

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ  
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ



Υλοποίηση δέκτη CDMA

Κατατίθεται στο Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών για τη μερική ικανοποίηση των προϋποθέσεων λήψης διπλώματος

Εκπόνηση: Λακιωτάκης Εμμανουήλ

Εξεταστική επιτροπή

Καθηγητής Αθανάσιος Λιάβας (επιβλέπων)

Επίκουρος Καθηγητής Γεώργιος Καρυστινός

Επίκουρος Καθηγητής Άγγελος Μπλέτσας

Ιούλιος 2011



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα κυψελωτά δίκτυα αποτελούν τον πυρήνα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Στα πλαίσια της κυψελωτής επικοινωνίας δύο παράγοντες χρήζουν ιδιαίτερης μελέτης: η άμεση πρόσβαση και η διαχείριση των παρεμβολών. Το πρώτο σχετίζεται με τον τρόπο κατανομής των πόρων του συστήματος (φάσμα) ανάμεσα στους χρήστες και το δεύτερο αναφέρεται στις παρεμβολές που ανακύπτουν από την ταυτόχρονη μετάδοση σήματος από διαφορετικούς χρήστες. Τα ευρυζωνικά συστήματα αποτελούν ένα κομμάτι των κυψελωτών δικτύων όπου το σήμα κάθε χρήστη εξαπλώνεται σε ολόκληρο το διαθέσιμο φάσμα με αποτέλεσμα κατά την αποδιαμόρφωση του σήματος ενός χρήστη, τα σήματα των υπόλοιπων χρηστών να φαίνονται σαν λευκός ψευδοθόρυβος. Με τον τρόπο αυτό οι χρήστες του κυψελωτού δικτύου μοιράζονται όλους τους βαθμούς ελευθερίας σε χρόνο και συχνότητα. Το σύστημα πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα (CDMA) κατατάσσεται σε μια υποκατηγορία των ευρυζωνικών συστημάτων που ονομάζονται direct sequence spread spectrum συστήματα. Στο σύστημα CDMA, κάθε σύμβολο πληροφορίας κωδικοποιείται με βάση μια χαρακτηριστική για τον εκάστοτε χρήστη ακολουθία μήκους  $N_{\text{chip}}$  και στη συνέχεια μεταδίδεται. Με τον τρόπο αυτό το απαιτούμενο εύρος φάσματος είναι  $N_{\text{chip}}$  φορές μεγαλύτερο από το ελάχιστο απαιτούμενο. Στην συγκεκριμένη εργασία προσομοιώνεται η λειτουργία συστήματος CDMA ενώ παράλληλα εφαρμόζονται τεχνικές συγχρονισμού και εκτίμησης καναλιού ειδικά προσαρμοσμένες στις ανάγκες του εν λόγω συστήματος. Δείκτες για την αξιοπιστία του συστήματος είναι το BER (Bit Error Rate) σε σχέση με το SNR (Signal to Noise Ratio) καθώς και η ποιότητα συγχρονισμού αλλά και εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φέροντος (carrier frequency offset) που εισάγεται κατά την διαδικασία αποδιαμόρφωσης στην πλευρά του δέκτη.



## **Ευχαριστήριο σημείωμα**

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για την αμέριστη οικονομική και ψυχολογική υποστήριξή τους καθ' όλη τη διάρκεια της φοιτητικής μου ζωής, χωρίς την οποία δεν θα ήταν εφικτό να ολοκληρώσω τις σπουδές μου. Στη συνέχεια θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κ. Αθανάσιο Λιάβα για την επίβλεψη και την καθοδήγησή του στην εργασία, την υπομονή και την προθυμία του για βοήθεια αφιερώνοντας μου αρκετό χρόνο σε συζητήσεις για την ανεύρεση λύσης σε κάθε πρόβλημα που ανέκυπτε κατά την υλοποίηση της εργασίας. Ταυτόχρονα, θα ήθελα να ευχαριστήσω προκαταβολικά τους κ. Γεώργιο Καρυστινό και κ. Άγγελο Μπλέτσα για την ανάγνωση της εργασίας μου και τις παρατηρήσεις τους. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους μεταπτυχιακούς φοιτητές Μανόλη Ματιγάκη και Αλέξη Μπαλατσούκα-Στίμμινγ για την αμέριστη βοήθειά τους και τις συμβουλές σε κάθε δυσκολία που κλήθηκα να αντιμετωπίσω χωρίς την συμβολή των οποίων θα ήταν δύσκολο να ολοκληρωθεί η υλοποίηση της διπλωματικής μου εργασίας. Καταλήγοντας, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους μου που στάθηκαν δίπλα μου στις εύκολες και δύσκολες στιγμές και με συντροφεύονταν από τα παιδικά μου χρόνια μέχρι και σήμερα.



# Περιεχόμενα

<b>1 Εισαγωγή</b>	<b>7</b>
<b>2 Λειτουργία πομπού</b>	<b>11</b>
2.1 Δημιουργία πακέτου . . . . .	11
2.2 Δημιουργία κώδικα . . . . .	12
2.3 Φίλτρο πομπού . . . . .	14
2.3.1 Διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference-ISI) . . . . .	14
2.3.2 Φιλτράρισμα πραγματικού και φανταστικού μέρους πακέτου . . . . .	17
2.4 Διαδικασία Διαμόρφωσης . . . . .	19
<b>3 Μετάδοση του σήματος</b>	<b>21</b>
3.1 Εισαγωγή στην ασύρματη μετάδοση . . . . .	21
3.2 Μετάδοση μέσω καναλιού . . . . .	25
<b>4 Λειτουργία δέκτη</b>	<b>27</b>
4.1 Συλλογή εκπεμπόμενων πακέτων . . . . .	27
4.2 Ενθύρυβο περιβάλλον μετάδοσης . . . . .	28
4.3 Αποδιαμόρφωση και φιλτράρισμα στο δέκτη . . . . .	29
4.4 Μέθοδος συγχρονισμού . . . . .	33
4.5 Εκτίμηση και διόρθωση διαφοράς συχνότητας φορέα . . . . .	40
4.6 Μετατροπή σε σύμβολα . . . . .	46
<b>5 Προσομοίωση συστήματος μετάδοσης</b>	<b>51</b>
5.1 Μετάδοση ενός χρήστη . . . . .	52
5.2 Μετάδοση δύο χρηστών . . . . .	56
5.3 Μετάδοση τριών χρηστών . . . . .	59
<b>6 Συμπεράσματα - προοπτικές βελτίωσης</b>	<b>67</b>
6.1 Συμπεράσματα . . . . .	67

6.2 Βελτίωση . . . . .	77
------------------------	----

# Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Παράδειγμα κυψελωτού δικτύου.	8
2.1	Πραγματικό και φανταστικό μέρος συμβόλου.	12
2.2	Κώδικας χρήστη για $N_{\text{chip}}=32$ .	13
2.3	Τμήμα κωδικοποιημένου πακέτου.	14
2.4	Τηλεπικοινωνιακό σύστημα βασικής ζώνης.	14
2.5	Ισοδύναμο σύστημα διαχριτού χρόνου.	16
2.6	Square-root raised cosine παλμός.	18
2.7	Τμήμα εξόδου προσαρμοσμένου φίλτρου.	19
2.8	Τμήμα διαμορφωμένου πραγματικού μέρους σήματος.	20
3.1	Multipath.	22
4.1	Τμήμα αποδιαμορφωμένου σήματος.	31
4.2	Τμήμα πραγματικού και φανταστικού μέρους φιλτραρισμένου σήματος.	32
4.3	Upsampled code.	34
4.4	Παράδειγμα συσχέτισης λαμβανόμενου σήματος με τον upsampled code.	35
4.5	Τμήμα συσχέτισης με τον upsampled code.	35
4.6	Σχηματική αναπαράσταση μεθόδου συγχρονισμού.	36
4.7	Άθροισμα ακολουθιών δειγμάτων μέτρου συσχέτισης.	37
4.8	Συγχρονισμός σε αυθόρυβο περιβάλλον.	38
4.9	Συγχρονισμός σε ενθόρυβο περιβάλλον με SNR = 4 dB.	39
4.10	Συγχρονισμός σε ενθόρυβο περιβάλλον με SNR = 12 dB.	39
4.11	Συγχρονισμός σε ενθόρυβο περιβάλλον με SNR = 20 dB.	40
4.12	Scatterplot πακέτου πριν την διόρθωση του CFO.	43
4.13	Scatterplot πακέτου μετά την διόρθωση του CFO.	44
4.14	Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα σε αυθόρυβο περιβάλλον.	44
4.15	Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα με SNR = 4 dB.	45
4.16	Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα με SNR = 12 dB.	45

4.17 Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα με $SNR = 20$ dB. . . . .	46
4.18 Είσοδος-έξοδος σε σύστημα CDMA. . . . .	46
4.19 Δέκτης Rake. . . . .	47
 5.1 Σχηματική απεικόνιση ολοκληρωμένου συστήματος CDMA. . . . .	52
5.2 Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων για 1 χρήστη με $SNR = 8$ dB. . . . .	53
5.3 Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων για 1 χρήστη με $SNR = 16$ dB. . . . .	54
5.4 Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων για 1 χρήστη με $SNR = 20$ dB. . . . .	55
5.5 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα για 1 χρήστη με $SNR = 12$ dB. . . . .	56
5.6 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα για 1 χρήστη με $SNR = 20$ dB. . . . .	57
5.7 Γραφική απεικόνιση Bit Error Rate για 1 χρήστη. . . . .	58
5.8 Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 2 χρήστες με $SNR = 12$ dB. . . . .	59
5.9 Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 2 χρήστες με $SNR = 20$ dB. . . . .	60
5.10 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 2 χρήστες με $SNR = 12$ dB. . . . .	61
5.11 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 2 χρήστες με $SNR = 20$ dB. . . . .	62
5.12 Γραφική απεικόνιση Bit Error Rate ανά χρήστη για 2 χρήστες. . . . .	62
5.13 Γραφική απεικόνιση μέσου Bit Error Rate 2 χρηστών. . . . .	63
5.14 Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 3 χρήστες με $SNR = 12$ dB. . . . .	63
5.15 Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 3 χρήστες με $SNR = 20$ dB. . . . .	64
5.16 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 3 χρήστες για $SNR = 12$ dB. . . . .	64
5.17 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 3 χρήστες για $SNR = 20$ dB. . . . .	65
5.18 Γραφική απεικόνιση Bit Error Rate ανά χρήστη για 3 χρήστες. . . . .	65
5.19 Γραφική απεικόνιση μέσου Bit Error Rate 3 χρηστών. . . . .	66

6.1 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για 1 χρήστη με SNR = 4 dB. . . . .	68
6.2 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για 1 χρήστη με SNR = 20 dB. . . . .	69
6.3 Παράδειγμα εσφαλμένου συγχρονισμού λόγω πολλαπλών μεγίστων. . . . .	70
6.4 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 2 χρήστες με SNR = 4 dB. . . . .	71
6.5 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 2 χρήστες με SNR = 20 dB. . . . .	72
6.6 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 2 χρήστες με SNR = 4 dB. . . . .	73
6.7 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 2 χρήστες με SNR = 20 dB. . . . .	74
6.8 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 3 χρήστες με SNR = 4 dB. . . . .	75
6.9 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 3 χρήστες με SNR = 20 dB. . . . .	76
6.10 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 3 χρήστες με SNR = 4 dB. . . . .	77
6.11 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 3 χρήστες με SNR = 20 dB. . . . .	78
6.12 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον τρίτο από τους 3 χρήστες με SNR = 4 dB. . . . .	79
6.13 Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον τρίτο από τους 3 χρήστες με SNR = 20 dB. . . . .	80
6.14 Γραφική απεικόνιση BER 3 χρηστών με γνωστή θέση συγχρονισμού. . . . .	80
6.15 Γραφική απεικόνιση BER 3 χρηστών εφαρμόζοντας την μέθοδο συγχρονισμού μέσω correlation. . . . .	81
6.16 Γραφική απεικόνιση μέσου BER για έναν χρήστη με βάση την υλοποίηση του μαθήματος. . . . .	81
6.17 Γραφική απεικόνιση μέσου BER για έναν χρήστη με βάση την υλοποίηση της εργασίας. . . . .	82
6.18 Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 2 χρήστες με βάση την υλοποίηση του μαθήματος. . . . .	82
6.19 Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 2 χρήστες με βάση την υλοποίηση της εργασίας. . . . .	83

6.20 Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 3 χρήστες με βάση την υλοποίηση του μαθήματος. . . . .	83
6.21 Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 3 χρήστες με βάση την υλοποίηση της εργασίας. . . . .	84
6.22 Γραφική απεικόνιση μέσου BER 1 χρήστη για CDMA χωρίς συγχρονισμό, με συγχρονισμό και με CFO. . . . .	84
6.23 Γραφική απεικόνιση μέσου BER 2 χρηστών για CDMA χωρίς συγχρονισμό, με συγχρονισμό και με CFO. . . . .	85
6.24 Γραφική απεικόνιση μέσου BER 3 χρηστών για CDMA χωρίς συγχρονισμό, με συγχρονισμό και με CFO. . . . .	85

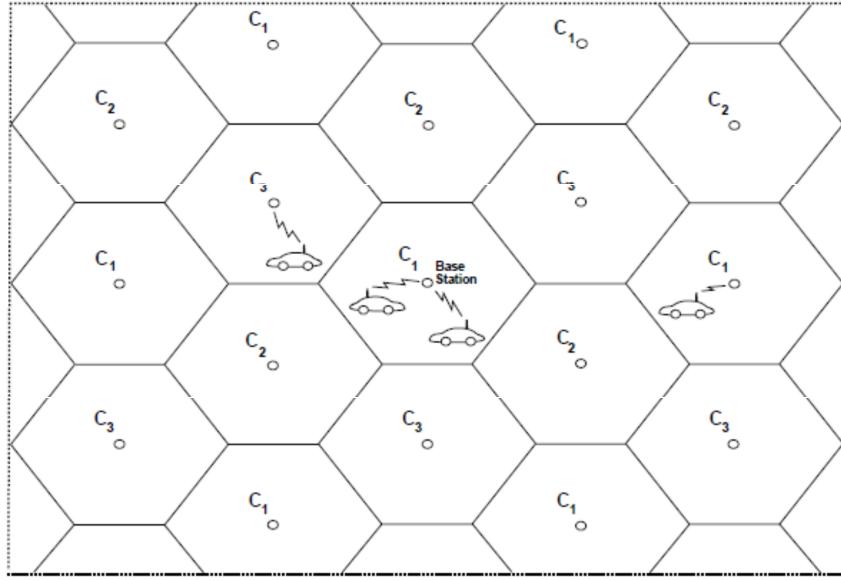
# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

Οι αλματώδεις εξελίξεις στον τομέα των τηλεπικοινωνιών τις τελευταίες δεκαετίες παρέχουν την δυνατότητα σε χρήστες να έχουν ασύρματες συνδέσεις, επιτρέποντας την δυνατότητα επικοινωνίας και ανταλλαγής δεδομένων ακόμα και κατά την κίνηση υπό αντίξοες συνυθήκες. Η ασύρματη δικτύωση εκμεταλλεύεται σε μεγάλο βαθμό τη συνδεσιμότητα φορητών συσκευών διευκολύνοντας την επικοινωνία χρηστών, αλλά και την έγκαιρη πληροφόρηση. Επίσης, οι χρήστες μπορούν να έχουν συνεχή και αδιάλειπτη πρόσβαση στις υπηρεσίες και στους πόρους του ασύρματου δικτύου.

Ένα είδος δικτύων που εμφανίζει ραγδαία εξέλιξη τα τελευταία χρόνια είναι τα δίκτυα κινητών επικοινωνιών. Μία κατηγορία δικτύων κινητής επικοινωνίας είναι τα λεγόμενα κυψελωτά δίκτυα. Ένα κυψελωτό δίκτυο απαρτίζεται από έναν αριθμό σταθμών βάσης. Η περιοχή που καλύπτει το κυψελωτό δίκτυο διαιρείται σε κυψέλες. Κάθε κυψέλη διαιρέται τον δικό της σταθμό βάσης. Κάθε κινητό εντός του κυψελωτού δικτύου επικοινωνεί με τους σταθμούς βάσης που βρίσκονται κοντά του [5].

Η κυψελωτή επικοινωνία διαχρίνεται από δύο χαρακτηριστικά: την πολλαπλή πρόσβαση (multiple access) και τη διαχείριση παρεμβολών (interference management). Ο πρώτος όρος αναφέρεται στον τρόπο κατανομής των διαθέσιμων πόρων του δικτύου (χρόνος, φάσμα, χώρος) στους χρήστες ίδιας κυψέλης του συστήματος (ενδοκυψελικοί χρήστες). Ο δεύτερος όρος περιγράφει τον τρόπο διαχείρισης των παρεμβολών που δημιουργούνται από την ταυτόχρονη μετάδοση σήματος από διαφορετικές κυψέλες (διακυψελικές παρεμβολές). Αξιοσημείωτο χαρακτηριστικό των κυψελωτών δικτύων είναι είναι η συνεχής συνδεσιμότητα του κινητού καθώς κινείται, επικοινωνώντας κάθε φορά με διαφορετικό σταθμό βάσης. Η παραπάνω διαδικασία ονομάζεται μεταπομπή κυψέλης (handoff) και πάνω σε αυτή στηρίζεται η εύρυθμη λειτουργία του δικτύου.



Σχήμα 1.1: Παράδειγμα κυψελωτού δικτύου.

Μια υποκατηγορία κυψελωτών συστημάτων είναι τα συστήματα ευρέως φάσματος (spread spectrum). Τα συγκεκριμένα συστήματα χαρακτηρίζονται από το γεγονός ότι χρησιμοποιούν μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων απ' ότι είναι απαραίτητο. Η φαινομενική αυτή σπατάλη φάσματος καθιστά τα εν λόγω συστήματα αρκετά χρήσιμα, σε αντίθεση με ότι θα πίστευε κανείς ακούγοντας για χρήση μεγαλύτερου φάσματος απ' ότι είναι απαραίτητο. Μέσα από τα δίκτυα ευρέως φάσματος το σήμα μοιάζει σε μεγάλο βαθμό με wideband ύδρυβο, πράγμα που δυσκολεύει την υποκλοπή του. Για τον λόγο αυτό, δίκτυα ευρέως φάσματος χρησιμοποιούνται σε στρατιωτικές εφαρμογές. Επιπλέον, η δυνατότητα καθολικής επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων που παρέχουν τα συγκεκριμένα συστήματα επιτρέπουν την ενσωμάτωσή τους στον τομέα των εμπορικών εφαρμογών.

Περίοπτη θέση στην κατηγορία των συστημάτων ευρέως φάσματος κατέχουν τα direct sequence spread spectrum συστήματα και ειδικότερα το σύστημα πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα (CDMA). Στην περίπτωση του CDMA, κάθε σύμβολο πληροφορίας που εκπέμπεται από ένα χρήστη πολλαπλασιάζεται με μια ακολουθία ψευδοθορύβου μήκους  $N_{chip}$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι κάθε χρήστης διαθέτει μοναδική ακολουθία ψευδοθορύβου και κάθε εκπεμπόmeno σύμβολο διαμορφώνεται με βάση την ακολουθία ψευδοθορύβου του εκάστοτε χρήστη-αποστολέα. Η ακολουθία ψευδοθορύβου που ανατίθεται σε κάθε χρήστη ονομάζεται κώδικας (code) ενώ το κάθε στοιχείο του κώδικα καλείται chip. Είναι φανερό ότι αν κάθε παλμός πληροφορίας έχει διάρκεια  $T$  και πολλαπλασιάζεται με την ακολουθία μήκους  $N_{chip}$  chips, με κάθε chip να έχει διάρκεια

$T_{chip}$ , όπου  $T_{chip} = \frac{T}{N_{chip}}$ , τότε το απαιτούμενο εύρος φάσματος για την μετάδοση του διαμορφωμένου με την ακολουθία ψευδοθορύβου συμβόλου θα είναι  $W = \frac{1}{T_{chip}} = \frac{N_{chip}}{T}$ , δηλαδή  $N_{chip}$  φορές μεγαλύτερο από το αρχικά απαιτούμενο. Με την τεχνική της φασματικής εξάπλωσης άμεσης ακολουθίας, το σήμα κάθε χρήστη εξαπλώνεται σε ολόκληρο το φάσμα, με αποτέλεσμα κατά την αποδιαμόρφωση του σήματος του εκάστοτε χρήστη, οι παρεμβολές των υπόλοιπων χρηστών να επέχουν ρόλο λευκού ψευδοθορύβου. Με τον τρόπο αυτό, οι βαθμοί ελευθερίας σε χρόνο και συχνότητα κατανέμονται ανάμεσα σε χρήστες από διαφορετικές κυψέλες καθιστώντας την καθολική επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων αναπόσπαστο κομμάτι του CDMA [3].

Βασικός παράγοντας που επηρεάζει τη λειτουργία του συστήματος πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα είναι οι παρεμβολές από τους υπόλοιπους χρήστες του συστήματος. Το σύνολο των παρεμβολών που υφίσταται κάθε χρήστης θα πρέπει να προσεγγίζει το λευκό Γκαουσιανό θόρυβο ενώ η ισχύς των παρεμβολών θα πρέπει να διατηρείται σε ένα ελάχιστο επίπεδο και να είναι σταθερή. Αυτό επιτυγχάνεται με την διαμόρφωση των συμβόλων που έχει ως αποτέλεσμα την μετατροπή του σήματος σε μια μακροσκελή ακολουθία ψευδοθορύβου και έτσι εξασφαλίζεται η κατά το δυνατόν τυχαιότερη μορφή του λαμβανόμενου σήματος κάθε χρήστη. Επιπλέον, διεξάγεται αυστηρός και περιοδικός έλεγχος ισχύος (power control) μεταξύ των χρηστών ίδιας κυψέλης προκειμένου να εξασφαλιστεί ότι η λαμβανόμενη ισχύς δεν ξεπερνά το ελάχιστο επίπεδο που απαιτείται για την αποδιαμόρφωση. Τέλος, δεν θα πρέπει να παραληφθεί η διαδικασία μεσοστάθμισης των παρεμβολών χρηστών γειτονικών κυψελών. Μέσω της μεσοστάθμισης, η συνολική παρεμβολή προσεγγίζει την Γκαουσιανή μορφή ενώ ταυτόχρονα περιορίζει την τυχαιότητα του επιπέδου παρεμβολών λόγω των μεταβλητών θέσεων των χρηστών, αυξάνοντας την αξιοπιστία της ζεύξης. Η τελευταία λειτουργία είναι που καθιστά εφικτή την καθολική επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων σε ένα σύστημα ευρέος φάσματος, πράγμα που δεν συμβαίνει σε ένα σύστημα στενής ζώνης.

Η θεμελιώδης διαφορά ανάμεσα στο CDMA και στα συστήματα στενής ζώνης είναι ότι όλοι οι χρήστες μοιράζονται όλους τους βαθμούς ελευθερίας με αποτέλεσμα να αλληλοπαρεμβάλλονται. Έτσι το σύστημα διακατέχεται από περιορισμούς παρεμβολών (interference-limited) και όχι από περιορισμούς στους βαθμούς ελευθερίας (degree of freedom limited). Σε συστήματα στενής ζώνης, ο αριθμός των βαθμών ελευθερίας είναι αντιστρόφως ανάλογος του αριθμού χρηστών που μοιράζονται στους πόρους μέσα στη ζεύξη. Αντίθετα, η αύξηση των βαθμών ελευθερίας με την αύξηση του αριθμού των χρηστών, όπως συμβαίνει στο CDMA, επιφέρει μείωση του SINR (Signal to Interference and Noise Ratio), δηλαδή του λόγου σήματος προς την παρεμβολή και τον θόρυβο. Η παράμετρος SINR τονίζει τον σημαντικό ρόλο που διαδραματίζουν οι αλληλοπαρεμβολές

στην συνολική απόδοση του συστήματος. Το CDMA εκμεταλλεύεται την μεταβλητότητα των πηγών των χρηστών ώστε σε περίπτωση που κάποιος χρήστης σταματήσει να μεταδίδει, αυτόματα μειώνεται το συνολικό επίπεδο παρεμβολών εις όφελος των υπολοίπων χρηστών. Αν οι δραστηριότητες των χρηστών θεωρηθούν ανεξάρτητες μεταξύ τους, δημιουργείται ένα είδος νοητής στατιστικής πολυπλεξίας και έτσι το σύστημα μπορεί να εξυπηρετήσει περισσοτέρους χρήστες από την περίπτωση που υπήρχε διαρκής μετάδοση από όλους τους χρήστες. Η διαφορά με τα συστήματα στενής ζώνης έγκειται στο ότι δεν απαιτείται σαφής καθορισμός των υψηλών χρόνου ή συχνότητας, διασφαλίζοντας με τον τρόπο αυτό τον ελεύθερο χαρακτήρα του συστήματος.

Στα μειονεκτήματα του συστήματος CDMA συγκαταλέγεται η ανάγκη για συνεχή έλεγχο ισχύος του συστήματος καθώς ανάμεσα σε κοντινούς χρήστες και χρήστες στην άκρη της κυψέλης μπορεί να υπάρχει διαφορά εξασθένισης καναλιού μετάδοσης κατά δεκάδες dB. Αυτή η διαρκής ανατροφοδότηση πληροφοριών επιβαρύνει σημαντικά το σύστημα, πράγμα που δεν συμβαίνει στα συστήματα στενής ζώνης όπου δεν είναι απαραίτητος ο διαρκής έλεγχος ισχύος. Επιπλέον, για την εξουδετέρωση των αλληλοπαρεμβολών από τους υπόλοιπους χρήστες απαιτείται οι κώδικες που ανατίθενται στους χρήστες να είναι ορθογώνιοι μεταξύ τους. Αυτό έχει σαν συνέπεια να επιβαρύνεται ακόμη περισσότερο το σύστημα με μια επίπονη διαδικασία όπως είναι η παραπάνω, κάτι που είναι τρομερά απαιτητικό σε πολυπλοκότητα και υπολογιστική ισχύ, ειδικά σε περίπτωση που ο αριθμός των χρηστών είναι μεγάλος ενώ η ανάθεση κώδικα σε κάθε χρήστη θα πρέπει να γίνεται αυτόματα προκειμένου να μην καθυστερεί η διαδικασία μετάδοσης του σήματος διατηρώντας ταυτόχρονα την ορθογώνια ιδιότητά του.

Όπως γίνεται αντιληπτό από τα παραπάνω, το CDMA παρέχει μια πληθώρα ελευθεριών στους χρήστες κατά τη διαδικασία μετάδοσης. Το αντίτιμο των παραπάνω ελευθεριών συνίσταται στην επίδραση των παρεμβολών των υπόλοιπων χρηστών στην απόδοση του συστήματος. Η κατάλληλη επιλογή κωδίκων και ο μειωμένος αριθμός χρηστών θα μπορούσαν να αποτελέσουν λύσεις στην αντιμετώπιση των παρεμβολών, όμως ταυτόχρονα θα μείωναν τους βαθμούς ελευθερίας του συστήματος όπως επίσης θα επιβάρυναν το σύστημα με πολύπλοκες διεργασίες κατασκευής ορθογώνιων κωδίκων συναρτήσει του αριθμού των συμμετεχόντων χρηστών, εισάγοντας καθυστέρηση στην εξυπηρέτηση των χρηστών πράγμα καταστροφικό σε έναν απαιτητικό από πλευράς χρόνου τομέα όπως αυτός των δικτύων επικοινωνίας. Στα πλαίσια της εργασίας, υλοποιούνται τεχνικές οι οπίσιες επιχειρούν να αντιμετωπίσουν αναστατωτικούς παράγοντες λειτουργίας όπως το ενθύρισμα περιβάλλον, οι αλληλοπαρεμβολές και η εισαγωγή διαφοράς συχνότητας φέροντος (carrier frequency offset).

# Κεφάλαιο 2

## Λειτουργία πομπού

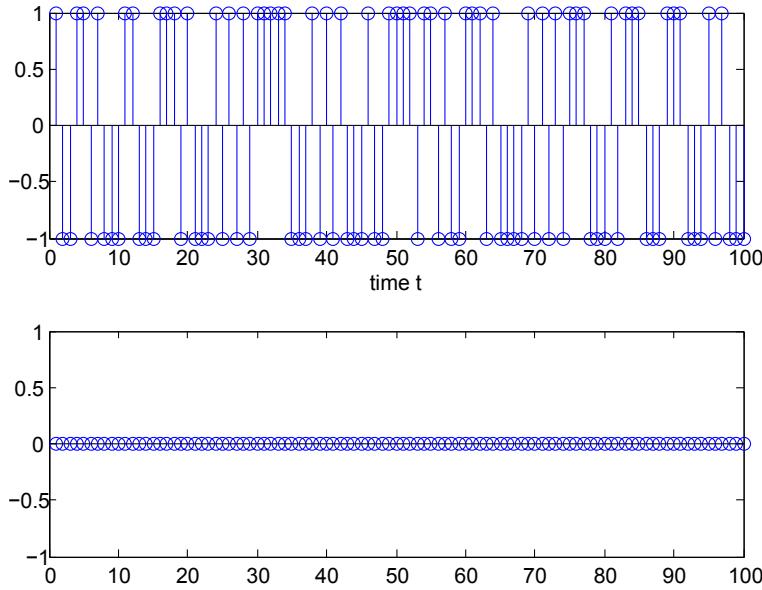
Στο τρέχον κεφάλαιο θα γίνει αναλυτική περιγραφή των λειτουργιών που κάνει ένας χρήστης του συστήματος CDMA προκειμένου να μεταδώσει ένα πακέτο στον σταθμό βάσης. Θα γίνει εκτενής παρουσίαση της μετατροπής ενός πακέτου σε μια ακολουθία φευδοθορύβου μέσω της διαδικασίας κωδικοποίησης με τον κώδικα κάθε χρήστη. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστούν όλα τα στάδια που μεσολαβούν προκειμένου το πακέτο να καταστεί έτοιμο προς μετάδοση.

### 2.1 Δημιουργία πακέτου

Οι χρήστες του συστήματος μεταδίδουν πακέτα ίδιου μεγέθους. Τα σύμβολα που απαρτίζουν τα πακέτα είναι BPSK. Το σύστημα γνωρίζει εκ των προτέρων το μέγεθος των μεταδιδόμενων πακέτων, αφού αποτελεί μια από τις παραμέτρους σχεδίασης του δικτύου. Για τις ανάγκες συμβολισμού και περιγραφής των μαθηματικών προτύπων που διέπουν το σύστημα CDMA, το μέγεθος πακέτου σε πλήθος συμβόλων θα είναι  $N$ . Ο παλμός κάθε συμβόλου θεωρείται ότι έχει διάρκεια  $T$ , δηλαδή η παράμετρος  $T$  αντιπροσωπεύει την περίοδο συμβόλου. Τα πακέτα που μεταδίδονται μέσω του CDMA δεν υπόκεινται σε κανένα περιορισμό σχετικά με την δομή τους παρά μόνο ότι όλοι οι χρήστες πρέπει να μεταδίδουν πακέτα ίδιου μεγέθους. Τα μεταδιδόμενα σύμβολα πληροφορίας είναι BPSK, συνεπώς μπορούν να πάρουν τιμές +1 και -1. Επιπλέον, τα σύμβολα είναι πραγματικά και όχι μιγαδικά. Σε επίπεδο μαθηματικών εκφράσεων, κάθε σύμβολο του πακέτου συμβολίζεται ως εξής

$$a_i = a_{i,I} + j a_{i,Q},$$

με  $i = 1, \dots, N$  όπου  $N$  το μέγεθος του πακέτου μετάδοσης.



Σχήμα 2.1: Πραγματικό και φανταστικό μέρος συμβόλου.

Τα  $a_{i,I}$  και  $a_{i,Q}$  περιγράφουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος κάθε σύμβολα όρα με βάση όσα αναφέρθηκαν πρωτύτερα ορίζονται ως

$$a_{i,I} = \pm 1 \text{ και } a_{i,Q} = 0$$

για  $i = 1, \dots, N$ .

Το πακέτο αποτελείται από το σύνολο των συμβόλων  $a_i$ , συνεπώς συμβολίζεται

$$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N],$$

όπου  $N$  είναι το μήκος του πακέτου.

## 2.2 Δημιουργία κώδικα

Κάθε χρήστης που μεταδίδει σύμβολα μέσω του συστήματος διαθέτει μια ακολουθία φευδοθορύβου. Η ακολουθία αυτή είναι μοναδική ανάμεσα στις ακολουθίες των υπολογισμών χρηστών του συστήματος. Τα στοιχεία που απαρτίζουν την ακολουθία ονομάζονται chips και η ακολουθία ονομάζεται κώδικας. Ο αριθμός των chips που απαρτίζουν τον κώδικα συμβολίζεται ως  $N_{chip}$ . Η διάρκεια παλμού κάθε chip συμβολίζεται ως  $T_{chip}$ . Κάθε χρήστης χρησιμοποιεί τον κώδικα που του έχει ανατεθεί από το σύστημα για να διαμορφώσει κάθε σύμβολο του πακέτου. Με βάση τα παραπάνω, έχουμε:

Ο κώδικας είναι:

$$\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{N_{chip}}],$$

με

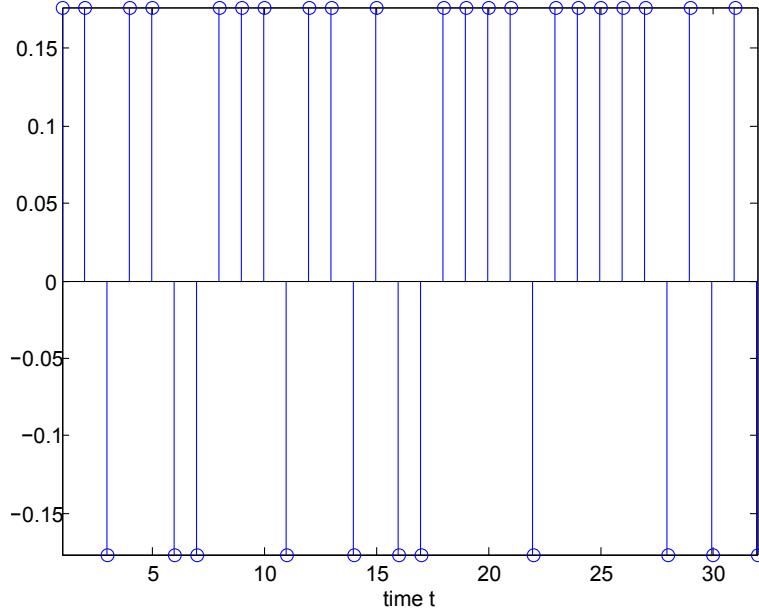
$$c_i = \pm \frac{1}{\sqrt{N_{chip}}} \text{ για } i = 1, \dots, N_{chip},$$

και

$$T_{chip} = \frac{T}{N_{chip}},$$

όπου  $T$  είναι η περίοδος συμβόλου,  $N_{chip}$  το πλήθος των chips και  $T_{chip}$  η περίοδος chip.

Σημείωση: Κάθε αποστολέας έχει συγκεκριμένο και μοναδικό κώδικα ο οποίος του ανατίθεται από το σύστημα κατά την διάρκεια σύνδεσής του και παραμένει αμετάβλητος καθ' όλη τη διάρκεια της μετάδοσης των πακέτων. Ο κώδικας για κάθε χρήστη θα συμβολίζεται ως  $c^k$ , με  $k = 1, \dots, K$ , όπου  $K$  το πλήθος των συνδεδεμένων χρηστών κατά τη διάρκεια μετάδοσης.



Σχήμα 2.2: Κώδικας χρήστη για  $N_{chip}=32$ .

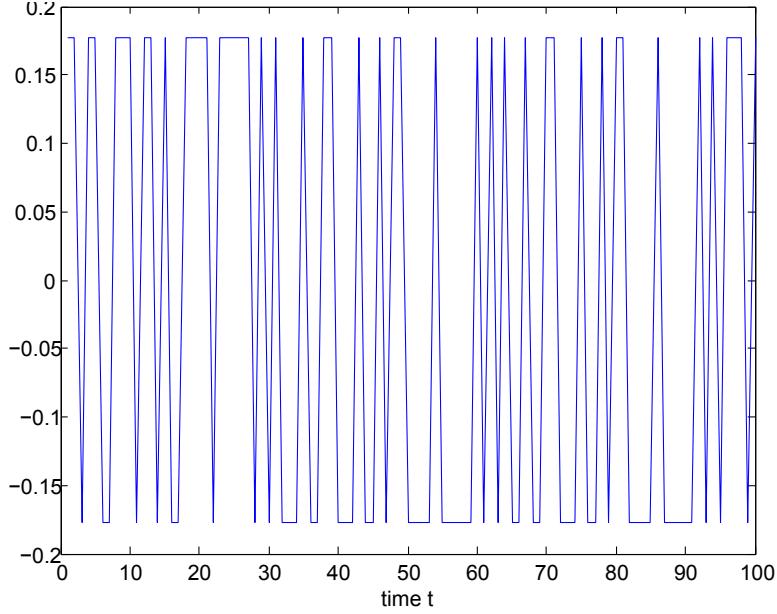
Για την διαμόρφωση κάθε συμβόλου με βάση τον κώδικα ενός χρήστη ισχύει

$$\mathbf{X} = [X_{1*} \ X_{2*} \ \dots \ X_{i*}],$$

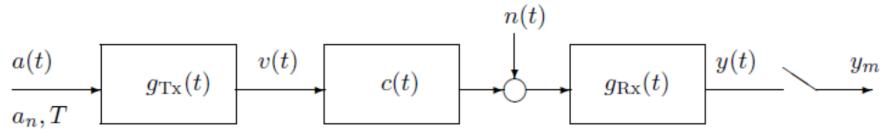
με

$$X_{i*} = a_{i*} \mathbf{c},$$

όπου  $i = 1, \dots, N$  και  $* = I, Q$ .



Σχήμα 2.3: Τυχόντως κωδικοποιημένου πακέτου.



Σχήμα 2.4: Τηλεπικοινωνιακό σύστημα βασικής ζώνης.

## 2.3 Φίλτρο πομπού

### 2.3.1 Διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference-ISI)

Μια βασική κατηγορία τηλεπικοινωνιακών συστημάτων είναι τα συστήματα βασικής ζώνης (baseband). Η παραπάνω εικόνα περιγράφει ένα απλό σενάριο μετάδοσης μέσω ενός στοιχειώδους τηλεπικοινωνιακού συστήματος [7]. Η ακολουθία συμβόλων  $\{\alpha_n\}_{n=-\infty}^{\infty}$  με περίοδο συμβόλου  $T$  μεταδίδεται μέσω ενός αναλογικού καναλιού με χρονιστική απόκριση  $c(t)$  και απόκριση συχνοτήτων  $C(F)$ . Για την μετάδοση της ακολουθίας  $\{\alpha_n\}$  χρησιμοποιείται αναλογικό σήμα  $g_{Tx}(t)$  για τον σχηματισμό της κυματομορφής

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n g_{Tx}(t - nT),$$

η οποία θα αποτελέσει την είσοδο στο κανάλι  $c(t)$ .

Το σήμα  $u(t)$  εναλλακτικά να γραφεί ως

$$u(t) = \alpha(t) \otimes g_{Tx}(t),$$

όπου

$$\alpha(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \delta(t - nT).$$

Η εναλλαγή αυτή είναι εφικτή λόγω των ιδιοτήτων της συνέλιξης αφού

$$\begin{aligned} \alpha(t) \otimes g_{Tx}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau) g_{Tx}(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [\sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \delta(\tau - nT)] g_{Tx}(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n [\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - nT) g_{Tx}(t - \tau) d\tau] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n g_{Tx}(t - nT) = u(t). \end{aligned}$$

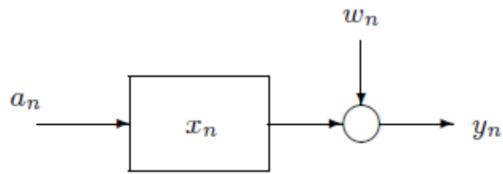
Μετά την προσθήκη του θορύβου, η έξοδος του καναλιού είναι

$$\begin{aligned} r(t) &= u(t) \otimes c(t) + n(t) \\ &= \alpha(t) \otimes g_{Tx}(t) \otimes c(t) + n(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n h(t-nT) + n(t), \end{aligned}$$

όπου  $h(t) = g_{Tx}(t) \otimes c(t)$ .

Μετά την έξοδο του φίλτρου στον δέκτη ισχύει

$$\begin{aligned} y(t) &= r(t) \otimes g_{Rx}(t) \\ &= [u(t) \otimes c(t) \otimes n(t)] \otimes g_{Rx}(t) \\ &= u(t) \otimes c(t) \otimes g_{Rx}(t) + n(t) \otimes g_{Rx}(t) \\ &= \alpha(t) \otimes g_{Tx}(t) \otimes c(t) \otimes g_{Rx}(t) + w(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n x(t-nT) + w(t). \end{aligned}$$



Σχήμα 2.5: Ισοδύναμο σύστημα διακριτού χρόνου.

Δειγματοληπτώντας στην έξοδο με περίοδο δειγματοληψίας T προκύπτει

$$y(mT) = y(t)|_{t=mT} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n x(t-nT)|_{t=mT} + w(t)|_{t=mT}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n x(mT-nT) + w(mT).$$

Θεωρώντας

$$y_m = y(mT), \quad x_m = x(mT) \text{ και } w_m = w(mT),$$

προκύπτει

$$y_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n x_{m-n} + w_m.$$

Η τελευταία σχέση εκφράζει την δειγματοληπτημένη έξοδο του συστήματος βασικής ζώνης  $\{y_m\}$  σαν συνέλιξη της ακολουθίας εισόδου  $\{\alpha_n\}$  και της δειγματολειπτημένης σύνθετης κρουστικής απόκρισης  $\{x_n\}$  συμπεριλαμβανομένου και του προσθετικού θορύβου στο δέκτη. Η σχέση αυτή προσφέρει μια περιγραφή του συστήματος βασικής ζώνης σε διακριτό χρόνο και ονομάζεται ισοδύναμη αναπαράσταση διακριτού χρόνου.

Η τελευταία σχέση γράφεται και ως

$$y_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n x_{m-n} + w_m$$

$$= x_0 \alpha_m + \sum_{n \neq m} \alpha_n x_{m-n} + w_m$$

$$= x_0 \alpha_m + I_m + w_m.$$

Από το τελευταίο άθροισμα, ο πρώτος όρος εκφράζει την συνεισφορά της τρέχουσας εισόδου  $a_m$  ενώ ο όρος  $I_m$  περιγράφει την επιδραση όλων των άλλων συμβόλων εισόδου και ονομάζεται διασυμβολική παρεμβολή. Ο όρος  $w_m$  εκφράζει τον προσθετικό θόρυβο στον δέκτη. Ο όρος  $I_m$  επέχει επίσης ρόλο προσθετικού θορύβου και υποβαθμίζει σημαντικά την λειτουργία του συστήματος. Αποτελεσματικό μέτρο αντιμετώπισης της διασυμβολικής παρεμβολής είναι η διαδικασία της ισοστάθμισης καναλιού [7].

Εναλλακτικός τρόπος της αναίρεσης της διασυμβολικής παρεμβολής είναι οι παλμοί Nyquist. Αυτό το είδος παλμών έχει την εξής σημαντική ιδιότητα

$$x(nT) = \begin{cases} 1, & n=0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases}$$

Με βάση την παραπάνω ιδιότητα, ο συνδυασμός  $g_{Tx}(t)$ , λαμβανόμενου σήματος,  $g_{Rx}(t)$  και του καναλιού  $c(t)$  οδηγεί σε σύστημα συνολικής χρουστικής απόκρισης  $x(t)$ , μη εισάγοντας διασυμβολική παρεμβολή και αποφεύγοντας την διαδικασία της ισοστάθμισης.

Αν υποθέσουμε ότι το κανάλι  $c(t)$  είναι ιδανικό, τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε παλμούς square-root raised cosine των οποίων το φάσμα είναι μη μηδενικό μόνο εντός του διαστήματος  $[-W, W]$  με  $W = \frac{1+a}{2T}$  όπου η παράμετρος  $a$  καλείται roll-off factor. Οι παλμοί square-root raised cosine δίνονται από την ακόλουθη σχέση

$$g_T(t) = g_R(t) = \frac{4a}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos((1+a)\pi\frac{t}{T}) + \frac{\sin((1-a)\pi\frac{t}{T})}{4a\frac{t}{T}}}{1 - (4a\frac{t}{T})^2}.$$

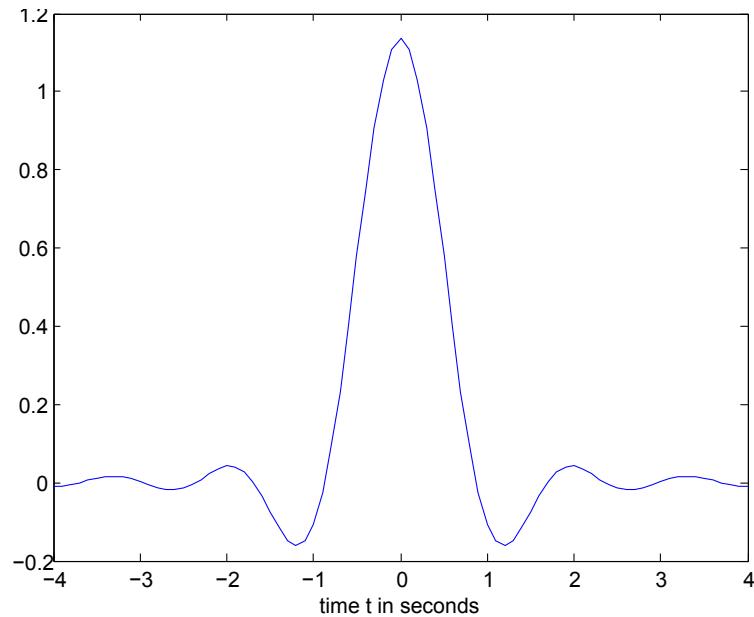
**Σημείωση:** Οι συμβολισμοί  $g_T(t)$  και  $g_R(t)$  αναφέρονται στους παλμούς πομπού και δέκτη αντίστοιχα.

Χρησιμοποιώντας τους παραπάνω παλμούς, επιτυγχάνεται μηδενισμός της διασυμβολικής παρεμβολής τις χρονικές στιγμές δειγματοληψίας  $t = kT$ , μεγιστοποιείται το SNR τις ίδιες χρονικές στιγμές και απλοποιείται η εκτίμηση της ακολουθίας δεδομένων [4].

### 2.3.2 Φιλτράρισμα πραγματικού και φανταστικού μέρους πακέτου

Μετά την διαμόρφωση των συμβόλων του πακέτου από τον κώδικα του χρήστη, ακολουθεί η διαδικασία φιλτραρίσματος στην πλευρά του πομπού. Ο λόγος είναι, μετά την παραπάνω ανάλυση, η αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής σε επίπεδο chip πλέον. Τα κωδικοποιημένα σύμβολα συνελίσσονται με τον παλμό square-root raised cosine στην πλευρά του πομπού ενώ με ίδιο φίλτρο θα συνελιχθούν και στην πλευρά του δέκτη.

Έτσι ισχύει



Σχήμα 2.6: Square-root raised cosine παλμός.

$$S_I(t) = X_I(t) \otimes g_T(t),$$

όπου  $g_T(t)$  παλμός Nyquist.

To low-pass equivalent σήμα που προκύπτει είναι:

$$S_{low}(t) = S_I(t).$$

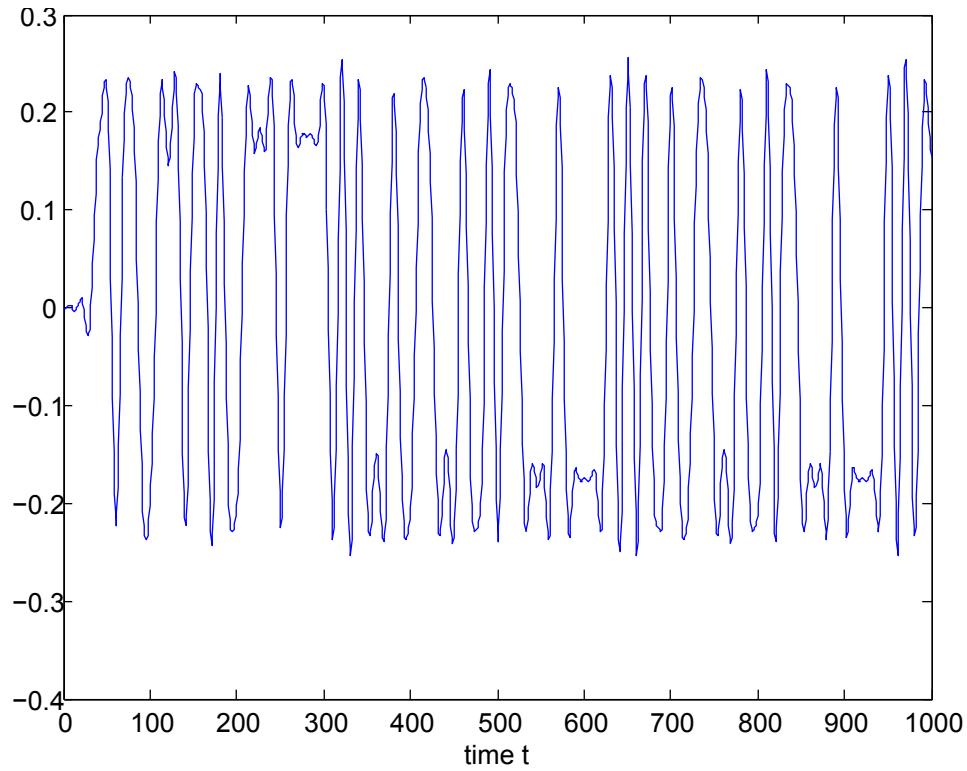
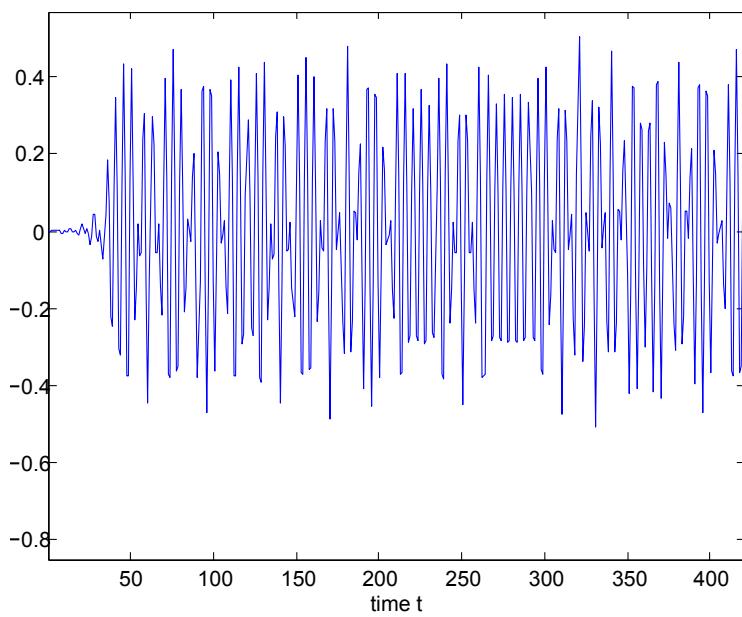


Figure 2.7: Τμήμα εξόδου προσαρμοσμένου φίλτρου.

## 2.4 Διαδικασία Διαμόρφωσης

Το τελευταίο στάδιο προετοιμασίας του πακέτου συμβόλων του χρήστη για μετάδοση περιλαμβάνει τη διαμόρφωση του  $S_{low}(t)$  με φορέα διαμόρφωσης  $2\cos(2\pi F_c t)$ . Το διαμορφωμένο σήμα είναι:

$$S(t) = 2S_l(t)\cos(2\pi F_c t).$$



Σχήμα 2.8: Τυπήμα διαμορφωμένου πραγματικού μέρους σήματος.

## Κεφάλαιο 3

### Μετάδοση του σήματος

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει ανάλυση της διαδικασίας μετάδοσης του πακέτου ενός χρήστη του συστήματος CDMA διαμέσου καναλιού καθώς επίσης θα γίνει παρουσίαση των φαινομένων που λαμβάνουν χώρα κατά την ασύρματη επικοινωνία. Ταυτόχρονα, θα παρουσιαστούν οι βασικές ιδιότητες της κατηγορίας καναλιών που εξετάστηκε στα πλαίσια της εργασίας.

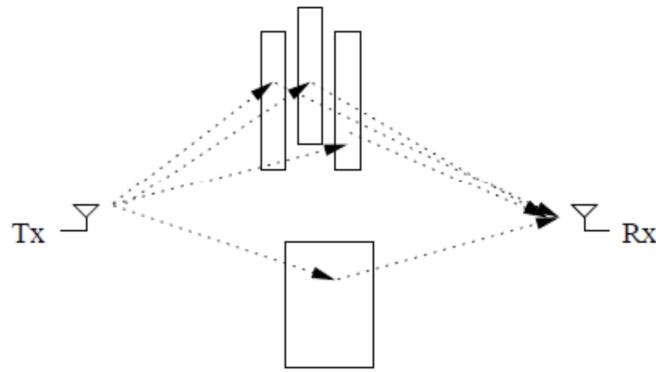
#### 3.1 Εισαγωγή στην ασύρματη μετάδοση

Η μετάδοση ηλεκτρομαγνητικών σημάτων στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών αποτελεί ένα πολυσύνθετο φαινόμενο, το οποίο περιλαμβάνει πολλαπλούς τρόπους διάδοσης. Το εκπεμπόμενο σήμα λαμβάνεται στον δέκτη είτε με απευθείας κύμα, σε περίπτωσης ζεύξεως οπτικής επαφής (line of sight- LOS) ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη είτε μέσω άλλων μηχανισμών, όπως η ανάκλαση (reflection), η περίθλαση (diffraction) και η σκέδαση (scattering). Υπό την επίδραση των παραπάνω μηχανισμών, το εκπεμπόμενο σήμα φτάνει ακολουθώντας διαφορετικές διαδρομές, κάθε μια εκ των οποίων χαρακτηρίζεται από διαφορετική εξασθένιση πλάτους, περιστροφή φάσης και χρονική καθυστέρηση. Το φαινόμενο αυτό καλείται πολυδιόδευση (multipath) [2].

Με βάση τα παραπάνω, αν το μεταδιδόμενο σήμα βασικής ζώνης είναι μια παλμοσειρά της μορφής

$$u(t) = \sum_k u_k g(t - kT),$$

όπου  $u_k$  είναι η ακολουθία συμβόλων πληροφορίας και  $g(t)$  είναι παλμός Nyquist, το διαμορφωμένο εκπεμπόμενο σήμα θα είναι



Σχήμα 3.1: Multipath.

$$s(t) = R(u(t)e^{j2\pi F_c t}).$$

Λόγω του φαινομένου της πολυδιόδευσης, το λαμβανόμενο από το δέκτη σήμα, αγνοώντας τον προστιθέμενο θόρυβο, είναι

$$r(t) = \sum_{n=0}^N \alpha_n(t)s[t - \tau_n(t)],$$

όπου  $N$  πλήθος των διαχωρίσιμων μονοπατιών,  $\tau_n(t) = \frac{r_n(t)}{c}$  η καθυστέρηση του  $n$ -οστού μονοπατιού με  $r_n(t)$  το μήκος του  $n$ -οστού μονοπατιού, ε η ταχύτητα διάδοσης του φωτός και  $\alpha_n(t)$  είναι ο συντελεστής που εκφράζει τη συνεισφορά του  $n$ -οστού μονοπατιού στο ληφθέν σήμα.

Το  $n$ -οστό μονοπάτι μπορεί να προέλθει είτε μέσω ανάκλασης σε μεγάλο αντικείμενο είτε μέσω διαδοχικών ανακλάσεων σε πολλά αντικείμενα δημιουργώντας μονοπάτια ίσων καθυστερήσεων. Αν η ακολουθία  $u(t)$  έχει εύρος φάσματος  $B$  τότε

- αν  $|\tau_i - \tau_j| \ll T$  τότε τα δύο μονοπάτια είναι μη διαχωρίσιμα και έτσι  $u(t - \tau_i(t)) \approx u(t - \tau_j(t))$

Η συνεισφορά τους σε αυτή την περίπτωση μπορεί να προσεγγιστεί από μονοπάτι με  $\tau(t) \approx \tau_i(t) \approx \tau_j(t)$  και με πλάτος και φάση ίση με το άθροισμα των επιμέρους μονοπατιών από τα οποία προήλθε.

- αν  $|\tau_i - \tau_j| \approx T$  τότε τα μονοπάτια  $i$  και  $j$  είναι διαχωρίσιμα.

Στο σημείο αυτό, εισάγεται μια σημαντική παράμετρος καθοριστική για τη μελέτη φαινομένων στις ασύρματες επικοινωνίες. Η παράμετρος αυτή ονομάζεται εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread) και ορίζεται ως

$$T_{max} := \max_{i,j} |\tau_i(t) - \tau_j(t)|.$$

Για χρονικά αμετάβλητα κανάλια

$$T_{max} := \max_{i,j} |\tau_i - \tau_j|.$$

Η χρονική διασπορά του σήματος μετά τη μετάδοσή του μέσω καναλιού πολλαπλών οδεύσεων, συντελεί σε σημαντική υποβάθμιση της ποιότητας των ασύρματων επικοινωνιών. Χρησιμοποιώντας ως κριτήριο διαχωρισμού την παράμετρο delay spread, οι διαλείψεις που υφίστανται το εκπεμπόμενο σήμα διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες: τις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις (frequency selective fading) και τις επίπεδες διαλείψεις (flat fading). Στα πλαίσια της εργασίας χρησιμοποιήθηκαν flat fading κανάλια.

Ο όρος επίπεδες διαλείψεις (flat fading) αναφέρεται στις περιπτώσεις που η περίοδος συμβόλου  $T$  είναι πολύ μεγαλύτερη από την παράμετρο delay spread που εισάγει το κανάλι. Αυτό σημαίνει ότι όλες οι συνιστώσες του σήματος που προέρχονται από τα διάφορα μονοπάτια εξαιτίας multipath καταφύγουν στον δέκτη σε χρονικό διάστημα εντός της περιόδου συμβόλου και έτσι δεν μπορούν να διαχωριστούν μεταξύ τους. Με τον τρόπο αυτό το κανάλι δεν εισάγει διασυμβολική παρεμβολή, καθώς ο χρονικός διασκορπισμός του σήματος είναι ιδιαίτερα μικρός και δεν προκαλεί σημαντική αλληλοκάλυψη των γειτονικών συμβόλων. Όμως, ακόμα και σε αυτή την περίπτωση, η υποβάθμιση της ποιότητας επικοινωνίας εξακολουθεί να υφίσταται καθώς το κανάλι μεταβάλλει το πλάτος και τη φάση των συμβόλων και έτσι οι συνιστώσες να προστίθενται αναιρετικά στο δέκτη, λόγω της διαφοράς φάσης που προκύπτει από τα διαφορετικά μονοπάτια.

Ανάγοντας το φαινόμενο στο επίπεδο της συχνότητας, επίπεδες διαλείψεις λαμβάνουν χώρα όταν το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος πληροφορίας είναι αισθητά μικρότερο από το εύρος ζώνης του καναλιού και το κανάλι έχει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε όλη την περιοχή συχνοτήτων του εκπεμπόμενου σήματος. Με άλλα λόγια, όλες οι φασματικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται κατά τον ίδιο τρόπο από το κανάλι και κατά την μετάδοσή τους υφίστανται ίδια εξασθένιση και στροφή φάσης.

Σε επίπεδο μαθηματικών εκφράσεων το φαινόμενο περιγράφεται ως εξής. Αν το delay spread  $T_m$  ικανοποιεί την σχέση

$$T_m(t) \ll \frac{1}{B} \approx T,$$

αυτό συνεπάγεται ότι για κάθε n ισχύει

$$u[t - \tau_n(t)] \approx u[t - \tau'(t)]$$

όπου  $\tau'(t)$  είναι η μέση καθυστέρηση τη χρονική στιγμή t. Έτσι το λαμβανόμενο σήμα θα είναι

$$r(t) = R\{[(\sum_{n=0}^w \alpha_n(t)e^{-j\varphi_n(t)}) u[t - \tau'(t)]] e^{j2\pi F_c t}\},$$

όπου  $\varphi_n(t) = 2\pi F_c \tau_n(t)$ . Ορίζοντας το βαθμωτό μέγεθος

$$v(t) := \sum_{n=0}^w \alpha_n(t)e^{-j\varphi_n(t)},$$

τότε η ισοδύναμη έξοδος βασικής ζώνης  $r_{low}(t)$  γράφεται ως

$$r_{low}(t) = v(t)u[t - \tau'(t)].$$

Θεωρώντας τους όρους  $v(t)$  και  $\tau'(t)$  χρονικά αμετάβλητους (εφικτό αν η μελέτη γίνει σε ένα μικρό χρονικό παράθυρο και χωρίς ιδιαίτερη κινητικότητα στο περιβάλλον μετάδοσης) δηλαδή

$$v(t) = v \text{ και } \tau'(t) = \tau',$$

τότε η σχέση για το  $r_{low}$  γίνεται

$$r_{low}(t) = vu(t - \tau').$$

Δειγματοληπτώντας τις κατάλληλες χρονικές στιγμές  $t = mT + \tau'$  σχέση για το  $r_{low}$  γίνεται

$$r_m := r_{low}(t)|_{t=mT+\tau'} = vu(t - \tau')|_{t=mT+\tau'} = vu_m.$$

Δηλαδή η ισοδύναμη έξοδος βασικής ζώνης  $r_m$  τις χρονικές στιγμές  $t = mT + \tau'$  ισούται με το σύμβολο πληροφορίας  $u_m$  πολλαπλασιασμένο με τη βαθμωτή ποσότητα v. Όπως φαίνεται και σε αυτή τη μορφή, το ασύρματο κανάλι δεν εισάγει διασυμβολική παρεμβολή. Όμως, δεν θα πρέπει να παραληφθεί ο ρόλος του παράγοντα v που είναι καθοριστικός παράγοντας για την απόδοση του συστήματος σε ενθόρυβο περιβάλλον.

Με άλλα λόγια, χρησιμοποιώντας διακριτό χρόνο m και συμβολίζοντας την χρονική απόκριση του αμετάβλητου συστήματος με h και το λευκό Gaussian θόρυβο με w<sub>m</sub>, το ισοδύναμο βασικής ζώνης καναλιού μικρού delay spread είναι

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{h}\mathbf{u}_m + \mathbf{w}_m.$$

Η κρονική απόκριση περιλαμβάνει αποκλειστικά τον όρο  $\mathbf{h}_0 = \mathbf{h}$  και η απόκριση συχνοτήτων του διακριτού καναλιού είναι σταθερή και ίση με

$$H(F) = \mathcal{F}\{\mathbf{h}\} = \mathbf{h}.$$

Αν το κανάλι είναι χρονικά μεταβαλλόμενο η σχέση για το  $\mathbf{r}_m$  γίνεται

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{h}_m \mathbf{u}_m + \mathbf{w}_m,$$

και αντίστοιχα η χρονικά μεταβαλλόμενη απόκριση συχνοτήτων διακριτού καναλιού θα είναι ίση με

$$H(F) = \mathbf{h}_m$$

Κοινό χαρακτηριστικό και της χρονικά μεταβαλλόμενης αλλά και της χρονικά αμετάβλητης εκδοχής καναλιού είναι ότι το επίπεδο συχνοτήτων διακριτού καναλιού είναι επίπεδο (flat). Για τον λόγο αυτό, ο συγκεκριμένος τύπος καναλιού που μεταβάλλει μόνο το πλάτος και την φάση των συμβόλων εισόδου στην έξοδο αποφεύγοντας την διασυμβολική παρεμβολή ονομάζεται flat fading [2].

## 3.2 Μετάδοση μέσω καναλιού

Μετά από την παραπάνω εισαγωγή σχετικά με το είδος των καναλιών που χρησιμοποιήθηκαν στα πλαίσια της εργασίας, ακολουθεί το στάδιο της μετάδοσης της ακολουθίας κάθε χρήστη προς τον σταθμό βάσης. Κάθε χρήστης του συστήματος διαθέτει ξεχωριστό κανάλι για την μετάδοση των δεδομένων. Τα κανάλια όλων των χρηστών έχουν μέση τιμή 0 και διασπορά ίση με 1. Επίσης, το κανάλι κάθε χρήστη μοντελοποιείται σαν κυκλική Gaussian τυχαία μεταβλητή.

Γενικά μια τυχαία μεταβλητή  $X = X_i + jX_j$  καλείται κυκλική Gaussian με διασπορά  $\sigma^2$  (με συμβολισμό  $X \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ ) αν οι  $X_i, X_j$  είναι ανεξάρτητες Gaussian τυχαίες μεταβλητές με  $X_i, X_j \sim N(0, \frac{\sigma^2}{2})$  [2].

Έτσι στην περίπτωση των καναλιών που εξετάστηκαν και με βάση τα παραπάνω ισχύουν τα εξής

Κάθε κανάλι συμβολίζεται με  $\mathbf{h}$  και έτσι για κάθε κανάλι  $\mathbf{h}$  ισχύει

$$\mathbf{h} \sim \text{CN}(0, 1)$$

άρα

$$\mathbf{h} = h_i + jh_j \text{ με } h_i, h_j \sim N(0, \frac{\sigma^2}{2}).$$



# Κεφάλαιο 4

## Λειτουργία δέκτη

### 4.1 Συλλογή εκπεμπόμενων πακέτων

Στα σύγχρονα συστήματα επικοινωνίας, συχνό είναι το φαινόμενο ότι οι δέκτης να λαμβάνει εκπεμπόμενα σήματα από περισσότερους από έναν χρήστη. Για παράδειγμα, πολλές εφαρμογές επιτρέπουν την ταυτόχρονη επικοινωνία μεταξύ πολλών χρηστών και έτσι κάθισε δέκτης θα πρέπει να είναι σε θέση να λαμβάνει, να αποκωδικοποιεί και να διαχειρίζεται κατάλληλα όσα πακέτα πληροφορίας προορίζονται για τον ίδιο. Στα πλαίσια της εργασίας, έχει εξεταστεί τόσο η περίπτωση που περιλαμβάνει επικοινωνία ενός πομπού και ενός δέκτη μέσω συστήματος CDMA όσο και η περίπτωση που περισσότεροι από ένας πομποί στέλνουν ταυτόχρονα στον ίδιο δέκτη.

Η πρώτη λειτουργία που αναλαμβάνει ο πομπός είναι να συγκεντρώσει όλα τα πακέτα που έχουν ως παραλήπτη τον ίδιο. Στα δίκτυα επικοινωνίας, τα πακέτα στην επικεφαλίδα τους αναφέρουν το όνομα του πομπού και του δέκτη σε δυαδική μορφή με αποτέλεσμα κάθισε δέκτης να λαμβάνει τα σωστά πακέτα και επιπλέον να γνωρίζει το όνομα του πομπού που έστειλε το εκάστοτε πακέτο. Η κατανομή και η δρομολόγηση κάθισε πακέτου από τον πομπό στον δέκτη θεωρείται δεδομένη για την υλοποίηση των λειτουργιών του δέκτη, χωρίς να εξετάζεται κάποιος συγκεκριμένος αλγόριθμος δρομολόγησης. Η συλλογή των πακέτων που προορίζονται για έναν δέκτη σε επίπεδο μαθηματικών εκφράσεων είναι

$$\mathbf{r}'(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t),$$

όπου  $r_k(t)$  το ληφθέν σήμα από το δέκτη για τον  $k$ -οστό χρήστη.

## 4.2 Ενθόρυβο περιβάλλον μετάδοσης

Κατά τη λήψη των εκπεμπόμενων πακέτων από τον δέκτη, προστίθεται στο σύνολο των λαμβανόμενων πακέτων θόρυβος. Με τον όρο θόρυβος περιγράφεται το σύνολο των ανεπιθύμητων συνιστώσων που συνοδεύουν το λαμβανόμενο σήμα υποβαθμίζοντας την ποιότητά του και δυσχεραίνοντας την επεξεργασία του.

Η παρουσία του θορύβου είναι αναπόφευκτη κατά την διαδικασία μετάδοσης κάποιου σήματος. Γι' αυτό το λόγο, αντικείμενο μελέτης για πολλά χρόνια αποτέλεσε η εξεύρεση λύσεων που θα επιτρέπουν την επεξεργασία του σήματος μετά την αλλοίωσή του από την προσθήκη θορύβου. Αντιπροσωπευτικό μέγεθος για την περιγραφή της ισχύος του θορύβου κατά τη διάρκεια μετάδοσης αποτελεί ο λόγος της ισχύος του σήματος προς την ισχύ του θορύβου (Signal to Noise Ratio-SNR) [1]. Το SNR ορίζεται ως εξής

$$\text{SNR}_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{σήματος}}}{P_{\text{θορύβου}}},$$

όπου  $P_{\text{σήματος}}$  και  $P_{\text{θορύβου}}$  είναι η ισχύς του σήματος και η ισχύς του θορύβου αντίστοιχα. Μονάδα μέτρησης του SNR είναι το dB. Όπως γίνεται αντιληπτό από την μαθηματική έκφραση για το SNR, όσο χαμηλότερο SNR υπάρχει κατά την μετάδοση τόσο μεγαλύτερη αλλοίωση υφίσταται το εκπεμπόμενο πακέτο από την προσθήκη θορύβου.

Ο τύπος SNR που χρησιμοποιήθηκε κατά την προσομοίωση του συστήματος CDMA είναι

$$\text{SNR}_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{χρήσιμου σήματος}}{P_{\text{θορύβου}}},$$

όπου η ισχύς χρήσιμου σήματος και θορύβου ορίζονται μετά τον δέκτη Rake.

Ο θόρυβος που χρησιμοποιήθηκε για τις ανάγκες προσομοίωσης του συστήματος CDMA είναι λευκός θόρυβος. Επιπλέον, μοντελοποιήθηκε σαν κυκλική Gaussian τυχαία μεταβλητή, όπως και το εκάστοτε κανάλι μετάδοσης, ενώ κάθε φορά η ισχύς του θορύβου μεταβάλλονταν σύμφωνα με τις ανάγκες του SNR.

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω σε επίπεδο μαθηματικών εκφράσεων ισχύουν τα εξής. Ο θόρυβος συμβολίζεται ως

$$w(t) \text{ με } w(t) \sim \mathcal{CN}(0, N_0),$$

όπου  $N_0$  η διασπορά του θορύβου. Αξίζει να σημειωθεί ότι η ποσότητα  $N_0$  εκφράζει και την ισχύ του θορύβου καθώς ισχύουν τα εξής

Ο ύφορυβος έχει μέση τιμή μηδέν συνεπώς ισχύει

$$\sigma_w^2 = E\{w^2\} - (E\{w\})^2 \Rightarrow (E\{w^2\}) = N_0,$$

αφού  $E\{w\} = 0$ . Η ποσότητα  $N_0$  αποτελεί την ισχύ του ύφορυβου.

Για την ισχύ του χρήσιμου σήματος ισχύει

$$P_{\text{χρήσιμου σήματος}} = E\{(hs)^2\} = E\{h^2\}E\{s^2\} = E\{h^2\} (\frac{1}{2}1^2 + \frac{1}{2}(-1)^2),$$

αφού τα σύμβολα  $s$  είναι ισοπίθανα με τιμή  $\pm 1$ . Συνεπώς

$$P_{\text{χρήσιμου σήματος}} = E\{h^2\}.$$

Έτσι από την έκφραση του SNR προκύπτει

$$\text{SNR}_{dB} = 10\log_{10}\frac{E\{h^2\}}{E\{w^2\}}.$$

Θεωρώντας  $|h| = 1$  θα ισχύει  $E\{h^2\} = 1$ , δηλαδή

$$\text{SNR}_{dB} = 10\log_{10}\frac{1}{E\{w^2\}},$$

ή αλλιώς

$$\text{SNR}_{dB} = 10\log_{10}\frac{1}{N_0}.$$

Για την προσθήκη του ύφορυβου στο σύνολο των εκπεμπόμενων σημάτων ισχύει

$$r''(t) = r'(t) + w(t).$$

### 4.3 Αποδιαμόρφωση και φιλτράρισμα στο δέκτη

Μετά το στάδιο της συλλογής των σημάτων όλων των πομπών από το δέκτη, έπειτα η αποδιαμόρφωσή τους από τους τοπικούς φορείς αποδιαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα, το συνολικό σήμα  $r''(t)$ , όπως προκύπτει από παραπάνω, πολλαπλασιάζεται από τους τοπικούς φορείς αποδιαμόρφωσης του δέκτη  $\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi)$  και  $-\sin(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi)$ . Κατά τη διαδικασία αυτή εισάγεται διαφορά συχνότητας φέροντος (carrier-frequency offset-CFO)  $\Delta f$ , για την εκτίμηση και διόρθωση της οποίας ακολουθείται ειδική διαδικασία, η οποία θα αναλυθεί σε επόμενο κομμάτι.

Συνεπώς, για ιδανικό κανάλι, η παραπάνω διαδικασία περιγράφεται ως εξής [7]

$$y_I(t) = r''(t)\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi)$$

και

$$y_Q(t) = -r''(t)\sin(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi)$$

Πιο συγκεκριμένα

$$y_I(t) = (\sum_{k=1}^K S_k(t)h_k(t) + w(t))\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi).$$

Έστω  $k = 1$  για απλοποίηση των πράξεων. Δηλαδή

$$y_I(t) = (S(t)h(t) + w(t))\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi) \Rightarrow$$

$$y_I(t) = [(2S_I(t)\cos(2\pi F_c t) - 2S_Q(t)\sin(2\pi F_c t))h(t) + w(t)]\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi).$$

Μετά από πράξεις προκύπτει ότι

$$\begin{aligned} y_I(t) &= \cos(2\pi\Delta ft + \varphi)hS_I(t) + \sin(2\pi\Delta ft + \varphi)hS_Q(t) + \\ &\quad w(t)\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi) + A + B, \end{aligned}$$

όπου

$$A = \cos(2\pi(2F_c + \Delta f)t + \varphi)hS_I(t),$$

και

$$B = -\sin(2\pi(2F_c + \Delta f)t + \varphi)hS_I(t).$$

Όμοια

$$\begin{aligned} y_Q(t) &= -hS_I(t)\sin(2\pi\Delta ft + \varphi) + hS_Q(t)\cos(2\pi\Delta ft + \varphi) - w(t)\sin(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi) + \\ &\quad \Gamma + \Delta, \end{aligned}$$

όπου

$$\Gamma = -hS_I(t)\sin(2\pi(2F_c + \Delta f)t + \varphi),$$

και

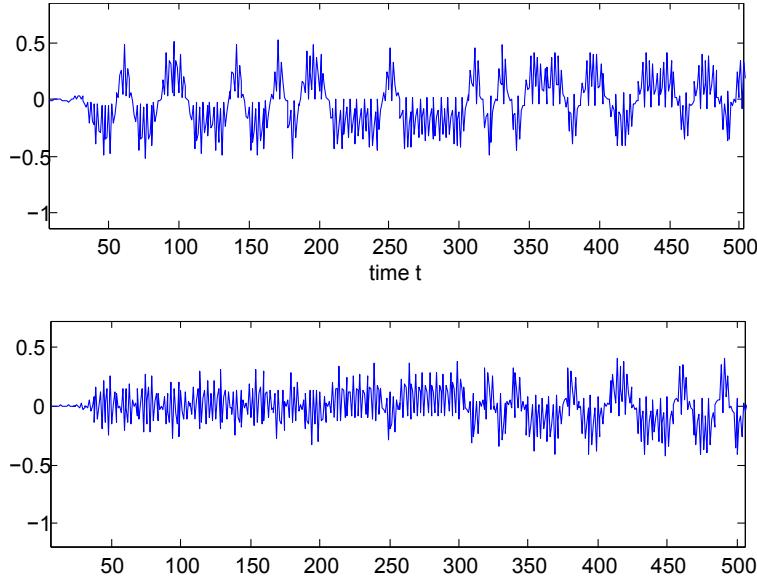
$$\Delta = -hS_Q(t)\cos(2\pi(2F_c + \Delta f)t + \varphi).$$

Αγνοώντας τους όρους γύρω από το  $2F_c$  οι οποίοι αποκόπτονται από το φύλτρο του δέκτη έχουμε

$$y_I(t) = \cos(2\pi\Delta ft + \varphi)hS_I(t) + \sin(2\pi\Delta ft + \varphi)hS_Q(t) + w(t)\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi)$$

και

$$y_Q(t) = -hS_I(t)\sin(2\pi\Delta ft + \varphi) + hS_Q(t)\cos(2\pi\Delta ft + \varphi) - w(t)\sin(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi).$$



Σχήμα 4.1: Τυγάκια αποδιαμορφωμένου σήματος.

Έστω

$$y(t) = y_I(t) + jy_Q(t) = e^{-j(2\pi\Delta ft + \varphi)}S_{low}(t) + w'(t),$$

όπου  $w'(t)$  η μιγαδική μορφή του αποδιαμορφωμένου θορύβου. Δηλαδή

$$y(t) = e^{-j(2\pi\Delta ft + \varphi)} \sum_{m=0}^{M-1} X_m g_T(t - mT_{chip}) + w'(t),$$

όπου  $M = NN_{chip}$  και

$$X_m = X_{mI} + jX_{mQ}.$$

Ορίζεται

$$X(t) = \sum_{m=0}^{M-1} X_m \delta(t - mT_{chip}).$$

Τότε

$$y(t) = e^{-j(2\pi\Delta ft + \varphi)}[X(t) \otimes g_T(t)] + w'(t).$$

Περνώντας το  $y(t)$  από το φίλτρο του δέκτη προκύπτει

$$p(t) = y_{low}(t) = y_{lowI}(t) + jy_{lowQ}(t) = y(t) \otimes g_R(t),$$

που μπορεί να προσεγγιστεί ως

$$p(t) = e^{-j(2\pi\Delta ft + \varphi)}[X(t) \otimes g_T(t) \otimes g_R(t)] + w'(t) \otimes g_R(t) = e^{-j(2\pi\Delta ft + \varphi)}[X(t) \otimes g(t)] + w'(t) \otimes g_R(t),$$

όπου

$$g(t) = g_T(t) \otimes g_R(t).$$

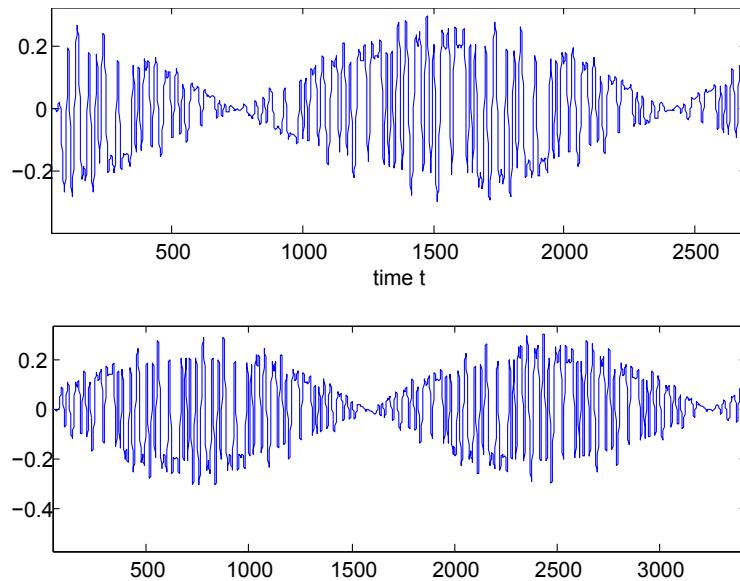
$\Delta\eta\lambda\delta\eta$

$$p(t) = e^{-j(2\pi Dft + \varphi)} \sum_{m=0}^{M-1} X_m g(t - mT_{chip}) + w'(t) \otimes g_R(t),$$

με  $M = NN_{chip}$ . Το σήμα συνεχούς χρόνου  $p(t)$  μπορεί να γραφεί ως σήμα διακριτού χρόνου ως εξής:

$$p(t) = P = [P_1 \ P_2 \ \dots \ P_k]$$

με  $k = N'$ ,  $P_k = p(t)|_{t=kT_s}$ ,  $T_s$  η περίοδος δειγματοληψίας και ορίζεται ως  $T_s = \frac{T_{chip}}{over}$  και  $N'$  το μήκος του λαμβανόμενου πακέτου στο δέκτη.



Σχήμα 4.2: Τμήμα πραγματικού και φανταστικού μέρους φιλτραρισμένου σήματος.

## 4.4 Μέθοδος συγχρονισμού

Η διαδικασία του συγχρονισμού αποτελεί μια από τις βασικές λειτουργίες κάθε δέκτη σε ένα σύστημα επικοινωνίας. Με τον όρο “συγχρονισμός” περιγράφεται η διαδικασία προσδιορισμού της έναρξης του πακέτου ενός χρήστη. Ο δέκτης θα πρέπει να είναι σε θέση να προσδιορίζει με ακρίβεια την έναρξη ενός πακέτου καθώς σε αντίθετη περίπτωση θα οδηγηθεί σε απώλεια του πακέτου με αποτέλεσμα την επανεκπομπή του και γενικότερα την υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης. Μια μέθοδος συγχρονισμού που χρησιμοποιείται ευρέως είναι η μέθοδος της ενέργειας. Πιο συγκεκριμένα, ως σημείο συγχρονισμού ενός πακέτου επιλέγεται η ακολουθία δειγμάτων με την μέγιστη ενέργεια. Στα πλαίσια της εργασίας υλοποιήθηκε εναλλακτική μέθοδος, στηριγμένη στα χαρακτηριστικά του συστήματος CDMA.

Η εναλλακτική μέθοδος συγχρονισμού που χρησιμοποιήθηκε δεν χρησιμοποιεί ως κριτήριο την μεγιστοποίηση της ενέργειας αλλά ενός άλλου μεγέθους. Το μέγεθος αυτό ονομάζεται συσχέτιση (correlation). Σαν συσχέτιση δύο διάνυσμάτων  $\alpha$  και  $\beta$  ( $\text{cor}(\alpha, \beta)$ ) ίδιου μήκους ορίζεται το εσωτερικό τους γινόμενο δηλαδή με άλλα λόγια

$$\text{cor}(\alpha, \beta) = \langle \alpha, \beta \rangle.$$

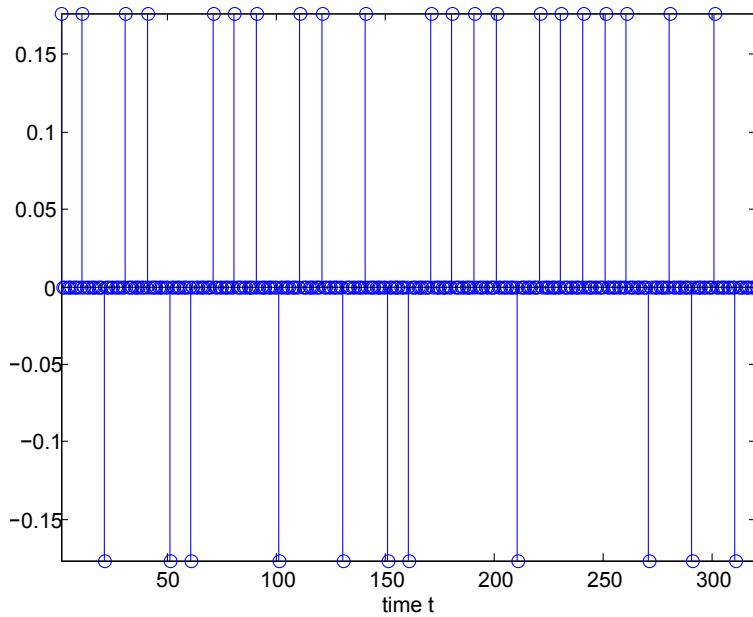
Η μέθοδος αρχικά κατασκευάζει νέο διάνυσμα  $c'(t)$  με βάση τον κώδικα κάθε χρήστη ολισθαίνοντας κάθε chip μέσα στον κώδικα κατά over θέσεις. Δηλαδή σε επίπεδο μαθηματικής έκφρασης, το νέο διάνυσμα  $c'(t)$  που παράγεται από τον κώδικα  $c(t)$  είναι

$$c'(t) = \sum_{m=0}^{N_{\text{chip}}-1} c_m \delta(t - mT_{\text{chip}}).$$

Το νέο αυτό σήμα αποτελεί την υπερδειγματοληπτεμένη εκδοχή του κώδικα του εκάστοτε χρήστη και ονομάζεται εναλλακτικά upsampled code. Στη συνέχεια, η μέθοδος χρησιμοποιεί ένα κινούμενο παράθυρο επιλέγοντας διαδοχικά στοιχεία από το λαμβανόμενο σήμα ίσα με το μήκος του upsampled code για να υπολογίζει το μέτρο της συσχέτισής τους με το  $c'(t)$ . Η παραπάνω διαδικασία είναι ισοδύναμη με τον υπολογισμό του μέτρου της συσχέτισης μεταξύ του κώδικα  $c(t)$  και όλων των πιθανών ακολουθιών μήκους  $N_{\text{chip}}$  διαδοχικών δειγμάτων ανά over θέσεις.

Έτσι αν η απόλυτη τιμή της συσχέτισης του λαμβανόμενου σήματος με τον upsampled κώδικα συμβολίζεται με το διάνυσμα  $q$ , τότε για το  $q$  ισχύει

$$q = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_n],$$



Σχήμα 4.3: Υpsampled code.

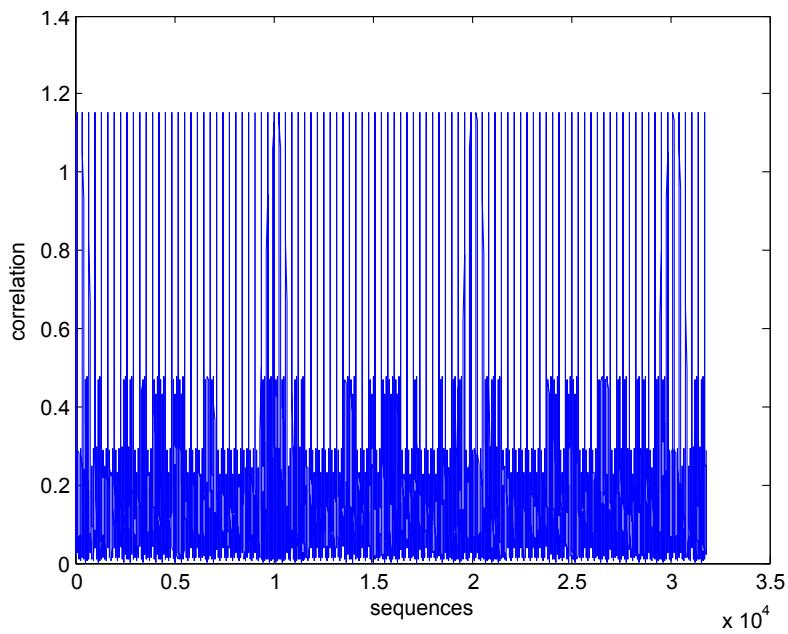
με  $n = N' - N_{chip}over + 1$  και  $N'$  το μήκος του λαμβανόμενου σήματος όπου

$$q_n = |P'_n c'|.$$

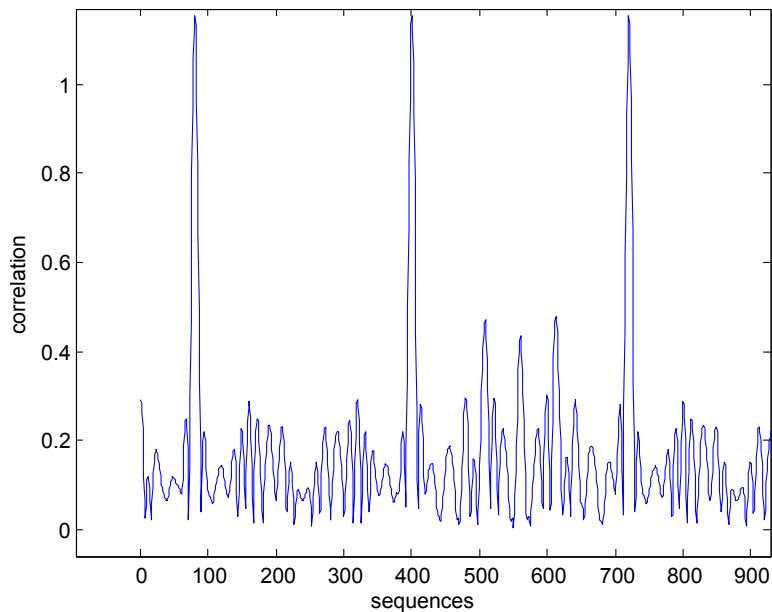
Το διάνυσμα  $P'_n$  ορίζεται ως

$$P'_n = [P_n \dots P_{n+N_{chip}over-1}].$$

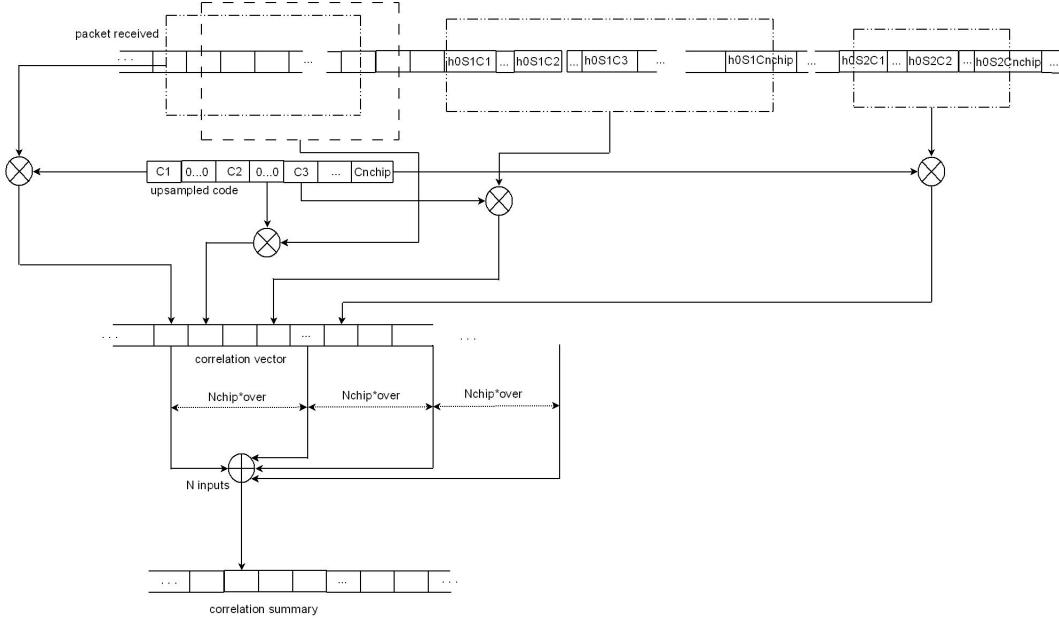
Όπως φαίνεται από το γράφημα, η γραφική αναπαράσταση του μέτρου της συσχέτισης με τον upsampled κώδικα φαίνεται να εμφανίζει μέγιστες τιμές ανά  $N_{chip}over$  θέσεις. Αυτό συμβαίνει γιατί καθώς ξεκινάει η μέθοδος να υπολογίζει την απόλυτη τιμή της συσχέτισης διαδοχικών τμημάτων του λαμβανόμενου σήματος με το  $c'(t)$ , οι τιμές της απόλυτης συσχέτισης αρχικά θα είναι μικρές, στη συνέχεια θα αυξάνεται όσο υπολογίζεται το μέτρο correlation πιο κοντά στο πρώτο chip του πρώτου συμβόλου του πακέτου. Στην περίπτωση που το πρώτο chip του πρώτου συμβόλου του πακέτου πολλαπλασιαστεί με το πρώτο στοιχείο του upsampled code, δηλαδή το πρώτο στοιχείο του κινούμενου παραθύρου είναι το πρώτο chip του πρώτου συμβόλου του λαμβανόμενου σήματος, αυτό σημαίνει ότι την δεδομένη στιγμή ότι κάθε chip του λαμβανόμενου σήματος (υπενθυμίζεται ότι τα chips των συμβόλων του λαμβανόμενου σήματος απέχουν over θέσεις μεταξύ τους) αυτόματα θα πολλαπλασιαστεί με τον εαυτό του αφού ο upsampled code θα περιλαμβάνει τα ίδια chip ανά over θέσεις. Συνεπώς, το γινόμενο όλων των chips επί τον εαυτό τους θα δώσουν γινόμενο ίσο με ένα (αφού ο κώδικας περιλαμβάνει στοιχεία +1 και -1 μόνο) και έτσι σε αυτή την οριακή περίπτωση θα υπάρχει πλήρης ταύτιση των



Σχήμα 4.4: Παράδειγμα συσχέτισης λαμβανόμενου σήματος με τον upsampled code.



Σχήμα 4.5: Τυήμα συσχέτισης με τον upsampled code.



Σχήμα 4.6: Σχηματική αναπαράσταση μεθόδου συγχρονισμού.

chip του λαμβανόμενου σήματος με τα chips του  $c'(t)$ , οδηγώντας σε μεγιστοποίηση του μέτρου της συσχέτισης. Από το σημείο αυτό και μετά, η τιμή της συσχέτισης απολύτως θεωρούμενη θα αρχίσει να φθίνει αφού οποιοδήποτε άλλο γινόμενο του λαμβανόμενου σήματος με το  $c'(t)$  θα δώσει μικρότερη τιμή εσωτερικού γινομένου (εξετάζοντας τα chip του ίδιου συμβόλου του πακέτου).

Το γεγονός ότι το μέτρο της συσχέτισης εμφανίζει μέγιστα ανά  $N_{\text{chip}} \text{over}$  θέσεις αποτελεί μια χρήσιμη πληροφορία την οποία εκμεταλλεύεται η μέθοδος συγχρονισμού. Επιπλέον, το γεγονός της μεγιστοποίησης του μέτρου του correlation αναμένεται να συμβεί τόσες φορές όσες είναι το μέγεθος του πακέτου σε σύμβολα, δηλαδή μεγιστοποίηση του μέτρου της συσχέτισης θα συμβαίνει κάθε φορά που τα chips του κινούμενου παραθύρου και κατ' επέκταση του λαμβανόμενου σήματος θα είναι πλήρως συγχρονισμένα με τα chips του upsampled κώδικα. Για το λόγο αυτό, το επόμενο στάδιο της μεθόδου περιλαμβάνει τον υπολογισμό του αθροίσματος όλων των πιθανών ακολουθιών του μέτρου της συσχέτισης, μήκους  $N$  (όπου  $N$  το μέγεθος του πακέτου) δειγμάτων ανά  $N_{\text{chip}} \text{over}$  θέσεις.

Συνεπώς, αν συμβολιστεί το άθροισμα όλων των ακολουθιών δειγμάτων του μέτρου της συσχέτισης ως  $\mathbf{q}'$  τότε

$$\mathbf{q}' = [q'_1 \ q'_2 \ \dots \ q'_k],$$

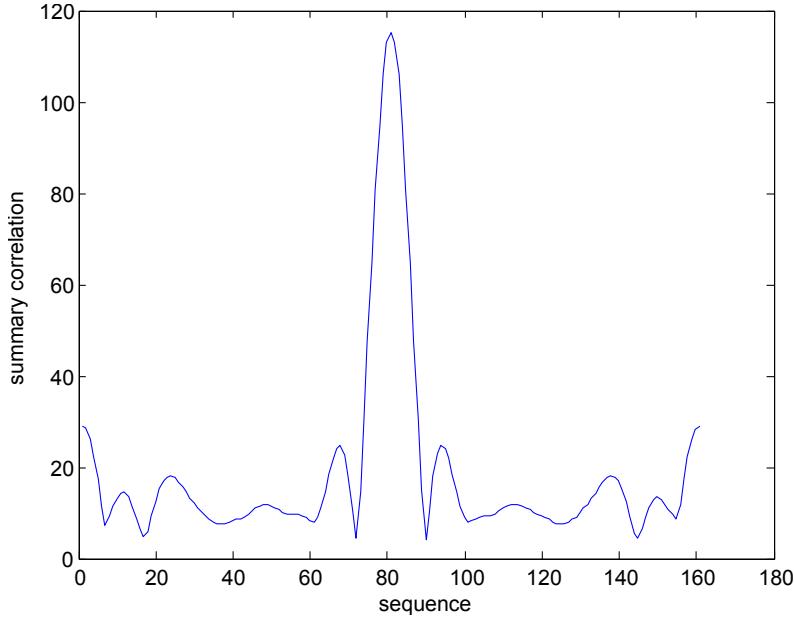


Figure 4.7: Άθροισμα ακολουθιών δειγμάτων μέτρου συσχέτισης.

με  $k = v - (N - 1)N_{chip}over$  όπου  $v$  είναι το μήκος του  $q'$  και

$$q'_k = \sum_{i=1}^N q_{k+(i-1)N_{chip}over}.$$

Στο τελευταίο στάδιο, η μέθοδος επιλέγει ως σημείο συγχρονισμού την θέση μεγιστοποίησης του παραπάνω αθροίσματος. Δηλαδή αν  $d^*$  η θέση συγχρονισμού, τότε

$$d^* = \arg \max_k q'_k.$$

Με βάση το παραπάνω γράφημα, ως θέση συγχρονισμού θα επιλεχθεί η θέση 81.

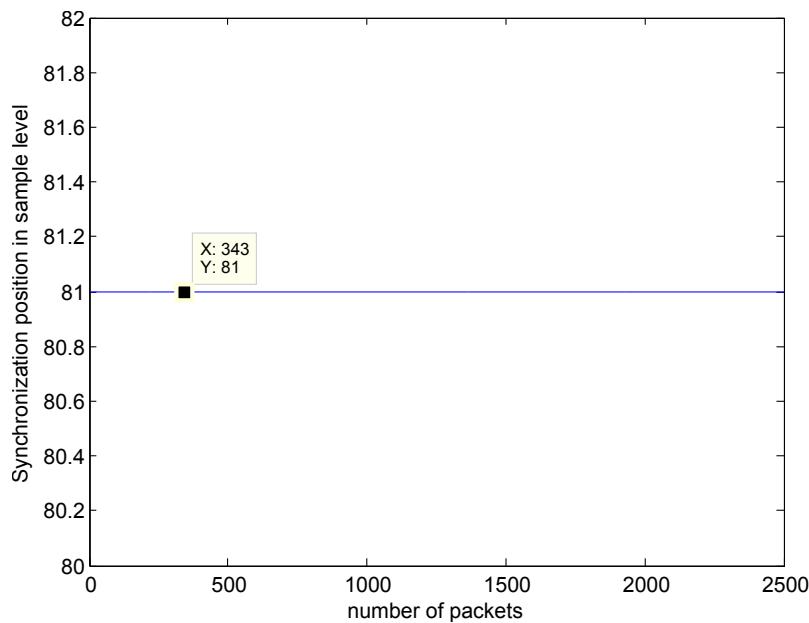
Μετά την εύρεση της θέσης συγχρονισμού, ο δέκτης λαμβάνει  $NN_{chip} + L - 1$  δείγματα ανά over θέσεις από το λαμβανόμενο σήμα προκειμένου να προχωρήσει στα επόμενα στάδια επεξεργασίας. Συνεπώς η τελική ακολουθία δειγμάτων που απομονώνει ο δέκτης είναι

$$u = [u_1 \ u_2 \dots \ u_m],$$

με  $m = NN_{chip} + L - 1$  και  $L$  το μήκος χρονοστικής απόκρισης ενώ

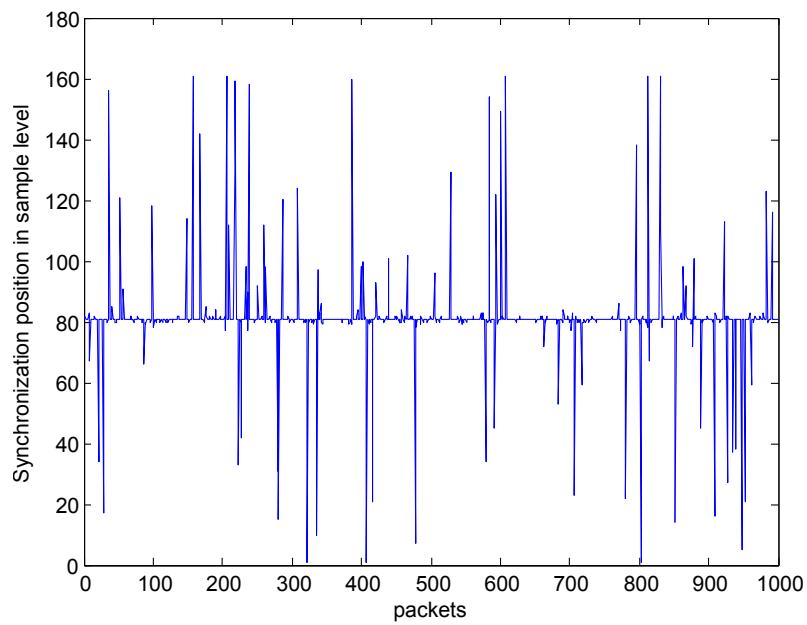
$$u_m = P_{d^* + (m-1)over}.$$

Καθοριστικός παράγοντας για την ορθή λειτουργία της μεθόδου συγχρονισμού είναι η επίδραση του θορύβου. Πιο συγκεκριμένα, για χαμηλές τιμές SNR (low-SNR περιπτώσεις) ο συγχρονισμός θα είναι δυσκολότερος καθώς θα είναι δυσδιάκριτα τα όρια διαχωρισμού μεταξύ σήματος πληροφορίας και θορύβου. Με την σταδιακή αύξηση του SNR, η ισχύς του χρήσιμου σήματος θα είναι διαρκώς μεγαλύτερη σε σχέση με την ισχύ του θορύβου με αποτέλεσμα συγχρονισμός να βελτιώνεται αισθητά. Επιπρόσθετα, ένας εξίσου σημαντικός και καθοριστικός παράγοντας που επηρεάζει την διαδικασία συγχρονισμού είναι η επίδραση αλληλοπαρεμβολών από τους υπόλοιπους χρήστες του συστήματος. Το συγκεκριμένο θέμα θα παρουσιαστεί εκτενέστερα σε επόμενο κεφάλαιο.

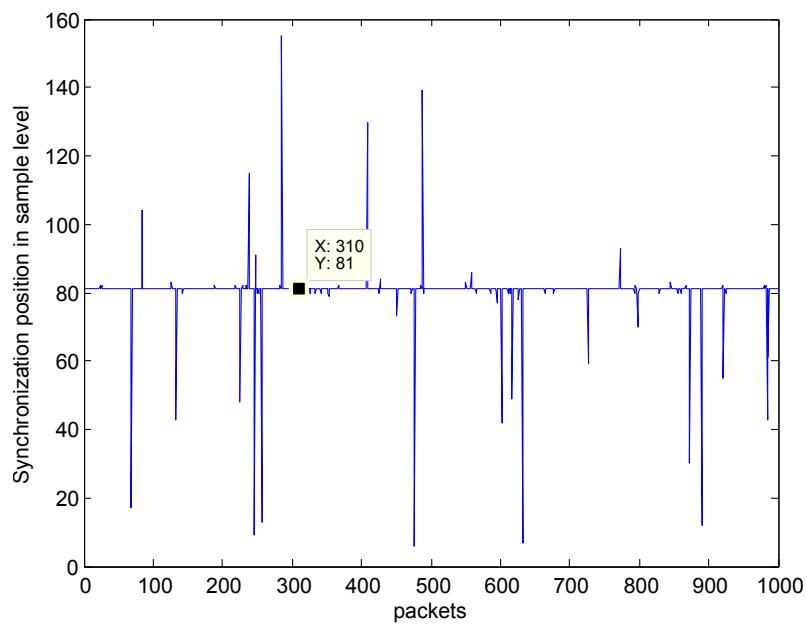


Σχήμα 4.8: Συγχρονισμός σε αθόρυβο περιβάλλον.

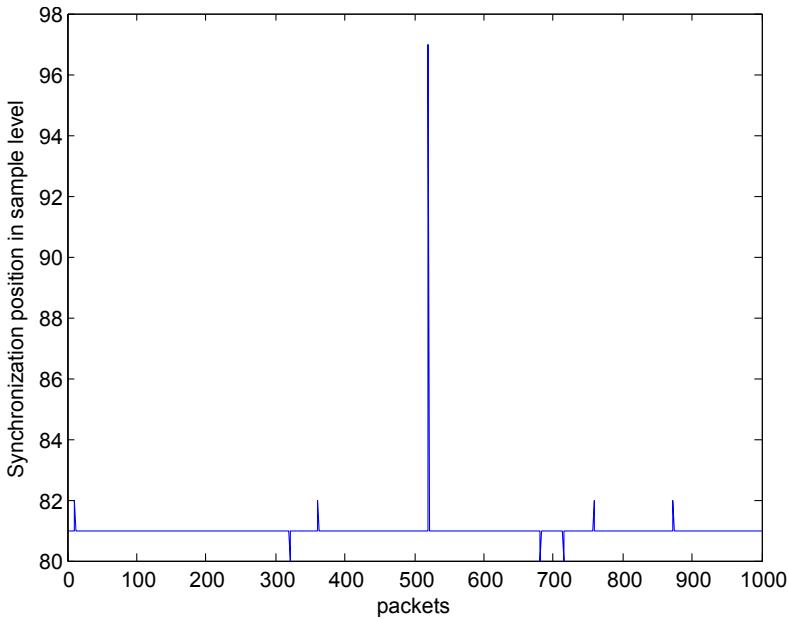
Όπως γίνεται αντιληπτό από τα γραφήματα, για περιπτώσεις αθόρυβου περιβάλλοντος ο συγχρονισμός γίνεται χωρίς κανένα πρόβλημα, με μεγάλη ακρίβεια και χωρίς απόκλιση από την σωστή θέση έναρξης πακέτου. Όμως η περίπτωση αυτή είναι ιδανική καθώς ο θόρυβος αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι της διαδικασίας μετάδοσης δεδομένων. Αντίθετα, σε συνθήκες ενθόρυβου περιβάλλοντος, για χαμηλές τιμές SNR η μέθοδος συγχρονισμού επηρεάζεται αρκετά από την παρουσία θορύβου με αποτέλεσμα η σωστή θέση συγχρονισμού να υπολογίζεται δυσκολότερα και μάλιστα οι τιμές των θέσεων συγχρονισμού που προκύπτουν να παρουσιάζουν μεγάλη διασπορά μεταξύ τους. Με την σταδιακή αύξηση του SNR, ο θόρυβος επηρεάζει λιγότερο την διαδικασία συγχρονισμού λόγω του γεγονότος ότι η ισχύς του είναι μικρότερη σε σχέση με την ισχύ του χρήσιμου σήματος και αυτό έχει άμεσο αντίκτυπο οδηγώντας σε ακριβέστερο προσδιορισμό της



Σχήμα 4.9: Συγχρονισμός σε ενθύρυβο περιβάλλον με SNR = 4 dB.



Σχήμα 4.10: Συγχρονισμός σε ενθύρυβο περιβάλλον με SNR = 12 dB.



Σχήμα 4.11: Συγχρονισμός σε ενθόρυβο περιβάλλον με SNR = 20 dB.

θέσης συγχρονισμού. Πιο συγκεκριμένα, με την βαθμιαία αύξηση του SNR, οι υπολογιζόμενες θέσεις συγχρονισμού διαφορώνται γύρω από την σωστή θέση ενώ ταυτόχρονα μειώνεται και η διασπορά που εμφάνιζαν στην περίπτωση όπου το SNR ήταν χαμηλό.

## 4.5 Εκτίμηση και διόρθωση διαφοράς συχνότητας φορέα

Μετά το στάδιο του συγχρονισμού, η επόμενη διαδικασία που αναλαμβάνει ο δέκτης είναι ο προσδιορισμός και η διόρθωση της διαφοράς συχνότητας φορέα. Η συγκεκριμένη διαδικασία είναι εξίσου σημαντική και καθοριστική με τον συγχρονισμό καθώς ενδεχόμενος σωστός συγχρονισμός και στη συνέχεια εσφαλμένος προσδιορισμός της διαφοράς συχνότητας φορέα θα επιφέρει αντίστοιχα καταστροφικά αποτελέσματα με έναν εσφαλμένο συγχρονισμό. Για τον λόγο αυτό, η εκτίμηση της διαφοράς συχνότητας θα πρέπει να γίνεται με την μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια και αξιοπιστία για την εύρυθμη λειτουργία του συστήματος.

Η διαφορά συχνότητας φορέα υπεισέρχεται στο λαμβανόμενο πακέτο κατά την διαδικασία αποδιαμόρφωσης του συνόλου των εκπεμπόμενων πακέτων από την πλευρά του δέκτη. Όπως γίνεται αντιληπτό από τις αναφορές στις διαδικασίες διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης που έγιναν πρωτύτερα, το πακέτο πληροφορίας στην πλευρά του πομπού

διαμορφώνεται με βάση τους φορείς διαμόρφωσης  $2\cos(2\pi F_c t)$  και  $-2\sin(2\pi F_c t)$  ενώ ο δέκτης, μετά τη συλλογή των εκπεμπόμενων πακέτων, αποδιαμορφώνει με βάση τους φορείς αποδιαμόρφωσης  $\cos(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi)$  και  $-\sin(2\pi(F_c + \Delta f)t + \varphi)$ . Το μέγεθος  $\Delta f$  ονομάζεται διαφορά συχνότητας φέροντος (carrier-frequency offset-CFO) και η διαδικασία εκτίμησης και διόρθωσης διαφοράς συχνότητας φορέα στοχεύει στον προσδιορισμό και αναίρεση του  $\Delta f$ .

Η μέθοδος που υλοποιήθηκε στα πλαίσια του συστήματος CDMA αποτελεί παραλλαγή της κλασσικής μεθόδου εκτίμησης του CFO με μια βασική διαφορά: στην καθιερωμένη μέθοδο γίνεται χρήση συμβόλων εκπαίδευσης (training symbols), πράγμα που δεν συμβαίνει στην μέθοδο που χρησιμοποιήθηκε για μετάδοση CDMA. Με τον όρο σύμβολα εκπαίδευσης περιγράφεται το σύνολο συμβόλων που βρίσκονται σε συγκεκριμένες θέσεις μέσα στο εκπεμπόμενο πακέτο, για τα οποία ο πομπός και ο δέκτης γνωρίζουν την ακριβή τιμή τους. Η θέση των training symbols μέσα στο πακέτο είναι μια από τις παραμέτρους που συμφωνείται από την αρχή της διαδικασίας μετάδοσης μεταξύ πομπού και δέκτη, ώστε ο δέκτης, επεξεργαζόμενος τα σύμβολα στις αντίστοιχες θέσεις των training symbols, να μπορεί να εκτιμήσει την διαφορά συχνότητας που υπεισήλθε στο πακέτο κατά το στάδιο της αποδιαμόρφωσης [7].

Η διαφοροποιημένη εκδοχή της διαδικασίας εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας που χρησιμοποιείται στο σύστημα CDMA δεν κάνει χρήση συμβόλων εκπαίδευσης με την ακριβή έννοια του όρου. Αντίθετα, ρόλο training symbols επέχει ο κώδικας κάθε χρήστη, ο οποίος είναι γνωστός εκ των προτέρων στον δέκτη. Με τον τρόπο αυτό, τα πακέτα μεταφέρουν αναλλοίωτη πληροφορία χωρίς να παρεμβάλλονται ή να τροποποιούνται σύμβολα του πακέτου για να διαδραματίζουν ρόλο training symbols, επιτρέποντας με τον τρόπο αυτό απόλυτη ελευθερία στη δομή του εκάστοτε πακέτου. Από το στάδιο του συγχρονισμού, ο δέκτης έχει απομονώσει την ακολουθία

$$u(t) = u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m],$$

όπου  $m = NN_{chip} + L - 1$ ,  $N$  το μέγεθος πακέτου,  $N_{chip}$  το μήκος κώδικα και  $L$  το μήκος χρουστικής απόκρισης. Το διάνυσμα  $u$  περιλαμβάνει σε κάθε θέση θεωρητικά το αντίστοιχο λαμβανόμενο σύμβολο πολλαπλασιασμένο με κάθε chip του κώδικα κάθε χρήστη. Δηλαδή, η μορφή του  $u$  με μια βαθύτερη ανάλυση είναι της μορφής

$$u = [h_0 s'_1 c_1 \ h_0 s'_1 c_2 \dots \ h_0 s'_1 c_L \ h_0 s'_2 c_1 \ h_0 s'_2 c_2 \dots \ h_0 s'_N c_1 \ \dots \ h_0 s'_N c_{N_{chip}}],$$

όπου  $h_0$  το κανάλι μετάδοσης ενώ κάθε στοιχείο του  $u$  είναι πολλαπλασιασμένο με το αντίστοιχο εκθετικό  $e^{-j2\pi\Delta f t}$ .

**Σημείωση:** Η παραπάνω υπόθεση αποτελεί απλοποιημένη μορφή του υ με σκοπό την ευκολότερη αναπαράστασή του σε επίπεδο συμβολισμού. Στην πραγματικότητα, σε κάθε θέση το υ περιέχει το άθροισμα των λαμβανόμενων συμβόλων πολλαπλασιασμένα με τα αντίστοιχα chips και το κανάλι κάθε χρήστη καθώς επίσης και τον αντίστοιχο θόρυβο. Η πρώτη λειτουργία που κάνει η διαδικασία εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας είναι ο πολλαπλασιασμός του διανύσματος υ με ένα νέο διάνυσμα  $c''$ , το οποίο σχηματίζεται από διαδοχικές  $N$  επαναλήψεις του κώδικα κάθε χρήστη, όπου  $N$  το μέγεθος του πακέτου.

Δηλαδή

$$c'' = [c_1 \dots c_{N_{chip}} \ c_1 \dots c_{N_{chip}} \dots c_1 \dots c_{N_{chip}}].$$

Η παραπάνω λειτουργία γίνεται καθώς εφόσον κάθε στοιχείο το υ προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό του λαμβανόμενου συμβόλου με το αντίστοιχο chip, πολλαπλασιάζοντας το διάνυσμα υ με το  $c''$  στοιχείο προς στοιχείο εξουδετερώνεται η επίδραση του προσήμου κάθε chip εκμεταλλευόμενοι το γεγονός

$$s_i c_n c_n = s_i c_n^2 = \frac{s_i}{N_{chip}},$$

αφού οι πιθανές τιμές του  $c_n$  είναι  $\pm \frac{1}{\sqrt{N_{chip}}}$ .

Με την παραπάνω κίνηση εξουδετερώνεται η επίδραση του chip σε κάθε στοιχείο του υ. Με τον τρόπο αυτό, το αποτέλεσμα του παραπάνω πολλαπλασιασμού θα αφήσει σε κάθε θέση το αντίστοιχο λαμβανόμενο σύμβολο το οποίο έχει τιμή +1 και -1. Για τον παραπάνω λόγο, σε επόμενο στάδιο το αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού υψώνεται στο τετράγωνο με σκοπό την αναίρεση της επίδρασης κάθε συμβόλου. Με άλλα λόγια, οι παραπάνω κινήσεις σε επίπεδο μαθηματικών εκφράσεων είναι

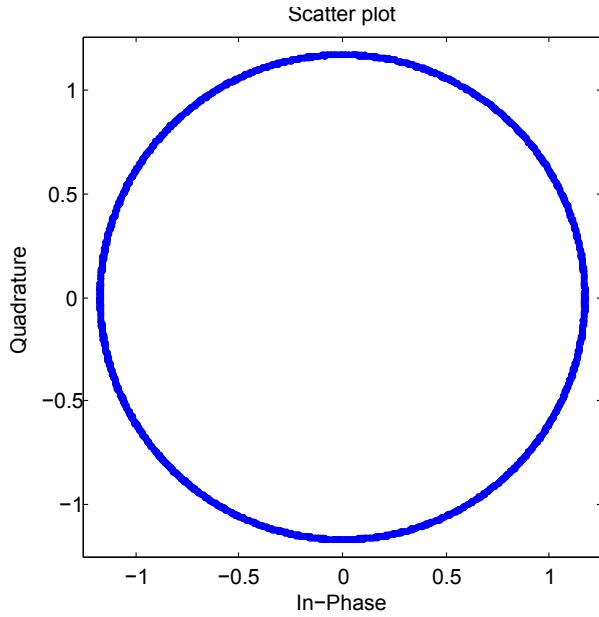
$$z = (u \odot c'')^2.$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται ο μετασχηματισμός Fourier του  $z$  δηλαδή

$$S_z(f) = \mathcal{F}\{z\}.$$

Ως εκτιμώμενη διαφορά συχνότητας φορέα θεωρείται η συχνότητα που μεγιστοποιεί το μέτρο του μετασχηματισμού Fourier διαιρεμένη δια 2, καθώς η ύψωση στο τετράγωνο σε προηγούμενο στάδιο προκάλεσε το διπλασιασμό της διαφοράς συχνότητας φορέα. Έτσι

$$f^* = \arg \max_f |S_z(f)|.$$



Σχήμα 4.12: Scatterplot πακέτου πριν την διόρθωση του CFO.

Μετά την εκτίμηση της διαφοράς συχνότητας φορέα, σειρά έχει η διόρθωση η οποία γίνεται πολλαπλασιάζοντας κάθε στοιχείο του  $u$  με το εκθετικό  $e^{-j2\pi f^* n}$  δηλαδή

$$u' = [u'_1 \ u'_2 \ \dots \ u'_n],$$

με  $n = NN_{chip} + L - 1$  όπου

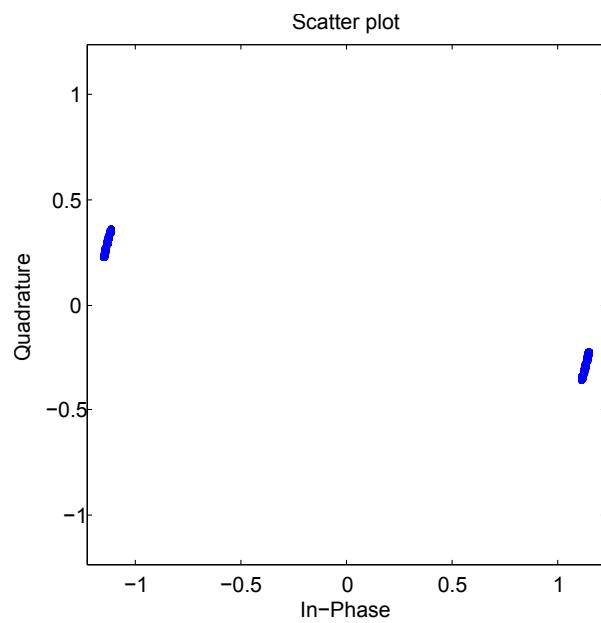
$$u'_n = u_n e^{-j2\pi f^* n}.$$

Το εκτιμώμενο κανάλι μετάδοσης υπολογίζεται από τη σχέση

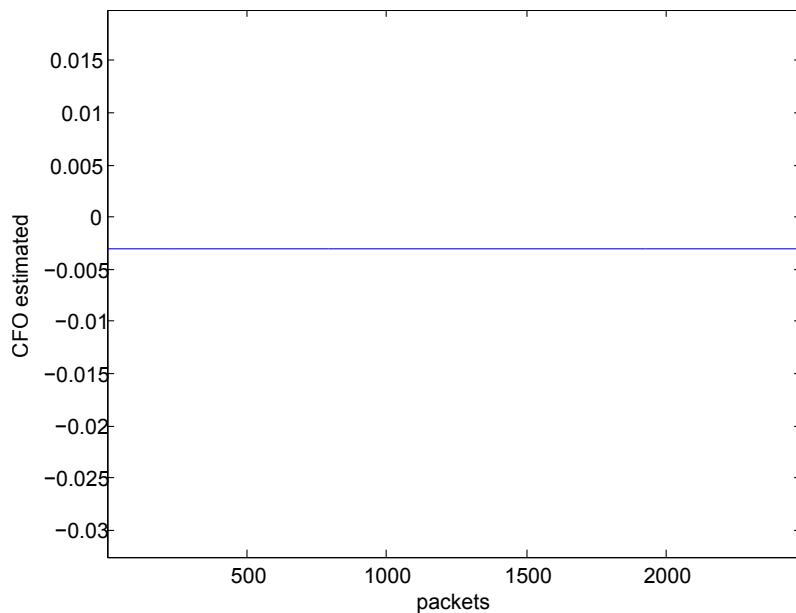
$$h' = \frac{1}{N_{chip}} \sum_{i=1}^{N_{chip}} \frac{u'_i}{c_i}.$$

**Σημείωση:** Για τα παραδείγματα η σωστή τιμή του CFO είναι 0.003.

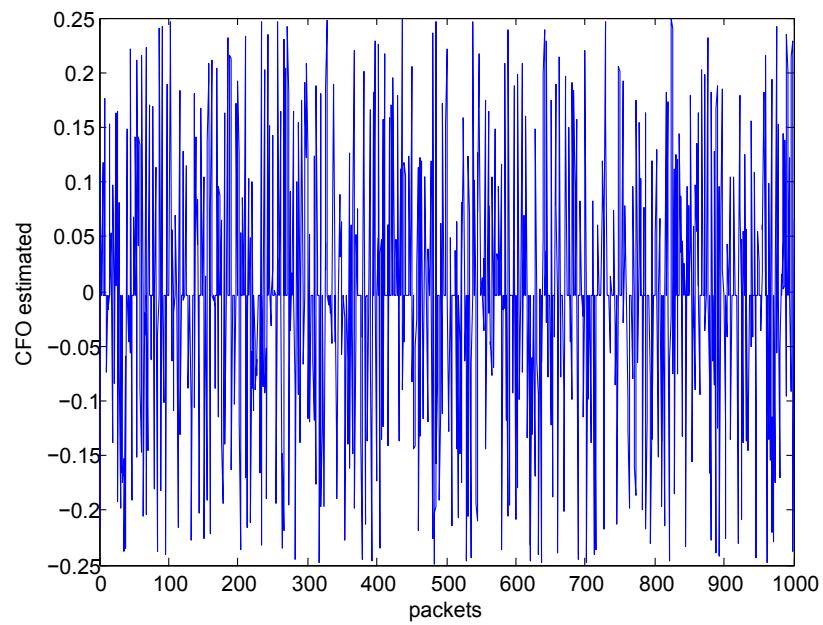
Όπως γίνεται κατανοητό, η λειτουργία της μεθόδου εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας στο σύστημα CDMA επηρεάζεται τόσο από την επίδραση του θορύβου του περιβάλλοντος μετάδοσης, όσο και από την ύπαρξη αλληλοπαρεμβολών από τους υπόλοιπους χρήστες που συμμετέχουν στο σύστημα. Έτσι, στο ανθρώπινο περιβάλλον η εκτίμηση του CFO γίνεται χωρίς σφάλμα, στη συνέχεια σε μεταδόσεις χαμηλού SNR οι εκτιμώμενες τιμές του CFO παρουσιάζουν μεγάλη διασπορά ενώ όσο αυξάνεται το SNR, η εκτίμηση γίνεται με μεγαλύτερη ορθότητα και οι εκτιμώμενες τιμές συγκεντρώνονται γύρω από τη σωστή τιμή.



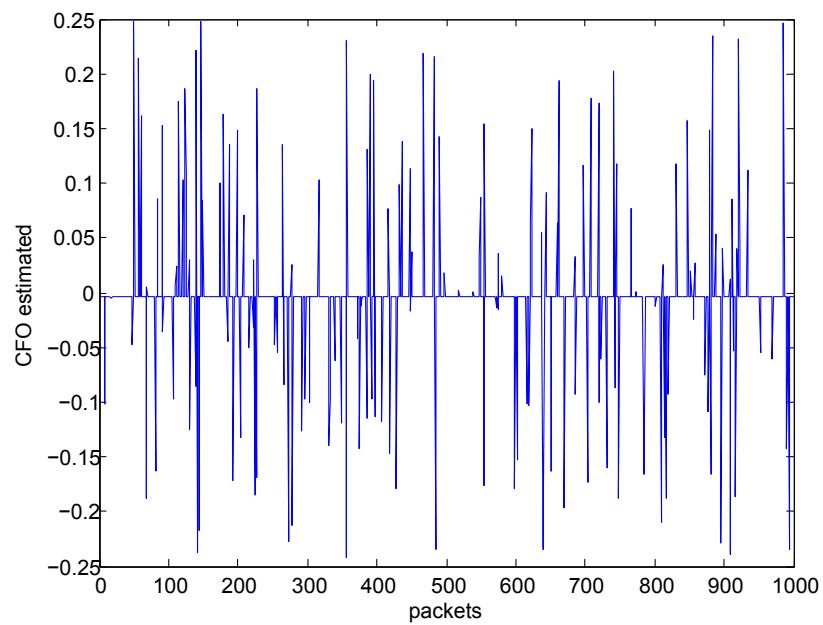
Σχήμα 4.13: Scatterplot πακέτου μετά την διόρθωση του CFO.



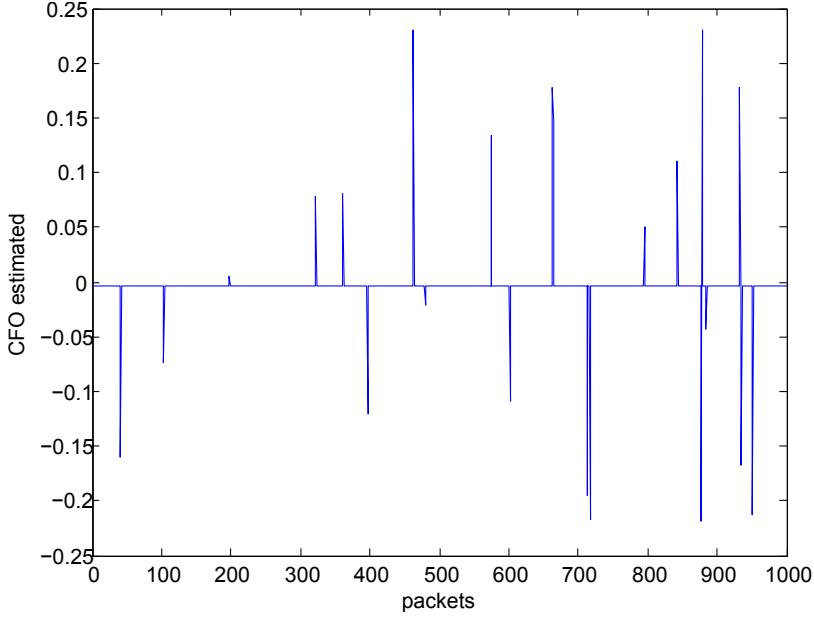
Σχήμα 4.14: Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα σε αυθόρυβο περιβάλλον.



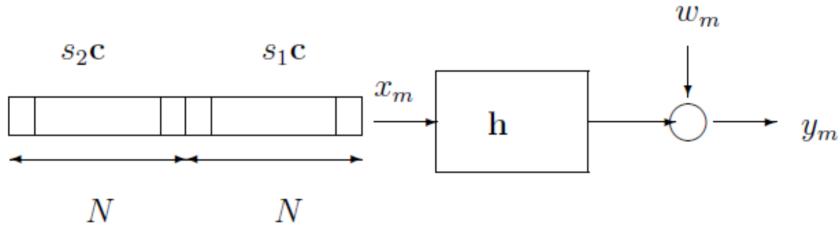
Σχήμα 4.15: Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα με  $\text{SNR} = 4 \text{ dB}$ .



Σχήμα 4.16: Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα με  $\text{SNR} = 12 \text{ dB}$ .



Σχήμα 4.17: Υπολογισμός διαφοράς συχνότητας φορέα με SNR = 20 dB.



Σχήμα 4.18: Είσοδος-έξοδος σε σύστημα CDMA.

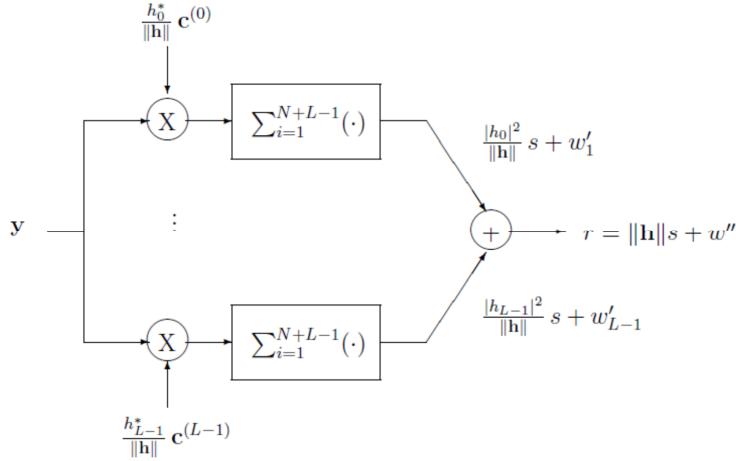
## 4.6 Μετατροπή σε σύμβολα

Μετά την εκτίμηση της διαφοράς συχνότητας και την διόρθωσή της, η τελευταία αρμοδιότητα του δέκτη είναι να μετατρέψει την ακολουθία chip σε ακολουθία συμβόλων. Για την διαδικασία αποκωδικοποίησης των chip σε σύμβολα πληροφορίας χρησιμοποιείται μια δομή που ονομάζεται δέκτης Rake [2].

Θεωρώντας το ευρείας ζώνης κανάλι δειγματοληπτημένο με περίοδο δειγματοληψίας  $T_{chip}$  με κρουστική απόχριση  $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-1}]$  όπου  $L$  το μήκος της κρουστικής απόχρισης. Κατά την μετάδοση μέσω του εικονιζόμενου συστήματος εισάγεται interchip interference. Η σχέση εισόδου-εξόδου του συστήματος είναι

$$y_m = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{m-l} + w_m,$$

όπου  $x_1 = s_1 c_1$ ,  $x_2 = s_1 c_2$ ,  $\dots$ ,  $x_{N_{chip}} = s_1 c_{N_{chip}}$ ,  $x_{N_{chip}+1} = s_2 c_1$ ,  $\dots$



Σχήμα 4.19: Δέκτης Rake.

Αν  $L \ll N_{chip}$ , η διασυμβολική παρεμβολή θεωρείται αμελητέα και η απόφαση για τα σύμβολα του πακέτου κάθε χρήστη λαμβάνεται σύμβολο προς σύμβολο. Για το πρώτο σύμβολο εξετάζονται να πρώτα  $N_{chip} + L - 1$  chips της εξόδου, δηλαδή  $y_1, y_2, \dots, y_{N_{chip}+L-1}$ . Στη συνέχεια ορίζεται για κάθε διάνυσμα  $a = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{N_{chip}}]^T$ , νέο διάνυσμα  $a^{(l)}$  όπου

$$a^{(l)} = \begin{bmatrix} 0_l \\ a \\ 0_{L-1-1} \end{bmatrix}.$$

Η έξοδος του συστήματος περιγράφεται από την σχέση

$$y = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x^{(l)} + w,$$

με  $x^{(l)} = s_1 c^{(l)}$  και  $c$  ο κώδικας του εκάστοτε χρήστη. Επιπλέον θεωρείται  $\|c\| = 1$  και  $c^{(l)T} c^{(m)} \approx 0$ , δηλαδή οι κώδικες είναι σχεδόν ορθογώνιοι μεταξύ τους.

Η έξοδος του  $i$ -οστού finger με βάση το παραπάνω σχήμα [2] είναι

$$\frac{|h_i|^2}{\|h\|} s + w'_i,$$

με

$$w'_i \sim \text{CN}\left(0, \frac{|h_i|^2}{\|h\|} N_0\right).$$

Η έξοδος του Rake είναι

$$r = \|h\|s + w'',$$

όπου

$$\mathbf{w}'' \sim \text{CN}(0, N_0).$$

Η λειτουργία του δέκτη Rake βασίζεται στο γεγονός ότι λόγω της ύπαρξης πολυδιόδευσης στις ασύρματες μεταδόσεις, ο δέκτης λαμβάνει το σήμα σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, οι οποίες καθορίζονται από το πλήθος των ανακλάσεων που λαμβάνουν χώρα στο περιβάλλον μετάδοσης. Ο δέκτης Rake εκμεταλλεύεται την καθυστερημένη έλευση των αντιγράφων του εκπεμπόμενου σήματος και αφού γνωρίζει τον κώδικα κάθε χρήστη, με ειδική διαδικασία, να αποκωδικοποιεί και να μετατρέπει τα chip σε σύμβολα.

Το πρώτο βήμα του δέκτη Rake περιλαμβάνει την απομόνωση από το διορθωμένο διάνυσμα  $\mathbf{u}'$ , που περιέχει  $NN_{chip} + L - 1$  στοιχεία, της ακολουθίας

$$\mathbf{y} = [u'_{(p-1)N_{chip}+1} \dots u'_{(pN_{chip}+L-1)}],$$

για καθένα από τα  $p = 1, \dots, N$  σύμβολα του πακέτου, δηλαδή για κάθε σύμβολο παίρνουμε διαδοχικά  $N_{chip} + L - 1$  στοιχεία αφού στο στάδιο κωδικοποίησης στην πλευρά του αποστολέα κάθε σύμβολο διαμορφώθηκε με βάση την ακολουθία ψευδοθορύβου που του ανατέθηκε.

Στη συνέχεια δημιουργούνται όλες οι ολισθημένες εκδοχές του κώδικα κάθε χρήστη από 0 έως  $L - 1$  δηλαδή

$$\mathbf{c}^{(l)} := \begin{array}{|c|} \hline 0_l \\ \hline \mathbf{c} \\ \hline 0_{L-1-1} \\ \hline \end{array}.$$

Για κάθε ολισθημένη εκδοχή του κώδικα υπολογίζεται η ποσότητα

$$\mathbf{m}(l) = \frac{h^*}{|h|} \mathbf{c}^{(l)} \mathbf{y}.$$

Στο επόμενο βήμα υπολογίζεται το άθροισμα

$$\mathbf{m}' = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{m}(l),$$

δηλαδή ο δέκτης Rake αθροίζει όλα τα αντίγραφα (fingers) του σήματος αφού πρώτα έχουν συσχετιστεί με τις αντίστοιχες καθυστερημένες εκδοχές του κώδικα κάθε χρήστη. Το τελευταίο στάδιο της διαδικασίας του δέκτη Rake περιλαμβάνει την επιλογή της τελικής τιμής του συμβόλου με βάση το πρόσημο του  $\mathbf{m}'$  δηλαδή

$$a'(p) = \text{sign}(m'),$$

με  $a'(p)$  το λαμβανόμενο σύμβολο από τον δέκτη. Η παραπάνω διαδικασία για τον δέκτη Rake επαναλαμβάνεται για κάθε σύμβολο από κάθε αποστολέα ατομικά και έτσι σχηματίζονται οι ακολουθίες πακέτων  $a'_k$  με

$$a'_k = a'(p),$$

όπου  $p = 1, \dots, N$  και  $k = 1, \dots, K$  για τον  $k$ -οστό χρήστη του συστήματος CDMA.

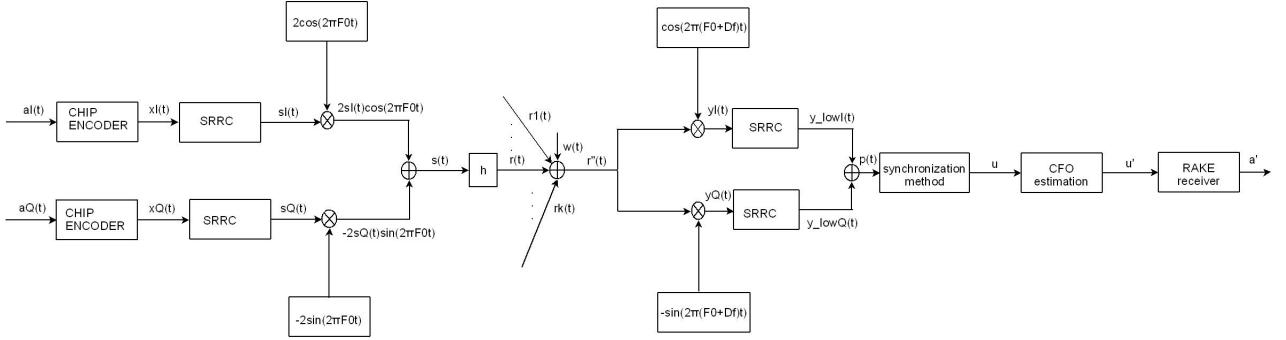


## Κεφάλαιο 5

# Προσομοίωση συστήματος μετάδοσης

Στα προηγούμενα κεφάλαια έγινε αναλυτική περιγραφή και παρουσίαση των λειτουργιών που λαμβάνουν χώρα στα πλαίσια ενός συστήματος CDMA. Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστούν και θα αναλυθούν περεταίρω τα αποτελέσματα των πειραμάτων όπως αυτά διαμορφώνονται από την παρουσία περισσότερων από έναν χρήστες. Οι περιπτώσεις που εξετάστηκαν μέχρι τώρα αφορούσαν την περίπτωση ενός χρήστη που μεταδίδει πακέτα πληροφορίας είτε σε ενθύρυβο είτε σε αυθόρυβο περιβάλλον. Όπως γίνεται αντιληπτό, οι παραπάνω συνθήκες φαντάζουν ιδιαίτερα αλλά ταυτόχρονα και ουτοπικές σε ένα σύστημα μετάδοσης καθώς ο ύρορυβος είναι αναφαίρετο στοιχείο της διαδικασίας μετάδοσης μέσω ενός μέσου και επιπλέον τα δίκτυα μετάδοσης εξυπηρετούν τεράστιο αριθμό ανθρώπων κάθε χρονική στιγμή. Έτσι, από τα αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν θα προκύψουν χρήσιμα συμπεράσματα αναφορικά με την συμπεριφορά του συστήματος σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Απώτερος σκοπός του κεφαλαίου είναι η εισαγωγή ενός επιπλέον παράγοντα που επηρεάζει καθοριστικά την απόδοση των συστημάτων πολλαπλής πρόσβασης και ειδικότερα του CDMA που είναι το επίπεδο παρεμβολών από τους υπόλοιπους χρήστες που μεταδίδουν ταυτόχρονα. Στα πλαίσια της προσομοίωσης, θα γίνει μελέτη της αξιοπιστίας του συστήματος σε περιπτώσεις ταυτόχρονης μετάδοσης ενός, δύο και τριών χρηστών, εξετάζοντας την απόδοση των υλοποιημένων μεθόδων σαν συνάρτηση του επιπέδου παρεμβολών του δικτύου.

Κατά την διεξαγωγή της προσομοίωσης έχει γίνει η υπόθεση ότι ο δέκτης γνωρίζει τους χρήστες από τους οποίους αναμένει πακέτο. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω αιτήσεων που υποβάλουν οι χρήστες στον σταθμό βάσης προκειμένου να ξεκινήσει η διαδικασία μετάδοσης. Η παραπάνω διαδικασία εφαρμόζεται καθώς ο συγχρονισμός είναι αρκετά απαιτητική διαδικασία τόσο σε μνήμη αλλά και σε υπολογιστική ισχύ και έτσι αν πραγ-



Σχήμα 5.1: Σχηματική απεικόνιση ολοκληρωμένου συστήματος CDMA.

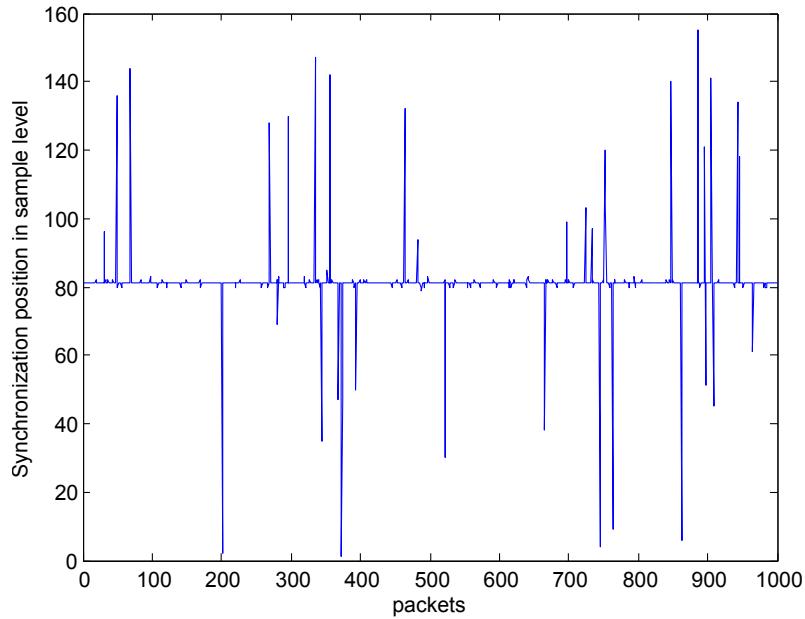
ματοποιούνταν για όλους τους χρήστες και όχι μόνο στους αποστολείς θα επιβαρυνόταν σημαντικά η ταχύτητα του συστήματος, πράγμα καταστροφικό στον τομέα επικοινωνιών όπου ο χρόνος αναμονής πρέπει να κυμαίνεται σε μηδενικά επίπεδα. Παράλληλα, κατά την διαδικασία συγχρονισμού έχει γίνει η υπόθεση ότι ο δέκτης φάχνει για ολόκληρο πακέτο και όχι για κάποιο τμήμα του πακέτου. Από την άλλη πλευρά, είτε στην περίπτωση του ενός χρήστη είτε με μεγαλύτερο αριθμό χρηστών, ο δέκτης δεν έχει καμία πληροφορία για την πιθανή θέση συγχρονισμού κάθε χρήστη. Έτσι, παραχωρείται τεράστια ελευθερία στους χρήστες να αποστέλλουν οποιαδήποτε χρονική στιγμή πακέτα πληροφορίας, ενώ αξίζει να σημειωθεί ότι σε περιπτώσεις περισσότερων του ενός αποστολείς, οι διαδικασίες συγχρονισμού και εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα εφαρμόζονται ξεχωριστά για τον εκάστοτε χρήστη, χωρίς το σύστημα να γνωρίζει αν οι χρήστες είναι συγχρονισμένοι ή όχι, όπως επίσης δεν έχει καμία πληροφορία σχετικά με τις σχετικές καθυστερήσεις στην αποστολή πακέτων μεταξύ των χρηστών. Με τον τρόπο αυτό, ο συγχρονισμός για κάθε χρήστη γίνεται ατομικά, ενισχύοντας στον πραγματικό χαρακτήρα της προσομοίωσης.

**Σημείωση:** Για όλα τα πειράματα που ακολουθούν σωστή θέση συγχρονισμού είναι η θέση 81 και σωστή τιμή διαφοράς συχνότητας φορέα είναι η τιμή 0.003. Επιπλέον η εργασία προσομοιώνει την λειτουργία downlink του συστήματος CDMA δηλαδή υπάρχει συγχρονισμένη αποστολή πακέτων με κοινό CFO ενώ το κανάλι που χρησιμοποιείται είναι flat fading.

## 5.1 Μετάδοση ενός χρήστη

Η περίπτωση μετάδοσης από έναν χρήστη αποτελεί ιδεατό σενάριο για ένα σύστημα επικοινωνίας. Ουσιαστικά είναι ισοδύναμη περίπτωση της μετάδοσης πακέτου πληροφορίας μέσω αποκλειστικής ζεύξης σημείο προς σημείο για τον εκάστοτε χρήστη, χωρίς

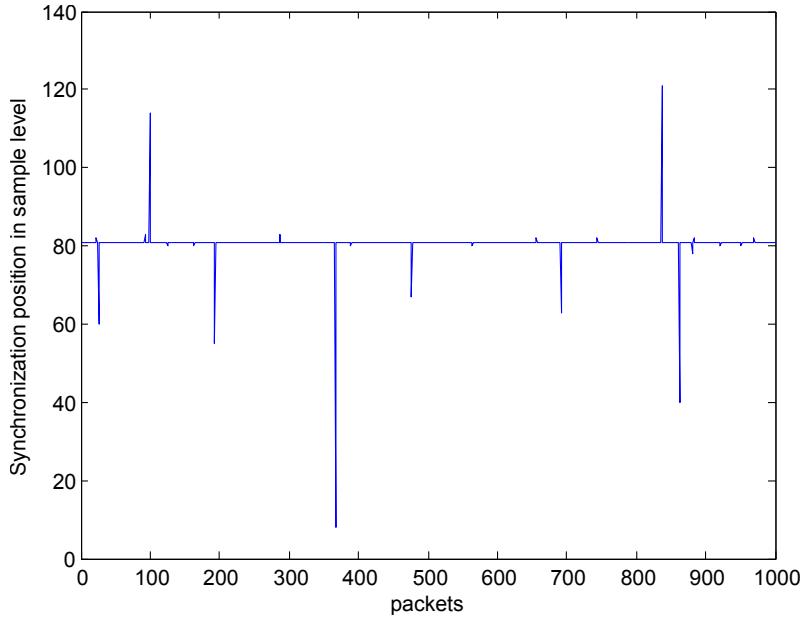
να δέχεται τις παρεμβολές από τους υπόλοιπους χρήστες του συστήματος. Με τον όρο παρεμβολή περιγράφεται η αλλοίωση που υφίσταται το εκπεμπόμενο σήμα από την ταυτόχρονη μετάδοση άλλων χρηστών του συστήματος. Η δυνατότητα μετάδοσης αποκλειστικά από έναν χρήστη αναφέρεται σε τύπους δικτύων που επιτρέπουν στον κάθε χρήστη να δεσμεύσει το μέσο μετάδοσης προκειμένου να αποστείλει το πακέτο, στερώντας από τους υπόλοιπους χρήστες το δικαίωμα να μεταδώσουν ταυτόχρονα. Μια τέτοια εκδοχή απαιτεί την ύπαρξη ενός δικτύου που θα μπορεί να δεσμεύεται από τον εκάστοτε χρήστη εις βάρος των υπολοίπων και δεν συνάδει με τις ανάγκες για διαρκή πρόσβαση στην πληροφόρηση. Η αναφορά της περίπτωσης μετάδοσης από έναν χρήστη χρησιμοποιείται για να είναι εφικτή στη συνέχεια η μελέτη της απόδοσης του δικτύου υπό το πρίσμα του επιπέδου παρεμβολών.



Σχήμα 5.2: Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων για 1 χρήστη με SNR = 8 dB.

Όπως φαίνεται από τα διαγράμματα των εικόνων 5.2 - 5.4, η μέθοδος συγχρονισμού επηρεάζεται σημαντικά από την παρουσία θορύβου. Πιο συγκεκριμένα, για low-SNR περιπτώσεις, ο συγχρονισμός γίνεται με δυσκολία καθώς είναι δυσδιάκριτα τα όρια μεταξύ χρήσιμου σήματος και θορύβου. Απόδειξη της παραπάνω διαπίστωσης αποτελεί η μεγάλη διασπορά που εμφανίζουν οι εκτιμώμενες θέσεις συγχρονισμού καθώς οι τιμές συγχρονισμού σε κάποια σημεία διαφέρουν αρκετά μεταξύ τους ενώ ένας μικρός αριθμός πακέτων έχει συγχρονιστεί στην σωστή θέση.

Καθώς αυξάνεται το SNR, γίνεται ευκολότερη διάκριση μεταξύ θορύβου και χρήσιμου σήματος με αποτέλεσμα τόσο στην περίπτωση για 16 dB όσο και στην περίπτωση των 20

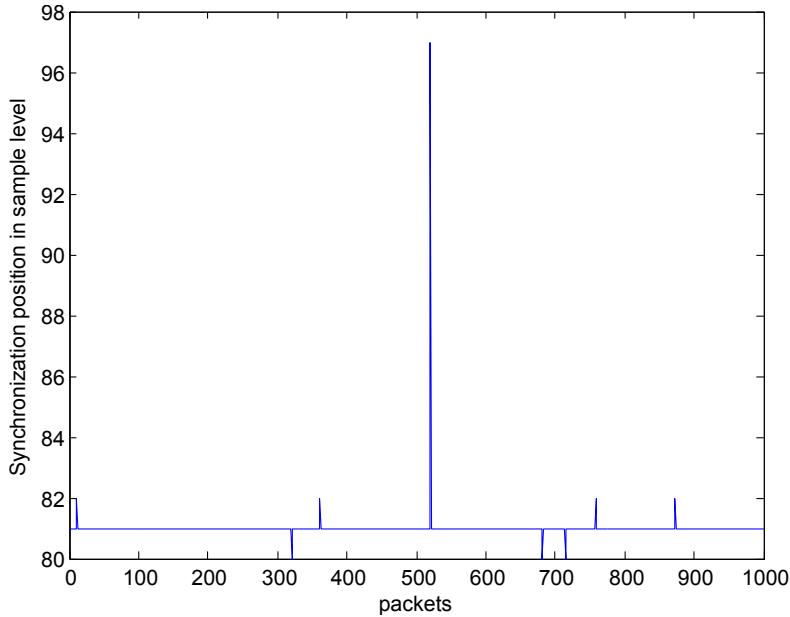


Σχήμα 5.3: Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων για 1 χρήστη με SNR = 16 dB.

dB ο συγχρονισμός να βελτιώνεται θεαματικά μειώνοντας τη διασπορά των εκτιμώμενων θέσεων ενώ η συντριπτική πλειοψηφία των θέσεων συγχρονισμού είναι συγκεντρωμένη γύρω από την σωστή τιμή. Χαρακτηριστική είναι η περίπτωση των 20 dB, όπου το σφάλμα συγχρονισμού περιορίζεται σε 1 ή 2 θέσεις, σφάλμα αμελητέο λόγω της μεγάλης συσχέτισης των γειτονικών δειγμάτων στο λαμβανόμενο σήμα.

Η μέθοδος εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα, όπως φαίνεται στα διαγράμματα των εικόνων 5.5 - 5.6, είναι άμεσα επηρεαζόμενη από την ύπαρξη θορύβου. Πιο συγκεκριμένα, για την περίπτωση όπου SNR=12 dB, οι εκτιμώμενες τιμές του CFO παρουσιάζουν μεγάλη διασπορά μεταξύ τους ενώ συχνά απέχουν πολύ από την σωστή τιμή. Αυτό έχει σαν συνέπεια να μην γίνεται σωστά η διόρθωση της διαφοράς συχνότητας φορέα και κατ' επέκταση η εκτίμηση του καναλιού, δημιουργώντας προβλήματα στην αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος. Αντίθετα, με την αύξηση του SNR στα 20 dB, η απόδοση της μεθόδου εκτίμησης του carrier-frequency offset βελτιώνεται σημαντικά. Έτσι, οι εκτιμώμενες τιμές του CFO συγκεντρώνονται γύρω από την σωστή τιμή και ταυτόχρονα μειώνονται οι τιμές με μεγάλη απόκλιση από αυτή. Ως συνέπεια όλων των παραπάνω, με την αύξηση του SNR εκτιμάται με μεγαλύτερη ακρίβεια η τιμή του CFO, διευκολύνοντας την σωστή διόρθωση και την εκτίμηση του καναλιού, στοιχεία καθοριστικά για τα επόμενα στάδια λειτουργίας του δέκτη.

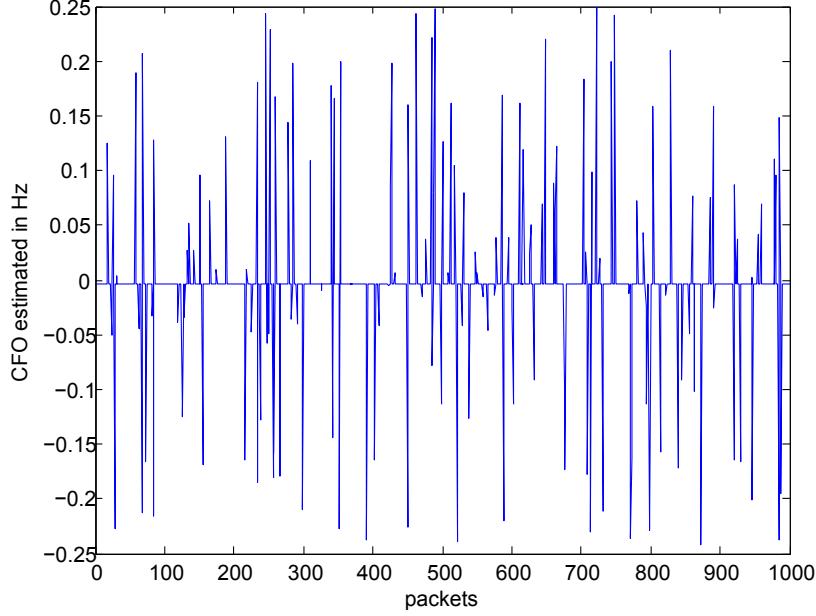
Τελευταίος, αλλά εξίσου σημαντικός με τους 2 παραπάνω δείκτες αξιοπιστίας του



Σχήμα 5.4: Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων για 1 χρήστη με SNR = 20 dB.

συστήματος, είναι η τιμή του Bit Error Rate (BER). To Bit Error Rate εκφράζει την πιθανότητα σφάλματος του συστήματος ανά bit, συνεπώς η τιμή του αποτελεί μέτρο της εύρυθμης λειτουργίας του συστήματος επικοινωνίας. Όπως προκύπτει από το γράφημα, το BER φθίνει με την αύξηση του SNR, πράγμα αναμενόμενο αφού η αύξηση του SNR σημαίνει μείωση της ισχύος του θορύβου έναντι της ισχύος του χρήσιμου σήματος. Με άλλα λόγια, με την αποδυνάμωση του θορύβου το σύστημα αποδίδει καλύτερα ενώ σε επίπεδο αριθμών το BER ξεκινάει από  $10^{-0.5}$  για SNR = 4 dB και φθίνει διαρκώς με την αύξηση του SNR καταλήγοντας περίπου στην τιμή  $10^{-2}$  για SNR = 20 dB (Εικόνα 5.7).

Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, στην περίπτωση μετάδοσης 1 χρήστη τόσο η μέθοδος συγχρονισμού όσο και η μέθοδος εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα αλλά και η γενικότερη συμπεριφορά του συστήματος είναι άμεσα συνδεδεμένες με την επίδραση του θορύβου. Για τον λόγο αυτό, σε περιπτώσεις χαμηλού SNR παρατηρείται μειωμένη απόδοση των παραπάνω μεθόδων, πράγμα που αποτυπώνεται και στην αρχικά υψηλή τιμή του BER, ενώ με την μείωση της ισχύος του θορύβου η λειτουργία του συστήματος βελτιώνεται αισθητά, οδηγώντας το BER σε σταδιακή μείωση και σε αύξηση του δείκτη αξιοπιστίας της μετάδοσης. Η περίπτωση μετάδοσης από έναν μόνο χρήστη δεν αποτελεί σε καμία περίπτωση αντιροσωπευτικό δείγμα πραγματικών συνθηκών μετάδοσης, απλά παρατίθεται με σκοπό να παρουσιάσει την συμπεριφορά του συστήματος αποκλειστικά απέναντι στον θόρυβο καθώς στις επόμενες περιπτώσεις που θα εξεταστούν, εκτός από

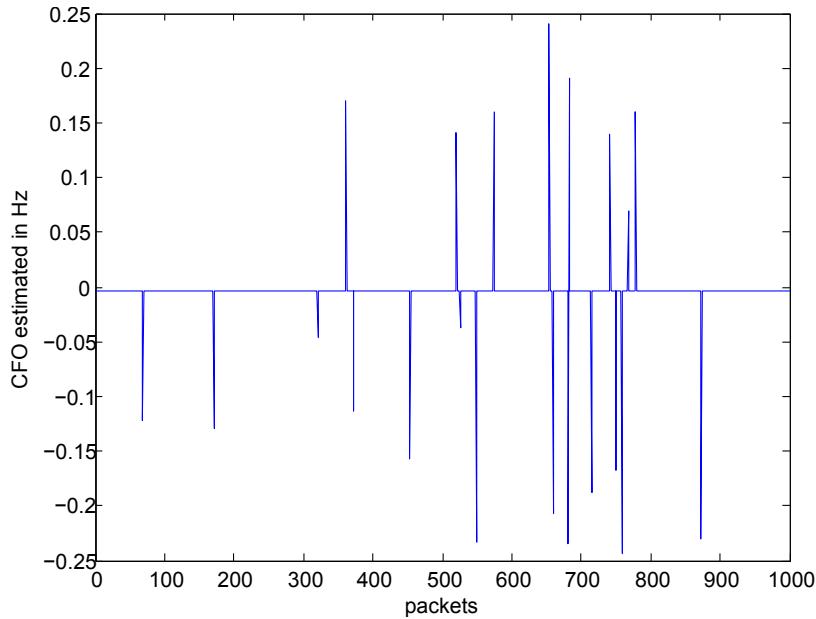


Σχήμα 5.5: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα για 1 χρήστη με SNR = 12 dB.

τον θόρυβο, θα υπεισέλθει και ο παράγοντας του επιπέδου παρεμβολών από τους υπόλοιπους χρήστες που θα συμμετέχουν στην μετάδοση, προσεγγίζοντας ακόμα περισσότερο τις συνθήκες πραγματικής λειτουργίας των συστημάτων επικοινωνίας.

## 5.2 Μετάδοση δύο χρηστών

Το σύστημα CDMA, όπως έχει τονιστεί πρωτύτερα, διαφέρει από τα συστήματα στενής ζώνης στο γεγονός ότι όλοι οι χρήστες μοιράζονται όλους τους βαθμούς ελευθερίας αναφορικά με τους πόρους του συστήματος με αποτέλεσμα να παρεμβάλλονται μεταξύ τους. Συνεπώς, σε ένα σύστημα CDMA, οι παράγοντες που καθορίζουν την απόδοση του συστήματος είναι δύο: ο θόρυβος του περιβάλλοντος μετάδοσης και οι αλληλοπαρεμβολές των χρηστών του συστήματος. Ο θόρυβος είναι αναπόσπαστο κομμάτι των συστημάτων επικοινωνίας και απασχολεί οποιαδήποτε μετάδοση είτε μέσω αποκλειστικής ζεύξης είτε μέσω κοινού μέσου μετάδοσης. Αντίθετα, το συνολικό επίπεδο παρεμβολών είναι χαρακτηριστικό των συστημάτων πολλαπλής πρόσβασης ευρείας ζώνης. Οι χρήστες που μεταδίδουν ταυτόχρονα παρεμβάλλονται μεταξύ τους με αποτέλεσμα να προκαλείται αλλοίωση σε όλα τα μεταδιδόμενα πακέτα. Το επίπεδο παρεμβολών αυξάνεται με την αύξηση του πλήθους των χρηστών που εκπέμπουν την ίδια στιγμή. Ιδανικό θα ήταν το σενάριο οι χρήστες να μην επικαλύπτονταν μεταδίδοντας σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, πλήρως καθορισμένες για τον καινένα, πράγμα όμως που θα μείωνε σε μεγάλο

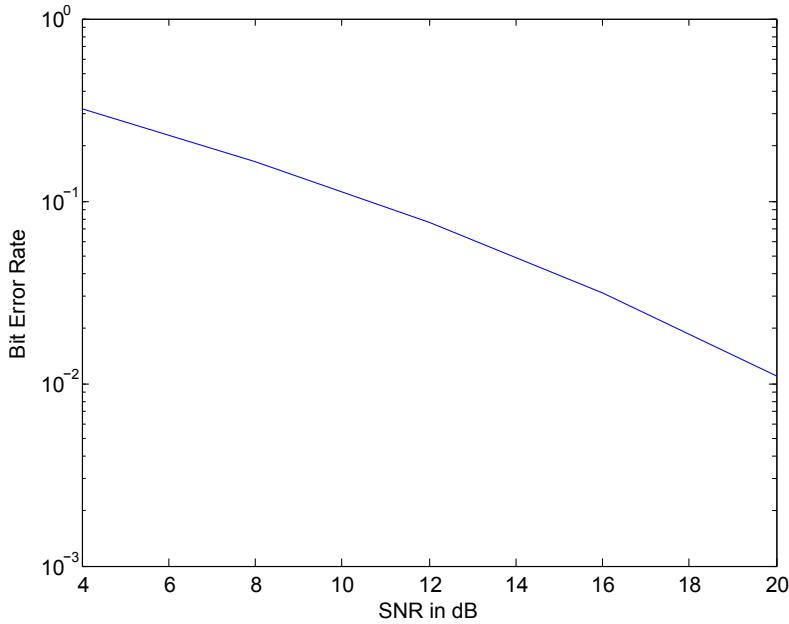


Σχήμα 5.6: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα για 1 χρήστη με  $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ .

βαθμό τον βαθμό ελευθερίας κάθε χρήστη και θα περιόριζε την λειτουργικότητα του συστήματος.

Η ταυτόχρονη μετάδοση από 2 χρήστες αποτελεί την πρώτη περίπτωση που ο παράγοντας των αλληλοπαρεμβολών κάνει την εμφάνισή του. Με την προσθήκη του 2ου χρήστη, κάθε χρήστης που μεταδίδει θα επηρεάζεται τόσο από τον θόρυβο του περιβάλλοντος όσο και από την παρεμβολή του έτερου χρήστη. Με άλλα λόγια, η περίπτωση αυτή θα μπορούσε να συγχριθεί με την περίπτωση 2 ανεξάρτητων ζεύξεων σημείο προς σημείο όπου κάθε ζεύξη θα επηρεάζεται τόσο από τις παρεμβολές αλλά και από τον υπάρχοντα θερμικό θόρυβο. Η μελέτη της περίπτωσης 2 χρηστών θα γίνει γύρω από 3 βασικούς άξονες: την απόδοση της μεθόδου συγχρονισμού, την απόδοση της μεθόδου εκτίμησης CFO αλλά και την συμπεριφορά του Bit Error Rate απέναντι στον θόρυβο. Αξίζει να τονιστεί ότι στα συστήματα πολλών χρηστών εισάγεται η έννοια του SINR (Signal to Interference and Noise Ratio) αντί του SNR, καθώς σε τέτοιου τύπου συστήματα καθοριστικό ρόλο για την απόδοση διαδραματίζουν οι παρεμβολές και λιγότερο ο προσθετικός θόρυβος. Όμως για την απλοποίηση της μελέτης, δεν λαμβάνεται υπόψιν ο παράγοντας SINR, παρά μόνο το SNR, χωρίς φυσικά να αγνοούνται οι παρεμβολές και η επιρροή τους στην συμπεριφορά του συστήματος.

Η μέθοδος συγχρονισμού επηρεάζεται τόσο από τις παρεμβολές όσο και από την παρουσία θορύβου. Κατά την διεξαγωγή των πειραμάτων ο αριθμός των συμμετεχόντων χρηστών διατηρήθηκε αμετάβλητος, με αποτέλεσμα να παραμένει σταθερό το επίπεδο

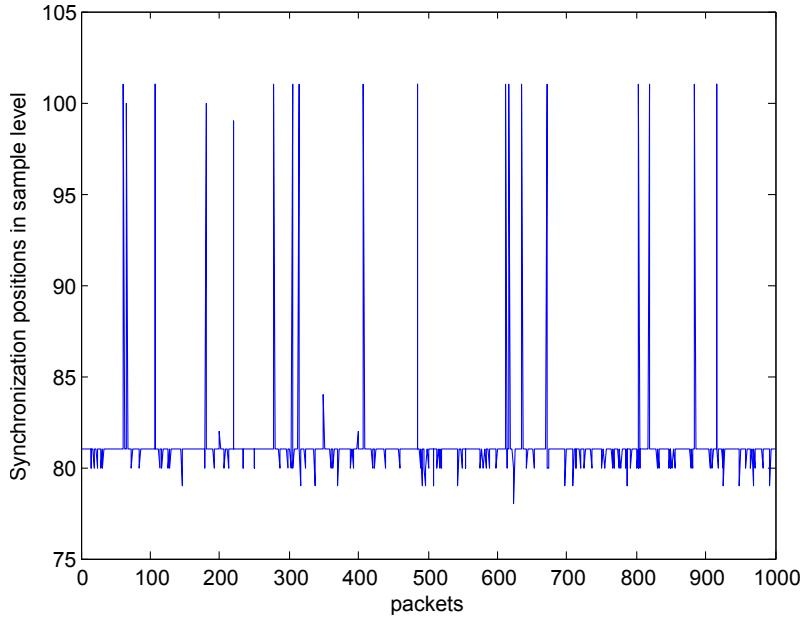


Σχήμα 5.7: Γραφική απεικόνιση Bit Error Rate για 1 χρήστη.

παρεμβολών. Από τα διαγράμματα των εικόνων 5.8 - 5.9 είναι φανερό ότι η μέθοδος συγχρονισμού επηρεάζεται από την παρουσία του ψηφίου, ενώ με την αύξηση του SNR η μέθοδος εμφανίζεται να παρουσιάζει βελτιωμένη απόδοση καθώς αυξάνεται η συγκέντρωση τιμών σε μία περιοχή γύρω από τη σωστή θέση συγχρονισμού ενώ μειώνεται ο αριθμός θέσεων συγχρονισμού πακέτων που απέχουν κατά πολύ από την σωστή θέση.

Η μέθοδος εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα ακολουθεί την ίδια πορεία με την μέθοδο συγχρονισμού (Εικόνες 5.10 - 5.11). Πιο συγκεκριμένα, για  $\text{SNR} = 12 \text{ dB}$  οι τιμές του εκτιμώμενου CFO είναι συγκεντρωμένες γύρω από τη σωστή τιμή, αλλά υπάρχουν αρκετές περιπτώσεις που απέχουν κατά πολύ από την σωστή τιμή. Αντίθετα, με την αύξηση του SNR, οι εκτιμώμενες τιμές συγκεντρώνονται ακόμη περισσότερο γύρω από την σωστή τιμή ενώ μειώνονται αρκετά οι τιμές που διαφέρουν πολύ από την σωστή τιμή. Συνεπώς, η μέθοδος εκτίμησης του CFO φαίνεται να εμφανίζει βελτιωμένη απόδοση με την αύξηση του SNR, πράγμα απόλυτα δικαιολογημένο αφού με την μείωση της ισχύος του ψηφίου εκτιμάται καλύτερα η διαφορά συχνότητας φορέα.

Όπως δείχνουν τα διαγράμματα των εικόνων 5.12 - 5.13, το BER τόσο κάθε χρήστη όσο και το μέσο BER φθίνει με την αύξηση του SNR. Όμως, η πιωτική αυτή συμπεριφορά του BER είναι λιγότερο έντονη σε σχέση με την περίπτωση του ενός χρήστη. Ο λόγος που συμβαίνει το παραπάνω είναι οι παρεμβολές που δημιουργεί η προσθήκη του δεύτερου χρήστη. Έτσι, η αύξηση του SNR επηρεάζει σε μικρότερο βαθμό το BER, με αποτέλεσμα να μην φθίνει τόσο έντονα σε σχέση με την περίπτωση του ενός χρήστη.



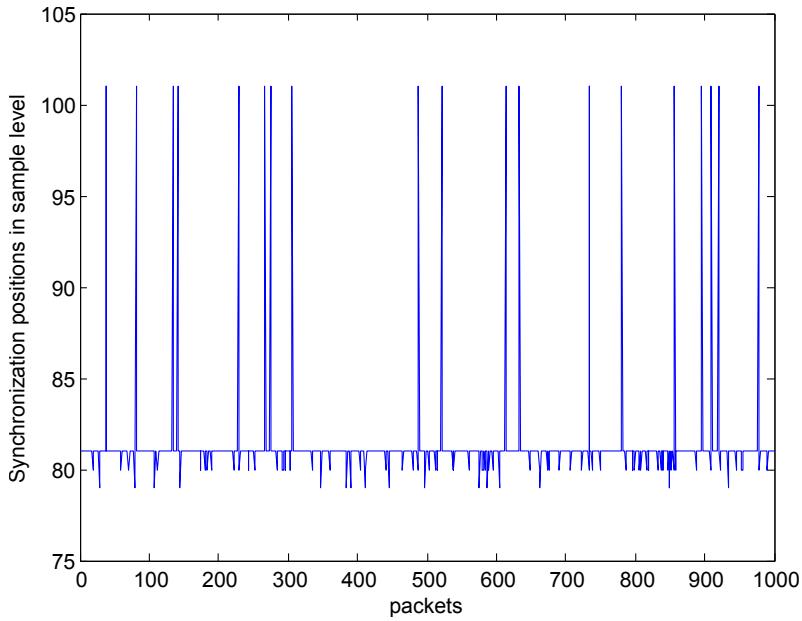
Σχήμα 5.8: Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 2 χρήστες με  $\text{SNR} = 12 \text{ dB}$ .

Επιπλέον, το BER φαίνεται να σταθεροποιείται μετά τα 18 dB. Αυτό συμβαίνει λόγω των παρεμβολών που επιτρέπουν στο BER να φθίνει μέχρι μια τιμή, η οποία επέχει ρόλο κάτω ορίου. Μέχρι την τιμή αυτή το BER φθίνει ενώ στη συνέχεια σχεδόν σταθεροποιείται αφού οι παρεμβολές από τον δεύτερο χρήστη δεν επιτρέπουν την περεταίρω μείωσή του.

### 5.3 Μετάδοση τριών χρηστών

Στην προηγούμενη περίπτωση, με την προσθήκη του δεύτερου χρήστη, έγινε για πρώτη φορά αναφορά στο επίπεδο παρεμβολών και την επιρροή του στην απόδοση του συστήματος CDMA. Με την προσθήκη του τρίτου χρήστη αυξάνεται ακόμη περισσότερο το επίπεδο παρεμβολών. Η προσέγγιση της παραπάνω περίπτωσης θα γίνει με βάση την απόδοση της μεθόδου συγχρονισμού, της μεθόδου εκτίμησης του CFO και γενικότερα της συμπεριφοράς του Bit Error Rate με την μεταβολή του SNR.

Με βάση τα γραφήματα των εικόνων 5.14 - 5.15, η μέθοδος συγχρονισμού μέσω correlation στην περίπτωση των 3 χρηστών αποδίδει καλύτερα στην περίπτωση που  $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$  σε σχέση με την περίπτωση όπου  $\text{SNR} = 12 \text{ dB}$ , καθώς για  $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$  οι εκτιμώμενες θέσεις συγχρονισμού των πακέτων συγκεντρώνονται γύρω από τη σωστή θέση, ενώ δεν εμφανίζονται θέσεις που να απέχουν πολύ από την σωστή θέση συγχρονισμού και οι οποίες θα προκαλούσαν εσφαλμένο συγχρονισμό. Γενικότερα, η αύξηση του SNR βοηθά την μέθοδο συγχρονισμού να λειτουργεί καλύτερα και να

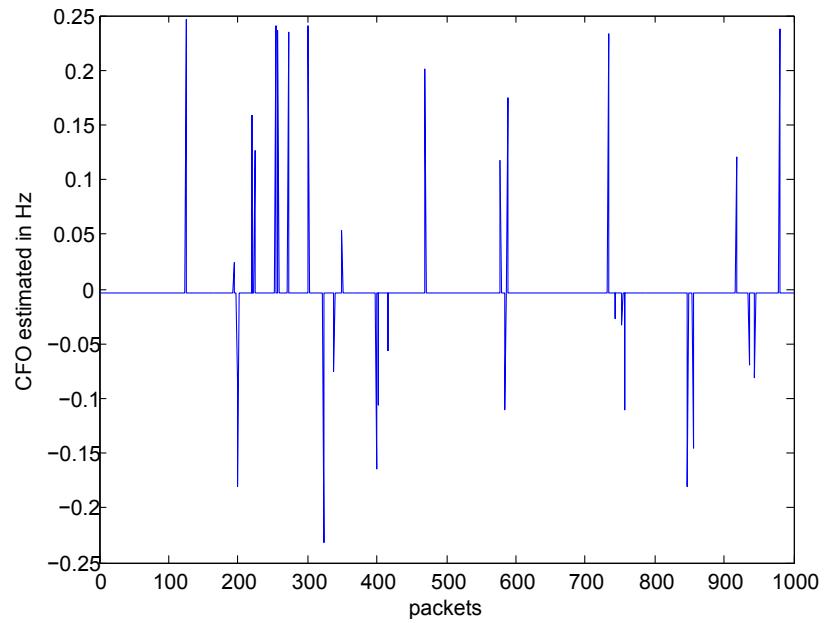


Σχήμα 5.9: Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 2 χρήστες με  $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ .

προσδιορίζει με μεγαλύτερη επιτυχία την σωστή θέση συγχρονισμού, πράγμα βασικό για ένα σύστημα επικοινωνίας.

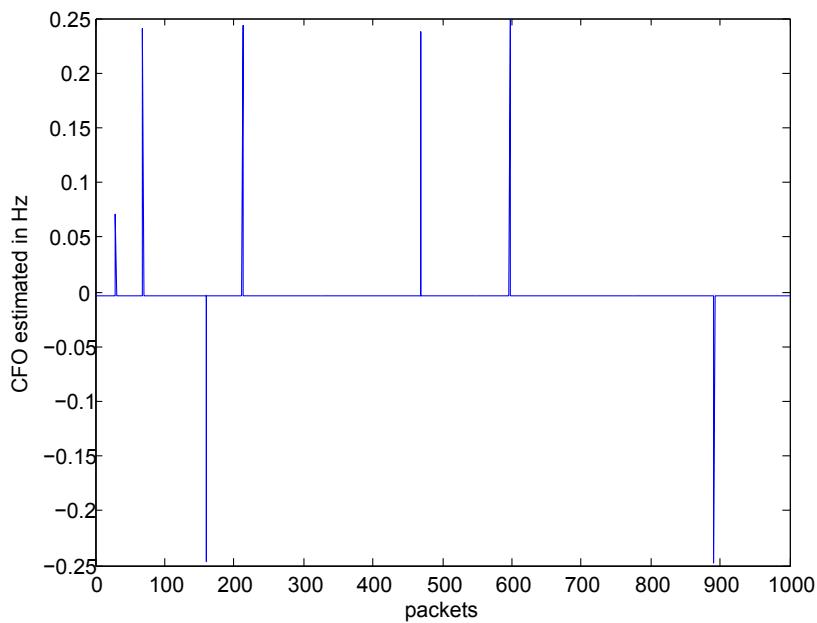
Η μέθοδος εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα για  $\text{SNR} = 12 \text{ dB}$  αποδίδει ικανοποιητικά, αν ληφθούν υπόψιν τόσο οι παρεμβολές από τους υπόλοιπους χρήστες του συστήματος όσο και το ενθύρυβο περιβάλλον μετάδοσης. Με την αύξηση του  $\text{SNR}$ , επέρχεται μεγαλύτερη βελτίωση στην λειτουργία της μεθόδου αφού αυξάνεται η συγκέντρωση εκτιμώμενων τιμών γύρω από την σωστή τιμή (Εικόνες 5.16 - 5.17).

Συνέπεια της βελτιωμένης απόδοσης τόσο της μεθόδου συγχρονισμού όσο και της μεθόδου εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα με την αύξηση του  $\text{SNR}$  αποτελεί η συμπεριφορά του Bit Error Rate (Εικόνα 5.19). Πιο συγκεκριμένα, το BER ξεκινάει από τιμή χαμηλότερη του  $10^{-0.5}$  για  $\text{SNR} = 4 \text{ dB}$  και στη συνέχεια φθίνει με την αύξηση του  $\text{SNR}$ , καταλήγοντας λίγο χαμηλότερα από  $10^{-1}$  για  $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ . Επίσης είναι εμφανής η σταθεροποίηση του BER μετά τα  $16 \text{ dB}$ , πράγμα που οφείλεται στην ύπαρξη των παρεμβολών οι οποίες δεν επιτρέπουν περαιτέρω πτώση του BER για υψηλότερη τιμή του  $\text{SNR}$ . Συγχρινόμενο το BER της περίπτωσης 3 χρηστών με την περίπτωση τόσο των 2 όσο και του 1 χρήστη, είναι εμφανής η επίδραση του επιπέδου παρεμβολών στην λειτουργία του συστήματος όπου στην περίπτωση των 3 χρηστών το BER για high - SNR περιπτώσεις παρουσιάζει την υψηλότερη τιμή από τις 2 άλλες περιπτώσεις καθώς επίσης στην περίπτωση των 3 χρηστών παρατηρείται πρόωρη σταθεροποίηση του BER στα  $16 \text{ dB}$  περίπου, πράγμα που δεν συμβαίνει στην περίπτωση του 1 χρήστη ενώ στην

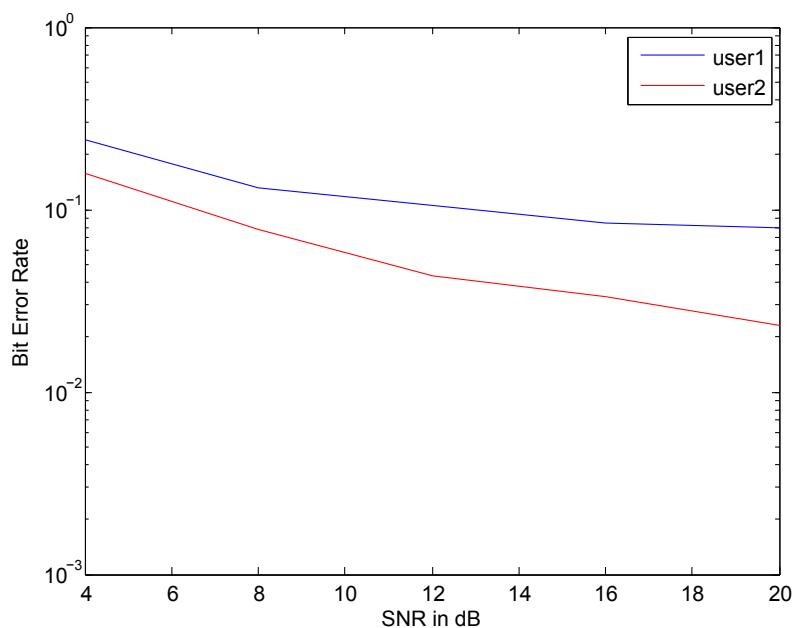


Σχήμα 5.10: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 2 χρήστες με SNR = 12 dB.

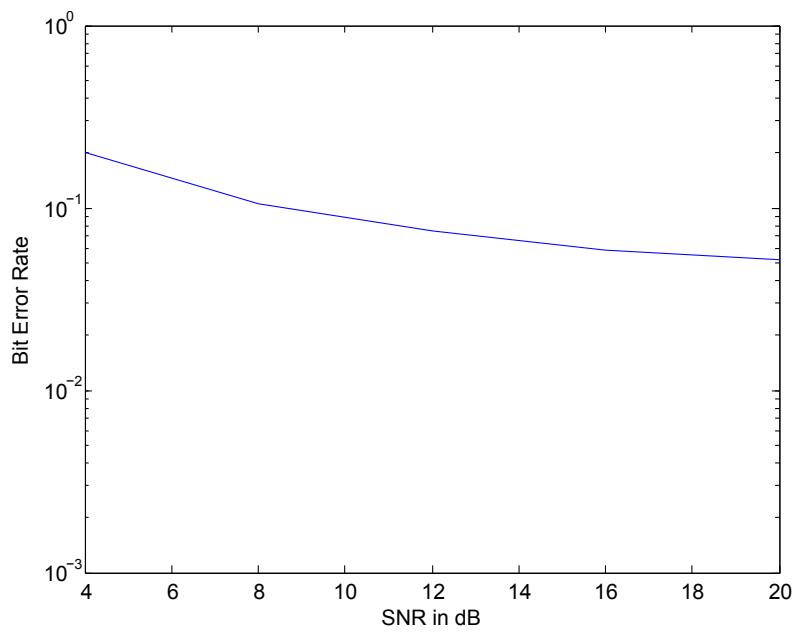
περίπτωση των 2 χρηστών συμβαίνει στα 18 dB.



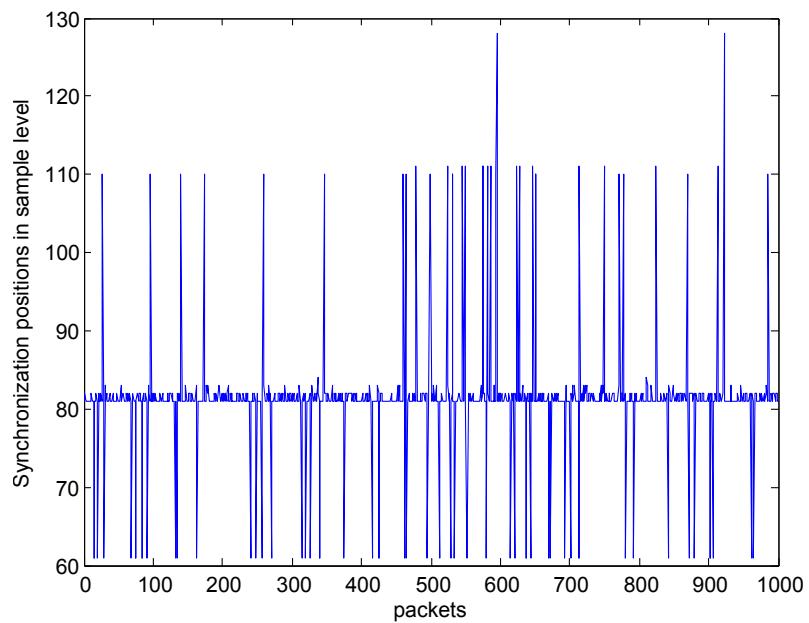
Σχήμα 5.11: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 2 χρήστες με SNR = 20 dB.



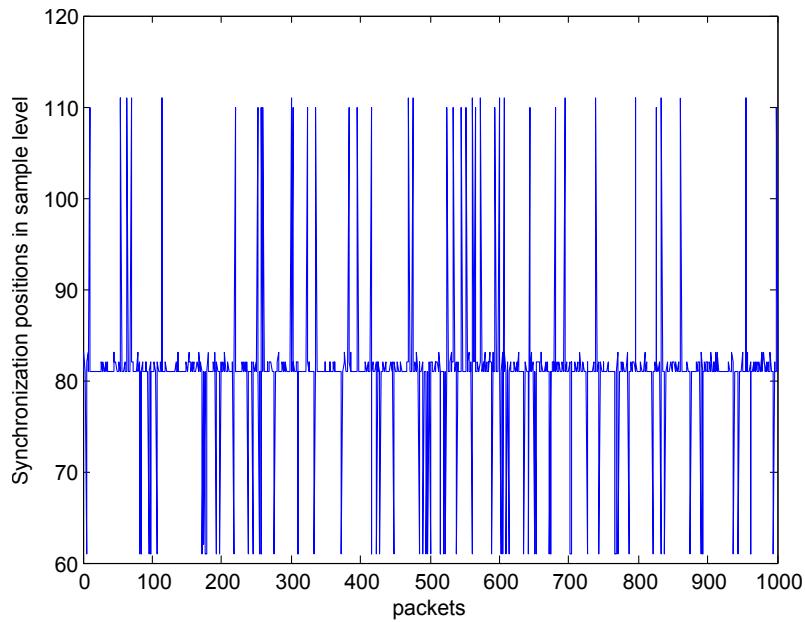
Σχήμα 5.12: Γραφική απεικόνιση Bit Error Rate ανά χρήστη για 2 χρήστες.



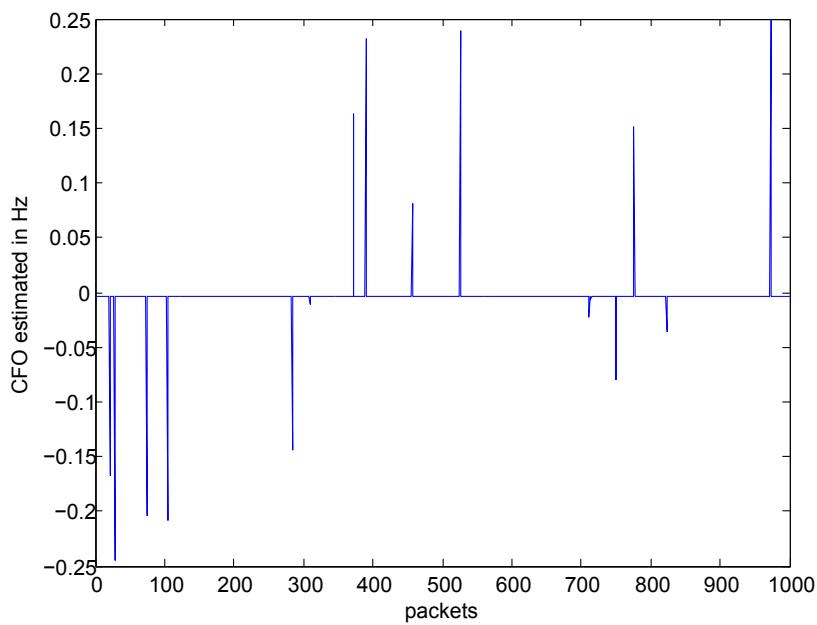
Σχήμα 5.13: Γραφική απεικόνιση μέσου Bit Error Rate 2 χρηστών.



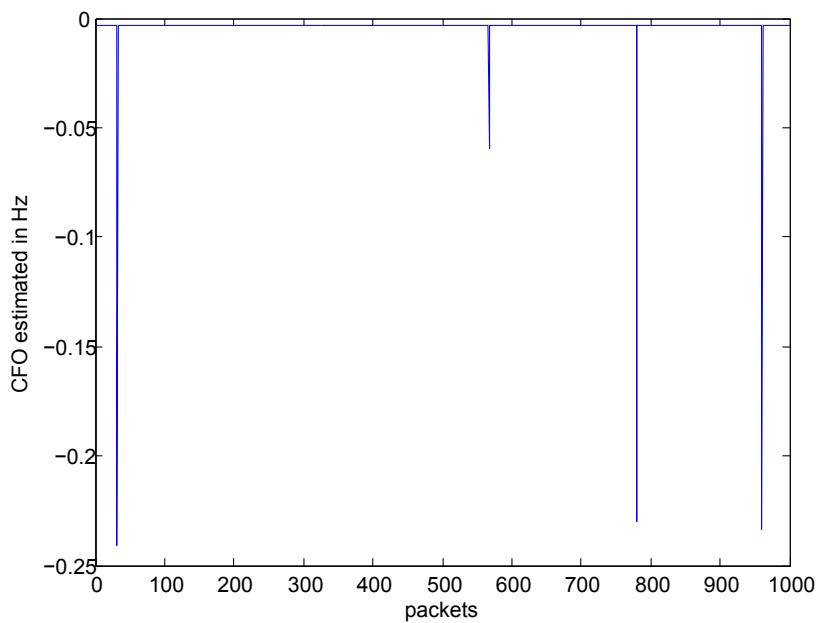
Σχήμα 5.14: Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 3 χρήστες με SNR = 12 dB.



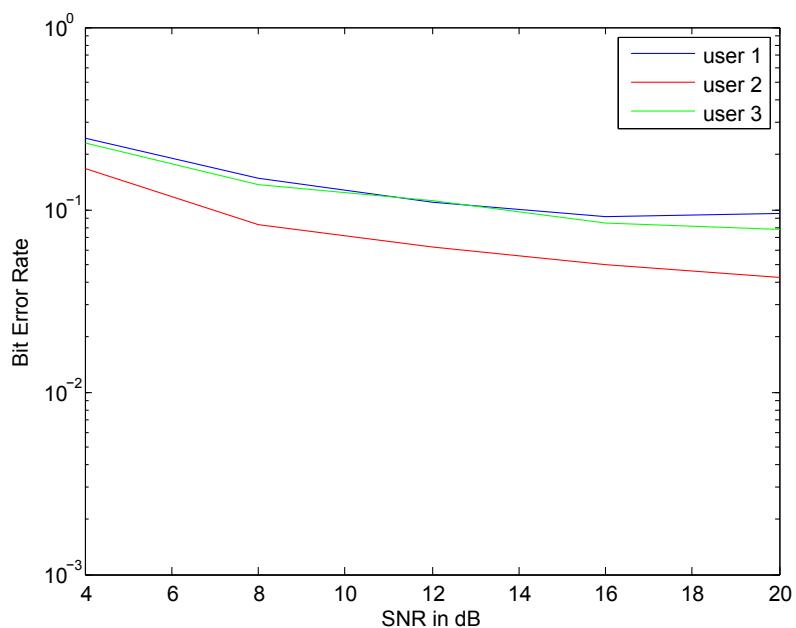
Σχήμα 5.15: Γραφική απεικόνιση θέσης συγχρονισμού 1000 πακέτων ενός από 3 χρήστες με  $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ .



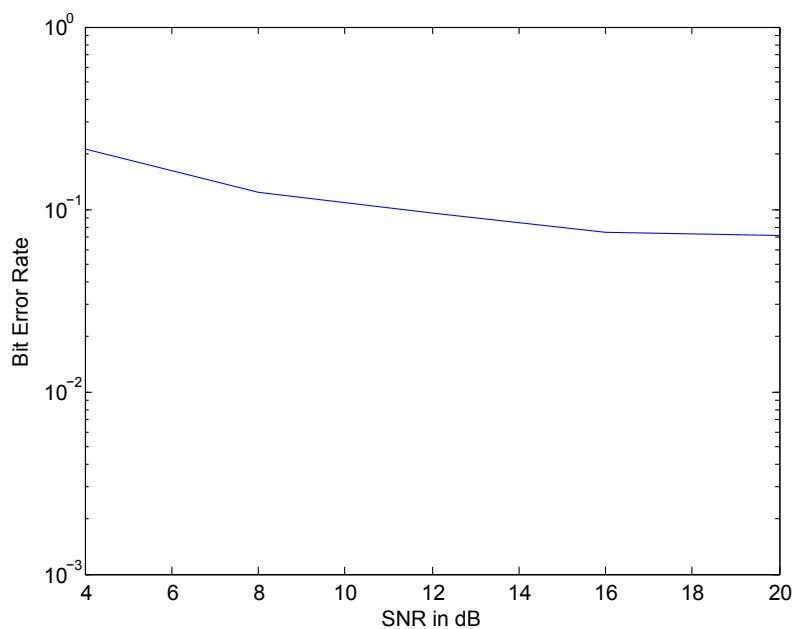
Σχήμα 5.16: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 3 χρήστες για  $\text{SNR} = 12 \text{ dB}$ .



Σχήμα 5.17: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενης διαφοράς συχνότητας φορέα ενός από 3 χρήστες για SNR = 20 dB.



Σχήμα 5.18: Γραφική απεικόνιση Bit Error Rate ανά χρήστη για 3 χρήστες.



Σχήμα 5.19: Γραφική απεικόνιση μέσου Bit Error Rate 3 χρηστών.

# Κεφάλαιο 6

## Συμπεράσματα - προοπτικές βελτίωσης

### 6.1 Συμπεράσματα

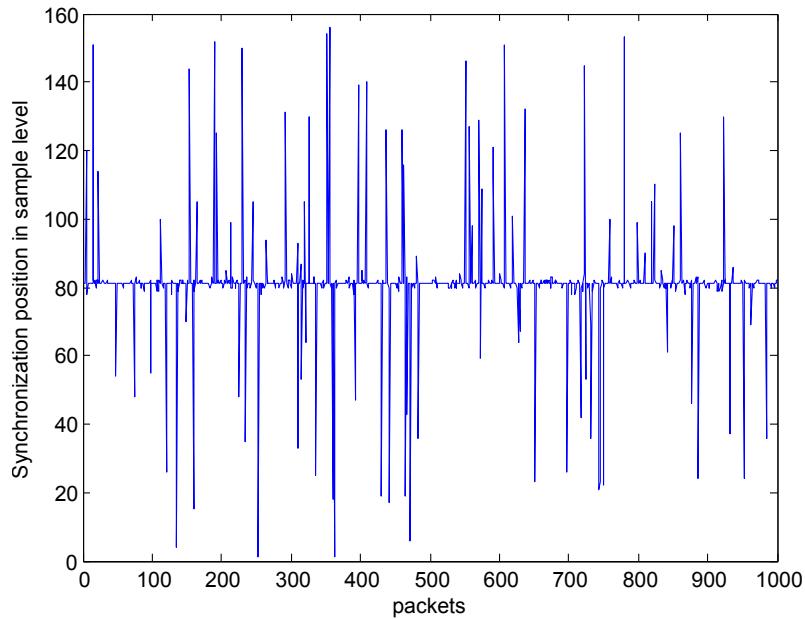
Η μελέτη που προηγήθηκε παρουσίασε τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος CDMA που υλοποιήθηκε στα πλαίσια της εργασίας. Έγινε αναλυτική παρουσίαση των διαδικασιών που λαμβάνουν χώρα κατά την μετάδοση ενός πακέτου πληροφορίας από τον σταθμό βάσης στον κάθε χρήστη. Επιπλέον, μελετήθηκε η συμπεριφορά ενός συστήματος επικοινωνίας υπό την επίδραση του θορύβου αλλά και των αλληλοπαρεμβολών των υπόλοιπων χρηστών, παράγοντες δηλαδή που διέπουν τη λειτουργία κάθε συστήματος επικοινωνίας. Τέλος, στα πλαίσια της μελέτης, παρουσιάστηκαν νέες τεχνικές συγχρονισμού και εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα, διαφορετικές από τις συνηθισμένες και προσαρμοσμένες στις ανάγκες του συστήματος CDMA.

Από την σειρά των πειραμάτων που έγιναν, προέκυψαν χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με την λειτουργία του συστήματος CDMA. Αρχικά τονίστηκε το βασικό χαρακτηριστικό του συστήματος CDMA, το οποίο είναι η καθολική επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων ώστε οι χρήστες είναι σε θέση να χρησιμοποιούν το πλήρες εύρος φάσματος και όλους τους βαθμούς ελευθερίας του συστήματος. Με τον τρόπο αυτό, οι χρήστες μοιράζονται τους πόρους του συστήματος αλλά το κόστος του μεγάλου βαθμού ελευθερίας είναι οι αλληλοπαρεμβολές μεταξύ των χρηστών. Η απόδοση κάθε χρήστη είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με το συνολικό επίπεδο παρεμβολών και έτσι το σύστημα υπόκειται σε περιορισμούς από παρεμβολές (interference - limited) και όχι σε περιορισμούς βαθμών ελευθερίας (degree - of - freedom limited).

Όπως γίνεται αντιληπτό από τα παραπάνω, το επίπεδο παρεμβολών διαδραματίζει

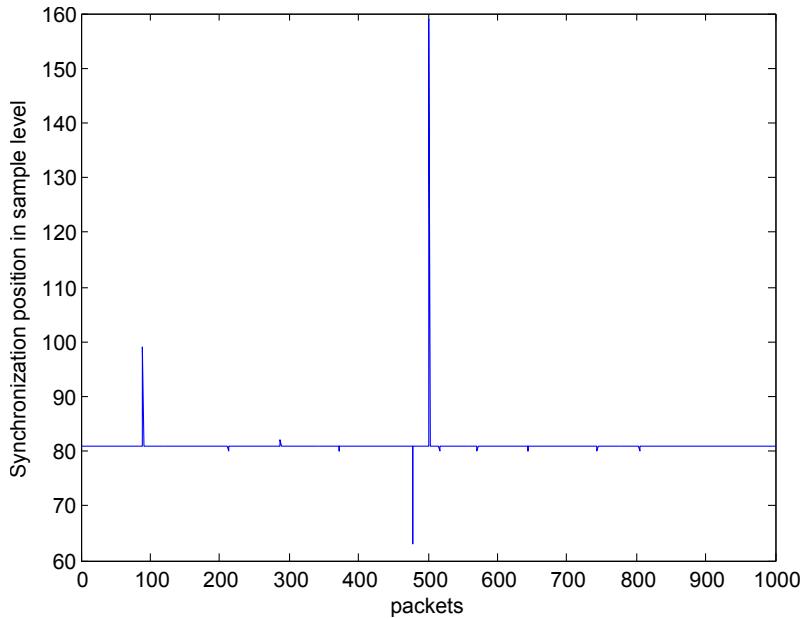
καθοριστικό ρόλο στην απόδοση του συστήματος. Στο πεδίο επιφροής του επιπέδου παρεμβολών συμπεριλαμβάνεται τόσο η αξιοπιστία της μεθόδου συγχρονισμού όσο και της μεθόδου εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα. Στην κατάσταση αυτή, έρχεται να προστεθεί και η επίδραση του ενθύρουβου περιβάλλοντος και έτσι οι παράγοντες που επηρεάζουν την αξιοπιστία του συστήματος είναι ο περιβάλλων θερμικός θύρωβος και οι παρεμβολές. Αποδείχτηκε ότι από τους δύο παραπάνω παράγοντες μεγαλύτερη επιφροή ασκεί το επίπεδο παρεμβολών, πράγμα που αποδεικνύεται από τα γραφήματα του μέσου BER όπου όσο αυξάνεται το επίπεδο παρεμβολών αυξάνονται το πλήθος των χρηστών που μεταδίδουν, τόσο το BER σταθεροποιείται σε υψηλότερη τιμή και παύει νωρίτερα την πτωτική του τάση καθώς αυξάνεται το SNR.

Στο πείραμα με την μετάδοση 1 χρήστη (Εικόνες 6.1 - 6.2), η αύξηση του SNR βελτίωσε κατά πολύ την απόδοση της μεθόδου συγχρονισμού. Αυτό οφείλεται στο ότι στην συγκεκριμένη μετάδοση όπου το επίπεδο παρεμβολών άλλων χρηστών είναι μηδενικό, μοναδικός ανασταλτικός παράγοντας για την μέθοδο συγχρονισμού είναι ο θύρωβος. Με την αύξηση του SNR, η ισχύς του θύρωβου μειώνεται με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται καλύτερος συγχρονισμός. Έτσι, για χαμηλές τιμές SNR οι εκτιμώμενες θέσεις συγχρονισμού παρουσιάζουν μεγάλη διασπορά ενώ για high-SNR μεταδόσεις οι εκτιμώμενες θέσεις συγχρονισμού ταυτίζονται με την σωστή τιμή ενώ ελάχιστες διαφέρουν από αυτή.



Σχήμα 6.1: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για 1 χρήστη με SNR = 4 dB.

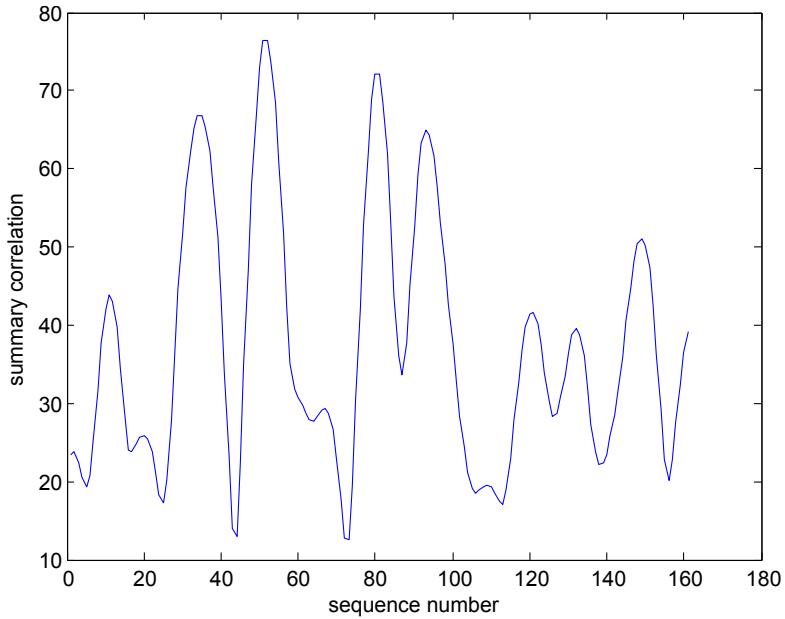
Στο πείραμα με τους 2 χρήστες (Εικόνες 6.4 - 6.7), η αύξηση του SNR επιφέρει



Σχήμα 6.2: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για 1 χρήστη με SNR = 20 dB.

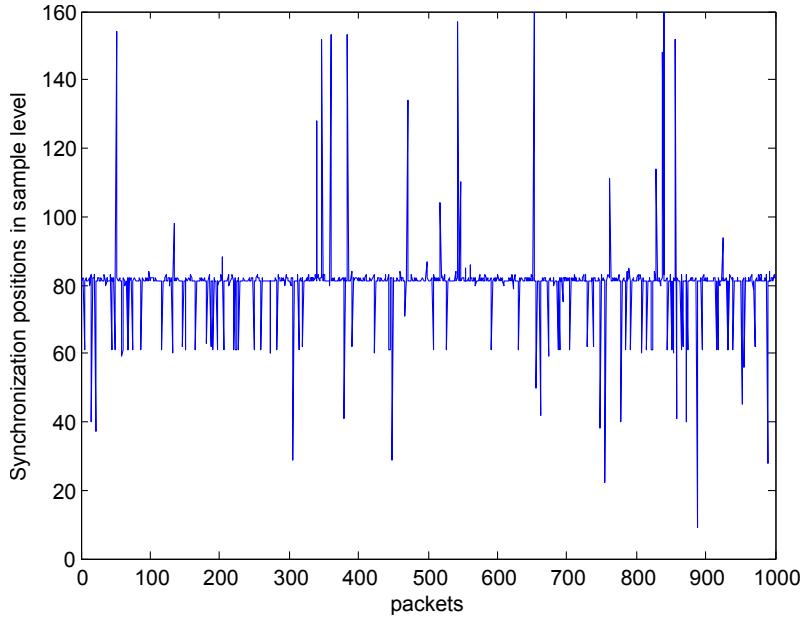
μικρότερη βελτίωση στην απόδοση του συγχρονισμού σε σχέση με την περίπτωση του 1 χρήστη καθώς ο συνολικός ύδρυβος που επηρεάζει κάθε χρήστη κατά τον συγχρονισμό προέρχεται κυρίως από τις παρεμβολές άλλων χρηστών και λιγότερο από την θερμικό ύδρυβο. Με την προσθήκη του δεύτερου χρήστη ουσιαστικά προστίθεται σήμα ίσης ισχύος με το σήμα του πρώτου χρήστη και πολύ μεγαλύτερης ισχύος σε σχέση με τον θερμικό ύδρυβο. Έτσι, η αύξηση του SNR δεν είναι σε θέση να βελτιώσει θεματικά τον συγχρονισμό αφού σε high-SNR μεταδόσεις ο ύδρυβος θεωρείται αμελητέος σε σχέση με την ισχύ του σήματος του δεύτερου χρήστη. Ταυτόχρονα, η προσθήκη του δεύτερου χρήστη προκαλεί καλύτερη εξουδετέρωση του ύδρυβου στις low-SNR περιπτώσεις και σε SNR = 4 dB παρατηρείται ο σηματισμός ενός εύρους εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού στο διάστημα 80-101 για τον χρήστη 1 και στο διάστημα 60-82 για τον χρήστη 2. Με τον τρόπο αυτό οι 2 χρήστες έχουν καλύτερο συγχρονισμό στις low-SNR περιπτώσεις καθώς η προσθήκη του δεύτερου χρήστη ουσιαστικά προκαλεί εμφάνιση περισσότερων μεγίστων correlation γύρω από την σωστή θέση συγχρονισμού ώστε αποφεύγεται η μεγάλη διασπορά θέσεων συγχρονισμού που εμφανίζεται στην περίπτωση του ενός χρήστη. Βέβαια, για χαμηλές τιμές SNR εμφανίζονται αρκετές τιμές εκτός του εύρους που αναφέρθηκε, αλλά με την αύξηση του SNR οι τιμές αυτές περιορίζονται μέσα στο εύρος ενώ η περαιτέρω αύξηση του SNR δεν μπορεί να βελτιώσει παραπάνω τον συγχρονισμό αφού τα πολλαπλά μέγιστα correlation κοντά την σωστή θέση συγχρονισμού αναγκάζουν το δέκτη να συγχρονίσει μέσα σε αυτή την περιοχή, όχι όμως απαραίτητα ακριβώς

στην σωστή θέση αφού το εύρος της περιοχής δεν μειώνεται με την αύξηση του SNR. Με άλλα λόγια η συμβολή των 2 χρηστών προκαλεί την εμφάνιση μεγίστων (Εικόνα 6.3) που οριοθετούν την περιοχή συγχρονισμού για κάθε χρήστη, όμως συχνά προκαλούν προβλήματα στον ακριβή προσδιορισμό της σωστής θέσης μέσα στην περιοχή αυτή.



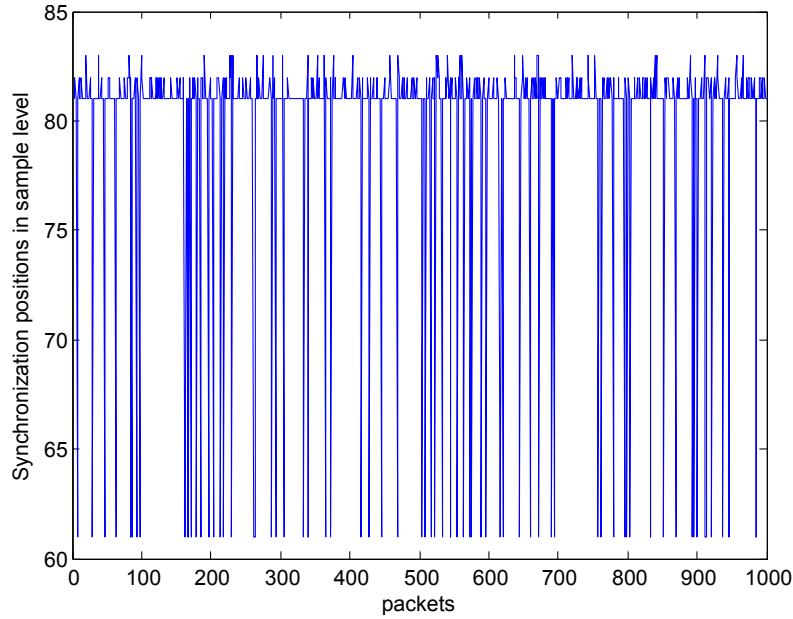
Σχήμα 6.3: Παράδειγμα εσφαλμένου συγχρονισμού λόγω πολλαπλών μεγίστων.

Όμοια, στην περίπτωση των 3 χρηστών (Εικόνες 6.8 - 6.13), η αύξηση του SNR θα βελτιώσει ακόμα λιγότερο την απόδοση του συγχρονισμού σε σχέση τόσο με τον συγχρονισμό των 2 χρηστών αλλά κυρίως με την περίπτωση του 1 χρήστη αφού με την προσθήκη 3ου χρήστη αυξάνεται περισσότερο το επίπεδο παρεμβολών και έτσι η μείωση της ισχύος του θορύβου θα επηρεάσει ελάχιστα τον συγχρονισμό. Βέβαια, με βάση την παραπάνω ανάλυση, η προσθήκη του 3ου χρήστη θα προκαλέσει ανακατάταξη στις θέσεις μεγιστοποίησης του correlation, με αποτέλεσμα να διευρυνθεί το εύρος των τιμών συγχρονισμού για κάθε χρήστη. Έτσι για low-SNR μεταδόσεις, σχηματίζεται ένα νοητό εύρος τιμών συγχρονισμού στις θέσεις 60-110 για τον χρήστη 1, 80-101 για τον χρήστη 2 και 51-81 για τον χρήστη 3. Στις low-SNR περιπτώσεις υπάρχουν βέβαια αρκετές τιμές εκτός των παραπάνω περιοχών για κάθε χρήστη αλλά με την αύξηση του SNR οι τιμές αυτές περιορίζονται εντός των ορίων κάθε χρήστη βελτιώνοντας τον συγχρονισμό. Βέβαια, η σταδιακή αύξηση του SNR δεν μπορεί να περιορίσει περαιτέρω το εύρος των περιοχών αυτών καθώς τα peaks του correlation που δημιουργούνται από την συμβολή των 3 χρηστών εξακολουθούν να υπάρχουν και ουσιαστικά αναγκάζουν το σύστημα να συγχρονίσει εντός των συγκεκριμένων περιοχών για κάθε χρήστη.



Σχήμα 6.4: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων ψέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 2 χρήστες με SNR = 4 dB.

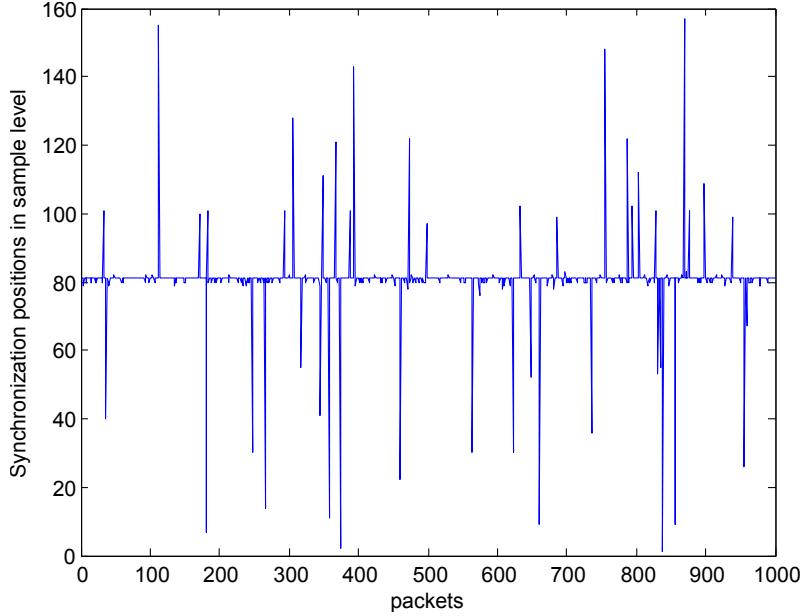
Συνοψίζοντας όλα τα παραπάνω, στην περίπτωση του 1 χρήστη για low-SNR περιπτώσεις υπάρχει μεγάλη διασπορά στις ψέσεις συγχρονισμού ενώ με την σταδιακή αύξηση του SNR ο συγχρονισμός βελτιώνεται διαρκώς με αποκορύφωμα την περίπτωση όπου SNR = 20 dB όπου ελάχιστες τιμές δεν συμπίπτουν με την σωστή ψέση συγχρονισμού. Προσθέτοντας τον 2ο χρήστη, δηλαδή σήμα ίσης ισχύος με τον πρώτο χρήστη και μεγαλύτερης ισχύος από τον ψόρυβο, εξουδετερώνεται πιο αποτελεσματικά ο ψόρυβος στις low-SNR περιπτώσεις για αυτό και υπάρχει καλύτερος συγχρονισμός σε σχέση με τον μεμονωμένο χρήστη, ενώ ταυτόχρονα με την συμβολή του δεύτερου χρήστη αυξάνονται τα μέγιστα correlation γύρω από την σωστή ψέση συγχρονισμού οριοθετώντας μια περιοχή για τον κάθε χρήστη γύρω από την σωστή τιμή μέσα στην οποία θα αναγκαστεί να συγχρονιστεί. Αυτό αφενός είναι ύστεικό καθώς σε περιπτώσεις ψόρυβου μεγάλης ισχύος θα υπάρχει καλύτερος συγχρονισμός, όμως για περιπτώσεις υψηλού SNR το εύρος των περιοχών αυτών δεν μειώνεται αλλά παραμένει σχεδόν σταθερό. Τέλος για τους 3 χρήστες, υπάρχει μεγαλύτερη συσσώρευση μεγίστων correlation γύρω από την σωστή ψέση συγχρονισμού με αποτέλεσμα οι περιοχές συγχρονισμού κάθε χρήστη να έχουν μεγαλύτερο εύρος σε σχέση με την περίπτωση των 2 χρηστών. Οι περιοχές αυτές σχηματίζονται από τις χαμηλές τιμές SNR, ενώ η αύξηση του SNR αναγκάζει όσες τιμές είναι εκτός αυτών των περιοχών να ενταχθούν μέσα χωρίς όμως να μειώνεται το εύρος των περιοχών αυτών αισθητά. Γενικά, με την προσθήκη επιπλέον χρηστών προστίθεται κυκλοστάσιμος ψόρυβος σε κάθε χρήστη, δηλαδή σήμα περιοδικής ενέργειας ίδιας περιό-



Σχήμα 6.5: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 2 χρήστες με SNR = 20 dB.

δου για όλους τους χρήστες και έτσι αυξάνονται τα μέγιστα που εμφανίζονται κατά τον υπολογισμό του correlation. Έτσι η συμβολή περισσότερων χρηστών μπορεί αφενός να δημιουργεί περισσότερα μέγιστα κοντά στην σωστή θέση, αλλά το σημείο που θα επιλεγεί ως τελικό σημείο συγχρονισμού (δηλαδή το μεγαλύτερο peak) αυξάνονται οι πιθανότητες να μην είναι ακριβώς στην σωστή θέση αλλά σε μια κοντινή περιοχή γύρω από αυτή. Η προσθήκη περισσότερων χρηστών θα διευρύνει την συγκεκριμένη περιοχή για κάθε χρήστη.

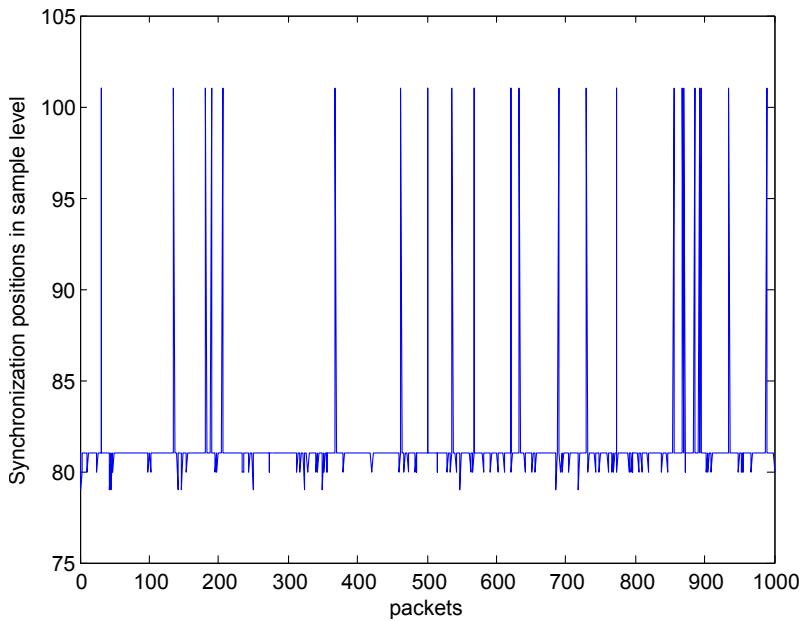
Η μελέτη της μεθόδου συγχρονισμού στην περίπτωση των 3 χρηστών αποκάλυψε ένα ακόμα χρήσιμο στοιχείο για την λειτουργία της. Πιο συγκεκριμένα, στο CDMA, όταν δεν υπεισέρχονται παράγοντες συγχρονισμού η χρήση ορθογώνιων κωδίκων βελτιώνει την απόδοση του συστήματος καθώς στο στάδιο του δέκτη Rake εξουδετερώνονται καλύτερα οι παρεμβολές. Όμως, με βάση την μέθοδο συγχρονισμού που υλοποιήθηκε αποδείχτηκε ότι η χρήση ορθογώνιων κωδίκων δυσκολεύει την μέθοδο συγχρονισμού και κατ' επέκταση την απόδοση του συστήματος. Απόδειξη του παραπάνω ισχυρισμού είναι τα 2 πειράματα που ακολουθούν. Στο πρώτο πείραμα, μελετήθηκε η απόδοση του συστήματος μέσω του BER για 3 χρήστες με γνωστούς κώδικες χρησιμοποιώντας γνωστή θέση συγχρονισμού. Στο δεύτερο πείραμα εφαρμόστηκε η μέθοδος συγχρονισμού μέσω correlation και μελετήθηκε εκ νέου το BER των 3 χρηστών. Για την μελέτη της ορθογωνιότητας των 3 χρηστών υπολογίστηκε το orthogonality ανά ζεύγη χρηστών, δηλαδή το απόλυτο του εσωτερικού γινομένου των κωδίκων τους διαιρεμένο με μέγεθος



Σχήμα 6.6: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 2 χρήστες με SNR = 4 dB.

του κώδικα. Όσο μικρότερη τιμή έχει το orthogonality, τόσο πιο ορθογώνιοι είναι οι κώδικες. Έτσι, για τους 3 χρήστες η τιμή του orthogonality ήταν:  $\frac{|c_1c_2|}{N_{chip}} = 0.0078$ ,  $\frac{|c_1c_3|}{N_{chip}} = 0.0039$  και  $\frac{|c_2c_3|}{N_{chip}} = 0.0078$ , δηλαδή περισσότερο ορθογώνιοι είναι μεταξύ τους οι κώδικες των χρηστών 1 και 3. Και στα 2 πειράματα χρησιμοποιήθηκε η ίδια τριάδα κωδίκων.

Όπως φαίνεται από τα γραφήματα των εικόνων 6.14 - 6.15, στην περίπτωση που η θέση συγχρονισμού είναι γνωστή οι χρήστες με περισσότερο ορθογώνιους κώδικες εμφανίζουν χαμηλότερο BER, αφού κατά τη λειτουργία του δέκτη Rake μπορούν να εξουδετερώνουν καλύτερα τις παρεμβολές. Αντίθετα, στην περίπτωση που εφαρμόστηκε συγχρονισμός μέσω correlation, χαμηλότερο BER εμφανίζει ο χρήστης με τον λιγότερο ορθογώνιο κώδικα, δηλαδή ο χρήστης 2. Αυτό συμβαίνει καθώς κατά τον συγχρονισμό το correlation του λαμβανόμενου σήματος με περισσότερο ορθογώνιους χρήστες παράγει λιγότερο ευδιάκριτα μέγιστα με αποτέλεσμα ο συγχρονισμός να παρουσιάζει μειωμένη απόδοση. Από την άλλη, στην περίπτωση των λιγότερο ορθογώνιων κωδίκων τα μέγιστα είναι περισσότερο ευδιάκριτα με αποτέλεσμα οι χρήστες να συγχρονίζονται καλύτερα. Βέβαια, στο στάδιο του δέκτη Rake οι περισσότερο ορθογώνιοι κώδικες θα εξουδετερώνουν καλύτερα τις παρεμβολές αλλά εφόσον έχει προηγηθεί εσφαλμένος συγχρονισμός, αυτό θα έχει αντίκτυπο και στο BER μειώνοντας την απόδοση του συστήματος. Επίσης αξίζει να αναφερθεί ότι στο πείραμα με τους 3 χρήστες όπου εφαρμόστηκε συγχρονισμός μέσω correlation, μικρότερου εύρους περιοχή συγχρονισμού έχει ο χρήστης 2, δηλαδή



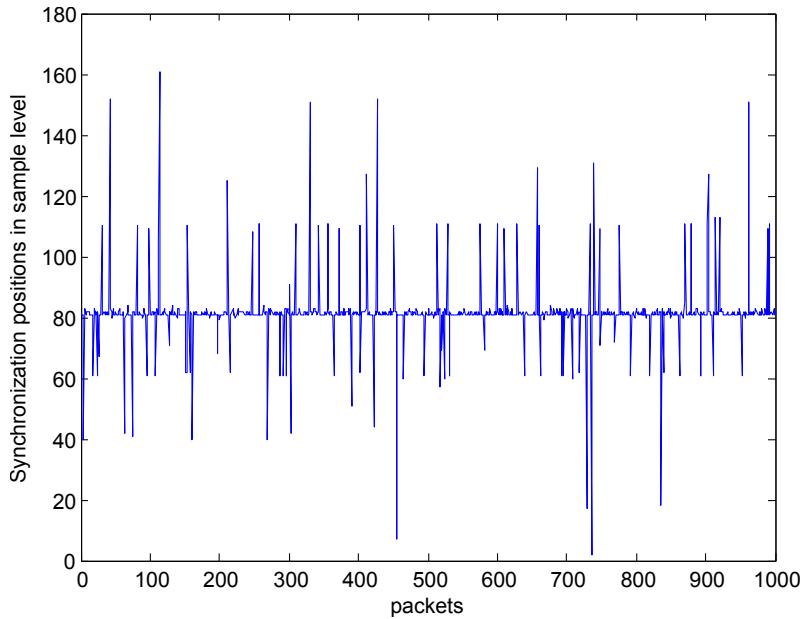
Σχήμα 6.7: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 2 χρήστες με SNR = 20 dB.

ο χρήστης με τον λιγότερο ορθογώνιο κώδικα αφού τα μέγιστα του correlation με τον κώδικα του είναι περισσότερο ευδιάκριτα σε σχέση με τους άλλους δύο ορθογώνιους κώδικες και έτσι συγχρονίζει πιο κοντά στην σωστή τιμή, αυξάνοντας την απόδοση της μεθόδου.

Οι μέθοδοι συγχρονισμού και εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα εμφανίζουν αξιόπιστη λειτουργία, λαμβάνοντας υπόψιν την επίδραση θορύβου και των αληηλοπαρεμβολών. Η καλή λειτουργία των υλοποιημένων μεθόδων αποδεικνύεται μέσα από την σύγκριση της απόδοσης του συστήματος με βάση την υλοποίηση που περιγράφηκε και του συστήματος CDMA που περιγράφηκε στα πλαίσια του μαθήματος “Ασύρματες Επικοινωνίες” όπου η θέση συγχρονισμού ήταν γνωστή και στο σύστημα δεν υπήρχε διαφορά συχνότητας φορέα. Η σύγκριση θα γίνει έχοντας ως κριτήριο το BER για τις περιπτώσεις ενός, δύο και τριών χρηστών για τις 2 υλοποιήσεις.

Στην περίπτωση ενός χρήστη τα αποτελέσματα των δύο υλοποιήσεων απεικονίζονται στις εικόνες 6.16 - 6.17. Αντίστοιχα για δύο χρήστες τα αποτελέσματα είναι στις εικόνες 6.18 - 6.19 ενώ τα διαγράμματα των εικόνων 6.20 - 6.21 περιγράφουν την περίπτωση των 3 χρηστών.

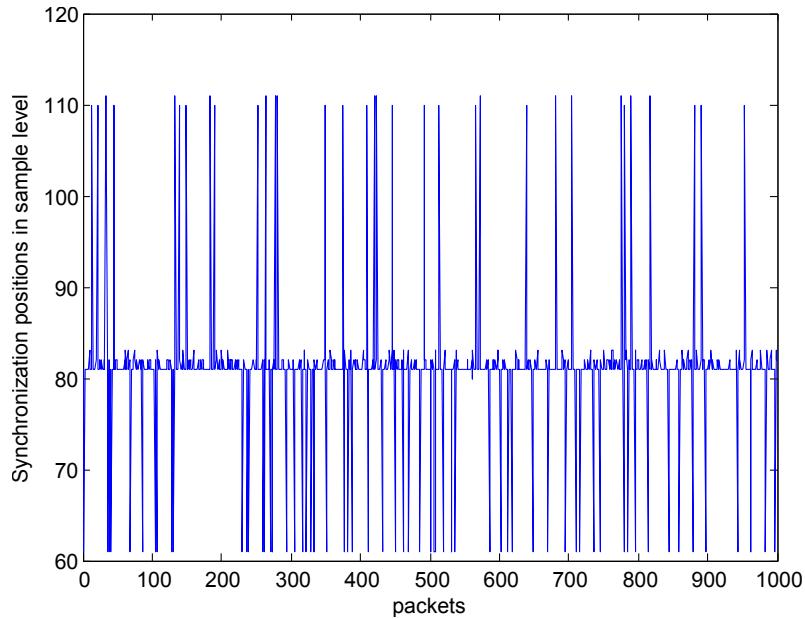
Με βάση τα γραφήματα των εικόνων 6.16 - 6.21 γίνεται σαφές ότι τα αποτελέσματα του BER της προσομοίωσης που έγινε στα πλαίσια του μαθήματος είναι σχεδόν κατά μια τάξη μεγέθους μικρότερα από τα αντίστοιχα αποτελέσματα της υλοποίησης της εργασίας. Η διαφορά αυτή είναι δικαιολογημένη καθώς στην πρώτη περίπτωση δεν εφαρ-



Σχήμα 6.8: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 3 χρήστες με SNR = 4 dB.

μόζεται διαδικασία συγχρονισμού αφού η θέση συγχρονισμού είναι γνωστή στον δέκτη ενώ ταυτόχρονα δεν εισάγεται carrier - frequency offset, ώστε να εφαρμόζεται διαδικασία εκτίμησης και διόρθωσης. Αντίθετα, στην δεύτερη περίπτωση εφαρμόζεται ατομική διαδικασία συγχρονισμού και εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα για κάθε χρήστη ξεχωριστά, χωρίς να επιβάλλεται κάποιος περιορισμός στους χρήστες να μεταδίδουν συγχρονισμένα ή ασυγχρόνιστα. Λαμβάνοντας υπόψιν όλα τα παραπάνω, συνάγεται το συμπέρασμα ότι οι δύο μέθοδοι αλλά και γενικότερα το υλοποιημένο σύστημα CDMA στα πλαίσια της εργασίας εμφανίζει αξιόπιστη συμπεριφορά, αφού στις ίδιες συνθήκες μετάδοσης τα αποτελέσματα εφαρμόζοντας συγχρονισμό και εκτίμηση του CFO και τα αποτελέσματα για γνωστές θέσεις συγχρονισμού και χωρίς την προσθήκη CFO εμφανίζουν μικρή διαφορά.

Τα γραφήματα των εικόνων 6.22 - 6.24 παρουσιάζουν χρήσιμα συμπεράσματα γύρω από την επίδραση του επιπέδου παρεμβολών στην απόδοση του συστήματος CDMA. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση του ενός χρήστη το επίπεδο παρεμβολών είναι μηδενικό άρα μοναδικός ‘εχθρός’ της απόδοσης του συστήματος είναι ο ύφορυβος του περιβάλλοντος μετάδοσης. Αυτό έχει σαν συνέπεια χαμηλότερη τιμή BER να εμφανίζει η περίπτωση του απλού CDMA που δεν εφαρμόζει μέθοδο συγχρονισμού και εκτίμησης CFO. Εφαρμόζοντας μόνο την μέθοδο συγχρονισμού, το BER αυξάνεται σε σχέση με την απλή εκδοχή του CDMA ενώ προσθέτοντας και την μέθοδο εκτίμησης του CFO το BER αυξάνεται περεταίρω καθώς οι συνθήκες μετάδοσης είναι χειρότερες από τις δύο

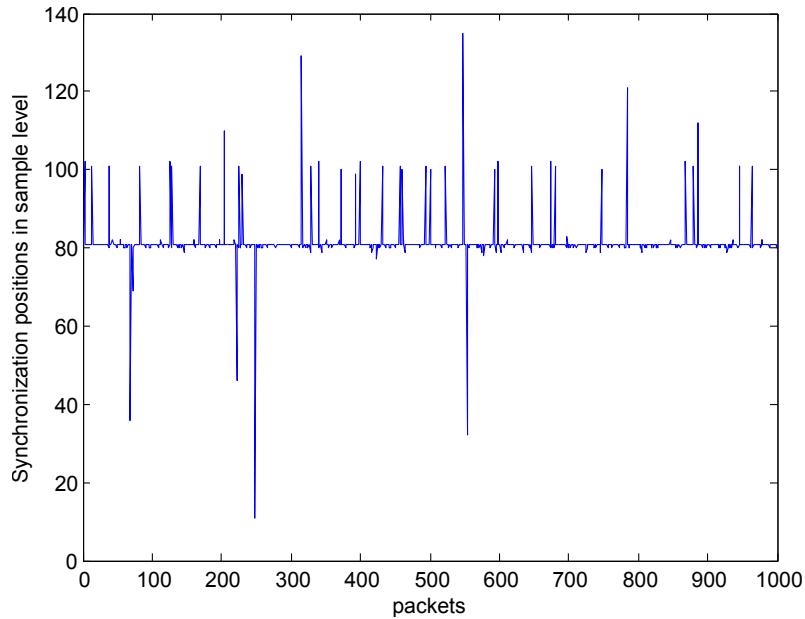


Σχήμα 6.9: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον πρώτο από τους 3 χρήστες με SNR = 20 dB.

προηγούμενες περιπτώσεις. Με άλλα λόγια προσθέτοντας περισσότερους αστάθμητους παράγοντες κατά την μετάδοση μειώνεται η απόδοση του συστήματος. Επιπλέον και στις 3 περιπτώσεις η γραφική παράσταση του BER διατηρεί πτωτική τάση καθώς αυξάνεται το SNR.

Στο δεύτερο γράφημα που πραγματεύεται την περίπτωση των δύο χρηστών είναι εμφανής η επίδραση του επιπέδου παρεμβολών. Έτσι, το BER και στις τρεις γραφικές παραστάσεις κυμαίνεται σε υψηλότερα με τα αντίστοιχα της περίπτωσης του ενός χρήστη. Χαμηλότερο BER εμφανίζει η περίπτωση CDMA που δεν εφαρμόζει συγχρονισμό και δεν περιέχει CFO, δηλαδή η απλούστερη των τριών περιπτώσεων. Με την εφαρμογή της μεθόδου συγχρονισμού η απόδοση του συστήματος φθίνει επηρεαζόμενη από τον θόρυβο και τις παρεμβολές ενώ με την προσθήκη και του CFO το BER αυξάνεται ακόμη περισσότερο. Αξίζει να τονιστεί ότι και στα τρία γραφήματα το BER δείχνει να σταθεροποιείται μετά τα 17 dB περίπου, γεγονός που οφείλεται στην ύπαρξη παρεμβολών που δεν επιτρέπουν στο BER να φθίνει περεταίρω με την αύξηση του SNR.

Στο τελευταίο διάγραμμα που αναφέρεται στην περίπτωση των τριών χρηστών το επίπεδο παρεμβολών είναι το μεγαλύτερο από τις τρεις περιπτώσεις που εξετάστηκαν. Για το λόγο αυτό το BER παίρνει μεγαλύτερες τιμές καθώς η απόδοση του συστήματος υποβαθμίζεται με την παρουσία υψηλού επιπέδου παρεμβολών. Επιπλέον από τις τρεις περιπτώσεις τα αποτελέσματα του BER είναι καλύτερα για την περίπτωση που η θέση συγχρονισμού είναι γνωστή και δεν υπάρχει διαφορά συχνότητας φέροντος ενώ



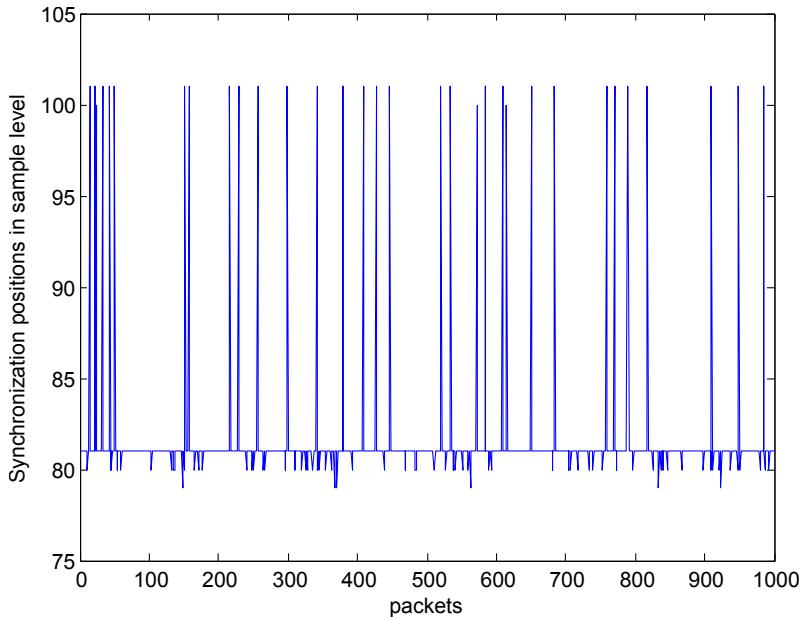
Σχήμα 6.10: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 3 χρήστες με SNR = 4 dB.

εφαρμόζοντας την μέθοδο συγχρονισμού το BER αυξάνεται. Με την προσθήκη και του CFO, το BER αυξάνεται ακόμη περισσότερο. Στην περίπτωση αυτή το BER δείχνει να σταθεροποιείται στα 15 dB περίπου.

Με βάση τα τρία γραφήματα είναι ξεκάθαρη η επιρροή του επιπέδου παρεμβολών στην απόδοση του συστήματος. Με την αύξηση των χρηστών, αυξάνεται το επίπεδο παρεμβολών και έτσι ενώ αυξάνεται η απόδοση των μεθόδων συγχρονισμού και εκτίμησης της διαφοράς συχνότητας φορέα, οι παρεμβολές επηρεάζουν την λειτουργία του δέκτη Rake αυξάνοντας το μέσο BER και υποβαθμίζοντας τη γενικότερη λειτουργία του συστήματος. Επιπλέον, η αύξηση του επιπέδου παρεμβολών προκαλεί σταθεροποίηση του BER σε χαμηλότερη τιμή SNR, αφού το σύστημα δεν μπορεί να βελτιώσει περαιτέρω την απόδοσή του με βάση το υπάρχον επίπεδο αλληλοπαρεμβολών, παρόλο που η ισχύς του θορύβου εξακολουθεί να μειώνεται. Μέσα από την τελευταία διαπίστωση επιβεβαιώνεται ότι στο CDMA καθοριστικό ρόλο για την αξιοπιστία του συστήματος διαδραματίζουν οι συνολικές αλληλοπαρεμβολές από τους υπόλοιπους χρήστες και όχι η επίδραση του ενθύρυβου περιβάλλοντος μετάδοσης.

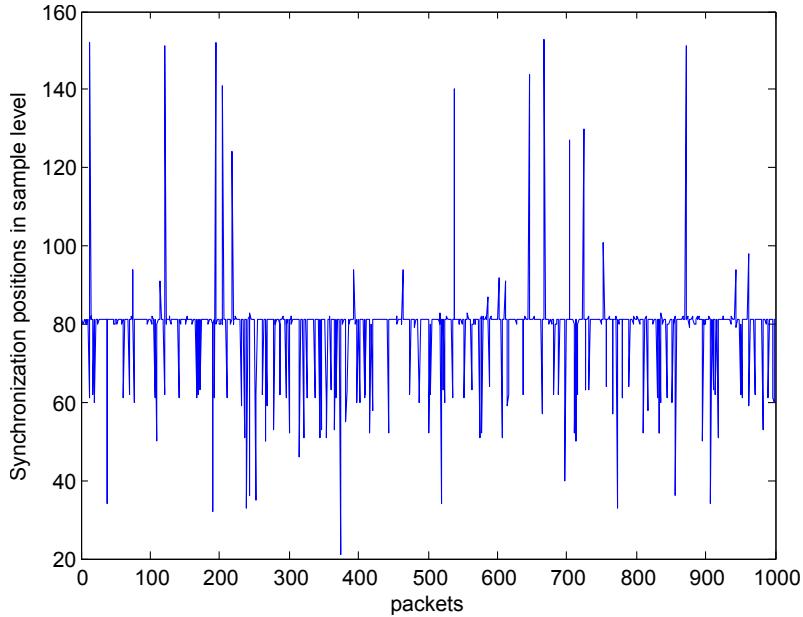
## 6.2 Βελτίωση

Το επίπεδο παρεμβολών αποτελεί τον βασικό ανασταλτικό παράγοντα της εύρυθμης λειτουργίας του συστήματος. Σημαντική λύση για την καταπολέμησή του θα μπορούσε να



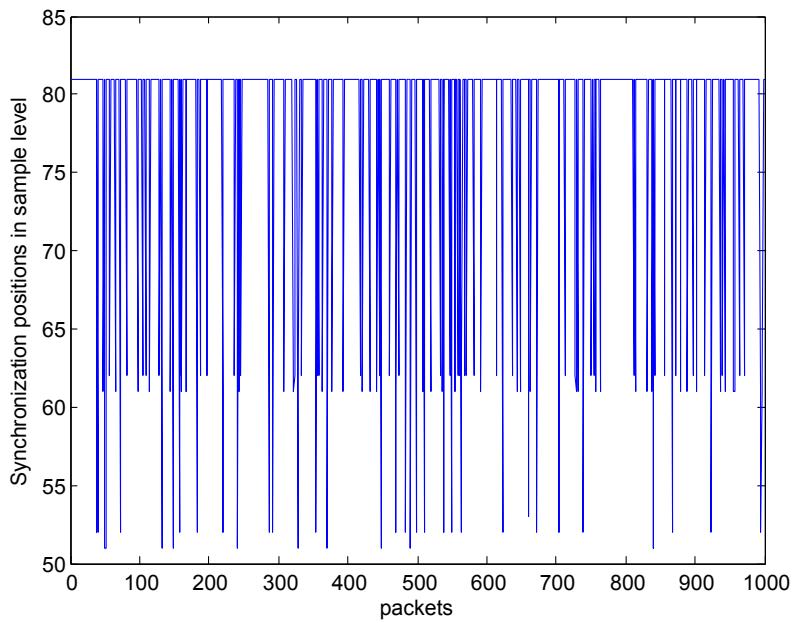
Σχήμα 6.11: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον δεύτερο από τους 3 χρήστες με SNR = 20 dB.

δοθεί με την χρήση ορθογώνιων κωδίκων, οι οποίοι θα αναιρούν τις παρεμβολές των υπόλοιπων χρηστών κατά τη λειτουργία του δέκτη Rake, σε αντίθεση με την χρήση τυχαίων κωδίκων που γίνεται στα πλαίσια της εργασίας. Όμως η κατασκευή ορθογώνιων κωδίκων αποτελεί μια πολύπλοκη διαδικασία η οποία θα επιβαρύνει το σύστημα με επιπλέον υπολογιστικό φορτίο. Η επιβάρυνση αυτή μπορεί να φτάσει σε ιδιαίτερα υψηλά επίπεδα, αν ζητείται μεγάλος αριθμός ορθογώνιων κωδίκων οι οποίοι θα πρέπει να είναι ορθογώνιοι και ως προς τις μετατοπίσεις τους (σε περίπτωση ασυγχρόνισης μετάδοσης). Μια αποτελεσματική λύση απέναντι σε αυτό το πρόβλημα θα ήταν η δυνατότητα κατασκευής μέσω κάποιας μεθόδου συνόλου ορθογώνιων κωδίκων διοθέντος του πλήθους των χρηστών που συμμετέχουν στο σύστημα. Βέβαια, όπως αποδείχτηκε, η χρήση ορθογώνιων κωδίκων επηρεάζει αρνητικά την μέθοδο συγχρονισμού μέσω correlation, δημιουργώντας ένα είδος trade-off ανάμεσα στον συγχρονισμό και στην αναίρεση των παρεμβολών στη λειτουργία του δέκτη Rake σχετικά με την χρήση ορθογώνιων ή μη κωδίκων. Η συγκεκριμένη πρόταση για χρήση ορθογώνιων κωδίκων θα ήταν αποδοτική αν ο συγχρονισμός γινόταν μέσω κάποιας άλλης τεχνικής και όχι μέσω correlation. Επιπλέον, σημαντική βοήθεια στην βελτίωση του συστήματος θα προσέφερε η πιθανή επιβολή χρονοθυρίδων ή περιορισμένων χρονικών διαστημάτων στα οποία είναι εφικτή η αποστολή πακέτων πληροφορίας από τους χρήστες, ώστε ο δέκτης να αναζητά σε συγκεκριμένο χρονικό διάστημα το εκπεμπόμενο πακέτο. Ακόμα, εάν θεωρηθεί ότι οι χρήστες θα αποστέλλουν πακέτα σε συγκεκριμένες χρονικές στιγμές με σταθερή διαφο-

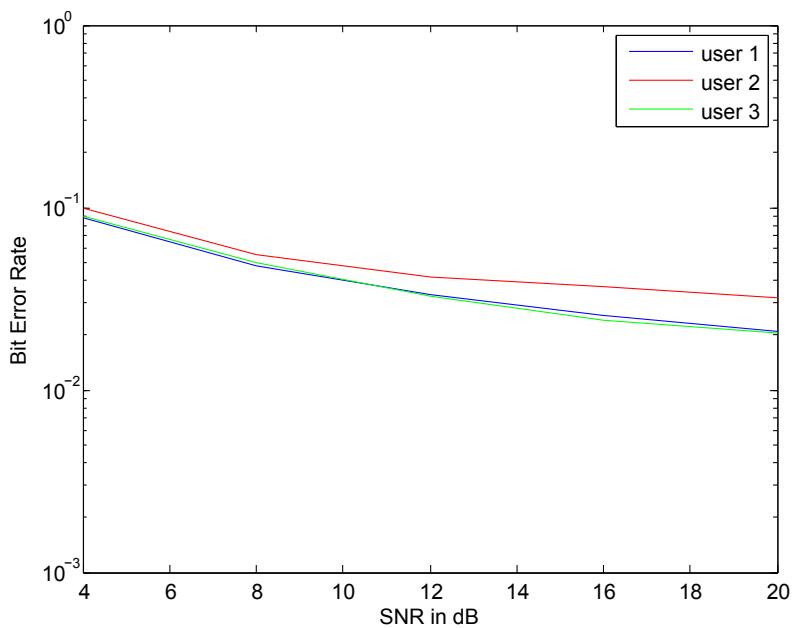


Σχήμα 6.12: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον τρίτο από τους 3 χρήστες με SNR = 4 dB.

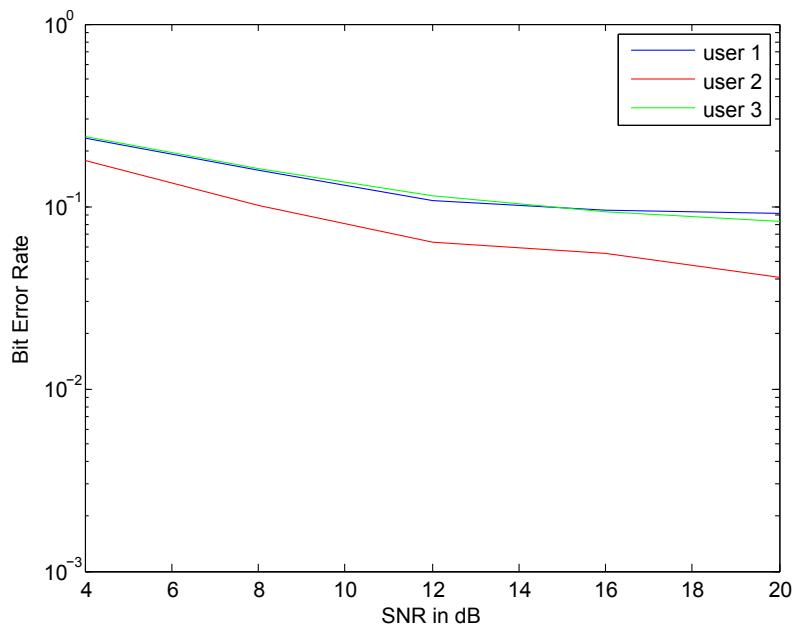
ρά μεταξύ τους, θα μπορούσε να εφαρμοστεί μια είδους επιβεβαίωση κάθε συγχρονισμού ώστε κάθε φορά που υπολογίζεται μια νέα θέση να συγκρίνεται με τις προηγούμενες. Σε περίπτωση που διαφέρουν κατά πολύ, το σύστημα θα αντιλαμβάνεται ότι ίσως η νέα θέση να είναι λανθασμένη και να επιλέγει ως τελική θέση συγχρονισμού τον μέσο όρο των προηγούμενων θέσεων. Με τον τρόπο αυτό εισάγεται μια μορφή τοπικότητας κατά τον συγχρονισμό. Τέτοιου είδους περιορισμοί βέβαια θα περιόριζαν αισθητά τον βαθμό ελευθερίας του συστήματος καθώς επίσης θα χρειαζόταν επιπλέον πρόσθιτη για να αποθηκεύει τις προηγούμενες θέσεις συγχρονισμού για όλους τους χρήστες. Τέλος, καθοριστική για την βελτίωση του συστήματος θα ήταν η επιβολή κοινών κανόνων που θα διέπουν την επικοινωνία όλων των χρηστών. Για παράδειγμα, θεωρώντας τη λειτουργία του συστήματος συγχρονισμένη, ο δέκτης θα μπορεί να υπολογίζει στατιστικά δεδομένα που αφορούν τις θέσεις συγχρονισμού και εκμεταλλευόμενος την ύπαρξη μοναδικής θέσεως συγχρονισμού για όλους τους χρήστες να προχωρά σε σωστότερο συγχρονισμό. Μια πρόταση σαν την παραπάνω θα βελτίωνε σημαντικά την διαδικασία συγχρονισμού και την γενικότερη συμπεριφορά του συστήματος, όμως θα ακύρωνε τον δυναμικό και ελεύθερο χαρακτήρα του συστήματος μετάδοσης.



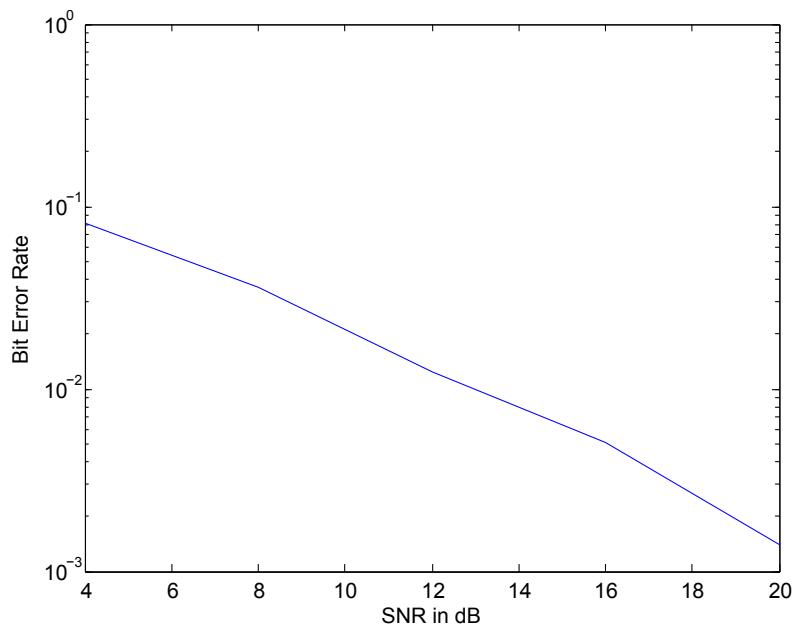
Σχήμα 6.13: Γραφική απεικόνιση εκτιμώμενων θέσεων συγχρονισμού για τον τρίτο από τους 3 χρήστες με SNR = 20 dB.



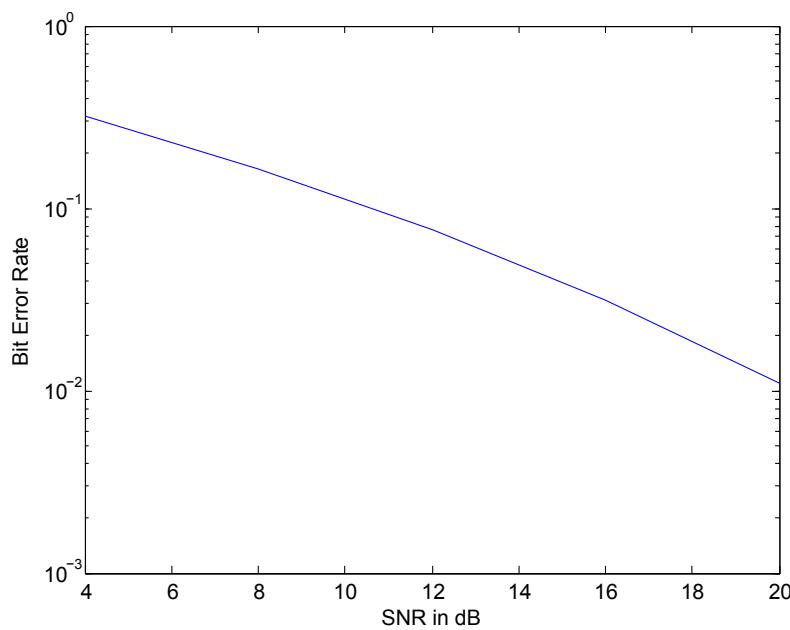
Σχήμα 6.14: Γραφική απεικόνιση BER 3 χρηστών με γνωστή θέση συγχρονισμού.



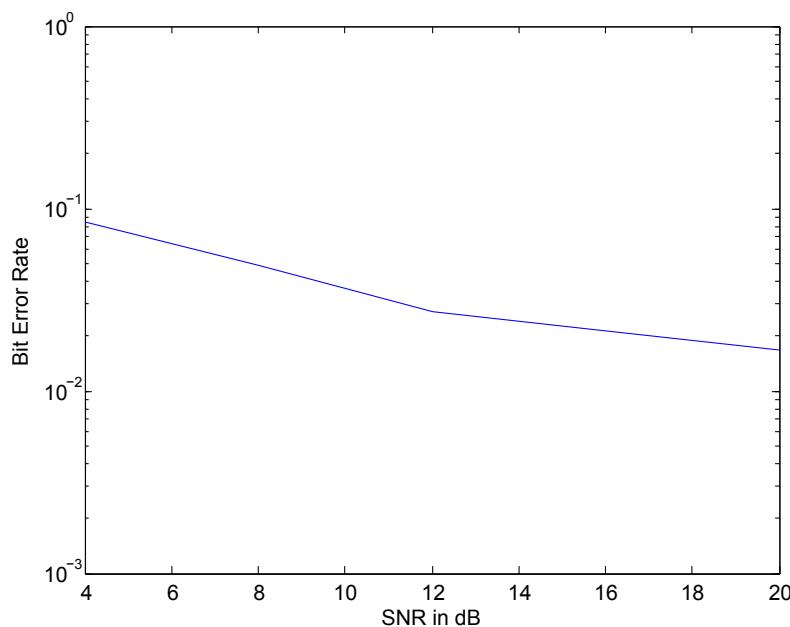
Σχήμα 6.15: Γραφική απεικόνιση BER 3 χρηστών εφαρμόζοντας την μέθοδο συγχρονισμού μέσω correlation.



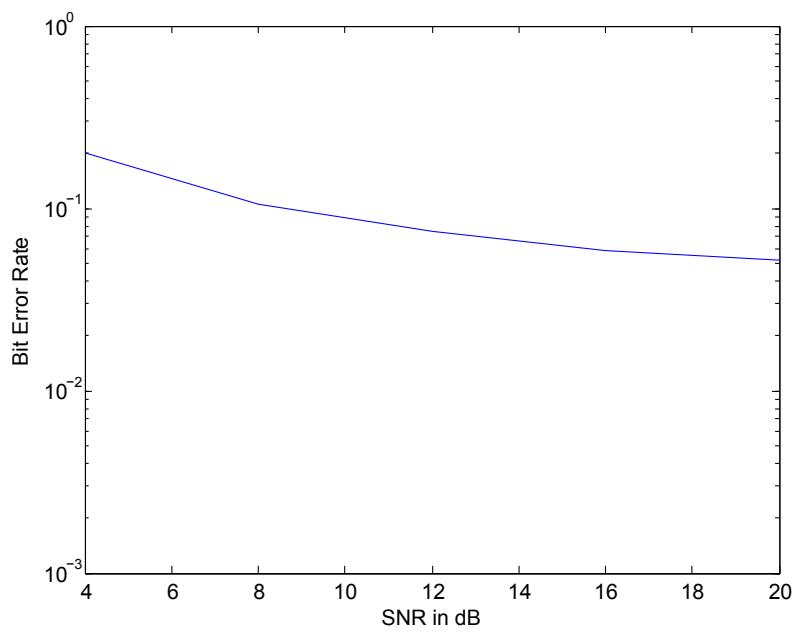
Σχήμα 6.16: Γραφική απεικόνιση μέσου BER για έναν χρήστη με βάση την υλοποίηση του μαθήματος.



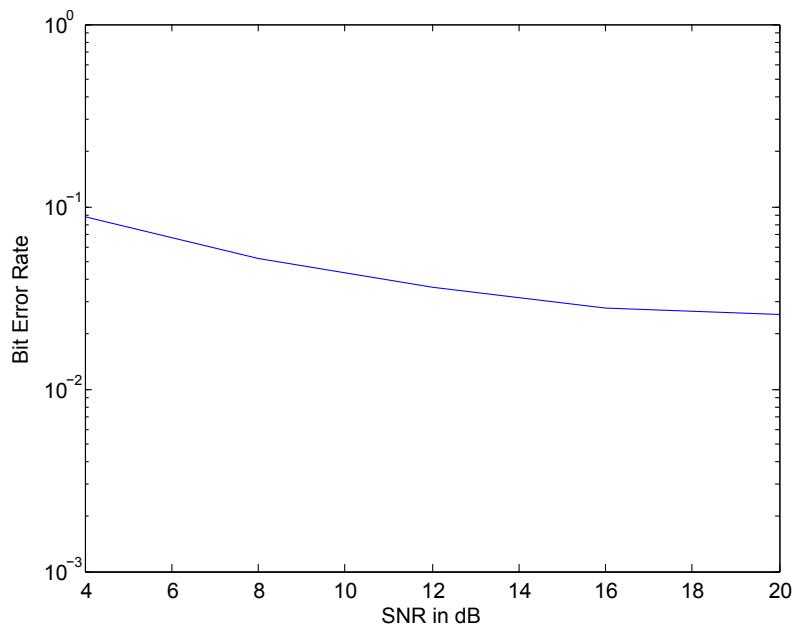
Σχήμα 6.17: Γραφική απεικόνιση μέσου BER για έναν χρήστη με βάση την υλοποίηση της εργασίας.



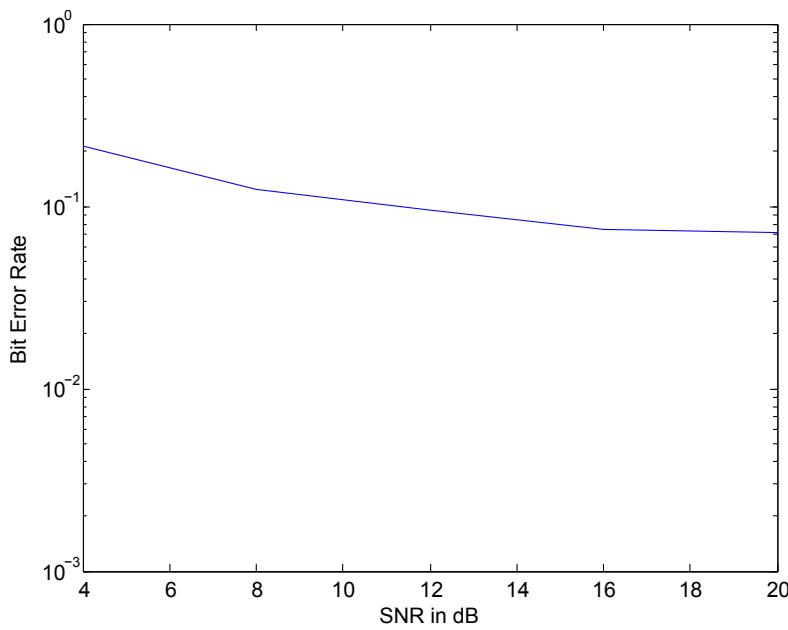
Σχήμα 6.18: Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 2 χρήστες με βάση την υλοποίηση του μαθήματος.



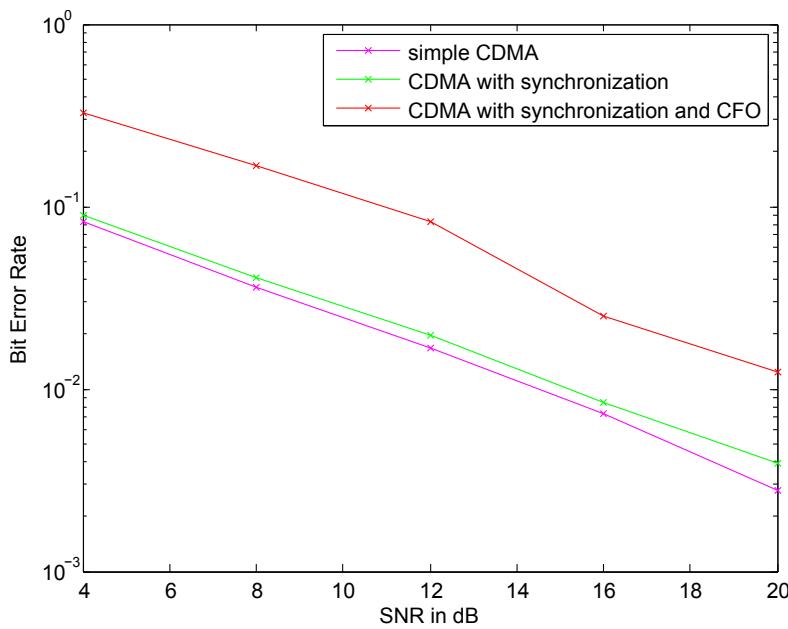
Σχήμα 6.19: Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 2 χρήστες με βάση την υλοποίηση της εργασίας.



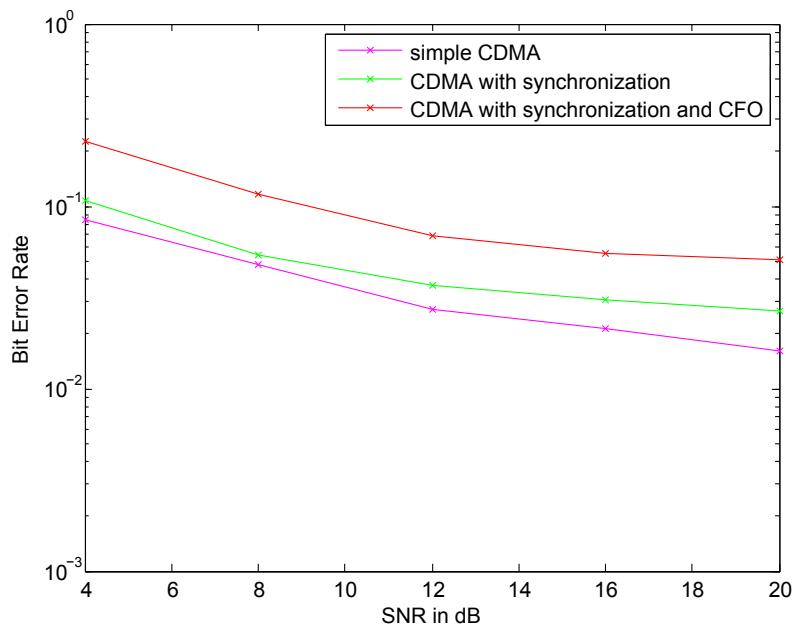
Σχήμα 6.20: Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 3 χρήστες με βάση την υλοποίηση του μαθήματος.



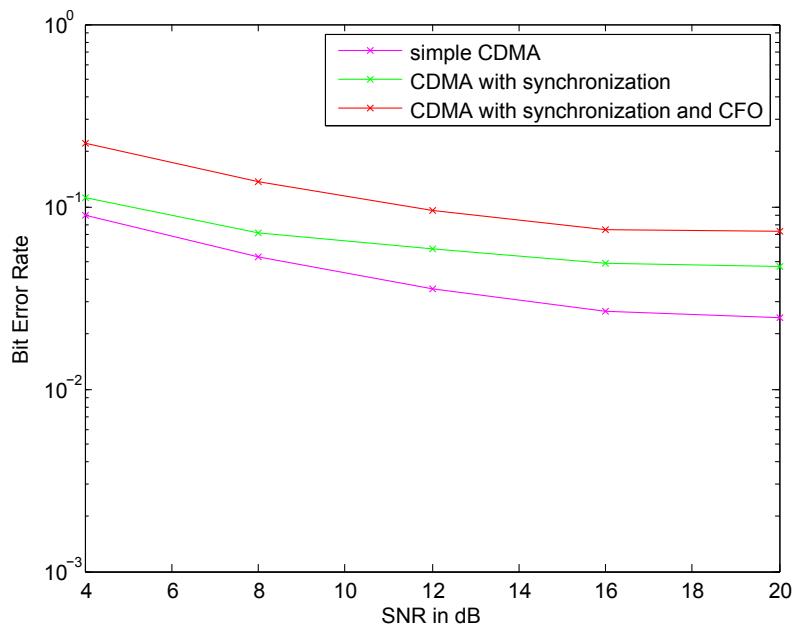
Σχήμα 6.21: Γραφική απεικόνιση μέσου BER για 3 χρήστες με βάση την υλοποίηση της εργασίας.



Σχήμα 6.22: Γραφική απεικόνιση μέσου BER 1 χρήστη για CDMA χωρίς συγχρονισμό, με συγχρονισμό και με CFO.



Σχήμα 6.23: Γραφική απεικόνιση μέσου BER 2 χρηστών για CDMA χωρίς συγχρονισμό, με συγχρονισμό και με CFO.



Σχήμα 6.24: Γραφική απεικόνιση μέσου BER 3 χρηστών για CDMA χωρίς συγχρονισμό, με συγχρονισμό και με CFO.



# Βιβλιογραφία

- [1] J. G. Proakis, M. Salehi ‘Communications Systems Engineering’, Prentice - Hall, 2002.
- [2] Α. Π. Λιάβας, ‘Ασύρματες Επικοινωνίες’, Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Πολυτεχνείο Κρήτης, 2010.
- [3] D. Tse, P. Viswanath, ‘Fundamentals of Wireless Communication’, Cambridge University Press, 2005
- [4] Α. Π. Λιάβας, ‘Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα Ι’, Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Πολυτεχνείο Κρήτης, 2010.
- [5] A. Goldsmith, ‘Wireless Communications’, Cambridge University Press, 2005.
- [6] A. J. Viterbi, ‘CDMA Principles of Spread Spectrum Communication’, Addison - Wesley Publishing Company, 1995.
- [7] Α. Π. Λιάβας, ‘Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα ΙΙ’, Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Πολυτεχνείο Κρήτης, 2009.
- [8] M. R. Buehrer, ‘Code Division Multiple Access (CDMA)’, Morgan & Claypool, 2006.