διεύρυνση φάσματος πολλαπλής συχνότητας (**FD-SS**), η ζώνη συχνότητας χωρίζεται σε υποζώνες N , όπου τα N αντίγραφα του σήματος εκπέμπονται ταυτόχρονα. Όμως, αφού το FH θεωρείται ως υποχρεωτικό σε μερικές εφαρμογές, μερικές λύσεις συνδυάζουν και τα FD-SS και τα FH-SS συστήματα [33]. Το κύριο αντικείμενο είναι να εγγυηθούμε τη σύμφωνη αποδιαμόρφωση και να αποφύγουμε τις μη σύμφωνες απώλειες συνδυασμού.

Εάν η σύμφωνη λήψη δεν είναι κατορθωτή, τότε η μη σύμφωνη λύση είναι η μόνη επιλογή. Το φαινόμενο της μερικής ζώνης της παρεμβολής του θορύβου του γρήγορου άλματος της συχνότητας (FFH) των μη σύμφωνων δεκτών BFSK με την πολλαπλή λήψη να έχει εξεταστεί για τα κανάλια χωρίς fading [38], όπως έχει το φαινόμενο της μερικής ζώνης της παρεμβολής του θορύβου στο FFH/MFSK (Μιαδική ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας) για τα fading channels του Ricean [39]. Το φαινόμενο του υποβιβασμού της απόδοσης και από τη ζώνη και από την ανεξάρτητη παρεμβολή πολλών τόνων του FH/MFSK, όπου οι τόνοι παρεμβολής υποτίθεται ότι αντιστοιχούν σε μερικούς ή όλους τους πιθανούς Μιαδικούς τόνους σηματοδοσίας FH και όταν ο θερμικός και άλλοι θόρυβοι ευρείας ζώνης είναι ασήμαντοι, εξετάζεται στην αναφορά [40]. Το φαινόμενο της παρεμβολής του τόνου στο μη σύμφωνο MFSK όταν ο AWGN δεν αμελείται εξετάζεται για κανάλια χωρίς fading στην αναφορά [41] και το φαινόμενο της ανεξάρτητης παρεμβολής πολλών τόνων στο μη σύμφωνο FH/MFSK όταν ο AWGN δεν αμελείται εξετάζεται για κανάλια χωρίς fading στην αναφορά [42].

Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζουμε μια πρόσθετη έννοια πολλαπλής πρόσβασης που καλείται **τ -CDMA**. Αυτό το σύστημα συνδυάζει τα καλά χαρακτηριστικά των συστημάτων Άμεσης Ακολουθίας Διεύρυνσης Φάσματος (**DS-SS**) και FH-SS. Το φαινόμενο του near-far μετριάζεται χωρίς την ανάγκη πολύπλοκων ανιχνευτών πολλών χρηστών και την ίδια ώρα διατηρείται η απλότητα του συστήματος DS-SS. Δεν υπάρχει ανάγκη για συνθέτη συχνότητας και η σύμφωνη λήψη είναι εφικτή με απλούστερο τρόπο απ' ότι στο σύστημα FH. Η τεχνική αυτή βασίζεται σε μια τροποποίηση του συστήματος DSSS όπου η εκπεμπόμενη κυματομορφή περιλαμβάνει πολλαπλό πλάτος καθώς και αντίγραφα καθυστέρησης του σήματος DSSS. Η σημείωση *amM-DSDH* θα χρησιμοποιηθεί για το σήμα DS όπου περιλαμβάνει m καθυστερημένα αντίγραφα διαφορετικών πλατών (α) και στέλνεται σ' ένα παράθυρο περιορισμένης καθυστέρησης των M διαστημάτων chip. Η θέση του παραθύρου καθυστέρησης είναι hopped (άλμα καθυστέρησης) στην εμβέλεια του μήκους N του κώδικα. Αυτό θα έπρεπε να παρέχει ανθεκτικότητα στο φαινόμενο near-far χωρίς την ανάγκη για FH. Οι μεταβλητές συγκρούσεις του φαινομένου near-far, για διαφορετικές θέσεις του παραθύρου καθυστέρησης και του

fading, μειώνονται ταυτόχρονα απ' το interleaving. Εάν η ενέργεια του σήματος διαχωρίζεται σε $m > 1$ συνιστώσες οι οποίες είναι πιο ευαίσθητες στο θόρυβο και στο fading, η συνολική ροή των χρήσιμων πληροφοριών ακόμα θα αυξάνεται. Τα αποτελέσματα αποδεικνύουν ότι κάτω απ' τη μεγάλη εμβέλεια του σήματος, του καναλιού και των παραμέτρων της παρεμβολής, αυτό το σύστημα προσφέρει καλύτερη απόδοση χωρίς την ανάγκη για πολύπλοκους ανιχνευτές πολλών χρηστών ή για FH. Αυτό το κάνει εφαρμόσιμο στα δίκτυα ad hoc όπου ένας κλασικός σταθμός βάσης, που είναι ικανός να δεχτεί πολύ πολυπλοκότητα επεξεργασίας για ανιχνευτή πολλών χρηστών, δεν είναι διαθέσιμος.

15.4.1 ΜΟΡΦΕΣ ΣΗΜΑΤΟΣ, ΔΟΜΕΣ ΔΕΚΤΗ ΚΑΙ ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΕΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ

Σύμφωνο CDMA (c-CDMA): Για ένα κανονικό σχέδιο CDMA, ο απλούστερος τύπος του συνολικού λαμβανόμενου σήματος μπορεί να αναπαρασταθεί ως

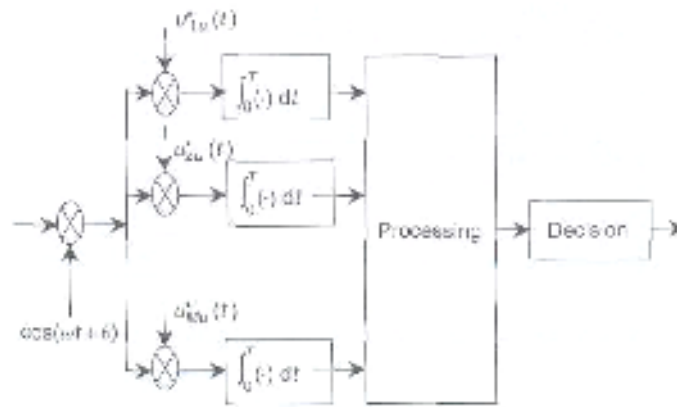
$$r(t) = \sum_{k'} b_{k'}(t) s_{k'}(t - \tau_{k'}) \cos(\omega t + \theta_{k'}) \quad (15.84)$$

όπου για τον k' -οστό χρήστη $b_{k'}$ και $s_{k'}$ είναι τα δεδομένα (bits) και η ακολουθία ψευδοθορύβου, αντίστοιχα. Ο κανονικός δέκτης χρησιμοποιεί σύμφωνο despreading και αποδιαμόρφωση και θα αναφέρεται ως σύμφωνο CDMA (c-CDMA). Η επέκταση να συμπεριλάβουμε τις συνιστώσες των σημάτων I και Q είναι προφανής. Εάν ένας συσχετιστής (αποτελείται από ένα πολλαπλασιασμό συν ένα ολοκλήρωμα) χρησιμοποιείται για despreading σήματος, τότε θα αναφέρουμε αυτή τη δομή ως **δέκτης συσχέτισης (CR)**. Εάν ένα προσαρμοσμένο φίλτρο PN (PNMF) χρησιμοποιείται στο δέκτη και εάν η περίοδος της ακολουθίας είναι $T_s = NT_c$ ίση με την περίοδο του bit T_b , τότε στην έξοδο του φίλτρου, ένας παλμός συσχέτισης δημιουργείται απ' το χρήσιμο σήμα και θα εμφανιστεί ανά διάστημα bit. Ο παλμός συσχέτισης θα εμφανίζεται κάθε φορά στο διάστημα του chip όταν η ακολουθία εισόδου συμπίπτει με τους συντελεστές του φίλτρου. Αυτό θα αναφέρεται ως **δέκτης PN προσαρμοσμένου φίλτρου (PNMFR)**.

Μιαδική καθυστέρηση CDMA (Mτ-CDMA): Εάν τώρα αντί της ακολουθίας $s_{k'}$ μια καθυστερημένη εκδοχή (κυκλική μετατόπιση) της ίδιας ακολουθίας χρησιμοποιείται, $s_{k'}^T$, η θέση του παλμού συσχέτισης θα εξαρτηθεί από τη μετατόπιση της ακολουθίας $\tau = \mu_{k'}(k) = kT_c$. Η εξίσωση (15.84) τώρα γίνεται

$$r(t) = \sum_{k'} b_{k'}(t) s_{k'}(t - \mu_{k'}(k)T_c - \tau_{k'}) \cos(\omega t + \theta_{k'}) \quad (15.85)$$

Εάν $\mu_{k'}(k) = kT_c$, $k = 0, 1, \dots, M-1$ είναι μια έξοδος των διαφορετικών γειτονικών κυκλικών μετατοπίσεων $M = 2^n$, τότε $n = \log_2 M$ είναι τα πρόσθετα bits και μπορούν να εκπέμψουν μέσα σε ένα διάστημα συμβόλου. Η δομή του δέκτη φαίνεται στα σχήματα 15.8 έως 15.11.

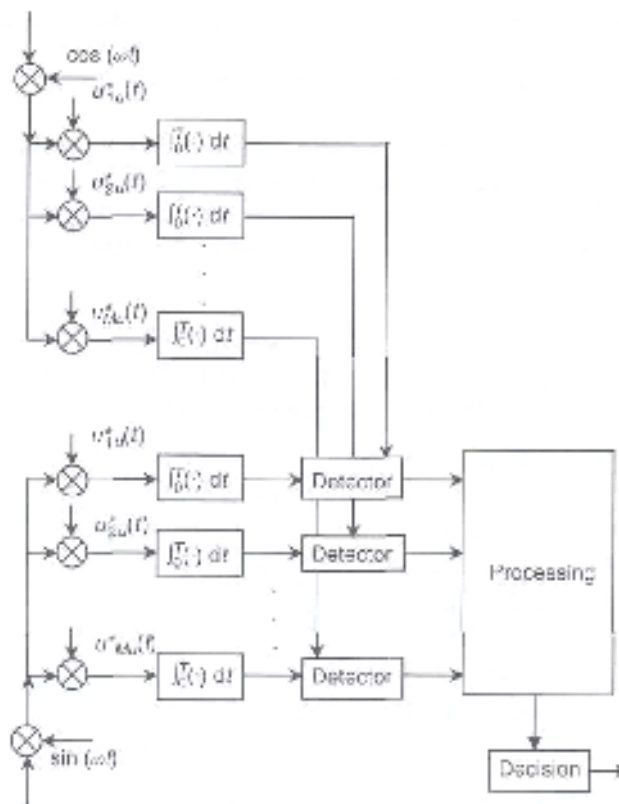


Σχήμα 15.8 Σύμφωνη ανίχνευση CR.

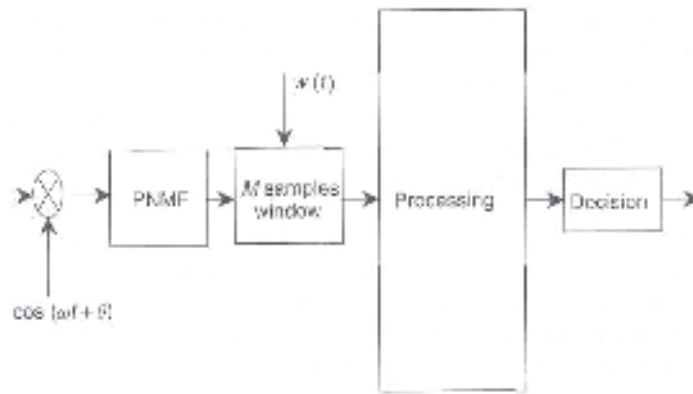
Το G είναι το κέρδος επεξεργασίας του συστήματος ενώ το y_b είναι ο SNR που χρειάζεται για μια δοσμένη ποιότητα εκπομπής. Στην περίπτωση μας $G = N$. Επομένως η χωρητικότητα του νέου συστήματος CDMA είναι επιπροσθέτως αυξανόμενη από ένα παράγοντα

$$K' \cong (G \log_2 M) / y'_b = (N \log_2 M) / y'_b \quad (15.87)$$

Η παράμετρος y_b θα εξαρτηθεί από τον τύπο του αποδιαμορφωτή και είναι το κύριο θέμα αυτού του κεφαλαίου.



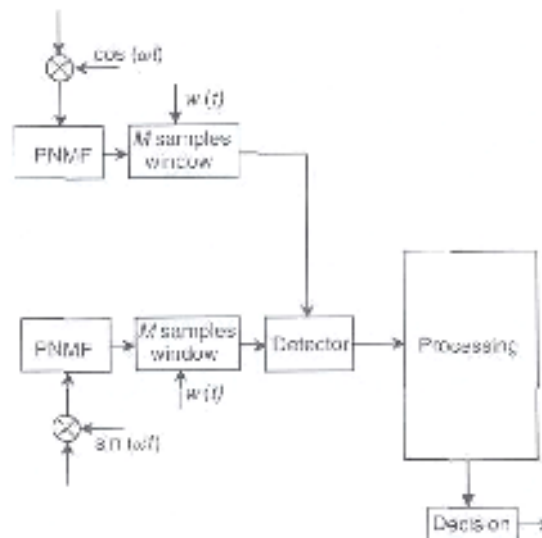
Σχήμα 15.9 Μη σύμφωνη ανίχνευση CR (οι λειτουργίες επεξεργασίας προσδιορίζονται στο σχήμα 15.8).



Σχήμα 15.10 Σύμφωνη ανίχνευση PNMF.

Διαφορική Μιαδική καθυστέρηση CDMA (dMτ-CDMA): Η προηγούμενη ιδέα, που βασίζεται στη συσχέτιση της διαμόρφωσης της θέσης του παλμού, μπορεί να τροποποιηθεί περαιτέρω και να περιλαμβάνει τη συσχέτιση της διαμόρφωσης της απόστασης του παλμού όπου θα έπρεπε να απλοποιηθεί ο συγχρονισμός.

Μιαδική Πολλαπλή καθυστέρηση CDMA (mMτ-CDMA): Ας υποθέσουμε τώρα ότι αντί να στείλουμε μια έξοδο των καθυστερημένων εκδοχών M του σήματος, στέλνουμε



Σχήμα 15.11 Μη σύμφωνη ανίχνευση PNMF (οι λειτουργίες επεξεργασίας προσδιορίζονται στο σχήμα 15.10).

δύο διαφορετικά αντίγραφα καθυστέρησης ταυτόχρονα. Εάν τα πλάτη είναι τα ίδια, τότε μπορούμε να σχηματίσουμε

$$M_2 = \sum_{r=1}^{M-1} r = (M-1)M/2 \quad (15.88)$$

διαφορετικούς συνδυασμούς και να στείλουμε $n_2 = \log(M-1)M/2 = \log M + \log(M-1) - 1$ bits. Εάν το M είναι μεγάλο, το $n_2 \approx 2\log(M-1) \approx 2n$ είναι σχεδόν διπλάσιο τόσο όσο στην περίπτωση της απλής Μιαδικής διαμόρφωσης. Ο βέλτιστος δέκτης θα πρέπει τώρα να βρει δυο από τα μεγαλύτερα δείγματα στην έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου. Εάν τώρα αντί για δυο, εκπέμπονται ταυτόχρονα m έξοδοι των M αντιγράφων σήματος, τότε θα έχουμε τη διαμόρφωση $mM\tau$ -DSSS καθώς και το αντίστοιχο σύστημα $mM\tau$ -CDMA. Ο αριθμός των εκπεμπόμενων bit ανά T_s είναι τώρα πιο αυξημένος. Για να εκτιμήσουμε τη βελτίωση της χωρητικότητας στο κανάλι χωρίς θόρυβο χρειαζόμαστε ένα απλό διαφορικό λογισμό. Τα μπλοκ διαγράμματα του δέκτη φαίνονται στα σχήματα 15.8 έως 15.11.

Πολλών πλατών $mM\tau$ -CDMA ($amM\tau$ -CDMA): Ας πάμε τώρα πίσω στην περίπτωση που $m = 2$. Εάν χρησιμοποιούνται δυο αντίγραφα καθυστερημένου σήματος με διαφορετικά πλάτη A_l ($l = 1, 2$), ο αριθμός των συνδυασμών γίνεται μεγαλύτερος και μπορεί να εκφραστεί ως $M_2(\alpha) = M(M-1)$. Εάν στείλουμε m αντίγραφα κάθε διαφορετικού πλάτους, τότε θα έχουμε $M_m(\alpha) = M(M-1)(M-2)\dots(M-m+1)$ και ο αριθμός των εκπεμπόμενων bit θα είναι

$$n_m(\alpha) = \sum_{i=0}^{m-1} \log(M-i) \quad (15.89)$$

Εάν το M είναι μεγάλο, η προηγούμενη σχέση μπορεί να προσεγγιστεί ως $n_m(\alpha) \approx m \log M = mn$. Το όνομα για τη διαμόρφωση $amM\tau$ -DSSS είναι self-explanatory. M είναι το μέγεθος του παραθύρου καθυστέρησης, m είναι ο αριθμός των ταυτόχρονα εκπεμπόμενων αντιγράφων και το α δείχνει ότι όλα τα εκπεμπόμενα αντίγραφα είναι διαφορετικών πλατών. Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη δίνεται στο σχήμα 15.10. Ας υποθέσουμε ότι έχουμε επίπεδο fading. Θα χαρακτηρίσουμε τον συντελεστή του καναλιού (εξασθένηση) για τον χρήστη k' με $\alpha_{k'}$. Στην περίπτωση των K χρηστών, η εξίσωση (15.85) γίνεται

$$r(t) = \sum_{l=1}^m \sum_{k'=1}^K \alpha_{k'} A_{kl} b_{kl}(t) s_{k'}(t - \mu_{kl}(k)T_c - \tau_{k'}) \cos(\omega t + \theta_{k'}) \quad (15.90)$$

Για να καταλάβουμε καλύτερα τη φύση του σήματος παρεμβολής του CDMA, ας αναλύσουμε την έξοδο των συσχετιστών από το σχήμα 15.10.

Καθώς το σήμα εισόδου του τύπου που δίνεται από την εξίσωση (15.90) είναι η αποδιαμόρφωση και περνώντας μέσα από τα προσαρμοσμένα φίλτρα στον δέκτη αναφοράς $k' = r$, η ένωση (αναπαρίσταται από το U) των M πολύπλοκων εξόδων των φίλτρων μπορεί να αναπαρασταθεί ως

$$\begin{aligned} \bigcup_{k \in \{M\}} y_{rk}(t) &= \bigcup_{k \in \{M\}} \sum_l \sum_{k'} [\alpha_{k'} A_{kl} b_{kl}(t) \rho_{k'r} \{t - \mu_{rl}(k)T_c \\ &\quad + \mu_{k'l}(k)T_c - \Delta\tau_{k'}\} \exp j(\theta_{k'} - \hat{\theta}_r)] \\ &= \bigcup_{kl \in \{m\}} \{y_{rkl}(t) + i_{rk}(t)\} + \bigcup_{k \in \{M-m\}} i_{rk}(t) \end{aligned} \quad (15.91)$$

όπου με τη σημείωση

$$\begin{aligned}\phi_{k'} &= \theta_{k'} - \hat{\theta}_r, \Delta\tau_{k'} = \tau_{k'} - \hat{\tau}_r \\ y_{rkl}(t) &= \alpha_r A_{r'l} b_{r'l}(t) \rho_{r'r} \{t - \Delta\tau_r\} \exp j\phi_r\end{aligned}$$

$$i_{rk}(t) = \sum_l \sum_{\substack{k' \\ ik' \neq lr}} \alpha_{k'} A_{k'l} b_{k'l}(t) \rho_{k'r} \{t - \mu_{r'l}(i)T_c + \mu_{k'l}(i)T_c - \Delta\tau_k'\} \exp j\phi_k' \quad (15.92)$$

Σε αυτή την εξίσωση, $y_{rkl}(t)$ είναι η συνιστώσα του χρήσιμου σήματος που φέρει τις κωδικοποιημένες πληροφορίες στο $b_{r'l}(t)$ και ο συνδυασμός του $A_{r'l}$ και το $\mu_{r'l}(k)$. Για να απλοποιήσουμε τη σημείωση, αυτή η συνιστώσα θα αναφέρεται ως $y_u(t)$ οπότε δεν είναι απαραίτητη περαιτέρω ειδίκευση.

Καθυστέρηση άλματος $amM\tau$ -CDMA ($amM\tau$ -CDDHMA): Η παράμετρος $i_{rk}(t)$, στην εξίσωση (15.92), είναι η συνολική παρεμβολή στον k -οστό κλάδο του δέκτη αναφοράς που δημιουργείται από όλους τους άλλους $K - 1$ χρήστες και τα $(m - 1)$ αλλά σήματα του ίδιου του χρήστη αναφοράς. Εάν οι παράμετροι $\alpha_{k'}$ είναι πάρα πολύ διαφορετικοί (φαινόμενο near-far), το $i_{rk}(t)$ [απλοποιημένη σημείωση $i(t)$] μπορεί να φτάσει υψηλότερες τιμές από ότι το σήμα για μερικές χρονοσχισμές (καθυστέρηση). Εάν η έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου για το MFR δειγματοληπτείται κάθε T_c δευτερόλεπτα ($t_j = j T_c$) και εάν στην έξοδο F των timeslots N (καθυστέρηση) $i(j T_c) > y_u(j T_c)$, προσδιορίζουμε τον παράγοντα near-far $f = F / N$. Για αυτά τα slots όπου $i(j T_c) > y_u(j T_c)$, το σήμα δεν μπορεί να ανιχνευτεί. Το παραδοσιακό σύστημα CDMA πρέπει να χρησιμοποιήσει βέλτιστους ή κάποιο τύπο σχεδόν βέλτιστων ανιχνευτών πολλών χρηστών για να καταφέρει το φαινόμενο near-far.

Σε αυτή την παράγραφο χρησιμοποιούμε αναλογία με το σύστημα FH και παρουσιάζουμε την καθυστέρηση άλματος. Η βασική ιδέα είναι ότι εάν σε ένα διάστημα συμβόλου $i(j T_c) > y_u(j T_c)$ της αναμενόμενης θέσης των αιχμών συσχέτισης (correlation peaks) του σήματος, τότε με μεταπήδηση της θέσης του παραθύρου καθυστέρησης η κατάσταση για το επόμενο σύμβολο θα έπρεπε να αλλάζει. Το σωστό interleaving θα έπρεπε να διορθώνει αυτά τα περιστασιακά σφάλματα συμβόλων. Για αυτούς τους λόγους, εισάγουμε επιπροσθέτως καθυστέρηση στον κώδικα από τον παράγοντα $\tau_h = h(t - iT_s)T_c = h(i)T_c$ για $h \in [0, H]$ και $H \in [0, N]$. Σε αυτή την περίπτωση οι εξισώσεις (15.90) και (15.92) γίνονται

$$\begin{aligned}r(t - iT_s) &= \sum_{l=1}^m \sum_{k'=1}^K \alpha_{k'} A_{k'l} b_{k'l}(t) s_{k'}(t - h_{k'}(i)T_c - \mu_{k'l}(k)T_c - \tau_{k'}) \cos(\omega t + \theta_{k'}) \\ y_{rkl}(t - iT_s) &= \alpha_r A_{r'l} b_{r'l}(t) \rho_{r'r} \{t - \Delta\tau_r\} \exp j\phi_r \\ i_{rk}(t - iT_s) &= \sum_l \sum_{\substack{k' \\ ik' \neq lr}} [\alpha_{k'} A_{k'l} b_{k'l}(t) \times \rho_{k'r} \{t - h_r(i)T_c \\ &\quad - \mu_{r'l}(i)T_c + h_{k'}(i)T_c + \mu_{k'l}(i)T_c - \Delta\tau_k'\} \exp j\phi_{k'}] \quad (15.93)\end{aligned}$$

Η επέκταση του σχηματισμού των σημάτων I και Q είναι προφανής. Αυτό το σύστημα θα αναφέρεται ως $amM\tau$ -CDDHMA όπου το $amM\tau$ έχει την ίδια έννοια όπως πριν. Το μπλοκ διάγραμμα του δέκτη δίνεται στα σχήματα 15.8 έως 15.11.

15.4.2 ΜΟΝΤΕΛΑ ΚΑΝΑΛΙΟΥ CDMA

Μοντέλο Gilbert: Σύμφωνα με το μοντέλο αυτό μπορούμε να βρισκόμαστε σε 2 καταστάσεις : στην $G_k(0)$ η οποία έχει χαμηλή παρεμβολή που θεωρείται αμελητέα και στην κατάσταση $G_k(1)$ που έχει πολύ υψηλή παρεμβολή η οποία έχει καταστροφικό αποτέλεσμα στον αποδιαμορφωτή. Χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίσει το φαινόμενο near-far ορίζοντας την ποσότητα f ως την πιθανότητα να βρεθεί το κανάλι στην κατάσταση $G_k(1)$ (που σημαίνει πολλά σφάλματα) για κάποιο δοσμένο χρονικό διάστημα τ_k .

Γκαουσιανό μοντέλο: Μπορούμε να προσεγγίσουμε το $i(t)$ ως μια γκαουσιανή παρεμβολή με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση

$$\sigma^2 \cong (K - 1)m\alpha^2\bar{A}^2/G \quad (15.94)$$

Το μοντέλο είναι κατάλληλο όταν όλα τα σήματα παρεμβολής έχουν συγκρίσιμες στάθμες.

Μοντέλο CW: Σε αυτό το μοντέλο, το $i(t)$ προσεγγίζεται ως ένας ισοδύναμος τόνος (διάνυσμα) με τυχαία φάση θ ανήκει στο $[0, 2\pi]$ και η ισχύς δίνεται από την εξίσωση (15.94). Αυτό το μοντέλο είναι κατάλληλο εάν υπάρχουν λίγοι επικρατέστεροι παρεμβολείς.

15.4.3 ΜΕΤΡΗΣΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

Συνήθως ως μέτρο της απόδοσης, χρησιμοποιείται ο ρυθμός των εσφαλμένων συμβόλων. Έτσι μπορούμε να ορίσουμε τον παράγοντα βελτίωσης της απόδοσης του συστήματος ως [43]

$$E = [(1 - P)n] / [(1 - P_0)n_0] \quad (15.95)$$

Στην εξίσωση (15.95) το n είναι ο αριθμός των bits ανά σύμβολο, το P είναι ο ρυθμός σφαλμάτων των bit (BER) και το $(1 - P)n$ είναι ο μέσος αριθμός των σωστά εκπεμπόμενων bit ανά σύμβολο. Οι ίδιοι παράμετροι με τον δείκτη μηδέν αναφέρονται στην κανονική διαμόρφωση ($m = 1, M = 1$). Διαχωρίζοντας τη διαθέσιμη ισχύ του σήματος σε αντίγραφα m , το σύστημα θα είναι πιθανώς πιο εσφαλμένο αλλά ο μέσος αριθμός των σωστά εκπεμπόμενων bit θα έπρεπε να είναι ακόμα υψηλότερος.

15.4.4 ΔΕΚΤΗΣ ΤΗΣ ΑΝΘΕΚΤΙΚΟΤΗΤΑΣ NEAR FAR

Η ανθεκτικότητα του near far (nfr) ορίζεται ως

$$nfr = 1 - f \quad (15.96)$$

όπου f είναι η πιθανότητα να βρεθεί το κανάλι στην κατάσταση $G_k(1)$ (που σημαίνει πολλά σφάλματα) για κάποιο δοσμένο χρονικό διάστημα τ_k . Για το σύστημα CDDHMA αυτή η παράμετρος μπορεί περαιτέρω να βελτιωθεί τροποποιώντας τους αλγορίθμους εκπομπής / λήψης όπως προσδιορίζονται σαν επακόλουθο.

Επιλογή #1 / Interleaving συν μπλοκ κωδικοποίηση: Στην κανονική εκδοχή του συστήματος, χρησιμοποιούνται το interleaving με βάθος D και η κωδικοποίηση διόρθωσης σφάλματος με αριθμό των bit (block length) D και ικανότητα διόρθωσης e . Το frame error θα συμβεί εάν ο αριθμός των κακών slots ($i > y_u$) της εξόδου του D είναι μεγαλύτερος από το e .

$$f' = \sum_{k=e}^D \binom{D}{k} f^k (1-f)^{D-k}; nfr' = 1 - f' \quad (15.97)$$

Επιλογή #2/Απόκλιση χρόνου: Εάν χρησιμοποιείται η απόκλιση χρόνου επαναλαμβάνοντας τις πληροφορίες $(2D + 1)$ φορές καθώς και η πλειοψηφία των λογικών αποφάσεων, τότε

$$f'' = \sum_{k=D+1}^{2D+1} \binom{2D+1}{k} f^k (1-f)^{2D+1-k}; nfr'' = 1 - f'' \quad (15.98)$$

Με άλλα λόγια, εάν οι πληροφορίες επαναλαμβάνονται $2D + 1$ φορές και εάν η απόφαση είναι φτιαγμένη υπέρ της εμφάνισης των λέξεων περισσότερο από D φορές, τότε η τελική απόφαση θα είναι εσφαλμένη εάν το word error συμβαίνει περισσότερο από D φορές. Θα έπρεπε να γνωρίζουμε ότι η απόδοση του συστήματος που προσδιορίζεται από την εξίσωση (15.95) τώρα μειώνεται από τον παράγοντα $2D + 1$ ($E \rightarrow E / (2D + 1)$).

Επιλογή #3/Συνδυασμός της κωδικοποίησης και της απόκλισης του χρόνου: Εάν συνδυαστούν οι επιλογές #1 και #2, το οποίο σημαίνει ότι χρησιμοποιούνται το interleaving συν την κωδικοποίηση συν την απόκλιση του χρόνου (time diversity), τότε θα έχουμε

$$f^{16c} = f''(f') = \sum_{k=D+1}^{2D+1} \binom{2D+1}{k} f^k (1-f)^{2D+1-k}; nfr^{16c} = 1 - f^{16c}$$

Επιλογή #4/Σύστημα με εισαγωγή: Εάν στον εκπομπό χρησιμοποιείται μια λέξη ελέγχου μήκους c μαζί με τα bit δεδομένων d στο frame, τότε για απόκλιση χρόνου $2D + 1$ έχουμε

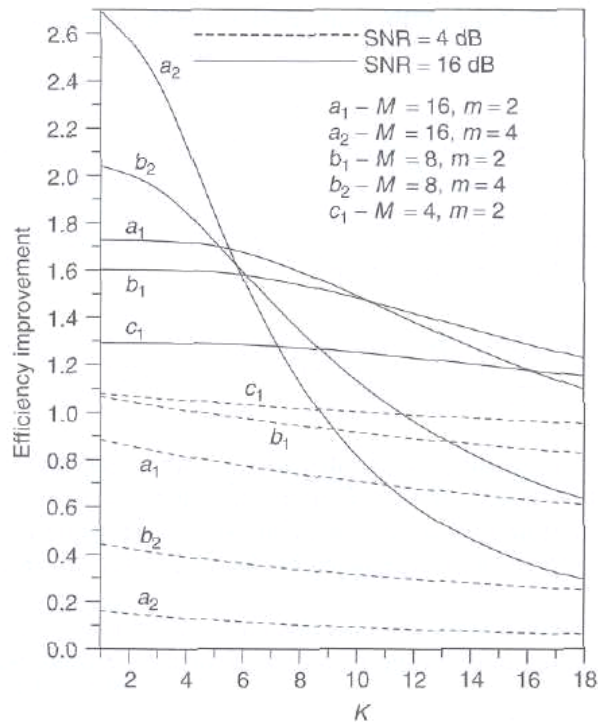
$$f''' = f^{2D+1}; nfr''' = 1 - f'''; E \rightarrow Ed / (c + d)(2D + 1) \quad (15.99)$$

Με άλλα λόγια, είναι αρκετό να αναγνωρίσουμε τουλάχιστον μια σωστή εισαγωγή (preamble), η οποία είναι μια ένδειξη ότι όλο το frame δεν καταστράφηκε. Εδώ κάνουμε μια υπόθεση ότι η MAI έχει μια σημαντική επίδραση στο BER.

Επιλογή #5/Συνδυασμός των επιλογών #1 και #4: Σε αυτή την περίπτωση

$$f^{1\&4} = f'''(f') = f^{2D+1}; \quad \eta f r^{1\&4} = 1 - f^{1\&4} \quad (15.100)$$

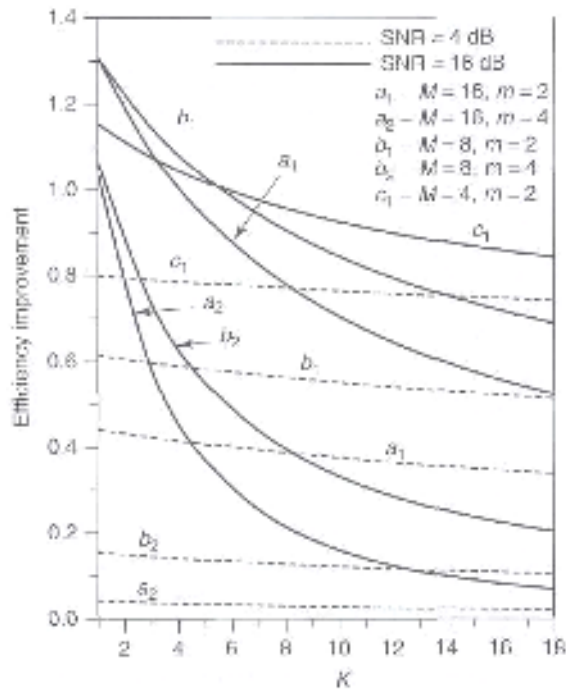
Για διευκρινιστικούς σκοπούς, οι βελτιώσεις απόδοσης ως μια συνάρτηση του αριθμού των χρηστών για σύμφωνη και μη σύμφωνη ανίχνευση, το μοντέλο της γκαουσιανής παρεμβολής καθώς και το no fading channel παρουσιάζονται στο σχήμα 15.12.



Σχήμα 15.12 Βελτίωση απόδοσης σαν συνάρτηση του αριθμού των χρηστών (σύμφωνη ανίχνευση).

Η τοποθέτηση των καμπυλών επιτυγχάνεται για δυο τιμές του SNR (4 και 16 dB) και ο αριθμός των συνδυασμών για M και m . Για υψηλό SNR (16 dB), η παράμετρος E είναι μεγαλύτερη από το ένα για μεγάλη κλίμακα των παραμέτρων. Για μικρότερα K , η παράμετρος E είναι υψηλότερη εάν το m είναι μεγαλύτερο. Εάν το m είναι χαμηλότερο, η μέγιστη τιμή της E είναι χαμηλότερη αλλά η E παραμένει παραπάνω από ένα για υψηλότερα K . Οι καμπύλες για μη σύμφωνη ανίχνευση παρουσιάζονται στο ίδιο σχήμα. Μπορούμε να δούμε ότι η παράμετρος E για μη σύμφωνη ανίχνευση είναι χαμηλότερη και το χαμηλότερο m είναι αναμφισβήτητα η καλύτερη επιλογή. Για χαμηλότερα SNR ο παράγοντας βελτίωσης είναι χαμηλότερος.

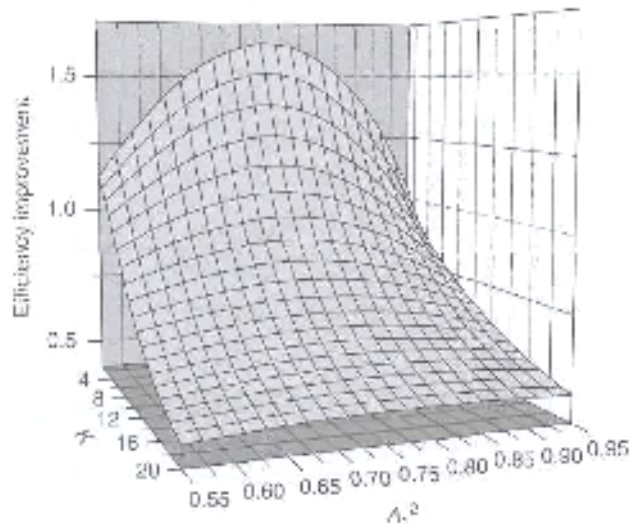
Το σχήμα 15.13 αναπαριστά τα ίδια αποτελέσματα με αυτά του σχήματος 15.12 αλλά στην περίπτωση που το σήμα διαδίδεται μέσω του καναλιού της κατανομής Rayleigh.



Σχήμα 15.13 Βελτίωση της απόδοσης του συτήματος $amMt$ -CDMA σαν συνάρτηση του αριθμού των χρηστών (σύμφωνη ανίχνευση, κατανομή Rayleigh του χρήσιμου σήματος).

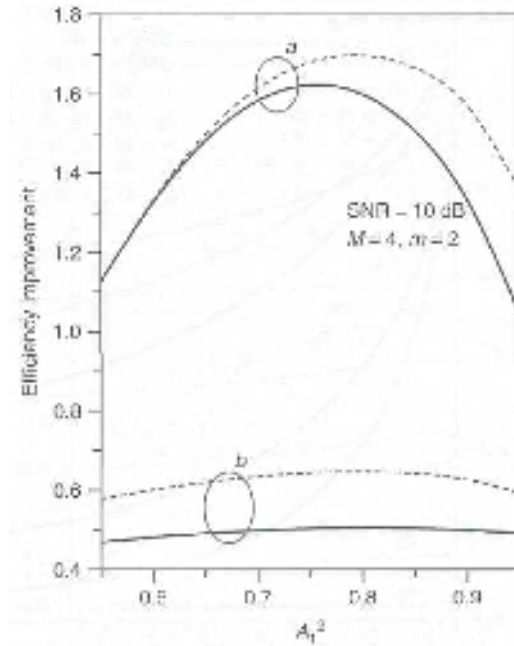
Γενικά, ο παράγοντας βελτίωσης είναι χαμηλότερος και μόνο για τους λίγους χρήστες στο κανάλι είναι μεγαλύτερος από το ένα.

Ένα τρισδιάστατο σχήμα (σχήμα 15.14) αναπαριστά την παράμετρο E για το σύστημα $amMt$ -CDMA για $m = 2$.



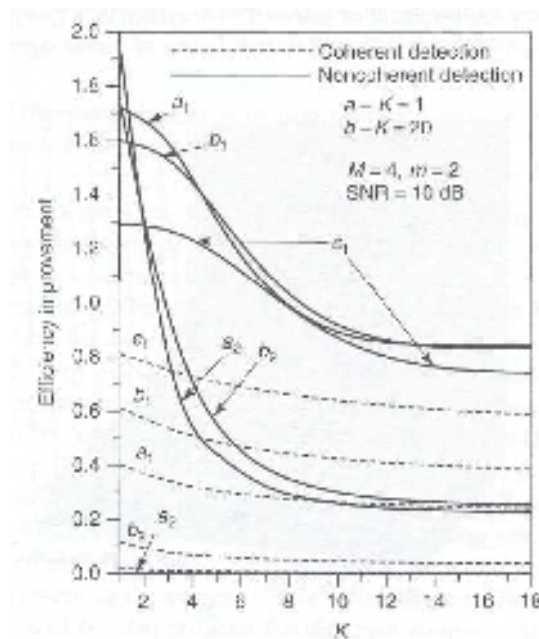
Σχήμα 15.14 Βελτίωση της απόδοσης του συτήματος $amMt$ -CDMA σαν συνάρτηση του αριθμού των χρηστών (μη σύμφωνη ανίχνευση, no fading).

Κάτω από την υπόθεση ότι $A_1^2 + A_2^2 = 1$, η μέγιστη τιμή για το E επιτυγχάνεται εάν $A_1^2 \approx 0.75$. Αυτό θα εξαρτηθεί επίσης από το K όπως φαίνεται στο σχήμα 15.15.



Σχήμα 15.15 Βελτίωση της απόδοσης του συτήματος $amMt$ -CDMA σαν συνάρτηση του A (no fading).

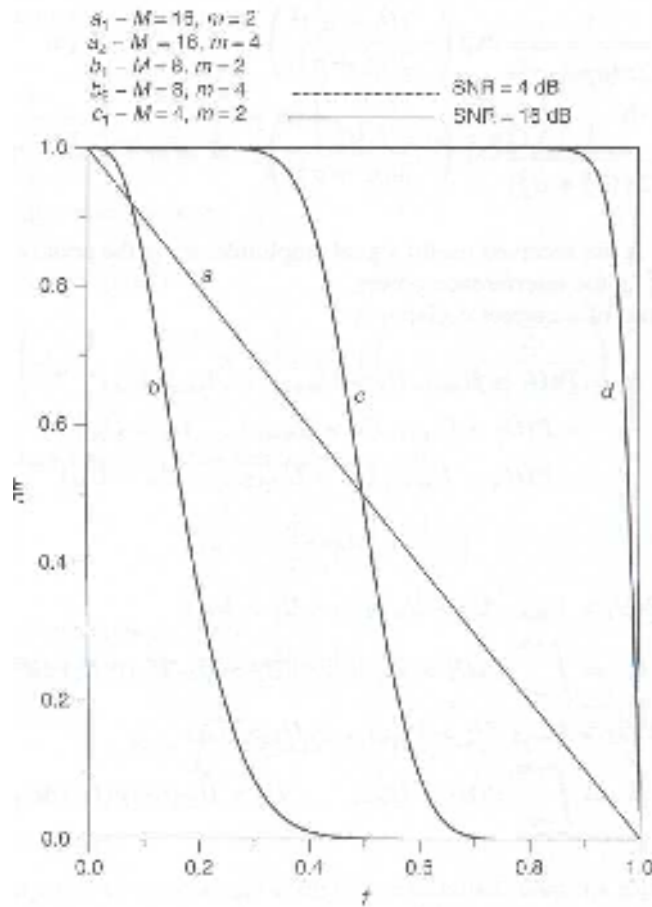
Η βελτίωση της απόδοσης K σε σχέση με το σύστημα $amMt$ -CDMA παρουσιάζεται στο σχήμα 15.16 για το μοντέλο συνεχούς κύματος (CW) της MAI.



Σχήμα 15.16 Βελτίωση της απόδοσης του συτήματος $amMt$ -CDMA σαν συνάρτηση του αριθμού των χρηστών (μη σύμφωνη ανίχνευση, no fading).

Η ερμηνεία αυτών των αποτελεσμάτων είναι παρόμοια με αυτή που φαίνεται στα σχήματα 15.12 και 15.13.

Τελικά, η ανθεκτικότητα του near far, nfr , παρουσιάζεται στο σχήμα 15.17 με το μοντέλο του Gilbert της MAI.



Σχήμα 15.17 Ανθεκτικότητα του near far σαν συνάρτηση της πιθανότητας f για το μοντέλο του Gilbert της MAI.

- $a - \eta fr$ (εξίσωση 15.96)
- $b - \eta fr'$ (εξίσωση 15.97)
- $c - \eta fr''$ (εξίσωση 15.98)
- $d - \eta fr'''$ (εξίσωση 15.99)

Αυτό το σχήμα είναι ένα αποτέλεσμα κλειδί αυτής της ανάλυσης. Χωρίς να δούμε τους λόγους για το τι έχει προκαλέσει μια βέβαιη στάθμη του φαινομένου near far, χαρακτηριζόμενη από την πιθανότητα f , μπορούμε να δούμε μια θεωρητική βελτίωση στην ανθεκτικότητα του συστήματος near far. Θα έπρεπε να λάβουμε υπόψη επίσης ότι η απόδοση του συστήματος θα μειωθεί για διαφορετικές λύσεις όπως συζητήθηκαν πριν. Εάν $E < 1$, τότε $m = 1$ και $M = 1$ θα έπρεπε να χρησιμοποιηθούν ($E = 1$) και ακόμα με την καθυστέρηση άλματος θα διατηρηθεί η ανθεκτικότητα του near far.

REFERENCES

1. Special issue on wideband CDMA. *IEEE Commun. Mag.*, 36(9), 1998, 46-95.
2. Duei-Hallen, A., Holtzman, J. and Zvonar, Z. (1995) Multiuser detection for CDMA systems. *IEEE Personal Commun. Mag.*, 2, 46-58.
3. Moshavi, S. (1996) Multi-user detection for DS-SS-CDMA communications. *IEEE Commun. Mag.*, 34, 124-135.
4. Juntti, M. and Glisic, S. (1997) Advanced CDMA for wireless communications, in Glisic, S. G. and Lappanen, P. A. (eds) *Wireless Communications - TDMA Versus CDMA*. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, pp. 447-490.
5. Woodward, G. and Vucetic, B. S. (1998) Adaptive detection for DS-SS-CDMA. *Proc. IEEE*, 86(7), 1413-1434.
6. Ojanpera, T. (1997) Overview of multiuser detection/interference cancellation for DS-SS-CDMA. *Proc. IEEE ICSPWC '97*, pp. 115-119.
7. Lupas, R. and Verdú, S. (1989) Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 35(1), 123-136.
8. Lupas, R. and Verdú, S. (1990) Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels. *IEEE Trans. Commun.*, 38(4), 496-508.
9. Verdú, S. (1998) *Multiuser Detection*. New York: Cambridge University Press, Ch. 5, pp. 234-272.
10. Zheng, F.-C. and Barton, S. K. (1995) On the performance of near-far resistant CDMA detectors in the presence of synchronization errors. *IEEE Trans. Commun.*, 43(12), 3037-3045.
11. Moon, T. K., Xie, Z., Rushforth, C. K. and Short, R. T. (1994) Parameter estimation in a multi user communication system. *IEEE Trans. Commun.*, 42(8), 2553-2539.
12. Xie, Z., Rushforth, C. K., Short, R. T. and Moon, T. K. (1993) Joint signal detection and parameter estimation in multiuser communications. *IEEE Trans. Commun.*, 41(7), 1208-1216.
13. Lim, T. J. and Rasmussen, L. K. (1997) Adaptive symbol and parameter estimation in asynchronous multiuser CDMA detectors. *IEEE Trans. Commun.*, 45(2), 213-220.
14. Gray, S. D., Kocic, M. and Brady, D. (1995) Multiuser detection in mismatched multiple-access channels. *IEEE Trans. Commun.*, 43(12), 3080-3089.
15. Parkvall, S., Strom, E. and Ottersten, B. (1996) The impact of timing errors on the performance of linear DS-SS-CDMA receivers. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 14(8), 1660-1668.
16. Parkvall, S., Ottersten, B. and Strom, E. G. (1995) Sensitivity analysis of linear DS-SS-CDMA detectors to propagation delay estimation errors. *Proc. IEEE GLOBECOM '95*, pp. 1872-1876.
17. Strom, E. G., Parkvall, S., Miller, S. L. and Ottersten, B. E. (1996) Propagation delay estimation in asynchronous direct-sequence code-division multiple access systems. *IEEE Trans. Commun.*, 44(1), 84-93.
18. Strom, E. G., Parkvall, S., Miller, S. L. and Ottersten, B. E. (1994) Sensitivity analysis of near-far resistant DS-SS-CDMA receivers to propagation delay estimation errors. *Proc. IEEE VTC '94*, pp. 757-761.
19. Iltis, R. A. and Mailaender, L. (1994) An adaptive multiuser detector with joint amplitude and delay estimation. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 12(5), 774-785.
20. Iltis, R. A. and Mailaender, L. (1996) Multiuser Detection of quasisynchronous CDMA signals using linear decorrelators. *IEEE Trans. Commun.*, 44(11), 1561-1571.
21. Ghauri, I. and Iltis, R. A. (1997) Capacity of the linear decorrelating detector for QS-SS-CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, 45(9), 1039-1042.
22. Manji, S. and Mandayam, N. B. (1998) Outage probability for a zero forcing multiuser detector with random signature sequences. *Proc. IEEE VTC '98*, pp. 174-178.
23. Kajiwaru, A. and Nakagawa, M. Microcellular CDMA system with a linear multiuser interference canceler. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 12(4), 605-611.
24. Zvonar, Z. and Brady, D. (1996) Linear multipath-decorrelating receivers for CDMA frequency-selective fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 44(6), 650-653.
25. Sunay, M. O. and McLane, P. J. (1998) Probability of error for diversity combining in DS-SS-CDMA systems with synchronization errors. *Eur. Trans. Telecommun.*, 9(5), 449-463.
26. Eng, T., Kong, N. and Milstein, L. B. (1996) Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 44(9), 1117-1129.
27. Eng, T., Kong, N. and Milstein, L. B. (1998) Correction to comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 46(9), 1111.
28. Gilhousen, K. S. et al. (1991) On the capacity of a cellular CDMA system. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40(2), 303-312.
29. Glisic, S. and Pirinen, P. (1999) Wideband CDMA network sensitivity function. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 17, 1781-1794.
30. Glisic, S. and Vucetic, B. (1997) *CDMA for Wireless Communications*. Boston, MA: Artech House, pp. 1-47.
31. Ziemer, R. E. and Tranter, W. H. (1995) *Principles of Communications, Systems, Modulation, and Noise*. 4th edn. New York: John Wiley & Sons, p. 406.
32. Eng, T. and Milstein, L. B. (1994) Comparison of hybrid FDMA/CDMA systems in frequency selective Rayleigh fading. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 12(5), 938-951.
33. Lance, E. and Kaleh, G. (1997) A diversity scheme for phase coherent frequency hopping spread spectrum system. *IEEE Trans. Commun.*, 45(9), 1123-1130.
34. Simon, M. and Polidoros, A. (1981) Coherent detection of frequency-hopped quadrature mod

- ulation in the presence of jamming. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-29**, 1644-1660.
35. Ghareeb, I. and Yongacoglu, A. (1996) Performance analysis of frequency-hopped/coherent MPSK in the presence of multitone jamming. *IEEE Trans. Commun.*, **44**, 152-155.
 36. Su, C. M. and Milstein, L. B. (1990) Analysis of coherent frequency-hopped spread-spectrum receiver in the presence of jamming. *IEEE Trans. Commun.*, **38**, 715-726.
 37. Kaleh, G. K. (1996) Frequency-diversity spread spectrum communication system to counter bandlimited jammers. *IEEE Trans. Commun.*, **44**, 886-893.
 38. Lee, J. S., French, R. H. and Miller, L. E. (1984) Probability of error analyses of a BFSK frequency-hopping system with diversity under partialband jamming interference, part I: performance of square-law linear combining soft decision receiver. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-32**, 645-653.
 39. Robertson, R. C. and Lee, K. Y. (1992) Performance of fast frequency-hopped Rician fading channel with partial-band interference. *IEEEJ. Select. Areas Commun.*, **10**, 731-741.
 40. Bird, J. S. and Felstead, E. B. (1986) Antijam performance of fast frequency-hopped M-ary NCFSK-AN overview. *IEEEJ. Select. Areas Commun.*, **SAC-4**, 216-233.
 41. Massaro, M. J. (1975) Error performance of M-ary noncoherent FSK in the presence of CW tone interference. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-23**, 1367-1369.
 42. Milstein, L. B., Pickholtz, R. L. and Shilling, D. L. (1980) Optimization of the processing gain of an FSK-FH system. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-28**, 1062-1079.
 43. Glisic, S. G. *et al.* (1987) Efficiency of digital communication systems. *IEEE Trans. Commun.*, **COM-35(6)**, 679-684.
 44. Juntti, M. (1997) *Multiuser Demodulation for DS-CDMA Systems in Fading Channels*. Acta Universitatis Ouluensis C 106, Doctoral Thesis, Oulu University Press, Finland.
 45. Cherubini, G. and Milstein, L. B. (1989) Performance analysis of both hybrid and frequency-hopped phase-coherent spread-spectrum systems, part II: an FH system. *IEEE Trans. Commun.*, **37**, 612-622.
 46. Kaleh, G. K. (1997) Performance comparison of frequency diversity and frequency hopping spread spectrum systems. *IEEE Trans. Commun.*, **45**, 910-912.
 47. Robertson, R. C. *et al.* (1996) Multiple tone interference of frequency hopped noncoherent MFSK signals transmitted over Rician fading channel. *IEEE Trans. Commun.*, **44(7)**, 867-875.
 48. Zvonar, Z. and Brady, D. (1994) Multiuser detection in single-path fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, **42(2/3/4)**, 1729-1739.
 49. Mabuchi, T., Kohno, R. and Imai, H. (1993) Multihopping and decoding of error-correcting code for MFSK/FH-SSMA systems. *IEICE Trans. Commun.*, **E76-B(8)**, 874-885.