

**ΑΝΩΤΑΤΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ
ΙΔΡΥΜΑ (Α.Τ.Ε.Ι.) ΚΑΛΑΜΑΤΑΣ
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΣΠΑΡΤΗΣ**

**ΤΜΗΜΑ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ
ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΘΕΜΑ:

ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΓΙΑ 3G ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΑΠΟ ΤΗΝ ΣΠΟΥΔΑΣΤΡΙΑ:

ΦΛΙΟΥΚΑ ΑΛΙΚΗ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ:

ΜΠΟΖΑΝΤΖΗΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ

ΣΠΑΡΤΗ 2012

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

Περίληψη Εργασίας	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ^ο ΕΙΣΑΓΩΓΗ	5
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ^ο ΓΕΝΙΕΣ ΤΗΣ ΚΙΝΗΤΗΣ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑΣ	6
2.1 ΚΙΝΗΤΟ ΡΑΔΙΟΤΗΛΕΦΩΝΟ Η' 0G	6
2.2 ΠΡΩΤΗ ΓΕΝΙΑ (1G)	7
2.3 ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΓΕΝΙΑΣ (2G)	8
2.3.1 ΔΙΚΤΥΟ GSM	9
2.3.2 ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ GPRS (2.5G)	9
2.3.3. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ EDGE (2.75G)	10
2.4 ΤΡΙΤΗ ΓΕΝΙΑ (3G)	11
2.5 ΤΕΤΑΡΤΗ ΓΕΝΙΑ(4G)	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ^ο ΔΙΚΤΥΑ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ 3G	12
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ ΓΙΑ ΤΙΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ 3G	12
3.2 UMTS	13
3.3 Η ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ W-CDMA	14
3.4 UMTS ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ	15
3.5 ΦΑΣΜΑ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ 3G	16
3.6 HSDPA (3.5G)	19
3.7 HSUPA (3.75G)	19
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ^ο ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ	20
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ	20
4.2 ΤΥΠΟΙ ΚΕΡΑΙΩΝ	21
4.2.1 Κανονική	21
4.2.2. Switched Lobe ή Switched beam	21
4.2.3 Κεραία δυναμικά συγχρονισμένων συστοιχιών (Phazed array)	22
4.2.4 Adaptive array	23
4.2.5. Active Antenna System (AAS)	24
4.3 ΒΑΣΙΚΗ ΘΕΩΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ	24
4.4 ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΛΟΒΩΝ	27
4.5 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΧΡΗΣΗΣ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ	28
4.6 ΔΕΚΤΕΣ ΧΩΡΙΚΗΣ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑΣ	30
4.7 ΔΙΚΤΥΟ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΛΟΒΩΝ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ	32
4.8 ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ	32
4.9 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΓΙΑ ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΣΕ W-CDMA	33
4.9.1 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΑΜΕΣΗΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗΣ MATRIX - DIRECT MATRIX INVERSE (DMI)	33
4.9.1.1 Τεχνικές Προσαρμογής Βάρους	34
4.9.2 Ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ LMS (Least Mean Square)	34
4.9.3 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ RLS (Recursive Least Squares)	35
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ^ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΕΚΤΙΜΗΣΗΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ ΑΦΙΞΗΣ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ	36
5.1 Εισαγωγικά	37
5.2 Βασικά στοιχεία της επεξεργασίας Array	37
5.3 Μέθοδοι εκτίμησης της κατεύθυνσης άφιξης (Direction of Arrival – DOA)	38
5.3.1 BARTLETT	38
5.3.2 CAPON	39
5.3.3 LINEAR METHOD	39
5.3.4 MAXIMUM ENTROPY	39
5.3.5 PISARENKO HARMONIC DECOMPOSITION	40
5.3.6 MINIMUM NORM	40
5.3.7 MUSIC	40
5.3.7.1 Βελτιώσεις του αλγορίθμου MUSIC	42
5.3.8 ESPRIT	43
5.3.8.1.1 Total Least Squares ESPRIT	45

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ MATLAB ΚΑΙ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ	45
6.1 Προσομοίωση αλγορίθμων Εκτίμησης Γωνίας Αφίξης	46
6.1.1 Αποτελέσματα για την αλγόριθμο μεθόδου Spatial Bartlett Spectrum	46
6.1.2 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Capon Spectrum	51
6.1.3 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου Spatial Linear Prediction Spectrum	56
6.1.4 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Maximum Entropy Spectrum	61
6.1.5 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Pisarenko Harmonic Decomposition Spectrum	66
6.1.6 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Minimum Norm Spectrum	71
6.1.7 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Multiple Signal Classification Spectrum	76
6.2. Προσομοίωση μιας τυπικής διάταξης συστήματος που χρησιμοποιεί έξυπνες κεραιές με χρήση του αλγορίθμου MUSIC	81
6.2.1. Αλλαγή του CSNR με σταθερή γωνία αφίξης σήματος(Signal Arrival Phase Angle)	86
6.3. Προσομοίωση μιας τυπικής διάταξης συστήματος που χρησιμοποιεί έξυπνες κεραιές με χρήση του αλγορίθμου ESPRIT	92
6.3.1 Αλλαγή του CSNR με σταθερή γωνία αφίξης σήματος(Signal Arrival Phase Angle)	95
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7° ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	99
7.1 Σχολιασμός αποτελεσμάτων	100
7.1.1 Αλγόριθμοι εκτίμησης γωνίας αφίξης	100
7.1.2 Αλγόριθμος MUSIC	100
7.1.3 Αλγόριθμος ESPRIT	100
7.2. Συμπεράσματα	100
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	102
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	103

ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η τεχνολογία των ασύρματων επικοινωνιών τα τελευταία χρόνια έχει γνωρίσει μεγάλη πρόοδο. Τα συστήματα πρώτης και δεύτερης γενιάς (1G, 2G) έκαναν πραγματικότητα την ασύρματη επικοινωνία, καλύπτοντας κυρίως τις απαιτήσεις για υπηρεσίες φωνής και τηλεειδοποίησης μέσω σύντομων γραπτών μηνυμάτων. Τα συστήματα τρίτης γενιάς (3G) κινητών επικοινωνιών κατέστησαν δυνατή τη δημιουργία εφαρμογών που επιτρέπουν πρόσβαση στο Internet με μεγάλες ταχύτητες, μεταφορά αρχείων δεδομένων και μετάδοση εικόνων και video υψηλής ποιότητας σε πραγματικό χρόνο. Για την ικανοποίηση των παραπάνω φιλόδοξων και απαιτήσεων που τέθηκαν από τα συστήματα τρίτης γενιάς 3G, η επιστημονική κοινότητα έστρεψε το ενδιαφέρον της στην εύρεση νέων μεθόδων μέσω των οποίων θα είναι δυνατόν να αυξηθεί η φασματική απόδοση του συστήματος. Μία από αυτές τις μεθόδους αποτελεί ο χωρικός διαχωρισμός των σημάτων με τη βοήθεια των έξυπνων κεραιών.

Οι έξυπνες κεραιές ή προσαρμόσιμες διατάξεις κεραιών είναι διατάξεις κεραιών που χρησιμοποιούν αλγόριθμους επεξεργασίας σήματος που αναγνωρίζουν την χωρική προέλευση / ταυτότητα του λαμβανόμενου σήματος και έτσι οι έξυπνες κεραιές μπορούν να βελτιώσουν δραματικά την απόδοση ενός 3G συστήματος.

Σκοπός αυτής της πτυχιακής εργασίας είναι η παρουσίαση αλγορίθμων για εφαρμογές έξυπνων κεραιών σε συστήματα W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) και UMTS (Universal Mobile Telecommunication System).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η περιπέτεια της κινητής τηλεφωνίας ξεκίνησε αμέσως μετά τον Β' Παγκόσμιο Πόλεμο, με τις πρώτες προσπάθειες των Σουηδών, Φιλανδών και Αμερικανών. Όμως, ως ληξιαρχική πράξη γέννησής της θεωρείται η 3η Απριλίου 1973.

Ήταν ένα μουντό ανοιξιάτικο πρωινό στη Νέα Υόρκη. Ο δόκτωρ Martin Cooper της Motorola περπατώντας σ'ένα δρόμο της αμερικάνικης μεγαλούπολης ήξερε ότι έγραφε ιστορία. Στα χέρια του κρατούσε μια συσκευή που έμοιαζε με φορητό ασύρματο. Είχε ύψος 25 εκατοστά και βάρος 900 γραμμάρια. Ήταν το πρώτο σύγχρονο κινητό τηλέφωνο με τον κωδικό MotorolaDynaTAC. Σχημάτισε τον αριθμό του βασικού ανταγωνιστή του, Joel Angel, που δούλευε για λογαριασμό της Bell Labs.

« Γεια σου Τζο, σου μιλάω από ένα αληθινό κινητό τηλέφωνο » του είπε. «Παρότι δεν είχαμε τις καλύτερες των σχέσεων, μου συμπεριφέρθηκε πολύ ευγενικά», δήλωσε χρόνια αργότερα ο Cooper σε μια συνέντευξή του. Η Bell πήρε τη ρεβάνς το 1978, κατασκευάζοντας το πρώτο δοκιμαστικό δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, που ήταν αναγκαίο για την εξέλιξη και την εμπορική εκμετάλλευση του κινητού.

Το πρώτο αυτοματοποιημένο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας λειτούργησε στις αρχές της δεκαετίας του '80 στη Σκανδιναβία. Μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του '80 τα κινητά τηλέφωνα ήταν ογκώδη για να μεταφέρονται στην τσέπη και έτσι ήταν εγκατεστημένα κυρίως σε αυτοκίνητα. Το πρώτο κινητό που έλαβε άδεια έγκρισης ήταν το μοντέλο της Motorola DynaTAC8000X. Υπήρξε η ναυαρχίδα των λεγόμενων κινητών πρώτης γενιάς (1G).

Στην αρχή της δεκαετίας του '90 άρχισε η απογείωση των κινητών τηλεφώνων, με την ψηφιοποίηση δικτύων (GSM) και συσκευών. Τα κινητά έγιναν μικρότερα (100-200 γραμμάρια), χωρούσαν στην παλάμη και έμπαιναν έστω και με δυσκολία στην τσέπη του χρήστη τους. Πέρασαμε έτσι στα κινητά της δεύτερης γενιάς (2G), που παρείχαν και άλλες ευκολίες, όπως την αποστολή σύντομων γραπτών μηνυμάτων (SMS) και τη λήψη φωτογραφιών.

Στις αρχές του 21ου αιώνα ήλθαν τα κινητά τρίτης γενιάς (3G), με τις απεριόριστες δυνατότητες των πολυμέσων. Σήμερα, η διείσδυση του κινητού τηλεφώνου στον πλανήτη ξεπερνά το 30% με αλματώδη άνοδο στις φτωχές χώρες του πλανήτη και κυρίως στην Αφρική. Η φιλανδική εταιρεία Nokia, με μερίδιο αγοράς 36%, κατέχει την πρώτη θέση στις πωλήσεις κινητών τηλεφώνων παγκοσμίως.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο ΓΕΝΙΕΣ ΤΗΣ ΚΙΝΗΤΗΣ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑΣ

2.1 ΚΙΝΗΤΟ ΡΑΔΙΟΤΗΛΕΦΩΝΟ Η' 0G

Η μηδενική γενιά (0G) είναι επίσης γνωστή ως κινητό ραδιοτηλέφωνο (Mobile radio telephone system). Δεδομένου ότι αυτή η γενιά εφευρέθηκε πριν από τα κυψελοειδές συστήματα, αναφέρθηκε ως προ-κυψελοειδές σύστημα. Το σύστημα αυτό ήταν αναλογικό και χρησιμοποιούσε τα αναλογικά σήματα ως μεταφορείς.

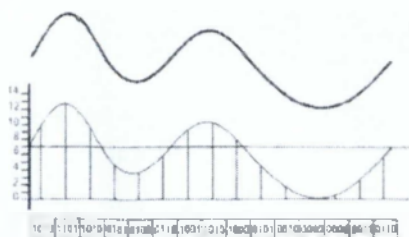


Γενικά το κινητό ραδιοτηλέφωνο παρείχε ημιαμφίδρομη επικοινωνία, δηλαδή μόνο ένα άτομο θα μπορούσε να μιλήσει και ο άλλος θα έπρεπε να ακούει. Αυτά τα κινητά τηλέφωνα ήταν συνήθως τοποθετημένα σε αυτοκίνητα ή φορτηγά.

Το κινητό ραδιοτηλέφωνο (Zero generation) αποτελείται από διάφορες τεχνολογίες, όπως:

- Push To Talk (PTT ή χειροκίνητη),
- Mobile Telephone System (MST),
- Improved Mobile Telephone Service (IMTS)
- Advanced Mobile Telephone System (AMTS).

2.2 ΠΡΩΤΗ ΓΕΝΙΑ (1G)



Το πρώτο εμπορικό αυτοματοποιημένο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας (1G) ξεκίνησε στην Ιαπωνία από την NTT (Nippon Telegraph και Telephone) το 1979, αρχικά στη μητροπολιτική περιοχή του Τόκιο και μέσα σε πέντε χρόνια, το δίκτυο NTT είχε επεκταθεί και είχε καλύψει το σύνολο του πληθυσμού της Ιαπωνίας και έτσι έγινε το πρώτο δίκτυο σε εθνικό επίπεδο 1G.

Το 1G (ή 1-G) αναφέρεται στην πρώτη γενιά των δικτύων κινητής τηλεφωνίας και των κινητών τηλεπικοινωνιών, τα οποία είναι τα αναλογικά τηλεπικοινωνιακά πρότυπα που θεσπίστηκαν κατά τη δεκαετία του 1980 και η λειτουργία τους σταμάτησε τη στιγμή που αντικαταστάθηκαν από τα ψηφιακά πρότυπα της δεύτερης γενιάς 2G.

Η βασική διαφορά ανάμεσα στις δύο αυτές γενιές συστημάτων κινητής τηλεφωνίας, 1G και 2G, είναι ότι τα ραδιοκύματα που χρησιμοποιούνται στα 1G δίκτυα είναι αναλογικά, ενώ στα 2G δίκτυα είναι ψηφιακά.

Αν χρησιμοποιήσουν ψηφιακή σηματοδότηση και τα δύο συστήματα για να συνδέσουν το Σταθμό Βάσης (πομπό) με την Κινητή Μονάδα του χρήστη, η ίδια φωνή είναι κωδικοποιημένη σε ψηφιακά σήματα κατά τη διάρκεια μιας κλήσης στο 2G ενώ στο 1G η μόνη διαμόρφωση που πραγματοποιείται είναι αυτή της αύξησης της συχνότητας, συνήθως 150 MHz και άνω.

Κάποια από τα πρότυπα του 1G είναι :

- Το NMT (Nordic Mobile Telephone) το οποίο χρησιμοποιήθηκε στις σκανδιναβικές χώρες, την Ελβετία, την Ολλανδία, την Ανατολική Ευρώπη και τη Ρωσία.
- Το AMPS (Advanced Mobile Phone System) που χρησιμοποιήθηκε στις Ηνωμένες Πολιτείες και την Αυστραλία.
- Το TACS (Total Access Communications System) στο Ηνωμένο Βασίλειο.
- Το C-450 στη Δυτική Γερμανία, την Πορτογαλία και τη Νότια Αφρική.
- Το RadioCom 2000 στη Γαλλία
- Το RTMI στην Ιταλία.

Στην Ιαπωνία υπήρξαν πολλά συστήματα.

Τρία πρότυπα της ήταν: το TZ-801, το TZ-802 και το TZ-803 τα οποία ανατράπηκαν από την NTT, ενώ ένα ανταγωνιστικό σύστημα που δημιουργήθηκε από την DDI χρησιμοποίησε το πρότυπο JTACS (Japan Total Access Communications System).

2.3 ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΓΕΝΙΑΣ (2G)

Το 2G (ή 2-G) είναι η δεύτερη γενιά των δικτύων κινητής τηλεφωνίας. Η δεύτερη αυτή γενιά το 1991 εμπορικά δημιούργησε το πρότυπο GSM στη Φιλανδία από την εταιρεία Radiolinja.

Τα τρία βασικά οφέλη των δικτύων 2G έναντι των προκατόχων τους ήταν:

- ✓ Οι τηλεφωνικές συνομιλίες ήταν ψηφιακά κωδικοποιημένες και κρυπτογραφημένες.
- ✓ Τα 2G συστήματα έκαναν σημαντικά πιο αποτελεσματική τη διαχείριση φάσματος, με αποτέλεσμα πολύ μεγαλύτερο αριθμό χρηστών.
- ✓ Το 2G εισήγαγε υπηρεσίες μετάδοσης δεδομένων σε κινητά τηλέφωνα, ξεκινώντας αρχικά με τα μηνύματα κειμένου SMS.

Το 2G έχει ξεπερασθεί από νεότερες τεχνολογίες όπως το 2.5G, το 2.75G, το 3G και το 4G, ωστόσο, τα δίκτυα 2G χρησιμοποιούνται ακόμα σε πολλά μέρη του κόσμου.

Οι 2G τεχνολογίες μπορούν να χωριστούν σε TDMA και CDMA βασισμένα στα πρότυπα, ανάλογα με το είδος της πολυπλεξίας που χρησιμοποιείται.

Τα κύρια πρότυπα του 2G είναι τα εξής:

1. Το GSM (βασισμένο στο TDMA), αρχικά στην Ευρώπη, αλλά χρησιμοποιείται σε όλες σχεδόν τις χώρες του κόσμου, σήμερα αντιπροσωπεύει το 80% και άνω του συνόλου των συνδρομητών σε όλο τον κόσμο. Πάνω από 60 φορείς εκμετάλλευσης κινητής τηλεφωνίας χρησιμοποιούν επίσης κάποιες παραλλαγές του, όπως το CDMA2000 στη ζώνη των 450 MHz (CDMA 450).
2. Το IS-95 ή cdmaOne (βασισμένο στο CDMA, που συνήθως αναφέρεται ως απλά CDMA στις ΗΠΑ), που χρησιμοποιείται στην Αμερική και σε κάποια μέρη της Ασίας, σήμερα αντιπροσωπεύει περίπου το 17% του συνόλου των συνδρομητών σε παγκόσμιο επίπεδο. Είναι επίσης, σημαντικό να αναφερθεί πως πάνω από δώδεκα φορείς του CDMA μετανάστευσαν στο GSM συμπεριλαμβανομένων των φορέων στο Μεξικό, την Ινδία, την Αυστραλία και τη Νότια Κορέα.
3. Το PDC (βασισμένο στο TDMA), που χρησιμοποιείται αποκλειστικά στην Ιαπωνία.
4. Το iDEN (βασισμένο στο TDMA), το ιδιόκτητο δίκτυο που χρησιμοποιείται από τη Nextel στις Ηνωμένες Πολιτείες και την Telus Mobility στον Καναδά.
5. Το IS-136 ή D-AMPS (βασισμένο στο TDMA, που συνήθως αναφέρεται ως απλά TDMA στις ΗΠΑ), που ήταν κάποτε διαδεδομένο στην Αμερική αλλά οι περισσότεροι έχουν “μεταναστεύσει” στο GSM.

2.3.1 ΔΙΚΤΥΟ GSM



Το Global System Mobile communications (GSM) , είναι ένα κοινό Ευρωπαϊκό ψηφιακό σύστημα κινητής τηλεφωνίας δεύτερης γενιάς. Η μελέτη για τη δημιουργία του άρχισε το 1982 από το Ευρωπαϊκό Τηλεπικοινωνιακό Συμβούλιο και το 1991 άρχισε η εμπορική του διάθεση στην Ευρώπη.

Το GSM είναι ένα κυψελοειδές ψηφιακό σύστημα, η εμβέλεια του σε μία γεωγραφική περιοχή για να υπάρχει θα πρέπει η περιοχή αυτή να διαμερίζεται σε μικρότερες περιοχές που ονομάζονται κυψέλες, οι οποίες εφάπτονται μεταξύ τους και με κάθε κυψέλη να έχει και ένα Σταθμό Βάσης (Base Station), συνθέτοντας έτσι μια δομή κυψελών. Η δομή αυτή επαναλαμβάνεται όσες φορές χρειάζεται για την απαιτούμενη κάλυψη της περιοχής κάνοντας επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων και έτσι με αυτή τη μέθοδο αυξάνεται η χωρητικότητα του δικτύου.

Τα τέσσερα βασικά μέρη ενός GSM δικτύου είναι :

- ✓ Την Κινητή μονάδα (κινητό τηλέφωνο) – Mobile Station (MS)
- ✓ Το Βασικό Υποσύστημα Σταθμού - Base Station Subsystem (BSS) το οποίο χωρίζεται σε:
 - Βασικό σταθμό πομπό-δέκτη – Base Transceiver Station (BTS)
 - Βασικό σταθμό ελέγχου – Base Station Controller (BSC).
- ✓ Το Υποσύστημα Δικτύου Μεταγωγής – Network Switching Subsystem (NSS)
- ✓ Το Σύστημα Λειτουργιών και Υποστήριξη – Operation and Support Subsystem (OSS).

2.3.2 ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ GPRS (2.5G)

Το 2.5G ή GPRS (General Packet Radio Service) βρίσκεται μεταξύ της δεύτερης και τρίτης γενιάς της ασύρματης τηλεφωνίας, είναι η μεταβατική διαδικασία αναβάθμισης των ήδη υπάρχοντων δικτύων GSM 2G με σκοπό την αύξηση χωρητικότητας του δικτύου και προσφέροντας περισσότερες και ποιοτικότερες υπηρεσίες προστιθέμενης αξίας.

Το GPRS είναι το τεχνολογικό πρότυπο που επιτρέπει την ταχύτατη αποστολή και λήψη δεδομένων μέσω των δικτύων κινητής τηλεφωνίας GSM, μέσω της τεχνολογίας μεταγωγής πακέτων. Δεν παρέχει αναγκαστικά πιο γρήγορες υπηρεσίες, διότι οι υπάρχουσες χρονοθυρίδες χρησιμοποιούνται και για τις υπηρεσίες μετάδοσης δεδομένων μέσω μεταγωγής κυκλώματος (HSCSD).

Το πρώτο σημαντικό βήμα στην εξέλιξη των δικτύων GSM προς τα 3G συνέβη με την εισαγωγή του GPRS. Ομοίως τα δίκτυα CDMA2000 εξελίχθηκαν μέσω της εισαγωγής του 1xRTT. Αυτός ο συνδυασμός των δυνατοτήτων έγινε γνωστός ως 2.5G.

Το GPRS θα μπορούσε να προσφέρει ταχύτητες δεδομένων από 56 kbit/s έως 115 kbit/s. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για υπηρεσίες όπως το Πρωτόκολλο Ασύρματης Πρόσβασης, γνωστό ως WAP,

την Υπηρεσία Μηνυμάτων Πολυμέσων (MMS), καθώς και για υπηρεσίες επικοινωνιών στο Διαδίκτυο όπως το ηλεκτρονικό ταχυδρομείο και το World Wide Web.

Η χρέωση της μετάδοσης των δεδομένων στον χρήστη του GPRS συνήθως γίνεται ανά MByte μεταφερθείσας κίνησης, ενώ τα δεδομένα της επικοινωνίας μέσω της παραδοσιακής μεταγωγής κυκλώματος χρεώνονται ανά λεπτό χρόνου σύνδεσης, ανεξάρτητα από το αν ο χρήστης μεταδίδει δεδομένα ή είναι σε κατάσταση αδράνειας.

Το 1xRTT υποστηρίζει αμφίδρομες (uplink και downlink) ταχύτητες δεδομένων έως και 153,6 kbit/s, παρέχοντας ένα μέσο ρυθμό μετάδοσης της τάξης των 80-100 kbit / s σε εμπορικά δίκτυα. Μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για υπηρεσίες WAP, SMS & MMS καθώς και για πρόσβαση στο Internet.

2.3.3. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ EDGE (2.75G)

Το EDGE είναι μια μεταβατική τεχνολογία πριν το 3G το οποίο είναι τεχνολογικό πρότυπο που επιτρέπει στα δίκτυα 2G να έχουν τριπλάσια χωρητικότητα δικτύου με πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης για την παροχή υπηρεσιών 3G.

Το EDGE είναι μια αναβάθμιση του GPRS αλλά δεν μπορεί να λειτουργήσει αυτόνομα, ενώ η αναβάθμιση και η εγκατάσταση του EDGE δεν απαιτεί την χρήση νέου εξοπλισμού από τις εταιρίες κινητής τηλεφωνίας αλλά την βελτίωση του ήδη υπάρχοντος. Βασικό πλεονέκτημα της τεχνολογίας EDGE σε σχέση με το ήδη υπάρχον GSM δίκτυο, είναι η χρήση μίας διαφορετικής μεθόδου διαμόρφωσης των δεδομένων. Η μέθοδος αυτή ονομάζεται 8PSK (8 Phase Shift Keying διαμόρφωση) επιτρέποντας τη μεταφορά 3 bit δεδομένων σε κάθε μοναδικό παλμό δικτύου. Επίσης το EDGE έχει την ικανότητα αναμετάδοσης ενός πακέτου πληροφοριών, που δεν κωδικοποιήθηκε σωστά, με ένα περισσότερο ισχυρό σχήμα κωδικοποίησης.

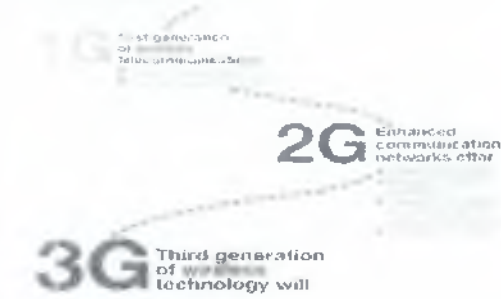
	GPRS	EDGE
Διαμόρφωση	GMSK	8-PSK/GMSK
Symbol Rate	270 ksym/s	270 ksym/s
Modulation Bit Rate	270 kb/s	810 kb/s
Radio data rate per time slot	22,8 kb/s	69,2 kb/s
User data rate per time slot	20 kb/s (CS4)	59.2 kb/s (MCS9)
User data rate (8 time slots)	160 kb/s	473,6 kb/s

8PSK : 8 Phase shift keying, GMSK : Gaussian minimum shift keying
Σχεδιάγραμμα 1 Πηγή: Ericsson.com, Πύραξος: myPhone.gr

Στο παραπάνω σχεδιάγραμμα παρουσιάζονται τα πιο σημαντικά τεχνικά στοιχεία των δύο τεχνολογιών GPRS και EDGE. Και οι δύο << μοιράζονται >> τον ίδιο ρυθμό διαμόρφωσης, όμως ο ρυθμός μετάδοσης διαφέρει σημαντικά. Στο ίδιο χρονικό διάστημα το EDGE μπορεί να μεταδώσει 3 φορές περισσότερα bits από ότι το GPRS.

2.4 ΤΡΙΤΗ ΓΕΝΙΑ (3G)

Why 3G is superior?



Στα μέσα της δεκαετίας του 1980 η ιδέα για το IMT-2000, (International Mobile Telecommunication), γεννήθηκε στην ITU ως η τρίτη γενιά του συστήματος για τις κινητές επικοινωνίες. Πάνω από δέκα χρόνια σκληρής δουλειάς υπό την ηγεσία της ITU, μια ιστορική απόφαση ελήφθη κατά το 2000, ήταν η ομόφωνη έγκριση των τεχνικών προδιαγραφών για τα συστήματα τρίτης γενιάς στο πλαίσιο της IMT-2000.

Το φάσμα των 400 MHz και 3 GHz είναι τεχνικά κατάλληλα για την τρίτη γενιά. Ολόκληρη η βιομηχανία

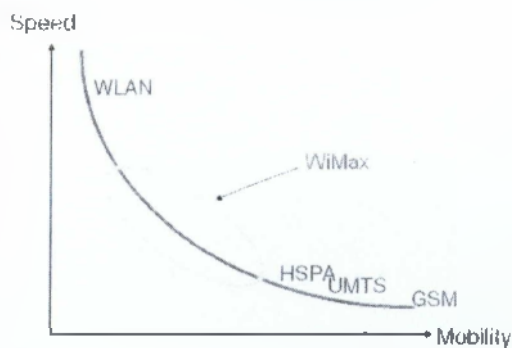
των τηλεπικοινωνιών, συμπεριλαμβανομένων τόσο της βιομηχανίας όσο και των εθνικών και περιφερειακών οργάνων τυποποίησης έδωσε μια συντονισμένη προσπάθεια να αποφευχθεί ο κατακερματισμός που είχε μέχρι στιγμής χαρακτηρίσει τη αγορά κινητής τηλεφωνίας.

Η έγκριση αυτή σημαίνει ότι για πρώτη φορά, η πλήρη διαλειτουργικότητα και η συνεργασία των κινητών συστημάτων θα μπορούσε να επιτευχθεί.

Το IMT-2000 είναι το αποτέλεσμα της συνεργασίας πολλών φορέων εντός της ITU (ITU-R και ITU-T) και εκτός της ITU (3GPP, 3GPP2, UWCC).

Στις πρόσφατες εκδόσεις 3G, όπου συχνά συμβολίζεται ως 3.5G και 3.75G, παρέχει επίσης υπηρεσίες κινητής ευρυζωνικής πρόσβασης πολλών Mbit / s για smartphones και των κινητών modem σε φορητούς υπολογιστές.

2.5 ΤΕΤΑΡΤΗ ΓΕΝΙΑ(4G)



Μέχρι το 2009 είχε καταστεί σαφές ότι, σε κάποιο σημείο, τα δίκτυα 3G θα έχουν κατακλυσθεί από την αύξηση των ευρυζωνικών εφαρμογών, όπως το streaming media.

Κατά συνέπεια, η βιομηχανία άρχισε να ψάχνει για στοιχεία βελτιστοποιημένη 4η γενιά τεχνολογιών (data-optimized 4th-generation technologies), με την υπόσχεση της βελτίωσης της ταχύτητας μέχρι και 10 φορές πάνω από τις υπάρχουσες 3G τεχνολογίες.

Οι δύο πρώτες εμπορικά διαθέσιμες τεχνολογίες ως 4G ήταν το πρότυπο WiMAX που προσφέρονται στις ΗΠΑ από την Sprint και το πρότυπο LTE, που πρόσφεραν αρχικά στη Σκανδιναβία από την TeliaSonera.

Ένας από τους κύριους λόγους με τους οποίους το 4G διέφερε τεχνολογικά από το 3G ήταν στην εξάλειψη της μεταγωγής κυκλώματος, αντί να χρησιμοποιεί ένα all-IP δίκτυο. Έτσι, το 4G μπαίνει σε μια διαδικασία επεξεργασίας των φωνητικών κλήσεων ακριβώς όπως και κάθε άλλο είδος του ήχου ροής πολυμέσων, χρησιμοποιώντας μεταγωγή πακέτων μέσω internet, LAN ή WAN δίκτυα μέσω VoIP.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο ΔΙΚΤΥΑ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ 3G

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ ΓΙΑ ΤΙΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ 3G



Το 3G είναι επίσης γνωστό ως IMT-2000 προσφέρει τη δυνατότητα να παρέχει υπηρεσίες προστιθέμενης αξίας και των εφαρμογών με βάση ένα ενιαίο πρότυπο καθώς προβλέπει μια πλατφόρμα για τη διανομή σύγκλισης σταθερής, κινητής τηλεφωνίας, φωνής, δεδομένων, Internet και υπηρεσίες πολυμέσων.

Ένα από τα βασικά οράματα του είναι να παρέχει αδιάλειπτη παγκόσμια περιαγωγή, επιτρέποντας στους χρήστες να μετακινούνται εκτός των συνόρων, χρησιμοποιώντας τον ίδιο αριθμό και την ίδια συσκευή. Το IMT-2000 στοχεύει, επίσης, να παρέχει απρόσκοπτη παροχή υπηρεσιών, πάνω από έναν αριθμό μέσων μαζικής ενημέρωσης (δορυφορική, σταθερή).

Αναμένεται ότι η IMT-2000 θα προσφέρει υψηλότερες ταχύτητες μετάδοσης με ελάχιστη ταχύτητα 2Mbit / s για χρήστες που βρίσκονται είτε σε κίνηση είτε όχι και 348 kbit / s σε ένα κινούμενο όχημα.

Το 3G είναι πολύ ευέλικτο, διότι είναι σε θέση να υποστηρίξει τις 5 κύριες τεχνολογίες ραδιοφώνου, οι τεχνολογίες αυτές λειτουργούν υπό CDMA, TDMA και FDMA. Το CDMA ισχύει για IMT-DS (άμεση διάδοση), IMT-MC (πολλαπλού μεταφορέα).

TDMA ισχύει για IMT-TC (κωδικός χρόνου), IMT-SC (μόνο μεταφορέα).

FDMA έχει μόνο μία διεπαφή ραδιοφώνου γνωστή ως IMT-FC ή κώδικας συχνότητας.

Στόχος του δικτύου 3G είναι να επιτρέψει την καλύτερη κάλυψη και ανάπτυξη με ελάχιστη επένδυση.

Κάποιες από τις κύριες τεχνολογίες της 3G είναι :

- ✓ Το σύστημα UMTS, το οποίο άρχισε να υφίσταται το 2001, τυποποιημένο από τη 3GPP, χρησιμοποιείται κυρίως στην Ευρώπη, την Ιαπωνία, την Κίνα (με διαφορετικές ραδιοεπαφές) και άλλες περιοχές κυριαρχώντας έναντι του 2G GSM. Τα κινητά τηλέφωνα είναι συνήθως υβριδικά, δηλαδή είναι συμβατά με το UMTS, αλλά ταυτόχρονα και με το GSM. Αρκετές ραδιοδιεπαφές προσφέρονται από τους φορείς κινητής τηλεφωνίας, οι οποίες μοιράζονται την ίδια υποδομή.
- ✓ Η W-CDMA είναι η πρώτη και πιο διαδεδομένη ραδιοδιεπαφή.
- ✓ Η TD-SCDMA διεπαφή, όπου ήταν στο εμπόριο το 2009 και προσφέρεται μόνο στην Κίνα.
- ✓ Η τελευταία έκδοση του UMTS, το HSPA, το οποίο μπορεί να παρέχει μέγιστες ταχύτητες δεδομένων έως και 56 Mbit / s στο downlink (τη στιγμή που το UMTS παρέχει 28 Mbit / s) και 22 Mbit / s στο uplink.
- ✓ Το σύστημα CDMA2000, που αρχικά προσφέρθηκε το 2002, έχει τυποποιηθεί από την

3GPP2, το οποίο χρησιμοποιείται κυρίως στη Βόρεια Αμερική και τη Νότια Κορέα, διαμοιράζεται την ίδια υποδομή με το 2G πρότυπο IS-95. Τα κινητά τηλέφωνα είναι συνήθως υβριδικά και υποστηρίζουν ταυτόχρονα CDMA2000 και IS-95. Η τελευταία έκδοση EVDO Rev. B προσφέρει μέγιστη ταχύτητα 14,7 Mbit / s στο downstream.

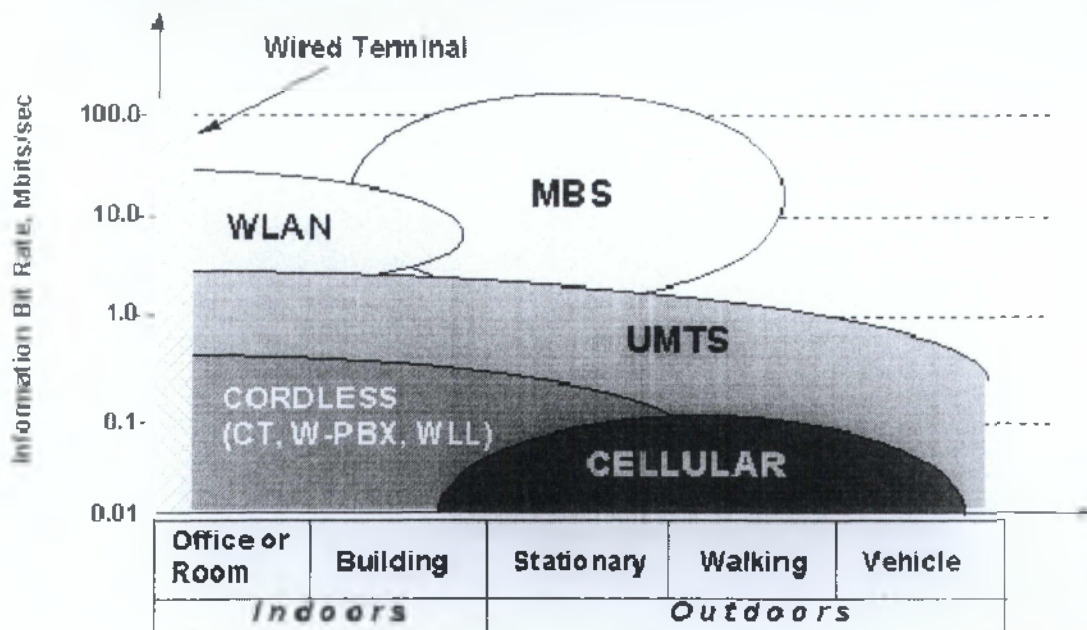
3.2 UMTS

Το UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) παρουσιάζει μεγάλη εξέλιξη στη μεταφορά δεδομένων, στη χωρητικότητα και προσφορά νέων υπηρεσιών από τα δίκτυα 2ης γενιάς. Το UMTS είναι ένα από τα ασύρματα δίκτυα 3ης γενιάς που αναπτύσσονται στο ITU'S IMT-2000 πλαίσιο, υλοποιώντας μια νέα γενιά τεχνολογιών υψηλής εμβέλειας τηλεπικοινωνίας πολυμέσων, με τη μορφή του IMT-2000. Είναι παγκόσμιας διάταξης η περιοχή εμβέλειας της, η κάλυψη της θα γίνει συνδυάζοντας μεγέθη κυττάρου που αρχίζουν από το μέγεθος ενός κτηρίου (Pico cells) μέχρι και παγκόσμιας τάξης, διαμέσου δορυφόρων παρέχοντας υπηρεσίες και στα πιο απομακρυσμένα μέρη της υφηλίου.

Το UMTS δεν αποτελεί αντικατάσταση των δικτύων 2ης γενιάς, (πχ. GDM, GSM, DCS1800, DECT κτλ.) όπου θα συνεχίσουν να εξελίσσονται μέχρι την τελειοποίηση των δυνατοτήτων τους. Η διαφορά του UMTS από τα δίκτυα 2ης γενιάς είναι ότι προσφέρει υψηλότερη ποιότητα υπηρεσία ομιλίας μαζί με προηγμένες υπηρεσίες σε δεδομένα και πληροφορίες ώστε να αποτελεί ένα δίκτυο πολυμέσων.

Το UMTS έχει καθοριστεί ως ενσωματωμένη λύση για τη κινητή φωνή και τα δεδομένα με την ευρεία κάλυψη περιοχής, επίσης αρχικά το UMTS θεωρητικά προσέφερε μέχρι 384 Kbps στις υψηλές καταστάσεις κινητικότητας ενώ σε καταστάσεις στασιμότητας έως 2 Mbps. Στο UMTS είναι ιδανικά ταιριαγμένες οι συνδέσεις για εφαρμογές όπως τηλεοπτική τηλεφωνία σε πραγματικό χρόνο, διότι υπάρχει η συμμετρία μεταξύ ανιούσας (UL) και κατιούσας (DL) σύνδεσης των ποσοστών δεδομένων κατά τη χρησιμοποίηση του (FDD) Frequency Division Duplex.

Ως κινητό 3ης γενιάς δίκτυο το εισάγει την ευέλικτη παροχή οποιουδήποτε τύπου υπηρεσίας και οι ικανότητες του υπόσχονται αναρίθμητες νέες υπηρεσίες για τη μαζική αγορά. Στο 3GPP της έκδοσης 6 όλες οι υπηρεσίες μπορούν να παραδοθούν στο IP-domain. Η MBMS υπηρεσία παρέχει συρροή πολυμέσων(πχ. streaming) καθώς και μεταφόρτωση αρχείων.



Σχήμα 3.1 Ρυθμοί μετάδοσης πληροφορίας για διάφορα συστήματα

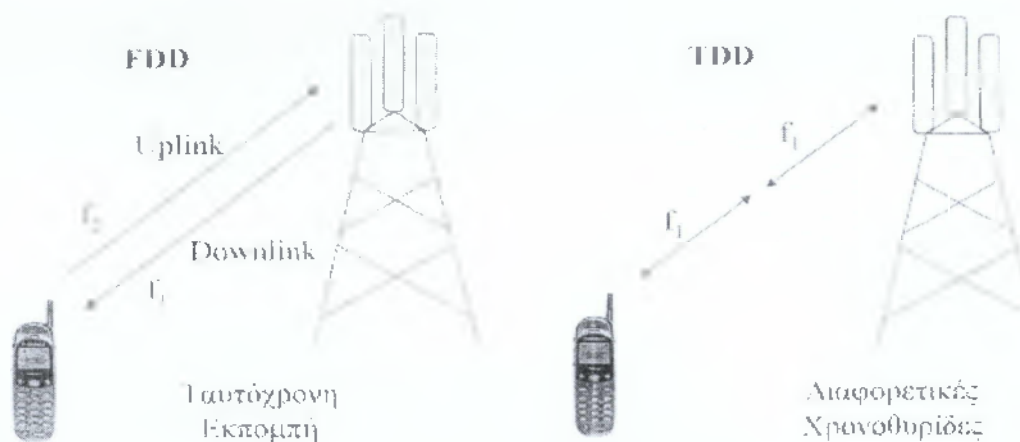
Εκτιμάται ότι στο μέλλον θα υπάρξει περαιτέρω αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Ήδη, ο 3GPP έχει θέσει σαν standard δύο νέες τεχνολογίες. Αυτές είναι το High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) και το High Speed Uplink Packet Access (HSUPA). Οι συγκεκριμένες τεχνολογίες ουσιαστικά αποτελούν εξέλιξη του UMTS, αφού υπόσχονται ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων έως και 14.4 Mbps στην κάτω ζεύξη (DL-downlink) και 5.8 Mbps στην άνω ζεύξη (UL-uplink).

3.3 Η ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ W-CDMA

Το W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access), σχεδιάστηκε από τον οργανισμό ETSI Alpha και είναι ένας τύπος ασύρματων κινητών δικτύων 3ης γενιάς. Χρησιμοποιείται στο UMTS για μεταφορά των ράδιο εκπομπών καθώς χρησιμοποιεί κανάλι με 5MHz bandwidth. όπου αυτό το bandwidth σημαίνει ότι έχει την χωρητικότητα να μεταφέρει πάνω από 100 ταυτόχρονες φωνητικές κλήσεις.

Ιδιότητες αυτής της τεχνολογίας:

- ✓ Υβριδικά με το IS-95 (ψηφιακό κυψελωειδές πρότυπο), ως συστατικού της τεχνολογίας 2G υπεύθυνος για την υψηλή συχνότητα.
- ✓ Είναι σε θέση να κατεβάσετε 14.7 Mb / s.
- ✓ Παροχή ευρείας ζώνης γνωστή ως Spread Spectrum εκτός από τον κωδικό Division Multiple προσβάσεις.
- ✓ Βελτιωμένη οπτικοακουστικά εφέ.



Σχήμα 3.2 Απεικόνιση FDD και TDD λειτουργίας

Γο UMTS για να μπορεί να λειτουργεί σε FDD και TDD υπάρχουν κάποιες προδιαγραφές.

Στο FDD το uplink και downlink λειτουργούν σε διαφορετικές συχνότητες, ενώ στο TDD το uplink και downlink λειτουργούν στην ίδια συχνότητα. Αυτό συμφέρει σε χώρες στις οποίες το φάσμα τους είναι περιορισμένο και έτσι δεν υπάρχει χώρος για συζευγμένες περιοχές φάσματος. Τα TDD συστήματα δεν είναι ευρέως διαδεδομένα. Το UMTS βασίζεται στο W-CDMA για το ασύρματο τμήμα του δικτύου και στα GSM, GPRS για το κυρίως δίκτυο (CN).

3.4 UMTS ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ

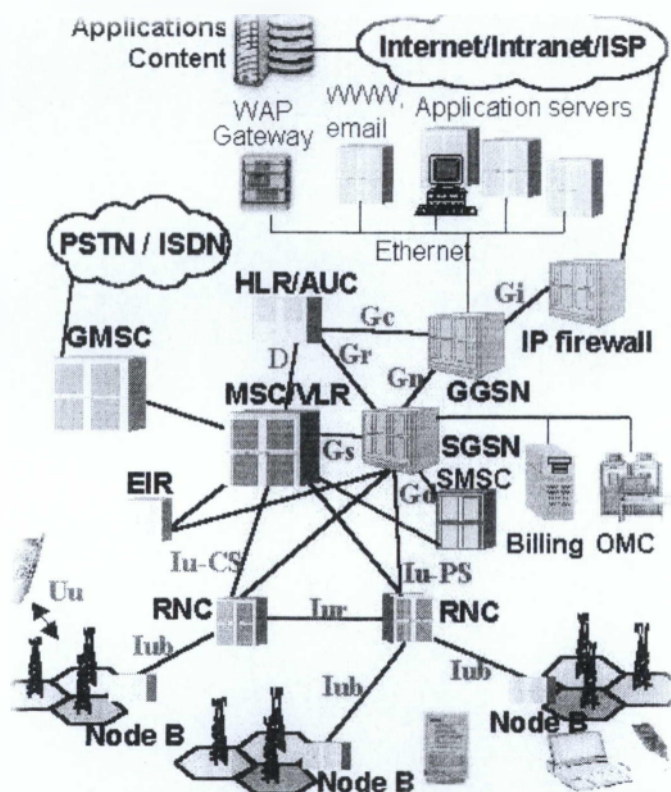
Το δίκτυο UMTS χωρίζεται σε δύο μέρη :

- ✓ Το radio access network (RAN).
- ✓ Το κυρίως δίκτυο (CN).

Το RAN υποστηρίζει το GSM Edge Radio Access Network (GERAN) και το UMTS Terrestrial Radio Access Network (UTRAN). Το UTRAN είναι ένας ιδεατός όρος ο οποίος αναγνωρίζει το κομμάτι του δικτύου όπου υπάρχουν τα Node B και τα Radio Network Controller (RNC).

Το RNC είναι η κύρια οντότητα που ελέγχει την αξιοπιστία και τη χρήση των ράδιο πόρων.

Το Node B είναι η λειτουργία μέσα στο UMTS που παρέχει τη φυσική ράδιο σύνδεση ανάμεσα στο UE και στο δίκτυο, επίσης το NodeB μεταδίδει και παραλαμβάνει δεδομένα κατά μήκος της ράδιο διεπαφής εφαρμόζοντας τους κωδικούς που είναι απαραίτητοι σε ένα CDMA σύστημα.



Σχήμα 3.3 Παράδειγμα διάταξης του δικτύου UMTS

Το κυρίως δίκτυο (CN) παρέχει σε όλους τους χρήστες του δικτύου τις υπηρεσίες του UMTS και αποτελεί την υποδομή του ασύρματου κινητού δικτύου και με τη τεχνολογία ράδιο πρόσβασης καλύπτει όλες τις έμμεσα συνδεδεμένες λειτουργικότητες με αποτέλεσμα να παρέχει την ικανότητα να συνδυαστούν διαφορετικές τεχνολογίες CN με διαφορετικές τεχνολογίες RAN.

Η λειτουργικότητα του UE (User Equipment) δεν περιορίζεται από το UMTS. Τα τερματικά λειτουργούν ως εναέριο αντίστοιχο του κόμβου, τύπου B, (Node-B) και έχουν πολλά διαφορετικά είδη ταυτοτήτων. Τα περισσότερα από αυτά τα είδη ταυτοτήτων έχουν παρθεί από τις GSM προδιαγραφές

3.5 ΦΑΣΜΑ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ 3G

Για τις συχνότητες του IMT-2000 με βάση το WARC-92 έχουμε το εύρος συχνοτήτων 1885-2025MHz και 2110-2200MHz το οποίο σχεδιάστηκε για να χρησιμοποιηθεί παγκοσμία από διοικήσεις έτσι ώστε να υλοποιήσουν το IMT-2000. Η χρήση αυτή δεν εμποδίζει τη χρήση αυτών των συχνοτήτων από άλλες υπηρεσίες στις οποίες έχουν ανατεθεί.

Περιγραφικά οι UMTS συχνότητες:

- 1920-1980 2110-2170 MHz

Αμφίδρομη επικοινωνία διαίρεσης συχνότητας (FDD : Frequency Division Duplex, W-CDMA), συζευγμένο (paired) uplink και downlink, το διάστημα (spacing) των καναλιών είναι 5MHz και η ανάλυσή τους (raster) είναι 200kHz. Ένας διαχειριστής χρειάζεται 3-4 κανάλια (2x15 MHz ή 2x20 MHz) για να μπορεί να χτίσει ένα υψηλής χωρητικότητας και γρήγορης ταχύτητας δικτύου.

- 1900-1920 και 2010-2025 MHz

Αμφίδρομη επικοινωνία διαίρεσης χρόνου (TDD : Time Division Duplex, TD/CDMA) άζευκτο (unpaired) το διάστημα (spacing) των καναλιών είναι 5MHz και το raster είναι 200kHz. Τα Tx (εκπομπός) και Rx (δέκτης) δεν διαχωρίζονται στη συχνότητα.

- 1980-2010 και 2170-2200MHz

Οι συχνότητες φέροντος καθορίζονται από το UARFCN (UTRA Absolute Radio Frequency Channel Number). Ο γενικός τύπος σχετικά με τη συχνότητα στο UARFN είναι:

$$\text{UARFCN} = 5 * (\text{συχνότητα σε MHz})$$

Από την Ts 25.101 προδιαγραφή:

Operating Band	UL Frequencies UE transmit, Node B receive	DL frequencies UE receive, Node B transmit
I	1920 – 1980 MHz	2110 – 2170 MHz
II	1850 – 1910 MHz	1930 – 1990 MHz
III	1710-1785 MHz	1805-1880 MHz

UTRA FDD εύρος συχνοτήτων:

Operating Band	TX-RX frequency separation
I	190 MHz
II	80 MHz
III	95 MHz

TX - RX διαχωρισμός συχνότητας:

	UARFCN	Carrier frequency [MHz]
Uplink	$N_k = 5 * F_{\text{uplink}}$	$0.0 \text{ MHz} \leq F_{\text{uplink}} \leq 3276.6 \text{ MHz}$ where F_{uplink} is the uplink frequency in MHz
Downlink	$N_d = 5 * F_{\text{downlink}}$	$0.0 \text{ MHz} \leq F_{\text{downlink}} \leq 3276.6 \text{ MHz}$ where F_{downlink} is the downlink frequency in MHz

UARFCN ορισμός:

	UARFCN	Carrier frequency [MHz]
Uplink	$N_k = 5 * (F_{\text{uplink}} - 1850.1 \text{ MHz})$	$F_{\text{uplink}} = 1852.5, 1857.5, 1862.5, 1867.5,$ $1872.5, 1877.5, 1882.5, 1887.5, 1892.5,$ $1897.5, 1902.5, 1907.5$
Downlink	$N_d = 5 * (F_{\text{downlink}} - 1850.1 \text{ MHz})$	$F_{\text{downlink}} = 1932.5, 1937.5, 1942.5, 1947.5,$ $1952.5, 1957.5, 1962.5, 1967.5, 1972.5,$ $1977.5, 1982.5, 1987.5$

UARFCN ορισμός (Band II πρόσθετα κανάλια):

Operating Band	Uplink UE transmit, Node B receive	Downlink UE receive, Node B transmit
I	9612 to 9888	10562 to 10838
II	9262 to 9538 and 12, 37, 62, 87, 112, 137, 162, 187, 212, 237, 262, 287	9662 to 9938 and 412, 437, 462, 487, 512, 537, 562, 587, 612, 637, 662, 687
III	8562 to 8913	9037 to 9388

3.6 HSDPA (3.5G)

Η τεχνολογία 3.5G ή (High-Speed Downlink Packet Access) είναι μια βελτιωμένη έκδοση της τρίτης γενιάς (3G), όπου επιτρέπει τη σημαντική αύξηση του ρυθμού μεταφοράς δεδομένων καθώς και τη βελτιστοποίηση της χωρητικότητας σε δίκτυα WCDMA.

Σε πρώτη φάση η ταχύτητα λήψης των πληροφοριών με τη τεχνολογία αυτή είναι έως και τρεις φορές μεγαλύτερη από αυτήν που παρέχουν τα δίκτυα 3G. Υπολογίζεται πως άμεσος ρυθμός λήψης δεδομένων με την τεχνολογία HSDPA κυμαίνεται μεταξύ 550Kbps και 1100Kbps όταν πρακτικά η τεχνολογία WCDMA προσέφερε ταχύτητες της τάξης των 384kbps.

3.7 HSUPA (3.75G)

Το 3.75G ή HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) αποτελεί το επόμενο βήμα της εξέλιξης των δικτύων τρίτης γενιάς μετά την υλοποίηση των υποσχέσεων του HSDPA (3.5G). Είναι η τεχνολογία που επιτρέπει τη μεταφορά δεδομένων από το τερματικά προς το σταθμό βάσης σε ταχύτητες που θεωρητικά φθάνουν τα 5.76 MBit ανά δευτερόλεπτο. Το HSDPA ουσιαστικά, ενώ επιτρέπει στον τελικό χρήστη να λαμβάνει δεδομένα σε υψηλές ταχύτητες, το HSUPA επιτρέπει το ακριβώς αντίθετο, δηλαδή, την αποστολή δεδομένων σε υψηλές ταχύτητες. Η χρήση HSUPA επιτρέπει την πρόσβαση σε <<συμμετρικές>> εφαρμογές υψηλής ταχύτητας, όπως υπηρεσίες Voice over Internet Protocol (VoIP) και interactive multimedia, παρέχοντας υψηλότερους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων κατά την <<ανοδική ζεύξη>> (uplink) και την περαιτέρω μείωση της λανθάνουσας καθυστέρησης.

Το HSDPA παρέχει υψηλότερους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων κατά την <<καθοδική ζεύξη>> (downlink) και συμπληρώνει τεχνικά το HSUPA .

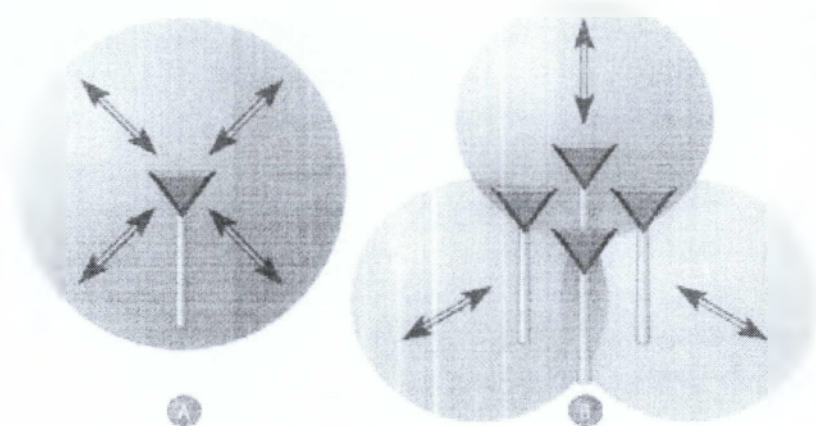
Μερικά από τα πλεονεκτήματα του HSUPA είναι η μείωση του χρόνου που απαιτείται για την επίτευξη σύνδεσης και της αποστολής πληροφοριών σηματοδότησης, ως μέγιστη θεωρητική ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων κατά τη ζεύξη καθορίστηκαν τα 5.76 Mbit / s.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ

Τον τελευταίο καιρό έχει παρατηρηθεί πως υπάρχει ραγδαία αύξηση στην κίνηση των συστημάτων κινητών επικοινωνιών τρίτης γενιάς 3G. Αυτό οφείλεται, τόσο στον συνεχώς αυξανόμενο αριθμό χρηστών, όσο και στις νέες υπηρεσίες υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων που κάνουν την εμφάνισή τους, θέτοντας έτσι νέες απαιτήσεις για τη χωρητικότητα του δικτύου με αυτή την αύξηση στην τηλεπικοινωνιακή κίνηση.

Μια από τις πιο υποσχόμενες τεχνικές είναι οι έξυπνες κεραιές, όσον αφορά στη αύξηση της χωρητικότητας σε κυψελωτά συστήματα. Προσφέροντας με τη χρήση τους τη δυνατότητα εκμετάλλευσης της χωρικής διαφορικής λήψης (spatial diversity), γεγονός που βελτιώνει την αποδοτικότητα εύρους ζώνης. Μια έξυπνη στοιχειοκεραία αποτελείται από έναν αριθμό στοιχείων που συνδυάζονται μέσω ενός δικτύου διαμόρφωσης του διαγράψαντος ακτινοβολίας (beamforming network) που καθορίζει τα σχετικά πλάτη και τις σχετικές φάσεις των στοιχείων. Με μια έξυπνη κεραία SAS (Smart Antenna System) επιτυγχάνεται μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference), χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος του κινητού τερματικού, υψηλότερος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, μεγαλύτερο βεληνεκές και ευκολία ολοκλήρωσης στο υπάρχον κυψελωτό σύστημα.



Σχήμα 4.1 Σύστημα ομοιοκατευθυντικής κεραιάς και κεραιάς 3-sector

Μέχρι τώρα οι κεραιές των σταθμών βάσης ήταν ομοιοκατευθυντικές ή χωρισμένες σε τομείς (sectorized). Στην Εικόνα 1, οι ομοιοκατευθυντικές κεραιές ακτινοβολούν και λαμβάνουν με τον ίδιο τρόπο προς όλες τις κατευθύνσεις και όσον αφορά στην καταπολέμηση των ενδοκυψελικών και εξωκυψελικών παρεμβολών, δεν είναι αποτελεσματικές. Οι κεραιές αυτές χρησιμοποιήθηκαν στα κινητά πρώτης γενιάς (1G).

Η χρήση sectorized κεραιών και ο χωρισμός των κυψελών σε πολλούς τομείς είναι μια πιο

αποτελεσματική μέθοδος. Τα συστήματα αυτών των κεραιών παίρνουν μια κυψελωτή περιοχή και τη χωρίζουν σε τομείς και ο κάθε τομέας καλύπτεται με τη χρήση κατευθυντικών κεραιών. Λειτουργικά κάθε τομέας συμπεριφέρεται σαν ξεχωριστή κυψέλη. Για τη κάλυψη όλων των κατευθύνσεων μπορεί να επιτευχθεί με το συνδυασμό περισσότερων από μια τέτοιων κατευθυντικών κεραιών.

Στους σταθμούς βάσης χρησιμοποιείται συνήθως η κεραία 3-sector. Έτσι ακτινοβολείται μεγάλο μέρος της ηλεκτρομαγνητικής ισχύος σε διευθύνσεις διαφορετικές από αυτές που βρίσκεται ο επιθυμητός χρήστης. Αυτή η ισχύς προκαλεί παρεμβολή στους υπόλοιπους χρήστες. Οι κεραιές αυτές με τη σειρά του χρησιμοποιήθηκαν σε συστήματα δεύτερης γενιάς (2G).

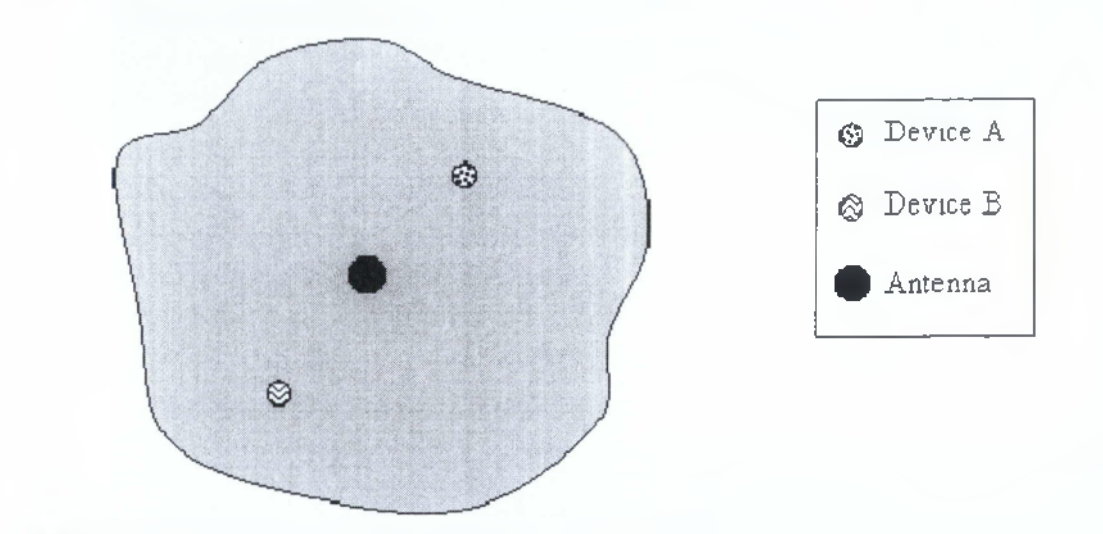
Οι έξυπνες κεραιές, οι οποίες κάνουν την εμφάνιση τους στα κινητά τρίτης γενιάς, στρέφουν έναν λοβό ακτινοβολίας στην κατεύθυνση όπου βρίσκεται ο επιθυμητός χρήστης μόνο. Έτσι οδηγούν σε αποτελεσματικότερη χρήση της ισχύος και του φάσματος, αυξάνοντας την επιθυμητή λαμβανόμενη ισχύ και μειώνοντας τις παρεμβολές.

4.2 ΤΥΠΟΙ ΚΕΡΑΙΩΝ

Οι κύριοι τύποι έξυπνων κεραιών οι οποίοι μπορούν να θεωρηθούν ως εξελκτικοί τύποι με τον κάθε τύπο να είναι πιο περίπλοκος και εξυπνότερος από τον προκάτοχό του είναι τρεις.

4.2.1 Κανονική

Μια κανονική κεραία δεν είναι μια έξυπνη κεραία. Η κανονική κεραία απλά προσπαθεί να εκπέμψει σήμα όσο το δυνατόν περισσότερο ομοιόμορφα γύρω από αυτή.

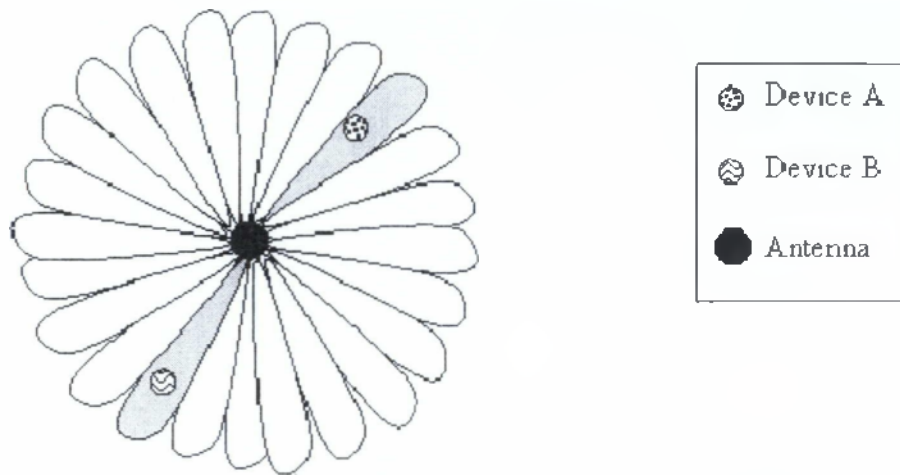


Σχήμα 4.2 Το πεδίο ακτινοβολίας μιας κανονικής κεραιάς.

4.2.2. Switched Lobe ή Switched beam

Μια κεραία switched lobe καλύπτει και τις 360 μοίρες γύρω της, διότι έχει μια σειρά από κατευθυντικά στοιχεία κεραιάς. Το στοιχείο προς την κατεύθυνση της συσκευής όπου λαμβάνει χώρα η επικοινωνία είναι αυτό που χρησιμοποιείται στη συνέχεια για τη μετάδοση και λήψη. Εάν

μια συσκευή κινείται έξω από την ακτίνα ενός στοιχείου της κεραίας, η κεραία πρέπει να στρέψει τη μετάδοση και τη λήψη της σε ένα στοιχείο που μπορεί να φτάσει τη συσκευή. Οι switched lobe κεραίες μπορούν να ενσωματωθούν καλά με τις υφιστάμενες συνήθεις κεραίες. Επίσης, είναι λιγότερο περίπλοκες από ότι οι άλλες έξυπνες κεραίες γεγονός που σημαίνει ότι μπορεί να εφαρμοστούν με χαμηλότερο κόστος. Για παράδειγμα, μια τέτοια κεραία μπορεί να είναι μια καλή επιλογή για χρήση σε ένα παλαιότερο δίκτυο όταν τη στιγμή που οι συγκεκριμένες υποδομές δε θα παραμείνουν σε χρήση για αρκετό καιρό.



Σχήμα 4.3 Το πεδίο ακτινοβολίας μιας switched lobe κεραίας.

4.2.3 Κεραία δυναμικά συγχρονισμένων συστοιχιών (Phazed array)

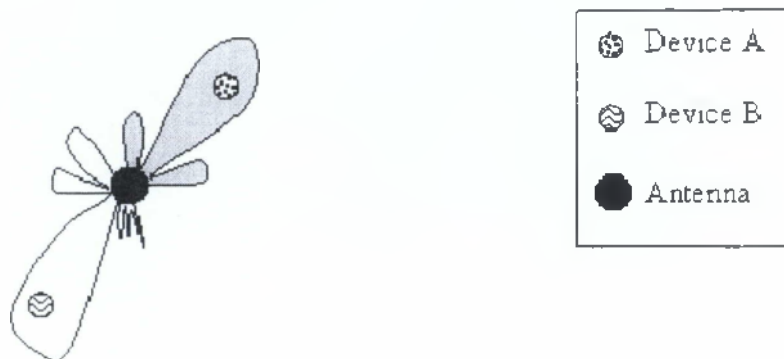
Οι κεραίες δυναμικά συγχρονισμένων συστοιχιών εκπέμπουν μια ακτίνα προς μια συσκευή ψηφιακά. Η συστοιχία εκπέμπει μια ακτίνα, με την ενεργοποίηση ορισμένων παγκτευθυντικών στοιχείων στη συστοιχία η οποία έχει πολλαπλασιαστική επίδραση για τη διαμόρφωση μιας ακτίνας. Η δέσμη αυτή μπορεί στη συνέχεια να <<κατευθυνθεί>> ή στοχεύσει προς την κατεύθυνση μιας συσκευής με τη σταδιακή μετάδοση του σήματος στα στοιχεία και την προσαρμογή του κέρδους για κάθε στοιχείο της κεραίας. Μια δυναμικά συγχρονισμένη συστοιχία οδηγεί τη δημιουργημένη ακτίνα στην επιθυμητή συσκευή. Δεδομένου ότι οι ακτίνες σχηματίζουν ψηφιακά την ίδια σειρά στοιχείων μπορούν να στοχεύσουν ταυτόχρονα πολλές συσκευές σε πολλές συχνότητες. Υποθέτοντας ότι δύο ακτίνες δε δημιουργούν παρεμβολές μεταξύ τους, οι δύο συσκευές θα μπορούν να χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα μετάδοσης.

Γενικά:

- ✓ Παθητικός έλεγχος ακτίνας
- ✓ Η 1-way είναι μια τυπική κεραία RET
- ✓ Η 2-way προσθέτει “beam ranning”- οριζόντια καθοδήγηση δεσμών
- ✓ Η 3-way προσθέτει “beam fanning” - οριζόντια προσαρμογή της δέσμης πλάτους

Βελτιώσεις στη χωρητικότητα:

- ✓ Βελτιστοποίηση του δικτύου.
- ✓ Ικανότητες load balancing.
- ✓ Δυναμικά αναπροσαρμογή της κάλυψης μπορεί να γίνει ανάλογα με τις μεταβολές στην



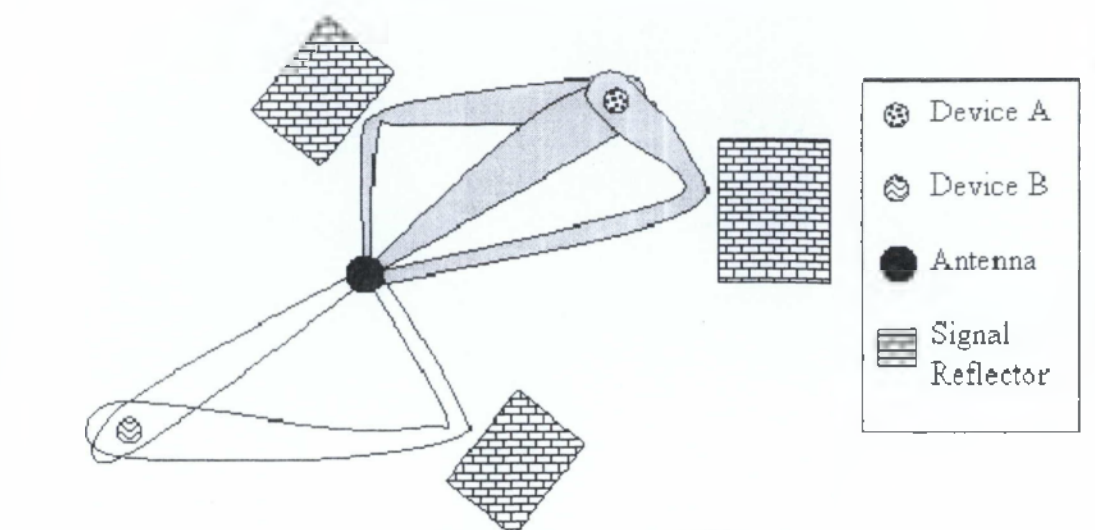
Σχήμα 4.4 Πεδίο ακτινοβολίας δυναμικά συγχρονισμένης κεραίας.

4.2.4 Adaptive array

Μια κεραία adaptive array είναι παρόμοια με μια δυναμικά συγχρονισμένη κεραία ωστόσο, εκτελεί περισσότερες <<έξυπνες>> λειτουργίες. Η συγκεκριμένη κεραία προσαρμόζεται στο περιβάλλον της, λαμβάνοντας υπόψη άλλες παρεμβάλλουσες συσκευές και πολλαπλές διαδρομές σημάτων. Οι συσκευές που προκαλούν παρεμβολές μπορούν να << μπλοκαριστούν>> μειώνοντας την ισχύ του σήματος που λαμβάνουν από την κεραία και αυξάνοντάς την σε άλλες. Πολλαπλές διαδρομές σήματος μπορούν να επιτευχθούν με τη δημιουργία ακτινών προς τις κατευθύνσεις της πορείας των σημάτων, πράγμα που σημαίνει ότι ένα συνδυασμένο σήμα μπορεί να μεταδοθεί από πολλαπλές δέσμες. Αυτό παρέχει ένα πολύ καλύτερο λόγο σήματος προς θόρυβο παρέχοντας μια πολύ πιο καθαρή επικοινωνία με μια συσκευή.

Γενικά:

- ✓ Επίπεδες συστοιχίες- πολλές εκπομπές ακτινοβολίας
- ✓ Εξωτερικά DSP ελέγχει το οριζόντιο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας
- ✓ Μια μοναδική ακτίνα παρέχεται σε κάθε κινητή συσκευή
- ✓ Ύπαρξη τεχνικών για το μετριασμό των σημάτων παρεμβολής
- ✓ Αυξημένο S/N παράγει βελτιώσεις στη χωρητικότητα του δικτύου
- ✓ 4,6,& 8 στηλών ω-πόλων χρησιμοποιούνται στο WiMAX και TD-SCDMA
- ✓ 4 στήλες με δύο πόλους χρησιμοποιούνται συνηθέστερα
- ✓ Μια $\lambda/2$ απόσταση μεταξύ των στηλών είναι απαραίτητη καθώς απαιτείται μια συγκεκριμένη συνοχή προκειμένου να διαμορφωθούν σωστά οι πέμπουσες ακτίνες (αντιστοιχία)
- ✓ Απαιτείται βαθμονόμηση των συστοιχιών για να εξαλειφθούν διακυμάνσεις πλάτους και φάσης στα καλώδια τροφοδοσίας
- ✓ Σχεδόν πάντα χρησιμοποιούνται τα καλύτερης ποιότητας ηλεκτρονικά για την κατασκευή αυτών των adaptive array κεραίων
- ✓ Οι adaptive array κεραίες είναι οι καλύτερες για εφαρμογές TDD (Test-Driven-Development) και LOS.



Σχήμα 4.5 Το πεδίο ακτινοβολίας της adaptive array κεραίας.

4.2.5 Active Antenna System (AAS)

Μια Active Antenna (Ενεργή Κεραία) είναι μια κεραία η οποία έχει έναν ενισχυτή ο οποίος βρίσκεται πολύ κοντά της. Το σύστημα κεραίας / ενισχυτή καλείται ενεργή κεραία. Χρησιμοποιείται μόνο για τη λήψη σημάτων. Η όλη ιδέα είναι να καθοριστεί το SNR πριν το σήμα ταξιδέψει κατά μήκος της γραμμής επικοινωνίας όπου γίνεται ευαίσθητα σε παρεμβολές και σε απώλειες.

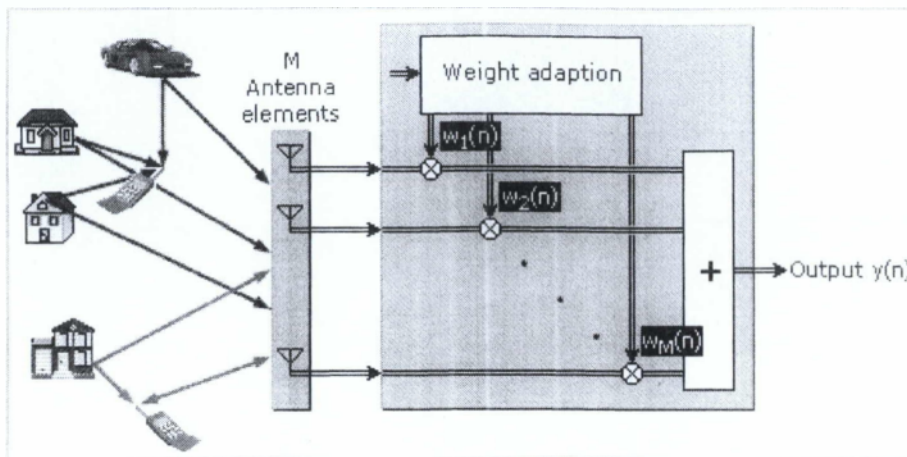
Γενικά:

- ✓ Ενσωματωμένο BSA (Base Station Antenna)
- ✓ Παρόμοιο μέγεθος με τα κλασικά BSA
- ✓ Συγκεκριμένη δέσμη στο αζιμούθιο
- ✓ Ο πομποδέκτης Rx / Tx τροφοδοτεί άμεσα κάθε στοιχείο
- ✓ Η απώλεια ενός πομποδέκτη υποβάθμιση με “αυτοεπισκευή”
- ✓ Η είσοδος στο BSA γίνεται μέσω οπτικής ίνας και του προτύπου ραδιοεπαφής CPRI ή OBSAI
- ✓ Ο ηλεκτρικός έλεγχος κλίσης της δέσμης γίνεται ψηφιακά
- ✓ Ο ηλεκτρονικός έλεγχος της δέσμης ανύψωσης μπορεί να προσφέρει οφέλη στη συνολική χωρητικότητα.
- ✓ Κάθετος χωρισμός τομέων
- ✓ Έλεγχος κλίσεων από την ίδια την υπηρεσία ή τον πάροχο
- ✓ Διαφορετικές κλίσεις του Tx / Rx.

4.3 ΒΑΣΙΚΗ ΘΕΩΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Η βασική δομή για την έξυπνη κεραία αποτελείται από μια ευθύγραμμη διάταξη από ισαπέχοντα στοιχεία. Προκειμένου να δημιουργήσουμε ένα λοβό το σήμα κάθε χρήστη πολλαπλασιάζεται με

ένα σύνολο βαρών (όπου ο αριθμός των στοιχείων που αποτελούν την κεραία είναι ίσος με τον αριθμό των βαρών.) .



Σχήμα 4.6 Διάταξη έξυπνης κεραίας

Για να αλλάξουμε την κατεύθυνση του λοβού πρέπει να αλλάξουμε την απόσταση ανάμεσα στα στοιχεία της κεραίας, όπως και το σύνολο των βαρών.

Έχουμε τη διαδικασία **switched beamforming** όταν το σύνολο των βαρών που χρησιμοποιούνται έχει επιλεγεί από μία βιβλιοθήκη βαρών, που σχηματίζουν λοβούς σε συγκεκριμένες προκαθορισμένες διευθύνσεις. Όταν τα βάρη υπολογίζονται και ενημερώνονται σε πραγματικό χρόνο, τότε η διαδικασία είναι γνωστή ως **adaptive beam forming**.

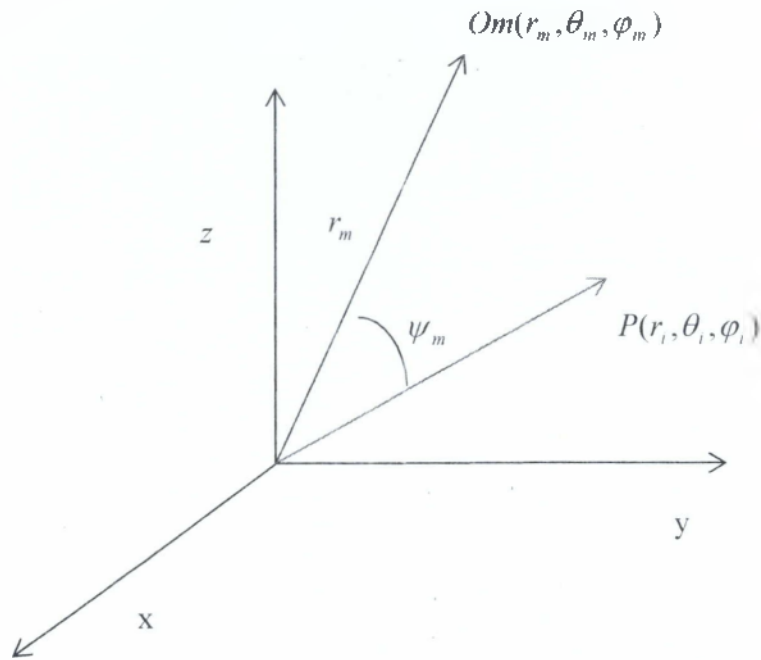
Εάν υποθέσουμε πως έχουμε μία διάταξη M στοιχείων, η οποία βρίσκεται στο μακρινό πεδίο N ασυσχέτιστων ημιτονοειδών πηγών συχνότητας f_0 . Θεωρούμε ότι η διάταξη είναι ευθύγραμμη και ότι τα στοιχεία της είναι ισάπεχοντα (απόσταση d μεταξύ δύο στοιχείων της). Το 1^o στοιχείο θεωρείται ως χρονική αναφορά.

Ο χρόνος λοιπόν που κάνει ένα σήμα, προερχόμενο από την i πηγή υπό γωνία (φ_i, θ_i) να φτάσει στο m στοιχείο της διάταξης είναι:

$$r_m(\theta_i) = (d/c) * (m-1) \cos \psi_m \quad (4.1)$$

Στην παρακάτω εικόνα O_m είναι το m -οστό στοιχείο της κεραίας, που βρίσκεται σε απόσταση $r_m = (m-1) * d$ από το 1^o στοιχείο (αρχή συντεταγμένων), P το σημείο παρατήρησης και ψ_m η γωνία μεταξύ του άξονα της στοιχειοκεραίας και του σημείου παρατήρησης, για την οποία ισχύει:

$$\cos \psi_m = \cos \theta_m * \cos \theta_i + \sin \theta_m * \sin \theta_i * \cos(\varphi_i - \varphi_n) \quad (4.2)$$



Σχήμα 4.7 Γεωμετρία στοιχειοκεραίας

Η αζιμουθιακή γωνία είναι η γωνία φ και η γωνία θ είναι η γωνία ανύψωσης. Θεωρούμε την απλουστευμένη περίπτωση όπου η στοιχειοκεραία βρίσκεται πάνω στον άξονα x , δηλ $\theta_m=90^\circ$ και $\varphi_m=0^\circ$. Θα μελετήσουμε μόνο αζιμουθιακά το πρόβλημα, θεωρώντας ότι κάθε σήμα φτάνει στην κεραία με γωνία ανύψωσης $\theta_i=90^\circ$. Έτσι η (4.2) παίρνει τη μορφή

$$\cos \psi_m = \cos \varphi_i$$

Το σήμα που φτάνει στο στοιχείο αναφοράς από την i πηγή εκφράζεται μέσω της σχέσης

$$s_i(t) = m_i(t) * \exp(j * 2\pi * f_0 * t) \tag{4.4}$$

όπου $m_i(t)$ είναι το διαμορφωμένο σήμα. Στην περίπτωση CDMA συστήματος ισχύει $m_i(t)=d_i(t)*g(t)$, όπου $d_i(t)$ είναι η ακολουθία δεδομένων του χρήστη και $g(t)$ είναι η ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία θορύβου που παίρνει τιμές $+1$ ή -1 .

Θεωρούμε ότι το κύμα φτάνει στο m στοιχείο $l_m(\varphi_i, \theta_i)$ δευτερόλεπτα πριν φτάσει στο στοιχείο αναφοράς. Τότε το σήμα που φτάνει στο m στοιχείο προερχόμενο από την i πηγή εκφράζεται μέσω της παρακάτω σχέσης

$$x_m(t) = s_i(t) * \exp(j * 2\pi * f_0 * t_m(\varphi_i, \theta_i)) = s_i(t) * \exp(j * k * (m-1) * d * \cos(\varphi_i)) \quad (4.5)$$

θεωρώντας $(s_i(t) \equiv s_i(t + t_m(\varphi_i, \theta_i)))$

Όπως προκύπτει και από το Σχήμα 4.6 η έξοδος της διάταξης δίνεται από τη σχέση

$$v(t) = \sum_{m=1}^M w_m * x_m(t) = s_i(t) * \sum_{m=1}^M w_m * \exp(j * k * (m-1) * d * \cos(\varphi_i)) = s_i(t) * S(\varphi) \quad (4.6)$$

Παράγοντας διάταξης της κεραίας καλείται η συνάρτηση $S(\varphi)$. Δε λάβαμε υπόψη στην παραπάνω εξίσωση το διάγραμμα ακτινοβολίας κάθε στοιχείου. Αυτό πραγματοποιείται με την προσθήκη ενός πολλαπλασιαστικού παράγοντα $U(\varphi)$ με αποτέλεσμα η εξίσωση να παίρνει την παρακάτω μορφή.

$$y(t) = s(t) * S(\varphi) * U(\varphi) \quad (4.7)$$

Διάνυσμα στροφής (steering vector) καλείται η φάση του λαμβανόμενου σήματος σε κάθε στοιχείο που αντιπροσωπεύει ένα διάνυσμα. Το διάνυσμα αυτό για τη γωνία άφιξης φ έχει τις ακόλουθες συνιστώσες

$$\text{steering vector} = [1 \quad \exp(j * k * d * \cos(\varphi)) \quad \dots \quad \exp(j * k * d * (M-1) * \cos(\varphi))] \quad (4.8)$$

Η γνώση όλων των διανυσμάτων στροφής, δηλ για κάθε γωνία άφιξης φ είναι πολύ σημαντική στην ανάλυση μιας έξυπνης κεραίας, αφού αποτελεί τη βάση για αλγορίθμους εύρεσης της θέσης ενός χρήστη και επιλογής του κατάλληλου διαγράμματος ακτινοβολίας.

4.4 ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ ΛΟΒΩΝ

Οι έξυπνες κεραίες μεταγωγής λοβών, ως προς το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι μια προέκταση του διαχωρισμού των κυψελών σε τομείς. Ουσιαστικά πραγματοποιεί έναν επιπλέον διαχωρισμό των τομέων σε μικροτομείς (microsectors). Κάθε τέτοιος μικροτομέας περιλαμβάνει έναν προκαθορισμένο σταθερό διάγραμμα λοβού το οποίο εμφανίζει μεγαλύτερη ευαισθησία στο κέντρο του λοβού και μικρότερη σε όλη την υπόλοιπη περιοχή.

Το σύστημα στρέφει το λοβό σε διαφορετικές κατευθύνσεις μεταβάλλοντας τη διαφορά φάσης στα σήματα που τροφοδοτούν τα στοιχεία της κεραίας ή που λαμβάνονται από αυτά. Όταν ένας χρήστης εντοπιστεί σε έναν τομέα, το σύστημα επιλέγει να τον εξυπηρετήσει ο μικροτομέας που του δίνει το ισχυρότερο σήμα.



Σχήμα 4.8 Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας μεταγωγής λοβών

4.5 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΧΡΗΣΗΣ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Αύξηση του αριθμού των χρηστών

Λόγω της στοχευμένης φύσης των συχνοτήτων των έξυπνων κεραιών υπάρχει η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης αυτών που επιτρέπει την αύξηση του αριθμού των χρηστών. Περισσότεροι χρήστες στον ίδιο χώρο συχνοτήτων σημαίνει ότι ο πάροχος του δικτύου έχει μικρότερο λειτουργικό κόστος όσον αφορά την αγορά φάσματος συχνοτήτων.

Αυξημένο εύρος

Ένα πλεονέκτημα των έξυπνων κεραιών είναι ότι μπορεί να υπάρχει μια σχετική εξοικονόμηση κόστος για τους παρόχους δικτύου, διότι η έξυπνη κεραία εστιάζει στο κέρδος της συσκευής η οποία βρίσκεται σε επικοινωνία με κάποια άλλη συσκευή, το εύρος των λειτουργιών αυξάνεται. Αυτό επιτρέπει στην περιοχή να εξυπηρετείται από μια έξυπνη κεραία προκειμένου να επιτευχθεί η αύξηση, με αποτέλεσμα να μην απαιτούνται πολλές κεραιές και σταθμοί βάσης για την παροχή κάλυψης.

Γεωγραφικές πληροφορίες

Στην κατεύθυνση προς την οποία η κεραία μεταδίδει, οι έξυπνες κεραιές χρησιμοποιούν << στοχευμένα>> σήματα. Το κέρδος που απαιτείται προκειμένου να επικοινωνήσει με μια συσκευή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον προσδιορισμό της θέσης μιας συσκευής με σχετική ακρίβεια. επιτρέποντας έτσι στους παρόχους δικτύων να προσφέρουν νέες υπηρεσίες σε συσκευές. Ορισμένες υπηρεσίες περιλαμβάνουν, πληροφορίες τοποθεσίας, παιχνίδια που υπάρχουν κοντά στη θέση της συσκευής καθώς και καθοδήγηση για υπηρεσίες έκτακτης ανάγκης κοντά σε αυτή τη θέση.

Ασφάλεια

Σε μια συμβατική πολυκατευθυντική κεραία τα σήματα ακτινοβολούνται προς όλες τις κατευθύνσεις ενώ στις έξυπνες κεραιές συμβαίνει ακριβώς αντίθετο, έτσι παρέχουν αυξημένη ασφάλεια. Αυτό σημαίνει ότι αν κάποιος επιθυμεί να παρεμποδίσει τη μεταφορά πληροφοριών θα πρέπει να είναι στην ίδια τοποθεσία ή μεταξύ των δύο επικοινωνούντων συσκευών.

Μειωμένες Παρεμβολές

Λόγω της κατευθυντικότητας που εισήγαγε η έξυπνη κεραία είναι λιγότερο πιθανό να συμβούν παρεμβολές που προκαλούνται συνήθως από μεταδόσεις λόγω ακτινοβολίας προς όλες τις κατευθύνσεις. Έτσι αυτό βοηθά τόσο στην επίτευξη μεγαλύτερης εμβέλειας όσο και στην ικανότητα επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων.

Αυξημένο εύρος ζώνης

Το εύρος ζώνης που διατίθεται αυξάνει τη δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων αλλά και τη χρήση πολλών μονοπατιών από τα οποία ένα σήμα μπορεί να μεταδοθεί ώστε να φτάσει σε μια συσκευή.

Εύκολη ενσωμάτωση

Οι έξυπνες κεραίες μπορούν να συνεργαστούν ευκολα με τις ήδη υπάρχουσες μη έξυπνες κεραίες και συσκευές, διότι δεν είναι ένα νέο πρωτόκολλο ή πρότυπο.

Περιπλοκότητα

Οι έξυπνων κεραιών είναι πολύ πιο περίπλοκες από τις συμβατικές κεραίες με αποτέλεσμα οι βλάβες ή τα προβλήματα που ίσως παρουσιάσουν μπορεί να είναι πιο δύσκολο να διαγνωστούν και πιο πιθανό να συμβούν.

Κόστος αγοράς

Οι έξυπνες κεραίες είναι εξαιρετικά περίπλοκες, χρησιμοποιώντας την τελευταία λέξη της τεχνολογίας επεξεργασίας, είναι πολύ πιο ακριβές από τις συμβατικές κεραίες. Ωστόσο, το κόστος αυτό αντισταθμίζεται με το κόστος του φάσματος συχνοτήτων.

Μεγαλύτερο μέγεθος

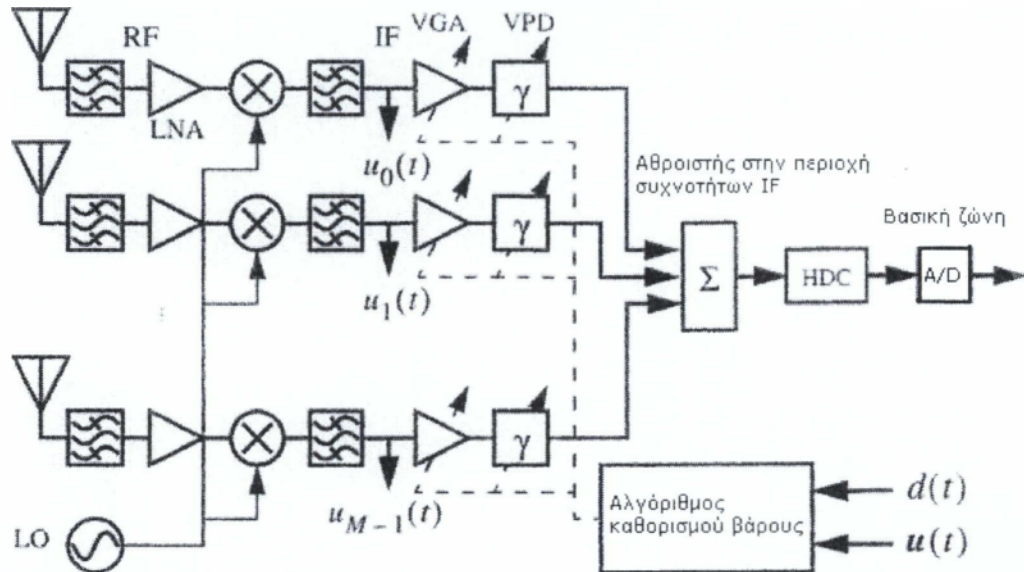
Ένα ακόμα μειονέκτημα των έξυπνων κεραιών είναι ότι μπορεί να αποτελέσει πρόβλημα σε ένα κοινωνικό πλαίσιο, καθώς οι κεραίες μπορεί να θεωρηθούν ως άσχημες ή επικίνδυνες για τη υγεία των πολιτών. Το συνολικό μέγεθος είναι πολύ μεγαλύτερο από τα παραδοσιακά συστήματα, λόγω της συστοιχίας κεραιών που χρησιμοποιούνται από τα έξυπνα συστήματα κεραιών.

Τοποθεσία

Για τη βέλτιστη λειτουργία των έξυπνων κεραιών πρέπει να ληφθεί υπόψη η τοποθεσία τους. Λόγω της κατευθυντικής δέσμης που <<εκτοξεύεται>> από μια έξυπνη κεραία, η ιδανική θέση για αυτή δεν είναι πάντα η ίδια με μια παραδοσιακή κεραία. Σε ένα δρόμο, για παράδειγμα, οι έξυπνες κεραίες είναι καλύτερο να βρίσκονται πάνω στο πεζοδρόμιο, σε αντίθεση με τις συνήθεις κεραίες που βρίσκονται κατά μήκος του δρόμου.

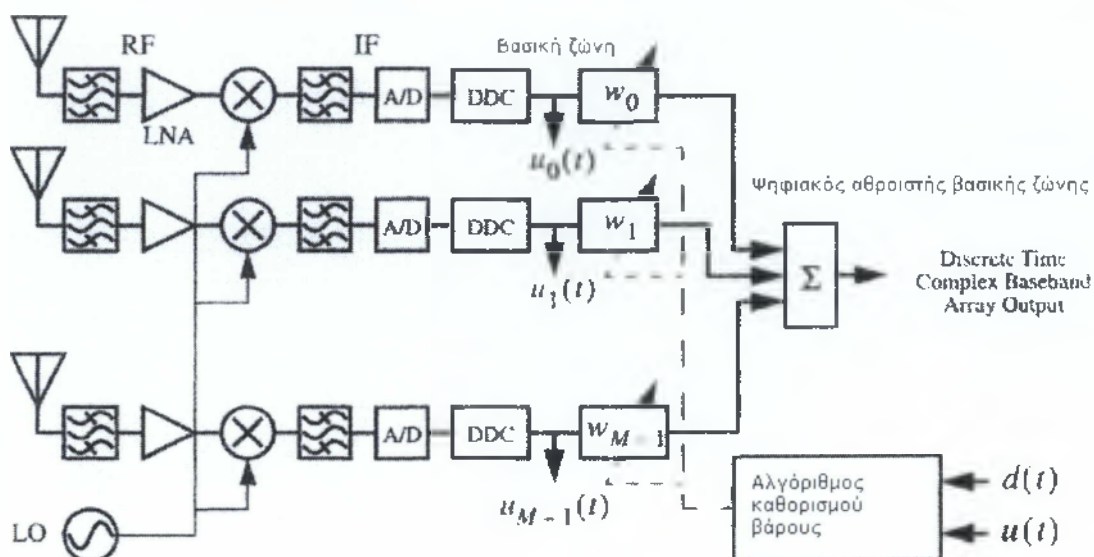
4.6 ΔΕΚΤΕΣ ΧΩΡΙΚΗΣ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑΣ

Οι δέκτες χωρικής επεξεργασίας είναι δυνατόν να υλοποιηθούν με διάφορους τρόπους κάνοντας χρήση αναλογικών αλλά και ψηφιακών στοιχείων. Τα παρακάτω σχήματα δείχνουν δύο τέτοιους δέκτες.



Σχήμα 4.9 Δέκτης όπου η χωρική επεξεργασία του σήματος πραγματοποιείται στην περιοχή συχνοτήτων IF.

- ✓ HDC (Hybrid Downconverter): Υβριδικός μετατροπέας βασικής ζώνης
- ✓ VGA (Variable Gain Amplifier) : Ενισχυτής μεταβλητού κέρδους
- ✓ VPD (Variable Phase Device): Συσκευή ολίσθησης φάσης



Σχήμα 4.10 Δέκτης όπου η χωρική επεξεργασία του σήματος πραγματοποιείται στη βασική ζώνη συχνοτήτων.

Στο Σχήμα 4.9 παρατηρούμε ότι στο δέκτη, η χωρική επεξεργασία πραγματοποιείται στην περιοχή συχνοτήτων RF-IF χρησιμοποιώντας αναλογικά στοιχεία. Στο Σχήμα 4.10 παρατηρούμε πως στο δέκτη, ο πολλαπλασιασμός με τα βάρη γίνεται στη βασική ζώνη, το σήμα έχει μετατραπεί σε ψηφιακό και κατά συνέπεια χρησιμοποιούνται ψηφιακά στοιχεία. Σημειώνεται ότι το σήμα $d(t)$ αποτελεί εκτίμηση του επιθυμητού σήματος στην έξοδο της διάταξης. Και στις δύο περιπτώσεις το κάθε στοιχείο της κεραίας λαμβάνει ένα σήμα από διαφορετικά σημεία του χώρου και τα σήματα αυτά αποτελούν την είσοδο για τον ψηφιακό διαμορφωτή λοβών (Digital BeamFormer, DBF) ο οποίος εκτελεί τη χωρική επεξεργασία στα ληφθέντα σήματα. Η διαφορά έγκειται στην περιοχή των συχνοτήτων και στη μορφή του σήματος κατά το πολλαπλασιασμό με τα βάρη της κεραίας. Το μειονέκτημα του δέκτη στο σχήμα 4.9, είναι η αύξηση της πολυπλοκότητας με την αύξηση των ταυτόχρονων σημάτων προς επεξεργασία. Τα πλεονεκτήματα του δέκτη στο σχήμα 4.10, είναι η μεγάλη ακρίβεια και ευκολία στον έλεγχο του παραγόμενου διαγράμματος ακτινοβολίας, εύρεση τοποθεσίας χρήστη με μεγάλη ακρίβεια, δημιουργία πολλαπλών επικαλυπτόμενων λοβών χρησιμοποιώντας τον ίδιο ψηφιακό διαμορφωτή λοβών.

4.7 ΔΙΚΤΥΟ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΛΟΒΩΝ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ

Σε μίας έξυπνης κεραίας το σύστημα ελέγχου της αποτελείται από ένα δίκτυο διαμόρφωσης λοβών ακτινοβολίας (Fixed Beamforming Network, BFN) ή και μία «τράπεζα» από μία διάταξη με βάρη προσαρμογής (Bank of adaptive array processors). Ένα BFN χαρακτηρίζεται από ένα πίνακα T με πλήθος γραμμών M όπου το διάνυσμα των σημάτων στην έξοδο της διάταξης, $y(t)$, σχετίζεται με το διάνυσμα των σημάτων εισόδου, $u(t)$, ως ακολούθως:

$$y(t) = T^H u(t) \quad (4.9)$$

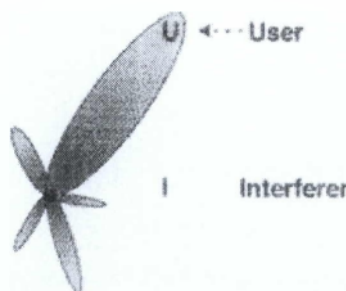
Ο εκθέτης H συμβολίζει τον συζυγή ανάστροφο ενός πίνακα.

Η έξοδος n του BFN αντιστοιχεί σε ένα πίνακα από βάρη που περιέχονται στη στήλη n του T . Συχνά ένα τέτοιο δίκτυο χρησιμοποιείται για να παράγει M λοβούς ακτινοβολίας από M στοιχεία. Για να μην υπάρχουν περιοχές αλληλοκάλυψης μεταξύ των λοβών θα πρέπει το διάνυσμα με τα βάρη που αφορά το συγκεκριμένο λοβό να πληρεί τις συνθήκες ορθογωνιότητας με τα αντίστοιχα διανύσματα των άλλων λοβών.

4.8 ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ

Η επικοινωνία μεταξύ του χρήστη και του σταθμού βάσης επιτυγχάνει με έναν διαφορετικό τρόπο με το σύστημα προσαρμοστικού αλγορίθμου. Αυτό το σύστημα έχει τη δυνατότητα να τροποποιεί το διάγραμμα της κεραίας δυναμικά, έτσι ώστε η μετάδοση στο ασύρματο σύστημα να γίνει πιο βέλπστη.

Αυτό το σύστημα χρησιμοποιεί αλγορίθμους κατάλληλους, ώστε να επιτυγχάνει συνεχή διαχωρισμό ανάμεσα στο επιθυμητό σήμα, στις παρεμβολές και στο σήμα που προέρχεται από πολυδιαδρομική διαδρομή. Αυτό επιτυγχάνεται με υπολογισμό των διευθύνσεων άφιξής τους. Καθώς έτσι γίνεται συνεχής ενημέρωση για τις αλλαγές στην θέση του επιθυμητού σήματος και των παρεμβολών. Συνεπώς γίνεται στροφή του κύριου λοβού στην κατεύθυνση του σήματος και των μηδενικών στις κατευθύνσεις των παρεμβολών.



Σχήμα 4.11 Διάγραμμα ακτινοβολίας έξυπνης κεραίας προσαρμοστικού αλγορίθμου

4.9 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΓΙΑ ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΣΕ W-CDMA

4.9.1 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΑΜΕΣΗΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗΣ MATRIX –DIRECT MATRIX INVERSE (DMI)

Ο πίνακας συνδιακύμανσης του διανύσματος εισόδου x για ένα πεπερασμένο μέγεθος του δείγματος ορίζεται ως η μέγιστη πιθανότητα εκτίμησής του και μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$R(N) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} x(n)x^H(n) \quad (4.10)$$

Το βέλτιστο διάνυσμα των βαρών που αντιστοιχούν στις εκτιμήσεις του πίνακα R_k για κάθε i^{th} κανάλι δίνεται από το:

$$W_{opt} = R^{-1}r \quad (4.11)$$

Ο αλγόριθμος άμεσης αντιστροφής πίνακα παρέχει καλή απόδοση σε ασυνεχή κίνηση, όταν ο αριθμός των παρεμβολών και των θέσεων παραμένει σταθερός κατά τη διάρκεια της απόκτησης πακέτου.

Ο αλγόριθμος DMI χρησιμοποιεί άμεση αντιστροφή του πίνακα συνδιακύμανσης R και επομένως έχει ποσοστό ταχύτερης σύγκλισης. Η εξίσωση για τον R δίνεται από την εξίσωση:

$$R = E [x(t)x^H(t)] \quad (4.12)$$

Η εξίσωση για τον πίνακα συσχέτισης r δίνεται από την εξίσωση:

$$r = E[d(t)x(t)] \quad (4.13)$$

Εάν μια πληροφορία σχετικά με το επιθυμητό σήμα και το σήμα παρεμβολής είναι γνωστή, τότε τα βέλτιστα βάρη μπορεί να υπολογιστούν άμεσα με τη χρήση της λύσης Wiener:

$$w^* = R^{-1}r \quad (4.14)$$

Ωστόσο, στην πράξη τα σήματα δεν είναι γνωστά και το σήμα περιβάλλοντος είναι ιδιαίτερα δυναμικό. Συνεπώς, από την εκτίμηση του πίνακα συνδιακύμανσης R και του πίνακα συσχέτισης r , τα βέλτιστα βάρη υπολογίζονται με το κατά μέσο όρο χρόνο από το πακέτο των δεδομένων εισόδου.

Οι εκτιμήσεις των R και r κατά τη διάρκεια του πακέτου δεδομένων εισόδου $N_2 - N_1$ δίνονται από τις εξισώσεις (6) και (7) :

$$\hat{R} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i) \quad (4.15)$$

$$\hat{r} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x^H(i) \quad (4.16)$$

Όπου N_1 και N_2 αποτελούν τα κατώτερα και ανώτερα όρια του διαστήματος. Το όριο αυτό θεωρείται ότι είναι μικρό για να διασφαλίσει ότι το αποτέλεσμα οφείλεται στις αλλαγές στο σήμα περιβάλλοντος κατά τη διάρκεια του πακέτου και δεν επηρεάζει την απόδοση του αλγορίθμου.

Επίσης μεγάλο όριο ή πακέτου σημαίνει μόνο περισσότερες αντιστροφές πίνακα, καθιστώντας τον αλγόριθμο υπολογιστική ένταση. Ο DMI αλγόριθμος απαιτεί τον υπολογισμό του αντιστρόφου του R και αυτό παρουσιάζει σημαντική υπολογιστική περιπλοκότητα.

Το βάρος μπορεί να υπολογιστεί από την εξίσωση:

$$\hat{W} = \hat{R}^{-1} \hat{r} \quad (4.17)$$

Από την παραπάνω εξίσωση τα βάρη θα πρέπει να ενημερώνονται για κάθε νέο πακέτο. Λόγω της εκτίμησης υπάρχει μια πιθανότητα να έχει απομείνει σφάλμα στον DMI αλγόριθμο. Το ηλεκτρονικό σφάλμα που οφείλεται στην εκτίμηση, μπορεί να υπολογιστεί από την εξίσωση:

$$e = \hat{R} w^* - \hat{r} \quad (4.18)$$

4.9.1.1 Τεχνικές Προσαρμογής Βάρους

Βάρος προσαρμογής στον αλγόριθμο DMI μπορεί να επιτευχθεί με χρήση πακέτου τεχνικών προσαρμογής, όπου η προσαρμογή γίνεται κατά ασυνεχή διαστήματα του χρόνου είναι ο πιο συνηθισμένος τύπος. Αυτή η τεχνική προσαρμογής πακέτου είναι κατάλληλη για τις κινητές επικοινωνίες. Η επικάλυψη τεχνικής προσαρμογής πακέτου είναι υπολογιστική ένταση όπως τα διαστήματα προσαρμογής δεν είναι ασύνδετες αλλά επικαλυπτόμενες. Η τεχνική αυτή δίνει την καλύτερη απόδοση αλλά ο απαιτούμενος αριθμός αναστροφών είναι περισσότερος σε σύγκριση με τη μέθοδο προσαρμογής πακέτου. Μια άλλη τεχνική προσαρμογή πακέτου είναι η τεχνική προσαρμογής πακέτου με μνήμη. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιεί τις εκτιμήσεις πίνακα που υπολογίστηκαν στα προηγούμενα πακέτα.

Αυτή η προσέγγιση παρέχει ταχύτερη σύγκλιση χωρικών καναλιών που είναι υψηλής συσχέτισης χρόνου. Αυτή η τεχνική λειτουργεί καλύτερα όταν το σήμα περιβάλλοντος είναι σταθερό.

4.9.2 Ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ LMS (Least Mean Square)

Ο αλγόριθμος LMS χρησιμοποιεί μια κλίση με βάση τη μέθοδο της πιο απότομης καθόδου (Steepest Decent). Ο αλγόριθμος LMS χρησιμοποιεί την εκτίμηση του διανύσματος κλίσης από τα διαθέσιμα δεδομένα. Αυτός ο αλγόριθμος είναι σημαντικός εξαιτίας της απλότητας του και την ευκολία του υπολογισμού. Ο LMS ενσωματώνει μια επαναληπτική διαδικασία που κάνει διαδοχικές διορθώσεις στο διάνυσμα βάρους προς την κατεύθυνση του αρνητικού διανύσματος κλίσης που οδηγεί τελικά στην ελάχιστη τιμή του τετραγώνου του σφάλματος (mean square error).

Ας υποθέσουμε πως υπάρχει μια ομοιόμορφη γραμμή διάταξη με N ιστροπικά στοιχεία, που αποτελεί το αναπόσπαστο μέρος των προσαρμοστικών δεσμών του συστήματος.

Η έξοδος της κεραίας συστοιχίας δίνεται από:

$$x(t) = S(t)a(\theta_0) + \sum_{n=1}^N U_n(t)a(\theta_n) + n(t) \quad (4.19)$$

Η απόδοση από τα μεμονωμένα στοιχεία συνδυάζονται γραμμικά μετά την τροποποίηση βάρους έτσι ώστε να προσεγγίζει τη κεραία να έχει βελτιστοποιηθεί ώστε να έχει μέγιστο κέρδος προς την επιθυμητή κατεύθυνση και μηδενικό στην ανεπιθύμητη κατεύθυνση. Τα βάρη θα πρέπει να υπολογίζονται με αλγόριθμο LMS βασισμένο στα κριτήρια ελάχιστου μέσου τετραγώνου σφάλματος.

Η εξίσωση ενημέρωσης βάρους είναι:

$$\omega(n+1) = \omega(n) + \mu x(n) [d^*(n) - x^H \omega(n)] = \omega(n) + \mu x(n) e^*(n) \quad (4.20)$$

Όπου μ είναι η παράμετρος μεγέθους του βήματος και ελέγχει τη χαρακτηριστική σύγκλιση του αλγορίθμου LMS. Ο αλγόριθμος LMS ξεκινά με μια αυθαίρετη τιμή $\omega(0)$ για το διάνυσμα των βαρών στο $n = 0$. Οι διαδοχικές διορθώσεις του διανύσματος βάρους οδηγεί τελικά στη ελάχιστη τιμή του mean square error.

Επομένως, ο αλγόριθμος LMS χρησιμοποιεί τις εξής 3 βασικές μεταβλητές:

$$\text{Έξοδος} \quad y(n) = \omega^H x(n) \quad (4.21)$$

$$\text{Απόκλιση} \quad e(n) = d^*(n) - y(n) \quad (4.22)$$

$$\text{Βάρος} \quad \omega(n+1) = \omega(n) + \mu x(n) e^*(n) \quad (4.23)$$

Η σύγκλιση του διανύσματος του βάρους δίνεται από:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (4.24)$$

Όπου λ_{\max} είναι η μεγαλύτερη τιμή του πίνακα συνδιακύμανσης R. Εάν το μ είναι πολύ μικρό, τότε ο αλγόριθμος συγκλίνει πολύ αργά. Μια μεγάλη τιμή του μ μπορεί να οδηγήσει σε ταχύτερη σύγκλιση, αλλά η σταθερότητα γύρω από μια ελάχιστη τιμή θα χαθεί.

4.9.3 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ RLS (Recursive Least Squares)

Η ταχύτητα σύγκλισης του αλγορίθμου LMS εξαρτάται από τις τιμές του πίνακα συνδιακύμανσης. Σε ένα περιβάλλον που αποδίδει μια συστοιχία πινάκων με μεγάλες τιμές ο αλγόριθμος συγκλίνει με αργή ταχύτητα. Αυτό το πρόβλημα λύνεται με τον αλγόριθμο RLS αντικαθιστώντας το μέγεθος του βήματος κλίσης μ με τον πίνακα $\hat{R}(n)^{-1}$ κατά την νιοστή επανάληψη, δίνοντας την εξίσωση ενημέρωσης βάρους:

$$\omega(n) = \omega(n-1) - \hat{R}(n)^{-1} x(n) e^*(\omega(n-1)) \quad (4.25)$$

Όπου $\hat{R}(n)$ δίνεται από:

$$\hat{R}(n) = \delta_0 \hat{R}(n-1) + x(n) x^H(n) = \sum_{k=0}^{n-1} \delta_0^{n-k} x(k) x^H(k) \quad (4.26)$$

Όπου δ_0 υποδηλώνει ένα πραγματικό βαθμωτό μέγεθος, χαμηλότερο αλλά και κοντά στο 1. Το δ_0 χρησιμοποιείται για το εκθετικό βάρος των στοιχείων του παρελθόντος και αναφέρεται ως ο

ξεχασμένος παράγοντας καθώς η εξίσωση ενημέρωσης τονίζει τα παλιά δείγματα. Η ποσότητα $\frac{1}{1-\delta_0}$ συνήθως αναφέρεται σε μας ως μνήμη του αλγορίθμου.

Έτσι, για $\delta_0 = 0.99$ η μνήμη του αλγορίθμου είναι κοντά στα 100 δείγματα. Ο αλγόριθμος RLS ενημερώνει την απαιτούμενη αντίστροφο από τη χρήση του προηγούμενου αντίστροφου και τα παρόντα δείγματα ως:

$$\hat{R}(n)^{-1} = \frac{1}{\delta_0} \left[\hat{R}(n-1)^{-1} - \frac{R(n-1)^{-1} x(n) x^H(n) R(n-1)^{-1}}{\delta_0 + x^E(n) R(n-1)^{-1} x(n)} \right] \quad (4.27)$$

Ο αρχικός πίνακας $\hat{R}(0)^{-1}$ είναι δεδομένος. Ο αλγόριθμος RLS ελαχιστοποιεί το άθροισμα τετραγώνων σφάλματος:

$$J(n) = \sum_{k=0}^n \delta_0^{n-k} |\varepsilon(k)|^2 \quad (4.28)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΕΚΤΙΜΗΣΗΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ ΑΦΙΞΗΣ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

5.1 Εισαγωγικά

Η τεχνολογία των έξυπνων κεραιών ορίστηκε για να φέρει την επανάσταση στη βιομηχανία των ασύρματων επικοινωνιών με τις τεράστιες δυνατότητες της, ώστε να μπορέσει η ανάπτυξη των ασύρματων συστημάτων να είναι πιο ισχυρή, αποδοτική και αποτελεσματική. Η κεραία αποτελείται από στοιχεία, τα σήματα της υποβάλλονται σε επεξεργασία προσαρμοστικότητας, προκειμένου να εκμεταλλευτούν τη χωρική διάσταση του ραδιοφωνικού καναλιού. Η μεγάλη συμπληρωματική πρόοδο των προσαρμοστικών διατάξεων ήρθε με τις εφαρμογές των μεθόδων φασματικής εκτίμησης για την επεξεργασία των διατάξεων. Καθώς τα σήματα λαμβάνονται από κάθε στοιχείο της κεραίας, ο DOA (κατεύθυνση της άφιξης) αλγόριθμος υπολογίζει τη γωνία άφιξης όλων των σημάτων. Η εκτίμηση του DOA είναι ένα σημαντικό μέρος της κατεύθυνσης άφιξης βασισμένη στη διαμόρφωση δέσμης - beamforming (DOB).

Στο κανάλι μετάδοσης, ακόμη και για μια πηγή, υπάρχουν πολλές πιθανές διαδρομές διάδοσης και γωνία άφιξης. Εάν πολλοί πομποί λειτουργούν ταυτόχρονα, κάθε πηγή πιθανών δημιουργεί πολλές πολλαπλές διαδρομές στοιχείων στον δέκτη. Επομένως, είναι σημαντικό για μια λαμβάνουσα διάταξη να είναι σε θέση να εκτιμήσει τη γωνία άφιξης, προκειμένου να αποφασίσει ποιοι εκπομποί είναι παρόντες και ποιες είναι οι πιθανές γωνιακές θέσεις της. Αυτές οι πληροφορίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να εξαλείψουν ή να συνδυάσουν σήματα για μεγαλύτερη πιστότητα, την καταστολή παρεμβολών ή και τα δύο. Αυτό περιλαμβάνει τον εντοπισμό των πηγών ακτινοβολίας των ενεργειών. Παρατηρώντας το σήμα τους το οποίο περιήλθε στους χωρικά διαχωρισμένους αισθητήρες. Μια βασική υπόθεση στην εκτίμηση των αλγορίθμων DOA είναι ότι ο αριθμός των σημάτων (incident) που θα πρέπει να είναι αυστηρά μικρότερο από τον αριθμό των στοιχείων της κεραίας. Η απαίτηση αυτή μπορεί να γίνει ελαστικότερη εάν οι ιδιότητες των προσπιπτόντων σημάτων αξιοποιηθούν.

5.2 Βασικά στοιχεία της επεξεργασίας Array

Σκεφτείτε μια σειρά από στοιχεία M με υποθετικό βάρος M (Σχήμα 5.1). Κάθε λαμβανόμενο σήμα $x_m(k)$ περιλαμβάνει πρόσθετη, μηδενική μέση τιμή, θόρυβο Gauss, ο χρόνος αντιπροσωπεύεται από το δείγμα χρόνου k^{th} . Έτσι, η έξοδος διάταξης y μπορεί να δοθεί ως εξής:

$$y(k) = \bar{w} \cdot \bar{x}(k) \quad (5.1)$$

Όπου

$$\bar{x}(k) = [\bar{a}(\theta_1) \bar{a}(\theta_2) \dots \bar{a}(\theta_D)]. \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_D(k) \end{bmatrix} + \bar{n}(k) = \bar{A} \cdot \bar{s}(k) + \bar{n}(k) \quad (5.2)$$

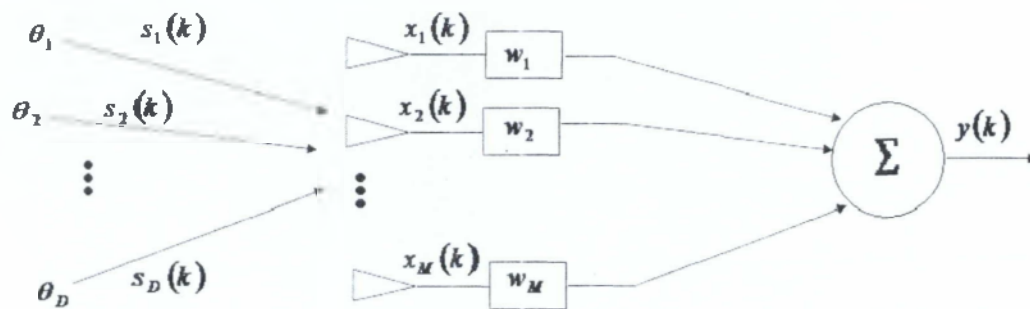
Το βάρος διάταξης ορίζεται ως

$$\bar{w} = [w_1 w_2 \dots w_M]^T \quad (5.3)$$

Το $\bar{s}(k)$ είναι το διάνυσμα των περιστατικών πολύπλοκων σημάτων τη φορά k

Το $\bar{n}(k)$ είναι το διάνυσμα του θορύβου σε κάθε στοιχείο της διάταξης m , μηδενική μέση τιμή, διακύμανση σ_n^2

Το $\bar{a}(\theta_i)$ είναι το M -στοιχείο διανύσματος διεύθυνσης διάταξης για την θ_i κατεύθυνση της άφιξης



Σχήμα 5.1 M-στοιχείο της διατάξης με σήματα άφιξης

Τα λαμβανόμενα σήματα είναι χρονικά μεταβαλλόμενα και οι υπολογισμοί τους βασίζονται στα χρονικά στιγμιότυπα του εισερχόμενου σήματος.

Στη συνέχεια, η $M \times M$ συστοιχία του αντίστοιχου πίνακα \bar{R}_{xx} ορίζεται ως εξής :

$$\begin{aligned} \bar{R}_{xx} &= E[\bar{x} \cdot \bar{x}^H] = E[(\bar{A}\bar{s} + \bar{n})](\bar{s}^H \bar{A}^H + \bar{n}^H) \\ &= \bar{A}\bar{R}_{ss}\bar{A}^H + \bar{R}_{nn} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Όπου

$\bar{R}_{ss} = D X D$ πηγή αντίστοιχου πίνακα

$\bar{R}_{nn} = \sigma_n^2 \bar{I} = M X M$ θόρυβος αντίστοιχου πίνακα

$\bar{I} = N X N$ μοναδιαίος πίνακας

5.3 Μέθοδοι εκτίμησης της κατεύθυνσης άφιξης (Direction of Arrival – DOA)

Η εκτίμηση DOA με αυτές τις μεθόδους, γίνεται υπολογίζοντας το χωρικό φάσμα $P(\theta)$, τη μέση ισχύς η οποία λαμβάνεται από μία διάταξη ως συνάρτηση του θ και ύστερα τον προσδιορισμό των τοπικών μεγίστων του υπολογισμού του υποθετικού φάσματος.

5.3.1 BARTLETT

Είναι μια από τις πρώτες μεθόδους της χωρικής ανάλυσης. Αν ο πίνακας είναι ομοιόμορφα σταθμισμένος τότε ο υπολογισμός του DOA είναι :

$$P_B(\theta) = \bar{a}(\theta)^H \bar{R}_{xx} \bar{a}(\theta) \quad (5.5)$$

Όπου $\bar{a}(\theta)$ αντιπροσωπεύει το διάνυσμα διεύθυνσης που συνδέεται με την κατεύθυνση θ και \bar{R}_{xx} είναι ο πίνακας συσχέτισης Matrix. Από ένα σύνολο διεύθυνσης διανύσματος $\bar{a}(\theta)$ που

συνδέεται με την κατεύθυνση θ (πολλαπλή διάταξη) και ένας υπολογισμός του πίνακα συσχέτισης Matrix, $P_B(\theta)$, υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την εξίσωση (5.5) και η κορυφή η οποία λαμβάνεται ως διευθύνσεις των πηγών ακτινοβολίας είναι ισοδύναμη με τον χωρικά πεπερασμένο μετασχηματισμό *Fourier* όλων των σημάτων άφιξης.

5.3.2 CAPON

Ο Capon, το 1969, χρησιμοποίησε μια μέθοδο μέγιστης πιθανότητας - *maximum likelihood*, (ML) για να λύσει την ανταπόκριση μιας διάταξης ελάχιστης παραμορφωτικής διακύμανσης (MVDR). Υπολογίζει τη μέγιστη πιθανότητα της λαμβανόμενης ισχύος από ένα σημείο της πηγής στη διεύθυνση θ , υποθέτοντας ότι όλες οι άλλες πηγές είναι παρεμβαλλόμενες, δηλαδή η μεγιστοποίηση του σήματος προς την αναλογία παρεμβολής.

Το φάσμα ισχύος δίνεται από:

$$P_c(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}(\theta)} \quad (5.6)$$

5.3.3 LINEAR METHOD

Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιήθηκε για την ελαχιστοποίηση του μέσο-τετραγωνικού (*mean-squared*) λάθους πρόβλεψης μεταξύ της εξόδου του n^{th} αισθητήρα και την πραγματική έξοδο που οδηγεί σε βέλτιστα βάρη της διάταξης.

Το φάσμα ισχύος δίνεται από :

$$P_{LPM}(\theta) = \frac{\mathbf{u}_m^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{u}_m}{|\mathbf{u}_m^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta)|^2} \quad (5.7)$$

Όπου \mathbf{u}_m είναι το Καρτεσιανό διάνυσμα βάσης, το οποίο είναι m^{th} στήλη του πίνακα $M \times M$ της Matrix.

5.3.4 MAXIMUM ENTROPY

Το 1972, ο Burg εφάρμοσε τη μέθοδο μέγιστης εντροπίας για τη φασματική εκτίμηση και οι τεχνικές του γίνανε σύντομα προσαρμόσιμες στη συστοιχία επεξεργασίας σήματος. Η μέθοδος *maximum entropy* (ME) βρίσκει ένα φάσμα ισχύος έτσι ώστε η μετατροπή *Fourier* να ισούται με την υποβαλλόμενη μετατροπή συσχέτισης με τη προϋπόθεση ότι η εντροπία μεγιστοποιείται.

Το φάσμα ισχύος δίνεται από :

$$P_{MEj}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{C}_j \mathbf{C}_j^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (5.8)$$

Όπου \mathbf{C}_j είναι η j^{th} στήλη της αντιστρόφου διάταξης συσχέτισης Matrix (\mathbf{R}_{xx}^{-1}).

5.3.5 PISARENKO HARMONIC DECOMPOSITION

Το 1973, ο ρώσος μαθηματικός Pisarenko, ανέπτυξε την τεχνική αρμονικής αποσύνθεσης. Ο στόχος της τεχνικής αυτής ήταν η ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνικού σφάλματος της εξόδου διάταξης, υπό την προϋπόθεση το διάνυσμα βάρους να είναι ίσο με τη μονάδα. Το ιδιοδιάνυσμα που ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα αντιστοιχεί στη μικρότερη ιδιοτιμή .

Το φάσμα δίνεται από τον τύπο:

$$P_{PHD}(\theta) = \frac{1}{|\bar{a}^H(\theta)\bar{e}_1|^2} \quad (5.9)$$

Όπου \bar{e}_1 είναι το ιδιοδιάνυσμα που συσχετίζεται με τη μικρότερη ιδιοτιμή λ_1 .

5.3.6 MINIMUM NORM

Η μέθοδος minimum norm αναπτύχθηκε από τον Reddi το 1979 και τους Kumaresn και Tufts το 1983. Αυτή η μέθοδος αφορά μόνο τις ομοιόμορφες γραμμικές συστοιχίες (ULA). Βρίσκει την εκτίμησης DOA από την αναζήτηση του αιχμηρού σημείου του φάσματος όπως :

$$P_{MN}(\theta) = \frac{1}{|w^H a(\theta)|^2} \quad (5.10)$$

Όπου w αντιπροσωπεύει βάρη μιας διάταξης τέτοια ώστε να είναι από ελάχιστο ποσοστό, έχει πρώτο στοιχείο ίσο με την ενότητα και περιέχεται στο υποδιάστημα θορύβου .

Η λύση στο πρόβλημα για το φάσμα οδηγεί στο εξής :

$$P_{MN}(\theta) = \frac{1}{|\bar{a}(\theta)\bar{E}_N\bar{E}_N^H\bar{u}_1|^2} \quad (5.11)$$

Όπου \bar{E}_N = υποδιάστημα του M-D θορύβου ιδιοδιανύσματος = $[\bar{e}_1 \bar{e}_2 \dots \bar{e}_{M-D}]$

$\bar{a}(\theta)$: η διάταξη διεύθυνσης διανύσματος

\bar{u}_1 : Καρτεσιανό διάνυσμα βάσης (πρώτη στήλη του πίνακα $M \times M$, Matrix) = $[1 \ 0 \ 0 \dots 0]^T$

5.3.7 MUSIC

Ο αλγόριθμος (Multiple Signal Classification) με ακρώνυμο MUSIC, αναπτύχθηκε από τον Schmidt το 1986, είναι μια από τις δημοφιλέστερες βασισμένους σε υποχώρους στενής ζώνης μεθόδους, χρησιμοποιείται ευρέως στη φασματική εκτίμηση για τον υπολογισμό της συχνότητας και των άλλων παραμέτρων των προσπιπτόμενων σημάτων.

Η λειτουργία των βασισμένους σε υποχώρους αλγορίθμων είναι να διαιρούν τον πίνακα αυτοσυσχέτισης των σημάτων της διάταξης σε υποδιαστήματα θορύβου και σήματος, χρησιμοποιώντας αποσύνθεση της ιδιοτιμής (eigen-value decomposition – EVD) έτσι ώστε να έχουν ως αποτέλεσμα τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων. Οι τεχνικές αυτές μπορούν να διακρίνουν πολύ καλύτερα από τις μεθόδους που βασίζονται σε κατευθυνόμενη δέσμη (Steered beamformer based methods, πολλαπλές πηγές που βρίσκονται πολύ κοντά η μια στην άλλη) διότι το σήμα που λαμβάνεται μας παρέχει οξύτερα σημεία μεγίστου, στις σωστές θέσεις των

πηγών. Ο αλγόριθμος MUSIC περιλαμβάνει μια ενδελεχή αναζήτηση μέσα στο σύνολο των πιθανών θέσεων πηγών.

Ας υποθέσουμε πως έχουμε μια διάταξη που αποτελείται από M αισθητήρες, όπου στην οποία προσπίπτουν K αριθμό σημάτων. Έστω X ένας $N \times M$ πίνακας, και κάθε στήλη του οποίου είναι η στιγμιαία πρόσκρουση ενός σήματος πάνω σε ένα αισθητήρα. Επίσης, υποθέτουμε ότι τα σήματα στο X είναι σύνθετα αναλυτικά σήματα, παραγόμενα από τα πραγματικά προσπίπτοντα σήματα. Τα σήματα που μελετάμε υποθέτουμε ότι είναι στενής ζώνης, με κεντρική συχνότητα ω_c . Ο πίνακας αυτοσυσχέτισης στο πεδίο του χώρου Spatial Correlation Matrix των σημάτων της διάταξης είναι ένας $M \times M$ πίνακας όπου :

$$R = X^H X \quad (5.12)$$

Εάν εφαρμόσουμε στον πίνακα R την ανάλυση ιδιοτιμής (eigen-value decomposition) τότε αποσυνθέτει το M -διαστάσεων χώρο του πίνακα, σε ένα K -διαστάσεων υπο-χώρο σήματος και σε ένα $(M - K)$ -διαστάσεων υποχώρο θορύβου.

Ο υποχώρος του σήματος, S , καθορίζεται από τις υψηλότερες ιδιο-τιμές του K και επεκτείνεται βάση των συσχετιζόμενων ιδιο-διανυσμάτων. Τον υποχώρο του θορύβου, K , καθορίζουν οι υπόλοιπες $(M - K)$ ιδιο-τιμές, ο οποίος επεκτείνεται και αυτός με τη σειρά του βάσει των συσχετιζόμενων ιδιοδιανυσμάτων. Τα υποδιαστήματα του σήματος και του θορύβου είναι τα ορθογώνια συμπληρώματα το ένα του άλλου. Τα δύο σύνολα των ιδιοδιανυσμάτων επεκτείνουν τα αντίστοιχα υποδιαστήματα.

Ας υποθέσουμε ένα οποιοδήποτε αυθαίρετο διάνυσμα, s . Η Ευκλείδεια απόσταση του υποδιαστήματος του σήματος από το s , είναι το μήκος της προβολής του s στο υποδιάστημα του θορύβου. Επομένως τετραγωνίζοντας το μέτρο της προβολής έχουμε:

$$|d(s)|^2 = \sum_{i=K+1}^M |e_i^H s|^2 \quad (5.13)$$

όπου το e_i αντιπροσωπεύει το i -οστό ιδιοδιάνυσμα του R . Στη συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιούμε τα ιδιο-διανύσματα που επεκτείνουν το υπο-διάστημα του θορύβου για να υπολογίσουμε την απόσταση του s από το υπο-διάστημα του σήματος. Η ελαχιστοποίηση της τετραγωνικής απόστασης γίνεται όταν ένα σήμα ανήκει στο υπο-διάστημα του σήματος. Επίσης ένας άλλος τρόπος της ελαχιστοποίησης είναι με τη μεγιστοποίηση του αντιστρόφου της τετραγωνισμένης απόστασης.

$$P(s) = \frac{1}{|d(s)|^2} = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^M |e_i^H s|^2} \quad (5.14)$$

Η απόσταση είναι μηδέν, και το μέτρο του $P(s)$ πλησιάζει στο άπειρο, εάν το s ανήκει στο υποδιάστημα του σήματος. Στη πράξη, όταν το s ανήκει στο υποδιάστημα του σήματος, το $P(s)$ πλησιάζει πολύ μεγάλες τιμές.

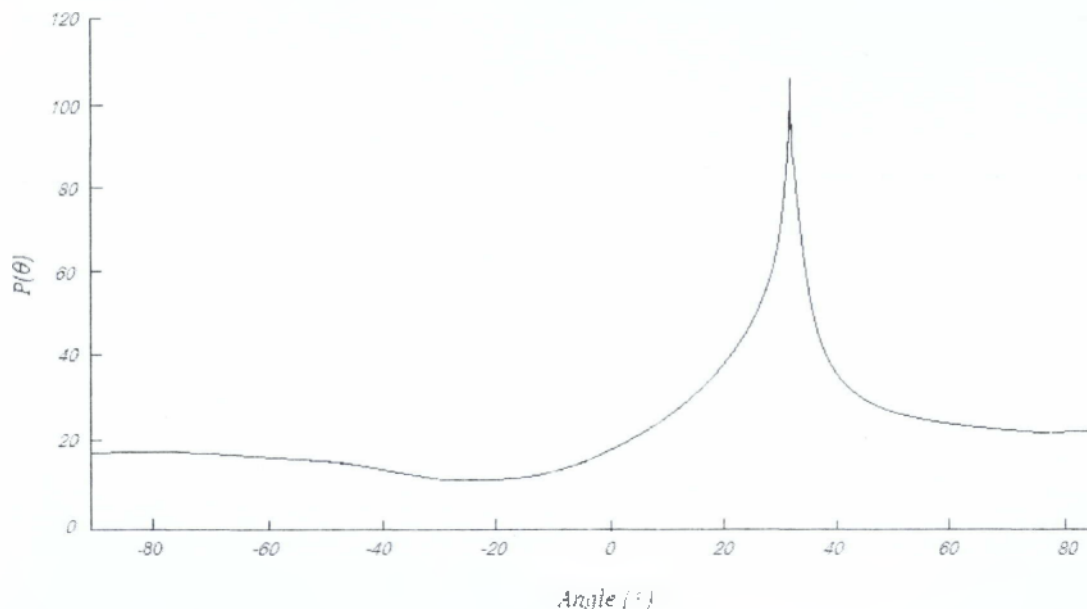
Εάν τώρα έχουμε ένα διάνυσμα πολλαπλασιασμού μιας M -διαστάσεων διάταξης $d(\theta, \omega_c)$. Το διάνυσμα αυτό αντιπροσωπεύει τη χωρική δειγματοληψία ενός περιορισμένης ζώνης, σύνθετου εκθέτη συχνότητας ω_c , που καταφθάνει από γωνία θ . Έτσι εάν το θ είναι η γωνία πρόσπτωσης, το $d(\theta, \omega_c)$ ανήκει στο υποδιάστημα του σήματος και συνεπώς το $P[d(\theta, \omega_c)]$ πλησιάζει μεγάλες τιμές. Επομένως ο MUSIC αλγόριθμος μπορεί τώρα να καθοριστεί ως εξής :

Υπολογίζει το $P[d(\theta, \omega_c)]$ ή $P(\theta)$ για όλες τις πιθανές γωνίες άφιξης.

$$P(\theta) = \frac{1}{\sum_{i=-K+1}^M |e_i^H d(\theta)|^2} \quad (5.15)$$

Προκαθορισμένη σταθερή συχνότητα αποτελεί η αποκλειστική εξάρτηση από το ω_c και για αυτό το λόγο έχει αφαιρεθεί.

Στη γωνία άφιξης βλέπουμε ότι παράγει ένα αιχμηρό σημείο μεγίστου στο $P(\theta)$, και αυτό το



βασικό χαρακτηριστικό της μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καθοριστεί η κατεύθυνση άφιξης.

Σχήμα 5.2 Το μέτρο $P(\theta)$ του MUSIC συναρτήσκει όλων των πιθανών κατευθύνσεων, που παρουσιάζει τοπικό μέγιστο στη σωστή γωνία $AOA = 30^\circ$.

Στο Σχήμα 5.2 βλέπουμε ότι παρουσιάζεται ένα διάγραμμα του $P(\theta)$, για μια ομοιόμορφη γραμμική διάταξη τεσσάρων στοιχείων αισθητήρων, με 10cm απόσταση μεταξύ τους.

Η εξομοίωση χρησιμοποίησε σήμα πηγής 800 Hz, προερχόμενο από κατεύθυνση 30° .

Ο πίνακας αυτοσυσχέτισης στο πεδίο του χώρου - spatial correlation matrix, υπολογίστηκε χρησιμοποιώντας 200 δείγματα του σήματος της διάταξης.

Κατά συνέπεια οι τεχνικές όπως ο παρέχουν υψηλότερη ανάλυση για να διευκολύνουν το διαχωρισμό των κατευθύνσεων των αφίξεων (DOAs) από πολλαπλές πηγές που βρίσκονται πολύ κοντά η μια στην άλλη.

5.3.7.1 Βελτιώσεις του αλγορίθμου MUSIC

Στη κατηγορία των βελτιώσεων του αλγορίθμου αυτού, ανήκει και ο αλγόριθμος Root-Music, ο οποίος προτάθηκε από τον Barabell, και βασίζεται στην τεχνική “εξαγωγής των ριζών ενός πολυωνύμου – polynomial rooting”. Ο αλγόριθμος αυτός αν και παρέχει υψηλότερη ανάλυση, υστερεί στο ότι μπορεί να εφαρμοστεί μόνο σε ομοιόμορφες γραμμικές διατάξεις κεραιών. Ο ίδιος ο Barabell πρότεινε μια ακόμη τεχνική βελτίωσης αλγορίθμου, η οποία χρησιμοποιεί τις ιδιότητες

των ιδιοδιανυσμάτων (θεμελιωδών ιδιοδιανυσμάτων – principal eigenvectors) του χώρου ενός σήματος (signal space eigenvectors), με σκοπό να καθορίσει μια λογική συνάρτηση φάσματος (rational spectrum function) με βελτιωμένες δυνατότητες ανάλυσης.

Στην κατηγορία των βελτιώσεων του αλγόριθμου MUSIC ανήκει επίσης και ο αλγόριθμος Cyclic- Music , ο οποίος στηρίζει τη λειτουργία του στην εκμετάλλευση των συναφών φασματικών ιδιοτήτων (spectral coherence properties) ενός σήματος.

Επίσης, υπάρχουν και διάφορες άλλες τεχνικές οι οποίες προσπαθούν να μειώσουν την υπολογιστική πολυπλοκότητα του MUSIC αλγορίθμου, και στηρίζονται πάνω στη “ γρήγορη αποσύνθεση του υποδιαστήματος του σήματος – fast subspace decomposition ”.

5.3.8 ESPRIT

Ο αλγόριθμος ESPRIT (Estimation of signal parameters via rotational invariance technique) είναι ο αλγόριθμος υπολογισμού των παραμέτρων ενός σήματος μέσω τεχνικής περιστρεφόμενης αμετάβλητης, ο οποίος υπάγεται στους αλγόριθμους υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης ενός σήματος (DOA).

Αυτός ο αλγόριθμος μειώνει τις απαιτήσεις σε αποθηκευτικό χώρο και σε υπολογιστική ισχύ δραματικά σε σχέση με τις απαιτήσεις του MUSIC, επίσης δεν χρειάζεται να κάνει εξαντλητική αναζήτηση ανάμεσα σε όλα τα πιθανά κατευθυντικά διανύσματα για τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης.

Στον ESPRIT δεν απαιτείται να γνωρίζει ακριβώς τα διανύσματα πολλαπλασιασμού της διάταξης (array manifold vectors) έχοντας σαν αποτέλεσμα να μην υπάρχουν αυστηροί περιορισμοί στη βαθμονόμηση μιας διάταξης (array calibration), δηλαδή να μην χρειάζεται να ορίζουμε αυστηρούς περιορισμούς σε μια διάταξη κεραιών.

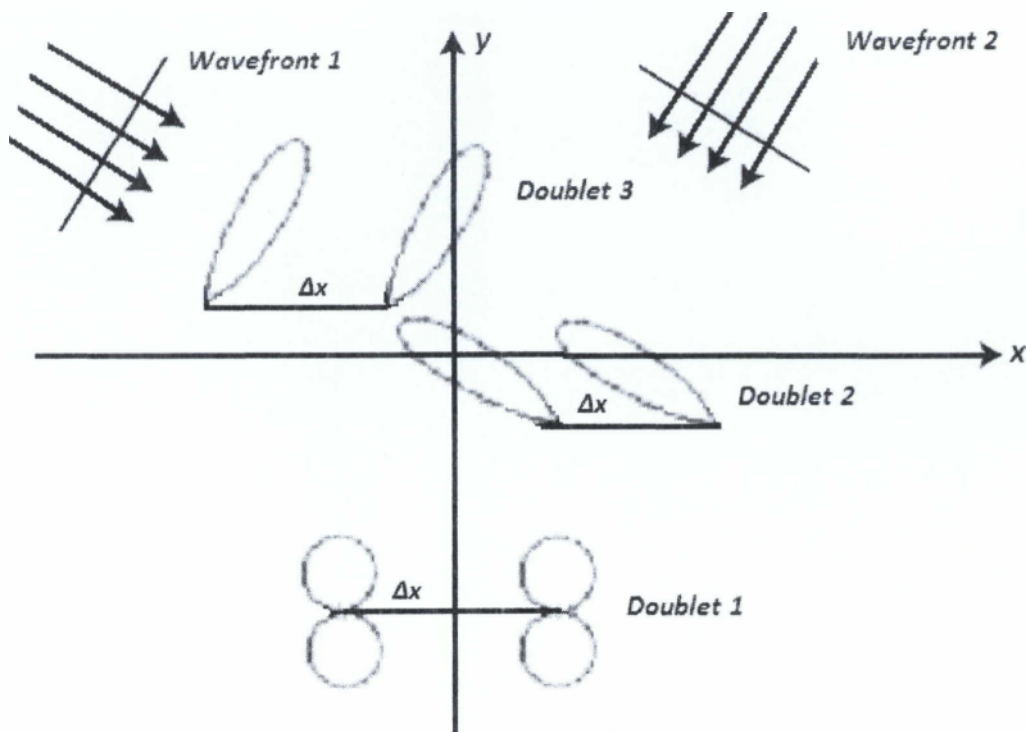
Η μοναδική διαφορετική νέα απαίτηση στη διάταξη κεραιών του ESPRIT, ήταν ότι η διάταξη πρέπει να αποτελείται από δύο όμοιες υπό-διάταξεις κεραιών - subarrays, μια εκ των οποίων αποτελεί μετατόπιση της άλλης, βάσει ενός γνωστού διανύσματος μετατόπισης - displacement vector.

Η ρύθμιση αυτή μας δίνει τη δυνατότητα να υποθέσουμε ότι οι φάσεις των λαμβανόμενων σημάτων στη μία υπό-διάταξη, συσχετίζονται με τις φάσεις στην άλλη υπό-διάταξη, με έναν θεωρητικά, ιδανικό τρόπο.

Αποτυγχάνει η βασική μορφή του αλγορίθμου (standard ESPRIT) όταν υπάρχουν συσχετισμένα ή συμφασικά σήματα, όπως τα σήματα πολλαπλών διαδρομών - multipath signals . Επίσης βλέπουμε να αποτυγχάνει όταν ο αριθμός των σημάτων υπερβαίνει το $N/2$, όπου N είναι ο συνολικός αριθμός των στοιχείων των κεραιών της διάταξης.

Ο ESPRIT απαιτεί να έχει η διάταξη του μία σταθερή μετατόπιση - invariance displacement και τα αισθητήρια της διάταξης να βρίσκονται σε ζεύγη με ίση μεταξύ τους απόσταση. Τέτοιου είδους διατάξεις υπάρχουν, και μία από αυτές είναι η ομοιόμορφη γραμμική διάταξη κεραιών.

Ας υποθέσουμε μια επίπεδη διάταξη τυχαίας μορφής που αποτελείται από $m=M/2$ ζεύγη αισθητήρων (doublets).



Σχήμα 5.3 Τυχαία μορφή επίπεδης διάταξης όπου αποτελείται από $m=M/2$ ζεύγη αισθητήρων (doublets).

Για την μαθηματική περιγραφή της σταθερής μετατόπισης της αισθητήριας διάταξης, θα μας ήταν πιο εύκολο να υποθέσουμε ότι η διάταξη αποτελείται από δύο όμοιες υπό-διάταξεις, x_0 και x_1 , οι οποίες απέχουν μεταξύ τους Δx .

Τα λαμβανόμενα σήματα από το i -οστό ζεύγος είναι :

$$u_{0,i}(t) = \sum_{k=0}^{D-1} s_k(t) a_i(\phi_k) + n_{0,i}(t) \quad (5.16)$$

$$u_{1,i}(t) = \sum_{k=0}^{D-1} s_k(t) \cdot \exp[j\beta\Delta x \cos(\phi_k)] a_i(\phi_k) + n_{1,i}(t) \quad (5.17)$$

Όπου ϕ_k η κατεύθυνση άφιξης της k -οστής πηγής που συσχετίζεται με την κατεύθυνση της μετατόπισης Δx , και D ο αριθμός των σημάτων που προσκρούουν στη διάταξη. Το διάνυσμα του λαμβανόμενου σήματος στις δύο υπό-διάταξεις γράφεται ως εξής :

$$u_0(t) = As(t) + n_0(t) \quad (5.18)$$

$$u_1(t) = A\Phi s(t) + n_1(t) \quad (5.19)$$

Όπου Φ είναι ένας $D \times D$ διαγώνιος μοναδιαίος πίνακας, του οποίου τα στοιχεία της διαγωνίου

αντιπροσωπεύουν τις καθυστερήσεις των φάσεων μεταξύ των ζευγών των αισθητήρων των D σημάτων. Ο πίνακας Φ συσχετίζει τις μετρήσεις της υπό-διάταξης u_0 με εκείνες της υποδιατάξεις u_1 και δίνεται από :

$$\Phi = \text{diag}\{e^{j\gamma_0}, e^{j\gamma_1}, \dots, e^{j\gamma_{D-1}}\}, \quad \text{όπου } \gamma_k = \beta \Delta x \cos(\varphi_k) \quad (5.20)$$

Η συνολική έξοδος της διάταξης είναι

$$u(t) = \begin{bmatrix} u_0(t) \\ u_1(t) \end{bmatrix} = \bar{A}s(t) + n(t) \quad (5.21)$$

Όπου

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A \\ A\Phi \end{bmatrix} \quad \text{και} \quad n(t) = \begin{bmatrix} n_0(t) \\ n_1(t) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Ο κύριος στόχος του αλγορίθμου ESPRIT είναι η εκμετάλλευση της περιστροφικής σταθερότητας (rational invariance) του θεμελιώδους υπό-χώρου του σήματος, που παράγεται από τη σταθερή μετατόπιση (displacement – translational – invariance) της αισθητήριας διάταξης. Αυτός που παρέχει τις εξόδους των δύο υπό-διατάξεων, u_0 και u_1 είναι ο συσχετισμός υπό-χώρος του σήματος. Η ταυτόχρονη δειγματοληψία της εξόδου των διατάξεων, μας δίνει δύο ζεύγη διανυσμάτων, v_0 και v_1 , τα οποία καταλαμβάνουν τον ίδιο υπό-χώρο σήματος.

5.3.8.1.1 Total Least Squares ESPRIT

Ο TLS-ESPRIT είναι η βελτιστοποίηση του ESPRIT και χρησιμοποιείται για την αύξηση της ακρίβειας του υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων, βασίζεται σε μεθόδους στάθμισης των σημάτων (Weighting methods) και λειτουργεί σε πεδία μέσου ή υψηλού σηματοθορυβικού λόγου, όπως για παράδειγμα στο πρόβλημα εντοπισμού ενός παρεμβολέα θορύβου.

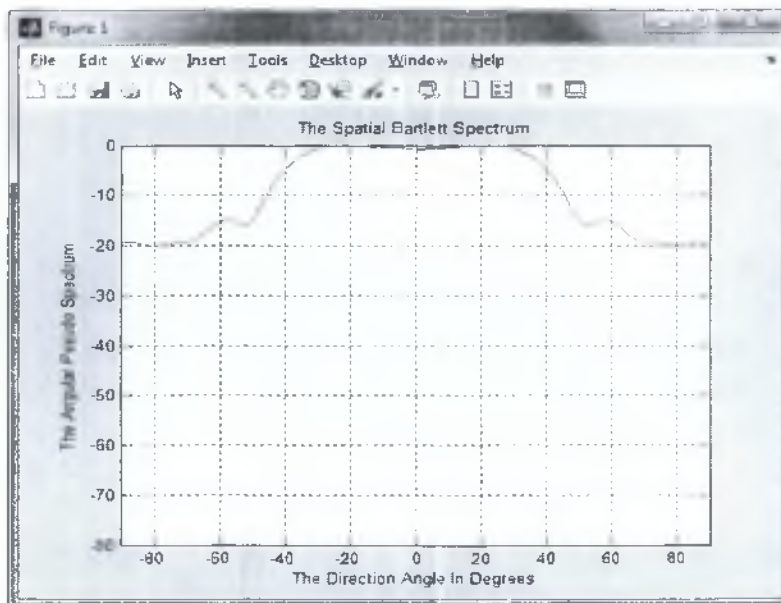
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ΜΑΤΛΑΒ ΚΑΙ ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

6.1 Προσομοίωση αλγορίθμων Εκτίμησης Γωνίας Άφιξης

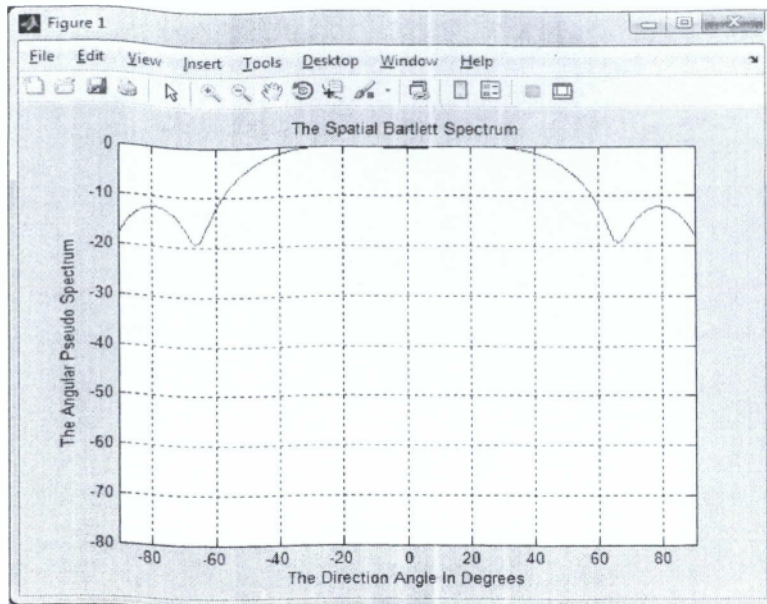
Με την ρουτίνα PACKAGE.M έχουν προσομοιωθεί οι αλγόριθμοι Εκτίμησης Γωνίας Άφιξης.

6.1.1 Αποτελέσματα για την αλγόριθμο μεθόδου Spatial Bartlett Spectrum

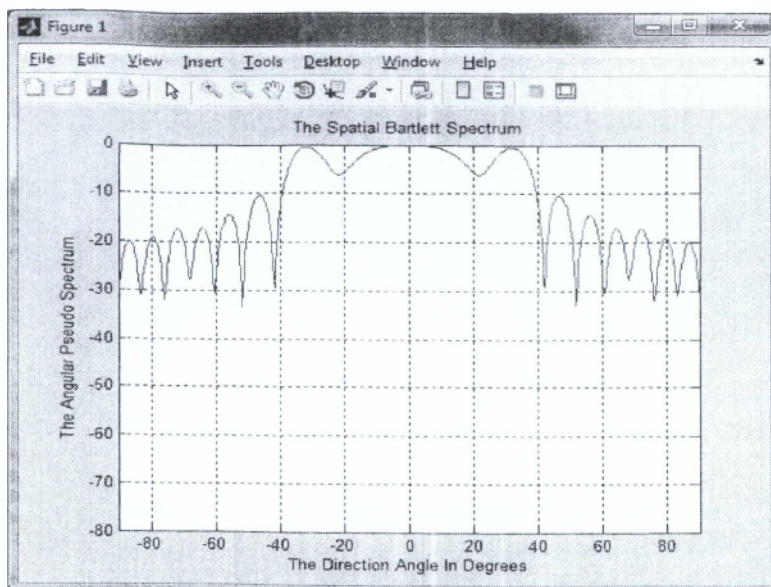
Η Bartlett είναι μέθοδος της χωρικής ανάλυσης. Η κάθε κορυφή η οποία λαμβάνεται ως διευθύνσεις των πηγών ακτινοβολίας είναι ισοδύναμη με τον χωρικά πεπερασμένο μετασχηματισμό Fourier όλων των σημάτων άφιξης.



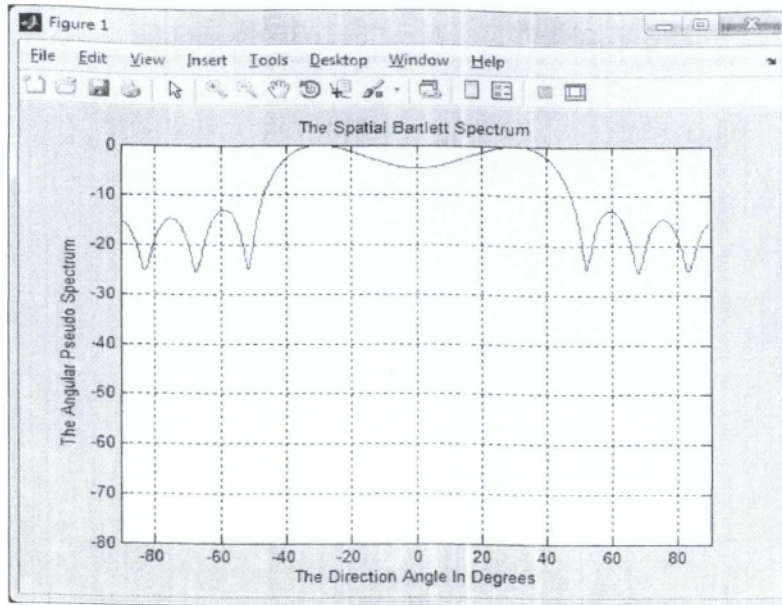
Σχήμα 6.1 Ψευδές φάσμα του Bartlett με αριθμό στοιχείων (elements) 8 , αριθμό των χρηστών (users) 2 , αριθμό των δειγμάτων (samples) 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



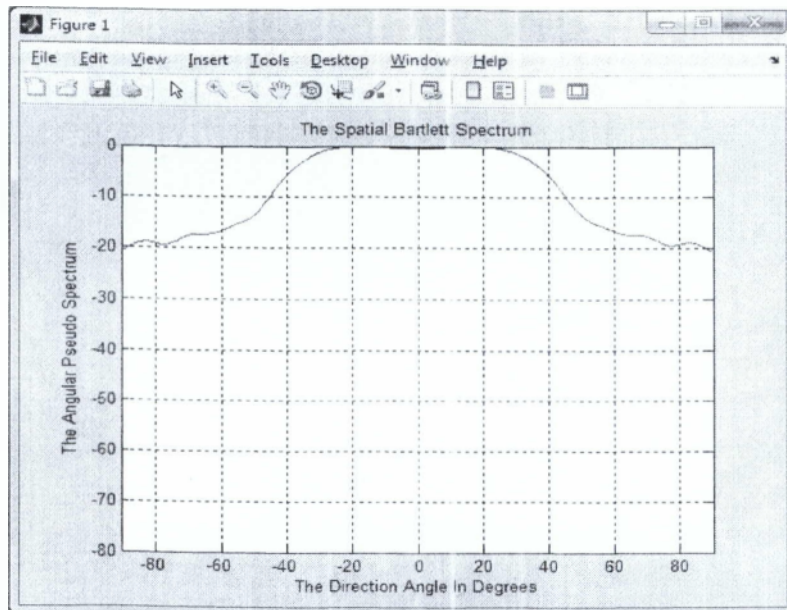
Σχήμα 6.2 Ψευδοφάσμα του Bartlett με : Αριθμό των Elements 4 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



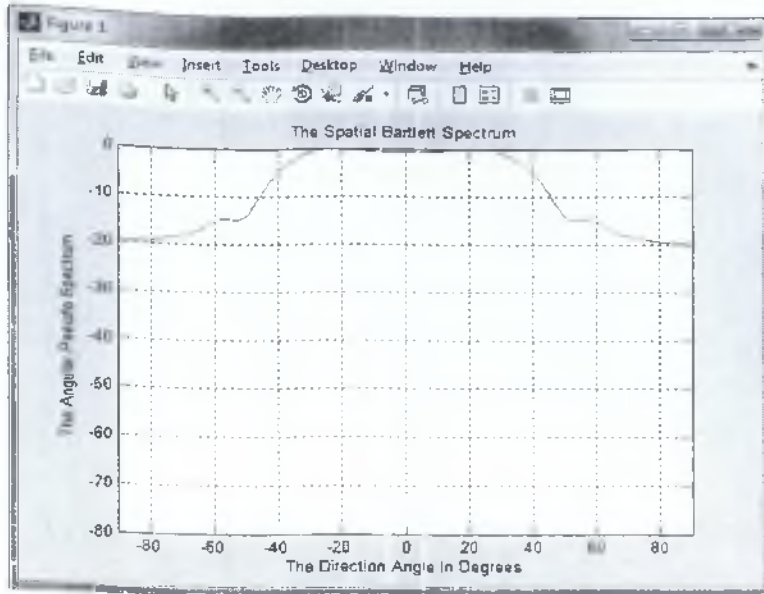
Σχήμα 6.3 Ψευδοφάσμα του Bartlett με : Αριθμό των Elements 16 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



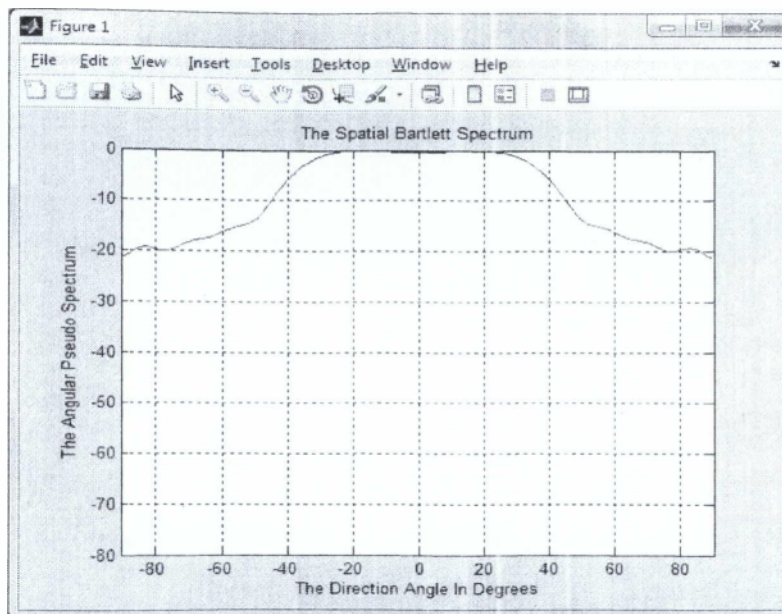
Σχήμα 6.4 Ψευδοφάσμα του Bartlett με: Αριθμό των Users 1 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ}, -30^{\circ})$.



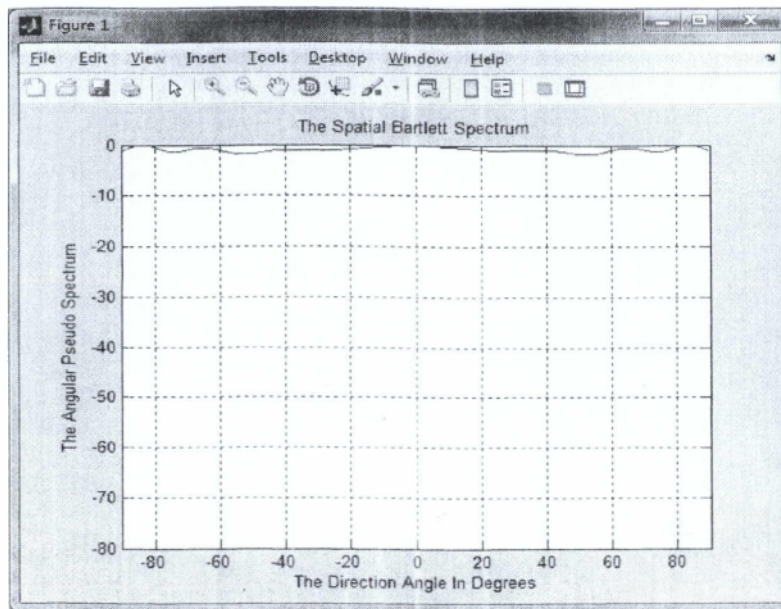
Σχήμα 6.5. Ψευδοφάσμα του Bartlett με: Αριθμό των Samples 30 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ}, -30^{\circ})$.



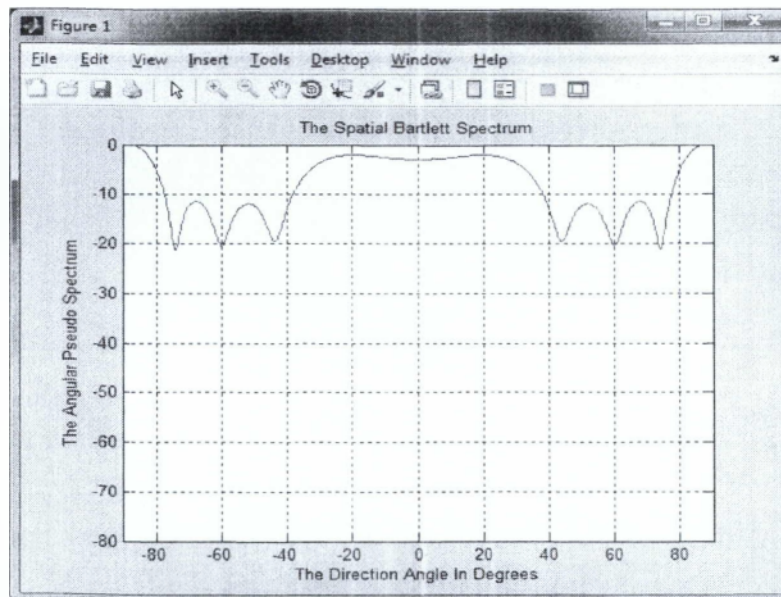
Σχήμα 6.6 Ψευδοφάσμα του Bartlett με: Αριθμό των Samples 100 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



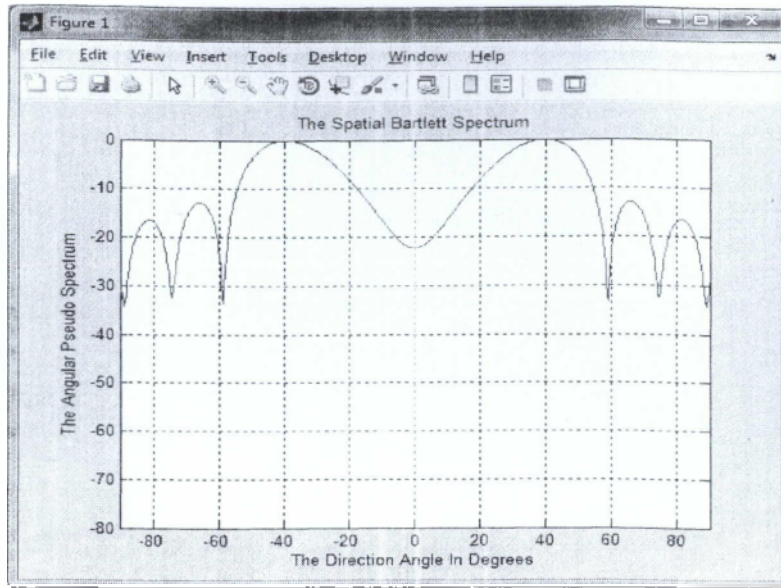
Σχήμα 6.7 Ψευδοφάσμα του Bartlett με : Signal to Noise Ration per samples 120 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°)



Σχήμα 6.8 Ψευδοφάσμα του Bartlett με : Το Signal to Noise Ration per samples -20 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



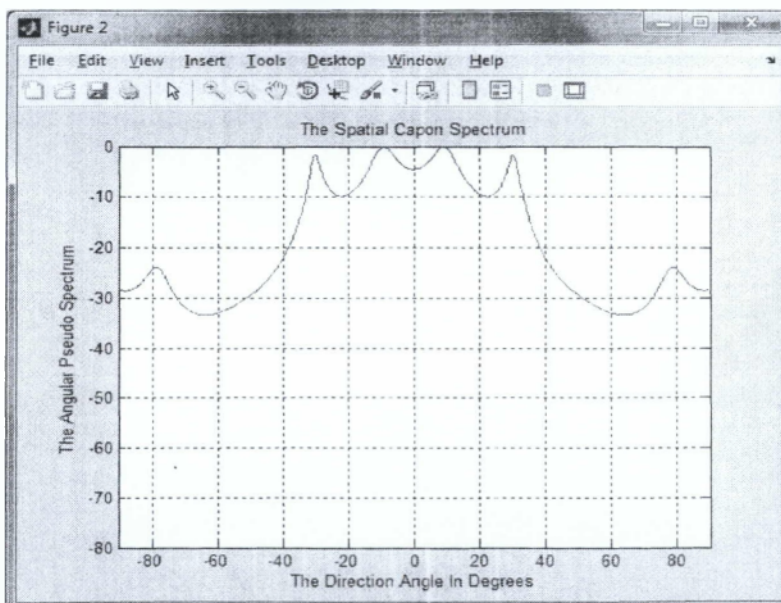
Σχήμα 6.9 Ψευδοφάσμα του Bartlett με : Γωνίες Άφιξης είναι (18° , 88°) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .



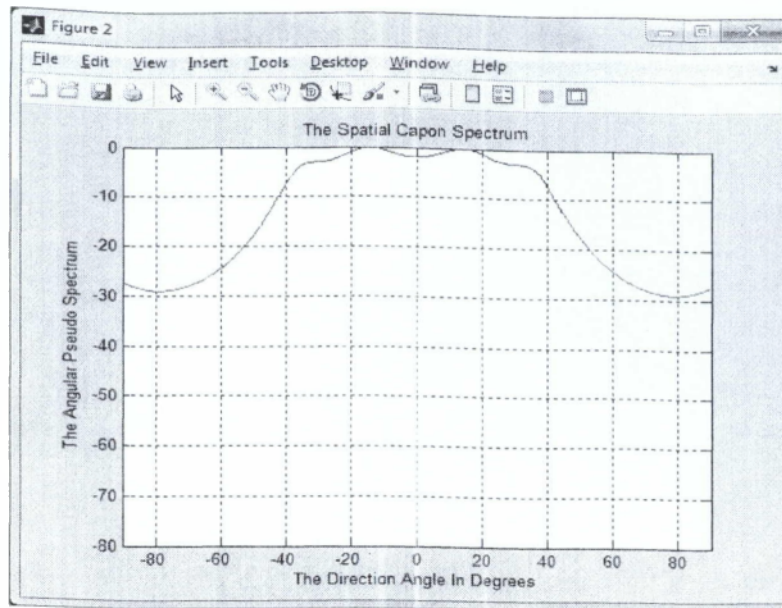
Σχήμα 6.10 Ψευδοφάσμα του Bartlett με : Γωνίες Αφίξης (-40° , 40°) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .

6.1.2 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Capon Spectrum

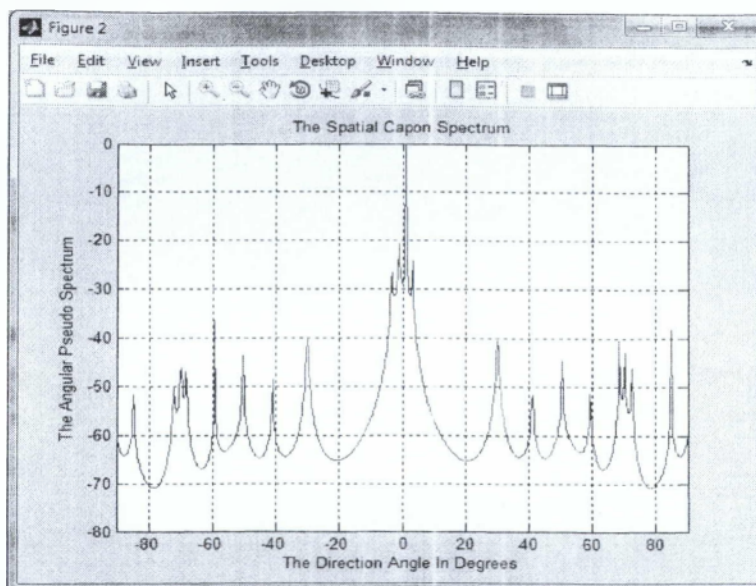
Η Capon είναι μέθοδος Μέγιστης Πιθανότητας. Υπολογίζει τη μέγιστη πιθανότητα της λαμβανόμενης ισχύος από ένα σημείο της πηγής, υποθέτοντας ότι όλες οι άλλες πηγές είναι παρεμβαλλόμενες.



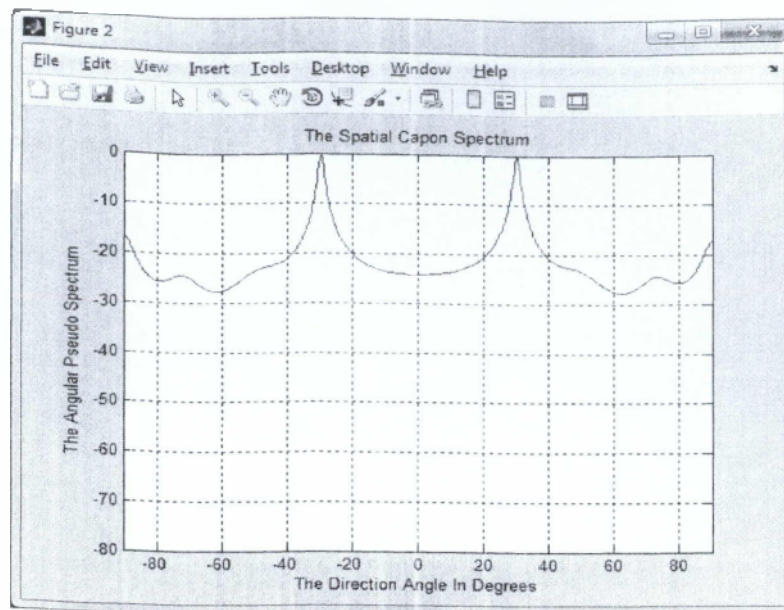
Σχήμα 6.11 Ψευδοφάσμα του Capon με αριθμός των στοιχείων (elements) 8 , αριθμό των χρηστών (users) 2 , αριθμός των δειγμάτων (samples) 10, Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



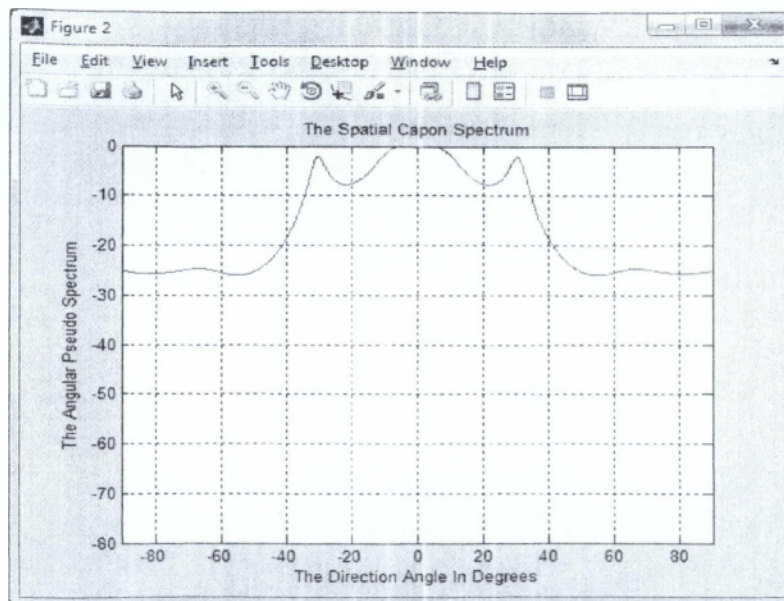
Σχήμα 6.12 Ψευδοφάσμα του Capon με : Αριθμό των Elements 4 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



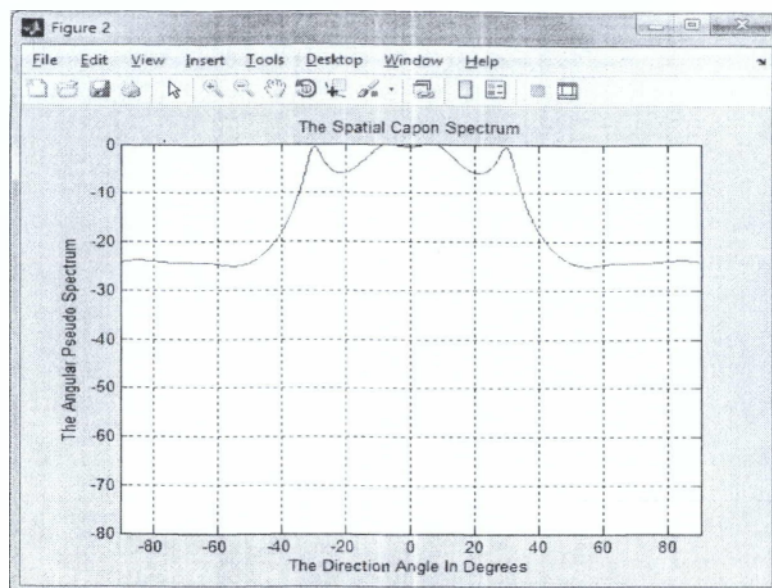
Σχήμα 6.13 Ψευδοφάσμα του Capon με : Αριθμό των Elements 16 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



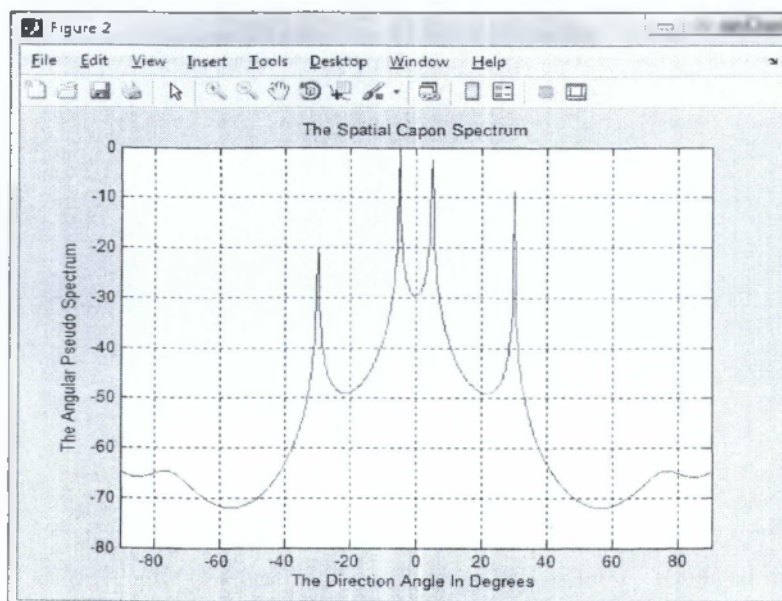
Σχήμα 6.14 Ψευδοφάσμα του Capon με : Αριθμό των Users 1 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ} , -30^{\circ})$.



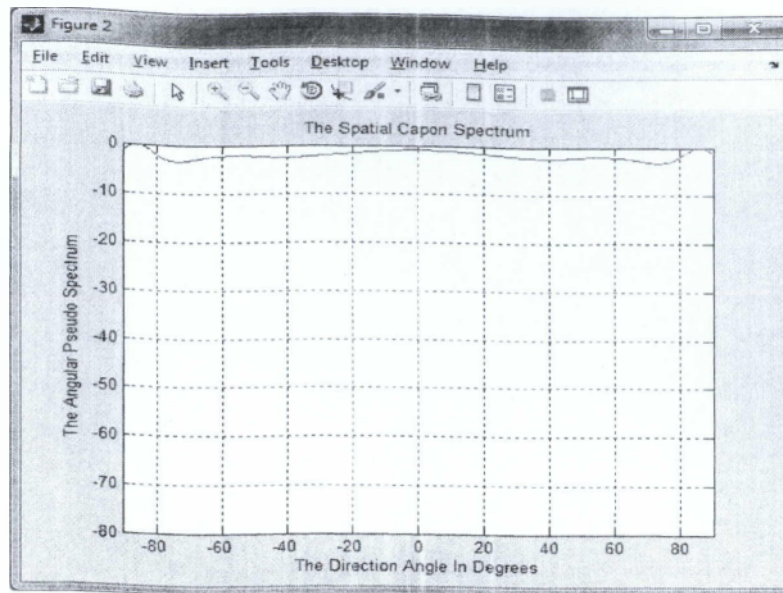
Σχήμα 6.15 Ψευδοφάσμα του Capon με : Αριθμό των Samples 30 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ} , -30^{\circ})$.



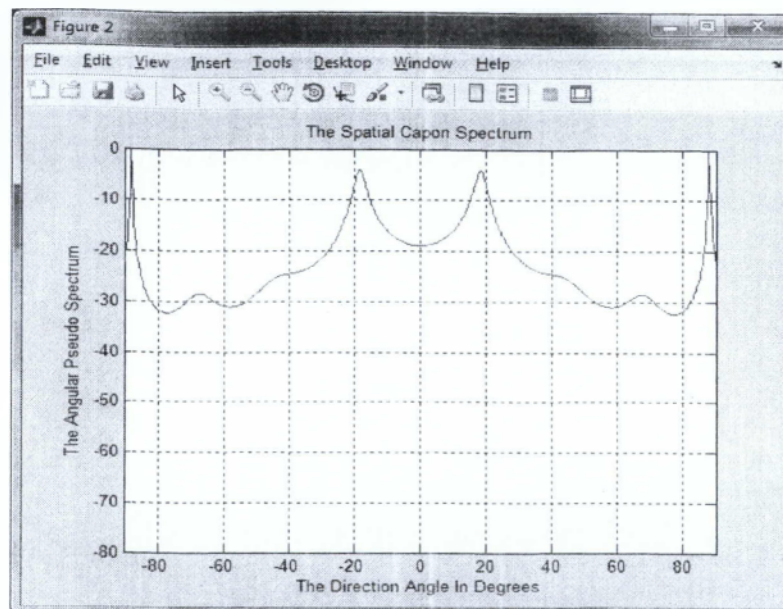
Σχήμα 6.16 Ψευδοφάσμα του Capon με : Αριθμό των Samples 100 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ratio per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ} , -30^{\circ})$.



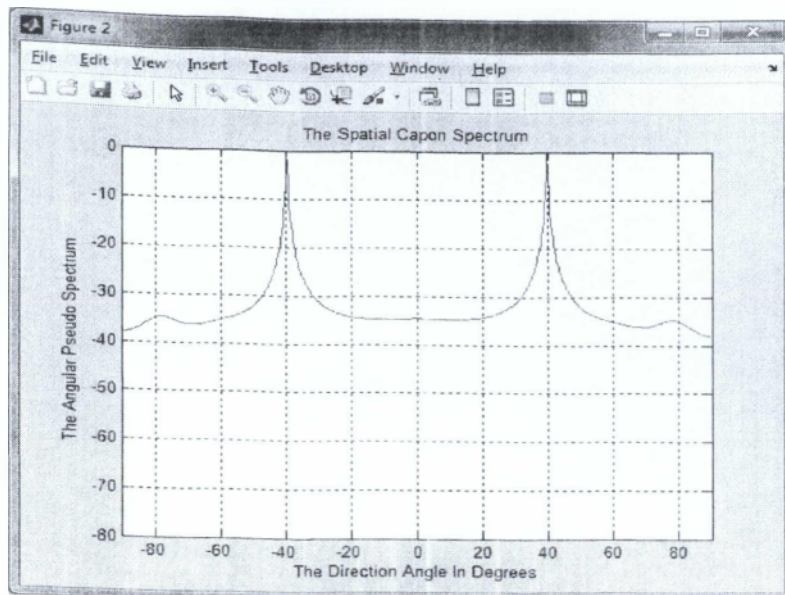
Σχήμα 6.17 Ψευδοφάσμα του Capon με : Το Signal to Noise Ratio per samples 120 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ} , -30^{\circ})$.



Σχήμα 6.18 Ψευδοφάσμα του Capon με : Το Signal to Noise Ratio per samples -20 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ}, -30^{\circ})$.



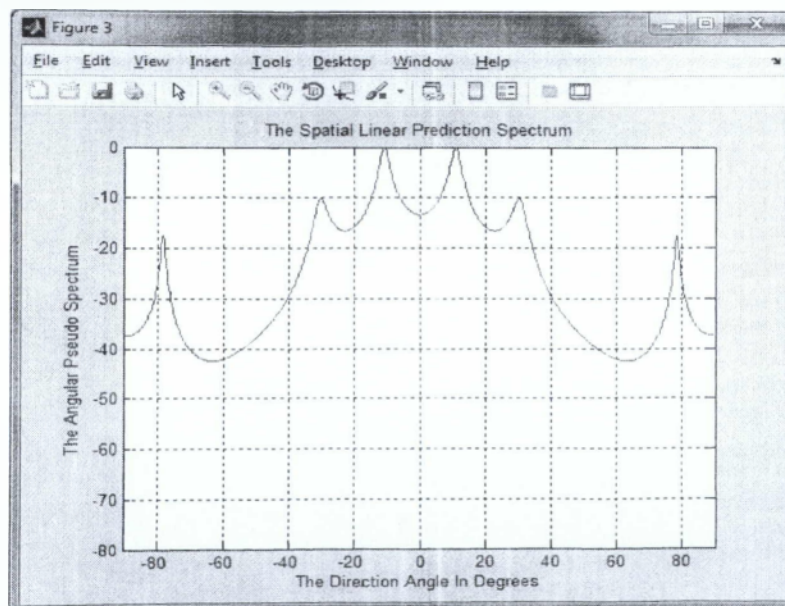
Σχήμα 6.19 Ψευδοφάσμα του Capon με : Γωνίες Αφιξης είναι $(18^{\circ}, 88^{\circ})$, αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ratio per samples 20 .



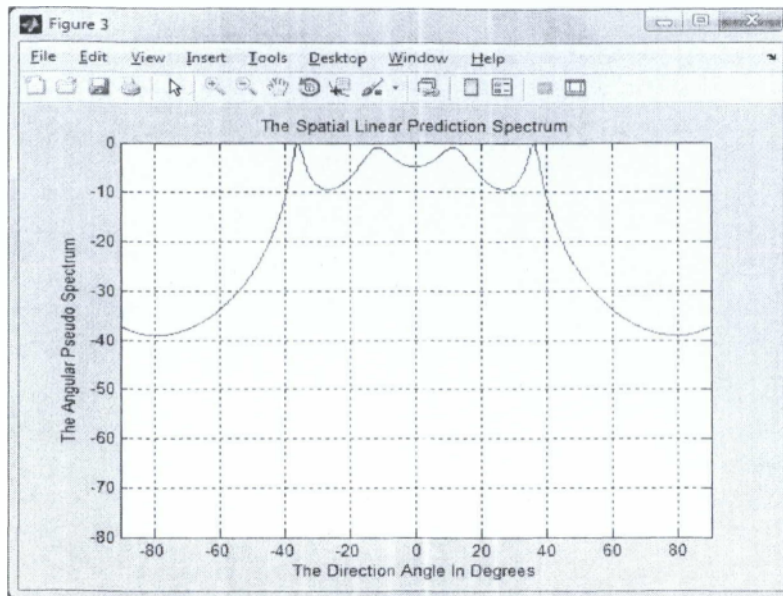
Σχήμα 6.20 Ψευδοφάσμα του Capon με : Γωνίες Αφίξης είναι $(-40^{\circ}, 40^{\circ})$, αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .

6.1.3 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου Spatial Linear Prediction Spectrum

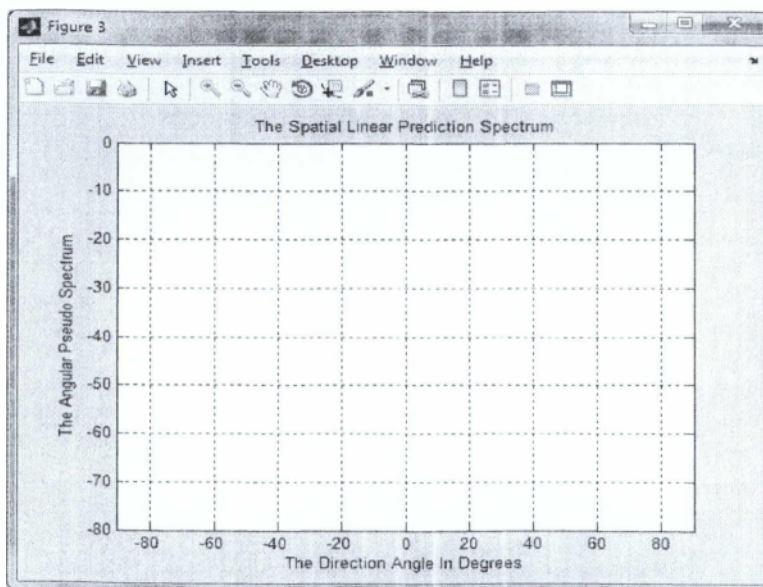
Η Linear Prediction είναι μέθοδος ελαχιστοποίησης του μέσο-τετραγωνικού (mean-squared) λάθους πρόβλεψης που οδηγεί σε βέλτιστα βάρη της διάταξης.



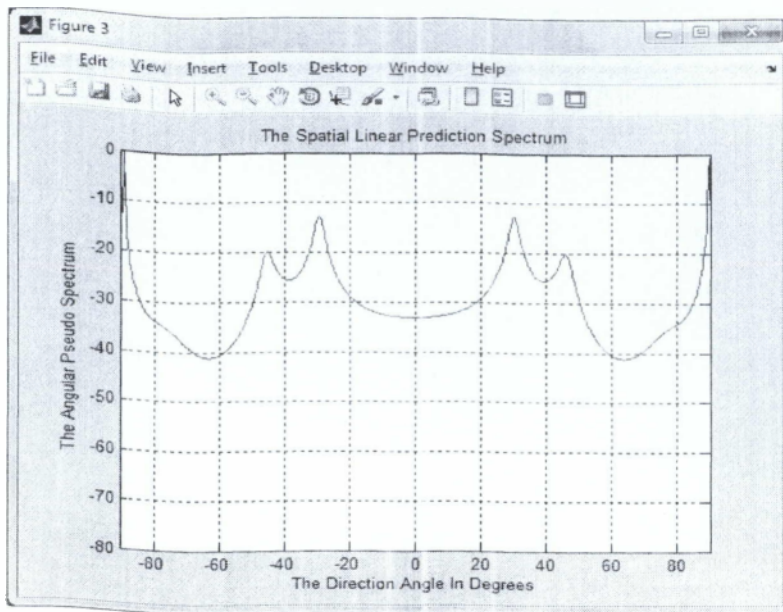
Σχήμα 6.21 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με αριθμό των στοιχείων (elements) 8 , αριθμό των χρηστών (users) 2 , ο αριθμός των δειγμάτων (samples) 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ}, -30^{\circ})$.



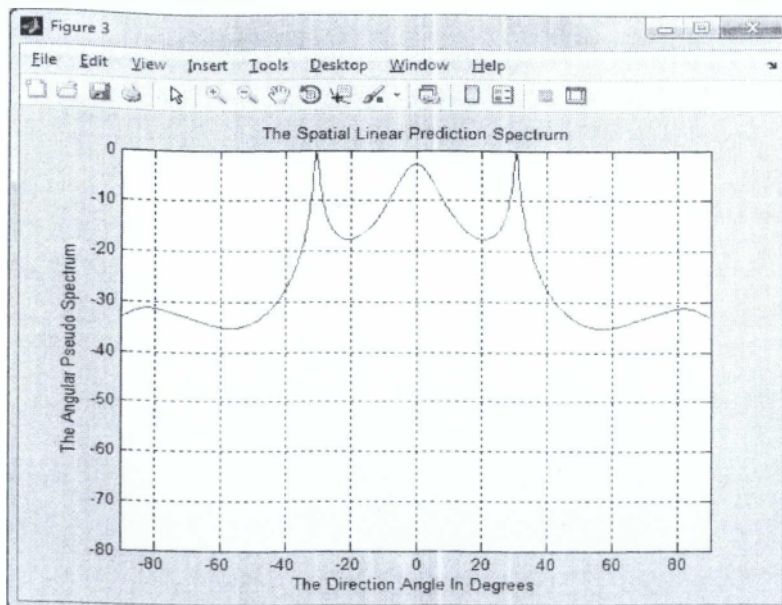
Σχήμα 6.22 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Αριθμό των Elements 4 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



Σχήμα 6.23 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Αριθμό των Elements 16 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



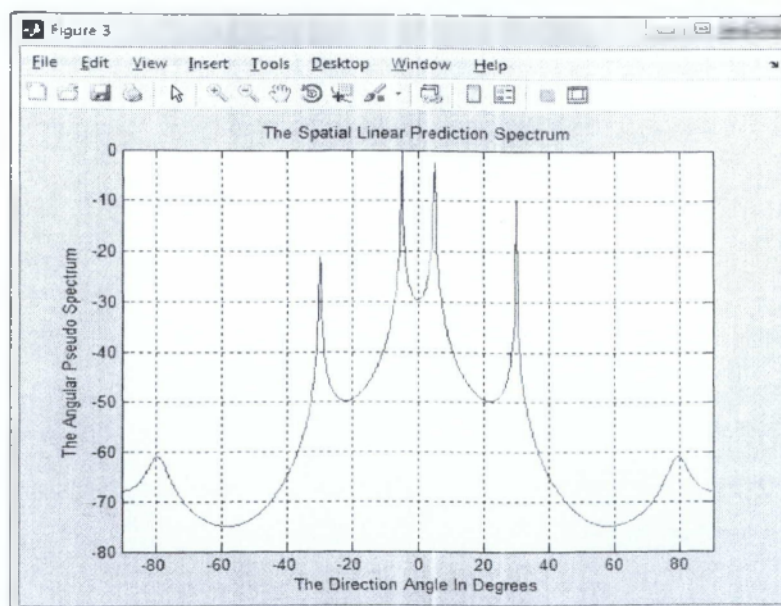
Σχήμα 6.24 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Αριθμό των Users 1 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ}, -30^{\circ})$.



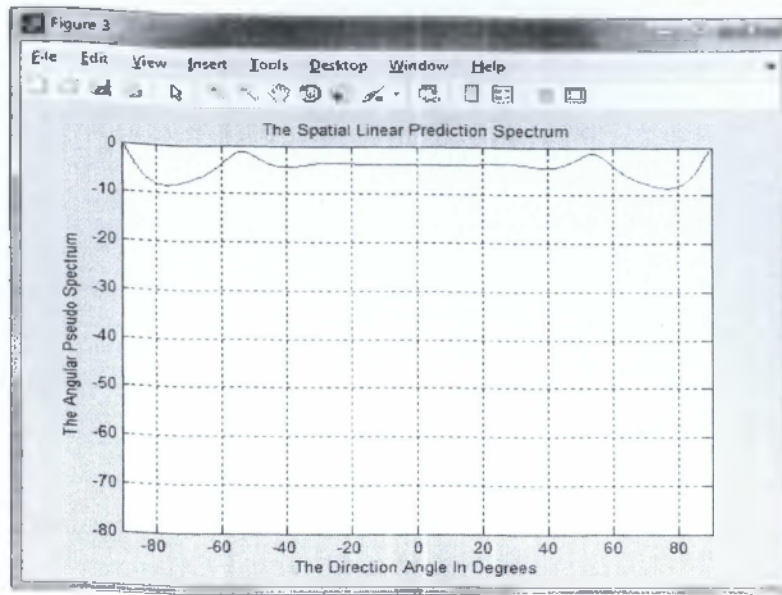
Σχήμα 6.25 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Αριθμό των Samples 30 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ}, -30^{\circ})$.



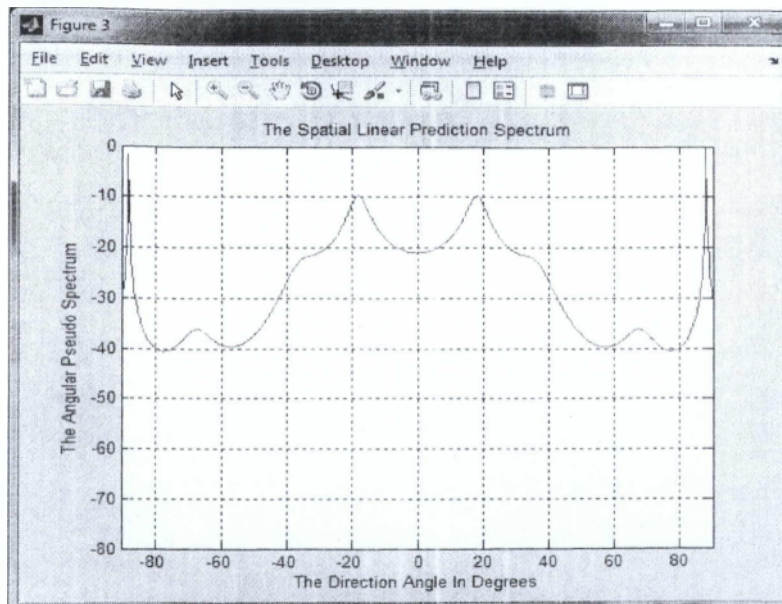
Σχήμα 6.26 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Αριθμό των Samples 100 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



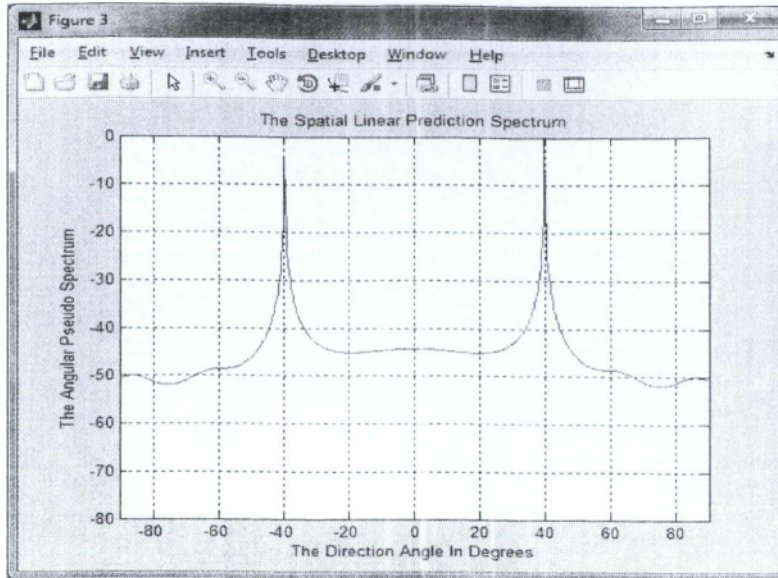
Σχήμα 6.27 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Το Signal to Noise Ration per samples 120 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



Σχήμα 6.28 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Το Signal to Noise Ratio per samples -20 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



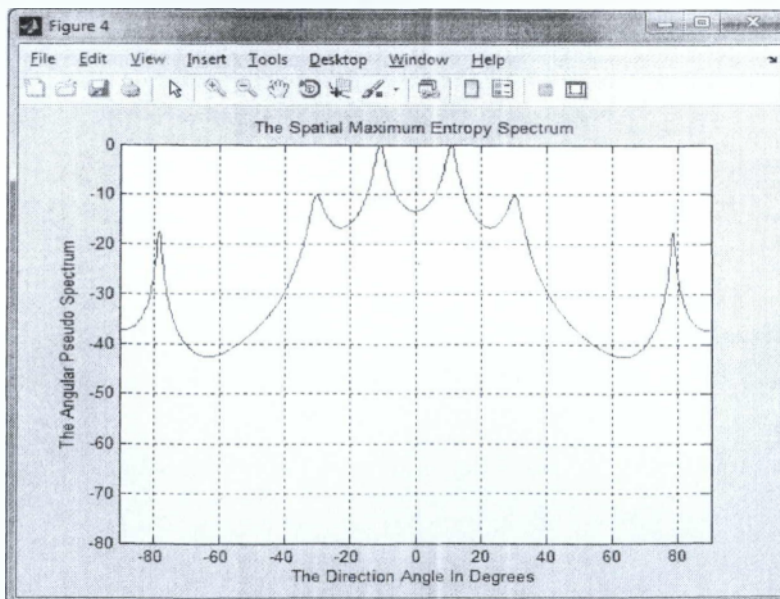
Σχήμα 6.29 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Γωνίες Αφιξης είναι (18° , 88°) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ratio per samples 20 .



Σχήμα 6.30 Ψευδοφάσμα του Linear Prediction με : Γωνίες Λοιζης είναι (-40^0 , 40^0) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .

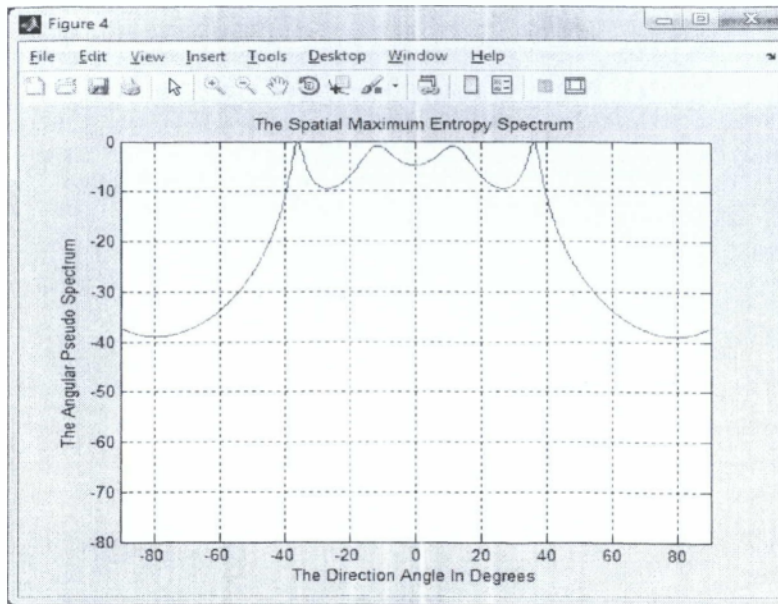
6.1.4 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Maximum Entropy Spectrum

Η Maximum Entropy είναι μέθοδος μέγιστης εντροπίας για τη φασματική εκτίμηση, όπου βρίσκει ένα φάσμα ισχύος ώστε η μετατροπή *Fourier* να ισούται με την υποβαλλόμενη μετατροπή συσχέτισης με τη προϋπόθεση ότι η εντροπία μεγιστοποιείται .

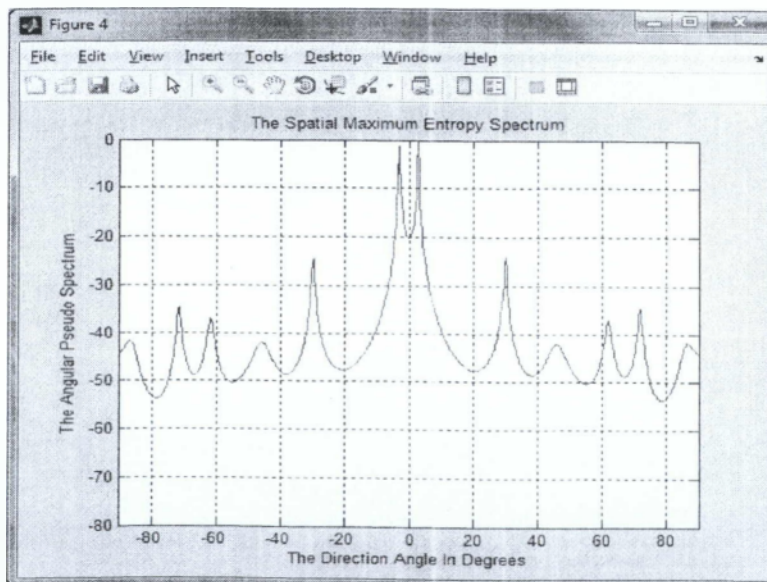


Σχήμα 6.31 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με αριθμό των στοιχείων (elements) 8 , αριθμό των χρηστών (users) 2 , αριθμό των δειγμάτων (samples) 10 , το Signal to Noise Ration per samples

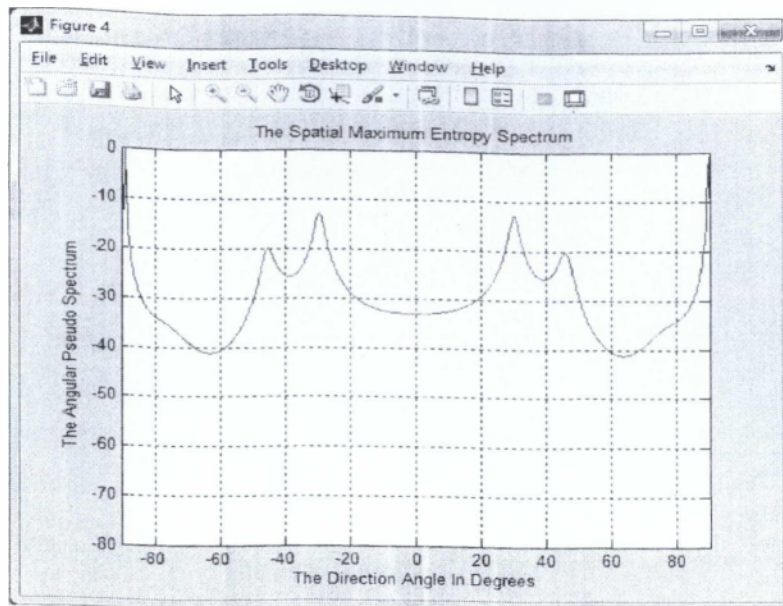
20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



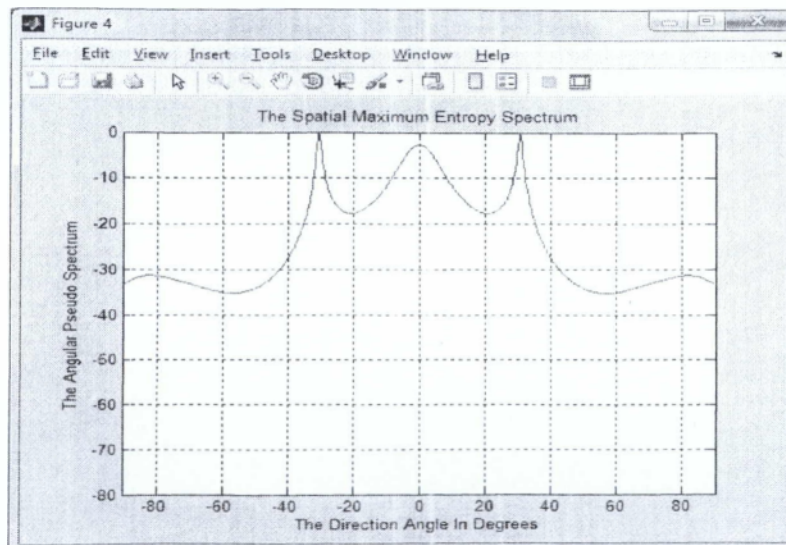
Σχήμα 6.32 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Αριθμό των Elements 4 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



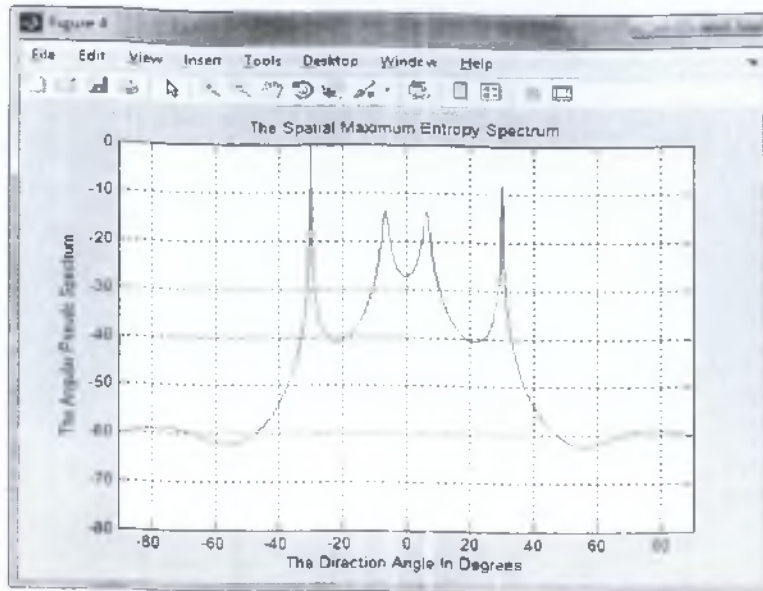
Σχήμα 6.33 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Αριθμό των Elements 16 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



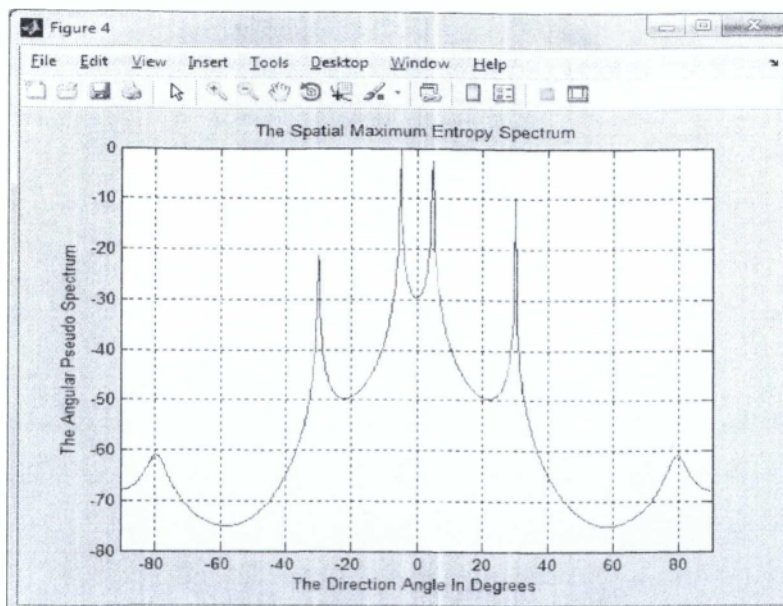
Σχήμα 6.34 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Αριθμό των Users 1 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



Σχήμα 6.35 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Αριθμό των Samples 30 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).

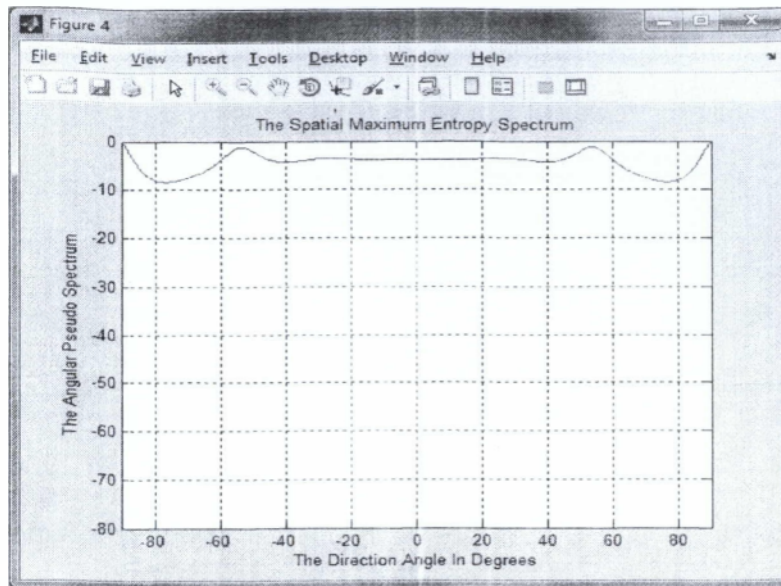


Σχήμα 6.36 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Αριθμό των Samples 100 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).

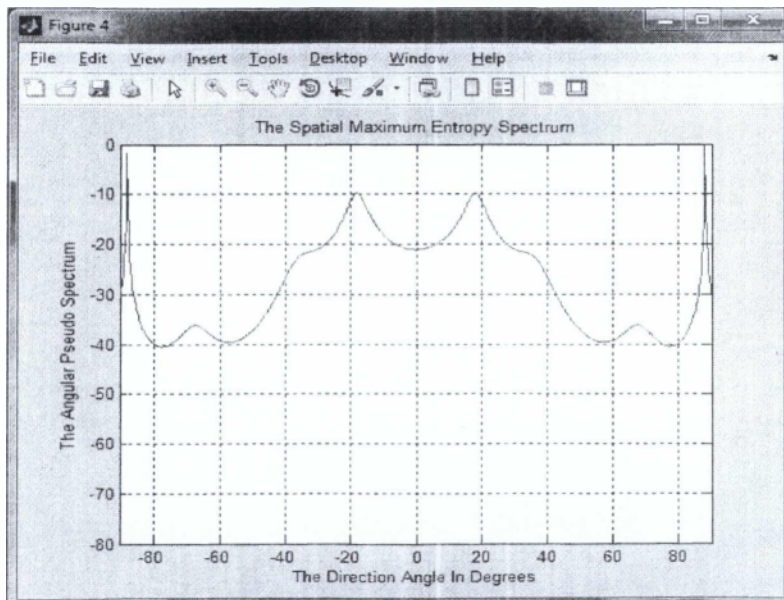


Σχήμα 6.37 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Το Signal to Noise Ration per samples 120 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (

$5^{\circ}, -30^{\circ}$).



Σχήμα 6.38 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : To Signal to Noise Ration per samples -20 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι ($5^{\circ}, -30^{\circ}$).



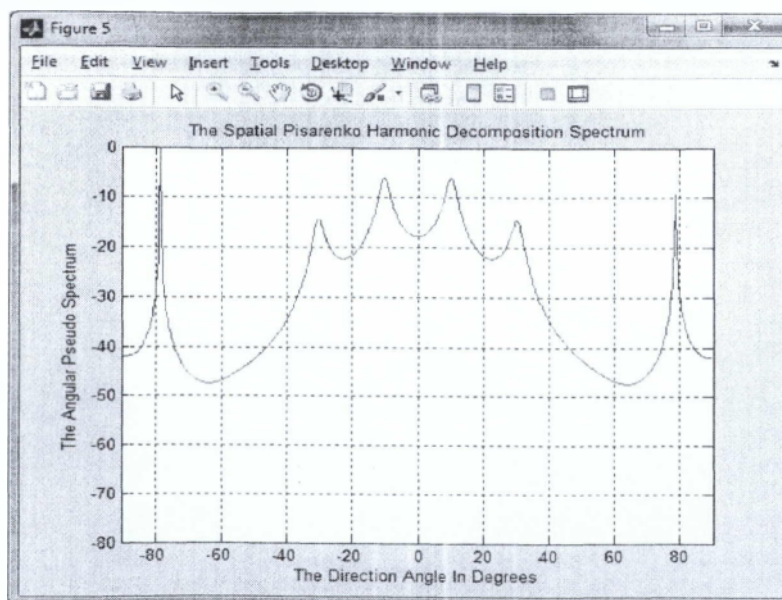
Σχήμα 6.39 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Γωνίες Αφιξης είναι ($18^{\circ}, 88^{\circ}$) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .



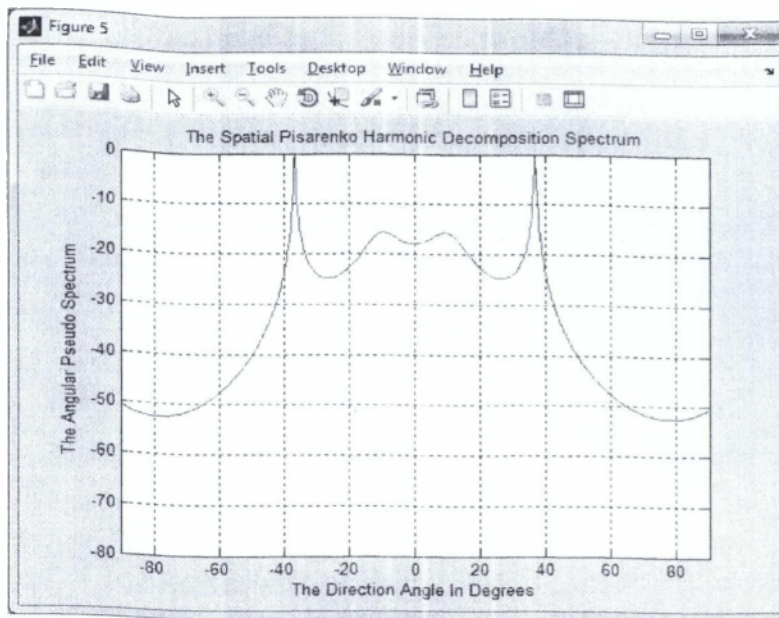
Σχήμα 6.40 Ψευδοφάσμα του Maximum Entropy με : Γωνίες Αφίξης είναι (-40° , 40°), αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .

6.1.5 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Pisarenko Harmonic Decomposition Spectrum

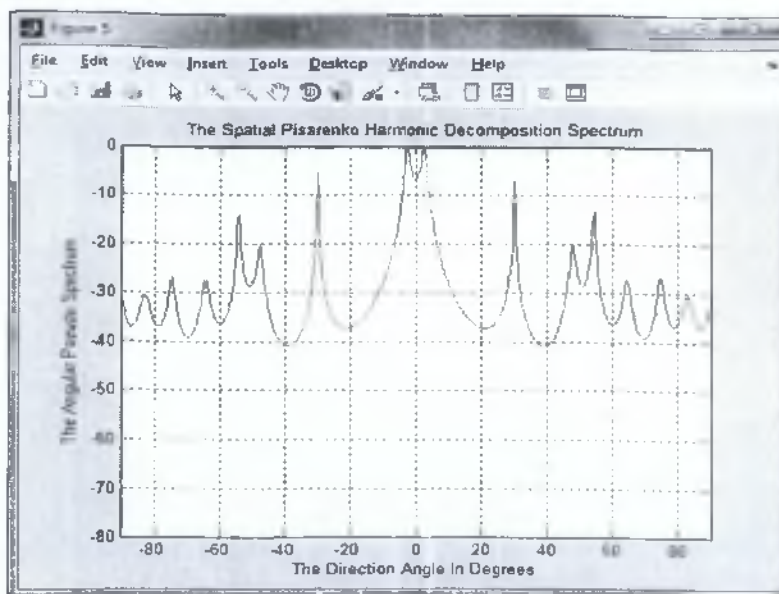
Η Pisarenko Harmonic Decomposition είναι τεχνική αρμονικής αποσύνθεσης με στόχο την ελαχιστοποίηση του μεσο-τετραγωνικού σφάλματος της εξόδου διάταξης, υπό την προϋπόθεση το διάλυμα βάρους να είναι ίσο με τη μονάδα.



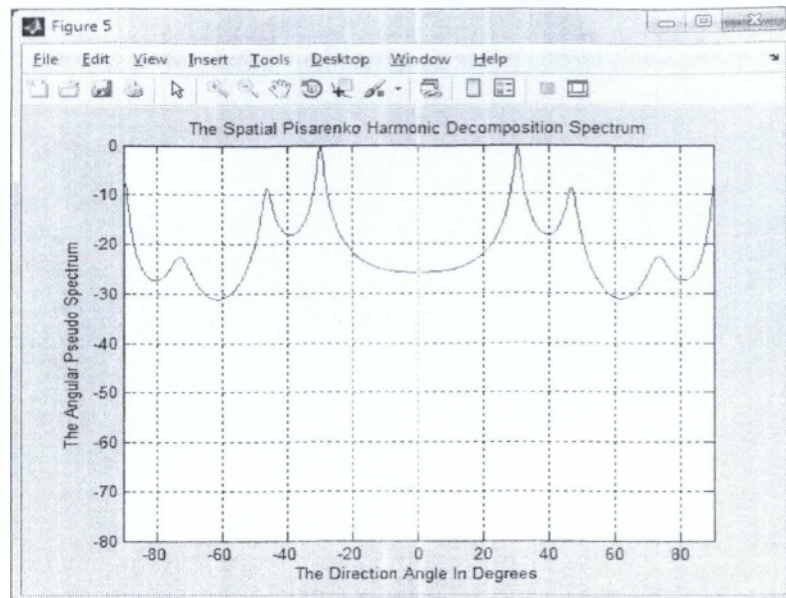
Σχήμα 6.41 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με αριθμό των στοιχείων (elements) 8 , αριθμό των χρηστών (users) 2 , αριθμό των δειγμάτων (samples) 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



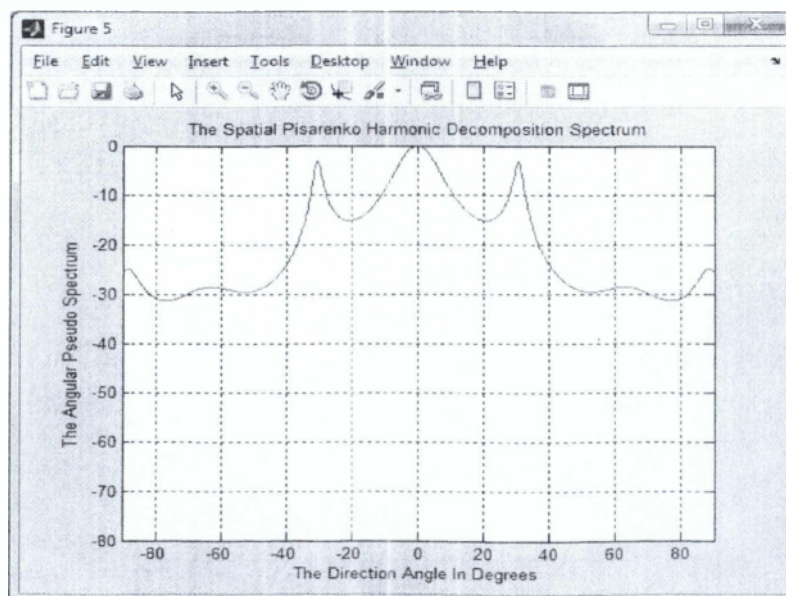
Σχήμα 6.42 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Αριθμό των Elements 4 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



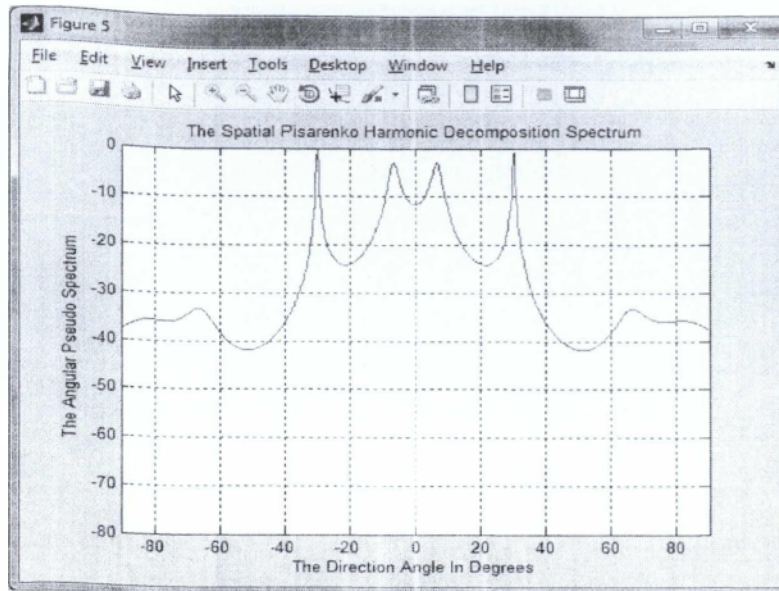
Σχήμα 6.43 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Αριθμό των Elements 16 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



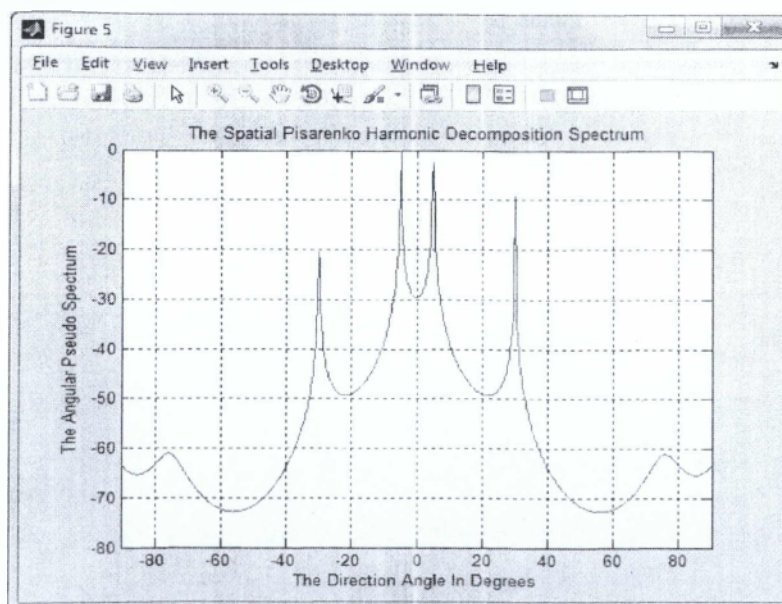
Σχήμα 6.44 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Αριθμό των Users 1 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



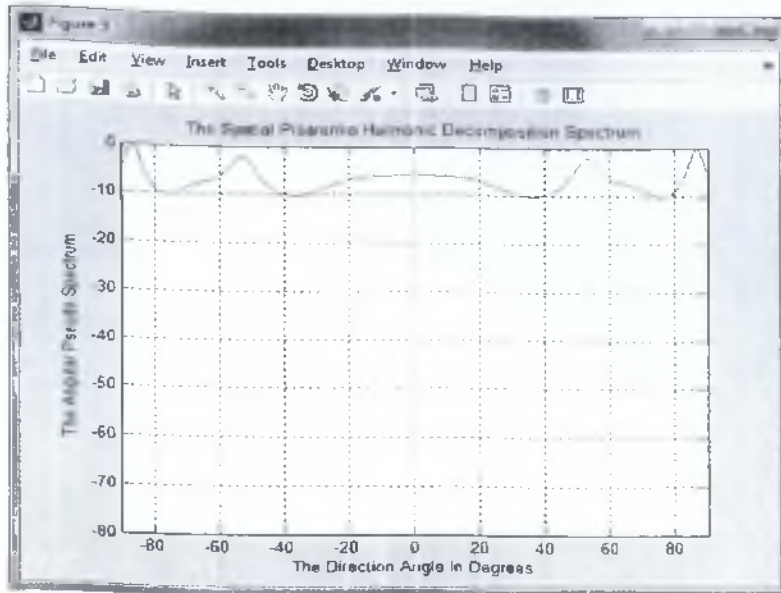
Σχήμα 6.45 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Αριθμό των Samples 30 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



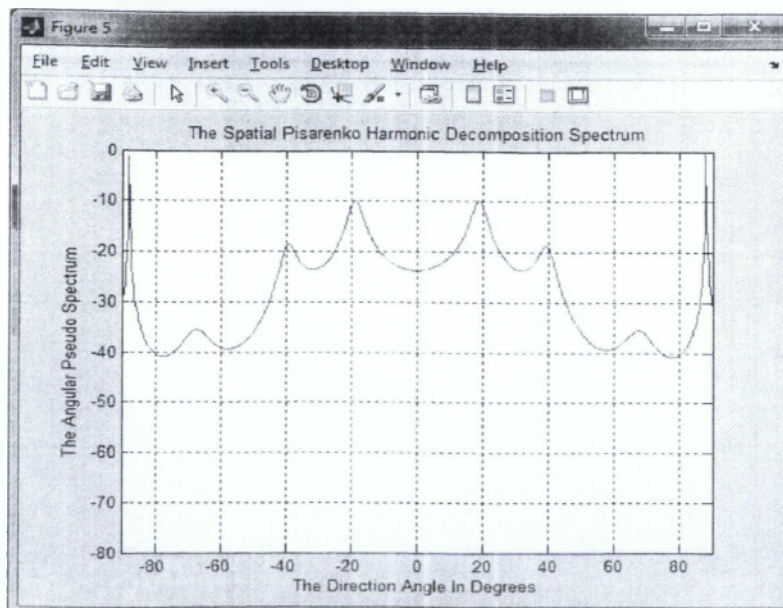
Σχήμα 6.46 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Αριθμό των Samples 100 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



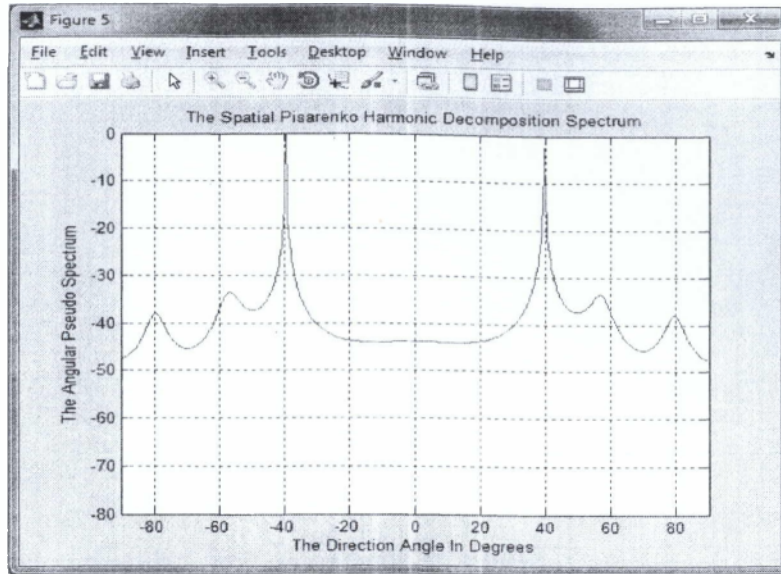
Σχήμα 6.47 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Το Signal to Noise Ration per samples 120 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



Σχήμα 6.48 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Το Signal to Noise Ration per samples -20 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



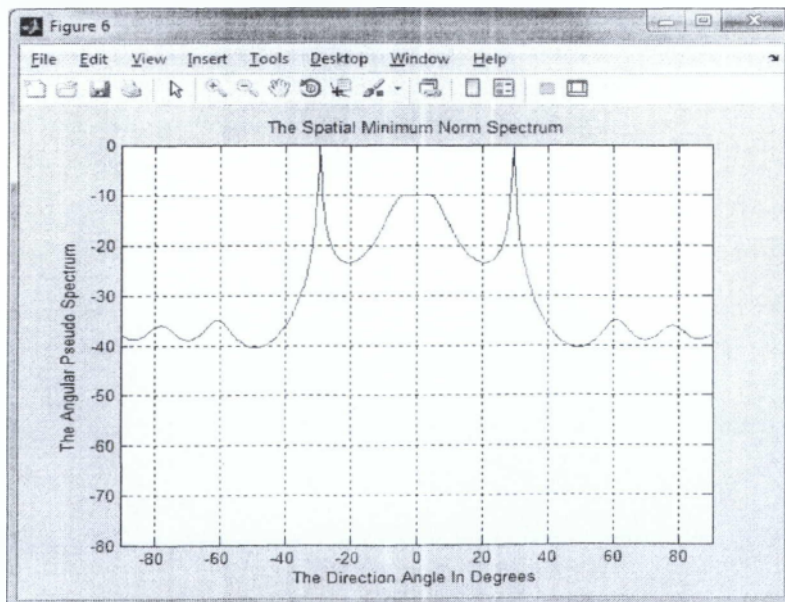
Σχήμα 6.49 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Γωνίες Άφιξης είναι (18^0 , 88^0) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .



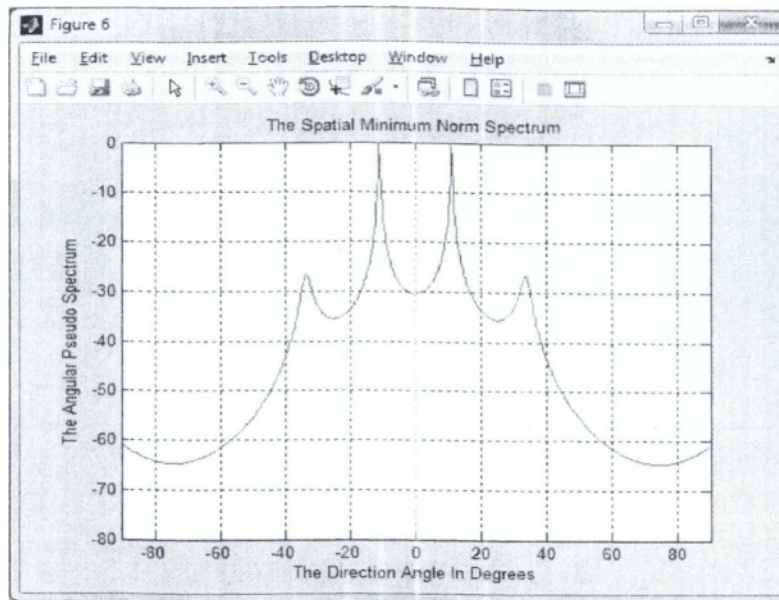
Σχήμα 6.50 Ψευδοφάσμα του Pisarenko Harmonic Decomposition με : Γωνίες Αφίξης είναι (-40⁰ , 40⁰) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .

6.1.6 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Minimum Norm Spectrum

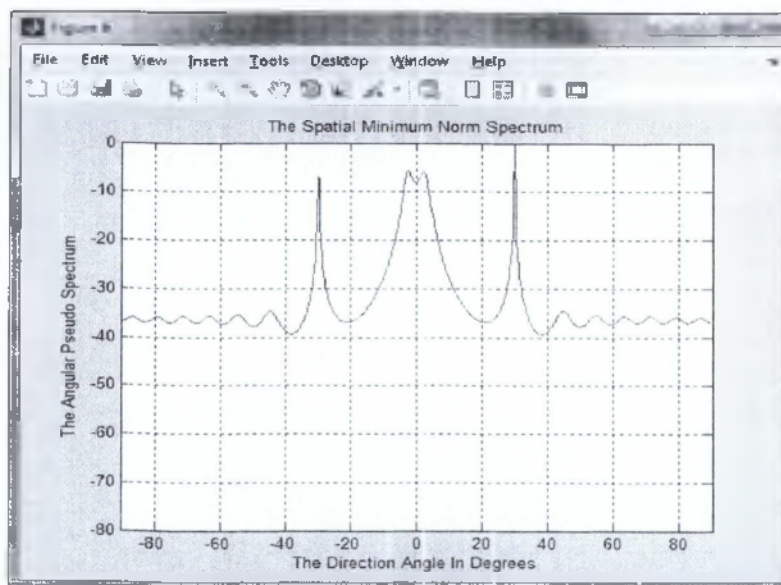
Η μέθοδος Minimum Norm αφορά μόνο τις ομοιόμορφες γραμμικές διατάξεις (ULA) και βρίσκει την εκτίμησης DOA από την αναζήτηση του αιχμηρού σημείου του φάσματος.



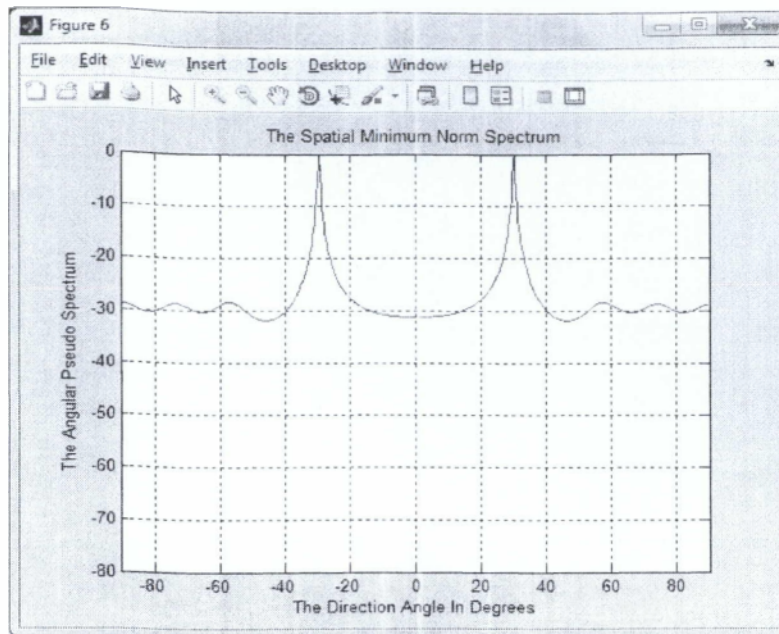
Σχήμα 6.51 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με αριθμό των στοιχείων (elements) 8 , αριθμό των χρηστών (users) 2 , αριθμό των δειγμάτων (samples) 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5⁰ , -30⁰) .



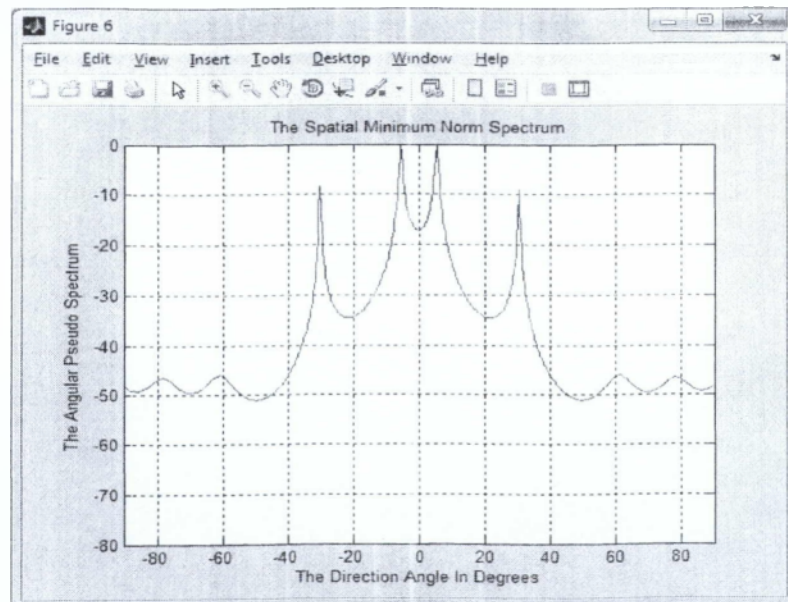
Σχήμα 6.52 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Αριθμό των Elements 4 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



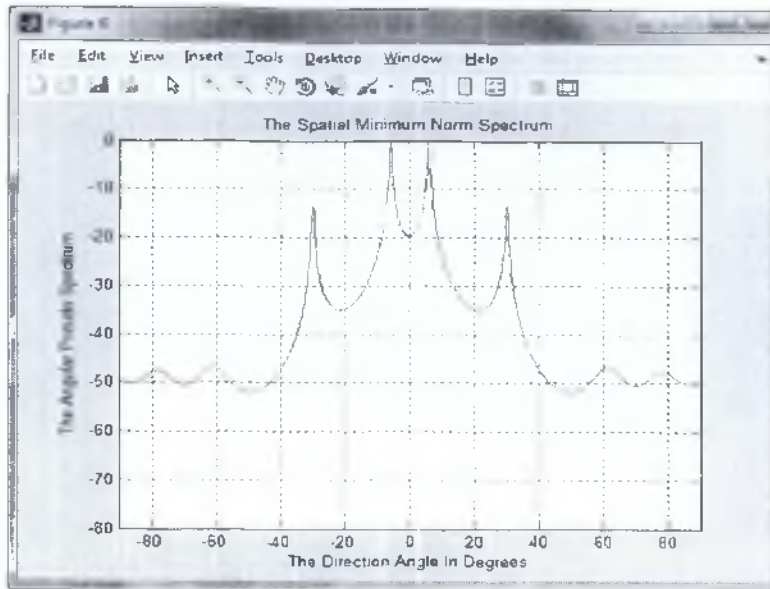
Σχήμα 6.53 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Αριθμό των Elements 16 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



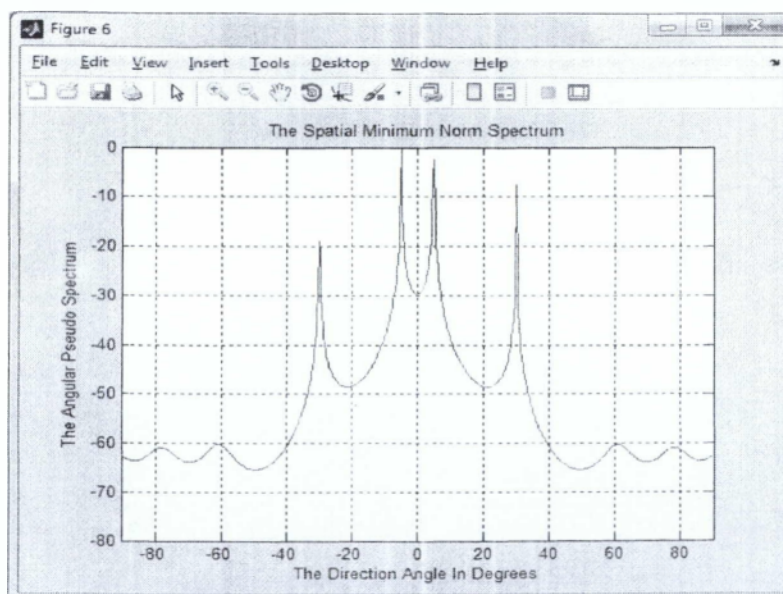
Σχήμα 6.54 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Αριθμό των Users 1 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



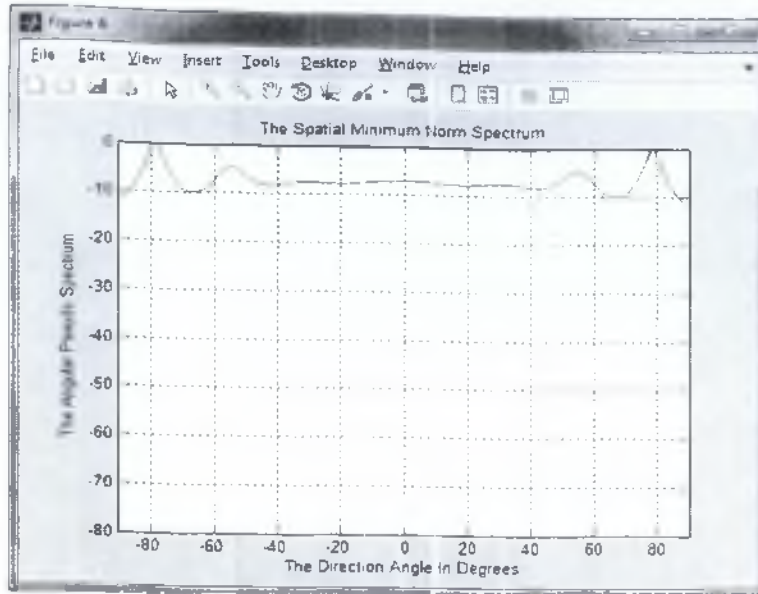
Σχήμα 6.55 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Αριθμό των Samples 30 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



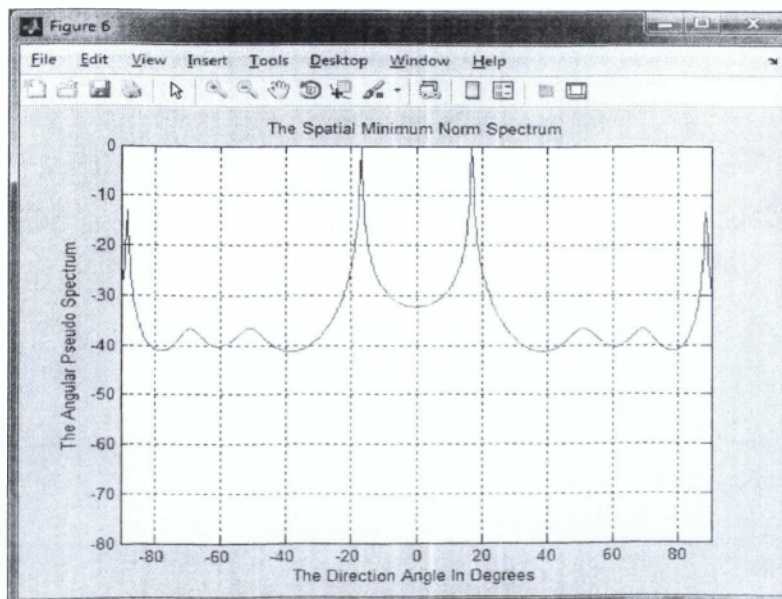
Σχήμα 6.56 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Αριθμό των Samples 100 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ratio per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



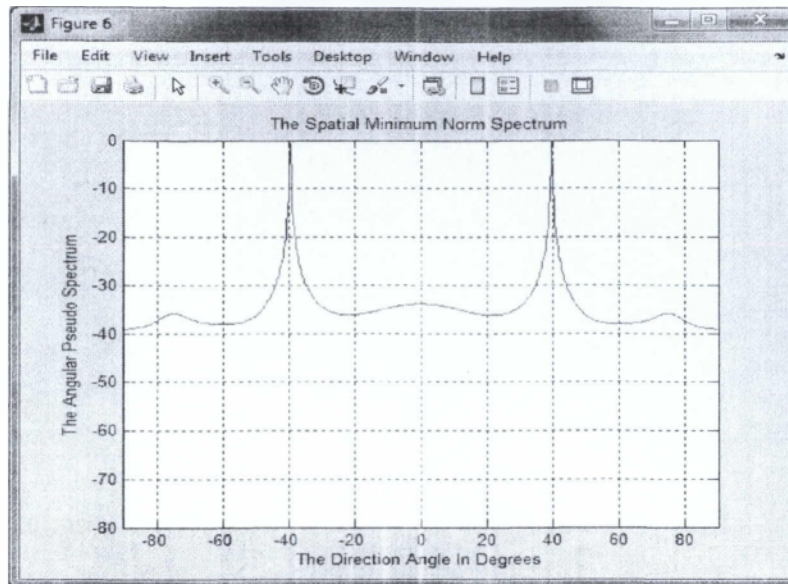
Σχήμα 6.57 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Το Signal to Noise Ratio per samples 120 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



Σχήμα 6.58 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : To Signal to Noise Ratio per samples -20 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι $(5^{\circ} , -30^{\circ})$.

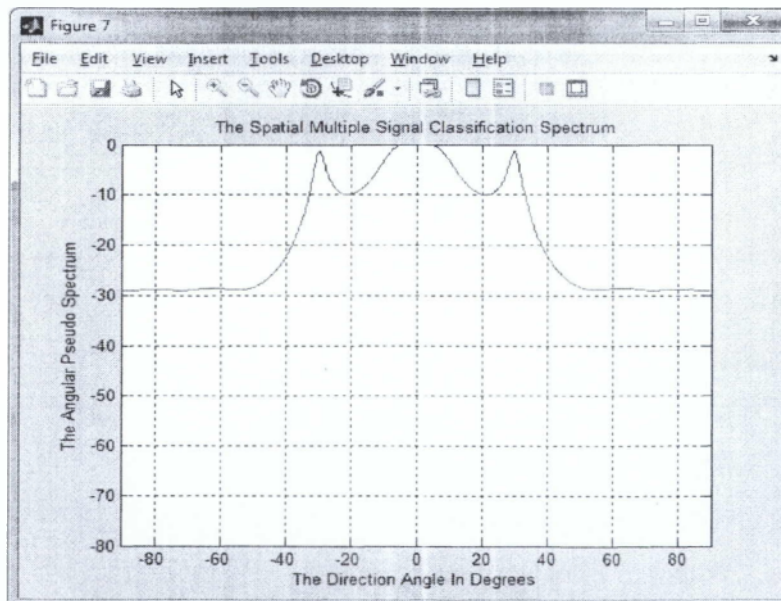


Σχήμα 6.59 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Γωνίες Αφιξης είναι $(18^{\circ} , 88^{\circ})$, αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ratio per samples 20 .

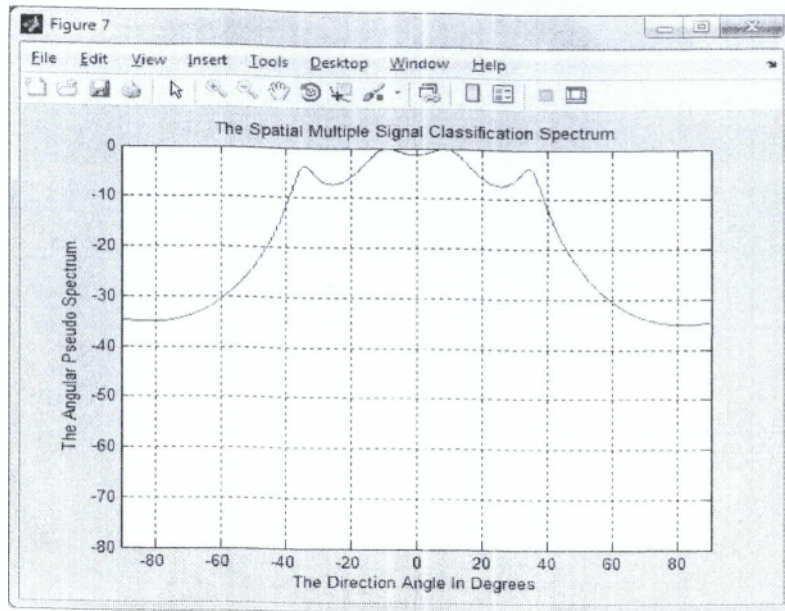


Σχήμα 6.60 Ψευδοφάσμα του Minimum Norm με : Γωνίες Αφίξης είναι (-40° , 40°) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ratio per samples 20 .

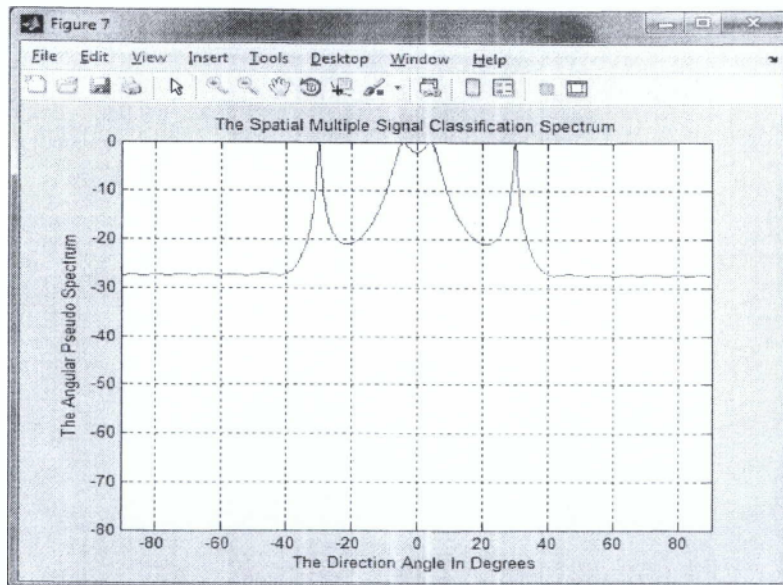
6.1.7 Αποτελέσματα για τον αλγόριθμο της μεθόδου The Spatial Multiple Signal Classification Spectrum



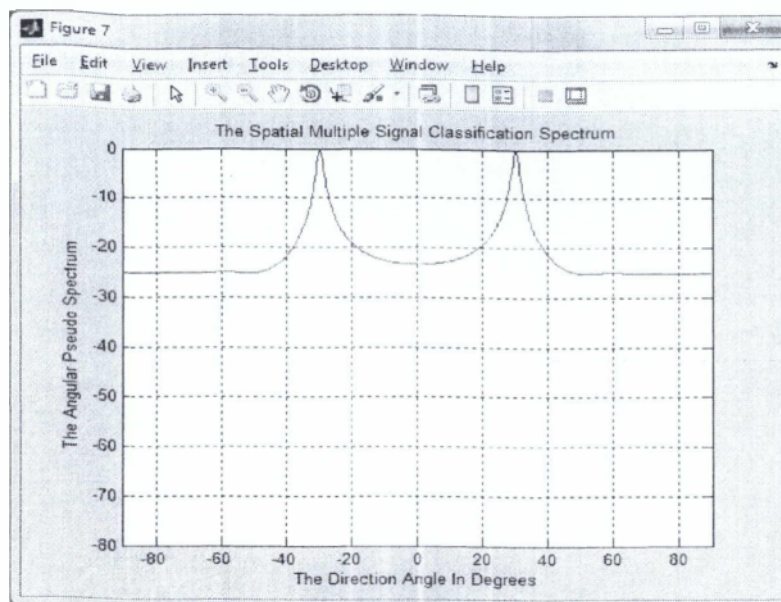
Σχήμα 6.61 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με αριθμό των στοιχείων (elements) 8 , αριθμό των χρηστών (users) 2 , αριθμό των δείγμα (samples) 10 , το Signal to Noise Ratio per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



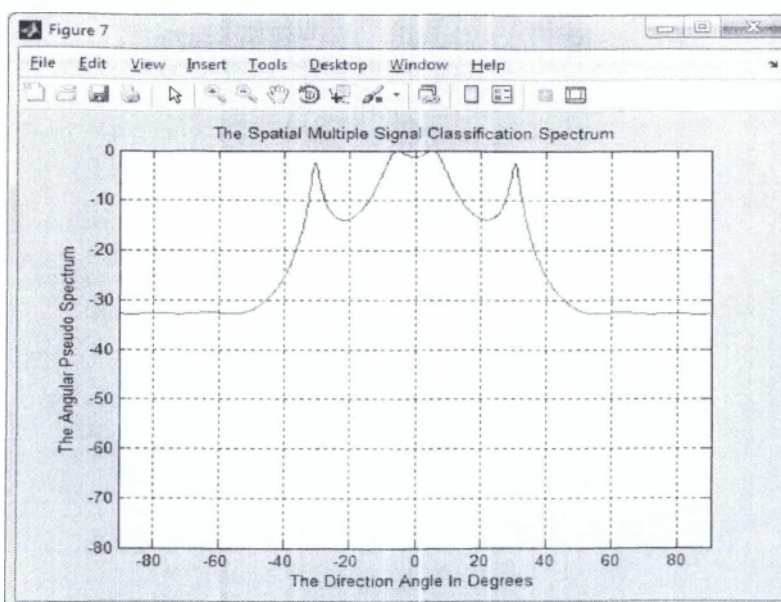
Σχήμα 6.62 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : Αριθμό των Elements 4 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



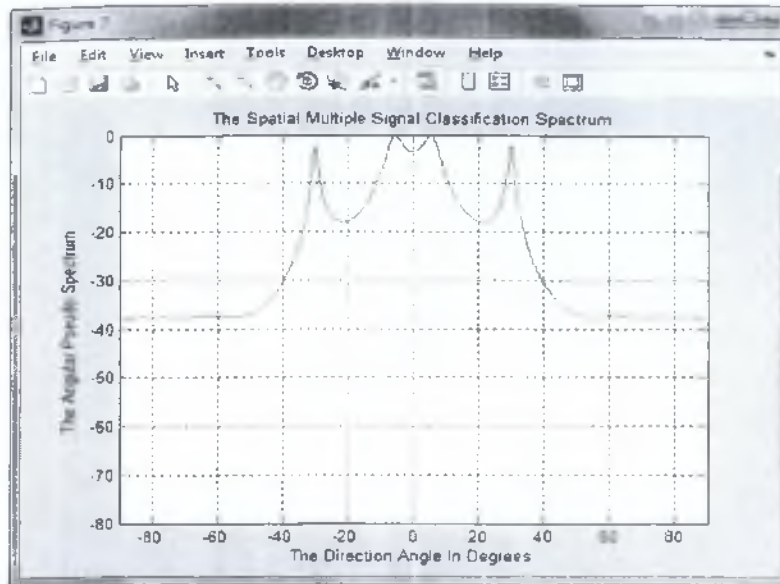
Σχήμα 6.63 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : Αριθμό των Elements 16 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



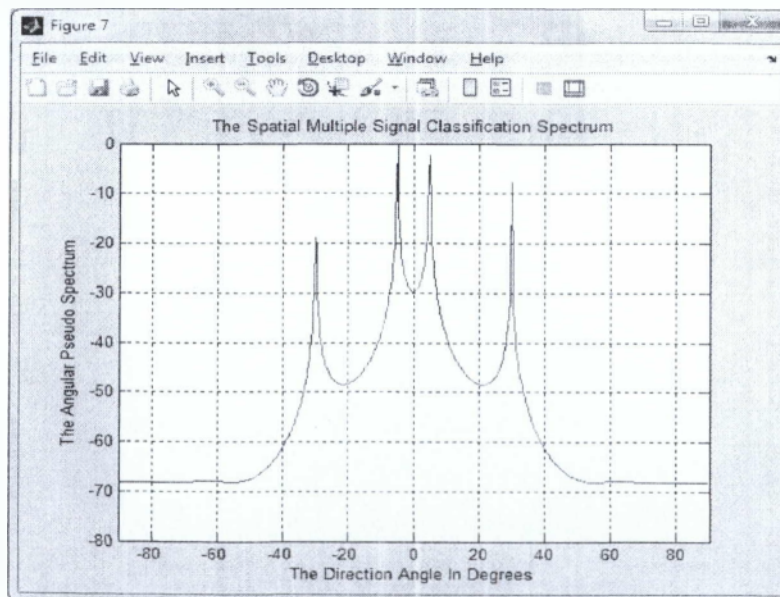
Σχήμα 6.64 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : Αριθμό των Users 1 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Samples 10 , το Signal to Noise Ratio per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



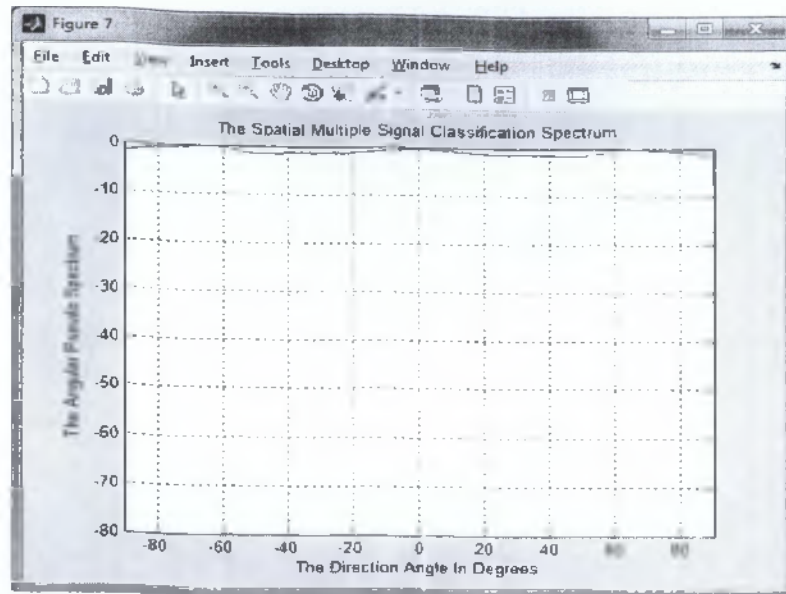
Σχήμα 6.65 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : Αριθμό των Samples 30 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ratio per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



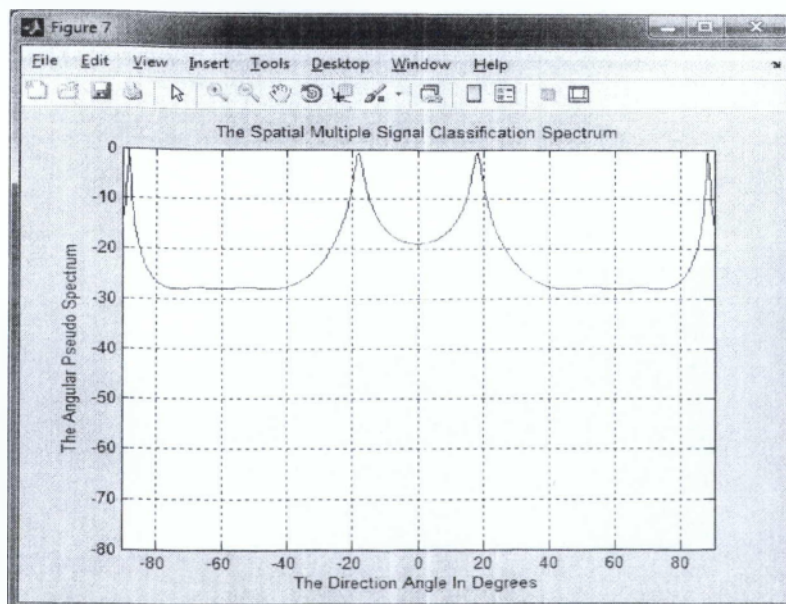
Σχήμα 6.66 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : Αριθμό των Samples 100 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , το Signal to Noise Ration per samples 20 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



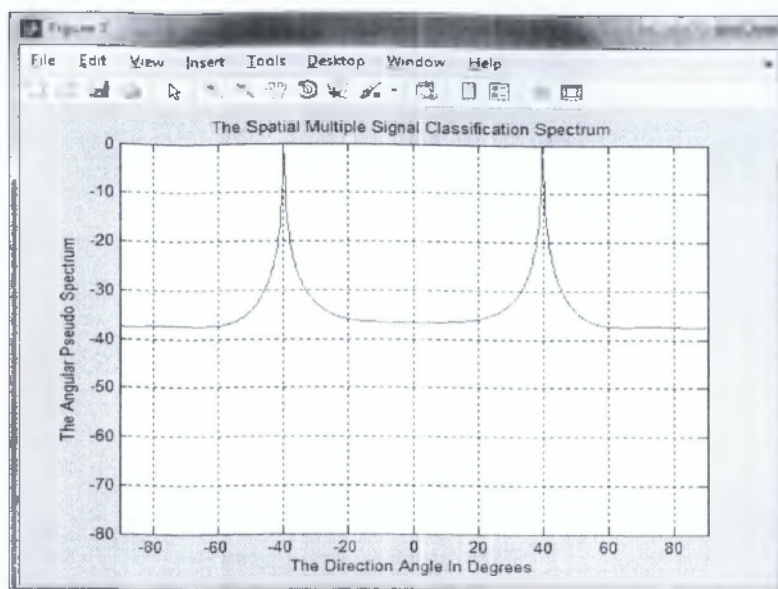
Σχήμα 6.67 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : To Signal to Noise Ration per samples 120 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5^0 , -30^0).



Σχήμα 6.68 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : To Signal to Noise Ration per samples -20 , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και οι γωνίες άφιξης είναι (5° , -30°).



Σχήμα 6.69 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : Γωνίες Αφίξης είναι (18° , 88°) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ration per samples 20 .



Σχήμα 6.70 Ψευδοφάσμα του Multiple Signal Classification με : Γωνίες Αφίξης είναι (-40° , 40°) , αριθμό των Elements 8 , αριθμό των Users 2 , αριθμό των Samples 10 και το Signal to Noise Ratio per samples 20 .

6.2. Προσομοίωση μιας τυπικής διάταξης συστήματος που χρησιμοποιεί έξυπνες κεραιές με χρήση του αλγορίθμου MUSIC

Με την ρουτίνα MSMART.M έχει σχεδιαστεί ένα σύστημα Έξυπνων Κεραιών σε ένα πομποδέκτη σταθμού βάσης BTS (uplink). Διάταξη κεραιάς με τέσσερα στοιχεία λειτουργίας στα 2GHz με απόσταση διαχωρισμού 0,075 m. Αυτή η λειτουργία διαιρείται σε τρία στάδια :

- Angle of Arrival Estimation (MUSIC)
- Adaptive Beamforming
- Signal Regeneration

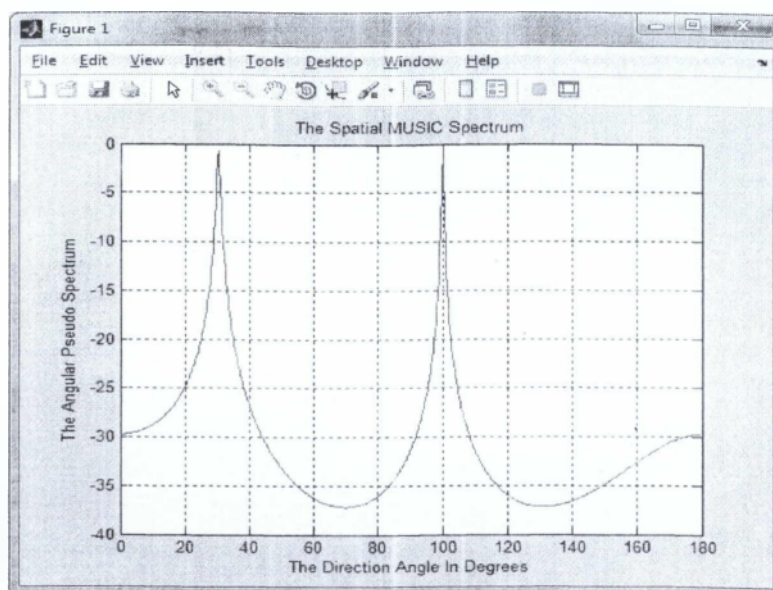
Θεωρούμε πως έχουμε μια κεραιά με σήματα άφιξης από δύο διαφορετικές γωνίες. Όπου οι γωνίες αυτές λαμβάνονται τυχαία ως εισερχόμενα σήματα.

Στα παρακάτω σχήματα απεικονίζεται το Ψευδοφάσμα του MUSIC με δύο διαφορετικές γωνίες άφιξης από 4 elements και το πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης (Beamformer) γραμμικής διάταξης κεραιάς με SNR του καναλιού (Channel SNR) CSNR 25 db.

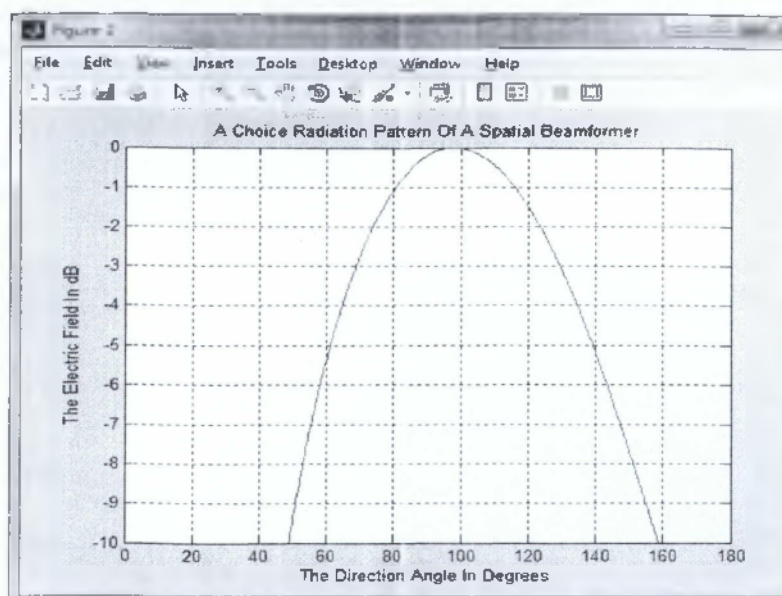
Αν δύο πηγές είναι γειτονικές (π.χ. γωνία άφιξης στα 38° και 32°), τότε ο MUSIC δεν είναι σε θέση να επιλύσει το πρόβλημα. Στην περίπτωση αυτή έχουν εισαχθεί μερικά σφάλματα φάσης στο διά-

γραμμά ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης.

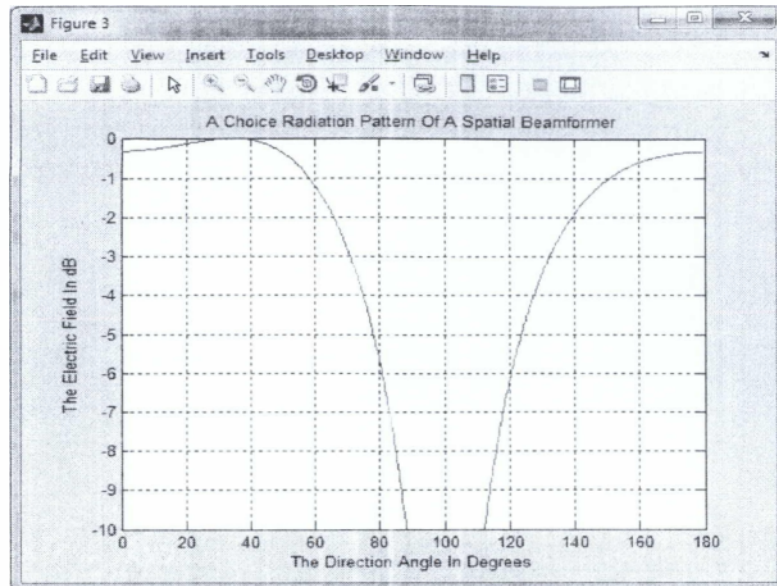
Signal Arrival Phase Angle: 30° , 100°



Σχήμα 6.71 Ψευδοφάσμα του MUSIC της γωνίας άφιξης 30° , 100° και CSNR 25 db

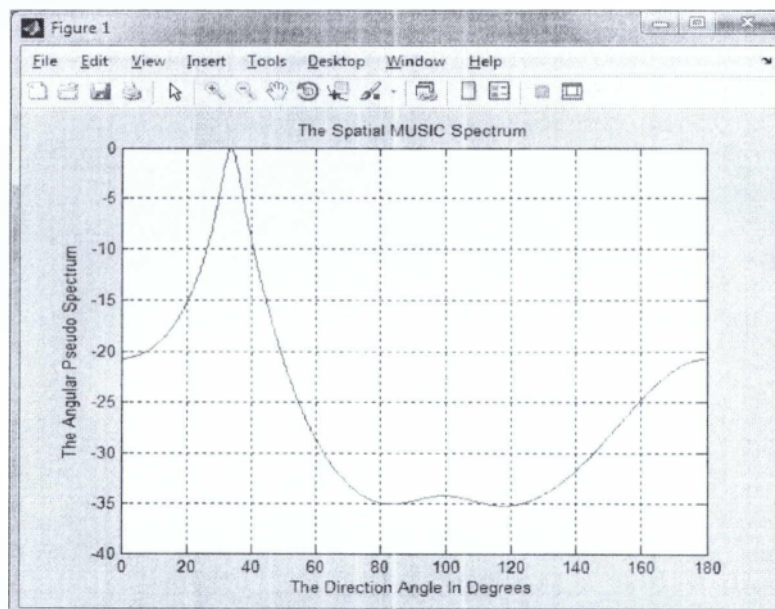


Σχήμα 6.72 (a) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 100° και CSNR 25 db.

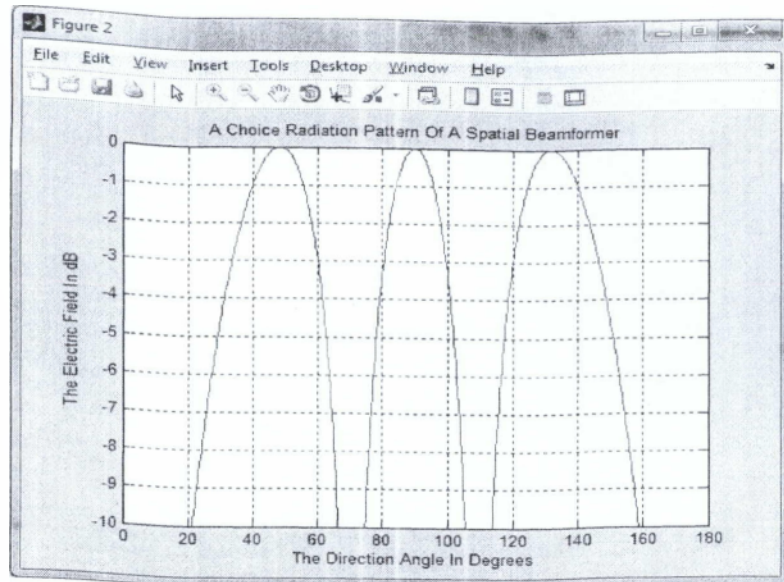


Σχήμα 6.72 (b) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 30° και CSNR 25 db.

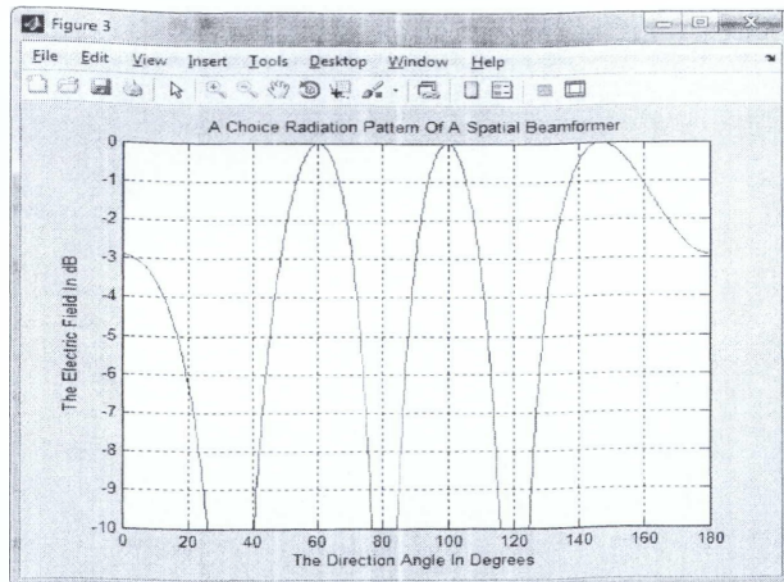
Signal Arrival Phase Angle: $38^\circ, 32^\circ$



Σχήμα 6.73 Ψευδοφάσμα του MUSIC της γωνίας άφιξης $38^\circ, 32^\circ$ και CSNR 25 db .

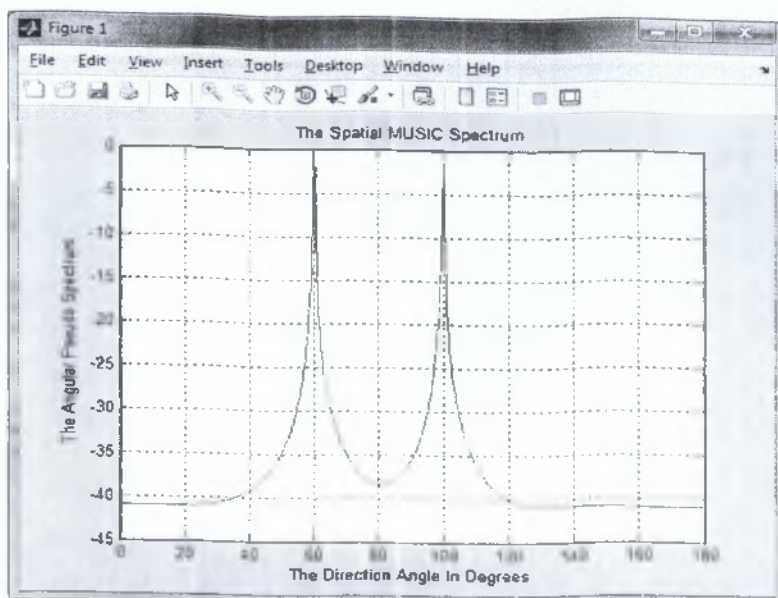


Σχήμα 6.74(a) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 32° και CSNR 25 db .

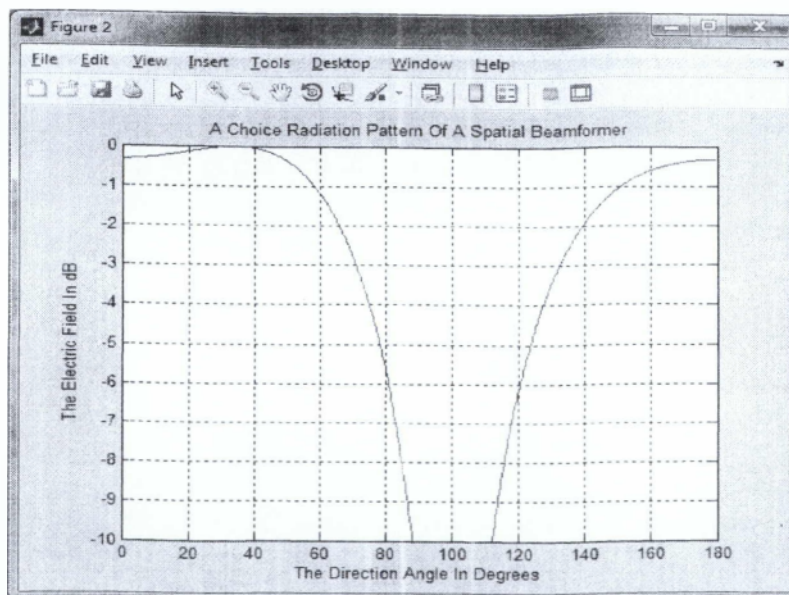


Σχήμα 6.74(b) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 38° και CSNR 25 db .

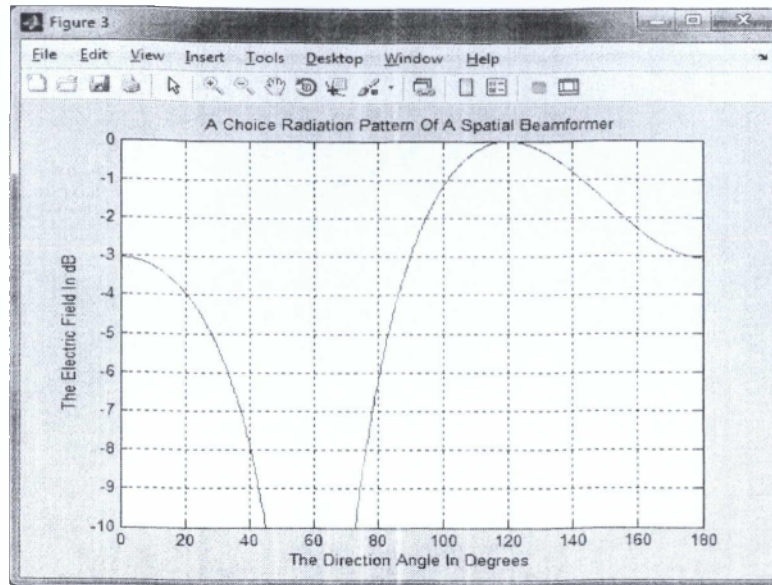
Signal Arrival Phase Angle: 60° , 100°



Σχήμα 6.75 Ψευδοφάσμα του MUSIC της γωνίας άφιξης 60° , 100° και CSNR 25 db.



Σχήμα 6.76 (a) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 60° και CSNR 25 db.

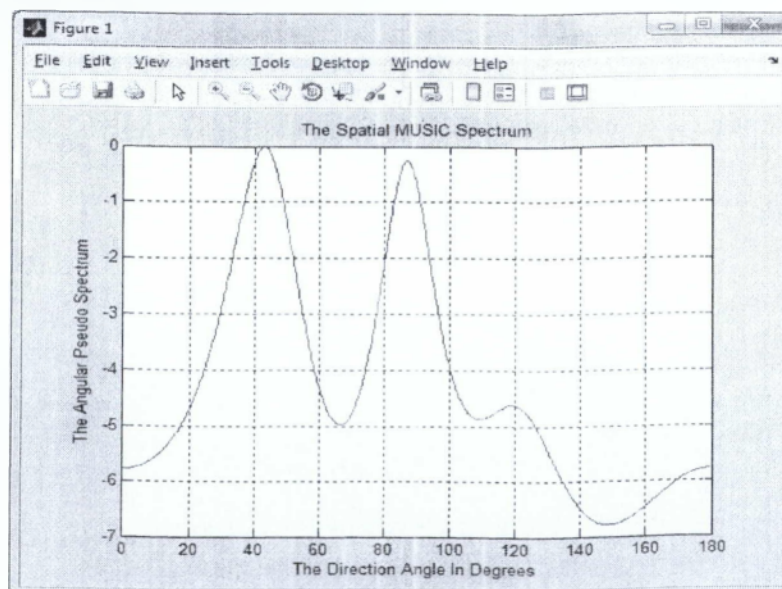


Σχήμα 6.76(b) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 100° και CSNR 25 db .

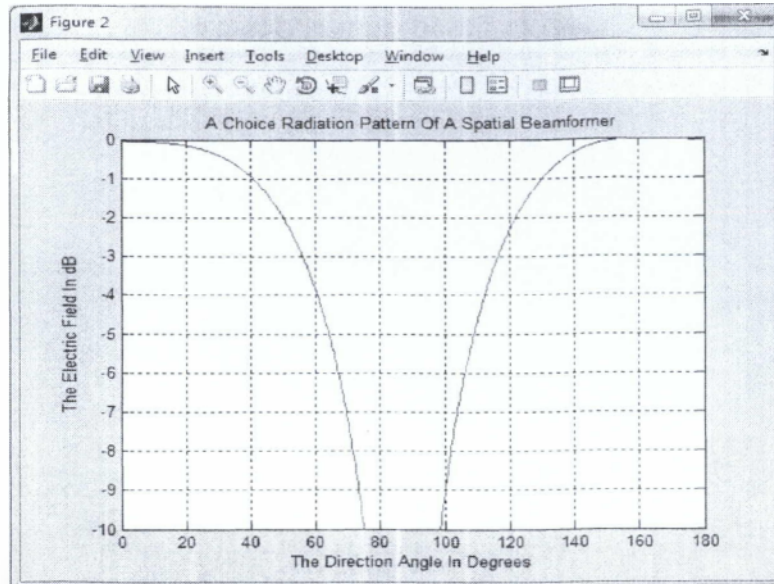
6.2.1. Αλλαγή του CSNR με σταθερή γωνία άφιξης σήματος(Signal Arrival Phase Angle)

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα, όταν μεταβάλλεται ο σηματοθρομβικός λόγος του καναλιού.

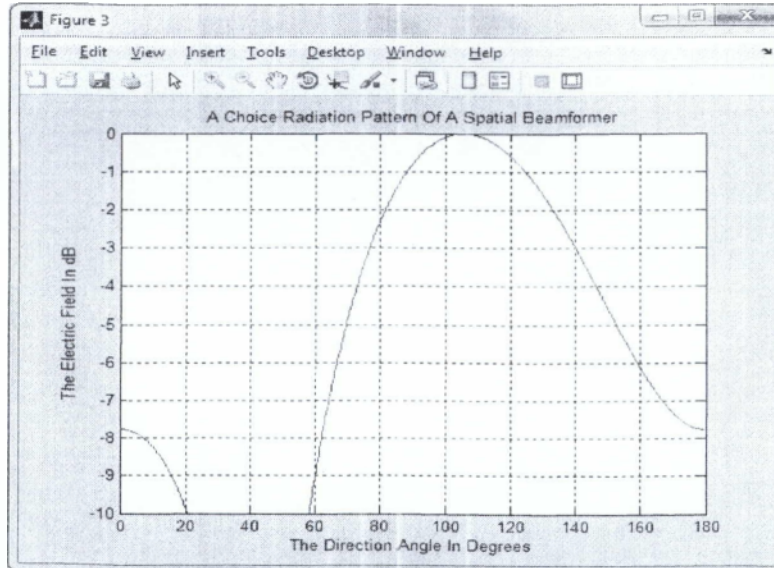
(i) Channel Signal to Noise Ratio: 0 db



Σχήμα 6.77 Ψευδοφάσμα του MUSIC της γωνίας άφιξης 44° , 155° και CSNR 0 db .

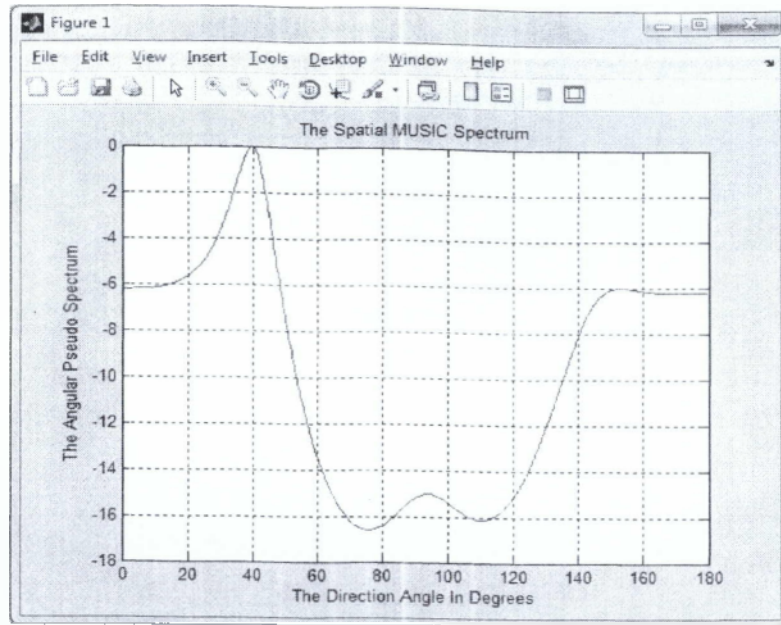


Σχήμα 6.78 (α) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 44° και CSNR 0 db .

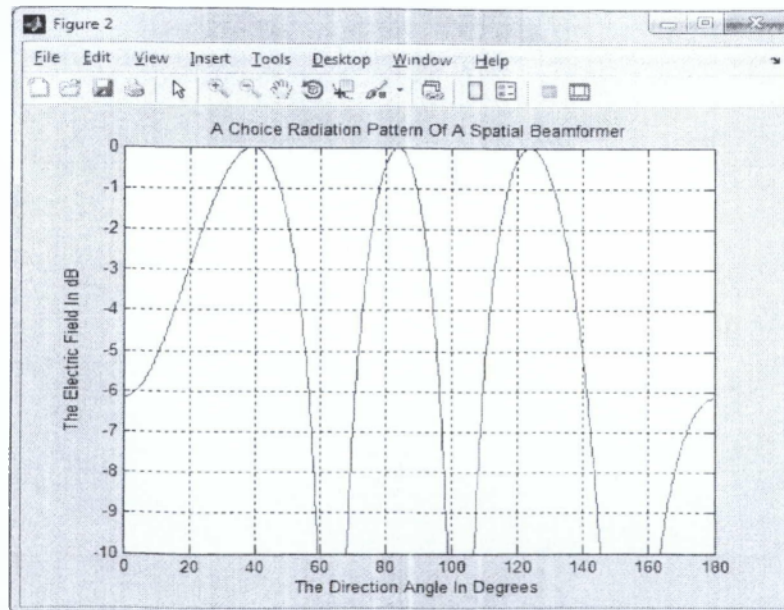


Σχήμα 6.78 (β) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 155° και CSNR 0 db .

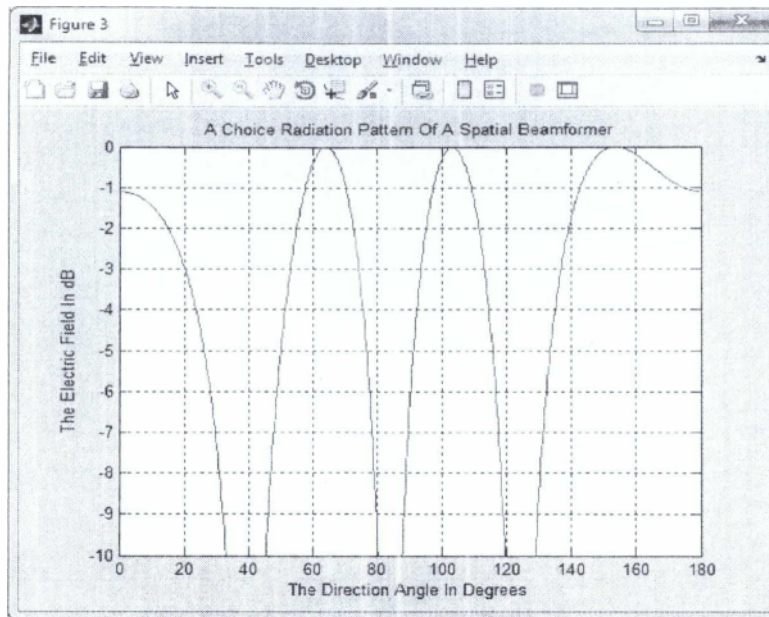
(ii) Channel Signal to Noise Ratio: 10 db



Σχήμα 6.79 Ψευδοφάσμα του MUSIC της γωνίας άφιξης 44° , 155° και CSNR 10 db .

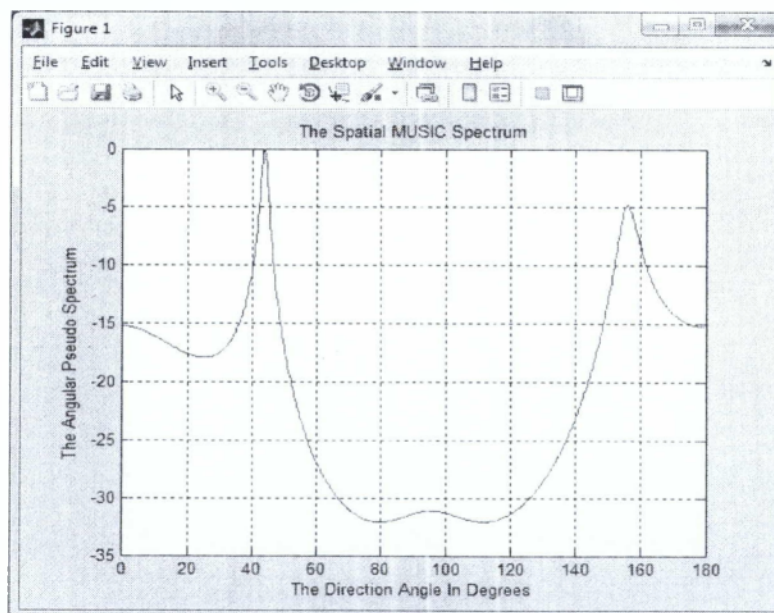


Σχήμα 6.80 (α) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 44° και CSNR 10 db .

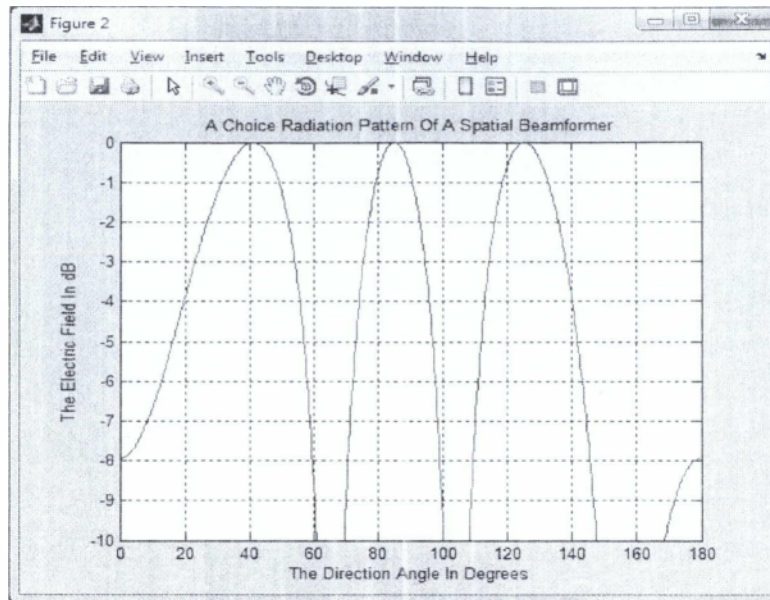


Σχήμα 6.80(b) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 155° και CSNR 10 db .

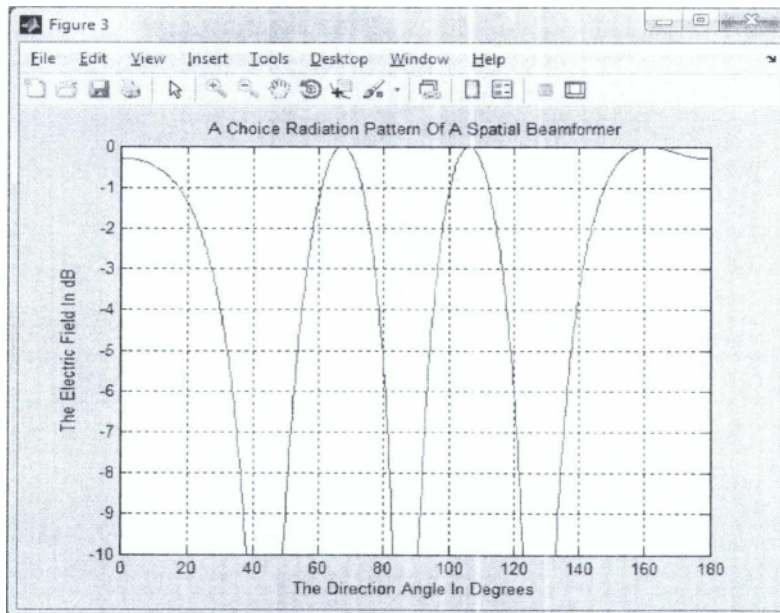
(iii) Channel Signal to Noise Ratio: 20db



Σχήμα 6.81 Ψευδοφάσμα του MUSIC της γωνίας άφιξης 44° , 155° και CSNR 20 db .

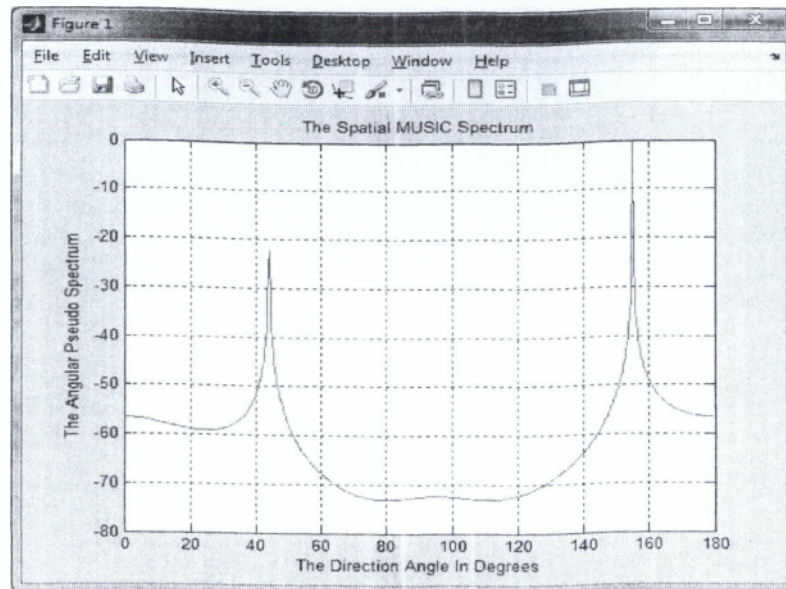


Σχήμα 6.82 (α) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 44° και CSNR 20 db .

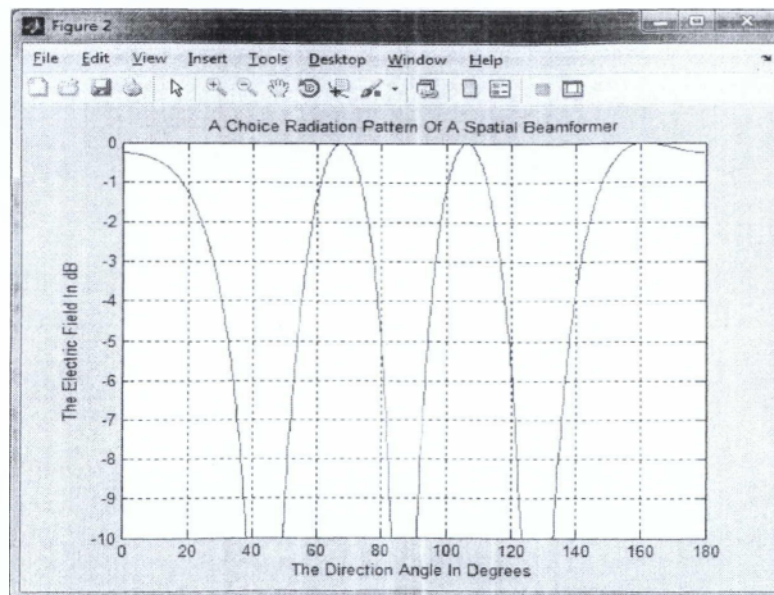


Σχήμα 6.82 (β) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 155° και CSNR 20 db .

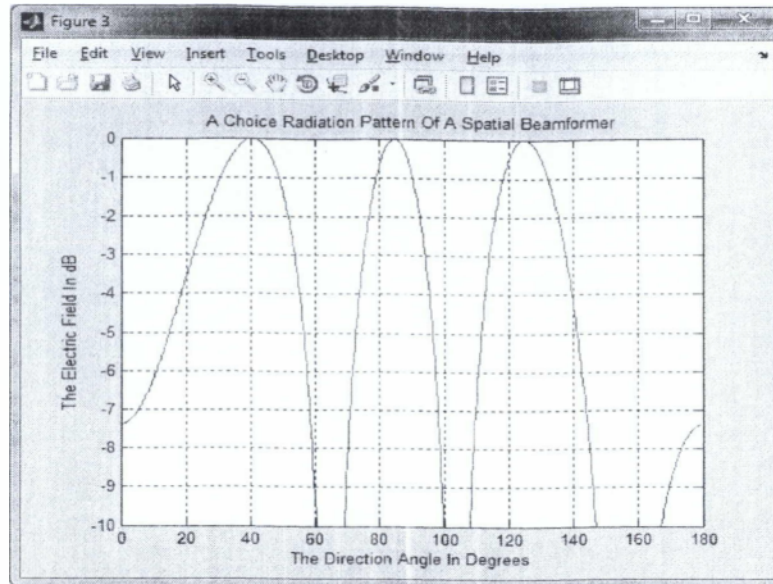
(iv) Channel Signal to Noise Ratio: 120db



Σχήμα 6.83 Ψευδοφάσμα του MUSIC της γωνίας άφιξης 44° , 155° και CSNR 120 db .



Σχήμα 6.84 (a) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 155° και CSNR 120 db .



Σχήμα 6.84 (b) Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για σήματα άφιξης 44° και CSNR 120 db .

6.3. Προσομοίωση μιας τυπικής διάταξης συστήματος που χρησιμοποιεί έξυπνες κεραιές με χρήση του αλγορίθμου ESPRIT

Με την ρουτίνα ESMART.M έχει σχεδιαστεί ένα σύστημα Έξυπνων Κεραιών σε ένα πομποδέκτη σταθμού βάσης BTS (uplink). Διάταξη κεραιάς με τέσσερα στοιχεία λειτουργίας στα 2GHz με απόσταση διαχωρισμού 0,075 Μέτρα. Αυτή η λειτουργία διαιρείται σε τρία στάδια :

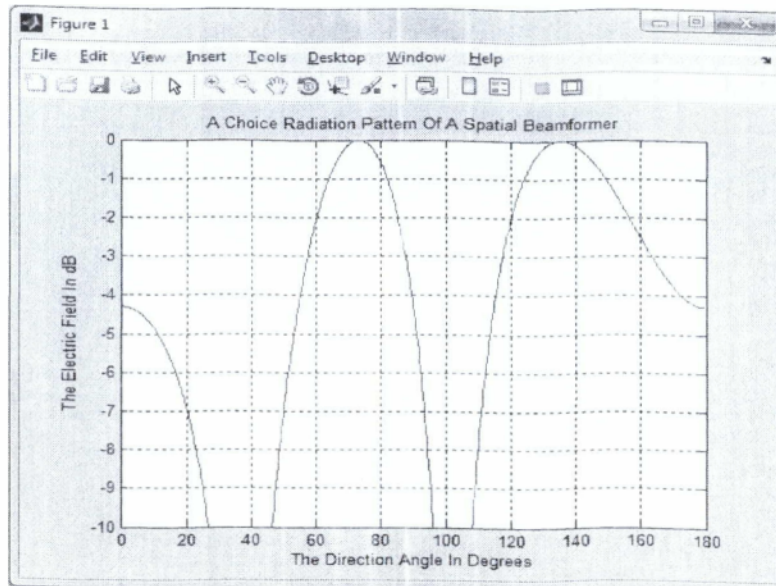
- Angle of Arrival Estimation (ESPRIT)
- Adaptive Beamforming
- Signal Regeneration

Θεωρούμε πως έχουμε μια κεραιά με σήματα άφιξης από δύο διαφορετικές γωνίες. Όπου οι γωνίες αυτές λαμβάνονται τυχαία ως εισερχόμενα σήματα.

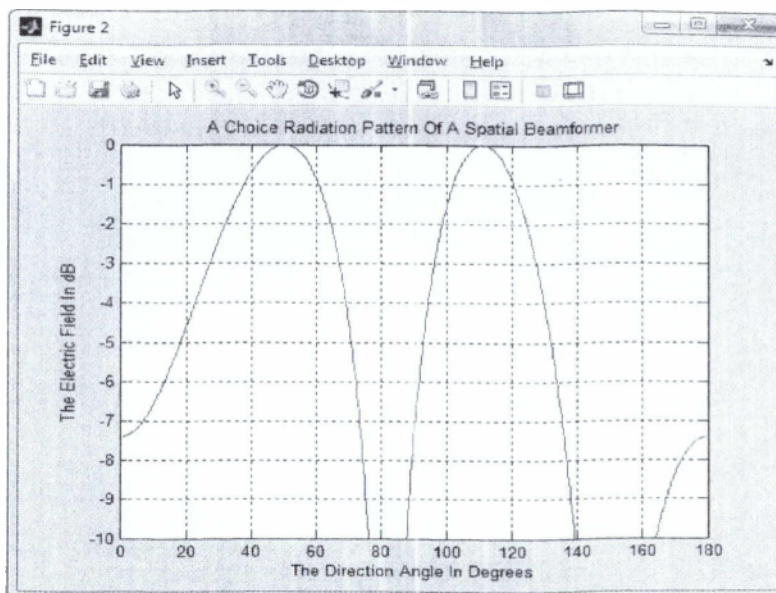
Στα παρακάτω σχήματα απεικονίζεται το Ψευδοφάσμα του ESPRIT με δύο διαφορετικές γωνίες άφιξης από 4 elements και το πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης (Beamformer) γραμμικής διάταξης κεραιάς με SNR του καναλιού (Channel SNR) CSNR 25 db.

Η προσομοίωση δείχνει ότι τα σφάλματα φάσης στο διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης είναι μικρότερα από αυτά που παρατηρούντα στον MUSIC αλγόριθμο παρόλο που έχει χρησιμοποιηθεί η ίδια προσαρμογή αλγορίθμου beamforming. Συνεπώς ο MUSIC αλγόριθμος απαιτεί περισσότερο χρόνο για την προσαρμογή από τον αλγόριθμο ESPRIT για τον ίδιο αριθμό των τυχαίων εισερχόμενων σημάτων.

Signal Arrival Phase Angle: 53° , 175°



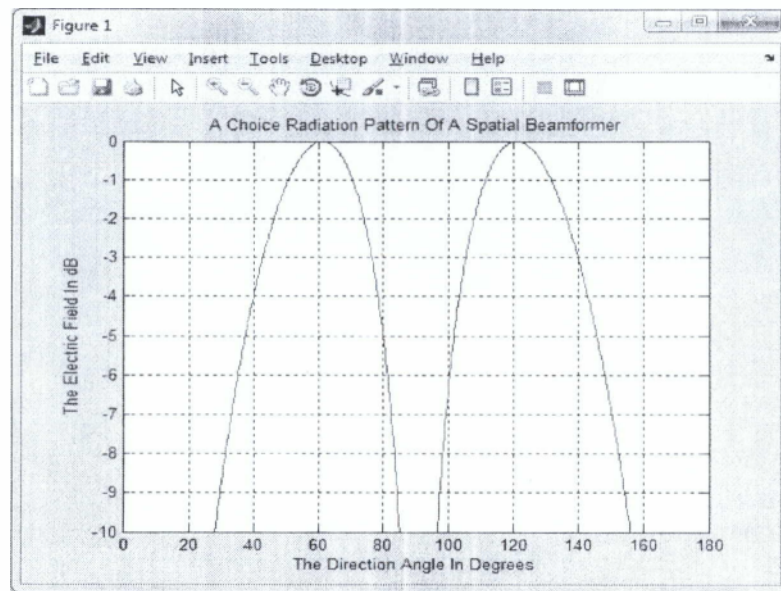
(a)



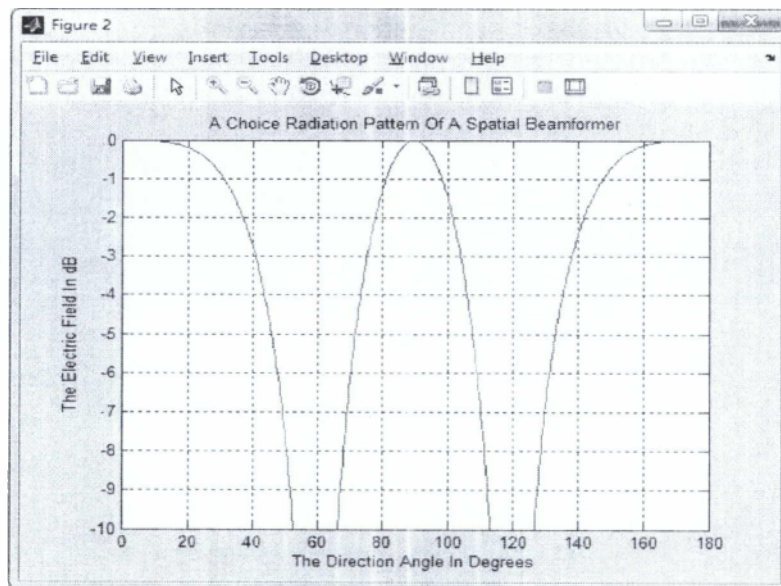
(b)

Σχήμα 6.85 Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για το σήμα άφιξης 53° , 175° και CSNR 20 db.

Signal Arrival Phase Angle: $30^\circ, 100^\circ$



(a)



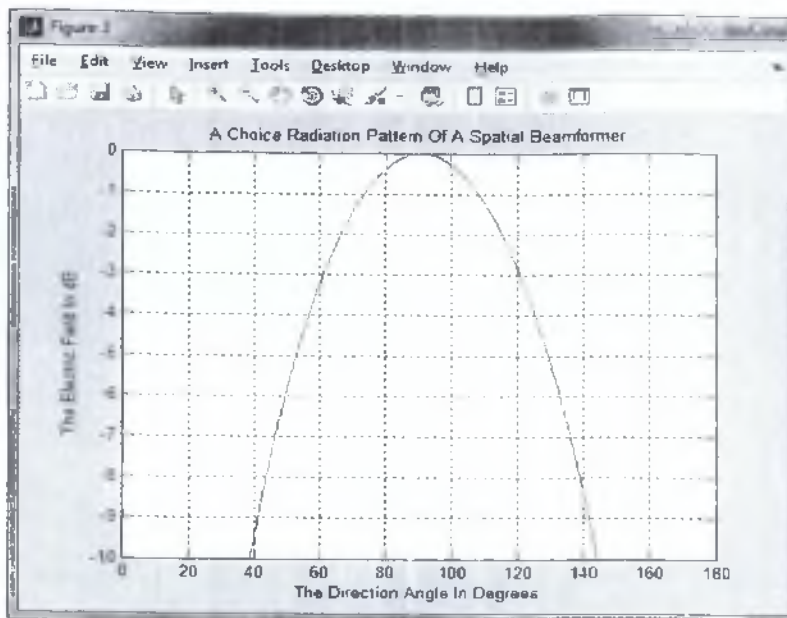
(b)

Σχήμα 6.86 Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για το σήμα άφιξης 30° , 100° και CSNR 20 db.

Signal Arrival Phase Angle: 80° , 180°



(a)



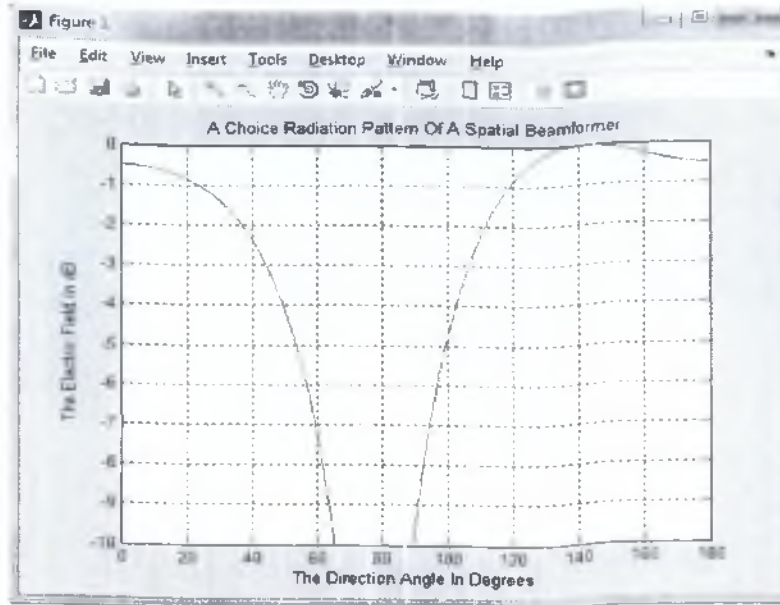
(b)

Σχήμα 6.87 Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για το σήμα άφιξης 80° , 180° και CSNR 20 db.

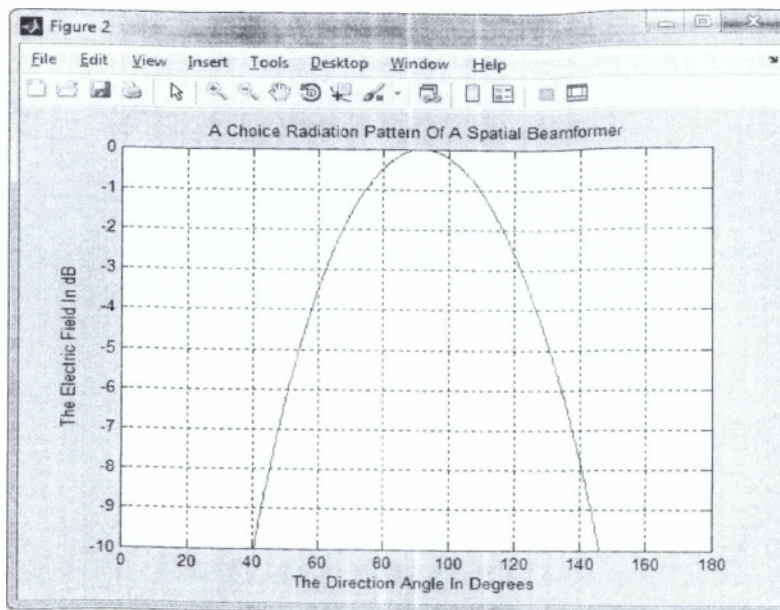
6.3.1 Αλλαγή του CSNR με σταθερή γωνία αφίξης σήματος (Signal Arrival Phase Angle)

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα, όταν μεταβάλλεται ο σηματοθορυβικός λόγος του καναλιού.

(i) Channel Signal to Noise Ratio: -20 db



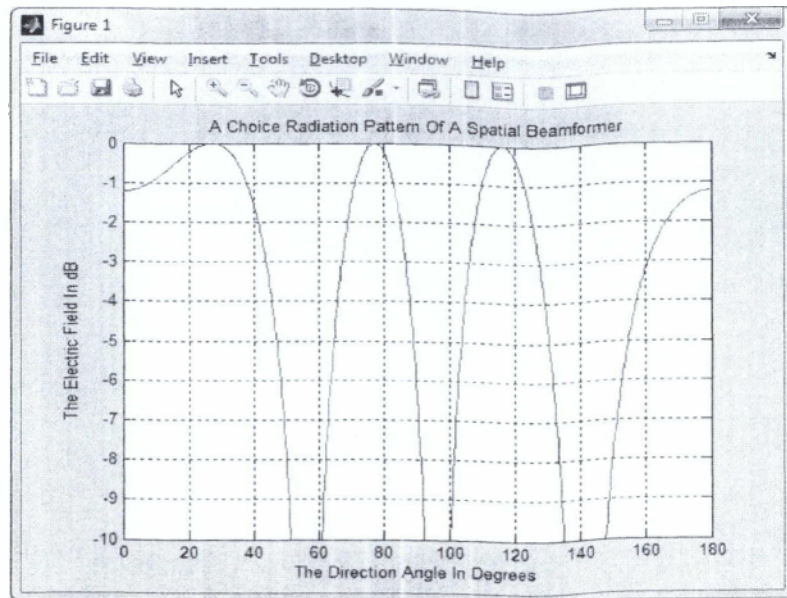
(a)



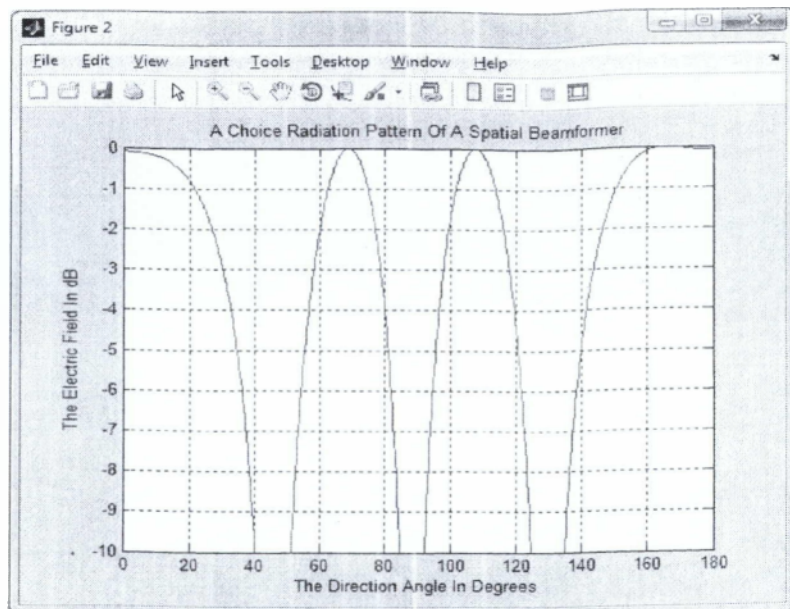
(b)

Σχήμα 6.88 Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για το σήμα άφιξης 33° , 155° και CSNR -20 db.

(ii) Channel Signal to Noise Ratio: 0 db



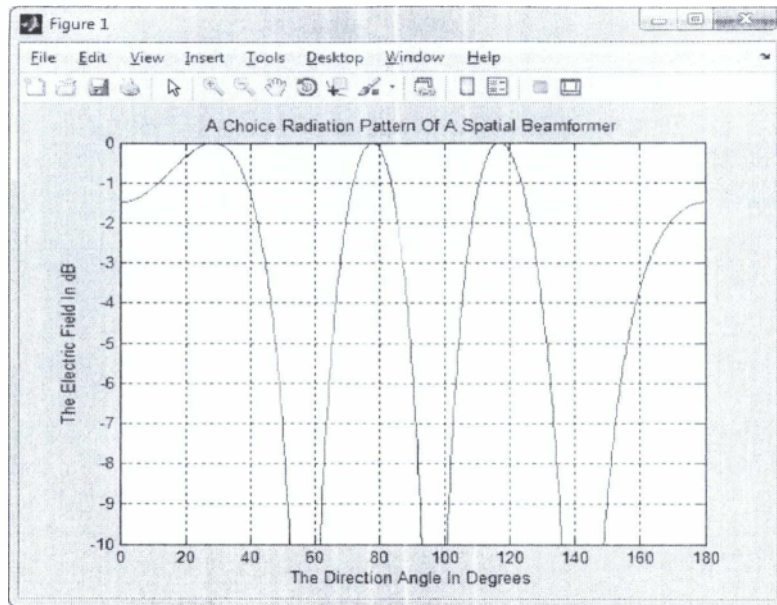
(a)



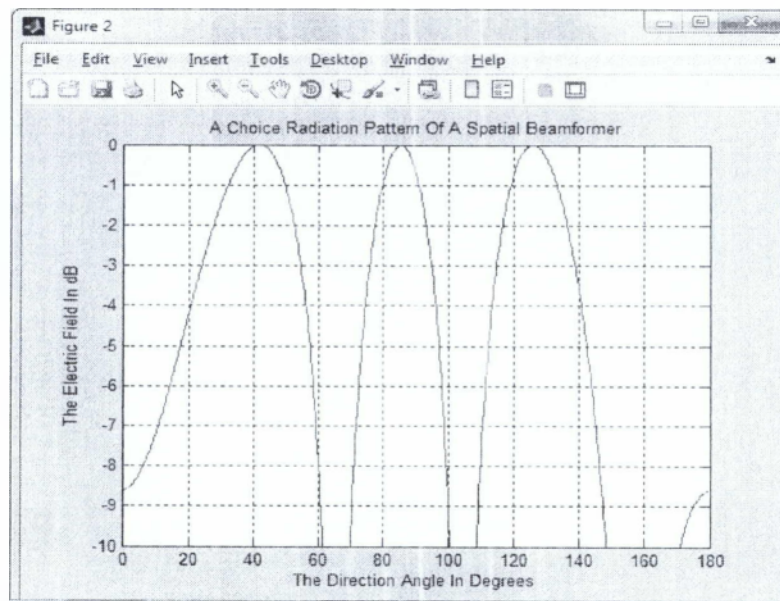
(b)

Σχήμα 6.89 Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για το σήμα άφιξης 33° , 155° και CSNR 0 db.

(iii) Channel Signal to Noise Ratio: 30 db



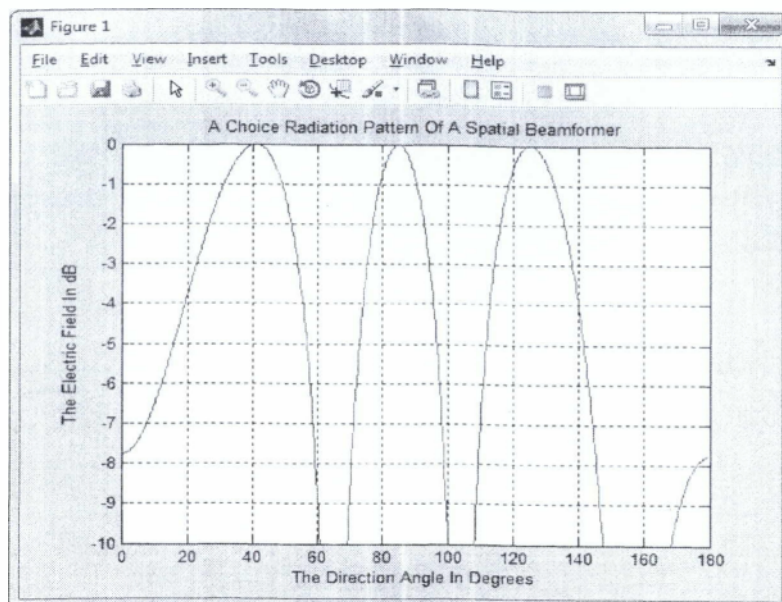
(a)



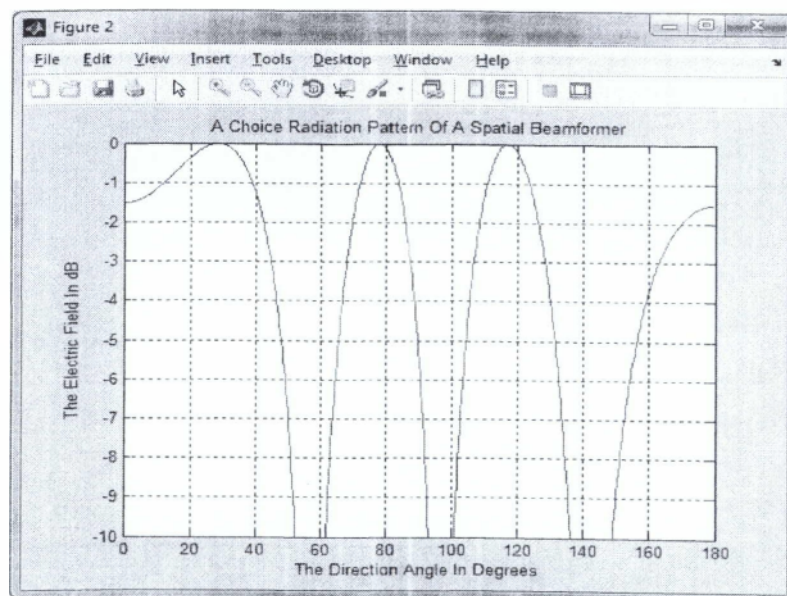
(b)

Σχήμα 6.90 Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για το σήμα άφιξης 33° , 155° και CSNR 30 db.

(iv) Channel Signal to Noise Ratio: 70 db



(a)



(b)

Σχήμα 6.91 Πιθανό διάγραμμα ακτινοβολίας του διαμορφωτή δέσμης για το σήμα άφιξης 33° , 155° και CSNR 70 db.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

7.1 Σχολιασμός αποτελεσμάτων

7.1.1 Αλγόριθμοι εκτίμησης γωνίας άφιξης

Στα σχήματα Bartlett : παρατηρούμε ότι το φάσμα Bartlett έχει πολύ χαμηλή ανάλυση και η ικανότητα της στην επίλυση των γωνιών, περιορίζεται από τη μισή ισχύ του εύρους ζώνης της κεραίας.

Στα σχήματα Capon : παρατηρούμε ότι το Capon φάσμα έχει πολύ μεγαλύτερη ανάλυση από το Bartlett.

Στα σχήματα Linear Prediction : παρατηρούμε ότι η απόδοση της μεθόδου Linear Prediction είναι ανώτερη και από τις δύο εκτιμήσεις των μεθόδων Bartlett και Capon. Είναι κατάλληλη για περιβάλλον χαμηλού SNR. Οι πηγές είναι κατά προσέγγιση ίσης δύναμης και είναι σχεδόν συνεπής.

Στα σχήματα Maximum Entropy : παρατηρούμε ότι η απόδοση της μεθόδου Maximum Entropy δείχνει ότι έχει ίδιο φάσμα όπως η μέθοδος Linear Prediction.

Στα σχήματα Pisarenko Harmonic Decomposition και Minimum Norm : παρατηρούμε ότι το φάσμα Pisarenko έχει ελαφρώς υψηλότερη ανάλυση από το φάσμα Minimum Norm.

7.1.2 Αλγόριθμος MUSIC

Η προσομοίωση του αλγορίθμου MUSIC για μια γραμμική διάταξη διεξάγεται με ποικίλες διαφορετικές παραμέτρους.

Στα σχήματα MUSIC : παρατηρούμε ότι όταν αυξάνεται ο αριθμός των στοιχείων της διάταξης, το φάσμα MUSIC λαμβάνει τη μορφή μεγαλύτερων κορυφών στις οποίες η γωνιακή ανάλυση βελτιώνεται. Η αύξηση του αριθμού των στιγμιότυπων του σήματος οδηγεί σε μεγαλύτερες κορυφές του φάσματος MUSIC και μας δείχνει πιο ακριβή εντοπισμό και καλύτερη ανάλυση.

7.1.3 Αλγόριθμος ESPRIT

Η προσομοίωση του αλγορίθμου ESPRIT για μια γραμμική διάταξη διεξάγεται με ποικίλες διαφορετικές παραμέτρους.

Στα σχήματα ESPRIT : παρατηρούμε ότι όταν ο αριθμός των δειγμάτων αυξάνεται το σφάλμα γίνεται μικρό.

7.2. Συμπεράσματα

Η εργασία αυτή παρουσιάζει τα αποτελέσματα της εκτίμησης της κατεύθυνσης άφιξης των διάφορων μεθόδων DOA όπως η μέθοδος Bartlett, μέθοδος Capon, Linear Prediction, Maximum Entropy, Pisarenko Harmonic Decomposition, Minimum Norm και MUSIC, ESPRIT.

Τα αποτελέσματα που ελήφθησαν από την προσομοίωση έδειξαν ότι :

- Το φάσμα Bartlett έχει χαμηλή ανάλυση σε σύγκριση με τις άλλες μεθόδους.
- Η μέθοδος Capon έχει μεγαλύτερη ανάλυση από ό,τι η μέθοδος Bartlett. Γνωστή και ως βέλτιστο διαμορφωτή δέσμης, έχει καλύτερη ανάλυση από τη μέθοδο Bartlett αλλά δεν είναι η καλύτερη από όλες τις άλλες μεθόδους.

- Η μέθοδος Linear Prediction η οποία αναφέρεται και ως μέθοδος αυτοπαλινδρόμησης, είναι ανώτερη και από τις δύο μεθόδους Bartlett και Capon.
- Η μέθοδος Maximum Entropy έχει παρόμοια ανάλυση με τη μέθοδο Linear Prediction.
- Η Pisarenko Harmonic Decomposition μέθοδος έχει ελαφρώς υψηλότερη ανάλυση από τη Minimum Norm μέθοδο. Οι κορυφές δεν αποτελούν ένδειξη του πλάτους του σήματος, αλλά είναι οι ρίζες του πολυώνυμου παρανομαστή και έχει την καλύτερη ανάλυση.

Το φάσμα MUSIC δείχνει υψηλή ανάλυση. Η προσαρμοστική μέθοδος MUSIC μπορεί να θεωρείται ότι είναι μέρος των μεθόδων υπερ-ανάλυσης της διάταξης που επιτρέπει στο χρήστη να επιτύχει υψηλότερες αναλύσεις από αυτή που επιτρέπεται από το εύρος δέσμης της διάταξης. Η τιμή της αυξημένης ανάλυσης έρχεται από το κόστος της μεγαλύτερης υπολογιστικής έντασης.

Μετά την εξέταση και σύγκριση που κάναμε για την απόδοση των δύο αυτών γνωστών αλγορίθμων γνωστοί ως Multiple Signal Classification (MUSIC) και Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance (ESPRIT).

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που προέκυψαν από τις εκτιμήσεις των κατευθύνσεων άφιξης χρησιμοποιώντας τους αλγόριθμους MUSIC και ESPRIT όπου και οι δύο μέθοδοι έχουν μεγαλύτερη ανάλυση και ακρίβεια, μας δείχνουν ότι βελτιώνεται η επίδοση τους με την αύξηση των στοιχείων στη διάταξη, με μεγαλύτερες τιμές στιγμιότυπων των σημάτων και μεγαλύτερο γωνιακό διαχωρισμό μεταξύ των σημάτων. Αυτές οι βελτιώσεις διαπιστώθηκαν στη μορφή των μεγαλύτερων κορυφών στο MUSIC και στα μικρότερα λάθη της γωνία ανίχνευσης του ESPRIT.

Ο αλγόριθμος MUSIC επιδεικνύει υψηλή ανάλυση, αλλά μπορεί να είναι υπολογιστικής έντασης, ενώ ο αλγόριθμος ESPRIT παρέχει επίσης την υψηλή ανάλυση του αλγορίθμου MUSIC αλλά αυτό δεν απαιτεί εξαντλητική έρευνα. Ο ESPRIT επιτρέπει το DOA να υπολογίζεται απευθείας. Ο MUSIC αποτυχάνει να επιλύσει συσχετιζόμενες πηγές, η ανάλυση θα είναι περισσότερη για μεγαλύτερο αριθμό στοιχείων της διάταξης και δείγμα χρόνου και περισσότερο ευαίσθητο και για τους δυο αισθητήρες κέρδους και σφάλμα φάσης.

Η ανάλυση του ESPRIT είναι περισσότερη για μεγαλύτερο αριθμό επικαλυπτόμενων στοιχείων και πιο ευαίσθητη μόνο στα σφάλματα φάσης.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Βιβλία & Άρθρα:

- [1]: Harry Holma and Antti Toskala, "WCDMA for UMTS".
- [2]: "Εξυπνες κεραιές για το σύστημα 3ης γενιάς κινητής τηλεφωνίας WCDMA", Εμμανουήλ Σταύρου Τσαχάκης Μάρτιος 2004.
- [3]: Χ.Καψάλης και Π.Κωττής, "Κεραιές-Ασύρματες Ζεύξεις", Εκδόσεις Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, Ιούνιος 1999.
- [4]: "Smart Antennas for Mobile Communications", PAULRAJ. GESBERT, PAPADIAS. ENCYCLOPEDIA FOR ELECTRICAL ENGINEERING, JOHN WILEY PUBLISHING CO., 2000.
- [5]: "Smart Antenna Algorithms for WCDMA MobileCommunication Systems", IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, VOL.8 No.7, July 2008.
- [6]: "LMS AND RLS ALGORITHMS FOR SMART ANTENNAS IN A W-CDMA MOBILE COMMUNICATION ENVIRONMENT", ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences VOL. 4, NO. 6, AUGUST 2009 ISSN 1819-6608
- [7]: Michael Chryssomallis, (2000). "Smart Antennas", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.42, No.3, pp129-136.
- [8]: Frank Gross, (2005). Smart Antennas for Wireless Communications with MATLAB, McGraw Hill Publicatin.
- [9]: L.C.Godara, (1997). Application of Antenna Arrays to mobile Communications- II. Beam-forming and Direction-of-Arrival Considerations, Proceedings of IEEE, Vol.85, No.8, pp1195-1245.
- [10]: Lal Chand Godara,(2004). Smart Antennas, CRC Press.

Ιστοσελίδες και forum:

- ✓ <http://www.sansimera.gr/>
- ✓ 1G,2G,3G,4G(<http://www.wikipedia.org/>)
- ✓ <http://www.umtsworld.com>
- ✓ <http://en.wikipedia.org/wiki/>
- ✓ <http://www.myphone.gr/>
- ✓ <http://robotification.com/2007/06/15/smart-antennas/>
- ✓ <http://www.csejournals.org/csc/manuscript/Journals/IJCN/volume2/Issue3/IJCN-57.pdf>

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

POYTINA PACKAGE.M

```

D = input ('Number Of Elements : ');
N = input ('Number Of Users : ');
L = input ('Number Of Samples : ');
P = input ('Signal To Noise Ratio Per Sample : ');

%ΣΗΜΑΤΑ ΕΙΣΟΔΟΥ
for I = 1 : N
    A ( I ) = input ('The Signal Arrival Phase Angle : ');
    A ( I ) = A ( I ) * pi / 180 ;
end
H = randint ( N , L ) ;

%ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ ΣΥΝΔΙΑΚΥΜΑΝΣΗΣ
S = zeros ( D , N ) ;
Rp = zeros ( D , D ) ;
for K = 1 : L
    for J = 1 : N
        for I = 1 : D
            S ( I , J ) = exp ( i*( pi * ( I - 1 ) * cos ( A ( J ) ) ) ) ;
        end
    end
    S = awgn ( S * H ( : , K ) , P ) ;
    Rp = Rp + S * S' ;
end
Rp = Rp / D ;
R = inv ( Rp ) ;
F = zeros ( 1 , 629 ) ;

%ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΙΩΝΙΑΣ ΑΦΙΕΣΗΣ ( F1 > Bartlett , F2 > Capon , F3 > Linear Prediction ,
F4 > Maximum Entropy )
Q = eye ( D ) ;
G = Q ( : , floor ( ( D + 1 ) / 2 ) ) ;
V = R ( : , floor ( ( D + 1 ) / 2 ) ) ;
[ V1 , E1 ] = eig ( Rp ) ;
Um = Q ( : , 1 ) ;
for I = 1 : D-N
    VV1 ( : , I ) = V1 ( : , I ) ;
end
for T = -pi/2 : 0.005 : pi/2
    K = 0 : D-1 ;
    B = exp ( j .* K * pi * cos ( T ) ) ;
    C = B.' ;
    F1 ( I ) = C' * Rp * C ;
    F2 ( I ) = 1 / ( C' * R * C ) ;
    F3 ( I ) = ( G' * R * G ) / ( abs ( G' * R * C ) ^2 ) ;
    F4 ( I ) = 1 / ( C' * V * V' * C ) ;
    F5 ( I ) = 1 / ( ( abs ( C' * V1 ( : , 1 ) ) ) ^2 ) ;
    F6 ( I ) = 1 / ( ( abs ( C' * VV1 * VV1' * Um ) ) ^2 ) ;
    F7 ( I ) = 1 / ( ( abs ( C' * VV1 * VV1' * C ) ) ) ;
    I = I + 1 ;
end
for I = 1 : 629
    FF1 ( I ) = F1 ( I + D - 3 ) ;
    FF2 ( I ) = F2 ( I + D - 3 ) ;
    FF3 ( I ) = F3 ( I + D - 3 ) ;
    FF4 ( I ) = F4 ( I + D - 3 ) ;
    FF5 ( I ) = F5 ( I + D - 3 ) ;
    FF6 ( I ) = F6 ( I + D - 3 ) ;

```

```
FF7 ( I ) = F7 ( I + D - 3 ) ;  
end
```

```
%ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΨΕΥΔΟΦΑΣΜΑΤΩΝ
```

```
T = -pi/2 : 0.005 : pi/2 ;
```

```
T = ( T * 180 ) / pi ;
```

```
F1 = 10 * log10 ( abs ( FF1 ) / max ( FF1 ) ) ;
```

```
F2 = 10 * log10 ( abs ( FF2 ) / max ( FF2 ) ) ;
```

```
F3 = 10 * log10 ( abs ( FF3 ) / max ( FF3 ) ) ;
```

```
F4 = 10 * log10 ( abs ( FF4 ) / max ( FF4 ) ) ;
```

```
F5 = 10 * log10 ( abs ( FF5 ) / max ( FF5 ) ) ;
```

```
F6 = 10 * log10 ( abs ( FF6 ) / max ( FF6 ) ) ;
```

```
F7 = 10 * log10 ( abs ( FF7 ) / max ( FF7 ) ) ;
```

```
figure ( 1 ) , plot ( T , F1 ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' ) ,  
ylabel ( 'The Angular Pseudo Spectrum' ) , axis ( [ -90 90 -80 0 ] ) , title ( 'The  
Spatial Bartlett Spectrum' ) , grid on ;
```

```
figure ( 2 ) , plot ( T , F2 ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' ) ,  
ylabel ( 'The Angular Pseudo Spectrum' ) , axis ( [ -90 90 -80 0 ] ) , title ( 'The  
Spatial Capon Spectrum' ) , grid on ;
```

```
figure ( 3 ) , plot ( T , F3 ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' ) ,  
ylabel ( 'The Angular Pseudo Spectrum' ) , axis ( [ -90 90 -80 0 ] ) , title ( 'The  
Spatial Linear Prediction Spectrum' ) , grid on ;
```

```
figure ( 4 ) , plot ( T , F4 ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' ) ,  
ylabel ( 'The Angular Pseudo Spectrum' ) , axis ( [ -90 90 -80 0 ] ) , title ( 'The  
Spatial Maximum Entropy Spectrum' ) , grid on ;
```

```
figure ( 5 ) , plot ( T , F5 ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' ) ,  
ylabel ( 'The Angular Pseudo Spectrum' ) , axis ( [ -90 90 -80 0 ] ) , title ( 'The  
Spatial Pisarenko Harmonic Decomposition Spectrum' ) , grid on ;
```

```
figure ( 6 ) , plot ( T , F6 ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' ) ,  
ylabel ( 'The Angular Pseudo Spectrum' ) , axis ( [ -90 90 -80 0 ] ) , title ( 'The  
Spatial Minimum Norm Spectrum' ) , grid on ;
```

```
figure ( 7 ) , plot ( T , F7 ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' ) ,  
ylabel ( 'The Angular Pseudo Spectrum' ) , axis ( [ -90 90 -80 0 ] ) , title ( 'The  
Spatial Multiple Signal Classification Spectrum' ) , grid on ;
```


POYTINA MSMART.M

```

%ΣΗΜΑΤΑ ΕΙΣΟΔΟΥ
P = input ('The Channel Signal To Noise Ratio : ');
for I = 1 : 2
    A ( I ) = input ('The Signal Arrival Phase Angle : ');
    A ( I ) = A ( I ) * pi / 180 ;
end
H = randint ( 2 , 10 ) ;

%ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ ΣΥΝΔΙΑΚΥΜΑΝΣΗΣ
S = zeros ( 4 , 2 ) ;
R = zeros ( 4 , 4 ) ;
ZZ = zeros ( 4 , 10 ) ;
for K = 1 : 10
    for J = 1 : 2
        for I = 1 : 4
            S ( I , J ) = exp ( i*( pi * ( I - 1 ) * cos ( A ( J ) ) ) ) ;
        end
    end
    S = awgn ( S * H ( : , K ) , P ) ;
    ZZ ( : , K ) = S ;
    R = R + S * S' ;
end
R = R / 10 ;
[ V , E ] = eig ( R , 'nobalance' ) ;

%ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ MUSIC
for J = 1 : 4
    for I = 1 : 2
        VV ( J , I ) = V ( J , I ) ;
    end
end
I = 1 ;
F = zeros ( 1 , 629 ) ;
for T = 0 : 0.005 : pi
    K = 0 : 3 ;
    B = exp ( j .* K * pi * cos ( T ) ) ;
    C = B.' ;
    F ( I ) = ( C' * C ) / ( C' * VV * VV' * C ) ;
    I = I + 1 ;
end

%ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΨΕΥΔΟΦΑΣΜΑΤΟΣ
Γ = 0 : 0.005 : pi ;
Γ = ( Γ * 180 ) / pi ;
FF = 10 * log10 ( abs ( F ) / max ( abs ( F ) ) ) ;
figure ( 1 ) , plot ( Γ , FF ) , xlabel ('The Direction Angle In Degrees') ,
ylabel ('The Angular Pseudo Spectrum') , title ('The Spatial MUSIC Spectrum') ,
grid on ;

%ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΓΩΝΙΑΣ ΑΦΙΕΣΗΣ
for I = 1 : 629
    if FF ( I ) == 0 FF ( I ) = 1000 ;
    end
end
end
PF = imregionalmax ( FF ) .* FF ;

```

```

for I = 1 : 629
    if FF ( I ) == 0 FF ( I ) = -1000 ;
    end
end
for I = 1 : 2
    Y = max ( FF ) ;
    for J = 1 : 629
        if Y == FF ( J )
            G ( I ) = ( T ( J ) * pi ) / 180 ;
            FF ( J ) = -1000 ;
        end
    end
end

*ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΩΝ ΒΑΡΥΤΗΤΑΣ
for I = 1 : 2
    for J = 1 : 4
        SS ( I , J ) = exp ( i*( pi * ( J-1 ) * cos ( θ ( I ) ) ) ) ;
    end
end
B = eye ( 2 ) ;
for J = 3 : 4
    Z = B ( J-2 , : ) ;
    W = SS \ Z' ;
    MM = 0 ;
end

*ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΧΕΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ
TT = 0 : 0.005 : pi ;
for I = 1 : 4
    HH = exp ( i*( pi * ( I-1 ) * cos ( TT ) ) ) ;
    MM = MM + ( HH * W(I) ) ;
end
TT = ( TT * 180 ) / pi ;
MM = 20 * log10 ( abs ( MM ) / max ( abs ( MM ) ) ) ;
for K = 1 : 10
    OO ( K ) = W.' * ZZ ( : , K ) ;
end
OO = abs ( OO / max ( OO ) ) ;
OO ( 11 ) = 0 ;
U = J - 1 ;
UU = J + 1 ;
UUU = J + 3 ;
figure ( U ) , plot ( TT , MM ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' )
, ylabel ( 'The Electric Field In dB' ) , title ( 'A Choice Radiation Pattern Of A
Spatial Beamformer' ) , axis ( [ 0 180 -10 0 ] ) , grid on ;
figure ( UU ) , stairs ( OO , 'linewidth' , 2 ) , title ( 'A Choice Output
Digital Data' ) , xlabel ( 'The Bit Transition Period' ) , ylabel ( 'The Output
Digital Signal' ) , grid on ;

for I = 1 : 10
    if OO ( I ) > 0.5 OO ( I ) = 1 ;
    else OO ( I ) = 0 ;
    end
end
figure ( UUU ) , stairs ( OO , 'linewidth' , 2 ) , title ( 'The Output Valid
Digital Data' ) , xlabel ( 'The Bit Transition Period' ) , ylabel ( 'The Output
Digital Signal' ) , grid on ;
end

```

POYTINA ESMART.M

```

%ΕΗΜΑΤΑ ΕΙΣΟΔΟΥ
P = input ('The Channel Signal To Noise Ratio : ');
for I = 1 : 2
    A ( I ) = input ('The Signal Arrival Phase Angle : ');
    A ( I ) = A ( I ) * pi / 180 ;
end
H = randint ( 2 , 10 ) ;

%ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΟΥ ΠΙΝΑΚΑ ΣΥΝΔΙΑΚΥΜΑΝΣΗΣ
S = zeros ( 4 , 2 ) ;
R = zeros ( 4 , 4 ) ;
ZZ = zeros ( 4 , 10 ) ;
for K = 1 : 10
    for J = 1 : 2
        for I = 1 : 4
            S ( I , J ) = exp ( i*( pi * ( I - 1 ) * cos ( A ( J ) ) ) ) ;
        end
    end
    S = awgn ( S * H ( : , K ) , P ) ;
    ZZ ( : , K ) = S ;
    R = R + S * S' ;
end
R = R / 10 ;
[ V , E ] = eig ( R , 'nobalance' ) ;

%ΥΑΘΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ ESPRIT
VV = V ( : , [ 3 4 ] ) ;
VV1 = VV ( [ 1 2 3 ] , : ) ;
VV2 = VV ( [ 2 3 4 ] , : ) ;
Cv = [ VV1' ; VV2' ] * [ VV1 VV2 ] ;
[ Vc , Ec ] = eig ( Cv , 'nobalance' ) ;
G1 = Vc ( [ 1 2 ] , [ 3 4 ] ) ;
G2 = Vc ( [ 3 4 ] , [ 3 4 ] ) ;
Lg = -G1 * inv ( G2 ) ;
Eg = eig ( Lg ) ;
β = asin ( angle ( Eg ) / pi ) ;

%ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΩΝ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΩΝ ΒΑΡΥΤΗΤΑΣ
for I = 1 : 2
    for J = 1 : 4
        SS ( I , J ) = exp ( i*( pi * ( J-1 ) * cos ( β ( I ) ) ) ) ;
    end
end
β = eye ( 2 ) ;
for J = 3 : 4
    Z = B ( J-2 , : ) ;
    W = SS \ Z' ;
    MM = 0 ;
end

%ΕΞΕΛΙΞΗ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ
TT = 0 : 0.005 : pi ;
for I = 1 : 4
    HH = exp ( i*( pi * ( I-1 ) * cos ( TT ) ) ) ;
    MM = MM + ( HH * W(I) ) ;
end
TT = ( TT * 180 ) / pi ;

```

```

MM = 20 * log10 ( abs ( MM ) / max ( abs ( MM ) ) ) ;
for K = 1 : 10
    OO ( K ) = W.' * ZZ ( : , K ) ;
end
OO = abs ( OO / max ( OO ) ) ;
OO ( 11 ) = 0 ;
U = J - 2 ;
UU = J ;
UUU = J + 2 ;
figure ( U ) , plot ( TT , MM ) , xlabel ( 'The Direction Angle In Degrees' )
, ylabel ( 'The Electric Field In dB' ) , title ( 'A Choice Radiation Pattern Of A
Spatial Beamformer' ) , axis ( [ 0 180 -10 0 ] ) , grid on ;
figure ( UU ) , stairs ( OO , 'linewidth' , 2 ) , title ( 'A Choice Output
Digital Data' ) , xlabel ( 'The Bit Transition Period' ) , ylabel ( 'The Output
Digital Signal' ) , grid on ;

for I = 1 : 10
    if OO ( I ) > 0.5 OO ( I ) = 1 ;
    else OO ( I ) = 0 ;
    end
end
figure ( UUU ) , stairs ( OO , 'linewidth' , 2 ) , title ( 'The Output Valid
Digital Data' ) , xlabel ( 'The Bit Transition Period' ) , ylabel ( 'The Output
Digital Signal' ) , grid on ;
end

```