



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΧΑΝΙΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΤΟΜΕΑΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ & ΔΙΚΤΥΩΝ Η/Υ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΝΔΡΟΥΛΑΚΗΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ A.M.: 49	ΚΟΥΒΙΔΗΣ ΜΙΧΑΗΛ A.M.: 55
--	---

ΕΠΙΣΤΗΜΟΝΙΚΟΣ ΥΠΕΥΘΥΝΟΣ
ΙΩΑΝΝΗΣ Ο. ΒΑΡΔΙΑΜΠΑΣΗΣ
ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

ΧΑΝΙΑ, 2004

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η επικοινωνία ήταν πάντα μια από τις βασικότερες ανάγκες του ανθρώπινου είδους και ίσως ένας από τους σημαντικότερους λόγους της εξέλιξης του. Η ανταλλαγή γνώσεων, ιδεών, τεχνικών και πληροφοριών, βοήθησε τον άνθρωπο να φτάσει στο σημείο που βρίσκεται σήμερα. Η αλληλεπίδραση αυτή μεταξύ της επικοινωνίας και της εξελικτικής πορείας φαίνεται και ιστορικά. Αρκεί να δούμε τα τεχνολογικά επιτεύγματα του περασμένου αιώνα, ο οποίος εκτός όλων των άλλων μπορεί να χαρακτηριστεί και ως ο αιώνας των επικοινωνιών και ειδικότερα των τηλεπικοινωνιών.

Οι τηλεπικοινωνίες δίκαια μπορούν να θεωρηθούν ως η επανάσταση στον τομέα της επικοινωνίας. Η εμφάνιση τους στα τέλη του 19^{ου} αιώνα δημιούργησε μια νέα επιστήμη με άπειρες δυνατότητες, όπως αποδείχτηκε, και προοπτικές εξέλιξης που ούτε καν σήμερα γνωρίζουμε τα όρια της. Ένα όμως ήταν φανερό από την αρχή, η επικοινωνία θα έφερνε κοντά τους ανθρώπους και θα έκανε τον κόσμο μας καλύτερο.

Στην ιστορία των τηλεπικοινωνιών υπήρξαν πολλές χρονολογίες σταθμοί οι οποίες καθόρισαν και τον δρόμο της εξέλιξης τους. Η πρώτη σημαντική χρονολογία είναι το 1840 όπου ένας αμερικανός ζωγράφος με το όνομα Samuel F.B.Morse ανέπτυξε τον κώδικα Morse και έκανε την επικοινωνία με τον τηλεγράφο το πιο αποτελεσματικό μέσο επικοινωνίας για τα επόμενα 36 χρόνια. Την 14^η Φεβρουαρίου του 1876 όμως υπήρξε το πραγματικό σημείο καμπής στις τηλεπικοινωνίες αφού την ημερομηνία αυτή ο A.Graham Bell πατεντάρισε την δική του εφεύρεση, το γνωστό σε όλους μας τηλέφωνο. Το γεγονός ότι A.Bell πατεντάρισε την εφεύρεση του φανερώνει ότι κατάλαβε πολύ νωρίς την σημασία που θα έπαιζε στο μέλλον.



Σχήμα A.1: Φωτογραφία του Alexander Graham Bell.

(www.fht.esslingen.de)

Αντίθετα ο Friedrich Hertz ο οποίος το 1888 ανακάλυψε το ηλεκτρομαγνητικό κύμα δεν αντιλήφθηκε άμεσα το μέγεθος της ανακάλυψης του και τους νέους δρόμους που άνοιγε στην μετάδοση πληροφοριών και γενικά της επικοινωνίας. Τον ρόλο του πρωτοπόρου στις ασύρματες επικοινωνίες, ανέλαβε να παίξει ο Ιταλός Guglielmo Marconi. Ο Marconi άρχισε να πειραματίζεται το 1895 με τον ασύρματο τηλέγραφο και το 1899 κατάφερε να στείλει το πρώτο μήνυμα από την Αγγλία στην Γαλλία. Το 1901 ο Marconi κατάφερε επίσης να στείλει το πρώτο διατλαντικό μήνυμα από την Ευρώπη στην Αμερική, ενώ δίκαια θεωρείται ο πατέρας των κεραιών (<http://www.fht-esslingen.de/telehistory>).



Σχήμα Α.2: Φωτογραφία του Μαρκόνι και της πρώτης κεραιάς χαρταετού που κατασκεύασε.

(<http://www.cradleofaviation.org>)

Οι εξελίξεις που ακολούθησαν μέσα στον 20^ο εικοστό αιώνα ήταν ραγδαίες. Σε αυτό συνέβαλαν, όσο οξύμωρο και αν ακούγεται, οι δυο παγκόσμιοι πόλεμοι, αφού η ανάγκη επικοινωνίας και συντονισμού των στρατευμάτων στα πεδία των μαχών, οδήγησαν στην ανάπτυξη νέων συσκευών επικοινωνίας. Η εξελικτική πορεία των τηλεπικοινωνιών, συνεχίζεται μέχρι και σήμερα. Η πορεία βέβαια αυτή επηρέασε και επηρεάστηκε από τις πορείες που ακολούθησαν και άλλες επιστήμες και τεχνολογίες. Επιστήμες όπως τα μαθηματικά και η φυσική, αλλά και τεχνολογίες όπως εκείνες του διαστήματος και τον υπολογιστών βοήθησαν και βοηθήθηκαν σημαντικά από τις τηλεπικοινωνίες.

Η ΧΡΥΣΗ ΕΠΟΧΗ

Τώρα στον 21^ο αιώνα βρισκόμαστε πια στην χρυσή εποχή των τηλεπικοινωνιών και της πληροφορίας. Μια χρυσή εποχή που άρχισε στις αρχές της δεκαετίας του 1980, όταν και έγινε δυνατή τεχνολογικά και προσιτή οικονομικά η ασύρματη τηλεπικοινωνία μεταξύ των πολιτών. Όταν δηλαδή έγινε πραγματικότητα η κινητή τηλεφωνία. Μια τεχνολογία που έγινε αμέσως αποδεκτή (πίνακας 1.1) από τον κόσμο και σήμερα είκοσι χρόνια μετά την εμφάνισή της, έχει πια καθιερωθεί και συνεχίζει να εξελίσσεται και να βελτιώνεται καθημερινά, προσφέροντας όλο και περισσότερες δυνατότητες επικοινωνίας.

year	number of subscribers (millions)	revenues (millions)
1985	0.20	\$ 354
1986	0.50	667
1987	0.89	942
1988	1.61	1,558
1989	2.69	2,480
1990	4.37	4,061
1991	6.38	5,076
1992	8.89	6,688
1993	13.07	9,009
1994	19.28	12,592
1995	28.15	16,461
1996	38.20	21,526
1997	48.71	25,575
1998	60.83	29,638
1999	76.28	37,215

Πίνακας Α.1: Η ανάπτυξη της κινητής τηλεφωνίας στην Αμερική (Odlyzko, 2000)

Υπήρξαν τρία στάδια εξέλιξης, τρεις διαφορετικές τεχνολογίες και τρεις γενιές κινητών τηλεφώνων τα οποία θα δούμε παρακάτω. Στην παρούσα μελέτη, θα ασχοληθούμε με τα νέα χαρακτηριστικά που εισήγαγε η 3^η γενιά συστημάτων ασύρματων τηλεπικοινωνιών και συγκεκριμένα με τα νέα είδη κεραιών, που τα συστήματα αυτά θα ενσωματώνουν. Οι κεραιές αυτές ονομάζονται 'έξυπνες κεραιές' (Smart Antennas) και σίγουρα, όπως θα δούμε με λεπτομέρειες, η ονομασία τους είναι απόλυτα δικαιολογημένη. Θα δούμε τον τρόπο με τον οποίο λειτουργούν και θα

μελετήσουμε διεξοδικά τους αλγορίθμους τους οποίους χρησιμοποιούν, τις καινοτομίες και τα νέα χαρακτηριστικά τα οποία εισάγουν, τις δυνατότητες και τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα που χρησιμοποιούνται σήμερα, και που αργά ή γρήγορα οι έξυπνες κεραιές θα αντικαταστήσουν. Άλλωστε ένα από τα μεγάλα πλεονεκτήματα των έξυπνων κεραιών είναι το γεγονός ότι με μερικές αλλαγές μπορούν να εφαρμοστούν σχεδόν σε όλα τα πρότυπα κινητής τηλεφωνίας που έχουν εμφανιστεί μέχρι σήμερα. Επίσης θα δούμε τα νέα συστήματα πολυπλεξίας, CDMA2000 (Code Division Multiple Access), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) και SDMA (Space Division Multiple Access) που θα χρησιμοποιούν τα συστήματα της 3^{ης} γενιάς, αυξάνοντας δραματικά την χωρητικότητα του εκάστοτε συστήματος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΟΙ ΓΕΝΙΕΣ ΤΩΝ ΚΙΝΗΤΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στις αρχές του 1980 είχαν ωριμάσει πια οι συνθήκες για την εισαγωγή της κινητής τηλεφωνίας σε μια νέα φάση. Την φάση της πλήρους εμπορικής εκμετάλλευσης. Μέχρι τότε είχαν εμφανιστεί μόνο, στις αρχές του 1950, κάποια μονοκυτταρικά συστήματα κινητών επικοινωνιών τα οποία όμως προσέφεραν υπηρεσίες πολύ χαμηλού επιπέδου, αφού παρείχαν μικρή κάλυψη, πολύ περιορισμένη χωρητικότητα και φτωχή ποιότητα επικοινωνίας. Επιπλέον ο εξοπλισμός ο οποίος χρησιμοποιούσαν ήταν βαρύς, πολύ ακριβός και επηρεαζόταν εύκολα από παρεμβολές.

Δεν είναι λοιπόν τυχαίο το γεγονός ότι η άνοιξη στην κινητή τηλεφωνία συνέπεσε χρονικά με την άνοιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών και των μικρότερων και πιο εξελιγμένων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Οι συσκευές γινόταν πια πολύ πιο μικρές και πρακτικές για πολύ περισσότερους χρήστες.

Στα πρώτα βήματα της η κινητή τηλεφωνία βρήκε πρόσφορο έδαφος σε αρκετές χώρες, όπως τις Ηνωμένες Πολιτείες και την Ευρώπη, την Αγγλία, την Γαλλία, την Ιταλία, την Γερμανία και την Σκανδιναβία. Το πρώτο άλλωστε πρότυπο κινητής τηλεφωνίας που έκανε την εμφάνιση του ήταν το Σκανδιναβικό **NMT (Nordic Mobile Telephone)** το 1982. Από τότε χώρες όπως η Σουηδία και Φινλανδία έχουν δημιουργήσει παράδοση στο χώρο των ασύρματων και κινητών τηλεπικοινωνιών ενώ φιλοξενούν και μερικές από τις μεγαλύτερες κατασκευάστριες εταιρείες του χώρου των συσκευών κινητής τηλεφωνίας, όπως την NOKIA και την ERICSSON.

Το πρότυπο όμως που ξεχώρισε από εκείνα της πρώτης γενιάς (1G) και βρήκε την περισσότερη απήχηση παγκοσμίως, ήταν το **Advanced Mobile Phone System ή AMPS(1983)**. Το AMPS αναπτύχθηκε στην Αμερική και λόγω των εξαιρετικών χαρακτηριστικών του, για την εποχή, υιοθετήθηκε γρήγορα και σε άλλες περιοχές του κόσμου όπως την Ασία και την Ωκεανία. Χρησιμοποιούσε διαμόρφωση **FDMA (Frequency Division Multiple Access)**, στη μάντα συχνοτήτων των 800MHz, όπως άλλωστε και όλα τα αναλογικά πρότυπα της πρώτης γενιάς, παρέχοντας 1000 κανάλια για κάθε κύτταρο.

Στην Ευρώπη, και πιο συγκεκριμένα στην Αγγλία, την ίδια περίπου εποχή εμφανίστηκε το πρότυπο **TACS (Total Access Communication System)**. Το TACS

δεν ήταν τίποτα άλλο παρά η Ευρωπαϊκή έκδοση του AMPS με τα ίδια σχεδόν χαρακτηριστικά. Επίσης, το **ETACS (Extended Total Access Communication System)**, ήταν ένα άλλο πρότυπο της πρώτης γενιάς το οποίο, όπως λει και το όνομά του, ήταν μια εκτεταμένη έκδοση του TACS, με περισσότερα κανάλια. Άλλα πρότυπα της πρώτης γενιάς ήταν το RC-2000 της Γαλλίας, το Netz B της Γερμανίας και το RTMS της Ιταλίας.

(http://www.cellular-news.com/history_of_telecoms/history_of_telecom.shtml)

(<http://en.wikipedia.org/>)

1.1 TO GSM ΚΑΙ Η ΔΕΥΤΕΡΗ ΓΕΝΙΑ ΚΙΝΗΤΩΝ

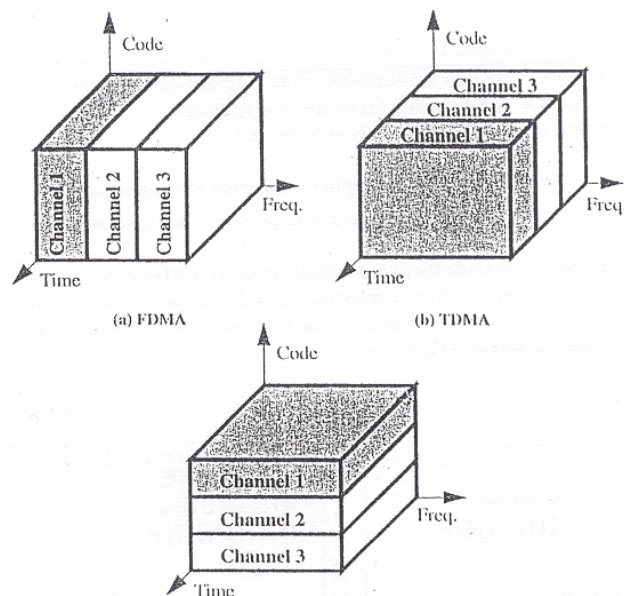
Η ανάπτυξη της κινητής τηλεφωνίας όμως στην Ευρώπη είχε μια σημαντική ιδιαιτερότητα, που θα επηρέαζε καταλυτικό ρόλο στην εξέλιξή της. Το ότι εμφανίστηκαν περισσότερα του ενός πρότυπα, έκανε τους επιστήμονες γρήγορα να αντιληφθούν ότι αν ακολουθούσαν διαφορετικού δρόμους, θα κατέληγαν, με μαθηματική ακρίβεια, σε ασυμβατότητες, τόσο στα πρότυπα, όσο και στον εξοπλισμό που θα χρησιμοποιούσε κάθε χώρα. Αυτό, όπως γίνεται εύκολα κατανοητό, ήταν μια ανεπιθύμητη κατάσταση, γιατί όχι μόνο οι συσκευές κινητής τηλεφωνίας θα δούλευαν μόνο μέσα στα εθνικά σύνορα κάθε χώρας, αλλά και η αγορά για κάθε τύπο εξοπλισμού θα ήταν πολύ περιορισμένη. Έτσι, ήδη από το 1982 η **CEPT (Conference of European Post and Telegraphs)** σχημάτισε μια ομάδα εργασίας με το γαλλικό όνομα **Groupe Spicial Mobile (GSM)** για την ανάπτυξη ενός πανευρωπαϊκού συστήματος κινητών επικοινωνιών. Η ερευνά συνεχίστηκε εντατικά για πολλά χρόνια και το 1987 το αρχικό γαλλικό όνομα άλλαξε, κρατώντας όμως τα ίδια αρχικά. Τώρα πια το **GSM** αντιπροσώπευε τις λέξεις **Global System for Mobile communications**. Το 1989 την ευθύνη του προγράμματος ανέλαβε το ινστιτούτο για ευρωπαϊκά τηλεπικοινωνιακά πρότυπα, ή **ETSI (European Telecommunications Standards Institute)** και στα μέσα του 1990 άρχισε η εμπορική του εκμετάλλευση (www.cellular-news.com/history_of_telecoms/history_of_telecom.shtml) (Grindley, 1999).

Το σύστημα αυτό έπρεπε να πληροί ορισμένα κριτήρια, όπως η καλή ποιότητα επικοινωνίας, το χαμηλό κόστος, τόσο του εξοπλισμού όσο και των υπηρεσιών, το διεθνές roaming, την καλή χρήση του φάσματος για αυξημένη χωρητικότητα, και άλλα.

Γίνεται εύκολα κατανοητό ότι δεν μιλάμε πια για μια αναβάθμιση των παλαιών προτύπων, αλλά για ένα εντελώς νέο πρότυπο, το οποίο για να μπορέσει να καλύψει τις απαιτήσεις που του τέθηκαν, θα έπρεπε να εισάγει και μια καινοτόμο τεχνολογία. Η

τεχνολογία αυτή ήταν η ψηφιακή, κάτι που αυτόματα σημαίνει ότι από αυτό το σημείο και μετά, περνάμε πια στη δεύτερη (2G) γενιά κινητών τηλεφώνων. Τα πλεονεκτήματα που πρόσφερε η ψηφιακή, σε σχέση με την αναλογική τεχνολογία, ήταν πολλά. Το πρώτο και σημαντικό πλεονέκτημα είναι η μείωση του θορύβου και των παρεμβολών, κάτι που στα αναλογικά συστήματα αποτελούσε το σημαντικότερο πρόβλημα. Επίσης η ψηφιακή τεχνολογία έδωσε την δυνατότητα δημιουργίας νέων εξελιγμένων τεχνικών μετάδοσης και επεξεργασίας σήματος, οι οποίες βοήθησαν σημαντικά ώστε να έχουμε πολύ καλύτερη ποιότητα επικοινωνίας, και αυξημένη χωρητικότητα (Liberty & Rappaport, 1999).

Ενώ στην πρώτη γενιά κινητών η διαμόρφωση που χρησιμοποιήθηκε ήταν η FDMA, δηλαδή το ένα κανάλι διαχωριζόταν από το άλλο χρησιμοποιώντας διαφορετική συχνότητα, στη δεύτερη γενιά έχουμε τις διαμορφώσεις TDMA (Time Division Multiple Access) και CDMA (Code Division Multiple Access). Στην TDMA τα κανάλια διαχωρίζονται στο χρόνο, με όλους τους χρήστες να χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα. Τα κανάλια μπορούν επίσης να διαχωριστούν προσθέτοντας μια διαφορετική ψευδοτυχαία ακολουθία για κάθε διαφορετικό κανάλι, ενώ χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα στον ίδιο χρόνο, πράγμα που συμβαίνει στη διαμόρφωση CDMA (σχήμα 1.0). Το εύρος ζώνης της ψευδοτυχαίας ακολουθίας είναι πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης των δεδομένων που μεταδίδονται από τον χρήστη. Οι μπάντες συχνοτήτων που χρησιμοποιήθηκαν στην δεύτερη γενιά κινητών είναι στα 800 και 1900 MHz (Liberty & Rappaport, 1999).



Σχήμα 1.0: Σχηματική παράσταση των FDMA, TDMA, CDMA (Liberty & Rappaport, 1999).

Το σύστημα GSM είναι ένα από τα πιο αντιπροσωπευτικά παραδείγματα σωστής χρήσης του TDMA, και δίκαια μπορεί να χαρακτηριστεί ως το πιο επιτυχημένο πρότυπο για την κινητή τηλεφωνία, μέχρι σήμερα. Χρησιμοποιείται σε πάνω από 120 δίκτυα, σε 86 διαφορετικές περιοχές του κόσμου (πίνακας 1.1). Είναι το κυρίαρχο πρότυπο στην Ευρώπη, ενώ έχει σημειώσει μεγάλη επιτυχία και στις Ηνωμένες Πολιτείες, όπου είχε να αντιμετωπίσει σκληρό ανταγωνισμό (πίνακας 1.2). Άλλα παραδείγματα συστημάτων κινητών επικοινωνιών με TDMA, είναι το αμερικάνικο **D-AMPS** ή **Digital Advanced Mobile Phone System**. Είναι χαρακτηριστικό ότι εάν το συγκρίνουμε με το αναλογικό AMPS, το D-AMPS παρέχει 3 έως 4 φορές μεγαλύτερη χωρητικότητα, με αντικειμενικά καλύτερη ποιότητα συνομιλίας, αφού είναι ειδικά σχεδιασμένο για την ψηφιακή μετάδοση φωνής και όχι e-mail ή δεδομένων. Τέλος υπάρχουν άλλα δυο συστήματα τα οποία χρησιμοποιούν TDMA και είναι:

- a) PACS (Personal Access Communication System)
- b) PHS (Personal Handyphone System).

<i>CDMA</i>	8%
GSM/TDMA	50%
Analog	42%

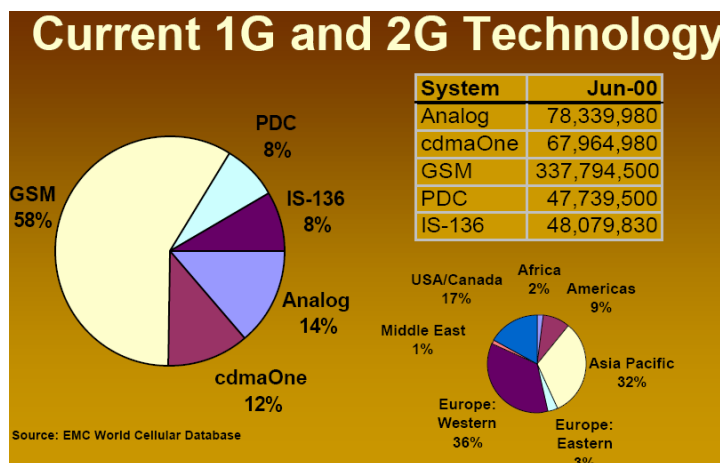
Πίνακας 1.1: Παγκόσμια κατανομή της υποδομής της ασύρματης τεχνολογίας το 1999) (Grindley, 1999).

	1996	1997	1998	2000	2002	%
DAMPS/ TDMA	2,322	6,291	14,016	25,488	32,000	27%
GSM/TDMA	420	1,520	3,440	9,831	17,370	15%
CDMA	117	1,655	5,869	19,411	37,470	31%
Analog	41,184	45,846	44,175	39,270	32,160	27%
Total	44,043	55,312	67,500	94,000	119,000	100%

Πίνακας 1.2: Η κατανομή των Αμερικανών συνδρομητών σε χιλιάδες) (Grindley, 1999).

Τα πρώτα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών που έκαναν χρήση της τεχνολογίας CDMA, εμφανίστηκαν και αυτά στη δεύτερη γενιά και είναι γνωστά με το όνομα IS95. Η τεχνολογία που υποστήριξε όλα τα πρότυπα, ονομάστηκε cdmaOne. Όταν λέμε IS95, ουσιαστικά εννοούμε την τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε για τρία πρότυπα. Τα IS95A και IS95B είναι τα πρότυπα για την κινητή τηλεφωνία στα 800 MHz, και τρίτο είναι το πρότυπο για το Σύστημα Προσωπικών Επικοινωνιών ή PCS (Personal Communication System) στα 1900MHz. Θα μελετήσουμε το IS95 με περισσότερες λεπτομέρειες στο επόμενο μέρος της εργασίας μας. Αρχικά το IS-95 αναπτύχθηκε στην Βόρεια Αμερική από την εταιρεία Qualcomm αλλά σήμερα χρησιμοποιείται και σε άλλες περιοχές του κόσμου όπως στην Ασία και την Λατινική Αμερική (Liberty & Rappaport, 1999).

Κάτι ενδιαφέρον, το οποίο εύκολα μπορούμε να διαπιστώσουμε ξανακοιτώντας τον πίνακα 1.2, είναι η χαοτική κατάσταση που επικρατεί στις Ηνωμένες Πολιτείες στην κατανομή των συνδρομητών. Μια κατάσταση η οποία δημιουργεί προβλήματα συμβατότητας, αφού και οι τρεις μεγάλες τεχνολογίες που έχουν εμφανιστεί στις ασύρματες επικοινωνίες, κατέχουν, η καθεμία, ένα μεγάλο μερίδιο της αγοράς. Σίγουρο είναι πως θα υπάρξουν καθυστερήσεις στην μετάβαση στην νέα, την τρίτη γενιά κινητών επικοινωνιών, λόγω του ότι πολλοί providers θα πρέπει να εναρμονιστούν με τις νέες τεχνολογίες, που η τρίτη γενιά θα χρησιμοποιεί. Τέλος, μια ενδιαφέρουσα στατιστική παρατήρηση που μπορούμε να κάνουμε, είναι η μείωση, χρόνο με τον χρόνο, του αριθμού των χρηστών της αναλογικής τεχνολογίας, όσο μεγάλος και αν είναι. Στο σχήμα που ακολουθεί μπορούμε να δούμε την κατανομή των συνδρομητών για τα συστήματα των δυο πρώτων γενιών παγκοσμίως.



Σχήμα 1.1: Κατανομή των συνδρομητών για τις δύο πρώτες γενιές κινητών (Ziemer, 2001)

1.2 Η ΤΡΙΤΗ ΓΕΝΙΑ (3G)

Αμέσως μετά την καθιέρωση της δεύτερης γενιάς ασύρματων ψηφιακών δικτύων, άρχισε η δουλειά για την ανάπτυξη της τρίτης γενιάς. Τα νέα αυτά δίκτυα θα υποστηρίζουν δεδομένα ευρείας ζώνης για την υποστήριξη video, πρόσβασης στο internet και άλλων υπηρεσιών υψηλού ρυθμού δεδομένων.

Το 1992 στη Παγκόσμια Διοικητική Επιτροπή Ραδιοεπικοινωνιών (World Administrative Radio Commission ή WARC), τμήμα της Διεθνούς Ενώσεως Τηλεπικοινωνιών (ITU, International Telecommunication Union), διατυπώθηκε η πρόταση να εφαρμοστεί μια παγκόσμια ζώνη συχνοτήτων στη περιοχή των 2000MHz, η οποία θα ήταν κοινή για όλες τις χώρες, για χρήση σε συστήματα ασύρματων επικοινωνιών. Αυτό το ιδανικό σχέδιο, αρχικά γνωστό με το όνομα Future Public Land Mobile Telephone System (FPLMTS), μετονομάστηκε σε International Mobile Telecommunications 2000(IMT-2000), το 1995 (Liberty & Rappaport, 1999).

Όπως και στην περίπτωση όλων των άλλων προτύπων, έτσι και για το IMT-2000, τέθηκαν από πριν πέντε σημαντικά κριτήρια που θα έπρεπε να πληροί.

- Να μπορεί να χρησιμοποιείται παγκοσμίως
- Να χρησιμοποιείται για όλες τις εφαρμογές της κινητής τηλεφωνίας
- Να προσφέρει υψηλούς ρυθμούς δεδομένων, μέχρι 2Mbps (ανάλογα με την κινητικότητα /ταχύτητα του χρήστη)
- Να υποστηρίζει και τους δυο τρόπους μεταφοράς δεδομένων, Packet-switched (PS) και Circuit switched (CS)
- Να προσφέρει την καλύτερη δυνατή χρήση του φάσματος (spectral efficiency)

Αυτό το οποίο ήθελε πραγματικά να επιτύχει το IMT-2000, ήταν να ορίσει ένα σύστημα ασύρματων επικοινωνιών, κοινό για όλους τους ανθρώπους, στο οποίο επιπλέον θα χρησιμοποιείτο και ο ίδιος εξοπλισμός, τόσο για τις υποδομές του, όσο και για τις συσκευές που θα διαθέτονταν στους χρήστες. Ωστόσο, στα μέσα της δεκαετίας του 90, έγινε πια φανερό, ότι το όραμα της ομοιοτυπίας δεν θα μπορούσε να επιτευχθεί, εξαιτίας της μεγάλης εμπορικής επιτυχίας της καθεμίας εκ των άλλων ψηφιακών ασύρματων τεχνολογιών.

Οι προτάσεις που ήρθαν από την ψηφιακή τεχνολογία της Ευρώπης και βασιζόταν πάνω στο σύστημα TDMA και το στάνταρτ GSM, και οι προτάσεις τις Βορειοαμερικανικής ψηφιακής τεχνολογίας βασισμένες στο CDMA και το στάνταρτ IS95, δεν μπορούσαν να έρθουν σε συμφωνία για μια κοινή παγκόσμια τεχνολογία

τρίτης γενιάς. Στην πραγματικότητα πίσω από αυτή την διαμάχη κρυβόταν ο “πόλεμος” που είχε ξεσπάσει μεταξύ των εταιρειών της Ευρώπης και της Αμερικής, αφού ούτε η μια αλλά ούτε και η άλλη ήθελαν να εγκαταλείψουν τα ήδη κεκτημένα (Liberty & Rappaport, 1999).

Έτσι τα τελευταία χρόνια, αφού φάνηκε πια το αδιέξοδο, η ITU εξέφρασε την επιθυμία καθορισμού μιας οικογένειας προτύπων, τα οποία θα χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα σε όλη την υφήλιο (Liberty & Rappaport, 1999).

Η βάση αυτής της προσπάθειας της ITU, ήταν ένα δημοσίευμα της, τον Οκτώβριο του 1997, με τον τίτλο *Framework for Modularity and Radio Commonality within IMT2000*. Το δημοσίευμα αυτό ήταν ουσιαστικά το μοντέλο, το οποίο παρείχε την βάση για τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα τρίτης γενιάς, και σε γενικές γραμμές μπορεί να περιγράψει από τα κριτήρια τα οποία αναφέραμε πριν για το IMT-2000. Ένα μοντέλο το οποίο έδινε στους κατασκευαστές αλλά και στους providers των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών, ένα και μόνο σύνολο στοιχείων, με τα οποία όλα τα περιφερειακά πρότυπα, κατά περιοχή, θα ήταν συμβατά μεταξύ τους (Grindley, 1999).

Τον Ιούνιο του 1998, η ITU παρέλαβε συνολικά 15 προτάσεις από τις μεγαλύτερες κυβερνητικές και βιομηχανικές ενώσεις για τα πρότυπα παγκοσμίως, για να διαλέξει το IMT-2000. Πέντε από αυτές πρότειναν δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών, και οι υπόλοιπες δέκα πρότειναν επίγεια ασύρματα συστήματα, παρόμοια με το PCS. Αξίζει να σημειώσουμε ότι στις περισσότερες από τις 15 προτάσεις το σύστημα το οποίο επικράτησε ήταν το CDMA, ή μια παραλλαγή του. Το IMT-2000 σύστημα για τους εξωτερικούς χώρους, για την κινητή τηλεφωνία δηλαδή, θα χρησιμοποιηθεί με συχνότητα μετάδοσης κινητού της τάξης των 1920 έως 1980MHz και συχνότητα μετάδοσης του σταθμού βάσης από 2110-2170MHz. Τα συστήματα για εσωτερικούς χώρους θα χρησιμοποιούν Time Division Duplexing ή (TDD).

Η κυρίαρχη πρόταση που έρχεται από τις Ηνωμένες Πολιτείες για την τρίτη γενιά είναι το σύστημα cdma2000, το οποίο θα προσφέρει συμβατότητα με τα συστήματα IS-95, τα οποία έχουν αναπτυχθεί επίσης στις Ηνωμένες Πολιτείες, αλλά με ρυθμούς μετάδοσης καναλιού, μέχρι και 12 φορές το ρυθμό 1,2Mchip/second του τωρινού προτύπου. Το cdma2000 θα χρησιμοποιεί επίσης βοηθητικά συστήματα, για την υποστήριξη της τεχνολογίας των έξυπνων κεραιών.

Το Ινστιτούτο των Ευρωπαϊκών Τηλεπικοινωνιακών Προτύπων, (*European Telecommunication Standards Institute* ή ETSI), ανέπτυξε το Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Τηλεπικοινωνιών (*Universal Mobile Telecommunications System* ή

UMTS), σαν το επόμενο εξελικτικό βήμα του GSM. Το σύστημα UMTS χρησιμοποιεί το πρότυπο UTRA ή UMTS Terrestrial Radio Access, το οποίο κάνει χρήση της τεχνολογίας Wideband CDMA (W-CDMA), η οποία εξασφαλίζει την εύκολη ενσωμάτωση με την τεχνολογία GSM, προσφέροντας όμως και τα πλεονεκτήματα της τεχνολογίας CDMA, όπως θα δούμε παρακάτω, ενώ και σε αυτήν την περίπτωση υπάρχει η πρόβλεψη για την χρήση smart antennas. Στον πίνακα 1.3 μπορούμε να δούμε συνοπτικά τις γενιές των κινητών και τα διάφορα χαρακτηριστικά τους (Liberty & Rappaport, 1999).

	First Generation Systems	Second Generation Systems	Third Generation Systems
Time Frame	1984-1996	1996-2000	2000-2010
Services	Analog Mobile Telephony Voice Band Data	Digital voice, messaging	High speed data Broadband video Multimedia
Architecture	Macrocellular	Microcellular, Picocellular Wireless Local Loop	
Radio Technology	Analog FM, FDD-FDMA	Digital modulation, CDMA, TDMA using TDD and FDD	CDMA, possibly combined with TDMA, with TDD and FDD variants
Frequency Band	800 MHz	800+1900 MHz	2 GHz+
Examples	AMPS TACS ETACS NMT450/900 NTT JTACS/NTACS	cdmaOne (IS-95) GSM/DCS-1900 US TDMA IS-136 PACS PHS	cdma2000 WCDMA

Πίνακας 1.3: Οι γενιές των κινητών: Διάρκεια, αρχιτεκτονική, τεχνολογία, συχνότητες και παραδείγματα (Liberty & Rappaport, 1999).

Υπήρξε επίσης η πρόταση UWC-136 η οποία σχεδιάστηκε για προσφέρει αναβάθμιση των ψηφιακών συστημάτων τεχνολογίας TDMA, τα οποία χρησιμοποιούνταν τόσο στην Βόρεια Αμερική (AMPS) όσο και στην Ευρώπη GSM. Αντίθετα με ότι είδαμε μέχρι τώρα, το πρότυπο UWC-136 είναι τεχνολογίας TDMA, υποστηρίζοντας όμως την αλλαγή συχνότητας (frequency hopping) (Liberty & Rappaport, 1999).

Το 1998 όμως υπήρξε σημαντική χρονιά και για ένα άλλο λόγο. Ήταν η χρονιά που δημιουργήθηκε το 3GPP ή Third Generation Partnership Project. Το 3GPP ουσιαστικά είναι το αποτέλεσμα μιας συμφωνίας, μιας μορφής συνεταιρισμού, στην

οποία κατέληξαν 5 μεγάλοι οργανισμοί προτύπων, σε σύσκεψη στην Κοπεγχάγη, το Δεκέμβριο του 1998. Η βάση της συμφωνίας ήταν η ανάπτυξη ενός πλήρους συνόλου τεχνικών προδιαγραφών για ένα σύστημα κινητής τηλεφωνίας 3^{ης} γενιάς, το οποίο θα ήταν εφαρμόσιμο σε όλο τον κόσμο, χρησιμοποιώντας όμως σαν πυρήνα την τεχνολογία του GSM και τις τεχνολογίες (radio access) που υποστήριζαν οι συνεταιίροι όπως ήταν το UTRA και για τους δυο τρόπους FDD και TDD.

Οι πέντε αρχικοί συνεταιίροι οι οποίοι ήταν και οι Οργανωτικοί Παράγοντες είναι:

- a) ARIB Association of Radio Industry and Business
- b) ETSI European Telecommunications Standards Institute
- c) TTA Telecommunications Technology Association
- d) TTC Telecommunications Technology Committee
- e) Αντιπροσωπία από την αμερικανική επιτροπή της T1

Σαν 6^{ος} Οργανωτικός Παράγοντας προστέθηκε αργότερα και ο οργανισμός : CWTS ή China Wireless Telecommunication Standard Group.

Εκτός όμως από τους Οργανωτικούς Παράγοντες οι οποίοι θα ήταν υπεύθυνοι για το κυρίως έργο, ο συνεταιρισμός προσέλαβε και συνέταιρους από το χώρο του marketing. Οι Market Presentation Partners όπως ονομάστηκαν, θα εξυπηρετούσαν και αυτοί τέσσερις συγκεκριμένους σκοπούς :

- Να δεσμεύσουν τους εαυτούς τους στη προώθηση του 3GPP
- Να ενθαρρύνουν με την σειρά τους και τα δικά τους μέλη να συμβάλουν στους κοινούς σκοπούς του 3GPP ώστε να αποφευχθεί ο διπλασιασμός της δουλειάς
- Να προσφέρουν τις συμβουλές τους στο 3GPP όσον αφορά τα χαρακτηριστικά τις υπηρεσίες και την λειτουργικότητα την οποία αυτό θα έπρεπε να προσφέρει για να ανταποκρίνεται στις ανάγκες της αγοράς
- Τέλος να ορίσουν όλα τα πιθανά σενάρια υπηρεσιών για το σύστημα 3GPP

Οι Market Presentation Partners είναι

- a) UMTS Forum (Universal Mobile Telecommunication System)
- b) GSA Global Mobile Suppliers Associations
- c) GSM Association
- d) UWCC Universal Wireless Communications Consortium

Η δομή του 3GPP αποτελείται από δύο ομάδες :

- Το Project Co-ordination Group (PCG) το οποίο διευθύνει ουσιαστικά το όλο σχέδιο και

-Τα Technical Specifications groups ή (TSGs) τα οποία είναι υπεύθυνα για τα τεχνικά χαρακτηριστικά

Τα TSGs με την σειρά τους έχουν την δυνατότητα να ορίσουν αυτόνομες ομάδες εργασίας εάν το επιθυμήσουν. Πρέπει σε αυτό το σημείο να πούμε ότι το 3GPP συνεργάζεται στενά με τα μέλη του IMT-2000, το οποίο αναφέραμε παραπάνω, για την επίτευξη του καλύτερου δυνατού πρότυπου τρίτης γενιάς, με την μεγαλύτερη δυνατή συμβατότητα παγκοσμίως (www.3gpp.org, <http://www.3gpp.org/About/3gppagre.pdf>)

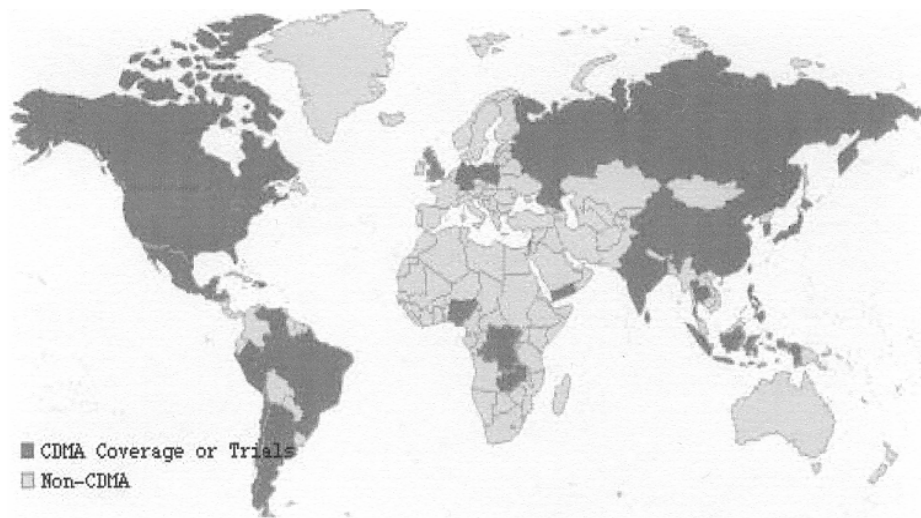
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Η ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ CDMA

ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΛΛΑΓΕΣ ΤΗΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Είναι προφανές ότι από όσα έχουμε αναφέρει έως τώρα ότι στις ασύρματες επικοινωνίες, η τεχνολογία CDMA, είναι η τεχνολογία του μέλλοντος. Η μεγαλύτερη απόδειξη, είναι οι πολλές παραλλαγές της ίδιας τεχνολογίας παγκοσμίως (σχήμα 2.1). Σε όποια μορφή όμως και αν εμφανίστηκε η τεχνολογία CDMA, ο στόχος όλων ήταν και είναι κοινός. Όλοι επεδίωξαν να εκμεταλλευτούν τα πλεονεκτήματα τα οποία η τεχνολογία μας προσφέρει (Πίνακας 2.1), χρησιμοποιώντας την όμως ο καθένας τέτοιο τρόπο ώστε να ικανοποιεί τις δικές τους ανάγκες. Η κυριότερες ανάγκες ήταν η υποστήριξη νέων βελτιωμένων δυνατοτήτων επικοινωνίας, ώστε να ικανοποιεί τις απαιτήσεις των καιρών, και η ανάγκη ύπαρξης ενός μεγάλου βαθμού συμβατότητας με την τεχνολογία και το πρότυπο, το οποίο έρχεται να αντικαταστήσει.



Σχήμα 2.1: Με μαύρο χρώμα οι περιοχές του κόσμου που έχουν αρχίσει να χρησιμοποιούν ή να δοκιμάζουν το CDMA. Με γκρι οι περιοχές που χρησιμοποιούν άλλο σύστημα (Messier, 1998).

Σε αυτό το τρίτο μέρος της εργασίας μας θα προσπαθήσουμε να δώσουμε μερικά από τα χαρακτηριστικά, τα πλεονεκτήματα, τις ομοιότητες και τις διαφορές των σημαντικότερων παραλλαγών της τεχνολογίας του CDMA, που χρησιμοποιούνται ή θα χρησιμοποιηθούν στο μέλλον, δίνοντας λίγο μεγαλύτερη προσοχή στο σύστημα IS-95,

το οποίο εμφανίστηκε πρώτο, και χρησιμοποιείται ήδη σε πολλά μέρη του κόσμου. Πριν όμως αρχίσουμε να βλέπουμε το κάθε σύστημα ξεχωριστά είναι απαραίτητο να ορίσουμε από την αρχή μερικές βασικές έννοιες τις οποίες θα συναντήσουμε μελετώντας το IS-95 αλλά και σε όλη την πορεία της εργασίας μας.

Why CDMA?

- ❖ Higher capacity
- ❖ Improved performance in multipath by diversity
- ❖ Lower mobile transmit power = longer battery life
 - ❖ Power control
 - ❖ Variable transmission rate with voice activity detection
- ❖ Allows soft handoff
- ❖ Sectorization gain
- ❖ High peak data rates can be accommodated
- ❖ Combats other-user interference = lower reuse factors

Πίνακας 2.1: Γιατί επιλέχτηκε η τεχνολογία CDMA
(Ziemer, 2001)

2.1. ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ

Spread Spectrum Modulation: είναι η διαδικασία χρήσης ενός δεύτερου διαμορφωμένου σήματος, το οποίο είναι ανεξάρτητο από τα δεδομένα, και έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, πολύ πέρα από το εύρος ζώνης του σήματος των δεδομένων.

Η διαμόρφωση Spread Spectrum είναι διαφορετική από άλλες διαμορφώσεις, όπως π.χ την Frequency Modulation (FM), επειδή η κυματομορφή που είναι υπεύθυνη για την μετάδοση, είναι ανεξάρτητη από τα δεδομένα που μεταδίδονται. Αυτό μας επιτρέπει να διαλέξουμε την κυματομορφή μετάδοσης με τέτοιο τρόπο, ώστε να πετύχουμε την καλύτερη απόδοση του συστήματος. Στο σύστημα IS-95 οι ψευδοτυχαίες ακολουθίες θορύβου, ή PN sequences, επιλέγονται σαν σήματα διάδοσης, αφού κατανέμουν την ισχύ του σήματος ομοιόμορφα σε όλο το εύρος ζώνης, και μας

παρέχουν κρίσιμα πλεονεκτήματα, όπως την ολοκληρωτική επαναχρησιμοποίηση της συχνότητας.

Forward Link: είναι η ζεύξη του σταθμού βάσης με ένα κινητό συνδρομητή. Το φυσικό κανάλι ή Physical Channel είναι περίπου 1.25 MHz του εύρους ζώνης που καταλαμβάνουν τα σήματα CDMA.

Τέσσερις διαφορετικοί τύποι σημάτων μπορούν να μεταδοθούν forward link στα συστήματα IS-95. Αυτοί είναι τα Pilot, Synchronization, Paging και Traffic channels. Σε κάθε forward link υπάρχει συνήθως ένα pilot, ένα synchronization έως 7 paging και 55 έως 61 traffic, ανάλογα με τον αριθμό των paging. Η ολική ισχύς του forward link χωρίζεται στους τέσσερις τύπους καναλιών, με το pilot να έχει συνήθως την μεγαλύτερη δύναμη. Σε μια ολική ισχύ εξόδου του forward link της τάξης των 8Watts, το pilot συνήθως κατέχει το 25% της συνολικής ισχύς.

Στα συστήματα IS-95 ο συνολικός αριθμός καναλιών forward link τα οποία μεταδίδονται ταυτόχρονα, δεν μπορεί να ξεπεράσει τον αριθμό 64, που είναι ο αριθμός των λέξεων Walsh, τις οποίες θα μελετήσουμε παρακάτω. Κάθε forward link από ένα δεδομένο σταθμό βάσης διαδίδεται με την ίδια ψευδοτυχαία ακολουθία.

Pilot channel: Το κανάλι του forward link για επικοινωνία του σταθμού βάσης με το κινητό, το οποίο διαμορφώνεται μόνο από τους πιλοτικούς PN κώδικες διάδοσης, οι οποίοι είναι κοινοί για όλα τα σήματα που μεταδίδονται από ένα συγκεκριμένο σταθμό βάσης.

Το Pilot channel μας παρέχει μερικές κρίσιμες υπηρεσίες για την επιτυχία της επικοινωνίας, αφού είναι ουσιαστικά υπεύθυνο για το forward link. Όπως λέμε και στον ορισμό το κανάλι pilot διαμορφώνεται μόνο από τους PN κώδικες διάδοσης. Αυτό διευκολύνει την διαδικασία αναπαραγωγής στον δέκτη, μιας συγχρονισμένης αντιγραφής των ακολουθιών διάδοσης PN που χρησιμοποιεί ο πομπός για να διαμορφώσει τα κανάλια συγχρονισμού, paging και traffic που εκπέμπονται από τον σταθμό βάσης. Η ισχύς του καναλιού pilot είναι μια ένδειξη στο κινητό για τη ικανότητά του να επικοινωνήσει με τον σταθμό βάσης που εκπέμπει το συγκεκριμένο κανάλι pilot. Για αυτό τον λόγο όπως είπαμε και παραπάνω το κανάλι pilot έχει την μεγαλύτερη ισχύ στο forward link, συνήθως της τάξης των 2Watts.

Traffic channel: είναι ένα ξεχωριστό σήμα το οποίο μεταφέρει ένα πρωταρχικό ψηφιακό μήνυμα φωνής.

Paging channel: Είναι ένα κανάλι που χρησιμοποιείται στο forward link για επικοινωνία του σταθμού βάσης με το κινητό. Μέσω αυτού του καναλιού στέλνονται

μηνύματα έλεγχου, μηνύματα κατά την διενέργεια κλήσης, καθώς και μηνύματα σελιδοποίησης (paging) όταν το κινητό είναι εκτός ενεργής λειτουργίας.

Υπάρχουν τουλάχιστον 7 κανάλια paging σε κάθε σταθμό βάσης. Όταν το κινητό είναι απλά ανοιχτό, ο σταθμός στέλνει εντολές και μηνύματα μέσω του paging καναλιού στο κινητό, και λαμβάνει απαντήσεις από το κινητό μέσω του access channel. Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων στο paging channel είναι ή 9600 ή 4800 bits/sec, ενώ η κυκλοφορία όλων αυτών των paging δεδομένων προστατεύεται από κωδικοποίηση και παρεμβολή, με την χρησιμοποίηση μιας μάσκας, paging channel mask.

Access Channel: είναι ένα κανάλι επικοινωνίας του κινητού με τον σταθμό βάσης, το οποίο χρησιμοποιείται για την αποστολή μικρών μηνυμάτων, όπως την έναρξη κλήσης, την εγγραφή στο δίκτυο την στιγμή δηλαδή που ανοίγουμε το κινητό, ενώ επίσης χρησιμοποιείται και για την απάντηση του κινητού στα μηνύματα page που λαμβάνει από το σταθμό βάσης.

Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων στο access channel είναι 4800bits/sec, ενώ και σε αυτήν την περίπτωση τα δεδομένα προστατεύονται από κωδικοποίηση, επανάληψη συμβολών και παρεμβολή.

Synchronization channel: είναι το κανάλι του forward link του σταθμού βάσης με το κινητό μέσω του οποίου μεταφέρονται τα μηνύματα συγχρονισμού.

Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων είναι τη τάξης των 1200bits/sec, ενώ και σε αυτήν την περίπτωση υπάρχει παρόμοια προστασία. Συγχρονισμός τώρα είναι η διαδικασία μεταφοράς δυο σημάτων, ή του εύρους ζώνης δυο σημάτων, σε ευθυγράμμιση, συμφωνία.

Multipath fading: Multipath είναι ο όρος που χρησιμοποιείται για να περιγράψει τις περιπτώσεις όπου η ισχύς του σήματος φτάνει στον δέκτη από πολλά και διαφορετικά μεταξύ τους μονοπάτια – διαδρομές διάδοσης. Αυτές οι ξεχωριστές διαδρομές, συνήθως διανύουν διαφορετικές αποστάσεις για να φτάσουν από τον πομπό στο δεκτή. Το αποτέλεσμα είναι ότι φτάνουν διάφορα σήματα στον δεκτή, τα οποία έχουν διαφορετικές καθυστερήσεις. Αυτές οι διαφορετικές καθυστερήσεις με την σειρά τους έχουν σαν αποτέλεσμα τα διάφορα σήματα να φτάνουν με διαφορετικές φάσεις. Έτσι το ολικό σήμα, το οποίο είναι το διανυσματικό άθροισμα όλων των ξεχωριστών σημάτων, θα διαφέρει σε πλάτος. Το συνάθροισμα λοιπόν της τάσης του σήματος που μας δίνει το διανυσματικό άθροισμα, λέγεται ότι έχει εξασθένηση, αφού μπορεί κάλλιστα να είναι μικρότερο από τις τάσεις στην κάθε ξεχωριστή διαδρομή.

Τυπικά τα επίγεια συστήματα κινητών επικοινωνιών έχουν εξασθένηση και μπορεί η στάθμη του σήματος να εξασθενεί ή να αυξάνεται σε δέκατα του δευτερόλεπτου. Ωστόσο η απόδοση των συστημάτων επικοινωνίας πρέπει να είναι αξιόπιστη ακόμα και όταν η ισχύς του σήματος είναι πολύ χαμηλή. Για να επιτύχουμε αυτό ακριβώς το πράγμα χρησιμοποιούμε την Spread Spectrum Modulation.

RAKE receivers: Είναι μια τεχνική δέκτη η οποία χρησιμοποιεί αρκετούς συσχετιστές (correlators) βασικής ζώνης, για να επεξεργαστεί ξεχωριστά αρκετά σήματα multipath. Οι έξοδοι των συσχετιστών συνδυάζονται για να πετύχουμε αξιοπιστία και βελτιωμένη απόδοση της επικοινωνίας.

Στο σύστημα IS-95 και ο σταθμός βάσης αλλά και το κινητό χρησιμοποιούν την τεχνική του RAKE δέκτη. Κάθε συσχετιστής στον δέκτη RAKE λέγεται δάκτυλος του RAKE δεκτή (RAKE-receiver finger). Συνήθως τα κινητά έχουν τρεις RAKE-receiver fingers, ενώ ο κάθε σταθμός βάσης από τέσσερις έως πέντε, ανάλογα με τον κατασκευαστή. Υπάρχουν δυο τεχνικές με τις οποίες μπορούν να συνδυαστούν οι έξοδοι που λαμβάνουμε από κάθε RAKE-receiver finger. Στη πρώτη μέθοδο κάθε έξοδος έχει την ίδια βαρύτητα, την ίδια αξία για αυτό και η τεχνική ονομάζεται συνδυασμός ισοδύναμου κέρδους. Η δεύτερη μέθοδος χρησιμοποιεί τα δεδομένα για να καθορίσει την βαρύτητα, έχοντας ως κριτήριο την μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου Signal-to-Noise Ratio(SNR). Αυτή η τεχνική είναι γνωστή με το όνομα *συνδυασμός του μέγιστου λόγου*. Και οι δυο τεχνικές πετυχαίνουν περίπου τα ίδια αποτελέσματα.

Power control: είναι η διαδικασία έλεγχου της μεταδιδόμενης ισχύς για να επιτύχουμε την απαραίτητη απόδοση της επικοινωνίας, αλλά χωρίς να εκπέμψουμε περισσότερη ισχύ από ότι χρειάζεται.

Το power control είναι μια κρίσιμη διαδικασία, ειδικά όσον αφορά στην ισχύ που εκπέμπει το κινητό μας, αφού πολλά έχουν ειπωθεί, όπως το ότι μπορεί να προκαλέσει προβλήματα υγείας. Είναι επίσης δεδομένο ότι κακό Power Control, δημιουργεί προβλήματα και στην ποιότητα της επικοινωνίας μας.

Reverse link: Είναι ένα κανάλι το οποίο χρησιμοποιείται για την επικοινωνία του κινητού με το σταθμό βάσης. Στο reverse link μπορούν να μεταδοθούν δυο τύποι καναλιών. Αυτοί οι τύποι είναι τα Access channels και Traffic channels. Ο συνολικός αριθμός καναλιών reverse link που υποστηρίζουν κλήσεις σε εξέλιξη, είναι ίσος με τον συνολικό αριθμό των forward-link channels που υποστηρίζουν τον ίδιο αριθμό τηλεφωνημάτων (<http://www.cdmaonline.com/interactive/>).

2.2. ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ IS-95 [cdmaOne]

Το IS95, είναι ο πρωτοπόρος στο χώρο του CDMA, ενώ αποτελεί το πρώτο σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί την Spread Spectrum Modulation, κάνει δηλαδή χρήση PN sequences. Με απλά λόγια το IS-95 CDMA, είναι ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών αμφίδρομης κατεύθυνσης, το οποίο βασίζεται σε μια ποικιλία καναλιών, για να εξασφαλίσει την σύνδεση των κλήσεων και την παράδοση. Τα Control channels, στα οποία περιλαμβάνονται και τα Paging channels, χρησιμοποιούνται για να ειδοποιούν τους συνδρομητές για εισερχόμενες κλήσεις, ενώ με την σειρά τους τα Access channels επιτρέπουν στους χρήστες να κάνουν εξερχόμενες κλήσεις. Τα Traffic channels, χρησιμοποιούνται για να υποστηρίξουν τις φωνητικές κλήσεις και τα μηνύματα του πελάτη (Liberty & Rappaport, 1999).

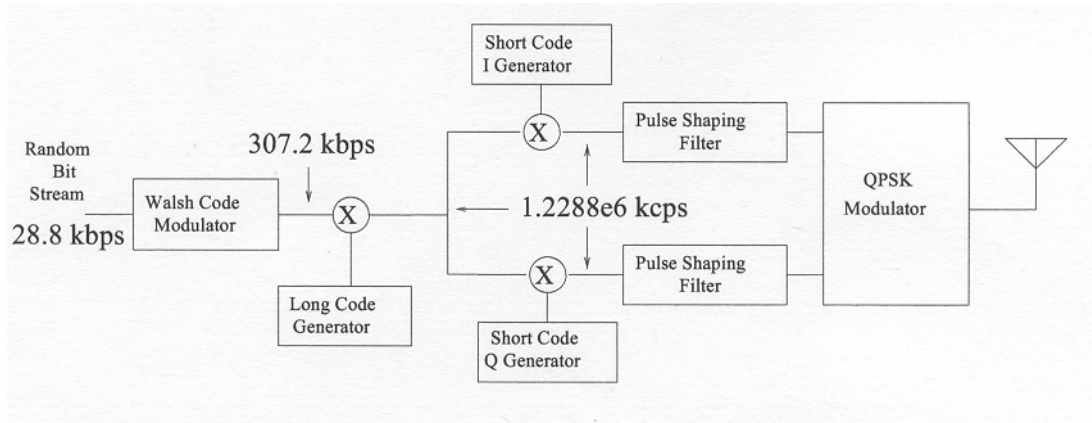
Στο σύστημα IS-95 χρησιμοποιούνται οι υπάρχουσες μπάντες συχνοτήτων για κινητά των 12,5MHz, προκύψουν όμως 10 μπάντες, αφού κάθε CDMA φέρον απαιτεί 1.25MHz ή 25 κανάλια, το καθένα με εύρος ζώνης 50KHz. Στα δίκτυα CDMA όλοι οι σταθμοί βάσης χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα καναλιού ή φέρον. Για τον διαχωρισμό των καναλιών χρησιμοποιούνται κώδικες διάδοσης ή Spreading codes. Για την κωδικοποίηση χρησιμοποιείται ο 64bit κώδικας του Walsh, ο οποίος μας παρέχει ορθογώνιους κώδικες των 64 bit, οι οποίοι με την σειρά τους χρησιμοποιούνται για να μας δώσουν 64 κανάλια σε κάθε μπάντα. Ο ρυθμός μετάδοσης καναλιού είναι 1.2288Mbps. Σε αυτό το σημείο πρέπει εξηγήσουμε ότι όταν λέμε ορθογώνιος κώδικας εννοούμε ουσιαστικά ότι ο ένας κώδικας είναι τελείως διαφορετικός από τον άλλο άρα δεν θα υπάρχουν προβλήματα παρεμβολών. Οι 64 διαφορετικοί κώδικες Walsh συμβολίζονται με το γράμμα W και ένα αριθμό από 0 έως 63 (Liberty & Rappaport, 1999).

Το IS-95 χρησιμοποιεί άλλους δυο κώδικες. Ο πρώτος είναι ο **LongPN code**, ο οποίος παράγει $2^{42} - 1 = 4.398 \times 10^{12}$ διαφορετικούς κώδικες από έναν καταχωρητή ολίσθησης (shift register) των 42bit, και χρησιμοποιείται για δυο λόγους:

Channelization : Ο σταθμός βάσης διαχωρίζει την κυκλοφορία του reverse link χρησιμοποιώντας τον long code. Επίσης κάθε συνδρομητής που επικοινωνεί με ένα συγκεκριμένο σταθμό βάσης χρησιμοποιεί του ίδιου τεταρτημορίου κώδικα διάδοσης και offset, έτσι ο long code είναι απαραίτητος για την αναγνώριση των access και traffic channels.

Privacy: Για την προστασία των δεδομένων στα Traffic channels. Υπάρχουν δυο τεχνικές για την εισαγωγή long code στα Traffic channels. Στην πρώτη

χρησιμοποιείται ο Electronic Serial Number (ESN) του χρήστη για να παράγει τον long code, πράγμα που σημαίνει ότι εάν κάποιος γνωρίζει τον ESN καταργείται και η έννοια της ασφαλείας. Η δεύτερη τεχνική παράγει τον long code χρησιμοποιώντας κλειδιά τα οποία είναι γνωστά μόνο στον συνδρομητή και στον σταθμό βάσης, παρέχοντας έτσι κάποιο επίπεδο προστασίας των δεδομένων (Liberty & Rappaport, 1999).

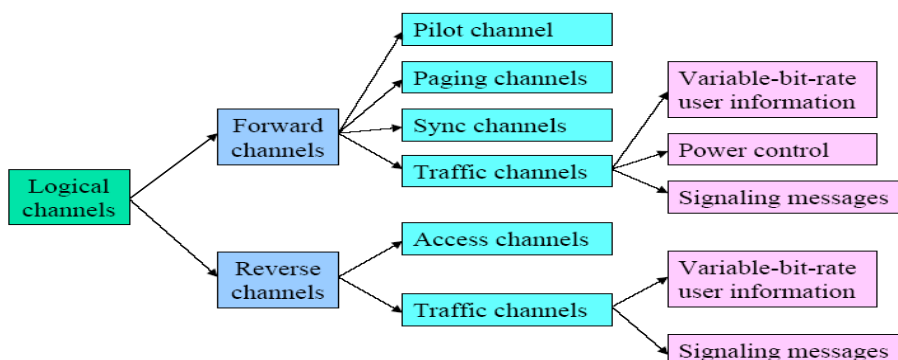


Σχήμα 2.1: Μπλοκ διάγραμμα του συστήματος IS-95 (Messier, 1998).

Ο δεύτερος είναι ο **Short PN Code** ο οποίος με την σειρά του παράγει $2^{15} - 1 = 32767$ διαφορετικούς κώδικες από έναν κατάχωρητη μετακινήσεων ψηφίων (shift register) των 15bit και χρησιμοποιείται για το συγχρονισμό και την αναγνώριση του κυττάρου (www.seas.upenn.edu/~tcom510/AdobeFiles_pdf/ch2.3.2.pdf).

2.2.1. Τα κανάλια και οι ζεύξεις στο IS-95

Θα προσπαθήσουμε τώρα να σχηματίσουμε περιγραφικά σε μορφή δέντρου τον τρόπο λειτουργίας του IS-95, όσον αφορά τα κανάλια τα οποία χρησιμοποιεί και τα χαρακτηριστικά τους(σχήμα 2.2).



Σχήμα 2.2 : Τα κανάλια σε μορφή δέντρου.

(http://www.cs.gsu.edu/~cscyip/csc8221/Chapt-10_Part_II.pdf)

Το forward Link αποτελείται από τα ακόλουθα λογικά κανάλια (logical channels).

- **Pilot Channel**

- μεταδίδεται όλη την ώρα
- χρησιμοποιεί τον κώδικα Walsh W0
- παρέχει τα σημεία αναφοράς χρόνου και φάσης για το κινητό τερματικό
- παρέχει την ένταση του σήματος στο κινητό για να μπορέσει αυτό να αποκτήσει κανάλι
- επαναχρησιμοποιείται σε κάθε κυτταρικό τομέα με διαφορετικό short PN code offset

- **Sync channel**

- λειτουργεί στα 1200 bps
- έχει frame length της τάξης των 26.666ms
- χρησιμοποιεί τον κώδικα Walsh W32 και την ίδια PN ακολουθία και offset με το Pilot
- παρέχει πληροφορίες όσο αφορά τον χρόνο στο κινητό για συγχρονισμό
- παρέχει στο κινητό το PN offset του Pilot
- παρέχει τις ταυτότητες του συστήματος και του δικτύου (system and network IDs)
- παρέχει τους ρυθμούς μετάδοσης των paging channels
- παρέχει τον αριθμό του καναλιού CDMA

- **paging channel**

- έχει bit rate 9600 ή 4800 bps
- έχει frame length 80ms
- χρησιμοποιεί του κώδικες Walsh από W1-W7
- μεταδίδει το μήνυμα παραμέτρων συστήματος (system parameter message), το οποίο περιέχει πληροφορίες όπως το γεωγραφικό μήκος και πλάτος του σταθμού βάσης, τη κατηγορία του σταθμού βάσης, καθώς επίσης και τις πληροφορίες εγγραφής αλλά και τα κατώφλια για τον έλεγχο ισχύος
- μεταδίδει το μήνυμα παραμέτρων προσπέλασης (access parameter message), το οποίο περιέχει πληροφορίες όπως τον αριθμό των καναλιών προσπέλασης και τη απαραίτητη ισχύ για την αρχική προσπέλαση

- τέλος είναι αυτό που μεταδίδει την πληροφορία για τον ορισμό του traffic channel στο κινητό

● Forward Traffic Channels

- έχει ρυθμούς μετάδοσης 9600bps στην έκδοση rate set 1 ενώ στην πιο βελτιωμένη έκδοση rate set 2 φτάνει μέχρι τα 14.4Kbps
- έχει frame length 20ms (192bits για rate set 1 και 288bits rate set 2)
- χρησιμοποιεί του κώδικες Walsh W8-W31 και W33-W63

Το **Reverse Link** του IS-95 έχει τα δικά του λογικά κανάλια

● Access channel

- στέλνει πληροφορίες και όχι δεδομένα από το κινητό προς το σταθμό βάσης
- ο ρυθμός μετάδοσης του είναι 4800bps
- έχει μια Long code PN mask η οποία περιέχει πληροφορίες όπως τον αριθμό του access channel, τον αναγνωριστή του σταθμού βάσης και τον αριθμό του paging channel
- Τα κινητά ανταγωνίζονται για ένα access channel. Το κινητό διαλέγει τυχαία το access channel και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα εάν δυο κινητά διαλέξουν το ίδιο access channel, οι μεταδόσεις τους να δημιουργούν παρεμβολές και ο σταθμός βάσης να μην μπορεί να τα διαχωρίσει, αφού δεν υπάρχει πρόληψη για αυτή την περίπτωση.
- εάν το κινητό δεν λάβει ένα ACK (acknowledgment) ότι έχει αποκτήσει ένα access channel, ξαναπροσπαθεί (σε μεγαλύτερο επίπεδο ισχύος) μετά από τυχαίο χρόνο. Συνεχίζει τις προσπάθειες έως ένα μέγιστο αριθμό προσπαθειών και αν δεν επιτύχει ξαναρχίζει την όλη διαδικασία από την αρχή.

● Reverse Traffic channel

- χρησιμοποιείται για την αποστολή δεδομένων των χρηστών καθώς και δεδομένων σήμανσης
- υποστηρίζει μεταφορά δεδομένων σε 4 διαφορετικά επίπεδα
- έχει και αυτό long code mask για μπορούμε να το ξεχωρίσουμε
- χρησιμοποιεί ορθογώνια διαμόρφωση (κώδικα Walsh)

Μπορούμε επίσης να συνοψίσουμε το πρωτόκολλο ζεύξης (link protocol) ως εξής :

- ◆ Το κινητό αποκτά -λαμβάνει- τον χρόνο, την φάση και την ένταση του σήματος από το Pilot channel
- ◆ Το κινητό συγχρονίζεται μέσω του sync channel
- ◆ Το κινητό λαμβάνει παραμέτρους μέσω του paging channel
- ◆ Το κινητό επικοινωνεί με το σταθμό βάσης με τα Traffic channels κατά την διάρκεια της σύνδεσης
- ◆ Το κινητό επικοινωνεί με το σταθμό βάσης με τα Access και Paging channels κατά την διάρκεια της απόκτησης συστήματος (system acquisition) και της σελιδοποίησης (paging) (www.seas.upenn.edu/~tcom510/AdobeFiles_pdf/ch2.3.2.pdf).

2.2.2. Οι κωδικοποιητές φωνής (vocoders) στο CDMA και οι ρυθμοί μετάδοσης

Στο σύστημα IS-95, αλλά και σε όλα τα CDMA συστήματα, χρησιμοποιούνται κωδικοποιητές φωνής μεταβλητού ρυθμού, για να μετατρέψουν τα σήματα φωνής σε ψηφιακό forma,t για να μπορούν να μεταδοθούν με καλύτερη απόδοση στον αέρα. Ο κωδικοποιητής μεταβλητού ρυθμού (variable rate) μας δίνει έξοδο 9.6Kbps, όταν υπάρχει σήμα φωνής, όταν δηλαδή ο χρήστης μιλάει, και 1.2Kbps όταν υπάρχει κάποιο διάστημα σιωπής. Άλλωστε, μελέτες έχουν δείξει ότι το 50% του χρόνου ενός τηλεφωνήματος δεν υπάρχει σήμα φωνής στη μια κατεύθυνση ενώ υπάρχουν και διαστήματα χωρίς καθόλου συνομιλία. Υπάρχουν επίσης ενδιάμεσοι ρυθμοί μετάδοσης όπως 4.8Kbps και 2.4Kbps, οι οποίοι χρησιμοποιούνται προοδευτικά ανάμεσα στα 1.2Kbps και 9.6Kbps, ανάλογα με το περιεχόμενο του σήματος φωνής. Οι αποφάσεις για τον ρυθμό μετάδοσης παίρνονται ανά διαστήματα των 20msec. Τα χαρακτηριστικά που αναφέραμε παραπάνω ισχύουν για τους κωδικοποιητές του **rate set 1**.

Η εταιρεία Qualcomm το 1995 εισήγαγε ένα νέο βελτιωμένο κωδικοποίητη, ο οποίος μπορούσε να δώσει μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και καλύτερη ποιότητα φωνής. Ο νέος vocoder έδινε εξόδους 14.4Kbps όταν υπήρχε σήμα φωνής και 1.8Kbps στα διαστήματα σιωπής. Οι άλλες ενδιάμεσες τιμές ήταν 7.2Kbps και 3.6Kbps. Αυτοί είναι οι κωδικοποιητές του **rate set 2**.

Τα πλεονεκτήματα που προκύπτουν από την χρήση κωδικοποιήτων φωνής μεταβλητού ρυθμού είναι δυο, αλλά πολύ σημαντικά:

- Η μείωση του ρυθμού μετάδοσης έχει σαν αποτέλεσμα μεγαλύτερη ζωή της μπαταρίας του κινητού μας αφού μειώνεται και η απαιτούμενη ισχύ για την μετάδοση.

- Το δεύτερο πλεονέκτημα έρχεται σαν άμεση απόρροια του πρώτου. Μειωμένη ισχύ σημαίνει αυτόματα και μειωμένες παρεμβολές. Αφού λοιπόν το επίπεδο των παρεμβολών συνδέεται άμεσα με την χωρητικότητα, η κωδικοποίηση φωνής μεταβλητού ρυθμού αυξάνει την χωρητικότητα περίπου στο διπλάσιο.

(www.seas.upenn.edu/~tcom510/AdobeFiles_pdf/ch2.3.2.pdf)

2.2.3. Handoffs (Μεταγωγές)

Στα συστήματα CDMA υποστηρίζονται δυο τύποι handoff. Το hard handoff και το soft handoff. Handoff είναι η παράδοση, η μεταγωγή του κινητού σε ένα νέο κύτταρο (cell) άρα και σε ένα νέο σταθμό βάσης.

Hard handoff σημαίνει ότι μόλις ένα κινητό μεταβαίνει σε ένα νέο κύτταρο (cell), ο σταθμός βάσης του παλαιού cell διακόπτει αμέσως το τηλεφώνημα. Περίπου την ίδια στιγμή ο σταθμός βάσης του νέου cell αποδίδει στο κινητό ένα νέο κανάλι, και το τηλεφώνημα συνεχίζεται μέσω του νέου σταθμού βάσης. Αυτήν την μετάβαση ο χρήστης συνήθως την αντιλαμβάνεται αφού συνοδεύεται από ένα μικρό ακουστικό σήμα, ένα κλικ. Με αυτό το σχήμα handoff όμως υπάρχει ο κίνδυνος τερματισμού του τηλεφωνήματος του χρήστη. Ο τερματισμός αυτός συμβαίνει όταν δεν υπάρχουν διαθέσιμα κανάλια στο νέο κύτταρο (cell) στο οποίο μεταβαίνει το κινητό, ή όταν θόρυβος και παρεμβολές δεν επιτρέπουν στο νέο σταθμό βάσης να δει το κινητό (Messier, 1998).

Το IS-95 προσπαθεί να αντιμετωπίσει αυτό το πρόβλημα με την χρήση του soft handoff. Όταν ένα κινητό του IS-95 πλησιάζει στα σύνορα δυο κυττάρων, αρχίζει να επικοινωνεί με τον σταθμό βάσης του νέου κυττάρου. Ωστόσο, αντί να σταματήσει αμέσως την επικοινωνία με τον σταθμό βάσης του παλαιού κύτταρου, το κινητό συνεχίζει να επικοινωνεί και με αυτόν. Αυτό σημαίνει ότι στην περιοχή κοντά στα σύνορα δυο κυττάρων το κινητό επικοινωνεί ταυτόχρονα με δυο σταθμούς βάσης. Είναι επίσης πιθανόν το κινητό να επικοινωνεί με περισσότερους από δυο σταθμούς βάσης κατά την διάρκεια του soft handoff. Με αυτό τον τρόπο λειτουργίας εξασφαλίζεται η επικοινωνία του κινητού με τον νέο σταθμό βάσης στο νέο κύτταρο για αρκετό χρόνο πριν γίνει η διακοπή της επικοινωνίας με τον σταθμό βάσης στο παλαιό κύτταρο. Αυτή η επικοινωνία πριν την διακοπή, μειώνει δραματικά τις πιθανότητες απροσδόκητου τερματισμού των τηλεφωνημάτων.

Το soft handoff είναι ένα σχήμα παράδοσης MAHO ή Mobile Assisted Handoff. Αυτό σημαίνει ότι το κινητό παίζει ένα σημαντικό ρόλο στη απόφαση για τον αν θα

γίνει η παράδοση ή όχι. Για την λήψη της απόφασης χρησιμοποιεί τα pilot signal των σταθμών βάσης με τους οποίους επικοινωνεί. Το κινητό παίρνει μετρήσεις των σημάτων και τις αποθηκεύει. Περιοδικά στέλνει αυτές τις μετρήσεις στο Mobile Switching Office (MSC). Το MSC χρησιμοποιεί αυτές τις μετρήσεις για να αποφασίσει για το αν θα πάει ή όχι το κινητό σε παράδοση (Messier, 1998).

2.2.4. Power control (έλεγχος ισχύος)

Ένα τελευταίο χαρακτηριστικό αλλά με τεραστία σημασία για όλα τα συστήματα CDMA, είναι ο έλεγχος της ισχύος. Για να μπορέσουμε να πετύχουμε την μέγιστη αποτελεσματικότητα, η ισχύς που λαμβάνει ο σταθμός βάσης από όλα τα κινητά, πρέπει να είναι περίπου ίση. Αυτό πρέπει να συμβαίνει γιατί εάν η ισχύς του κινητού είναι πολύ μικρή, θα συμβούν πολλά bit errors, ενώ αν η ισχύς είναι πολλή μεγάλη, τα επίπεδα των παρεμβολών θα αυξηθούν. Ειδικά η δεύτερη περίπτωση είναι γνωστή και ως 'near far problem'. Χρησιμοποιούνται δυο τρόποι για τον έλεγχο της ισχύος στο κινητό :

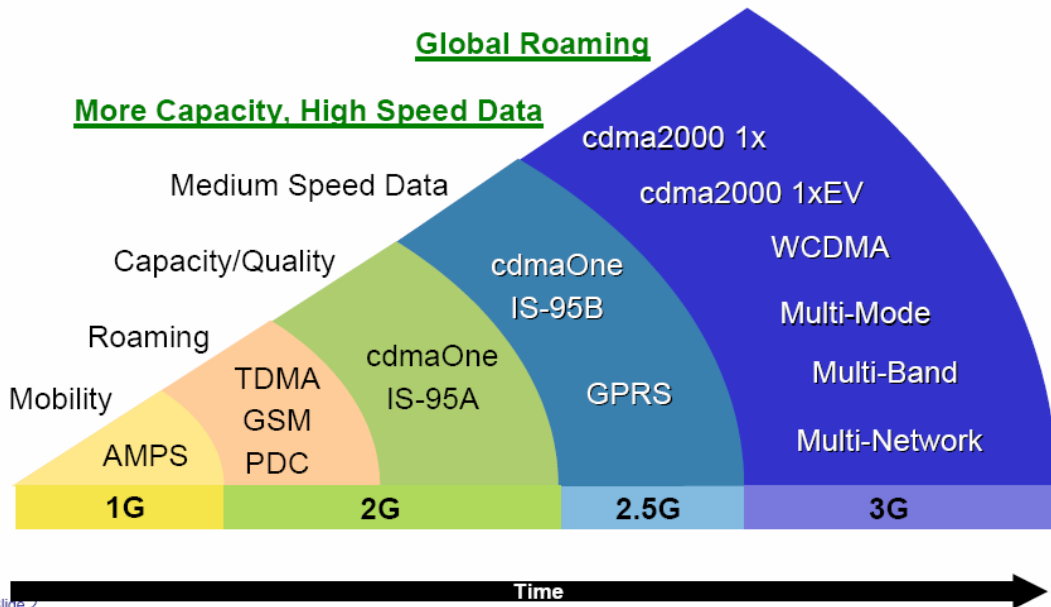
- ◆ Κλειστού βρόγχου (Closed loop): σε αυτήν την περίπτωση πληροφορίες για τον έλεγχο ισχύος στέλνονται στο κινητό από τον σταθμό βάσης.
- ◆ Ανοικτού βρόγχου (Open loop): εδώ το κινητό μετράει την ισχύ του pilot signal και προσαρμόζει την ισχύ του βασιζόμενο σε αυτή την μέτρηση.

Ο έλεγχος ισχύος εφαρμόζεται και στο forward αλλά και στο reverse link.

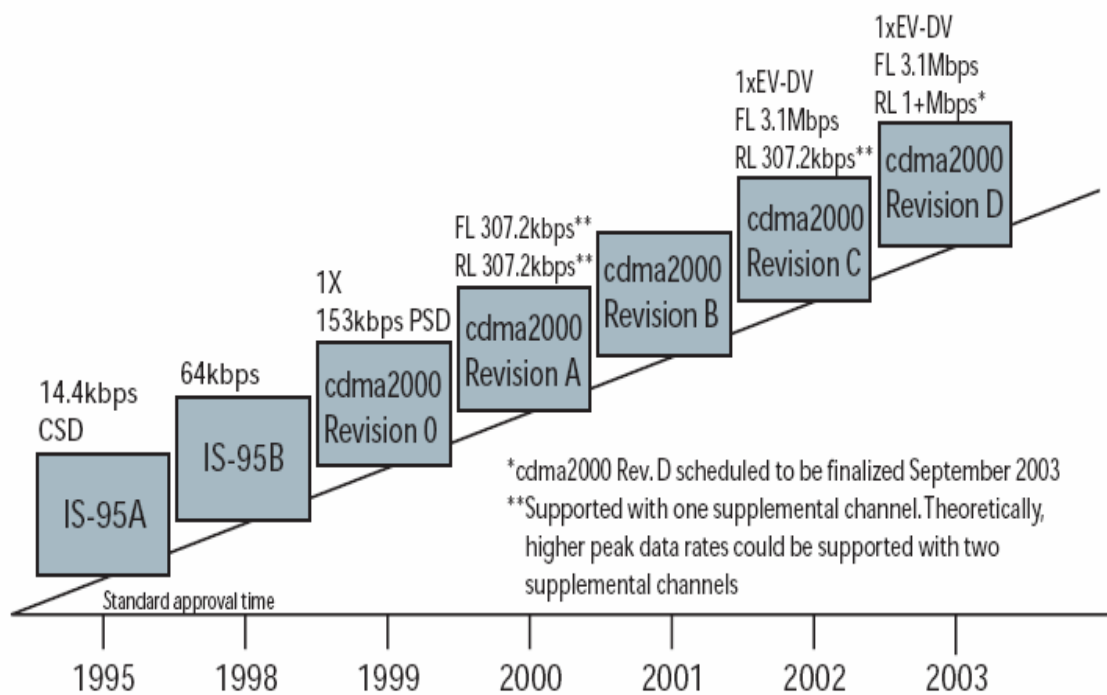
(www.seas.upenn.edu/~tcom510/AdobeFiles_pdf/ch2.3.2.pdf)

2.3 ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ CDMA2000

Τώρα θα αρχίσουμε να μελετάμε τα συστήματα 3^{ης} γενιάς, με κυριότερους αντιπρόσωπους (σχήμα 2.3) τα συστήματα CDMA20001x, 1xEV και WCDMA. Ξεκινάμε από το σύστημα CDMA2000, το οποίο είναι ο διάδοχος του IS-95. Η τεχνολογία που χρησιμοποιεί το CDMA2000 είναι βασισμένη πάνω σε αυτή του IS-95, με μια σημαντική διαφορά. Το σύστημα CDMA2000 είναι ένα από τα λίγα συστήματα τα οποία διαθέτουν όλες τις υπηρεσίες τις οποίες πρέπει να υποστηρίζουν τα συστήματα 3^{ης} γενιάς, όπως αυτές έχουν οριστεί από την Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών ή ITU για το IMT-2000, το οποίο έχουμε περιγράψει στο κεφάλαιο 2 της εργασίας μας. Και στην περίπτωση του CDMA2000 υπάρχουν πολλές παραλλαγές, ή καλύτερα πολλές εξελίξεις της ίδιας τεχνολογίας (σχήμα 2.4), οι οποίες σχεδιάστηκαν έτσι ώστε να μας προσφέρουν τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα σε κάθε περίπτωση.



Slide 2
Σχήμα 2.3 : Όλα σχεδόν τα συστήματα από τη 1^η έως την 3^η γενιά (Mansi, 2003).



Σχήμα 2.4 : Η εξέλιξη της τεχνολογίας CDMA από το IS-95 έως το CDMA2000 1xEV-DV

(http://www.nokia.com/BaseProject/Sites/NOKIA_MAIN_18022/CDA/Categories/AboutNokia/Press/WhitePapers/Technology/_Content/_Static_Files/evdvwp.pdf).

2.3.1. CDMA2000 1x

Το CDMA2000 1x είναι το πρώτο πραγματικό σύστημα 3^{ης} γενιάς, το οποίο δόθηκε προς εμπορική χρήση, ενώ είναι επίσης και το πρώτο πρότυπο 3^{ης} γενιάς, που δημοσιεύτηκε από την TIA ή Telecommunications Industry Association με το όνομα IS-2000. Η πρώτη εμπορική πρεμιέρα της 3^{ης} γενιάς έγινε στην Νότιο Κορέα από την εταιρεία SK Telecom, τον Οκτώβριο του 2000. Από τότε το CDMA2000 1x έχει αναπτυχθεί στην Ασία, την Βόρειο και Νότιο Αμερική και την Ευρώπη. Γίνεται επίσης αντιληπτό, εάν δούμε το σχήμα 2.5, ότι το CDMA2000 1x είναι ένα από τα πιο αναπτυσσόμενα πρότυπα παγκοσμίως, ενώ στοιχεία από διεθνείς οργανισμούς αναφέρουν αύξηση της βάσης των συνδρομητών, της τάξης των 700,000 την μέρα.

Το 1x στο CDMA2000 είναι μια απευθείας αναφορά στο σύστημα cdmaOne, η οποία θέλει να δηλώσει την χρησιμοποίηση, και στο νέο σύστημα, του ίδιου φέροντος των 1.25MHz κάτι το οποίο εξασφαλίζει και την προς τα πίσω συμβατότητα με το IS-95.

Τα πλεονεκτήματα τα οποία μας προσφέρει το CDMA2000 1x αλλά και γενικότερα η οικογένεια των συστημάτων CDMA2000 είναι πολλά και θα αναφερθούμε σε αυτά στην συνέχεια (http://www.nokia.com/BaseProject/Sites/NOKIA_MAIN_18022/CDA/Categories/AboutNokia/Press/WhitePapers/Technology/_Content/_Static_Files/evdvwppdf).

2.3.2. CDMA2000 1xEV

Η εξέλιξη, ή evolution στα αγγλικά, του CDMA2000 1x, ονομάστηκε CDMA2000 1xEV. Το πρόθεμα EV φυσικά παραπέμπει στα 2 πρώτα γράμματα της λέξης evolution ενώ παραμένει και εδώ το 1x, άρα το ίδιο φέρον και η προς τα πίσω συμβατότητα. Το CDMA2000 1xEV χωρίζεται σε δυο κατηγορίες

- CDMA2000 1xEV-DO. Το πρόθεμα DO σημαίνει Data Only. Το CDMA2000 1xEV-DO πετυχαίνει ρυθμούς μετάδοσης έως και 2.4Mbps και υποστηρίζει υπηρεσίες όπως μεταφορές MP3 και βίντεο συνελεύσεις (video conferencing).
- CDMA2000 1xEV-DV. Το πρόθεμα DV σημαίνει Data and Voice. Το CDMA2000 1xEV-DV περιέχει ταυτόχρονα υπηρεσίες φωνής αλλά και μεταφοράς πακέτων δεδομένων με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης για multimedia εφαρμογές με ταχύτητες έως 3.09Mbps (http://www.nokia.com/BaseProject/Sites/NOKIA_MAIN_18022/CDA/Categories/AboutNokia/Press/WhitePapers/Technology/_Content/_StaticFiles/evdvwppdf).

3G CDMA Commercial Launches Worldwide



Slide 8

Σχήμα 2.5: Η ανάπτυξη συστημάτων 3^{ης} γενιάς παγκοσμίως. Με γαλάζιο το CDMA20001x, με γκρι το WCDMA και με μπλε το CDMA1xEV (Mansi, 2003).

2.3.3. Πλεονεκτήματα του CDMA2000

Το σύστημα CDMA 2000 εκμεταλλεύτηκε όλη την εμπειρία που αποκτήθηκε από τη χρήση για αρκετά χρόνια του συστήματος cdmaOne, με αποτέλεσμα, η νέα τεχνολογία που προέκυψε, να μπορεί να θεωρηθεί σήμερα ιδιαίτερα αποτελεσματική και αξιόπιστη. Τα πλεονεκτήματα που έφερε μαζί της αυτή η νέα τεχνολογία είναι πολλά.

1. Increased Voice Capacity (Βελτιωμένη χωρητικότητα φωνής)

Το CDMA 2000 πετυχαίνει καλύτερη ποιότητα επικοινωνίας και περισσότερα κανάλια ανά σταθμό βάσης, από οποιοδήποτε άλλο σύστημα έχει εμφανιστεί μέχρι σήμερα. Η βελτίωση στην χωρητικότητα φωνής στο forward link, οφείλεται κυρίως στον ταχύτερο έλεγχο ισχύος (power control), στους χαμηλότερους ρυθμούς των κωδίκων που χρησιμοποιεί (1/4 του ρυθμού) και

στην ποικιλομορφία μετάδοσης (transmit diversity) την οποία θα δούμε παρακάτω.

2.Υψηλούς ρυθμούς δεδομένων (Higher Data Throughput)

Τα σημερινά CDMA 2000 1x δίκτυα υποστηρίζουν ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 153.6Kbps. Το CDMA 2000 1xEV-DO, το οποίο βρίσκεται ήδη σε εμπορική χρήση στην Κορέα, προσφέρει ρυθμούς της τάξης των 2.4Mbps, ενώ το CDMA 2000 1xEV-DV, θα μπορεί σύντομα να προσφέρει έως και 3.09Mbps.

3.Ευελιξία στην μπάντα συχνοτήτων (Frequency Band Flexibility)

Το CDMA 2000 μπορεί να αναπτυχθεί σε όλα τα κινητά, σε όλα τα PCS (Personal Communication Systems) και σε πολλές και διαφορετικές μπάντες συχνοτήτων. Έχει ήδη αναπτυχθεί στα 450MHz, 800MHz, 1700MHz και 1900MHz. Μπορεί να αναπτυχθεί επίσης στα 900MHz και 1800MHz ενώ σύντομα θα εφαρμοστεί και στις μπάντες του IMT-2000 δηλαδή στα 2000MHz. Πρέπει τέλος επίσης να πούμε ότι προσφέρει μεγάλη απόδοση φάσματος (spectral efficiency).

4.Μεγάλη διάρκεια μπαταρίας του κινητού

Αυτό το πλεονέκτημα προκύπτει από αλλαγές που έχουν γίνει στο forward και reverse link, ενώ και ο χρόνος για τη διεκπεραίωση της ανταλλαγής μηνυμάτων μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού για επικοινωνία, έχει μειωθεί σημαντικά.

5.Συγχρονισμός

Το CDMA 2000 συγχρονίζεται με το UCT ή Universal Coordinated Time. Ο συγχρονισμός της μετάδοσης του forward link όλων των σταθμών βάσης που χρησιμοποιούν CDMA 2000 παγκοσμίως, επιτυγχάνεται σε μερικά microseconds. Ο συγχρονισμός αυτός μπορεί να επιτευχθεί με πολλές τεχνικές, όπως με αυτοσυγχρονισμό (self-synchronization), με εκπομπή ραδιοσήματος (radio beep) ή μέσω ενός δορυφορικού συστήματος όπως το GPS ή το Galileo. Αυτή η κοινή χρονική αναφορά όλων των σταθμών βάσης ενός δικτύου προσφέρει επιπλέον πλεονεκτήματα. Βελτιώνει την συμπεριφορά του συστήματος, διευκολύνει τις διαδικασίες για τις παραδόσεις (hand-offs) ενώ επιτρέπει την ανάπτυξη τεχνικών εντοπισμού θέσεως (position location).

6. Transmit Diversity (Ποικιλομορφία μετάδοσης)

Η Ποικιλομορφία μετάδοσης απαρτίζεται από την από-πολυπλεξία και τη διαμόρφωση των δεδομένων σε δυο ορθογώνια σήματα, καθένα από τα οποία

μεταδίδεται από διαφορετική κεραία αλλά στη ίδια συχνότητα. Τα δυο ορθογώνια σήματα παράγονται χρησιμοποιώντας ή την τεχνική OTD (Orthogonal Transmit Diversity) ή την STS (Space-Time Spreading). Ο δέκτης ανασυγκροτεί το αρχικό σήμα, χρησιμοποιώντας τα ξεχωριστά σήματα, έτσι εκμεταλλεύεται την ποικιλότητα της συχνότητας ή του χώρου.

Μια άλλη σημαντική επιλογή μετάδοσης είναι η κατευθυντική μετάδοση με χρήση έξυπνων κεραιών. Ο σταθμός βάσης κατευθύνει μια ακτίνα, έναν λοβό ακτινοβολίας, προς την κατεύθυνση του χρήστη ή μιας ομάδας χρηστών σε μια συγκεκριμένη τοποθεσία. Με αυτόν τον τρόπο έχουμε την δυνατότητα να εκμεταλλευτούμε εκτός από το code separation διαχωρισμό δηλαδή των μέσω των κωδίκων τους, και το space separation, διαχωρισμό δηλαδή των σημάτων και στο χώρο.

7.Voice and Data Channels

Η δομή του forward traffic channel του CDMA 2000 μπορεί να συμπεριλαμβάνει πολλά φυσικά κανάλια (physical channels).

-Το Fundamental Channel (F-FCH) έχει την ίδια χρησιμότητα με το Traffic Channel (TCH) για το IS-95. Μπορεί να υποστηρίξει δεδομένα φωνής ή σηματοδοσίας, πολυπλεγμένα το ένα με το άλλο, με ρυθμούς από 750bps μέχρι 14.4Kbps.

-Το Supplemental Channel (F-SCH), υποστηρίζει υπηρεσίες υψηλών ρυθμών δεδομένων. Το δίκτυο εάν το επιθυμεί μπορεί να ρυθμίσει την μετάδοση στο F-SCH εάν το επιθυμεί σε μια Frame -by-Frame basis.

-Το Dedicated Control Channel (F-DCCH) χρησιμοποιείται για σηματοδοσία ή σε περιόδους με καταιγισμούς δεδομένων. Αυτό το κανάλι επιτρέπει την σηματοδοσία χωρίς καμία επίπτωση στο παράλληλο stream των δεδομένων.

Η δομή του reverse traffic channel μπορεί επίσης να είναι παρόμοια με αυτήν του forward traffic channel που περιγράψαμε.

8. Supplemental Channels (SCHs) (Επιπλέον κανάλια)

Επειδή το CDMA 2000 έχει την δυνατότητα υποστήριξης μεταφοράς φωνής και δεδομένων στο ίδιο φέρον ταυτόχρονα, έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε ο σταθμός βάσης να μπορεί να διαθέσει SCHs ώστε να μην επηρεάζεται η ποιότητα της υπηρεσίας (QoS). Είναι πολύ αποτελεσματικό ιδιαίτερα στις περιπτώσεις όπου καταιγισμοί δεδομένων μπορεί να επηρεάσουν το πόσο της διαθέσιμης ισχύς για τα τηλεφωνήματα φωνής. Στο πρότυπο CDMA 2000

υπάρχει περιορισμός, έτσι τα διαθέσιμα SCHs για κάθε κινητό σταθμό έχουν περιοριστεί στα δυο.

Μερικά επιπλέον πλεονεκτήματα είναι οι εξελιγμένες, γρηγορότερες και πιο αποτελεσματικές τεχνικές για το power control και τις παραδόσεις (Hand-offs), ενώ χρησιμοποιεί και μια νέα τεχνική για την κωδικοποίηση, γνωστή με το όνομα Turbo Coding. Το Turbo Coding βασίζεται σε μια παράλληλη δομή κωδικοποίησης, η οποία χρησιμοποιείται μόνο για τα SCHs κανάλια, και για frame με περισσότερα από 360 bits. Τέλος ένα μεγάλο πλεονέκτημα είναι η προς τα πίσω συμβατότητα και η ευελιξία που μας παρέχει ως προς τους μεταβλητούς ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων και της φωνής.

Ακολουθούν μερικοί ενδιαφέροντες πίνακες στα αγγλικά με χαρακτηριστικά του CDMA 2000 και συγκρίσεις του νέου αυτού συστήματος σε σχέση με το IS-95. Όλοι οι παρακάτω πίνακες προέρχονται από (Ziemer 2001).

New Features of cdma2000 vs. IS-95

- ❖ Forward link [4]
 - ❖ Quadrature PSK data modulation (doubles avail. Walsh codes)
 - ❖ Transmit diversity
 - ❖ Fast power control
 - ❖ Quasi-orthogonal codes (more codes)
 - ❖ Auxiliary pilots (beam forming)
 - ❖ New common power control and assignment channels
 - ❖ Increased standby time (changes in paging channel)
 - ❖ Turbo codes
 - ❖ Variable rate
 - ❖ Flexible frame length (5, 20, 40, and 80 ms)
 - ❖ Multiframe interleaving

Πίνακας 2.2: Νέα χαρακτηριστικά του CDMA 2000 σε σχέση με το IS-95 για το forward link (Ziemer 2001).

New Features of cdma2000 vs. IS-95

- ❖ Reverse Link [4]
 - ❖ Coherent pilot channel assisted
 - ❖ Binary PSK data modulation
 - ❖ Complex PN spreading
 - ❖ Enhanced access channel = decreased setup times for traffic channelless connections (allows power control and slot reservations)
 - ❖ Improvements to interfrequency hard handoff to support subframe searches

Πίνακας 2.3: Νέα χαρακτηριστικά του CDMA 2000 σε σχέση με το IS-95 για το reverse link
(Ziemer 2001).

cdma2000 Transmission Parameters

- ❖ Wideband direct-sequence CDMA
 - ❖ uplink chip rates 1.2288 Mcps & 3.686 Mcps
 - ❖ downlink chip rate 1.2288 Mcps
 - ❖ single or 3X multicarrier downlink
 - ❖ spreading factors from TBD to TBD
- ❖ Complex QPSK spreading
- ❖ Frequency Division Duplex
- ❖ Both forward and reverse fast power control (800 Hz)
- ❖ Coherent forward and reverse links using code-division pilots
- ❖ Synchronous cells

Πίνακας 2.4 : Οι παράμετροι μετάδοσης για το CDMA 2000
(Ziemer 2001).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΚΕΡΑΙΕΣ ΚΑΙ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΚΕΡΑΙΩΝ

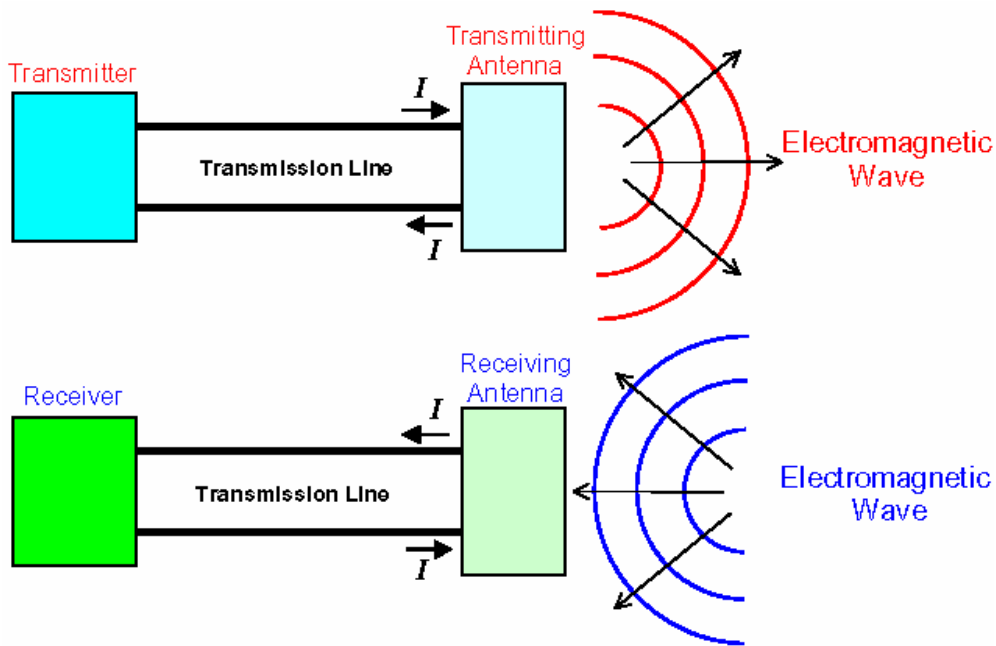
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ξεκινώντας τη μελέτη μας πάνω στις έξυπνες κεραιές, θεωρήσαμε σκόπιμο να θέσουμε γερές βάσεις από την αρχή. Δεν θα μπορούσαμε, λοιπόν, να μιλάμε για έξυπνες κεραιές, χωρίς να έχει προηγηθεί μια συνοπτική παρουσίαση του όρου ‘κεραία’. Επίσης, κατά την παρουσίαση των έξυπνων κεραιών θα αναφερθούμε στη χρήση ‘διατάξεων κεραιών’ και όχι συμβατικών κεραιών, με αποτέλεσμα να αφιερώσουμε κάποιες σελίδες της μελέτης μας στην παρουσίαση των διατάξεων κεραιών ή αλλιώς των ‘antenna arrays’. Τέλος είμαστε υποχρεωμένοι να κάνουμε μια αναφορά των ορισμών και των γενικών σχέσεων που περιλαμβάνονται στο τεράστιο κεφάλαιο, το οποίο ονομάζεται ‘ασύρματες τηλεπικοινωνίες και διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων’, στο παράρτημα Α που συμπεριλαμβάνεται στην πτυχιακή μας.

3.1. ΚΕΡΑΙΕΣ

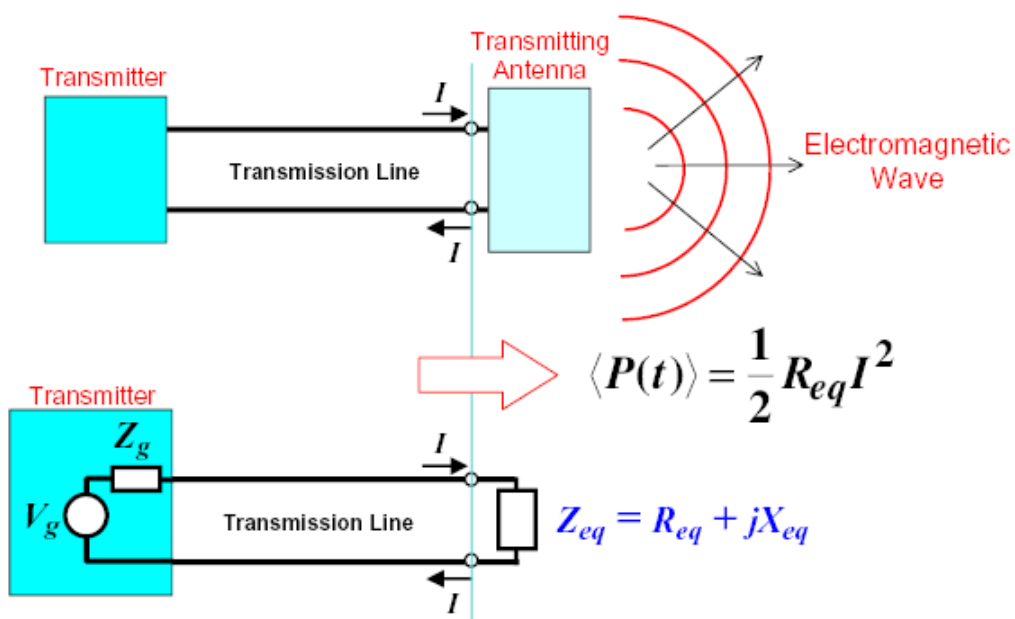
Με τον όρο ‘κεραίες’ αποκαλούμε εκείνα τα είδη των μετατροπέων, τα οποία έχουν τη δυνατότητα να μεταφέρουν ηλεκτρομαγνητική ενέργεια μεταξύ μιας γραμμής μετάδοσης και του ελεύθερου χώρου, αλλά μπορούν να πράξουν και την αντίθετη διαδικασία, λαμβάνοντας ηλεκτρομαγνητική ενέργεια από τον ελεύθερο χώρο και μεταβιβάζοντάς την μέσω μιας γραμμής μετάδοσης (www.amanogawa.com/archive/docs/antenna1.pdf).

Οι κεραιές είναι παθητικές συσκευές που ακτινοβολούν ραδιοσυχνотική (radio frequency RF) ενέργεια – ισχύ. Δεν παράγουν την ραδιοσυχνотική αυτή ενέργεια, αλλά την εστιάζουν σε μια συγκεκριμένη περιοχή ή κατεύθυνση, αυξάνοντας την ισχύ των σημάτων σε εκείνη την κατεύθυνση. Αυτή η αύξηση ισχύος σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση ορίζεται ως κέρδος της κεραιάς και μετριέται σε μονάδες dBi (Serebin, 2002).



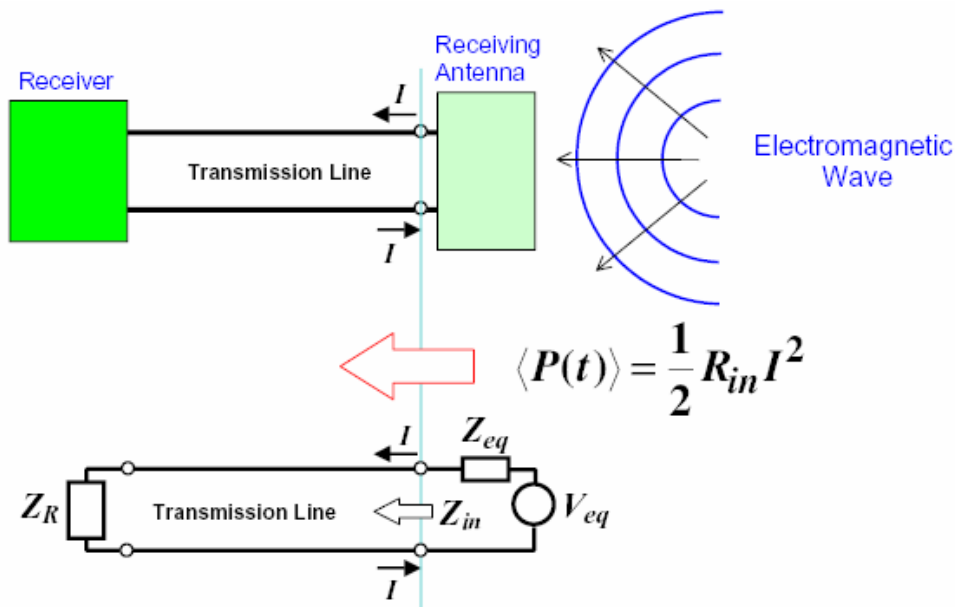
Σχήμα 3.1 : Απεικόνιση της εκπομπής και της λήξης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από μια κεραία (www.amanogawa.com/archive/docs/antenna1.pdf).

Κοιτάζοντας από την μεριά των κυκλωμάτων, μια κεραία εκπομπής συμπεριφέρεται όπως μια ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση που καταναλώνει τη μεταδιδόμενη ισχύ, ενώ ο πομπός στη συγκεκριμένη περίπτωση ισοδυναμεί με μια γεννήτρια.



Σχήμα 3.2 : Ισοδύναμα κυκλώματα των πομπών και των κεραιών εκπομπής (www.amanogawa.com/archive/docs/antenna1.pdf).

Μια κεραία λήψης συμπεριφέρεται όπως μια γεννήτρια με μια εσωτερική σύνθετη αντίσταση, που αντιστοιχίζεται στην ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση της κεραίας.



Σχήμα 3.3 : Ισοδύναμα κυκλώματα των δεκτών και των κεραιών λήψης (www.amanogawa.com/archive/docs/antenna1.pdf).

Ο δέκτης αντιπροσωπεύεται από τη σύνθετη αντίσταση φορτίου που καταναλώνει τη μέση ισχύ που παράγεται στη μονάδα του χρόνου από την κεραία λήψης.

Οι κεραιές γενικά είναι αμφίδρομες συσκευές, που μπορούν να χρησιμοποιηθούν και ως στοιχεία εκπομπής αλλά και ως στοιχεία λήψης, δίνοντας έτσι την ερμηνεία του τρόπου με τον οποίο λειτουργούν τα κινητά τηλέφωνα και οι συσκευές walkie-talkies (www.amanogawa.com/archive/docs/antenna1.pdf).

3.1.1. Είδη κεραιών

Κλείνοντας το κεφάλαιο κεραιές, οφείλουμε να αναφέρουμε τα κυριότερα είδη των κεραιών που συναντούμε στο εμπόριο καθώς και κάποια πρόσθετα στοιχεία για κάθε είδος:

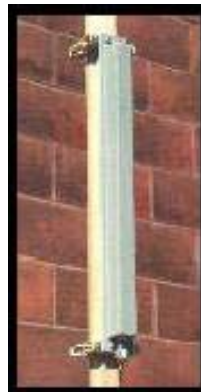
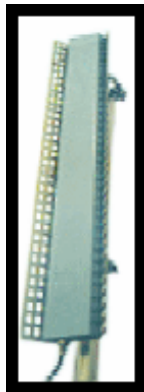
- A. Ομοιοκατευθυντικές κεραιές
- B. Sector κεραιές
- C. Panel ή patch κεραιές
- D. Yagi κεραιές
- E. Παραβολικά πλέγματα ή παραβολικές κεραιές

A) Ομοιοκατευθυντικές κεραίες



Οι ομοιοκατευθυντικές κεραίες παράγουν ένα σταθερό διάγραμμα ακτινοβολίας 360 μοιρών γύρω από την ίδια την κεραία. Έχουν τη δυνατότητα να δημιουργήσουν ένα κυκλικό επίπεδο με σχεδόν μηδενικό πάχος δέσμης (ας φανταστούμε ένα επίπεδο δίσκο), ούτως ώστε να παρέχουν αυξημένο κέρδος σε συνδρομητές των οποίων οι κεραίες βρίσκονται στο ίδιο ύψος από το επίπεδο του εδάφους. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι κεραίες τέτοιου τύπου από 0 ως 15dBi, κοστίζουν από \$50 ως \$249.

B) Sector κεραίες



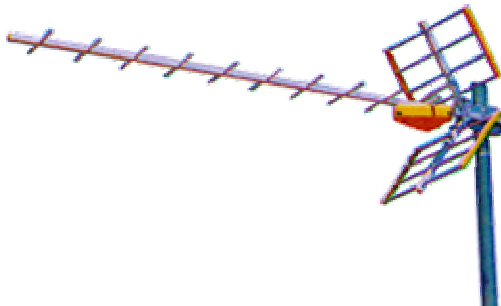
Οι sector οι κεραίες ακτινοβολούν αποκλειστικά σε μια συγκεκριμένη περιοχή. Για να αυξήσουν το κέρδος τους, το σήμα και παίρνει μια επίπεδη μορφή και οδηγείται προς μια συγκεκριμένη κατεύθυνση. Σε αντίθεση με τις ομοιοκατευθυντικές κεραίες, τώρα έχουμε τη δυνατότητα χρησιμοποιώντας πολλαπλές sector κεραίες και δίνοντάς τους την κατάλληλη κλίση, να καλύψουμε τις ανάγκες των συνδρομητών που βρίσκονται σε ύψος χαμηλότερο της κεραίας.

C) Panel ή patch κεραίες



Οι panel κεραίες χρησιμοποιούνται για τις εστιασμένες από σημείο σε σημείο συνδέσεις. Θεωρούνται ελκυστικότερες από τις παραβολικές κεραίες γιατί είναι ευκολότερο να εναρμονιστούν με το περιβάλλον. Το μεγαλύτερο μειονέκτημά τους είναι η μεγάλη αντίσταση που παρουσιάζουν στον άνεμο, κάτι που οφείλεται στη συμπαγή τους κατασκευή. Αυτό αποτελεί και το μεγαλύτερο πρόβλημα στις εγκαταστάσεις μεγάλων panel κεραιών υψηλού κέρδους. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι κεραίες τέτοιου τύπου από 12 ως 22dBi, κοστίζουν από \$40 ως \$90.

D) Yagi κεραίες



Οι κεραίες Yagi χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο για τις εστιασμένες από σημείο σε σημείο συνδέσεις. Θεωρούνται ελκυστικότερες από τις παραβολικές κεραίες, και παρουσιάζουν πολύ μικρότερη αντίσταση στον άνεμο από ότι οι Panel κεραίες. Το βασικό τεχνικό μειονέκτημά τους είναι ότι το χιόνι και ο πάγος μπορούν να σταθούν κατά μήκος της κεραίας παραμορφώνοντας έτσι το σήμα και ελαττώνοντας το κέρδος. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι κεραίες τέτοιου τύπου από 6 ως 21dBi κοστίζουν από \$40 ως \$160.

Ε) Παραβολικά πλέγματα ή παραβολικές κεραιές



Οι παραβολικές κεραιές (πλέγματα), χρησιμοποιούνται και εκείνες με τη σειρά τους σε εστιασμένες συνδέσεις από σημείο σε σημείο. Το βασικό τους πλεονέκτημα είναι το αρκετά μεγάλο τους κέρδος που αποτελεί συνάρτηση του μεγάλου τους μεγέθους και της μικρής αντίστασης που παρουσιάζουν στον άνεμο λόγω κατασκευής. Ενδεικτικά αναφέρουμε ότι κεραιές τέτοιου τύπου από 15 ως 27dBi, κοστίζουν από \$39 ως \$540 (μια κεραία των 27dBi έχει διάμετρο 198 εκατοστά) (Serebin, 2002).

3.2. ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΚΕΡΑΙΩΝ (ANTENNA ARRAYS)

Συνήθως τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών, που αποτελούνται από ένα μόνο ακτινοβολών στοιχείο, δεν χαρακτηρίζονται από την υψηλή τους κατευθυντικότητα, με άμεσο αποτέλεσμα το πολύ μικρό κατευθυντικό κέρδος των εν λόγω κεραιών. Στην επικοινωνία μεταξύ απομακρυσμένων σημείων, απαιτούνται συχνά κεραιές με πολύ υψηλή κατευθυντικότητα. Αυτός ο τύπος κεραιάς είναι δυνατό να κατασκευάσει με τη διεύρυνση των διαστάσεων του ακτινοβολώντος στοιχείου (μέγιστο μέγεθος πολύ μεγαλύτερο από το μήκος κύματος λ). Αυτή η προσέγγιση εντούτοις μπορεί να οδηγήσει στην εμφάνιση πολλαπλών δευτερευόντων λοβών στο διάγραμμα ακτινοβολίας, και τεχνολογικά μη αποδεκτών μορφών και διαστάσεων των ίδιων των κεραιών. Ένας άλλος τρόπος για να αυξηθεί το ηλεκτρικό μέγεθος μιας κεραιάς είναι να συναρμολογήσουμε μια κατασκευή που θα λειτουργεί ως συνάρτηση ακτινοβολούντων στοιχείων, μιας κατάλληλης ηλεκτρικής και γεωμετρικής δομής της επονομαζόμενης 'διάταξης κεραιών' ή αλλιώς 'antenna array'. Συνήθως τα στοιχεία της διάταξης είναι απολύτως όμοια. Αυτό δεν είναι απαραίτητο αλλά είναι πιο πρακτικό, απλό και κατάλληλο για το σχεδιασμό και την επεξεργασία. Τα μεμονωμένα στοιχεία μπορούν να είναι οποιουδήποτε τύπου (συρμάτινα δίπολα, βρόχοι κτλ)

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L15.pdf).

Το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας μιας διάταξης κεραιών είναι μια διανυσματική υπέρθεση (vector superposition) των διαγραμμάτων που ακτινοβολούνται από το κάθε στοιχείο της διάταξης ξεχωριστά. Για να παράγει η διάταξη πολύ κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας, είναι απαραίτητο τα διαφορετικά διαγράμματα (που παράγονται από τα μεμονωμένα στοιχεία) να παρεμβαίνουν δημιουργικά στην επιθυμητή κατεύθυνση και καταστροφικά στον υπόλοιπο χώρο, δημιουργώντας δηλαδή ένα και μοναδικό μονοπάτι επικοινωνίας, αποκόποντας κάθε δίοδο στις ανεπιθύμητες παρεμβολές

Υπάρχουν πέντε βασικές τεχνικές για να ελέγξουμε το συνολικό διάγραμμα των διατάξεων κεραιών:

- 1) Η γεωμετρική διαμόρφωση της συνολικής διάταξης των κεραιών
- 2) Η σχετική απόσταση μεταξύ των στοιχείων
- 3) Το πλάτος διέγερσης (excitation amplitude) του κάθε στοιχείου της διάταξης
- 4) Η φάση διέγερσης (excitation phase) του κάθε στοιχείου της διάταξης
- 5) Το σχετικό διάγραμμα ακτινοβολίας του κάθε στοιχείου της διάταξης

3.2.1.Είδη διατάξεων κεραιών

Όσον αφορά στα είδη των διατάξεων κεραιών, συνοψίζονται στα ακόλουθα τρία:

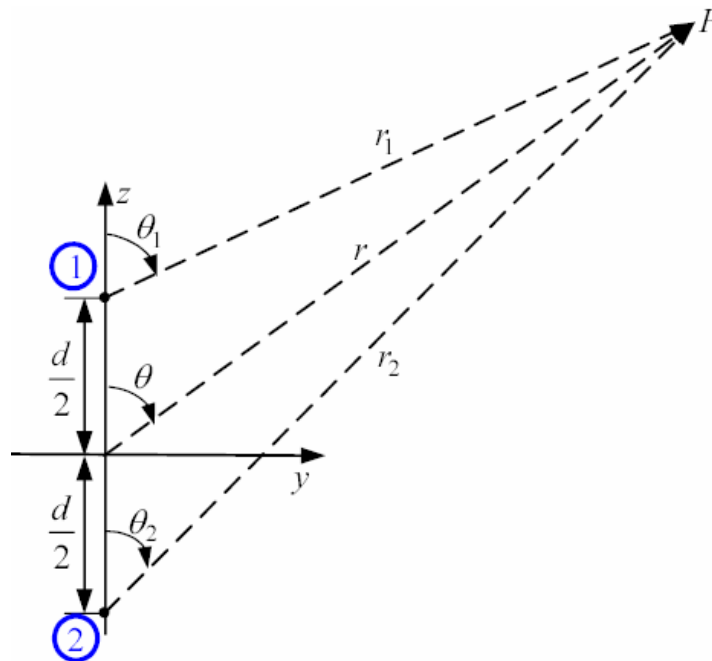
- 1) Uniform Linear Array (ULA) ή αλλιώς ομοιόμορφη γραμμική διάταξη κεραιών
- 2) Planar Array ή αλλιώς επίπεδη διάταξη κεραιών
- 3) Circular Array ή αλλιώς κυκλική διάταξη κεραιών

Στη συνέχεια θα παραθέσουμε μια μικρή ανάλυση του κάθε είδους των διατάξεων κεραιών.

1) **Uniform Linear Array (ULA)** ή αλλιώς ομοιόμορφη γραμμική διάταξη κεραιών

Μια διάταξη κεραιών με πανομοιότυπα ισομεγέθη στοιχεία προοδευτικής φάσης, καλείται ομοιόμορφη διάταξη (ULA). Θεωρούμε ότι κάθε διαδοχικό στοιχείο μιας διάταξης έχει οδηγό μια τρέχουσα διέγερση προοδευτικής φάσης β , συσχετιζόμενη με την διέγερση που έχει προηγηθεί.

1.α. Δύο στοιχείων ομοιόμορφη γραμμική διάταξη κεραιών



Σχήμα 3.4 : Απεικόνιση μιας ομοιόμορφης γραμμικής διάταξης κεραιών, αποτελούμενης από δύο στοιχεία (www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L15.pdf)

Ας αναπαραστήσουμε τα απομακρυσμένα, από τα στοιχεία της διάταξής μας, ηλεκτρικά πεδία με τη μορφή:

$$\vec{E}_1 = M_1 E_{n1}(\theta_1, \varphi_1) \frac{e^{-j(kr_1 - \frac{\beta}{2})}}{r_1} \hat{\rho}_1 \quad (3.1)$$

$$\vec{E}_2 = M_2 E_{n2}(\theta_2, \varphi_2) \frac{e^{-j(kr_2 - \frac{\beta}{2})}}{r_2} \hat{\rho}_2 \quad (3.2)$$

Όπου :

M_1, M_2 μεγέθη πεδίων (δεν συμπεριλαμβάνεται ο $1/r$ παράγοντας)

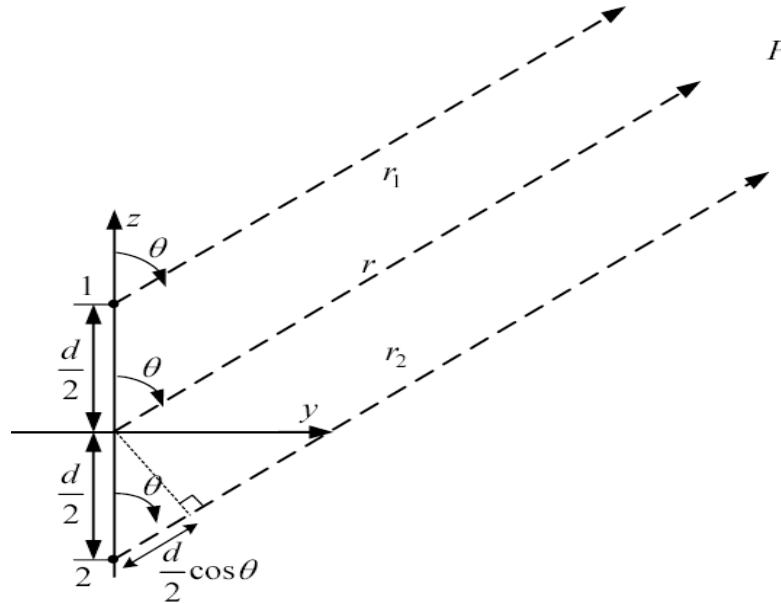
E_{n1}, E_{n2} κανονικοποιημένα διαγράμματα πεδίων

r_1, r_2 αποστάσεις από το σημείο παρατήρησης P

β διαφορά φάσης μεταξύ της τροφοδοσίας των δύο στοιχείων της διάταξης

$\hat{\rho}_1, \hat{\rho}_2$ διανύσματα πόλωσης των απομακρυσμένων πεδίων

Συνεχίζοντας θα παραθέσουμε το πρόβλημα της προσέγγισης απομακρυσμένων πεδίων από διάταξη κεραιάς δύο στοιχείων:



Σχήμα 3.5 : Απεικόνιση μιας ομοιόμορφης γραμμικής διάταξης κεραιών, αποτελούμενης από δύο στοιχεία και παρουσίαση του προβλήματος της προσέγγισης απομακρυσμένων πεδίων.

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L15.pdf)

Ας υποθέσουμε ότι :

α) τα στοιχεία της διάταξης είναι ίδια, δηλαδή

$$E_{n1}(\theta, \varphi) = E_{n2}(\theta, \varphi) = E_n(\theta, \varphi) \quad (3.3)$$

β) είναι προσανατολισμένα στο χώρο με τον ίδιο τρόπο (έχουν την ίδια πόλωση), δηλαδή

$$\hat{p}_1 = \hat{p}_2 = \hat{p} \quad (3.4)$$

γ) η διέγερσή τους είναι του ίδιου μεγέθους, δηλαδή

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{M}_2 = \mathbf{M} \quad (3.5)$$

τότε το συνολικό πεδίο που παράγει η διάταξη είναι :

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (3.6)$$

$$\vec{E} = \hat{p} M E_n(\theta, \varphi) \frac{1}{r} \left\{ \exp \left[-jk \left(r - \frac{d}{2} \cos \theta \right) + j \frac{\beta}{2} \right] + \exp \left[-jk \left(r + \frac{d}{2} \cos \theta \right) - j \frac{\beta}{2} \right] \right\} \quad (3.7)$$

$$\vec{E} = \bar{\rho} \frac{M}{r} \exp(-jkr) E_n(\theta, \varphi) \left\{ \exp \left[j \left(\frac{kd}{2} \cos\theta + \frac{\beta}{2} \right) \right] + \exp \left[-j \left(\frac{kd}{2} \cos\theta + \frac{\beta}{2} \right) \right] \right\} \quad (3.8)$$

$$\vec{E} = \bar{\rho} M \frac{\exp(-jkr)}{r} E_n(\theta, \varphi) \times \underbrace{2 \cos \left(\frac{kdcos\theta + \beta}{2} \right)}_{AF} \quad (3.9)$$

Το συνολικό πεδίο της διάταξης ισοδυναμεί με το γινόμενο του πεδίου που παράγεται από ένα μεμονωμένο στοιχείο, τοποθετημένο στην αρχή των αξόνων, και ενός παράγοντα που καλείται ‘παράγοντας της διάταξης’ (array factor **AF**):

$$AF = 2 \cos \left(\frac{k \cdot d \cdot \cos\theta + \beta}{2} \right) \quad (3.10)$$

Χρησιμοποιώντας το κανονικοποιημένο διάγραμμα πεδίου ενός στοιχείου της διάταξης, $E_n(\theta, \varphi)$, και τον κανονικοποιημένο παράγοντα της διάταξης AF ,

$$AF_n = \cos \left(\frac{kdcos\theta + \beta}{2} \right) \quad (3.11)$$

τότε το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας της διάταξης αποτελεί το γινόμενο των δύο:

$$f_n(\theta, \varphi) = E_n(\theta, \varphi) \times AF_n(\theta, \varphi) \quad (3.12)$$

Ο όρος που απεικονίζεται στον προηγούμενο τύπο είναι ο αποκαλούμενος ‘κανόνας πολλαπλασιασμού διαγράμματος’ (pattern multiplication rule). Αυτός ο κανόνας ισχύει για οποιαδήποτε διάταξη αποτελείται από όμοια στοιχεία, όπου τα μεγέθη διέγερσης, η μετατόπιση φάσης μεταξύ των στοιχείων και η μεταξύ τους απόσταση δεν είναι απαραίτητως όμοια.

Το συνολικό διάγραμμα, επομένως, μπορεί να ελεγχθεί μέσω διαγράμματος ακτινοβολίας ενός μεμονωμένου στοιχείου (single-element pattern), $E_n(\theta, \varphi)$, ή μέσω του συντελεστή της διάταξης AF .

Ο συντελεστή της διάταξης AF , γενικά, εξαρτάται από:

- 1) τον αριθμό των στοιχείων της διάταξης
- 2) τη γεωμετρική μορφή της διάταξης
- 3) τα σχετικά μεγέθη διέγερσης
- 4) τις σχετικές φάσεις

1.β. N – στοιχείων ομοιόμορφη γραμμική διάταξη

Ο συντελεστή της διάταξης AF μπορεί να βρεθεί θεωρώντας τα ανεξάρτητα στοιχεία της διάταξης σαν σημειακές (ισοτροπικές) πηγές. Εάν το στοιχείο ανήκει σε οποιαδήποτε άλλη διάταξη, το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας μπορεί να ληφθεί απλά αν πολλαπλασιάσει ο συντελεστής της διάταξης AF με το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας του μεμονωμένου στοιχείου.

Ο συντελεστής AF μιας N-στοιχείων γραμμικής διάταξης αποτελούμενη από ισοτροπικές πηγές είναι:

$$AF = 1 + e^{j(kd\cos\theta + \beta)} + e^{j2(kd\cos\theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd\cos\theta + \beta)} \quad (3.13)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd\cos\theta + \beta)} \quad (3.14)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (3.15)$$

όπου $\psi = (kd\cos\theta + \beta)$

Από την τελευταία σχέση διαφαίνεται ότι ο συντελεστής AF μιας ομοιόμορφης γραμμικής διάταξης κεραιών, μπορεί να ελεγχθεί από τη σχετική διαφορά φάσης β μεταξύ των στοιχείων. Ο συντελεστής της διάταξης AF εκφράζεται με μια κλειστή μορφή, η οποία είναι καταλληλότερη για την ανάλυση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας.

$$AF \cdot e^{j\psi} = \sum_{n=1}^N e^{jn\psi} \quad (3.16)$$

$$AF \cdot e^{j\psi} - AF = e^{jN\psi} - 1 \quad (3.17)$$

$$AF = \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} = \frac{e^{j\frac{N}{2}\psi} \left(e^{j\frac{N}{2}\psi} - e^{-j\frac{N}{2}\psi} \right)}{e^{j\frac{\psi}{2}} \left(e^{j\frac{\psi}{2}} - e^{-j\frac{\psi}{2}} \right)} \quad (3.18)$$

$$AF = \exp\left[j\left(\frac{N-1}{2}\right)\psi\right] \cdot \frac{\sin\left[\frac{N}{2}\psi\right]}{\sin\left[\frac{\psi}{2}\right]} \quad (3.19)$$

Εδώ, το N αναπαριστά τη θέση του τελευταίου στοιχείου σε σχέση με το σημείο αναφοράς και με βήματα μήκους d .

Ο παράγοντας φάσης $e^{j(N-1)\frac{\psi}{2}}$ δεν είναι σημαντικός, εκτός και αν το σήμα εξόδου της διάταξης συνδυάζεται στη συνέχεια με το σήμα εξόδου μιας άλλης κεραίας. Η παράλειψη του παράγοντα φάσης δίνει:

$$AF = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}\psi\right]}{\sin\left[\frac{\psi}{2}\right]} \quad (3.20)$$

ενώ για μικρές τιμές του ψ έχουμε:

$$AF = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}\psi\right]}{\left[\frac{\psi}{2}\right]} \quad (3.21)$$

Για την κανονικοποίηση των δύο προηγούμενων εξισώσεων χρειαζόμαστε το μέγιστο συντελεστή διάταξης AF:

$$AF = N \frac{\sin\left[\frac{N}{2}\psi\right]}{N \sin\left[\frac{\psi}{2}\right]} \quad (3.22)$$

Ο κανονικοποιημένος συντελεστής διάταξης AF βρίσκεται από:

$$AF_n = \frac{1}{N} \left\{ \frac{\sin\left[N \frac{\psi}{2}\right]}{N \sin\left[\frac{\psi}{2}\right]} \right\} \quad (3.23)$$

ή

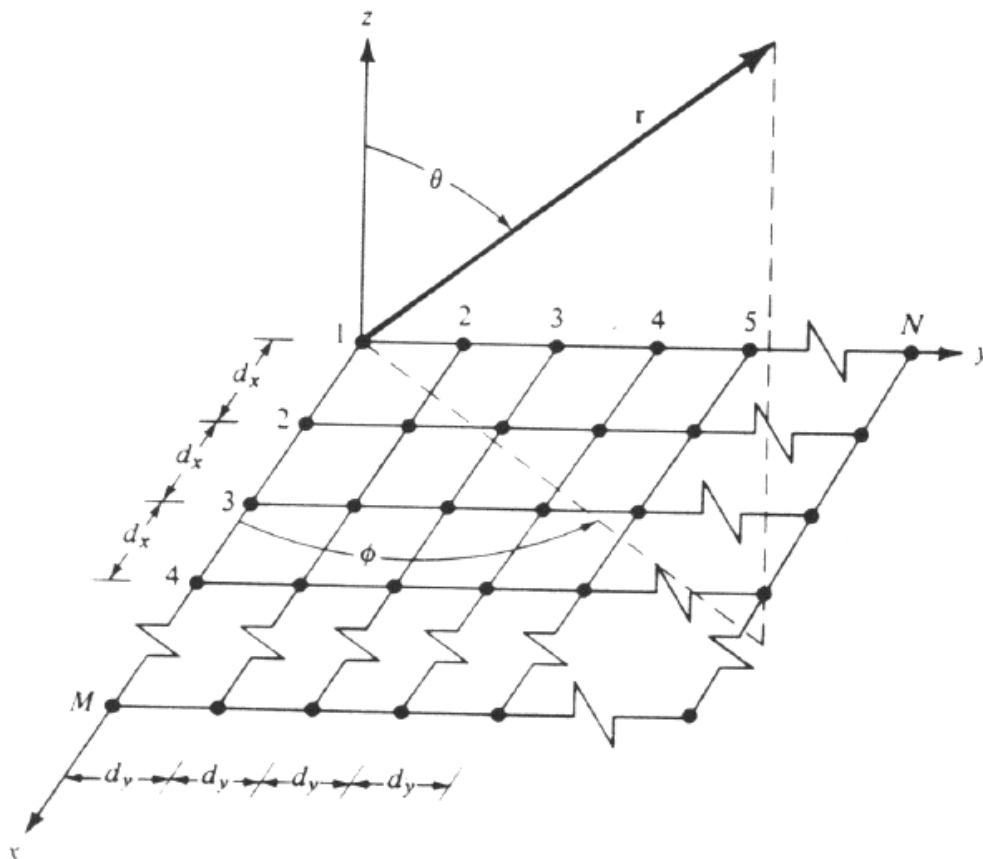
$$AF_n = \frac{1}{N} \left\{ \frac{\sin\left[\frac{N}{2}\psi\right]}{\frac{\psi}{2}} \right\} \text{για μικρό } \psi \quad (3.24)$$

2) Planar Array ή αλλιώς επίπεδη διάταξη κεραιών

Οι επίπεδες διατάξεις κεραιών είναι πιο ευπροσάρμοστες κατασκευές, γιατί παρέχουν πιο συμμετρικά διαγράμματα ακτινοβολίας, με μικρότερους δευτερεύοντες - πλευρικούς λοβούς, και με πολύ υψηλότερη κατευθυντικότητα (στενή κύρια δέσμη). Μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να ανιχνεύσουν οποιοδήποτε κύριο λοβό ακτινοβολίας σε οποιοδήποτε σημείο στο χώρο. Βρίσκουν εφαρμογές στα PANTAP (tracking radars), στην τηλεπισκόπηση και στις επικοινωνίες γενικότερα.

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)

2.α. Ο παράγοντας διάταξης (AF) μιας ορθογώνιας επίπεδης διάταξης κεραιών



Σχήμα 3.6 : Απεικόνιση μιας επίπεδης διάταξης κεραιών

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)

Ο παράγοντας διάταξης (AF) μιας ορθογώνιας επίπεδης διάταξης κεραιών M στοιχείων κατά μήκος του x - άξονα είναι:

$$AF_{x1} = \sum_{m=1}^M I_{m1} \exp[j(m-1)(k \cdot d \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi + \beta_x)] \quad (3.25)$$

Όπου $\sin\theta\cos\phi = \cos\gamma_x$ είναι το κατευθυντικό συνημίτονο σε σχέση με το x-άξονα. Υποτίθεται ότι όλα τα στοιχεία είναι τοποθετημένα σε ίσες αποστάσεις d_x μεταξύ τους και υπάρχει και μια προοδευτική μετατόπιση φάσης β_x κατά μήκος κάθε σειράς.

Το I_{m1} δείχνει το εύρος διέγερσης του στοιχείου στο σημείο με συντεταγμένες $x = (m-1)d_x, y = 0$. Στο σχήμα 3.6 το στοιχείο αυτό είναι εκείνο που βρίσκεται στην m-οστή γραμμή και στην πρώτη στήλη του πίνακα της διάταξης (array matrix). Εάν N τέτοια στοιχεία τοποθετηθούν το ένα δίπλα στο άλλο στον άξονα y, θα δημιουργηθεί μια ορθογώνια διάταξη.

Και πάλι θα θεωρήσουμε ότι τα στοιχεία είναι τοποθετημένα σε ίσες αποστάσεις d_y μεταξύ τους, καθώς και ότι υπάρχει και μια προοδευτική μετατόπιση φάσης β_y , κατά μήκος κάθε σειράς.

Επίσης θα θεωρήσουμε ότι η κανονικοποιημένη κατανομή ρεύματος κατά μήκος κάθε x-κατευθυνόμενης διάταξης είναι η ίδια, αλλά οι απόλυτες τιμές αντιστοιχούν σε ένα παράγοντα I_{1n} ($n=1, \dots, N$). Τότε ο παράγοντας της διάταξης (AF) θα είναι :

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^N I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta\cos\phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin\theta\cos\phi + \beta_y)} \quad (3.26)$$

$$\text{ή} \quad AF = S_{x_M} \cdot S_{y_N} \quad (3.27)$$

όπου

$$S_{x_M} = AF_{x1} = \sum_{m=1}^M I_{m1} \exp[j(m-1)(kdsin\theta\cos\phi + \beta_x)] \quad (3.28)$$

και

$$S_{y_N} = AF_{1y} = \sum_{n=1}^N I_{1n} \exp[j(n-1)(kd_y \sin\theta\cos\phi + \beta_y)] \quad (3.29)$$

όπου

$$\sin\theta\cos\phi = \hat{x} \cdot \hat{r} = \cos\gamma_x \quad (3.30)$$

$$\sin\theta\cos\phi = \hat{y} \cdot \hat{r} = \cos\gamma_y \quad (3.31)$$

Το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας ορθογώνιας επίπεδης διάταξης κεραιών είναι το γινόμενο των παραγόντων διάταξης AF, των γραμμικών διατάξεων των x και y αξόνων.

Για μια ομοιόμορφη επίπεδη (ορθογώνια) διάταξη με $I_{m1} = I_{1n} = I_0$, για όλα τα m και τα n, όλα τα στοιχεία έχουν τα ίδια μεγέθη διέγερσης.

$$AF = I_0 \sum_{n=1}^N \exp[j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)] \cdot \sum_{n=1}^N \exp[j(n-1)(kd_y \sin\theta \sin\phi + \beta_y)] \quad (3.32)$$

Ο κανονικοποιημένος παράγοντας της διάταξης μπορεί να ληφθεί ως εξής:

$$AF_n(\theta, \phi) = \left[\frac{1}{M} \frac{\sin\left(M \frac{\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right] \times \left[\frac{1}{N} \frac{\sin\left(N \frac{\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right] \quad (3.33)$$

όπου, $\psi_x = kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x$ (3.34)

$$\psi_y = kd_y \sin\theta \sin\phi + \beta_y \quad (3.35)$$

Ο κύριος λοβός (κύριο μέγιστο) και οι πλευρικοί λοβοί των όρων :

$$S_{x_M} = \frac{1}{M} \frac{\sin\left(M \frac{\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \quad (3.36)$$

$$S_{y_N} = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(N \frac{\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \quad (3.37)$$

είναι τοποθετημένοι στις εξής γωνίες :

$$kd_x \sin\theta_m \cos\phi_m + \beta_x = \pm 2m\pi, \quad m = 0, 1, \dots \quad (3.38)$$

$$kd_y \sin\theta_n \sin\phi_n + \beta_y = \pm 2n\pi, \quad n = 0, 1, \dots \quad (3.39)$$

Τα κύρια μέγιστα αντιστοιχούν σε $m=0$, $n=0$.

Γενικά το β_x και το β_y είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους, αλλά εάν οι κύριοι λοβοί S_x και S_y επικαλύπτουν ο ένας τον άλλο, συνήθως αυτές τις καταστάσεις μελετάμε, τότε ο κοινός κύριος λοβός ακτινοβολίας βρίσκεται στην κατεύθυνση:

$$\theta = \theta_0 \text{ και } \varphi = \varphi_0, \mathbf{m} = \mathbf{n} = \mathbf{0}$$

Εάν το κύριο μέγιστο καθορίζεται από (θ_0, φ_0) , τότε οι προοδευτικές μετατοπίσεις φάσης β_x και β_y θα πρέπει να ικανοποιούν τις εξής σχέσεις :

$$\beta_x = -k d_x \sin\theta_0 \cos\varphi_0 \quad (3.40)$$

$$\beta_y = -k d_y \sin\theta_0 \sin\varphi_0 \quad (3.41)$$

Όταν βρεθούν τα β_x και β_y η κατεύθυνση του κύριου λοβού μπορεί να βρεθεί λύνοντας ταυτόχρονα τις προαναφερθείσες εξισώσεις που αφορούν τα β_x και β_y :

$$\tan\varphi_0 = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \quad (3.42)$$

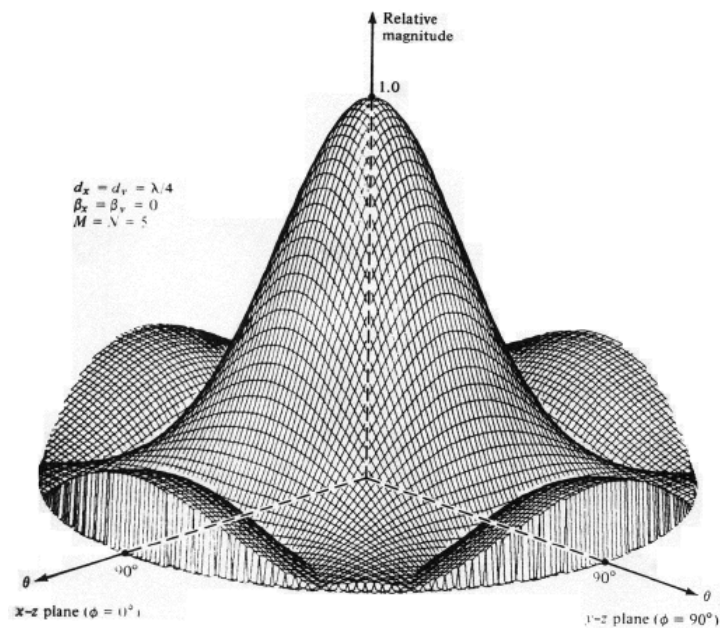
$$\sin\theta_0 = \pm \sqrt{\left(\frac{\beta_x}{k d_x}\right)^2 + \left(\frac{\beta_y}{k d_y}\right)^2} \quad (3.43)$$

Αντικαθιστώντας τα β_x και β_y στους τύπους που ορίζουν τις γωνίες που είναι τοποθετημένοι οι λοβοί ακτινοβολίας έχουμε :

$$\tan\varphi_{mn} = \frac{\sin\theta_0 \sin\varphi_0 \pm \frac{n\lambda}{d_y}}{\sin\theta_0 \cos\varphi_0 \pm \frac{m\lambda}{d_x}} \quad (3.44)$$

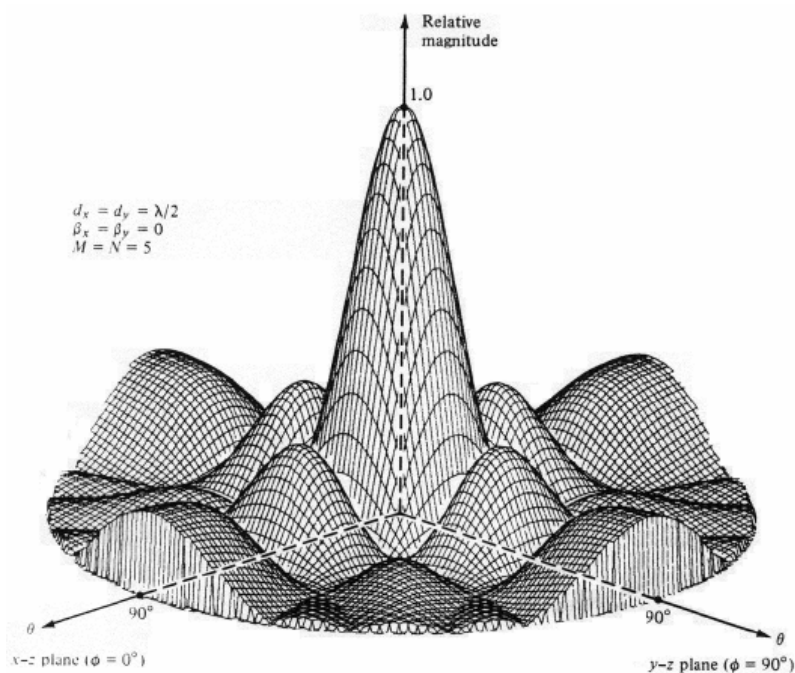
$$\sin\theta_{mn} = \frac{\sin\theta_0 \cos\varphi_0 \pm \frac{m\lambda}{d_x}}{\cos\varphi_{mn}} = \frac{\sin\theta_0 \sin\varphi_0 \pm \frac{n\lambda}{d_y}}{\sin\varphi_{mn}} \quad (3.45)$$

Για την αποφυγή δημιουργίας πλευρικών λοβών, το διάστημα μεταξύ των στοιχείων πρέπει να είναι λιγότερο από λ ($d_x < \lambda$ και $d_y < \lambda$). Για να εμφανιστεί κάποιος πλευρικός λοβός, και οι δύο ανωτέρω εξισώσεις πρέπει να έχουν μια πραγματική λύση $(\theta_{mn}, \varphi_{mn})$ (www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf).



Σχήμα 3.7 : Στο ανωτέρω σχήμα απεικονίζεται ένα τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μιας 5-στοιχείων ομοιόμορφης τετραγωνικής επίπεδης διάταξης κεραιών χωρίς πλευρικούς λοβούς ($d=\lambda/4$, $\beta_x = \beta_y = 0$)

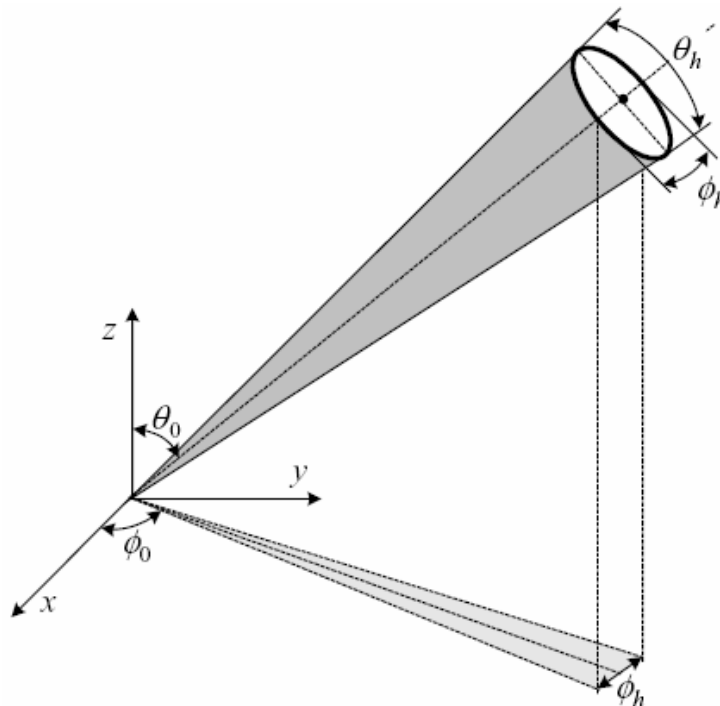
(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)



Σχήμα 3.8 : Στο ανωτέρω σχήμα απεικονίζεται ένα τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μιας 5-στοιχείων ομοιόμορφης τετραγωνικής επίπεδης διάταξης κεραιών χωρίς πλευρικούς λοβούς ($d=\lambda/2$, $\beta_x = \beta_y = 0$) Παρατηρούμε την δραματική μείωση στο εύρος της δέσμης όταν το διάστημα αυξάνεται από $\lambda/4$ σε $\lambda/2$.

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)

2.β. Το εύρος δέσμης μιας επίπεδης διάταξης κεραιών



Σχήμα 3.9 : Απεικόνιση της μεθόδου υπολογισμού του εύρους της δέσμης μιας επίπεδης διάταξης κεραιών

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)

Για μια μεγάλη διάταξη, της οποίας το μέγιστο είναι κοντά στην μεγαλύτερη πλευρά, το επίπεδο ανύψωσης HPBW¹ είναι περίπου:

$$\theta_h = \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \theta_0 (\Delta\theta_x^{-2} \cos^2 \varphi_0 + \Delta\theta_y^{-2} \sin^2 \varphi_0)}} \quad (3.46)$$

Όπου (θ_0, φ_0) ορίζει την κατεύθυνση του κεντρικού λοβού ακτινοβολίας

$\Delta\theta_x$ είναι το HPBW μιας γραμμικής τυχαίας διάταξης της οποίας ο αριθμός των στοιχείων M και η κατανομή πλάτους, είναι τα ίδια με εκείνα του x -άξονα μιας γραμμικής διάταξης κεραιών, που δομεί μια επίπεδη διάταξη κεραιών

$\Delta\theta_y$ είναι το HPBW μιας γραμμικής κεραιάς σταθμού βάσης (Base Station Antenna BSA) της οποίας ο αριθμός των στοιχείων N και η κατανομή πλάτους, είναι τα ίδια με εκείνα του y -άξονα μιας γραμμικής διάταξης κεραιών, που δομεί μια επίπεδη διάταξη κεραιών

¹ Το μισής ισχύος εύρος δέσμης (Half-Power BeamWidth – HPBW) είναι η γωνία μεταξύ δύο διανυσμάτων, που δημιουργείται ανάμεσα στην αρχή των αξόνων του διαγράμματος ακτινοβολίας και των δύο σημείων του κεντρικού λοβού ακτινοβολίας, στα οποία η ένταση ακτινοβολίας είναι η μισή της μέγιστης (www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L04.pdf).

Το HPBW του επιπέδου, το οποίο είναι κάθετο στο $\varphi = \varphi_0$ επίπεδο και περιέχει το μέγιστο, είναι:

$$\varphi_h = \sqrt{\frac{1}{\Delta\theta_x^{-2} \sin^2 \varphi_0 + \Delta\theta_y^{-2} \cos^2 \varphi_0}} \quad (3.47)$$

Για μια τετραγωνική διάταξη όπου $M = N$, και με κατανομές εύρους κατά μήκος των αξόνων x και y του ίδιου τύπου, οι εξισώσεις για το θ_h και το φ_h μειώνονται σε :

$$\theta_h = \frac{\Delta\theta_x}{\cos\theta_0} = \frac{\Delta\theta_y}{\cos\theta_0} \quad (3.48)$$

$$\varphi_h = \Delta\theta_x = \Delta\theta_y \quad (3.49)$$

Από τις ανωτέρω εξισώσεις είναι φανερό ότι το HPBW του επιπέδου ανύψωσης εξαρτάται άμεσα από την γωνία ανύψωσης θ_0 του κύριου λοβού ακτινοβολίας. Επίσης βλέπουμε ότι το HPBW του αζυμουθιακού επιπέδου φ_h δεν εξαρτάται από την γωνία ανύψωσης θ_0 .

Η στερεά γωνία της δέσμης της επίπεδης διάταξης κεραιών μπορεί να υπολογιστεί από :

$$\Omega_A = \theta_h \varphi_h \quad (3.50)$$

$$\Omega_A = \frac{\Delta\theta_x \cdot \Delta\theta_y}{\cos^2 \theta_0 \sqrt{\left[\sin^2 \varphi_0 + \frac{\Delta\theta_y^2}{\Delta\theta_x^2} \cos^2 \varphi_0 \right] \left[\sin^2 \varphi_0 + \frac{\Delta\theta_x^2}{\Delta\theta_y^2} \cos^2 \varphi_0 \right]}} \quad (3.51)$$

2.γ. Κατευθυντικότητα διάταξης

Η γενική έκφραση που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της κατευθυντικότητας μιας διάταξης είναι:

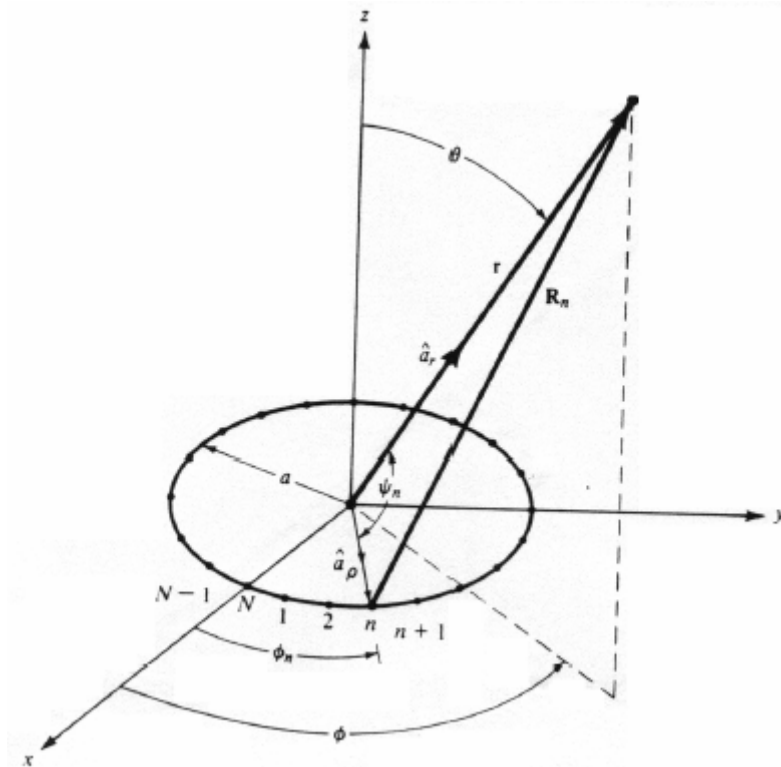
$$D_0 = 4\pi \frac{|\text{AF}(\theta_0, \varphi_0)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |\text{AF}(\theta_0, \varphi_0)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (3.52)$$

Κλείνοντας το κεφάλαιο planar arrays θα θέλαμε να επισημάνουμε ότι η κατεύθυνση του κύριου λοβού ακτινοβολίας, ελέγχεται μέσω των μετατοπίσεων των

φάσεων β_x και β_y ενώ το εύρος της δέσμης καθώς επίσης και το επίπεδο των πλευρικών λοβών ελέγχονται μέσω της κατανομής πλάτους (amplitude distribution).

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)

3) Circular array ή αλλιώς κυκλική διάταξη κεραιών



Σχήμα 3.10 : Απεικόνιση μιας κυκλικής διάταξης κεραιών

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)

Ξεκινώντας τη μελέτη των κυκλικών διατάξεων κεραιών θα αναφερθούμε στον υπολογισμό του παράγοντα διάταξης AF.

3.α. Παράγοντας της διάταξης (Array Factor AF)

Το κανονικοποιημένο πεδίο μπορεί να αναπαρασταθεί ως εξής :

$$E(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (3.53)$$

όπου
$$R_n = \sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \cos \psi_n} \quad (3.54)$$

για $r \ll a$ έχουμε

$$R_n \cong r - a \cos \psi_n \cong r - a(\hat{a}_{p_n} \cdot \hat{r}) \quad (3.55)$$

Σε ένα ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων ισχύουν τα εξής:

$$\hat{a}_{\rho_n} = \hat{x}\cos\varphi_n + \hat{y}\sin\varphi_n \quad (3.56)$$

$$\hat{r} = \hat{x} \cdot \sin\theta \cdot \cos\varphi + \hat{y} \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi + \hat{z} \cdot \cos\theta \quad (3.57)$$

Οπότε

$$R_n = r - a\sin\theta(\cos\varphi_n \cos\varphi + \sin\varphi_n \sin\varphi) \quad (3.58)$$

Τέλος το R_n προσεγγίζεται στους όρους φάσης ως :

$$R_n = r - a\sin\theta\cos(\varphi - \varphi_n) \quad (3.59)$$

Για τον όρο του εύρους η προσέγγιση είναι η εξής:

$$\frac{1}{R_n} \cong \frac{1}{r}, \text{ για όλα τα } n \quad (3.60)$$

Το απομακρυσμένης ζώνης πεδίο της διάταξης (far-zone array field) μειώνεται σε:

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{jk a \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_n)} \quad (3.61)$$

Όπου

a_n είναι ο συντελεστής διέγερσης (εύρος και φάση)

$\varphi_n = \frac{2\pi}{N} n$ είναι η γωνιακή θέση του n-οστού στοιχείου.

Γενικά, ο συντελεστής διέγερσης μπορεί να αντιπροσωπευθεί ως :

$$a = I_n e^{ja_n} \quad (3.62)$$

Όπου I_n είναι ο όρος του εύρους και a_n είναι η φάση της διέγερσης του n-οστού στοιχείου που είναι συσχετισμένο με ένα επιλεγμένο στοιχείο της διάταξης που έχει μηδενική φάση.

$$E(r, \theta, \varphi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N I_n \exp\{j[k a \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_n) + a_n]\} \quad (3.63)$$

Ο συντελεστής διάταξης AF βρίσκεται από:

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[k a \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_n) + a_n]} \quad (3.64)$$

Η εξίσωση 3.64 αναπαριστά τον συντελεστή διάταξης AF μιας κυκλικής διάταξης κεραιών που αποτελείται από N στοιχεία που απέχουν ίσες αποστάσεις μεταξύ τους.

Το μέγιστο του AF εμφανίζεται όταν όλοι οι όροι της φάσης στην ανωτέρω εξίσωση ισούνται με μονάδα, ή όταν

$$k a \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_n) + a_n = 2m\pi, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \text{ για όλα τα } n \quad (3.65)$$

Το κύριο μέγιστο ($m=0$) βρίσκεται στην κατεύθυνση (θ_0, φ_0) για την οποία:

$$a_n = -k a \sin\theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n), \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.66)$$

Εάν απαιτείται μια κυκλική διάταξη να παρουσιάζει μέγιστο στην κατεύθυνση (θ_0, φ_0) οι φάσεις των διεγέρσεων της θα πρέπει να πληρούν την σχέση 3.66 του a_n .

Τότε ο παράγοντας διάταξης AF είναι:

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka[\sin\theta \cos(\varphi - \varphi_n) - \sin\theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)]} \quad (3.67)$$

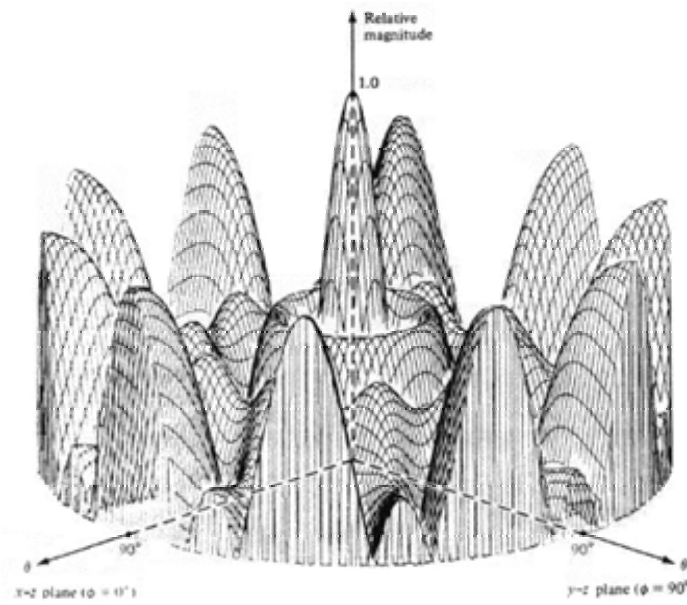
$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\cos\psi_n - \cos\psi_{0n})} \quad (3.68)$$

$\psi_n = \cos^{-1}[\sin\theta \cos(\varphi - \varphi_n)]$ είναι η γωνία μεταξύ $\hat{\mathbf{r}}$ και $\hat{\mathbf{a}}_{p_n}$

$\psi_{0n} = \cos^{-1}[\sin\theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n)]$ είναι η γωνία μεταξύ $\hat{\mathbf{a}}_{p_n}$ και $\hat{\mathbf{r}}_{\max}$

που υποδεικνύει την κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας

Καθώς η ακτίνα a της διάταξης γίνεται πολύ μεγάλη, σε σύγκριση με το λ , η κατευθυντικότητα της ομοιόμορφης κυκλικής διάταξης ($I_n=I_0$, για όλα τα n) προσεγγίζει την τιμή του N .



Σχήμα 3.11 : Τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας μιας ομοιόμορφης κυκλικής διάταξης κεραιών όπου

$$N = 10, \quad ka = \frac{2\pi}{\lambda} \alpha = 10 \quad (3.69)$$

(www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ

(SMART ANTENNAS)

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

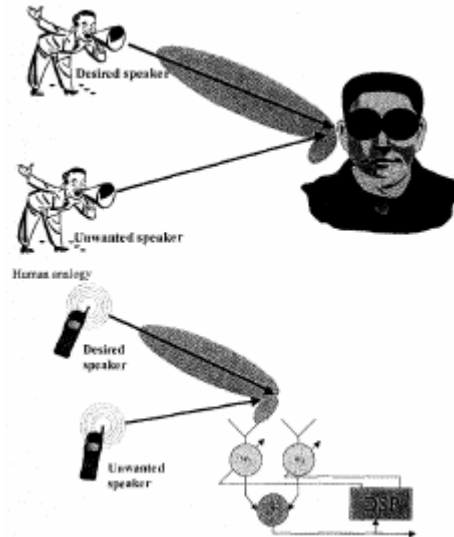
Τα τελευταία χρόνια παρουσιάζεται μια δραματική αύξηση του αριθμού των συνδρομητών των ασυρμάτων δικτύων επικοινωνιών ανά τον κόσμο, η οποία σε συνδυασμό με τις επίσης αυξανόμενες ανάγκες για βελτιωμένες υπηρεσίες (που απαιτούν μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων), ανάγκασαν τους διαχειριστές των δικτύων να αρχίσουν μια ενδελεχή έρευνα για την ανακάλυψη καινούριων μεθόδων αναβάθμισης των δικτύων τους.

Στα ασύρματα συστήματα, υπάρχουν διάφορες τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τη διαίρεση του καναλιού επικοινωνίας μεταξύ των πολλαπλών χρηστών. Οι δημοφιλέστερες τεχνικές είναι να διαχωριστούν οι χρήστες στο πεδίο του χρόνου – Time Division Multiple Access (TDMA), της συχνότητας – Frequency Division Multiple Access (FDMA) και βάσει κώδικα – Code Division Multiple Access (CDMA). Μια νέα μέθοδος είναι να διαχωριστούν οι χρήστες βάσει της θέσης τους στο πεδίο του χώρου - Space Division Multiple Access (SDMA), εκμεταλλευόμενοι το γεγονός ότι οι χρήστες υπό κανονικές συνθήκες είναι τυχαία τοποθετημένοι μέσα σε ένα κύτταρο.

Μια έξυπνη κεραία είναι ένα σύστημα κεραιών που είναι σε θέση να κατευθύνει τη δέσμη του σε κάθε μεμονωμένο χρήστη, επιτρέποντας έτσι στους χρήστες να είναι διαχωρισμένοι στο πεδίο του χώρου.

Τα αποτελέσματα της χρήσης έξυπνων κεραιών εξαρτώνται άμεσα και από το επίπεδο ‘έξυπνάδας’, δηλαδή της πολυπλοκότητας, των συστημάτων των κεραιών αλλά και από τον τύπο του δικτύου ασυρμάτων επικοινωνιών που χρησιμοποιείται (Jacobsen, 2001).

Τη λειτουργία πολλών μηχανικών συστημάτων, μπορούμε ευκολότερα να την κατανοήσουμε όταν τη συγκρίνουμε με το σύστημα του ανθρώπινου σώματος. Για την καλύτερη απεικόνιση, λοιπόν, του τρόπου με τον οποίο τα συστήματα έξυπνων κεραιών λειτουργούν, θα παρουσιάσουμε ένα παράδειγμα που αφορά στο ανθρώπινο ανάλογο της ακοής.



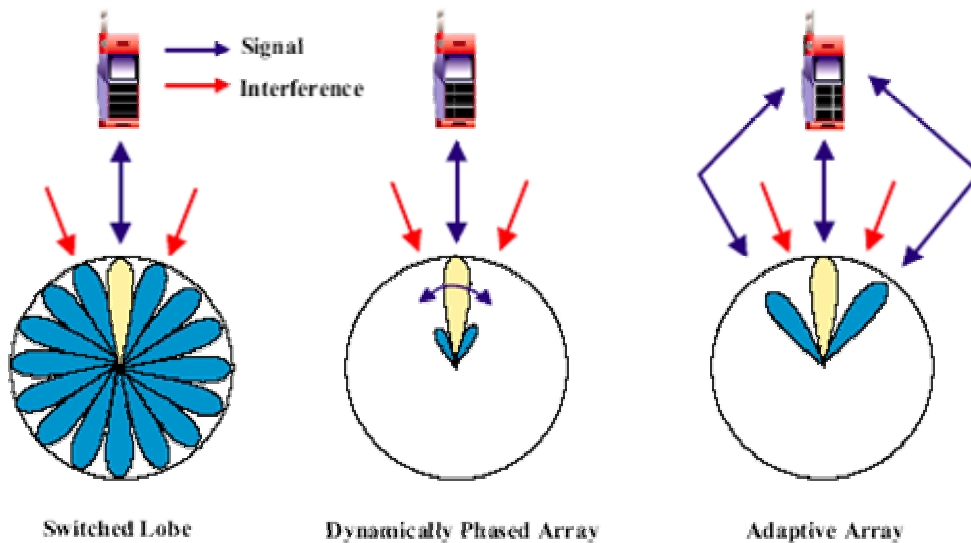
Σχήμα 4.1 : Αναπαράσταση του ανθρώπινου αναλόγου μιας έξυπνης κεραιάς (Bellofiore, Balanis, Foutz, & Spanias, 2002)

Ας φανταστούμε δύο άτομα να συζητούν μέσα σε ένα δωμάτιο στο οποίο επικρατεί απόλυτο σκοτάδι. Εκείνος που παίζει το ρόλο του ακροατή έχει τη δυνατότητα να προσδιορίσει κάθε φορά τη θέση του ομιλητή, καθώς εκείνος περιφέρεται μέσα στο δωμάτιο, επειδή η φωνή φτάνει σε κάθε ακουστικό αισθητήριο, το αυτί, σε διαφορετικούς χρόνους. Ο ανθρώπινος επεξεργαστής του σήματος, ο εγκέφαλος, υπολογίζει τη διεύθυνση της θέσης του ομιλητή, από τις χρονικές διαφορές ή τις καθυστερήσεις των σημάτων που λαμβάνονται από τα ακουστικά αισθητήρια. Κατόπιν, ο εγκέφαλος, προσθέτει την ένταση των σημάτων που λαμβάνει το κάθε αυτί, με σκοπό να εστιάσει στον ήχο της υπολογισμένης θέσης του ομιλητή. Επιπλέον, εάν προστεθούν και άλλοι ομιλητές στη συζήτηση, ο εγκέφαλος έχει τη δυνατότητα να μη συντονιστεί στους ανεπιθύμητους παρεμβολείς, και να επιλέγει έναν ομιλητή κάθε φορά. Αντιστρόφως, ο ακροατής μπορεί να απευθυνθεί προς τον επιλεγμένο ομιλητή, προσανατολίζοντας τον πομπό του, δηλαδή το στόμα του.

Αντίστοιχος είναι και ο τρόπος λειτουργίας των συστημάτων των έξυπνων κεραιών, τα οποία χρησιμοποιούν πολλαπλές κεραιές, διατάξεις κεραιών, αντί για αυτιά, και ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος, αντί για εγκέφαλο. Έτσι, τη στιγμή που ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος λάβει τις χρονικές καθυστερήσεις κάθε στοιχείου της διάταξης κεραιών, υπολογίζει την κατεύθυνση της άφιξης (direction-of-arrival DOA) του σήματος που μας ενδιαφέρει (signal-of-interest SOI). Στη συνέχεια προσαρμόζει τις

διεγέρσεις (τα πλάτη και τις φάσεις των σημάτων), με σκοπό να παράγει ένα διάγραμμα ακτινοβολίας το οποίο θα εστιάζει στο επιθυμητό σήμα (SOI), ενώ θα αποβάλλει κάθε ανεπιθύμητο σήμα (signal-not-of-interest SNOI) (Bellofiore, Balanis, Foutz, & Spanias, 2002).

4.1. ΤΥΠΟΙ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ (SMART ANTENNA ARRAYS)



Σχήμα 4.2 : Οι τρεις διαφορετικές τεχνικές των έξυπνων κεραιών (Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003)

Οι έξυπνες κεραιές μπορούν να χωριστούν σε τρία διαφορετικά επίπεδα ‘εξυπνάδας’, δηλαδή, σε τρεις διαφορετικές τεχνικές, οι οποίες απεικονίζονται στο σχήμα 4.2, και περιγράφονται συνοπτικά στη συνέχεια, πριν ακολουθήσει μια λεπτομερής μελέτη του κάθε είδους :

A) Switched lobe array (SL) : η συγκεκριμένη διάταξη εμφανίζεται και σαν switched beam. Αποτελεί την απλούστερη τεχνική όλων η οποία εμπεριέχει μόνο μια βασική εναλλασσόμενη επιλογή μεταξύ διαφορετικών κατευθυντικών κεραιών, ή μεταξύ προκαθορισμένων λοβών ακτινοβολίας μιας διάταξης κεραιών. Κάθε φορά επιλέγεται ο λοβός εκείνος που δίνει την καλύτερη απόδοση, όσον αφορά την ισχύ του λαμβανομένου σήματος. Έχουμε μια κάποια αύξηση του κέρδους σε σχέση με τη συμβατική κεραία, εξαιτίας της μεγαλύτερης κατευθυντικότητας της συγκεκριμένης διάταξης. Μια τέτοια διάταξη κεραιών είναι ευκολότερο να ενσωματωθεί σε μια ήδη

υπάρχουσα κυτταρική δομή από ότι η πιο σύνθετη adaptive διάταξη, αλλά μας παρέχει μια πολύ μικρή βελτίωση του συστήματος.

B) Dynamically phased array (PA) : η δεύτερη τεχνική μπορούμε να πούμε ότι αποτελεί μια γενίκευση της προηγούμενης. Ενσωματώνοντας έναν αλγόριθμο υπολογισμού της κατεύθυνσης της άφιξης (direction of arrival DoA) του σήματος που λαμβάνεται από τον επιλεγμένο χρήστη, μπορούμε να επιτύχουμε μια συνεχή παρακολούθηση της πορείας που διαγράφει. Και στην περίπτωση αυτή, η ισχύς του λαμβανομένου σήματος μεγιστοποιείται.

Γ) Adaptive array (AA) : στην περίπτωση αυτή, υπάρχει επιπλέον ένας ενσωματωμένος DoA αλγόριθμος που καθορίζει την κατεύθυνση στην οποία βρίσκονται οι διάφορες πηγές παρεμβολών (π.χ. άλλοι χρήστες), με σκοπό να δημιουργηθεί ένα διάγραμμα ακτινοβολίας στο οποίο θα υπάρχουν μηδενισμοί στις κατευθύνσεις των παρεμβολών και ισχυροί λοβοί ακτινοβολίας στις κατευθύνσεις των επιλεγμένων χρηστών. Επιπλέον με την προσθήκη ειδικά σχεδιασμένων αλγορίθμων και τεχνικών διαίρεσης του πεδίου του χώρου, το διάγραμμα ακτινοβολίας μπορεί να διαμορφωθεί έτσι ώστε να λαμβάνει και να συνδυάζει τα πολλαπλών διαδρομών σήματα, σήματα που φτάνουν μέσω ανακλάσεων - multipath signals. Οι τεχνικές αυτές μεγιστοποιούν το λόγο Σήματος Προς Παρεμβολές (signal to interference ratio SIR) ή το λόγο του Σήματος Προς Παρεμβολές Και Θόρυβο (signal to interference and noise ratio SINR) (Lehne and Pettersen, 1999).

4.2. ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΤΗΣ ΧΡΗΣΗΣ ΤΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Οι έξυπνες κεραιές παρέχουν πληθώρα διαφορετικών τεχνικών βελτίωσης της απόδοσης ενός ασύρματου δικτύου επικοινωνιών. Έχουν τη δυνατότητα να αυξήσουν το πεδίο κάλυψης, να βελτιώσουν την ποιότητα της σύνδεσης, να αυξήσουν την χωρητικότητα αλλά και να μειώσουν το κόστος υποδομής ενός επικοινωνιακού συστήματος.

Οι έξυπνες κεραιές παρέχουν βελτιωμένη κάλυψη, μέσω της αύξησης της ακτίνας κάλυψης, της κάλυψης των κενών κομματιών ενός διαγράμματος ακτινοβολίας (hole filling), και της καλύτερης διείσδυσης στα διάφορα οικοδομήματα. Με χρήση της ίδιας εκπεμπόμενης ισχύς στο σταθμό βάσης και στην κινητή μονάδα ενός συνδρομητή, έχουμε τη δυνατότητα να αυξήσουμε, με τη χρήση έξυπνων κεραιών, την ακτίνα κάλυψης, αυξάνοντας το κέρδος της κεραιάς του σταθμού βάσης. Έστω ότι η ισχύς που

λαμβάνεται από το σταθμό βάσης και προέρχεται από την κινητή μονάδα ενός συνδρομητή είναι :

$$\mathbf{P_r} = \mathbf{P_t} + \mathbf{G_s} + \mathbf{G_b} - \mathbf{PL} \quad (4.1)$$

Όπου $\mathbf{P_r}$ είναι η ισχύς που λαμβάνεται στο σταθμό βάσης, $\mathbf{P_t}$ είναι η ισχύς που εκπέμπεται από την κινητή μονάδα του συνδρομητή, $\mathbf{G_s}$ είναι το κέρδος της κεραίας της μονάδας του συνδρομητή, $\mathbf{G_b}$ είναι το κέρδος της κεραίας του σταθμού βάσης και \mathbf{PL} το path loss (οι απώλειες κατά την πορεία του σήματος). Εάν για την επικοινωνία απαιτείται συγκεκριμένη λαμβανόμενη ισχύς $\mathbf{P_{r,min}}$ στο σταθμό βάσης, με την αύξηση του κέρδους της κεραίας του σταθμού βάσης, $\mathbf{G_b}$, η σύνδεσή μας μπορεί να ανεχτεί μεγαλύτερες απώλειες (path loss). Επομένως η εξίσωση που αφορά το path loss :

$$\overline{\mathbf{PL}}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^n$$

ή

$$(4.2)$$

$$\overline{\mathbf{PL}}_{db}(d) = \overline{\mathbf{PL}}_{db}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right)$$

μπορεί να γραφτεί :

$$\mathbf{PL}(d) = \overline{\mathbf{PL}}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (4.3)$$

όπου \mathbf{n} ο εκθέτης του path loss ο οποίος δείχνει το βαθμό αύξησης του path loss καθώς αυξάνει και η απόσταση, $\mathbf{d_0}$ είναι η περιμετρική απόσταση αναφοράς που έχει καθοριστεί από μετρήσεις κοντά στον πομπό και \mathbf{d} η απόσταση πομπού και δέκτη.

Επομένως, αυξάνοντας μέσα στα όρια το path loss μπορούμε να αυξήσουμε την της ακτίνα κάλυψης \mathbf{d} του σταθμού βάσης. Εφόσον οι έξυπνες κεραίες παρέχουν υψηλότερο κέρδος συγκρινόμενες με τις συμβατικές κεραίες, τα συστήματα έξυπνων κεραιών παρέχουν επέκταση του πεδίου κάλυψης του σταθμού βάσης.

Λόγω της αύξησης της ακτίνας κάλυψης με τη χρήση έξυπνων κεραιών, το αρχικό κόστος ανάπτυξης ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών μπορεί να μειωθεί δραματικά. Ο αρχικός σχεδιασμός ενός ασύρματου δικτύου επικοινωνιών, περιλαμβάνει τη εξυπηρέτηση των αναγκών γεωγραφικής κάλυψης του δικτύου. Ακόμα και αν ο αριθμός των συνδρομητών είναι μικρός, πρέπει να τοποθετηθεί ένας επαρκής αριθμός

σταθμών βάσης για την κάλυψη σημαντικών, για το δίκτυο, περιοχών. Καθώς ο αριθμός των συνδρομητών ενός κυτταρικού δικτύου επικοινωνιών αυξάνεται, μπορούμε να αυξήσουμε την χωρητικότητα του δικτύου με το να μειώσουμε την ακτίνα κάλυψης των σταθμών βάσης και να αυξήσουμε τον αριθμό των κυττάρων. Σε αυτή την περίπτωση τα έσοδα μιας μεγάλης βάσης συνδρομητών, μπορούν να αντισταθμίσουν το κόστος εγκατάστασης επιπρόσθετων σταθμών βάσης. Το επιπρόσθετο κόστος που συνεπάγεται της εγκατάστασης έξυπνων κεραιών σε ένα δίκτυο επικοινωνιών, πρέπει να μελετάται λαμβάνοντας υπόψιν τα οικονομικά οφέλη της χρήσης των έξυπνων κεραιών.

Οι έξυπνες κεραιές παρέχουν ανθεκτικότητα σε πιθανές διαταράξεις του συστήματος και ελαττώνουν την ευαισθησία του στις μη ιδανικές συνθήκες λειτουργίας του. Τα CDMA συστήματα απαιτούν έλεγχο ισχύος για να διασφαλίσουν ότι όλα τα σήματα που φτάνουν στο σταθμό βάσης έχουν περίπου το ίδιο επίπεδο ισχύος. Οι έξυπνες κεραιές βοηθούν στο να απομονωθούν τα uplink σήματα, τα σήματα δηλαδή που φτάνουν από τους συνδρομητές στο σταθμό βάσης, είτε με το να μειώσουν με τον τρόπο αυτό τις απαιτήσεις σε ισχύ είτε με το να μετριάσουν τις επιδράσεις ενός μη τέλειου ελέγχου ισχύος. Επίσης τα CDMA ασύρματα συστήματα είναι ιδιαίτερα ευαίσθητα στο θέμα της γεωγραφικής κατανομής των συνδρομητών μέσα στο πεδίο κάλυψης του δικτύου, κάνοντας με αυτό τον τρόπο επιτακτική την ανάγκη χρήσης έξυπνων κεραιών στο δίκτυο, ούτως ώστε να έχουμε ένα προσαρμοσμένο διάγραμμα ακτινοβολίας, που να μπορεί να εξυπηρετήσει γεωγραφικά σημεία με αυξημένη συνδρομητική κίνηση.

Η ποιότητα της σύνδεσης μπορεί να βελτιωθεί μέσω διαχείρισης των σημάτων που ακολουθούν πολλαπλές διαδρομές μέχρι να καταλήξουν στον προορισμό (multipath management). Το φαινόμενο των multipath σημάτων, των σημάτων εκείνων που ακολουθούν πολλαπλές διαδρομές μέχρι να φτάσουν από την πηγή στον προορισμό, έχει σαν αποτέλεσμα την άφιξη εξασθενημένων σημάτων ή ακόμα και καθυστερημένες αφήξεις σημάτων. Οι έξυπνες κεραιές βοηθούν στο μετριασμό ή ακόμα και στην εξάλειψη αυτού του φαινομένου.

Οι έξυπνες κεραιές μπορούν να βελτιώσουν τη χωρητικότητα ενός συστήματος. Οι έξυπνες κεραιές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να εξυπηρετήσουν την επικοινωνία συνδρομητή και σταθμού βάσης, μέσα σε μια ακτίνα ίση με εκείνη ενός συμβατικού συστήματος κεραιών, αλλά με πολύ μικρότερη κατανάλωση ισχύος. Αυτό μπορεί να βοηθήσει τα FDMA και τα TDMA συστήματα να αναδιοργανώσουν την κατανομή των

καναλιών τους για πιο συχνή επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων από ότι στα συστήματα συμβατικών κεραιών, εφόσον ο λόγος φέροντος σήματος προς παρεμβολές είναι πολύ μεγαλύτερος όταν χρησιμοποιούνται έξυπνες κεραιές. Εάν στα CDMA συστήματα χρησιμοποιηθούν έξυπνες κεραιές για να μπορέσουν οι συνδρομητές να καταναλώνουν λιγότερη ισχύ για κάθε σύνδεσή τους, τότε μειώνεται δραματικά η παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (multiple access interference), παρεμβολή που προκαλείται όταν πολλαπλοί χρήστες ζητούν ταυτόχρονα εξυπηρέτηση από το σταθμό βάσης, αυξάνοντας έτσι τον αριθμό των ταυτόχρονα εξυπηρετούμενων συνδρομητών σε κάθε κύτταρο.

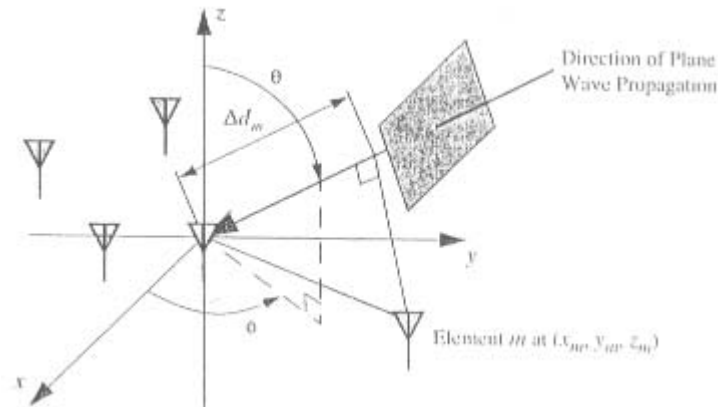
Οι έξυπνες κεραιές μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν για το διαχωρισμό των σημάτων στο πεδίο του χώρου, επιτρέποντας έτσι σε διαφορετικούς συνδρομητές να μοιράζονται τους ίδιους φασματικούς πόρους, απλά με την προϋπόθεση να μπορούν να διαχωριστούν στο πεδίο του χώρου από το σταθμό βάσης. Αυτή η πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση στο πεδίο του χώρου (Space Division Multiple Access SDMA) επιτρέπει σε πολλαπλούς χρήστες να λειτουργούν στο ίδιο κύτταρο και στην ίδια θυρίδα συχνότητας / χρόνου (frequency / time slot) με τη χρήση έξυπνων κεραιών. Εφόσον αυτή η προσέγγιση επιτρέπει σε περισσότερους χρήστες να λειτουργούν μέσα σε περιορισμένο φασματικό χώρο, σε σχέση με τις συμβατικές κεραιές, το SDMA είναι το σύστημα που μπορεί να μας αυξήσει την χωρητικότητα ενός συστήματος (Liberty & Rappaport, 1999).

Οι έξυπνες κεραιές μπορούν να μας παρέχουν νέες μορφές υπηρεσιών. Η χρήση των έξυπνων κεραιών, παρέχει στα ασύρματα δίκτυα πληροφορίες που αφορούν την γεωγραφική κατανομή των χρηστών στο χώρο του δικτύου. Αυτές οι πληροφορίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό της θέσης των χρηστών με πολύ μεγαλύτερη ακρίβεια από ότι στα ήδη υπάρχοντα δίκτυα. Ο ακριβής υπολογισμός θέσης μπορεί να εφαρμοστεί σε περιπτώσεις κλήσεων εκτάκτου ανάγκης και για ειδικά προσαρμοσμένες χρεώσεις συγκεκριμένων περιοχών.

Η χρήση των διατάξεων έξυπνων κεραιών αυξάνει το επίπεδο ασφαλείας των επικοινωνιών. Είναι σχεδόν ακατόρθωτο να παγιδευτεί μια κλήση όταν γίνεται χρήση έξυπνων κεραιών για την αποκατάσταση της σύνδεσης, και αυτό γιατί ο εισβολέας θα πρέπει να είναι τοποθετημένος στην ίδια κατεύθυνση με το χρήστη, κοιτώντας από την θέση του σταθμού βάσης (Al-Jazzar & Radhakrishnan, 2000).

4.3. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΤΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

Οι έξυπνες κεραιές χρησιμοποιούν μια διάταξη στοιχείων κεραιών με χαμηλό κέρδος, τα οποία αλληλεπιδρούν με την εφαρμογή τους πάνω σε ένα δίκτυο, το επονομαζόμενο και combining network. Μια τυχαία δομημένη διάταξη απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 4.3 : Απεικόνιση της μεθόδου εντοπισμού της κατεύθυνσης άφιξης DoA ενός προσπίπτοντος επιπέδου κύματος σε μια τυχαία δομή διάταξης κεραιών (Liberty & Rappaport, 1999)

Το φ αντιπροσωπεύει την αζιμουθιακή γωνία και το θ τη γωνία ανύψωσης ενός προσπίπτοντος επιπέδου κύματος στη διάταξη. Ο ορίζοντας αντιπροσωπεύεται από το $\theta = \pi/2$.

Για την απλοποίηση της ανάλυσης των διατάξεων των κεραιών θα κάνουμε τις εξής παραδοχές :

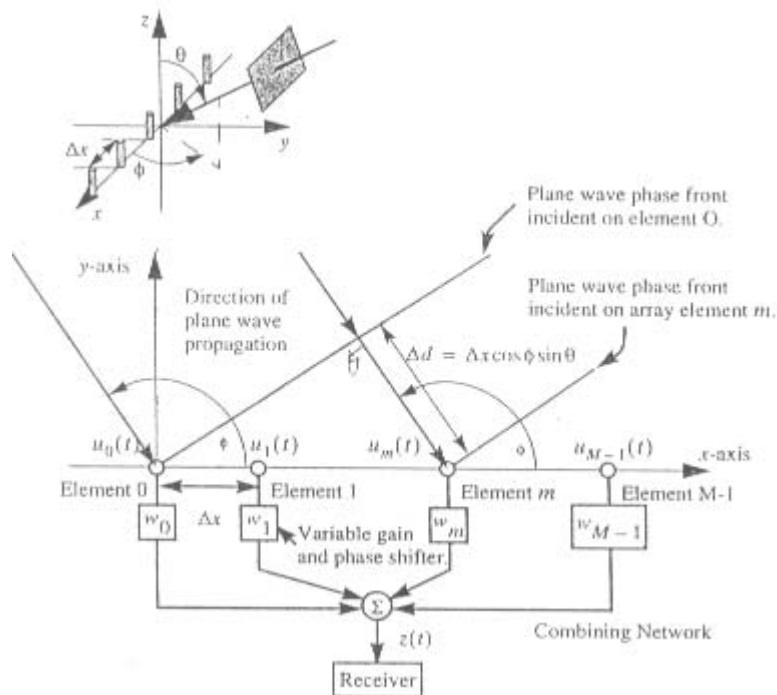
- A) η απόσταση μεταξύ των στοιχείων της διάταξης είναι τόσο μικρή, ούτως ώστε να μην υπάρχει διαφορά πλάτους μεταξύ των λαμβανομένων σημάτων από τα διαφορετικά στοιχεία της διάταξης
- B) δεν υπάρχει ηλεκτρική σύζευξη μεταξύ των στοιχείων
- Γ) όλα τα προσπίπτοντα πεδία μπορούν να αποσυντεθούν σε ένα διακριτό αριθμό επιπέδων κυμάτων, δηλώνοντας δηλαδή την ύπαρξη ενός πεπερασμένου αριθμού σημάτων
- Δ) το φασματικό εύρος του προσπίπτοντος στη διάταξη κύματος, είναι αρκετά μικρό, συγκρινόμενο με τη συχνότητα φέροντος

Για ένα προσπίπτον στη διάταξη επίπεδο κύμα από την διεύθυνση (θ, ϕ) , η διαφορά φάσης μεταξύ της συνιστώσας του προσπίπτοντος κύματος στο στοιχείο της διάταξης m και ενός στοιχείου αναφοράς της διάταξης στην αρχή των αξόνων είναι :

$$\Delta\psi_m = \beta\Delta d_m = \beta(x_m \cos\phi \sin\theta + y_m \sin\phi \sin\theta + z_m \cos\theta) \quad (4.4)$$

όπου $\beta = 2\pi / \lambda$ είναι ο παράγοντας διάδοσης φάσης (phase propagation factor). Ο όρος λ αντιπροσωπεύει το μήκος κύματος που δίνεται από τη σχέση $\lambda=c/f$, όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός (3×10^8 m/s) και f είναι η συχνότητα φέροντος εκφρασμένη σε Hz.

Συνήθως η υλοποίηση μιας διάταξης κεραιών γίνεται με τη χρήση ομοιόμορφης γραμμικής διάταξης ισαπέχοντων στοιχείων κεραιών (Linear Equally Spaced Array LES), ομοιόμορφα κυκλικά τοποθετημένων στοιχείων, ή ομοιόμορφα επίπεδα τοποθετημένων διατάξεων, αποτελούμενων από όμοια, ομοιοπολικά, χαμηλού κέρδους στοιχεία, τα οποία είναι προσανατολισμένα προς την ίδια κατεύθυνση. Μια απλή M -στοιχείων LES διάταξη κεραιών, τοποθετημένη κατά μήκος του x -άξονα, με απόσταση μεταξύ των στοιχείων Δx , απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 4.4 : Το μοντέλο ενός σύνθετου σήματος βασικής ζώνης μιας Linear Equally Spaced LES διάταξης κεραιών, τοποθετημένης κατά μήκος του x -άξονα, τη στιγμή που λαμβάνει ένα επίπεδο κύμα από την κατεύθυνση (θ, ϕ) .

(Liberty & Rappaport, 1999)

Κάθε κλάδος της διάταξης έχει ένα συντελεστή βαρύτητας w_m ο οποίος συντελεστής είναι άμεσα εξαρτώμενος από το πλάτος και τη φάση.

Ας φανταστούμε ένα προσπίπτον στη διάταξη επίπεδο κύμα από γωνία (θ, φ) σχετική ως προς τους άξονες της διάταξης. Αναπαριστούμε τη διαμόρφωση του επιπέδου κύματος με τη χρήση του σύνθετου σήματος βασικής ζώνης $s(t)$. Υποθέτουμε ότι όλα τα στοιχεία της διάταξης είναι ιστροπικές κεραιές μηδενικού θορύβου, με ομοιόμορφο κέρδος προς όλες τις κατευθύνσεις.

Βάσει της εξίσωσης (4.4)

$$\Delta\psi_m = \beta\Delta d_m = \beta(x_m \cos\varphi \sin\theta + y_m \sin\varphi \sin\theta + z_m \cos\theta)$$

όπου $x_m = m\Delta x$, το λαμβανόμενο σήμα από το στοιχείο m της Linear Equally Spaced διάταξης κεραιών είναι :

$$u_m(t) = As(t)e^{-j\beta m\Delta d} = As(t)e^{-j\beta m\Delta x \cos\varphi \sin\theta} \quad (4.5)$$

όπου A είναι η σταθερά κέρδους της τυχαίας μας διάταξης. Το σήμα $z(t)$ στην έξοδο της διάταξης είναι :

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m(t) = As(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta m\Delta x \cos\varphi \sin\theta} = As(t) f(\theta, \varphi) \quad (4.6)$$

ο όρος $f(\theta, \varphi)$ είναι ο γνωστός παράγοντας διάταξης array factor, ο οποίος καθορίζει το λόγο του λαμβανομένου από την έξοδο της διάταξης σήματος, $z(t)$, προς το σήμα, $As(t)$, το οποίο μετράται στο στοιχείο αναφοράς της διάταξης, ως συνάρτηση της κατεύθυνσης άφιξης, DoA , (θ, φ) . Προσαρμόζοντας τους συντελεστές βαρύτητας $\{w_m\}$, έχουμε τη δυνατότητα να κατευθύνουμε το μέγιστο της κύριας δέσμης ακτινοβολίας του παράγοντα διάταξης, σε οποιαδήποτε επιθυμητή κατεύθυνση (θ_0, φ_0) .

Η λαμβανόμενη ισχύς στην έξοδο της διάταξης είναι :

$$P_r = \frac{1}{2} |z(t)|^2 = \frac{1}{2} |As(t)|^2 |f(\theta, \varphi)|^2 \quad (4.7)$$

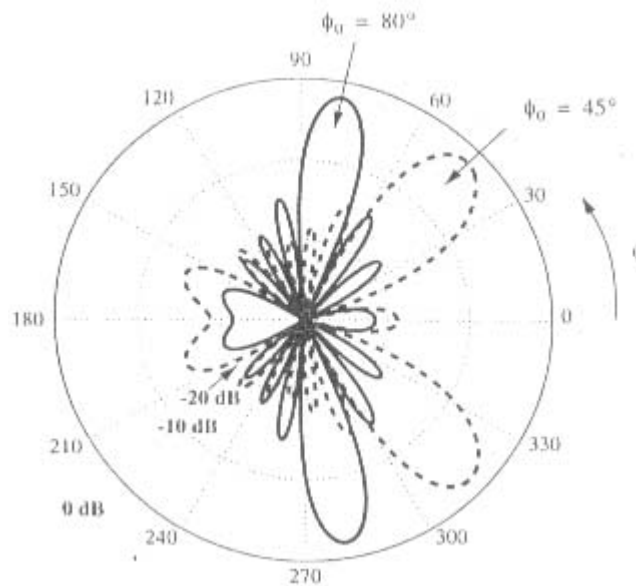
Για να δείξουμε πώς οι συντελεστές βαρύτητας $\{w_m\}$, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να αλλάξουν το διάγραμμα ακτινοβολίας της διάταξης, θεωρούμε ότι ο m -στός συντελεστής βαρύτητας δίνεται από :

$$W_m = e^{j\beta m\Delta x \cos\varphi_0} \quad (4.8)$$

Τότε ο παράγοντας διάταξης είναι

$$\begin{aligned}
 f(\theta, \varphi) &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\beta m \Delta x (\cos\varphi \sin\theta - \cos\varphi_0)} = \\
 &= \frac{\sin \left[\frac{\beta M \Delta x}{2} (\cos\varphi \sin\theta - \cos\varphi_0) \right]}{\sin \left[\frac{\beta \Delta x}{2} (\cos\varphi \sin\theta - \cos\varphi_0) \right]} \bullet e^{-j\frac{\beta \Delta x}{2} (\cos\varphi \sin\theta - \cos\varphi_0)}
 \end{aligned}
 \tag{4.9}$$

Ας σκεφτούμε τώρα την περίπτωση κατά την οποία ένα κύμα προσπίπτει στο οριζόντιο επίπεδο x, y της διάταξης, όπως περιγράφεται στο προαναφερθέν σχήμα του μοντέλου σύνθετου σήματος, έτσι ώστε το $\theta \approx \pi/2$, κάτι που αποτελεί πραγματική προσέγγιση πολλών κυτταρικών και PCS (Personal Communication Systems) εφαρμογών έξυπνων κεραιών. Στο σχήμα που ακολουθεί απεικονίζεται η γραφική παράσταση του παράγοντα διάταξης για γωνίες φ_0 45 και 80 μοιρών, αποδεικνύοντας ότι μεταβάλλοντας μια απλή παράμετρο, το φ_0 , η δέσμη μπορεί να στραφεί προς οποιαδήποτε κατεύθυνση.



Σχήμα 4.5 : Γραφική παράσταση του παράγοντα διάταξης για γωνίες φ_0 45 και 80 μοιρών.

(Liberty & Rappaport, 1999)

Είναι χρήσιμο να κάνουμε την αντικατάσταση $\cos\psi = \cos\phi\sin\theta$, όπου ψ η γωνία πρόσπτωσης του επιπέδου κύματος, υπολογισμένη με αναφορά το x-άξονα, με τον ίδιο τρόπο που το θ υπολογίζεται με αναφορά το z-άξονα στο προαναφερθέν σχήμα του μοντέλου σύνθετου σήματος. Αυτό αντικατοπτρίζει το γεγονός ότι μια γραμμική διάταξη κεραιών, από ισοτροπικά στοιχεία, έχει διάγραμμα ακτινοβολίας κυκλικά συμμετρικό ως προς τον άξονα της διάταξης.

Γενικά, το διάγραμμα του παράγοντα διάταξης, είναι μια συνάρτηση του θ και του ϕ . Εάν το διάγραμμα πεδίου κάθε στοιχείου της διάταξης είναι $g_a(\theta, \phi)$ και με την προϋπόθεση ότι όλα τα στοιχεία είναι όμοια και προσανατολισμένα στην ίδια κατεύθυνση, τότε το ολικό διάγραμμα ακτινοβολίας της διάταξης δίνεται από :

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) g_a(\theta, \phi) \quad (4.10)$$

Αυτό καλείται, όπως έχουμε προαναφέρει στη μελέτη των διατάξεων των κεραιών, ‘αρχή πολλαπλασιασμού διαγράμματος’.

Όσον αφορά στη μελέτη των διατάξεων κεραιών, μας διευκολύνει το γεγονός του να αναφερόμαστε σε διανύσματα όπως :

Διάνυσμα συντελεστών βαρύτητας (weight vector) :

$$\mathbf{w} = [\mathbf{w}_0 \dots \mathbf{w}_{M-1}]^H \quad (4.11)$$

όπου ο εκθέτης \mathbf{H} αντιπροσωπεύει τη Hermitian μετατόπιση, η οποία είναι μια μετατόπιση συνδυασμένη με μια σύνθετη σύζευξη (complex conjugation).

Τα σήματα κάθε στοιχείου της διάταξης ομαδοποιούνται σε ένα διάνυσμα δεδομένων (data vector) :

$$\mathbf{u} = [\mathbf{u}_0(t) \dots \mathbf{u}_{M-1}(t)] \quad (4.12)$$

Έτσι η έξοδος $z(t)$ της διάταξης μπορεί να εκφραστεί ως το εσωτερικό γινόμενο του weight vector επί το data vector :

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(t) \quad (4.13)$$

Ο παράγοντας διάταξης σε διεύθυνση (θ, ϕ) είναι :

$$f(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \boldsymbol{\alpha}(\theta, \phi) \quad (4.14)$$

το διάνυσμα $\boldsymbol{\alpha}(\theta, \phi)$ καλείται κατευθυντικό διάνυσμα (steering vector) στη διεύθυνση (θ, ϕ) και γράφεται :

$$\boldsymbol{\alpha}(\theta, \phi) = [\alpha_1(\theta, \phi) \dots \alpha_{M-1}(\theta, \phi)]^T \quad (4.15)$$

όπου

$$\alpha_m(\theta, \varphi) = e^{-j\beta[x_m \cos\varphi \sin\theta + y_m \sin\varphi \sin\theta + z_m \cos\theta]} \quad (4.16)$$

Ένα σύνολο από steering vectors, είτε βάσει μετρήσεων είτε βάσει υπολογισμών, σε όλες τις τιμές του θ και του φ , καλείται πολλαπλασιασμός διάταξης (array manifold). Ο πολλαπλασιασμός διάταξης αποτελεί κρίσιμο παράγοντα στον εντοπισμό της κατεύθυνσης, στη δημιουργία δέσμης από το σταθμό βάσης προς την κινητή μονάδα (downlink beamforming) και σε άλλες λειτουργίες των διατάξεων. Το ζευγάρι των γωνιών (θ, φ) καλείται Direction Of Arrival (DOA) του εισερχόμενου επίπεδου κύματος. Για απλούστευση της μελέτης μας θεωρούμε ότι τα multipath σήματα φτάνουν στο σταθμό βάσης στο οριζόντιο επίπεδο $\theta=\pi/2$, έτσι ώστε οι αζιμουθιακή κατεύθυνση, φ , να περιγράφει απόλυτα το DOA.

Γενικά, τα αποτελέσματα χρήσης μιας διάταξης κεραιών καθορίζονται από έναν αριθμό παραγόντων. Το μέγεθος, ή αλλιώς το άνοιγμα (aperture) μιας διάταξης καθορίζει το μέγιστο κέρδος που μπορεί να μας δώσει η διάταξη. Από την άλλη, ο αριθμός των στοιχείων της διάταξης καθορίζει τον αριθμό των «διαθέσιμων μοιρών» (degrees of freedom) που έχει κάποιος όταν σχεδιάζει διαγράμματα ακτινοβολίας διατάξεων κεραιών. Στις LES διατάξεις κεραιών, αυτές οι δυο ποσότητες συσχετίζονται. Εάν η απόσταση μεταξύ των στοιχείων μιας LES διάταξης κεραιών υπερβεί το $\lambda/2$, υπάρχει πιθανότητα εμφάνισης πλευρικών λοβών στο διάγραμμα ακτινοβολίας δίνοντας έτσι στη διάταξη ανεπιθύμητους λοβούς, οι οποίοι μπορούν να ενισχύσουν το θόρυβο ή τις παρεμβολές.

Ωστόσο, είναι συχνά επιθυμητό να επιχειρήσουμε να αποκτήσουμε ένα μεγαλύτερο άνοιγμα διάταξης με τη χρήση ενός δοσμένου αριθμού στοιχείων, παρά χρησιμοποιώντας διατάξεις κεραιών των οποίων τα στοιχεία είναι τοποθετημένα σε απόσταση μισού μήκους κύματος μεταξύ τους. Αυτό συχνά καθορίζεται από το γεγονός ότι το RF υλικό που συνοδεύει κάθε στοιχείο κεραίας είναι ακριβό και ογκώδες. Μέσω της μη ομοιόμορφης τοποθέτησης των στοιχείων της διάταξης, μπορούμε να επιτύχουμε γραμμικές και επίπεδες, γεωμετρικές διατάξεις κεραιών, που μπορούν να αποδώσουν πολύ μεγαλύτερα ανοίγματα διάταξης, από εκείνες τις διατάξεις των οποίων τα στοιχεία είναι τοποθετημένα σε απόσταση μισού μήκους κύματος, για τον ίδιο αριθμό στοιχείων. Εξαιτίας του μεγάλου ανοίγματος, αυτές οι αραιές διατάξεις (sparse arrays) μπορούν να επιτύχουν πολύ στενότερες δέσμες ακτινοβολίας από ότι οι διατάξεις των οποίων τα στοιχεία είναι τοποθετημένα σε απόσταση μισού μήκους

κύματος, παρόμοιας πολυπλοκότητας, με μόνο αρνητικό παράγοντα της κατασκευής, το ίδιο το μέγεθος της διάταξης. Κατόπιν προσεκτικών υπολογισμών, μπορούμε να δημιουργήσουμε γεωμετρικά αραιές διατάξεις κεραιών, οι οποίες να έχουν μεγάλο λόγο μεγίστης τιμής σήματος προς πλευρικούς λοβούς (peak-to-sidelobe ratio) μέσα σε ένα εύρος κατευθυντικών γωνιών (steering angles) (Liberty & Rappaport, 1999).

4.4. ΔΙΚΤΥΑ ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑΣ ΠΡΟΚΑΘΟΡΙΣΜΕΝΩΝ ΛΟΒΩΝ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ (FIXED BEAMFORMING NETWORKS)

Το BeamForming Network (BFN) περιγράφεται βάσει ενός M -γραμμών πίνακα T , του οποίου τα διανύσματα των σημάτων στην έξοδο, $y(t)$, συσχετίζονται με τα διανύσματα των σημάτων στην είσοδο της διάταξης, $u(t)$, βάσει

$$y(t) = T^H u(t) \quad (4.17)$$

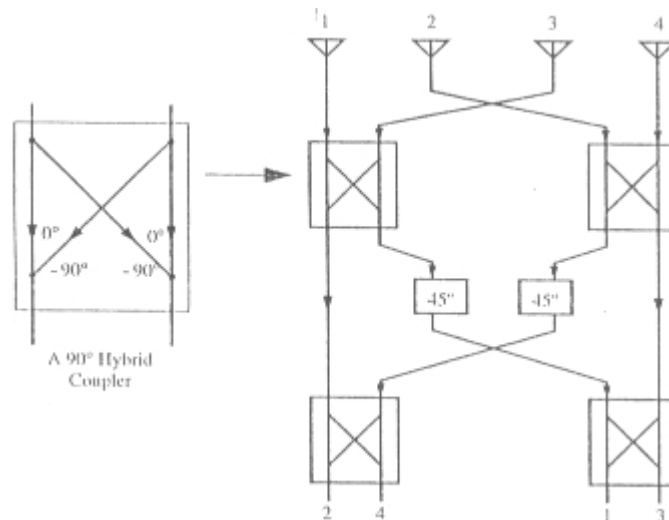
Η n -οστή έξοδος του BFN αντιστοιχεί σε ένα διάνυσμα συντελεστή βαρύτητας της διάταξης, που περιλαμβάνεται στη n -οστή στήλη του πίνακα T . Συχνά, ένα BFN χρησιμοποιείται για την παραγωγή M λοβών διαγράμματος ακτινοβολίας από M στοιχεία διάταξης. Ο $M \times M$ πίνακας ενός BFN (BeamForming Network Matrix - BFNM) δίνεται από

$$T = [w_0 w_1 \dots w_{M-1}] \quad (4.18)$$

Οι λοβοί του διαγράμματος ακτινοβολίας είναι κάθετοι μεταξύ τους, όταν το διάνυσμα του συντελεστή βαρύτητας που αντιστοιχεί σε κάθε λοβό είναι κάθετο με το διάνυσμα του συντελεστή βαρύτητας που αντιστοιχεί σε κάθε επόμενο λοβό. Εάν ο πίνακας T είναι $M \times M$, τότε το BFN έχει κάποιες ιδιαίτερες ιδιότητες, χρήσιμες και για τα switched beam συστήματα, αλλά και για την περίπτωση κατά την οποία ένα BFN ακολουθείται από ένα σύνολο adaptive array επεξεργαστών.

Τα συστήματα έξυπνων κεραιών, αντί να βασίζονται σε κάποιο fixed BFN, χρησιμοποιούν ένα σύνολο από adaptive array επεξεργαστές. Καθένας από τους επεξεργαστές αυτούς είναι ένα δίκτυο μεταβλητού-χρόνου (time variable network), το οποίο χρησιμοποιεί ένα διάνυσμα συντελεστή βαρύτητας $w_{k,i}$, για να εξάγει σήμα k σε χρόνο i . Όταν χρησιμοποιείται adaptive array επεξεργαστής, η χρήση ενός fixed BFN είναι προαιρετική. Εάν ο πίνακας BFN είναι $M \times M$, μπορεί αν αποδειχτεί ότι μια λύση που θα έδινε μια adaptive διάταξη χωρίς χρήση BFN, τώρα δίνεται και με τη χρήση BFN. Παρατηρούμε δηλαδή ότι το BFN όχι μόνο δεν υποβιβάζει την απόδοση ενός adaptive array επεξεργαστή, αλλά μπορεί και να τη βελτιώσει, παρέχοντας ένα

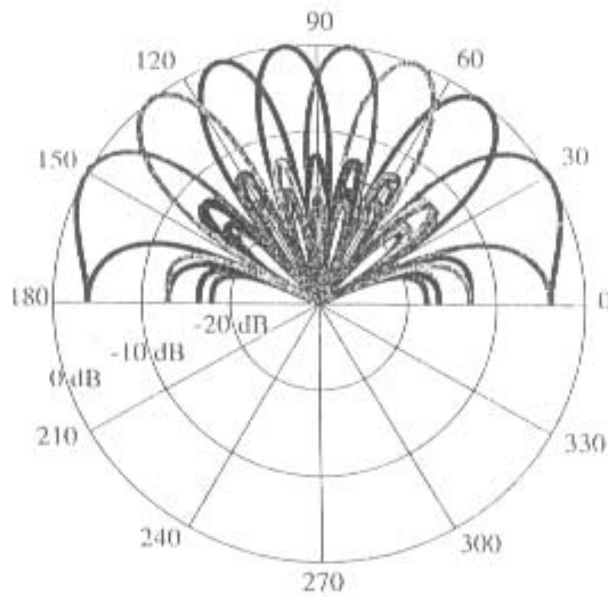
συγκεκριμένο αριθμό προεπιλεγμένων κατευθύνσεων στο πεδίο του χώρου (spatial pre-selection), στις οποίες οι παρεμβολές που λαμβάνονται από κατευθύνσεις διαφορετικές από εκείνη του επιθυμητού σήματος, εξαλείφονται πριν ακόμα φτάσουν στον adaptive array επεξεργαστή. Η μέθοδος αυτή μπορεί να μειώσει αισθητά το κόστος και τη δυσκολία εγκατάστασης adaptive array συστημάτων.



Σχήμα 4.6 : Butler διάγραμμα για τη δημιουργία προκαθορισμένων λοβών διαγράμματος ακτινοβολίας (fixed beamforming)
(Liberty & Rappaport, 1999)

	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4	Beam Direction	Inter-Element Phasing
Port 1	-45°	-180°	45°	-90°	138.6°	-135°
Port 2	0°	-45°	-90°	-135°	104.5°	-45°
Port 3	-135°	-90°	-45°	0°	75.5°	45°
Port 4	-90°	-45°	-180°	-45°	41.4°	135°

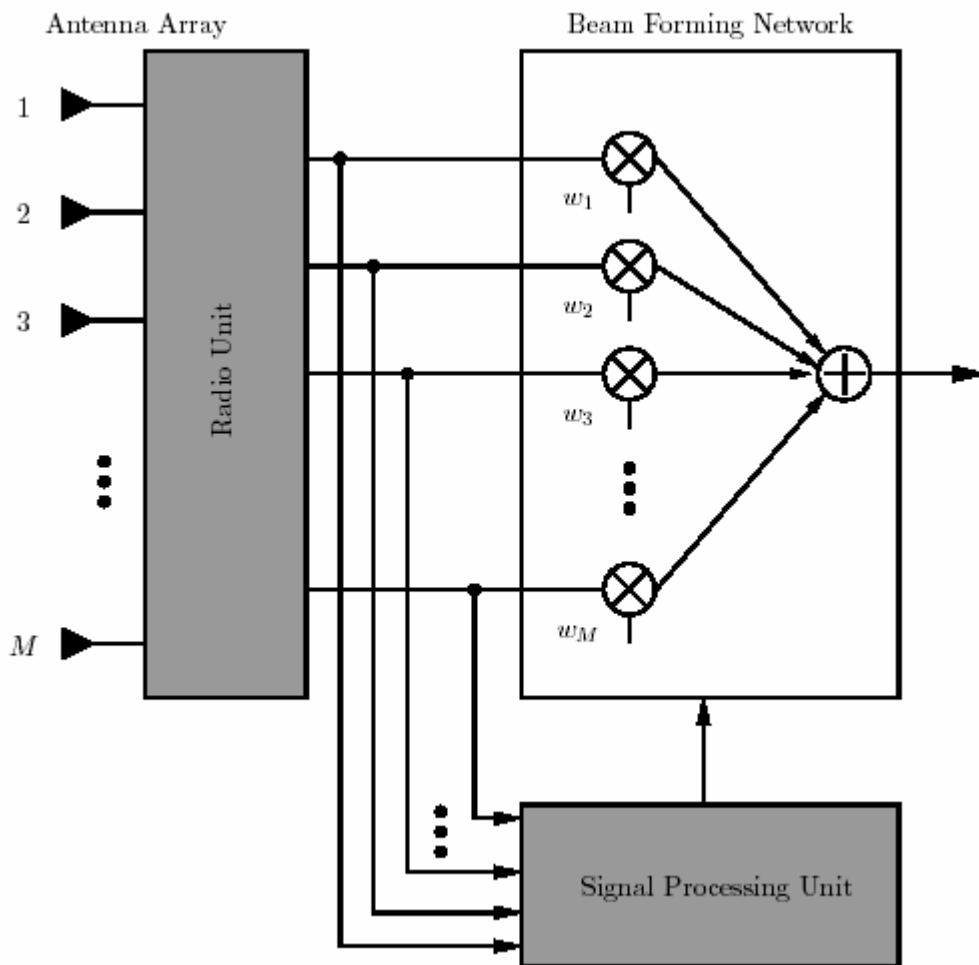
Πίνακας 4.1 : Πίνακας περιγραφής του Butler διαγράμματος, element phasing, beam direction και inter-element phasing
(Liberty & Rappaport, 1999)



Σχήμα 4.7 : Απεικόνιση ενός συνόλου οκτώ λοβών ακτινοβολίας που παρήχθησαν χρησιμοποιώντας ένα Fixed BeamForming Network με κάθετους λοβούς ακτινοβολίας. Παρατηρούμε ότι το μέγιστο των λοβών ακτινοβολίας του ενός διαγράμματος, αντιστοιχεί σε κενά σημεία του άλλου διαγράμματος) (Liberty & Rappaport, 1999)

4.5. ΕΞΥΠΙΝΗ ΚΕΡΑΙΑ ΔΕΚΤΗΣ (SMART ANTENNA RECEIVER)

Συνεχίζοντας τη μελέτη πάνω στις έξυπνες κεραίες, θα παρουσιάσουμε την λειτουργία μιας έξυπνης κεραίας ως δέκτη. Το σχήμα που ακολουθεί απεικονίζει τα στοιχεία του κομματιού λήψης μιας διάταξης έξυπνης κεραίας δέκτη, αποτελούμενης από M στοιχεία. Τα M σήματα συνδυάζονται - συνενώνονται σε ένα μοναδικό σήμα, το οποίο αποτελεί το σήμα εισόδου των υπολοίπων κομματιών του δέκτη (αποκωδικοποίηση καναλιών, κ.λπ.).



Σχήμα 4.8 : Τα επιμέρους τμήματα του κομματιού λήψης μιας διάταξης έξυπνης κεραίας δέκτη, αποτελούμενης από M στοιχεία.
(Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003)

Όπως δείχνει το σχήμα, το κομμάτι της λήψης μιας έξυπνης κεραίας αποτελείται από τέσσερις μονάδες. Εκτός από η ίδια την κεραία, περιέχει μια μονάδα radio unit, μια μονάδα δημιουργίας λοβού ακτινοβολίας (beamforming unit) και μια μονάδα επεξεργασίας σήματος.

Η διάταξη θα έχει συχνά έναν σχετικά χαμηλό αριθμό στοιχείων προκειμένου να αποφευχθεί υψηλή πολυπλοκότητα του κυκλώματος επεξεργασία σήματος. Η ραδιομονάδα αποτελείται από μια αλυσίδα μονάδων υποβάθμισης σήματος (down-conversion chains) και πολύπλοκους μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (A/D). Πρέπει να υπάρχουν M μονάδες υποβάθμισης σήματος, μία για κάθε ένα από τα στοιχεία της διάταξης.

Η μονάδα επεξεργασίας σήματος, με βάση το λαμβανόμενο σήμα, θα υπολογίσει τους σύνθετους συντελεστές βαρύτητας w_1, \dots, w_M με τους οποίους πολλαπλασιάζεται το λαμβανόμενο σήμα από κάθε ένα από τα στοιχεία της διάταξης. Αυτοί οι συντελεστές βαρύτητας θα αποφασίσουν για το διάγραμμα ακτινοβολίας των κεραιών στη uplink κατεύθυνση, την κατεύθυνση δηλαδή που ακολουθούν τα σήματα που φτάνουν από τους συνδρομητές στο σταθμό βάσης. Οι συντελεστές βαρύτητας μπορούν να βελτιστοποιηθούν βάσει δύο κριτηρίων: μεγιστοποίηση του λαμβανόμενου σήματος από τον επιθυμητό χρήστη (χρήση switched beam ή phased array), ή μεγιστοποίηση του SIR (Signal to Interference Ratio) με την καταστολή του σήματος από τις πηγές παρεμβολής (χρήση adaptive array). Θεωρητικά, με M στοιχεία κεραιών μπορεί κάποιος να εκμηδενίσει $M - 1$ πηγές παρεμβολών, αλλά λόγω της πολλαπλών διαδρομών διάδοσης του σήματος, αυτός ο αριθμός θα είναι πολύ μικρότερος.

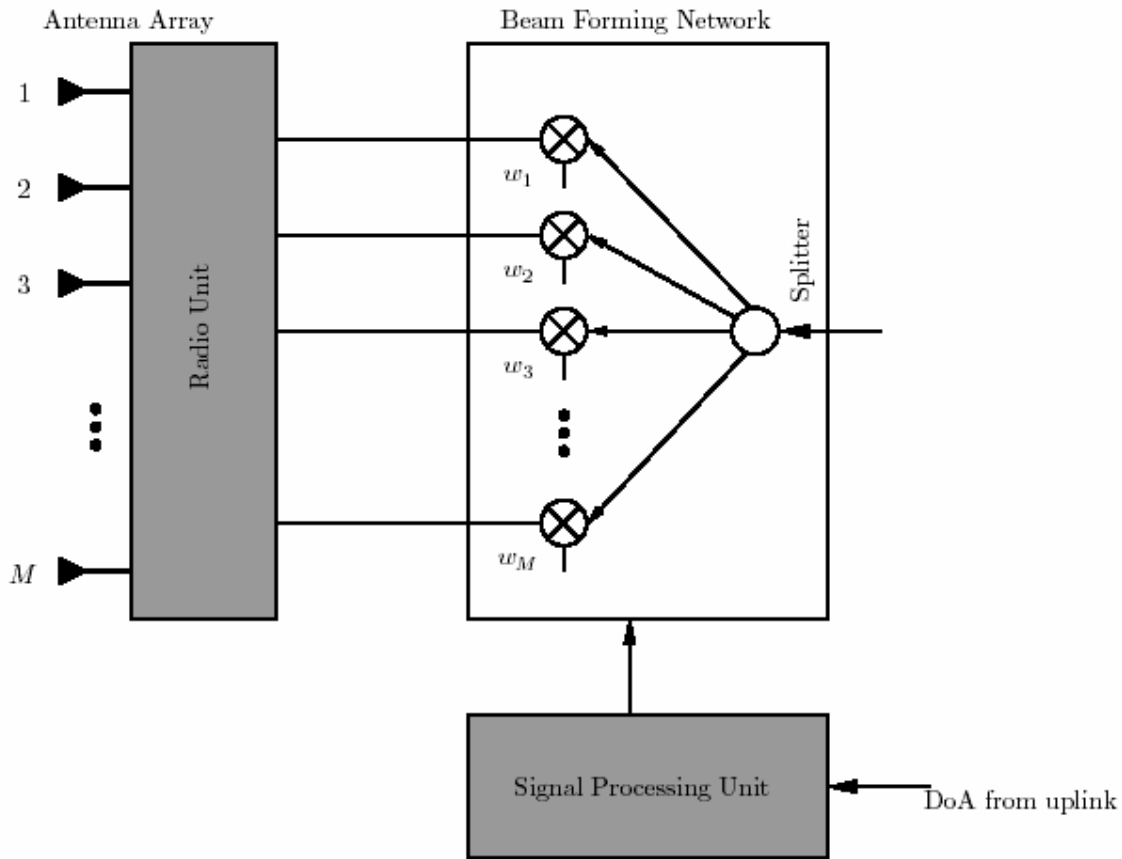
Η μέθοδος για τον υπολογισμό των συντελεστών βαρύτητας διαφέρει ανάλογα με τον τύπο κριτηρίου βελτιστοποίησης. Όταν χρησιμοποιείται switched beam διάταξη κεραιών, ο δέκτης θα εξετάσει όλα τα προκαθορισμένα διανύσματα των συντελεστών βαρύτητας (pre-defined weight vectors) (που αντιστοιχούν σε μια ομάδα λοβών ακτινοβολίας) και θα επιλέξει εκείνο που δίνει το μεγαλύτερης έντασης λαμβανόμενο σήμα. Εάν χρησιμοποιείται phased array διάταξη κεραιών, η οποία λειτουργεί κατευθύνοντας τον κύριο λοβό του διαγράμματος ακτινοβολίας προς τη μέγιστη συνιστώσα σήματος, πρώτα υπολογίζεται η κατεύθυνση άφιξης του σήματος (DoA) και μετά υπολογίζονται οι συντελεστές βαρύτητας.

Όταν ο σχηματισμός της δέσμης γίνεται ψηφιακά (μετά από έναν A/D μετατροπέα), η μονάδα σχηματισμού της δέσμης και της επεξεργασίας του σήματος μπορούν να ενσωματωθούν κανονικά στην ίδια μονάδα (Ψηφιακός Επεξεργαστής Σήματος, Digital Signal Processor, DSP). Ο διαχωρισμός των μονάδων στο σχήμα 4.8 έγινε για να διευκρινιστούν οι λειτουργίες (Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003).

4.6. ΕΞΥΠΝΗ ΚΕΡΑΙΑ ΠΟΜΠΟΣ (SMART ANTENNA TRANSMITTER)

Το κομμάτι πομπού της έξυπνης κεραιάς, είναι σχηματικά παρόμοιο με το κομμάτι λήψης. Μια απεικόνιση παρουσιάζεται στο σχήμα 4.9. Το σήμα είναι χωρισμένο σε M κλάδους, σε κάθε έναν εκ των οποίων αντιστοιχίζεται ένας σύνθετος συντελεστής βαρύτητας w_1, \dots, w_M στη μονάδα σχηματισμού της δέσμης. Οι συντελεστές βαρύτητας, θα αποφασίσουν για το διάγραμμα ακτινοβολίας στη downlink κατεύθυνση, την κατεύθυνση δηλαδή που ακολουθούν τα σήματα που φτάνουν από το

σταθμό βάσης στους συνδρομητές, τα οποία υπολογίζονται από πριν, μέσω της μονάδας επεξεργασίας σήματος.



Σχήμα 4.9 : Τα επιμέρους τμήματα του κομματιού εκπομπής μιας διάταξης έξυπνης κεραίας πομπού, αποτελούμενης από M στοιχεία.

(Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003)

Η ραδιομονάδα αποτελείται από τους D/A μετατροπείς και τις αλυσίδες μονάδων ενίσχυσης σήματος. Στην πράξη, κάποιιοι συντελεστές, όπως οι ίδιες οι κεραίες και ο Ψηφιακός Επεξεργαστής Σήματος, θα είναι φυσικά ίδιοι με εκείνους του δέκτη.

Η κύρια διαφορά μεταξύ uplink και downlink είναι ότι δεν γνωρίζουμε από πριν τη χωρική απόκριση των καναλιών στην downlink σύνδεση. Σε ένα time division duplex (TDD) σύστημα, ο κινητός σταθμός και σταθμός βάσης χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα φέροντος, με διαχωρισμό στο πεδίο του χρόνου. Σε αυτήν την περίπτωση οι συντελεστές βαρύτητας που έχουν υπολογιστεί για την uplink σύνδεση, θα είναι οι

βέλτιστοι για την downlink σύνδεση, εάν το κανάλι δεν αλλάξει κατά τη διάρκεια της μετάβασης από την uplink στη downlink μετάδοση. Εντούτοις, αυτό δεν μπορεί να αποτελέσει γενίκευση, τουλάχιστον όχι στα συστήματα όπου οι χρήστες αναμένονται να κινούνται με υψηλή ταχύτητα. Εάν χρησιμοποιείται σύστημα frequency division duplex (FDD), η uplink και η downlink σύνδεση είναι χωρισμένες κατά συχνότητα. Σε αυτήν την περίπτωση οι βέλτιστοι συντελεστές βαρύτητας, γενικά, δεν θα είναι οι ίδιοι, λόγω της άμεσης εξάρτησης της απόκρισης του καναλιού από τη συχνότητα.

Κατά συνέπεια το βέλτιστο beamforming κατά την downlink σύνδεση είναι δύσκολο να επιτευχθεί, και η πολύ συχνά προτεινόμενη τεχνική, είναι η γεωμετρική προσέγγιση του υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος (DoA). Η υπόθεση που κάνουμε είναι κατευθυντική αμοιβαιότητα (directional reciprocity), δηλαδή, η κατεύθυνση από την οποία το σήμα έφθασε στο σταθμό βάσης είναι η κατεύθυνση στην οποία το σήμα πρέπει να διαβιβαστεί για να φθάσει πίσω στο χρήστη. Η στρατηγική που χρησιμοποιείται από το σταθμό βάσης είναι ο υπολογισμός της κατεύθυνσης ή των κατευθύνσεων άφιξης από τις οποίες λαμβάνεται το κύριο μέρος του σήματος των χρηστών. Αυτή η κατεύθυνση χρησιμοποιείται στην downlink σύνδεση με την επιλογή των συντελεστών βαρύτητας w_1, \dots, w_M , έτσι ώστε το διάγραμμα ακτινοβολίας να είναι ένας λοβός (ή λοβοί) κατευθυνόμενος προς τον επιθυμητό χρήστη. Αυτό είναι παρόμοιο με τα Phased Array συστήματα. Επιπλέον, είναι δυνατό να τοποθετηθούν μηδενισμοί στην κατεύθυνση προς άλλους χρήστες έτσι ώστε η παρεμβολές που προκαλούν αυτοί οι χρήστες να ελαχιστοποιηθούν.

Πρέπει να τονιστεί ότι στην ανωτέρω αναφορά υποθέσαμε ότι οι παρεμβολείς που παρατηρούνται από τους σταθμούς βάσης, είναι κινητοί σταθμοί, και αντίστροφα οι παρεμβολείς που παρατηρούνται από τους κινητούς σταθμούς είναι σταθμοί βάσης. Αυτό σημαίνει ότι όταν ο σταθμός βάσης κατά την εκπομπή τοποθετεί μηδενισμούς στο διάγραμμα ακτινοβολίας στην κατεύθυνση των άλλων κινητών σταθμών εκτός του επιθυμητού, θα μειωθούν οι παρεμβολές. Όταν όμως, οι παρεμβολείς για έναν κινητό σταθμό είναι άλλοι κινητοί σταθμοί, τότε περιορίζεται σημαντικά η δυνατότητα μείωσης των φαινομένων παρεμβολής (Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003).

4.7. ΜΕΛΕΤΗ ΤΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΤΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

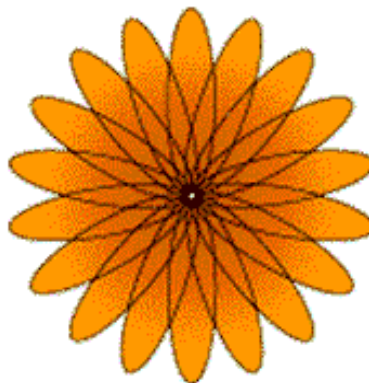
Όπως προαναφέραμε σε προηγούμενη παράγραφο, όπου κάναμε μια εισαγωγική παρουσίαση των έξυπνων κεραιών, τα συστήματα έξυπνων κεραιών είναι ταξινομημένα βάσει της στρατηγικής της εκπομπής του σήματός τους σε:

- **Switched Beam**
- **Dynamically phased arrays**
- **Adaptive antenna arrays**

4.7.1. Switched Beam Antennas Systems

Οι switched beam ή αλλιώς switched lobe διατάξεις κεραιών, είναι ένα σύνολο κατευθυντικών στοιχείων κεραιών, που αναπτύσσονται στους σταθμούς βάσης ενός κυττάρου. Έχουν μια βασική λειτουργία εναλλαγής μεταξύ διαφορετικών κατευθυντικών κεραιών ή προκαθορισμένων δεσμών ακτινοβολίας, μιας διάταξης κεραιών. Επιλέγεται η δέσμη που δίνει την καλύτερη απόδοση, συνήθως όσον αφορά τη στάθμη έντασης της ισχύος του λαμβανομένου σήματος. Τα δείγματα των διάφορων στοιχείων επιλέγονται περιοδικά, για να εξακριβωθεί ποιο έχει την καλύτερη λαμβανόμενη δέσμη.

Λόγω της υψηλότερης κατευθυντικότητας, έναντι μιας συμβατικής κεραίας, κάποια μικρή αύξηση του κέρδους επιτυγχάνεται. Μια τέτοια κεραία είναι ευκολότερο να εφαρμόσει στις υπάρχουσες δομές κυττάρων από ότι οι ποιο πολύπλοκες adaptive διατάξεις κεραιών, αλλά μας παρέχει μια περιορισμένη βελτίωση.



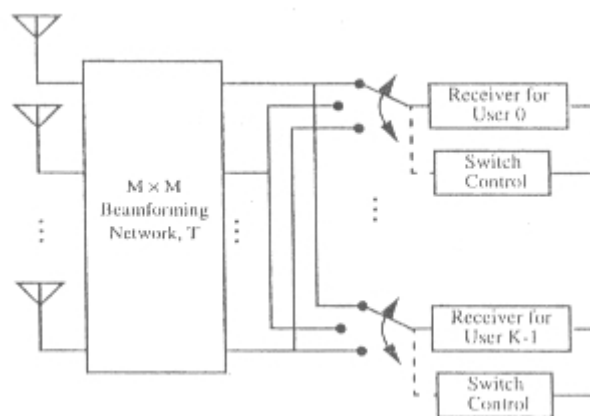
Σχήμα 4.10 : Άνω όψη του διαγράμματος ακτινοβολίας μιας switched beam κεραίας

(http://www.webproforum.com/smart_ant/topic03.html)

Οι switched beam διατάξεις κεραιών είναι μια γενικευμένη προσέγγιση της έννοιας του τεμαχισμού ενός κυττάρου. Υπάρχουν διάφορες προκαθορισμένες δέσμες που καλύπτουν την έκταση ενός κυττάρου και επιλέγεται εκείνη η δέσμη που δίνει το καλύτερο επίπεδο ισχύος του λαμβανομένου σήματος.

Δεδομένου ότι οι κεραιές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για εκπομπή και για λήψη, έχουμε τη δυνατότητα να τις χρησιμοποιήσουμε για τη μετάδοση πληροφοριών προς την κινητή μονάδα που βρίσκεται στην διεύθυνση μιας δέσμης. Η κατευθυντική εκπομπή και λήψη συντελούν δραστικά στη μείωση των παρεμβολών, στη μεγαλύτερη κάλυψη και στη μεγαλύτερη χωρητικότητα του εκάστοτε δικτύου που χρησιμοποιεί switched beam διατάξεις κεραιών (Al-Jazzar & Radhakrishnan, 2000).

Στα συστήματα έξυπνων κεραιών, τα οποία χρησιμοποιούν ένα δίκτυο δημιουργίας προκαθορισμένων λοβών διαγράμματος ακτινοβολίας (fixed beamforming network, BFN), χρησιμοποιείται ένα είδος διακόπτη για την επιλογή της καλύτερης δέσμης με σκοπό τη λήψη ενός συγκεκριμένου σήματος. Το switched beam σύστημα που απεικονίζεται στο σχήμα 4.11, είναι εύκολο να υλοποιηθεί, μιας και απαιτεί ένα μόνο BFN, ένα διακόπτη (RF switch) και ένα είδος λογικού ελέγχου για την επιλογή μιας συγκεκριμένης δέσμης. Επιλέγοντας μια από τις εξόδους, χρησιμοποιείται ένα από τα M προκαθορισμένα διανύσματα των συντελεστών βαρύτητας. Για κάθε δέκτη γίνεται διαφορετική επιλογή δέσμης, βάσει ενός μηχανισμού που εξαρτάται από το σύστημα το οποίο και θα χρησιμοποιηθεί (FDMA, CDMA, TDMA).



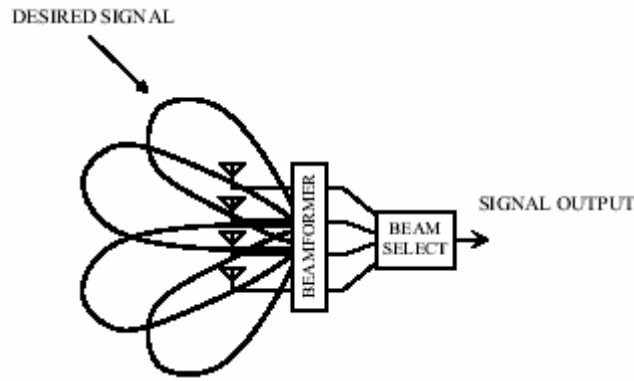
Σχήμα 4.11 : Ένα switched beam δίκτυο που χρησιμοποιεί ένα beamforming δίκτυο, με σκοπό να παράγει M -δέσμες από M -στοιχεία κεραιών (Liberty & Rappaport, 1999).

Τα switched beam συστήματα κεραιών, παρέχουν όλα τα πλεονεκτήματα των εξειδικευμένων συστημάτων κεραιών, αποφεύγοντας όμως τις περίπλοκες και ακριβές υλοποιήσεις. Υπάρχουν όμως αρκετοί περιορισμοί στην εφαρμογή των switched beam συστημάτων. Αρχικά τα συστήματα αυτά δεν μπορούν να αποφύγουν τα ανεπιθύμητα σήματα που λαμβάνονται μαζί με εκείνα των επιθυμητών χρηστών από την κατεύθυνση άφιξης (Direction Of Arrival DOA). Επίσης, τα συστήματα τα οποία βασίζονται σε ένα fixed BFN, είναι πιο ευάλωτα στο να επηρεαστούν από τα σήματα που φτάνουν στο δέκτη μέσω διαφορετικών πολλαπλών διαδρομών (multipath components), από ότι τα adaptive συστήματα. Τα switched beam συστήματα κεραιών δεν έχουν τη δυνατότητα διαίρεσης ενός μονοπατιού επικοινωνίας πομπού-δέκτη, ούτως ώστε να μπορούν να στείλουν ταυτόχρονα πολλαπλές πληροφορίες, και τέλος η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος αλλάζει καθώς ο χρήστης μετακινείται μέσα στην περιοχή κάλυψης μιας δέσμης ακτινοβολίας εξαιτίας του φαινομένου του scalloping. Το scalloping είναι η μείωση του διαγράμματος ακτινοβολίας συναρτήσει της γωνίας, καθώς η DOA ποικίλει στα διάφορα σημεία κάθε δέσμης που παράγει ένα BFN. Συνήθως ένα BFN παράγει δέσμες οι οποίες διασταυρώνονται στο σημείο των 4dB, οπότε η ισχύς του σήματος ενός συνδρομητή διαφέρει καθώς εκείνος μετακινείται από το σημείο του κέντρου μιας δέσμης του διαγράμματος και του μεγίστου σημείου της ίδιας της δέσμης.

Παρά όμως τα μειονεκτήματά τους, τα switched beam συστήματα είναι αρκετά δημοφιλή μιας και είναι απλά στην υλοποίησή τους, φτηνά στην κατασκευή τους και παρέχουν αύξηση της ακτίνας κάλυψης ενός δικτύου που χρησιμοποιεί συμβατικές κεραιές (Liberty & Rappaport, 1999).

4.7.2. Dynamically phased array

Οι phased διατάξεις κεραιών, ή αλλιώς οι κεραιές πολλαπλών λοβών (multibeam antenna), αποτελούνται είτε από έναν αριθμό προκαθορισμένων λοβών ακτινοβολίας, από τους οποίους ένας θα είναι πάντα στραμμένος προς την κατεύθυνση του επιθυμητού σήματος, είτε από έναν μονό λοβό (διαμορφωμένο μόνο από την προσαρμογή της φάσης, μεταβάλλοντας την τιμή των διανυσμάτων των συντελεστών βαρύτητας) στραμμένο προς την κατεύθυνση του επιθυμητού σήματος (Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003).



Σχήμα 4.12 : Απεικόνιση μιας phased διάταξης κεραιών (Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003).

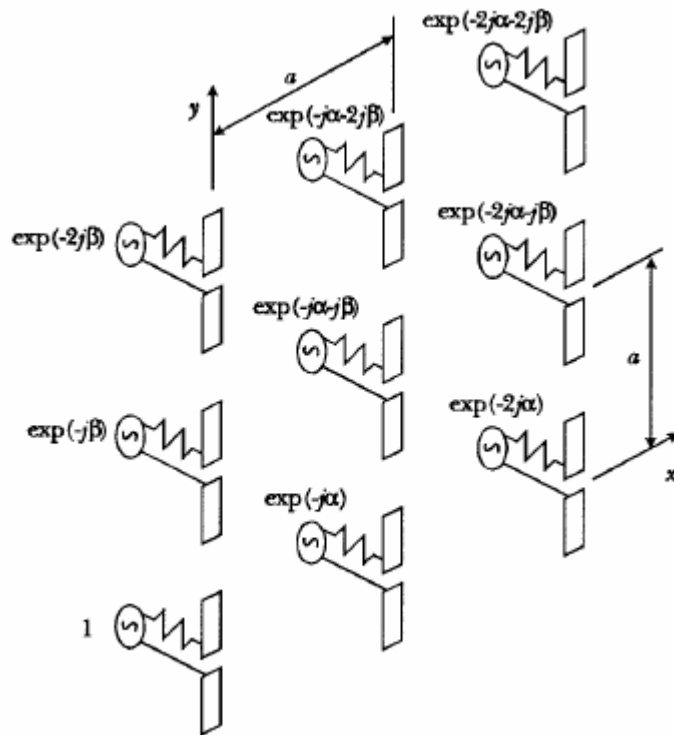
Οι phased διατάξεις κεραιών χρησιμοποιούνται ευρέως σε συστήματα ραδιοεντοπισμού (radiolocation systems), σε συστήματα ηχοβολιστικά (sonar systems) και σε συστήματα επεξεργασίας σεισμικών σημάτων (seismic signals). Αποτελούν συστήματα που ενσωματώνουν υψηλή ευαισθησία (εντοπισμός δηλαδή ασθενών σημάτων) και υψηλή χωρική επιλεκτικότητα (ικανότητα δηλαδή να διαχωρίζουν το επιθυμητό σήμα ανάμεσα σε άλλα), στοιχεία απαραίτητα για τον εντοπισμό της θέσης των πηγών σήματος. Υπάρχουν πολλά και διάφορα μοντέλα υλικής και λογισμικής υλοποίησης phased διατάξεων κεραιών. Γενικά, ο χειρισμός των σημάτων υποδηλώνει το άθροισμα του συνόλου του πολλαπλασιασμού ενός σύνθετου σήματος $\tilde{A}(t)_i$ του κάθε ενός από τα i -τοποθετημένα στοιχεία της phased διάταξης, επί ενός σύνθετου παράγοντα \tilde{K}_i

$$\tilde{S} = \sum_{i=1}^N \tilde{A}(t)_i \tilde{K}_i \quad (4.19)$$

όπου \tilde{S} το αποτέλεσμα της άθροισης και i το εκάστοτε στοιχείο της διάταξης που παίρνει τιμές από $i=1,2,\dots,N$.

Ορίζοντας διαφορετικές τιμές για το \tilde{K}_i , οι οποίες κάθε φορά εξαρτώνται από τη φύση του προβλήματος που καλούμαστε να επιλύσουμε, έχουμε τη δυνατότητα να καθορίσουμε τις παραμέτρους που προσδιορίζουν την ευαισθησία και την επιλεκτικότητα μιας phased διάταξης κεραιών (Afraimovich, Kosogorov, & Leonovich, 2000).

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε μια επίπεδη τετραγωνική phased διάταξη κεραιών, όπως αυτή του σχήματος που ακολουθεί.



Σχήμα 4.13 : Επίπεδη τετραγωνική phased διάταξη κεραιών
(De Lisio, Weikle II, & Rutledge, 1998)

Όταν ο αριθμός των στοιχείων της διάταξης είναι μεγάλος, η συμπεριφορά τους είναι πανομοιότυπη, με εξαίρεση κάποια περιφερειακά στοιχεία. Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων και στον x και στον y άξονα είναι a. Τα στοιχεία της διάταξης διεγείρονται από γεννήτριες με εσωτερική σύνθετη αντίσταση Z_g . Όλες οι γεννήτριες έχουν την ίδια τιμή πλάτους, αλλά διαφέρουν στην τιμή της φάσης. Η προοδευτική καθυστέρηση φάσης μεταξύ των γειτονικών γεννητριών είναι α στην x-κατεύθυνση και β στην y-κατεύθυνση.

Η κύρια δέσμη της phased διάταξης, θα παρουσιάζει μέγιστο στην κατεύθυνση σάρωσης (scan direction) που δίνεται από :

$$\sin\theta \cdot \cos\varphi = \frac{\alpha \cdot \lambda_0}{2 \cdot \pi \cdot a} \quad (4.20)$$

$$\sin\theta \cdot \sin\varphi = \frac{\beta \cdot \lambda_0}{2 \cdot \pi \cdot a} \quad (4.21)$$

όπου λ_0 το μήκος κύματος στον κενό χώρο.

Οι φάσεις α και β ορίζονται από $-\pi$ έως $+\pi$ ακτίνια, αλλά η γωνία σάρωσης της κύριας δέσμης, ορίζεται μόνο όταν ικανοποιείται η σχέση

$$\left(\frac{\alpha \cdot \lambda_0}{2 \cdot \pi \cdot a}\right)^2 + \left(\frac{\beta \cdot \lambda_0}{2 \cdot \pi \cdot a}\right)^2 \leq 1 \quad (4.22)$$

Για καθυστερήσεις φάσεων που δεν πληρούν τη σχέση, η κύρια δέσμη ακτινοβολίας δεν θα είναι ορατή.

Κάθε γεννήτρια της διάταξης, βλέπει την ίδια σύνθετη αντίσταση κεραίας. Αυτή η σύνθετη αντίσταση, αποτελεί συνάρτηση των καθυστερήσεων των φάσεων και συχνά αποκαλείται ‘η ενεργός σύνθετη αντίσταση της διάταξης’ $Z(\alpha, \beta)$. Ακόμη ορίζουμε έναν ενεργό συντελεστή ανάκλασης

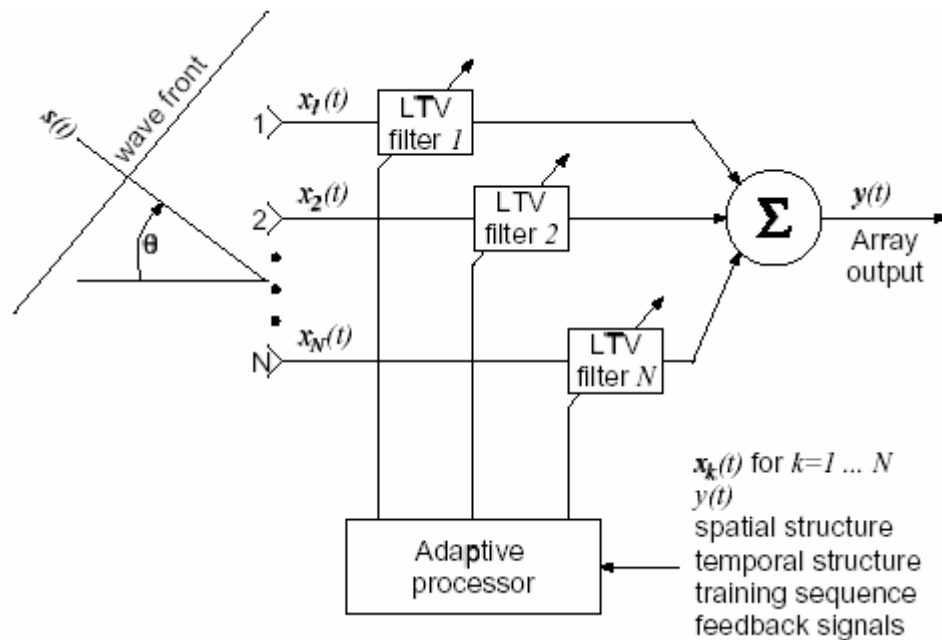
$$\rho(\alpha, \beta) = \frac{Z(\alpha, \beta) - Z_g}{Z(\alpha, \beta) + Z_g} \quad (4.23)$$

βασισμένο στη σύνθετη αντίσταση γεννήτριας (complex generator impedance) Z_g . Όπως προαναφέραμε για καθυστερήσεις φάσεων που δεν πληρούν την σχέση 4.22, δεν έχουμε ορατή δέσμη ακτινοβολίας και ο συντελεστής $|\rho(\alpha, \beta)|$ είναι μονάδα, πράγμα που σημαίνει ότι η ενεργός σύνθετη αντίσταση της διάταξης $Z(\alpha, \beta)$ είναι καθαρά υποθετική (De Lisio, Weikle II, & Rutledge, 1998).

4.7.3. Adaptive Antennas Arrays

Οι adaptive διατάξεις κεραιών μπορούν να θεωρηθούν το ‘εξυπνότερο’ από τα τρία είδη έξυπνων κεραιών. Μια adaptive διάταξη κεραιών, είναι ένα σύνολο από στοιχεία κεραιών που μπορούν να προσαρμόσουν το διάγραμμα ακτινοβολίας τους ανάλογα με τις ανάγκες του περιβάλλοντός τους. Κάθε κεραία της διάταξης συνδέεται με ένα συντελεστή βαρύτητας, ο οποίος ανανεώνεται ‘προσαρμοστικά’ έτσι ώστε το κέρδος του σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση οπτικής επαφής να μεγιστοποιείται, ενώ εκείνο της κατεύθυνσης που αντιστοιχεί σε σήματα παρεμβολών, να ελαχιστοποιείται. Με άλλα λόγια, αλλάζουν το διάγραμμα ακτινοβολίας ή λήψης των κεραιών τους δυναμικά, ούτως ώστε να προσαρμοστούν στις εναλλαγές του θορύβου του καναλιού, αλλά και στις παρεμβολές, με απώτερο στόχο να βελτιωθεί ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR signal to noise ratio) ενός επιθυμητού σήματος. Αυτή η διαδικασία είναι επίσης γνωστή ως ‘adaptive beamforming’ ή ‘digital beamforming’ (Stevanovic, Skrivervik, & Mosig, 2003).

Τα βασικά στοιχεία που απαρτίζουν ένα adaptive σύστημα έξυπνης κεραίας, απεικονίζονται στο σχήμα που ακολουθεί.



Σχήμα 4.14 : Λογικό διάγραμμα λειτουργίας μιας N-στοιχείων adaptive διάταξης έξυπνης κεραίας)

(De Lisio, Weikle II, & Rutledge, 1998).

Μια adaptive έξυπνη κεραία αποτελείται από την αισθητήρια διάταξη (sensor array), το δίκτυο δημιουργίας του διαγράμματος ακτινοβολίας της διάταξης (pattern-forming network), και τον adaptive επεξεργαστή.

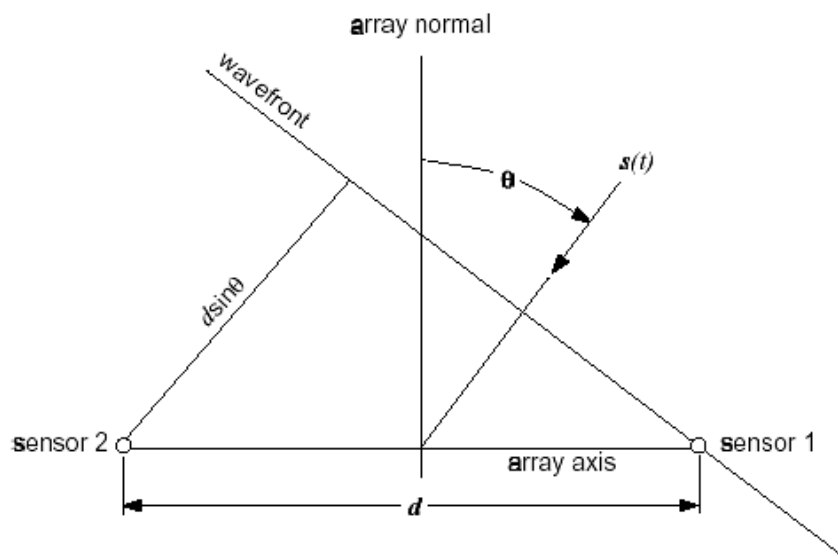
Sensor Array: η αισθητήρια διάταξη αποτελείται από N αισθητήρες, σχεδιασμένους για λήψη αλλά και για αποστολή σημάτων. Η διάταξη κεραιών που θα χρησιμοποιηθεί, μπορεί να είναι είτε γραμμική, είτε κυκλική, είτε επίπεδη.

Patternforming Network: η έξοδος του κάθε ενός εκ των αισθητήρων της διάταξης, οδηγείται στο δίκτυο δημιουργίας του διαγράμματος ακτινοβολίας της διάταξης, όπου και θα επεξεργαστεί από Γραμμικά Φίλτρα Βάσης Χρόνου (Linear time-variant filters LTV). Τα φίλτρα αυτά είναι εκείνα που θα καθορίσουν το κατευθυντικό διάγραμμα της adaptive κεραίας (με τον όρο κατευθυντικό διάγραμμα εννοούμε τη σχετική ευαισθησία που παρουσιάζει η διάταξη, ανταποκρινόμενη σε σήματα μιας συγκεκριμένης συχνότητας, τα οποία προέρχονται από διαφορετικές κατευθύνσεις). Οι έξοδοι των LTV φίλτρων αθροίζονται με σκοπό να σχηματιστεί η

συνολική έξοδος της διάταξης $y(t)$. Οι σύνθετοι συντελεστές βαρύτητας των LTV φίλτρων καθορίζονται από τον adaptive επεξεργαστή.

Adaptive επεξεργαστής: ο adaptive επεξεργαστής καθορίζει τους σύνθετους συντελεστές βαρύτητας του δικτύου δημιουργίας του διαγράμματος ακτινοβολίας της διάταξης.

Την αρχή λειτουργίας μιας adaptive έξυπνης κεραίας, θα την μελετήσουμε παραθέτοντας ένα απλό παράδειγμα, όπου η αισθητήρια διάταξη θα είναι μια ομοιόμορφη γραμμική διάταξη κεραιών (Uniform Linear Array ULA), αποτελούμενη από δύο όμοιους ομοιοκατευθυντικούς αισθητήρες, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 4.15 : Ομοιόμορφη γραμμική αισθητήρια διάταξη κεραιών, αποτελούμενη από δύο στοιχεία αισθητήρων

(De Lisio, Weikle II, & Rutledge, 1998)

Ας υποθέσουμε λοιπόν ότι μια απομακρυσμένη από την κεραία μας κινητή μονάδα, παράγει ένα σήμα $s(t)$, το οποίο φτάνει στη διάταξή μας με τη μορφή επιπέδου κύματος.

Εάν η τιμή της γωνίας θ , του σχήματος 4.15, είναι διαφορετική του μηδενός, τότε ο αισθητήρας 2 θα λάβει το σήμα με μια καθυστέρηση χρόνου

$$\tau = \frac{d \cdot \sin \theta}{u} \quad (4.24)$$

όπου d η απόσταση μεταξύ των αισθητήρων και u η ταχύτητα του επιπέδου κύματος.

Εάν το $s(t)$ είναι ένα στενής ζώνης σήμα, με συχνότητα φέροντος f_0 , τότε η χρονική καθυστέρηση τ αντιστοιχεί σε μετατόπιση φάσης

$$\varphi = \frac{2 \cdot \pi \cdot d}{\lambda_0} \cdot \sin\theta \quad (4.25)$$

όπου λ_0 το μήκος κύματος που αντιστοιχεί σε συχνότητα φέροντος

$$\lambda_0 = \frac{u}{f_0} \quad (4.26)$$

Ας υποθέσουμε τώρα πως ένα δεύτερο σήμα, σήμα παρεμβολής, $\eta(t)$, με ίδια συχνότητα φέροντος με εκείνη του επιθυμητού σήματος, προσκρούει στη διάταξη. Οι διευθύνσεις των σημάτων $s(t)$ και $\eta(t)$ είναι 0 ακτίνια και $\pi/6$ μοίρες αντίστοιχα. Ο σκοπός της adaptive έξυπνης κεραίας, είναι να εκμηδενίσει το παρεμβαλλόμενο σήμα, ούτως ώστε η έξοδος μας να είναι μόνο το $s(t)$.

Στο παράδειγμά μας το δίκτυο δημιουργίας του διαγράμματος ακτινοβολίας, περιλαμβάνει μόνο δύο συντελεστές βαρύτητας, $w_1 = w_{1,1} + jw_{1,2}$ και $w_2 = w_{2,1} + jw_{2,2}$ για τον έλεγχο των διαγραμμάτων των δύο στοιχείων της διάταξης, οπότε η έξοδος της διάταξης βάσει του σήματος $s(t)$ γίνεται

$$s(t) \left[(w_{1,1} + w_{2,1}) + j(w_{1,2} + w_{2,2}) \right] \quad (4.27)$$

Για απόσταση μεταξύ των στοιχείων $d = \frac{\lambda_0}{2}$, το παρεμβαλλόμενο σήμα $\eta(t)$ προκαλεί μια καθυστέρηση φάσης $\pi/2$ στον αισθητήρα 2, κοιτάζοντας από τη σκοπιά του αισθητήρα 1. Έτσι η έξοδος της έξυπνης κεραίας λόγω του $\eta(t)$ γράφεται ως :

$$\eta(t) \cdot e^{\left(\frac{j\pi}{4}\right)(w_{1,1} + jw_{1,2})} + \eta(t) \cdot e^{\left(-\frac{j\pi}{4}\right)(w_{2,1} + jw_{2,2})} \quad (4.28)$$

Για να έχουμε έξοδο διάταξης ίση με το $s(t)$ πρέπει :

$$\begin{aligned}
 w_{1,1} + w_{2,1} &= 1 \\
 w_{1,2} + w_{2,2} &= 0 \\
 w_{1,1} - w_{1,2} + w_{2,1} + w_{2,2} &= 0 \\
 w_{1,1} + w_{1,2} - w_{2,1} + w_{2,2} &= 0
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

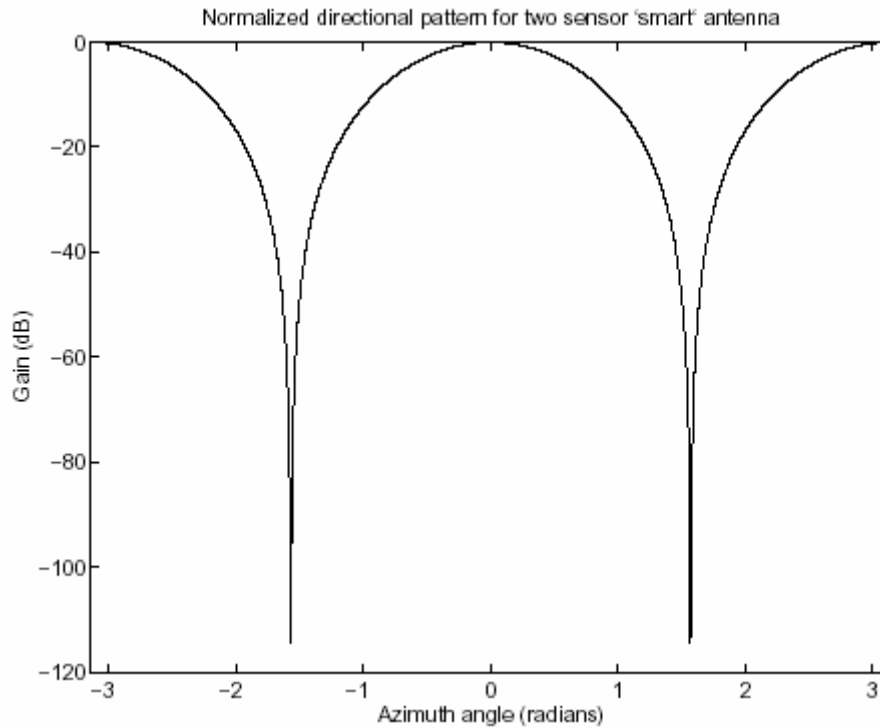
Λύνοντας το σύστημα έχουμε

$$w_{1,1} = \frac{1}{2}, \quad w_{1,2} = \frac{1}{2}, \quad w_{2,1} = \frac{1}{2}, \quad w_{2,2} = -\frac{1}{2} \tag{4.30}$$

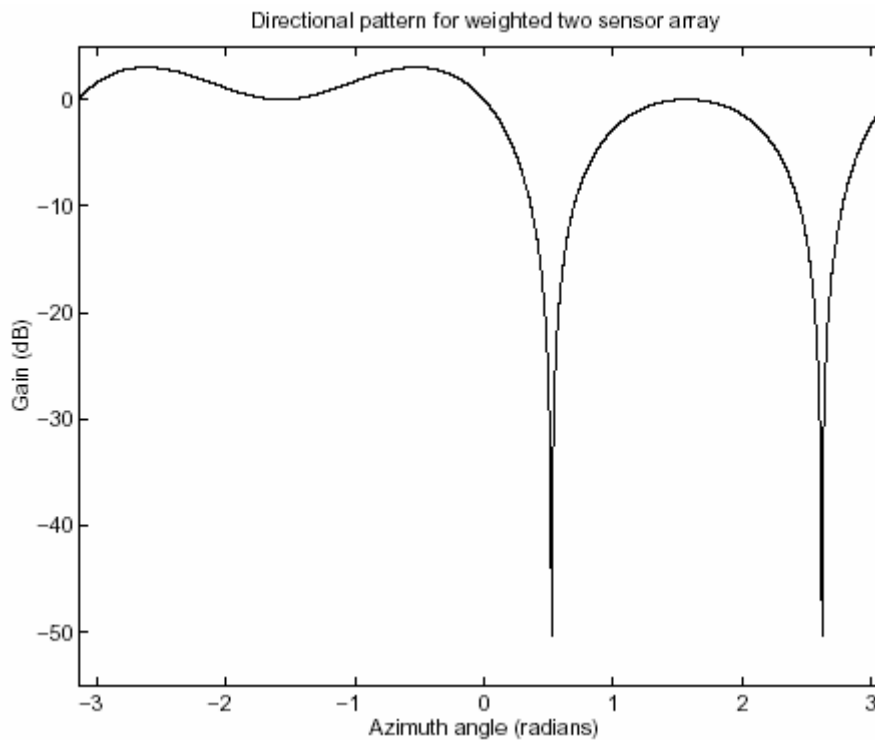
Το κανονικοποιημένο κατευθυντικό διάγραμμα σε dB για μια N-στοιχείων ομοιόμορφη γραμμική διάταξη κεραιών με LTV φίλτρα, δίδεται από :

$$G(\theta) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\left| \sum_{k=0}^{N-1} w_k \cdot \exp\left(\frac{j2\pi k d \cdot \sin\theta}{\lambda_0} \right) \right|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{w}} \right\} \tag{4.31}$$

Στη συνέχεια θα παραθέσουμε δύο σχήματα που αφορούν το κατευθυντικό διάγραμμα της διάταξης. Στο σχήμα 4.15, απεικονίζεται το κανονικοποιημένο κατευθυντικό διάγραμμα της adaptive κεραιάς δύο αισθητήρων, χωρίς χρήση συντελεστών βαρύτητας στο δίκτυο δημιουργίας του διαγράμματος ακτινοβολίας. Στο σχήμα 4.16, φαίνεται καθαρά ο τρόπος με τον οποίο το κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας προσαρμόζεται όταν χρησιμοποιούνται οι συντελεστές βαρύτητας που μελετήσαμε. Βλέπουμε λοιπόν ότι το διάγραμμα μηδενίζεται ακριβώς στην αζυμουθιακή γωνία των $\pi/6$ ακτινίων, την διεύθυνση δηλαδή όπου βρίσκεται ο παρεμβολέας. Επιπλέον στα 0 ακτίνια βλέπουμε πως δεν υπάρχει καμία εξασθένιση σήματος στη διεύθυνση του επιθυμητού σήματος.



Σχήμα 4.15 : Το κανονικοποιημένο κατευθυντικό διάγραμμα της adaptive κεραίας δύο αισθητήρων χωρίς χρήση συντελεστών βαρύτητας στο δίκτυο δημιουργίας του διαγράμματος ακτινοβολίας (Baltersee, 1998).



Σχήμα 4.16 : Το διάγραμμα της adaptive κεραίας δύο αισθητήρων με χρήση συντελεστών βαρύτητας στο δίκτυο δημιουργίας του διαγράμματος ακτινοβολίας (Baltersee, 1998).

Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι οι adaptive διατάξεις έξυπνων κεραιών είναι ικανές να διαχωρίσουν το επιθυμητό σήμα $s(t)$ από το σήμα παρεμβολής $\eta(t)$ (Balstersee, 1998).

4.8. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Τα μεγαλύτερα ασύρματα ψηφιακά κυτταρικά συστήματα σε λειτουργία σήμερα είναι τα Pan- European Global System for Mobile communications (GSM) και η προέκταση του DCS-1800, το ιαπωνικό σύστημα PDC, που χρησιμοποιεί πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (TDMA) καθώς και το βορειοαμερικανικό σύστημα IS-95 με πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα(CDMA). Αυτά τα ψηφιακά συστήματα παρέχουν σημαντικές βελτιώσεις χωρητικότητας και απόδοσης σε κινητά συστήματα πρώτης γενιάς, τα οποία και είναι αναλογικά. Σε όλα αυτά τα συστήματα οι διατάξεις κεραιών με χωρική επεξεργασία (spatial processing) μπορούν να παρέχουν ουσιαστική επιπρόσθετη βελτίωση.

Οι έρευνες πάνω σε προσαρμοστικές διατάξεις κεραιών (adaptive antennas arrays) για κυτταρικά συστήματα, χρονολογούνται από τις αρχές μέχρι και τα μέσα της δεκαετίας του 1980, αλλά η έρευνα και η ανάπτυξη των προσαρμοστικών και έξυπνων κεραιών έχει εντατικοποιηθεί μόλις τα τελευταία χρόνια. Το 1995 η Nortel παρουσίασε την τεχνολογία των έξυπνων κεραιών για τα συστήματα PCS-1900. Εταιρίες όπως η NETWAVE και η ArrayComm, παρουσίασαν παρόμοια τεχνολογία, καθώς επίσης και το ερευνητικό έργο TSUNAMI της European Advanced Communications Technologies and Services (ACTS) που μελετά την χρήση προσαρμοστικών (adaptive) κεραιών για τα ασύρματα συστήματα 3^{ης} γενιάς. Τα εμπορικά προϊόντα συμπεριλαμβάνουν :

- (α) μια έξυπνη κεραία τετραπλής δέσμης (four beam) ενσωματωμένη σε έναν σταθμό βάσης GSM, που κατασκευάστηκε από την Nortel
- (β) επεξεργασία προσαρμοστικής διάταξης (adaptive-array processing) η οποία χρησιμοποιεί δυο κεραίες σταθμούς βάσης, κατασκευασμένο από την Ericsson και ενσωματωμένο στο σταθμό βάσης IS-136 και
- (γ) διάταξη προσαρμοστικών κεραιών (adaptive-array antenna) σε ήδη υπάρχοντες σταθμούς βάσης που χρησιμοποιήθηκαν από το DDI-Pocket Telephone (DDI-P) στο μεγαλύτερο δίκτυο Personal Handyphone System (PHS) στην Ιαπωνία από την ArrayComm, κ.α.

Σε ένα IS-136 TDMA σύστημα η 14-συμβολών ακολουθία συγχρονισμού που βρίσκεται σε κάθε χρονοθυρίδα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καθορίσει τους συντελεστές βαρύτητας των προσαρμοστικών διατάξεων. Ωστόσο επειδή με γρήγορη εξασθένιση του σήματος (rapid fading) στο κανάλι, οι συντελεστές βαρύτητας μπορεί να αλλάξουν σημαντικά στην διάρκεια μιας χρονοθυρίδας, τα συστήματα σταθμών προσαρμοστικών διατάξεων πρέπει να επαναυπολογίσουν τους συντελεστές βαρύτητας κάθε συμβόλου. Εξαιτίας του υψηλότερου ρυθμού παροχής δεδομένων στο TDMA σύστημα GSM/DCS-1800, ο ισοσταθμιστής (equalizer) πρέπει να λειτουργεί με μια επαναλαμβανόμενη καθυστέρηση (delay spread) σε διάφορα σύμβολα και για αυτό το λόγο είναι πιο πολύπλοκος από εκείνο του συστήματος IS-136. Ευτυχώς σε τυπικούς ρυθμούς εξασθένισης των σημάτων μέσα σε ένα περιβάλλον κινητών επικοινωνιών, το κανάλι δεν αλλάζει σημαντικά στη διάρκεια μίας χρονοθυρίδας, και ο equalizer και οι συντελεστές βαρύτητας των adaptive arrays χρειάζεται να υπολογιστούν μόνο μια φορά σε κάθε πλαίσιο (frame), (μια 26-συμβολών ακολουθία βρίσκεται σε κάθε χρονοθυρίδα). Τα πράγματα είναι πιο απλά σε ένα IS-95 CDMA σύστημα όπου ένας RAKE δέκτης, ο οποίος συνδυάζει καθυστερημένες εκδόσεις (delayed versions) του CDMA σήματος ξεπερνά το πρόβλημα του delay spread. Οι CDMA κώδικες μπορούν να παρέχουν το σήμα αναφοράς για τον υπολογισμό των adaptive array συντελεστών βαρύτητας.

Έχει δειχθεί ότι οι adaptive διατάξεις κεραιών παρέχουν ένα καλύτερο εύρος κάλυψης από ότι οι switched-beam διατάξεις κεραιών. Εφόσον οι switched beam κεραιές απαιτούν μικρότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα, ιδιαίτερα όσον αφορά στην ανίχνευση των σταθμισμένων δεσμών ακτινοβολίας (weight/beam tracking), φαίνεται ότι είναι προτιμότερες για το CDMA. Σε αντίθεση οι adaptive διατάξεις κεραιών είναι καταλληλότερες για TDMA εφαρμογές σε περιβάλλον με μεγάλο γωνιακό εύρος (angular spread).

Στα CDMA συστήματα η χωρητικότητα (ορισμένη σαν τα bits ανά second, ανά hertz, ανά σταθμό βάσης) εξαρτάται από το εύρος του κέρδους (spreading gain) και τον αντίστοιχο αριθμό από συγκαναλικούς παρεμβολείς ίδιας ισχύος. Αν και οι adaptive arrays μπορούν να παρέχουν αντίστοιχη εξάλειψη των παρεμβολών, χρησιμοποιώντας μηδενισμούς (nulls) στην διεύθυνση των παρεμβολέων, δεν λειτουργούν σωστά όταν ο αριθμός των παρεμβολέων είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των στοιχείων των διατάξεων των κεραιών. Για αυτό το λόγο οι switched-beam κεραιές προτιμώνται γενικά σε συστήματα CDMA. Από την άλλη όμως σε TDMA συστήματα, μιας και

υπάρχουν λιγότεροι παρεμβολείς, οι adaptive arrays μπορούν να εξαλείψουν τους ισχυρούς παρεμβολείς με λίγες μόνο κεραίες. Μια διάταξη M-στοιχείων μπορεί να επιτρέψει περισσότερο από M-φορές την αύξηση της χωρητικότητας (ανεξάρτητα του γωνιακού εύρους). Αποτελέσματα με χρήση H/Y δείχνουν ότι μια adaptive διάταξη τεσσάρων στοιχείων μπορεί να επιτρέψει επαναχρησιμοποίηση συχνότητας σε κάθε κύτταρο (σε ένα σύστημα 3-τομέων των 120°) για επταπλασιασμό της χωρητικότητας στα σύγχρονα συστήματα. Μια switched-beam κεραία 4-δεσμων μπορεί να επιτρέψει την επαναχρησιμοποίηση 3 ή 4 συχνοτήτων, για διπλασιασμό της χωρητικότητας. Τα προαναφερθέντα αποτελέσματα των adaptive-array εφαρμόζονται μόνο στο uplink. Για το downlink, μπορεί να χρησιμοποιηθούν switched-beam κεραίες στο σταθμό βάσης, σε συνδυασμό με τις adaptive-array του uplink.

Το πρόβλημα με τις switched-beam arrays είναι ακόμα χειρότερο στο σύστημα IS-136, μίας και οι κινητές τηλεφωνικές συσκευές, απαιτούν ένα συνεχές downlink, και για αυτό το λόγο το ίδιο διάγραμμα δέσμης πρέπει να χρησιμοποιηθεί και για τους τρεις χρήστες σε ένα κανάλι. Το γεγονός αυτό μειώνει περισσότερο την αποτελεσματικότητα των switched- beam antennas ενάντια στις παρεμβολές. Έτσι για τα συστήματα TDMA ίσως απαιτηθούν πολλαπλές κεραίες στην κινητή τηλεφωνική συσκευή, για να επιτευχθεί υψηλή επαναχρησιμοποίηση συχνότητας. Οι παρεμβολές, ωστόσο, είναι γενικά εντονότερες στο uplink από ότι στο downlink για δυο λόγους : πρώτον, είναι πιθανόν το σήμα μιας κινητής συσκευής παρεμβολέα να είναι πιο ισχυρό από εκείνο της επιθυμητής κινητής συσκευής, στο σταθμό βάσης. Σε αντίθεση, στο κινητό, το σήμα ενός παρεμβαλλόμενου σταθμού βάσης δεν πρέπει να είναι ισχυρότερο, αφού το κινητό διαλέγει τον σταθμό βάσης με το ισχυρότερο σήμα. Δεύτερον οι σταθμοί βάσης είναι πιο ομοιόμορφα τοποθετημένοι κοντά στο κέντρο των κύτταρων από ότι οι κινητές συσκευές. Για τους λόγους αυτούς υπάρχει μεγαλύτερη απαίτηση καταστολής των παρεμβολών στο uplink παρά στο downlink (Chryssomallis, 2000).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΤΗΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ

ΑΦΙΞΗΣ ΕΝΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ

(DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION ALGORITHMS)

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί θα επιχειρήσουμε να κάνουμε μια λεπτομερή παρουσίαση των ποικίλων μεθόδων που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης ενός σήματος (Direction Of Arrival – DOA estimation, ή αλλιώς Angle Of Arrival), χρησιμοποιώντας μια διάταξη κεραιών. Η χρήση των adaptive διατάξεων κεραιών διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στις εφαρμογές που αφορούν στον εντοπισμό θέσης, και με δεδομένη την εντολή της Ομοσπονδιακής Επιτροπής Επικοινωνιών (Federal Communications Commission FCC) που απαίτησε 125 μέτρα ακρίβεια θέσεως, σε ασύρματες κλήσεις ανάγκης, έως το τέλος του 2001, εκδηλώνεται έντονο ενδιαφέρον όσον αφορά στον καθορισμό της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων των ασύρματων επικοινωνιών.

Οι Direction Of Arrival Estimation τεχνικές που θα περιγραφούν κατηγοριοποιούνται ως εξής:

α) συμβατικές τεχνικές

β) subspace based τεχνικές

γ) τεχνικές μεγίστης πιθανότητας (maximum likelihood techniques) και

δ) integrated τεχνικές

(Liberty & Rappaport, 1999).

Η εύρεση της κατεύθυνσης άφιξης ενός σήματος αποτελεί μια βασική λειτουργία σε διάφορους αυξανόμενους τομείς της τεχνολογίας. Χρησιμοποιείται στη διάσκεψη και την τηλεοπτική - τηλεφωνία (video telephony) για να βρει τον τρέχοντα ενεργό ομιλητή, και στους αυτόματους εξοπλισμούς παρακολούθησης, για να ακολουθήσουν την κίνηση ατόμων και οχημάτων. Προκειμένου να λειτουργήσει σε μια πρακτική εφαρμογή, ο αλγόριθμος υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης, πρέπει να είναι ανθεκτικός στα φαινόμενα θορύβου και χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου. Είναι επίσης επιθυμητό να υπάρχει χαμηλό υπολογιστικό φορτίο, να απαιτούνται δηλαδή

λίγες μαθηματικές πράξεις, προκειμένου να μειωθεί η κατανάλωση ισχύος (Cook, Johansson & Nordholm, 2003).

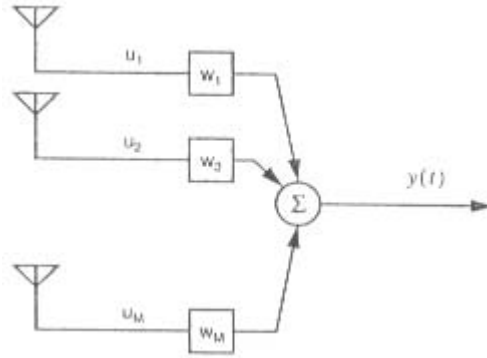
5.1. ΣΥΜΒΑΤΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΤΗΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ ΑΦΙΞΗΣ ΕΝΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ (CONVENTIONAL METHODS FOR DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION)

Οι συμβατικές τεχνικές υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης, βασίζονται σε λειτουργίες σχηματισμού δέσμης και καθοδήγησης των μηδενισμών του διαγράμματος ακτινοβολίας, χωρίς να εκμεταλλεύονται τη φύση του διανύσματος $u(k)$ του λαμβανομένου σήματος, ή των στατιστικών μοντέλων των σημάτων και του θορύβου. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στο κεφάλαιο των έξυπνων κεραιών, έχουμε τη δυνατότητα καθοδήγησης μιας διάταξης με ηλεκτρονικό τρόπο. Οι συμβατικές τεχνικές υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων, κατευθύνουν ηλεκτρονικά τις δέσμες που παράγονται από μια διάταξη κεραιών, προς όλες τις κατευθύνσεις, και αναζητούν τα σημεία που η ισχύς εξόδου παρουσιάζει τοπικά μέγιστα. Στις συμβατικές τεχνικές υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης που θα μελετήσουμε, ανήκουν οι **delay-and-sum μέθοδος** (classical beamformer) και η **Capon's minimum variance μέθοδος** (Liberty & Rappaport, 1999).

5.1.1. Μέθοδος καθυστέρησης και αθροίσματος (Delay-and-sum method)

Η delay-and-sum μέθοδος η οποία αποκαλείται 'κλασική μέθοδος σχηματισμού δέσμης (classical beamformer method)' ή και 'η μέθοδος Fourier' είναι μια από τις απλούστερες μεθόδους υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων. Στο σχήμα 5.1, απεικονίζεται η δομή ενός κλασικού στενής ζώνης beamformer, όπου το σήμα εξόδου $y(k)$ δίδεται από ένα γραμμικά σταθμισμένο άθροισμα (linear weighted sum) των εξόδων των αισθητηρίων της διάταξης :

$$y(k) = w^H u(k) \quad (5.1)$$



Σχήμα 5.1 : Απεικόνιση της δομής ενός κλασικού beamformer (Liberty & Rappaport, 1999)

Η συνολική ισχύς εξόδου μπορεί να εκφραστεί ως εξής :

$$P_{cbf} = E\left[|y(k)|^2\right] = E\left[|w^H u(k)|^2\right] = w^H E\left[u(k)u^H(k)\right]w = w^H R_{uu} w \quad (5.2)$$

Όπου R_{uu} είναι ο πίνακας αυτοσυσχέτισης των δεδομένων εισόδου της διάταξης, ο οποίος περιέχει σημαντικές πληροφορίες που αφορούν τα διανύσματα απόκρισης της διάταξης (array response vectors) αλλά και τα ίδια τα σήματα, καθιστώντας εύκολη την απόκτηση πληροφοριών που αφορούν τις διάφορες παραμέτρους των σημάτων, όταν ο πίνακας αυτοσυσχέτισης ερμηνεύεται σωστά.

Ας υποθέσουμε ότι ένα σήμα $s(t)$ προσκρούει στη διάταξη υπό γωνία φ_0 . Βάσει των όσων έχουμε προαναφέρει, η έξοδος της διάταξης εκφράζεται ως :

$$P_{cbf}(\varphi_0) = E\left[|w^H u(k)|^2\right] = E\left[|w^H [\alpha(\varphi_0)s(k) + n(k)]|^2\right] = \left[|w^H [\alpha(\varphi_0)]|^2 (\sigma_s^2 \sigma_n^2)\right] \quad (5.3)$$

όπου $\alpha(\varphi_0)$ είναι το κατευθυντικό διάνυσμα που συνδέεται με τη γωνία φ_0 της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος, $n(k)$ είναι το διάνυσμα θορύβου στην είσοδο της διάταξης, $\sigma_s = E[s(k)^2]$ είναι η ισχύς του σήματος και $\sigma_n = E[n(k)^2]$ η ισχύς του θορύβου.

Από την εξίσωση παρατηρούμε ότι η ισχύς εξόδου μεγιστοποιείται όταν το $w = \alpha(\varphi_0)$. Επομένως η κεραία του δέκτη έχει μέγιστο κέρδος στην κατεύθυνση φ_0 όταν $w = \alpha(\varphi_0)$ και αυτό γιατί ο $w = \alpha(\varphi_0)$ ευθυγραμμίζει τις φάσεις των συντελεστών των σημάτων

που φτάνουν στη διάταξη από την κατεύθυνση φ_0 , αναγκάζοντάς τις να αθροιστούν για να παραχθεί το αποτέλεσμα.

Στην κλασική μέθοδο υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης ενός σήματος, η δέσμη ανιχνεύεται γύρω από μια συγκεκριμένη περιοχή ενδιαφέροντος, με διακριτά βήματα, δημιουργώντας διάφορους συντελεστές βαρύτητας $w = \alpha(\varphi)$, οι οποίοι έχουν διαφορετικές τιμές για το φ , καταγράφοντας κάθε φορά την ισχύ εξόδου. Εάν στην εξίσωση που προηγήθηκε η ισχύς εξόδου μελετηθεί συναρτήσει της Γωνίας Άφιξης (Angle Of Arrival) έχουμε :

$$P_{cbf}(\varphi) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} = \alpha^H(\varphi) \mathbf{R}_{uu} \alpha(\varphi) \quad (5.4)$$

Επομένως εάν έχουμε υπολογίσει τον πίνακα αυτοσυσχέτισης των σημάτων εισόδου και γνωρίζουμε και τα κατευθυντικά διανύσματα $\alpha(\varphi)$ για όλα τα φ που μας ενδιαφέρουν, μπορούμε να υπολογίσουμε την ισχύ εξόδου σαν συνάρτησης της Γωνίας Άφιξης φ , η οποία αναφέρεται και ως 'χωρικό φάσμα (spatial spectrum)'. Εάν βάσει της προηγούμενης εξίσωσης εντοπίσουμε τα σημεία των μεγίστων του χωρικού φάσματος, τότε έχουμε εντοπίσει την Direction Of Arrival των σημάτων.

Η delay-and-sum μέθοδος όμως παρουσιάζει αρκετά μειονεκτήματα. Το πλάτος της δέσμης αλλά και το ύψος των πλευρικών λοβών, περιορίζουν την αποτελεσματικότητα της μεθόδου όταν έχουμε σήματα που καταφθάνουν από πολλαπλές κατευθύνσεις, μιας και η μέση τιμή ισχύος του σήματος που βρίσκεται στην κατεύθυνση οπτικής επαφής, μπορεί να επηρεαστεί από σήματα παρεμβολής τα οποία βρίσκονται μέσα στο μεγάλο γωνιακό εύρος της διάταξης. Βλέπουμε λοιπόν ότι η μέθοδος αυτή δεν προσφέρει υψηλή επεξεργασία, αν και υπάρχει η δυνατότητα βελτίωσης με αύξηση του αριθμού των αισθητηρίων της διάταξης, με αποτέλεσμα την αύξηση του αριθμού των δεκτών αλλά και του όγκου των δεδομένων που μπορούν να αποθηκευτούν (Liberty & Rappaport, 1999).

5.1.2. Μέθοδος Ελαχίστης Διαφοράς του Capon (Capon's Minimum Variance Method)

Η delay-and-sum μέθοδος όπως είδαμε λειτουργεί με την προϋπόθεση ότι στοχεύοντας την ισχυρότερη δέσμη σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση, παίρνουμε τον ακριβέστερο υπολογισμό της ισχύος που φτάνει από την κατεύθυνση αυτή. Με άλλα λόγια ολόκληρο το γωνιακό εύρος της διάταξης, ή αλλιώς οι διαθέσιμες μοίρες (degrees of freedom), χρησιμοποιείται για να σχηματιστεί μια δέσμη στην κατεύθυνση οπτικής

επαφής με το επιθυμητό σήμα. Αυτή η μέθοδος είναι αποτελεσματική όταν υπάρχει μόνο ένα σήμα, γιατί σε κάθε άλλη περίπτωση η έξοδος της διάταξης θα είναι ένα σήμα συνδυασμού επιθυμητού και ανεπιθύμητου σήματος που προέρχεται από άλλη κατεύθυνση.

Η μέθοδος ελαχίστης διαφοράς του Capon, έρχεται να υπερνικήσει τα προβλήματα της μη υψηλής επεξεργασίας της delay-and-sum μεθόδου. Η μέθοδος του Capon χρησιμοποιεί ένα μέρος του γωνιακού εύρους της διάταξης για το σχηματισμό της δέσμης που θα κατευθύνεται προς την επιθυμητή μονάδα, και το υπόλοιπο μέρος διατίθεται για το σχηματισμό μηδενισμών στο διάγραμμα ακτινοβολίας στις κατευθύνσεις των παρεμβολέων.

Η μέθοδος αυτή μειώνει την επίδραση των σημάτων παρεμβολής, μειώνοντας την ισχύ εξόδου ενώ παράλληλα διατηρεί το κέρδος της κατεύθυνσης της οπτικής επαφής με το επιθυμητό σήμα σταθερό, και συνήθως ίσο με μονάδα :

$$\min_w E[|y(k)|^2] = \min_w w^H R_{uu} w \quad (5.5)$$

υπό τον όρο ότι

$$w^H \alpha(\varphi_0) = 1 \quad (5.6)$$

Το διάνυσμα του συντελεστή βαρύτητας που προκύπτει λύνοντας την εξίσωση 5.6, συχνά αποκαλείται ‘*συντελεστής βαρύτητας ελαχίστης διαφοράς, της χωρίς παραμόρφωση ανταπόκρισης – Minimum Variance Distortionless Method (MVDR) beamformer weight*’ επειδή για μια συγκεκριμένη κατεύθυνση οπτικής επαφής, μειώνει τη μέση ισχύ – διαφορά (variance) του σήματος εξόδου, ενώ αφήνει να περάσει χωρίς παραμόρφωση (μοναδιαίο κέρδος και μηδενική μετατόπιση φάσης), το σήμα που λαμβάνεται από την κατεύθυνση οπτικής επαφής.

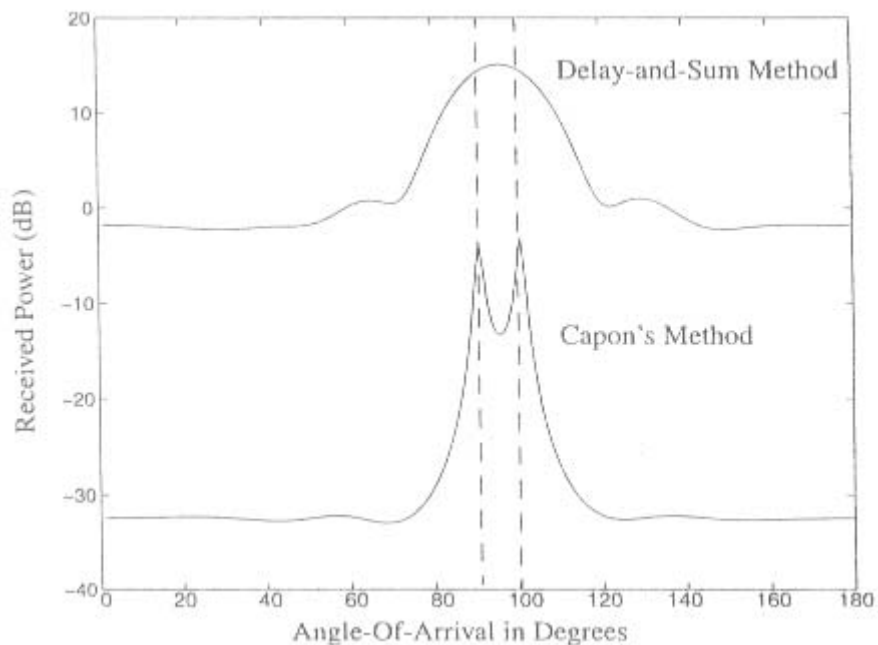
Η ισχύς εξόδου σαν συνάρτηση της Γωνίας Άφιξης, με τη χρήση της μεθόδου του Capon, δίνεται από τη σχέση του χωρικού φάσματος του Capon :

$$P_{\text{Capon}}(\varphi) = \frac{1}{\alpha^H(\varphi) R_{uu}^{-1} \alpha(\varphi)} \quad (5.7)$$

Υπολογίζοντας και σχεδιάζοντας το διάγραμμα του φάσματος του Capon για όλο το εύρος του φ , μπορούμε να βρούμε την κατεύθυνση άφιξης του σήματος εντοπίζοντας απλά τα σημεία των μεγίστων μέσα στο φάσμα.

Αν και η μέθοδος του Capon δεν ανήκει στις τεχνικές μεγίστης πιθανότητας, συχνά αναφέρεται σαν ‘υπολογισμός μεγίστης πιθανότητας’ καθώς για όποια τιμή του φ , ο $P_{\text{Capon}}(\varphi)$ είναι όντως ο υπολογισμός μεγίστης πιθανότητας της ισχύος ενός σήματος που φτάνει από κατεύθυνση φ , παρουσία λευκού Gaussian θορύβου.

Στο σχήμα 5.2, γίνεται σύγκριση της μεθόδου του Capon και της delay-and-sum. Βλέπουμε ότι χρησιμοποιώντας μια ομοιόμορφη γραμμική διάταξη έξι ισαπέχοντων στοιχείων κεραιών, τοποθετημένα σε απόσταση μισού μήκους κύματος μεταξύ τους, έχουμε τη δυνατότητα με τη χρήση της μεθόδου του Capon να διαχωρίσουμε δύο σήματα που φτάνουν από γωνίες 90 και 100 μοιρών αντίστοιχα, ενώ με την delay-and-sum όχι.



Σχήμα 5.2 : Σύγκριση της delay-and-sum μεθόδου με τη μέθοδο ελαχίστης διαφοράς του Capon. Δυο σήματα ίδιας ισχύος με σηματοθορυβικό λόγο 20 dB, φτάνουν σε μια ομοιόμορφη γραμμική διάταξη έξι στοιχείων κεραιών τοποθετημένα σε απόσταση μισού μήκους κύματος μεταξύ τους, υπό γωνίες 90 και 100 μοιρών αντίστοιχα. (Liberty & Rappaport, 1999).

Αν και η μέθοδος του Capon είναι καλύτερη συγκρινόμενη με τη delay-and-sum μέθοδο, δεν λειτουργεί σωστά όταν υπάρχουν σήματα τα οποία συσχετίζονται με το σήμα που μας ενδιαφέρει, γιατί λόγω λειτουργίας της η μέθοδος θα συνδυάσει τους συσχετιζόμενους συντελεστές, με την επεξεργασία μείωσης της ισχύος εξόδου (Liberty & Rappaport, 1999).

5.2. SUBSPACE BASED ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΤΗΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ ΑΦΙΞΗΣ

Σε πολλές εφαρμογές επεξεργασίας σήματος ένα σύνολο αγνώστων παραμέτρων πρέπει να υπολογιστεί, μελετώντας τις μετρήσεις που συλλέγονται από μια διάταξη αισθητηρίων. Ο Direction of arrival (DOA) υπολογισμός των στενής ζώνης σημάτων, είναι ένα παράδειγμα από τις εν λόγω εφαρμογές, στις οποίες έχει δοθεί ιδιαίτερη προσοχή από τους ερευνητές.

Μεταξύ των μεθόδων που προτείνονται για την επίλυση του προβλήματος υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης, η κατηγορία των τεχνικών γνωστών ως subspace based αλγόριθμοι σημάτων, είναι η πιο πολλά υποσχόμενη. Οι τεχνικές αυτές με το να εκμεταλλεύονται τη βασική δομή του μοντέλου ενός σήματος, προσπαθούν να διαχωρίσουν το σύνολο του χώρου που δεσμεύεται βάσει των μετρούμενων δεδομένων, στα αποκαλούμενα *υπο-διαστήματα* ή *υπο-χώρους* (subspace) του θορύβου και του σήματος.

Ο υψηλής ανάλυσης υπολογισμός της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων είναι πολύ σημαντικός σε πολλές εφαρμογές όπως είναι τα ραντάρ, τα ηχοβολιστικά συστήματα (sonar) και ηλεκτρονική παρακολούθηση. Οι πρόσφατες εφαρμογές περιλαμβάνουν επεξεργασία διατάξεων αισθητηρίων στο σταθμό βάσης, για τις ασύρματες κινητές επικοινωνιακές υπηρεσίες, με σκοπό την αύξηση των δυνατοτήτων αλλά και της ποιότητας των υπηρεσιών αυτών των συστημάτων, ή ακόμα θέλοντας να επιτύχουμε αύξηση της έκτασης που καταλαμβάνει στο χώρο μια δομή αισθητηρίων (Olfat & Esfahani, 2002).

Οι πρώτοι που εκμεταλλεύτηκαν τη δομή ενός συγκεκριμένου μοντέλου δεδομένων μιας αισθητήριας διάταξης τυχαίας δομής, ήταν οι Schmidt, Bienvenu και Kopp. Ο Schmidt εξήγαγε μια ολοκληρωμένη λύση στο θέμα του υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων σε ένα σύστημα χωρίς θόρυβο, επεκτείνοντας τα διάφορα σενάρια του με σκοπό τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων σε ένα σύστημα με θόρυβο. Η τεχνική που συνέστησε ο Schmidt ονομάζεται '*αλγόριθμος ταξινόμησης πολλαπλών σημάτων – Multiple Signal Classification (MUSIC)*'. Εκτός από τον MUSIC στην κατηγορία των subspace based αλγορίθμων ανήκει και ο '*αλγόριθμος υπολογισμού των παραμέτρων ενός σήματος μέσω περιστροφόμενης αμετάβλητης τεχνικής – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique (ESPRIT)*' που προτάθηκε από τους Roy και

συνεργάτες, αλλά και η minimum-norm τεχνική που προτάθηκε από τους Kumaresan και Tufts (Liberty & Rappaport, 1999).

Υποθέτουμε ένα μοντέλο σήματος ως εξής:

$$x[n] = \sum_{k=1}^K A_k \exp(j\omega_k n) + z[n] \quad (5.8)$$

όπου A_k είναι ένα σύνθετο νούμερο που αντιπροσωπεύει το πλάτος και τη φάση του k -οστού συντελεστή συχνότητας. Θα εξετάσουμε την δομή του υποδιαστήματος (subspace) των σημάτων, που αποτελούν σύνθεση διαφόρων συντελεστών συχνότητας, αρχίζοντας από την εξέταση του πίνακα αυτοσυσχέτισής τους (autocorrelation matrix).

5.2.1. Subspace decomposition of correlation matrix (αποσύνθεση του υπό-διαστήματος του πίνακα αυτοσυσχέτισης)

Ας θυμηθούμε ότι η αυτοσυσχέτιση ενός σήματος $x[n]$ ορίζεται ως:

$$r_x[k] = E[x(n)x^*(n-k)] \quad (5.9)$$

και ο πίνακας αυτοσυσχέτισης του $x[n]$ ορίζεται ως:

$$R_x = E[xx^H] = \begin{bmatrix} r_x[0] & \dots & r_x[M-1] \\ \vdots & \ddots & \\ r_x[M-1] & \dots & r_x[0] \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Τώρα μπορούμε να ιδιο-αποσυνθέσουμε (eigen-decompose) τον πίνακα αυτοσυσχέτισης R_x :

$$R_x = U^H \Lambda_x U \quad (5.11)$$

Αλλά αυτό τι μας δίνει; Ας εξετάσουμε μια απλή περίπτωση πρώτα: ένα απλό συντελεστή συχνότητας στο θόρυβο.

5.2.2. Single frequency component in noise (απλός συντελεστής συχνότητας στο θόρυβο)

Σε αυτήν την περίπτωση έχουμε:

$$x[n] = A_1 \exp(j\omega_1 n) + z[n] \quad (5.12)$$

όπου υποθέτουμε όπως συνήθως ότι $z[n]$ είναι λευκός θόρυβος.

Μπορεί να αποδειχθεί ότι η αυτοσυσχέτιση της εξίσωσης θα είναι:

$$r_x[k] = \underbrace{|A_1|^2}_{\text{συντελεστής σήματος}} \underbrace{\exp(j\omega_1 k)}_{\text{συντελεστής θορύβου}} + \underbrace{\sigma_\omega^2 \delta[k]}_{\text{συντελεστής θορύβου}} \quad (5.13)$$

δίνοντας μια αποσύνθεση του πίνακα αυτοσυσχέτισης :

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n \quad (5.14)$$

όπου \mathbf{R}_x και \mathbf{R}_n είναι οι συνεισφορές του σήματος και του θορύβου αντίστοιχα.

Γράφοντας την εξίσωση (5.14) σε μορφή πίνακα έχουμε :

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} 1 & \exp(-j\omega_1) & \exp(-j\omega_1 2) & \cdots & \exp[-j\omega_1(M-1)] \\ \exp(-j\omega_1) & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \exp(-j\omega_1) \\ \exp[-j\omega_1(M-1)] & \cdots & \exp(-j\omega_1 2) & \exp(-j\omega_1) & 1 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

και
$$\mathbf{R}_n = \sigma_\omega^2 \mathbf{I} \quad (5.16)$$

ορίζουμε

$$\mathbf{e}_1 = [1, \exp^{j\omega_1}, \exp^{j\omega_1 2}, \dots, \exp^{j\omega_1(M-1)}] \quad (5.17)$$

και

$$\mathbf{R}_s = |A_1|^2 \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H \quad (5.18)$$

$$\mathbf{R}_s \mathbf{e}_1 = |A_1|^2 \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H \mathbf{e}_1 = M |A_1|^2 \mathbf{e}_1 \quad (5.19)$$

Με άλλα λόγια, το \mathbf{e}_1 είναι ένα ιδιο-διάνυσμα (eigenvector) του \mathbf{R}_s με ιδιο-τιμή

(eigenvalue) :

$$\lambda_1 = M |A_1|^2 \quad (5.20)$$

5.2.3. Multiple frequency component in noise (Πολλαπλός συντελεστής συχνότητας στο θόρυβο)

Εδώ επεκτείνουμε την επεξεργασία για να περιλάβουμε του συντελεστές πολλαπλής συχνότητας (multiple frequency components). Καταρχάς θα ανακαλέσουμε την εξίσωση (5.8) :

$$x[n] = \sum_{k=1}^K A_k \exp(j\omega_k n) + z[n]$$

Χρησιμοποιώντας την ιδέα της αποσύνθεσης μπορούμε να δείξουμε ότι:

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n = \underbrace{\sum_{k=1}^K |A_k|^2 \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H}_{\text{συντελεστής σήματος}} + \underbrace{\sigma_w^2 \mathbf{I}}_{\text{συντελεστής θορύβου}} \quad (5.21)$$

όπου

$$\mathbf{e}_k = [1, e^{j\omega k}, e^{j\omega k^2}, \dots, e^{j\omega k(M-1)}] \quad (5.22)$$

Μπορούμε να ξαναγράψουμε την εξίσωση με πιο συμπαγή μορφή ως:

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H + \omega^2 \mathbf{I} \quad (5.23)$$

$$\mathbf{E} = \underbrace{[\mathbf{e}_1 \dots \mathbf{e}_K]}_{M \times K \text{ πίνακας}} \quad (5.24)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \underbrace{\left[\begin{array}{cccc|c} |A_1|^2 & & & & 0 \\ & |A_2|^2 & & & \vdots \\ & & \ddots & & \vdots \\ & & & |A_K|^2 & 0 \\ \hline 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{array} \right]}_{M \times M \text{ πίνακας}} \quad (5.25)$$

Παρατηρούμε την αποσύνθεση του πίνακα αυτοσυσχέτισης, σε δύο υποδιαστήματα, στο υποδιάστημα του σήματος (signal subspace) και στο υποδιάστημα του θορύβου (noise subspace). Γράφουμε την εξίσωση σε μια πιο αλγεβρική μορφή:

$$\mathbf{R}_x = \sum_{i=1}^K (\lambda_i + \sigma_w^2) \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H + \sum_{i=K+1}^M \sigma_w^2 \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \quad (5.26)$$

από την οποία μπορούμε ομοίως να συλλέξουμε τους όρους :

$$\mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1 \dots \mathbf{u}_K], \quad \text{ιδιοδιανύσματα σήματος (signal eigenvectors) } M \times K$$

$$\mathbf{U}_n = [\mathbf{u}_{K+1} \dots \mathbf{u}_M], \quad \text{ιδιοδιανύσματα θορύβου (noise eigenvectors) } M \times K$$

(Kusuma, 2002).

5.2.4. Παρουσίαση του MUSIC (MUltiple Signal Classification) αλγορίθμου

Όπως έχουμε προαναφέρει στη μελέτη μας πάνω στους subspace based αλγορίθμους, ενεργούμε διαιρώντας τον πίνακα αυτοσυσχέτισης των σημάτων της διάταξης, σε υποδιαστήματα σήματος και θορύβου, χρησιμοποιώντας αποσύνθεση της ιδιο-τιμής (eigen-value decomposition - EVD), ούτως ώστε να γίνει ο υπολογισμός της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων. Αυτές οι τεχνικές χρησιμοποιούνται επίσης εκτενώς στα πλαίσια της φασματικής εκτίμησης. Ο αλγόριθμος MUSIC (Multiple signal classification) είναι ένα παράδειγμα μιας τέτοιας μεθόδου. Αυτές οι τεχνικές είναι σε θέση να διακρίνουν πολύ καλύτερα από τις μεθόδους που βασίζονται σε κατευθυνόμενη δέσμη (steered beamformer based methods), πολλαπλές πηγές που βρίσκονται πολύ κοντά η μία στην άλλη, επειδή το σήμα που λαμβάνεται μας παρέχει οξύτερα σημεία μεγίστου στις σωστές θέσεις των πηγών. Ο αλγόριθμος περιλαμβάνει μια εξαντλητική διαδικασία αναζήτησης μέσα στο σύνολο των πιθανών θέσεων πηγής.

Ο αλγόριθμος MUSIC (Multiple Signal Classification) που παρουσιάστηκε από το Schmidt, είναι μια από τις δημοφιλέστερες subspace based στενής ζώνης μεθόδους. Ο MUSIC επίσης χρησιμοποιείται ευρέως στη φασματική εκτίμηση για τον υπολογισμό της συχνότητας, και των άλλων παραμέτρων των προσπιπτόντων σημάτων.

Ας φανταστούμε μια διάταξη αποτελούμενη από M αισθητήρες στην οποία προσπίπτουν K τον αριθμό σήματα. Έστω \mathbf{X} ένας $N \times M$ πίνακας, κάθε στήλη του οποίου είναι η στιγμιαία πρόσκρουση ενός σήματος πάνω σε ένα αισθητήρα. Επιπλέον, υποθέτουμε ότι τα σήματα στο \mathbf{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 που δίδεται από :

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}^H \mathbf{X} \quad (5.27)$$

Μια αποσύνθεση ιδιο-τιμής (eigen-value decomposition) του πίνακα \mathbf{R} , αποσυνθέτει το M -διαστάσεων χώρο του πίνακα, σε ένα K -διαστάσεων υπο-χώρο σήματος και σε ένα $(M-K)$ -διαστάσεων υπο-χώρο θορύβου. Οι υψηλότερες ιδιο-τιμές του \mathbf{K} καθορίζουν τον υποχώρο του σήματος, \mathbf{S} , ο οποίος επεκτείνεται βάσει των συσχετιζόμενων ιδιο-διανυσμάτων. Οι υπόλοιπες $(M-K)$ ιδιο-τιμές καθορίζουν τον υποχώρο του θορύβου, \mathbf{N} , ο οποίος επεκτείνεται και αυτός με τη σειρά του βάσει των συσχετιζόμενων ιδιο-διανυσμάτων. Τα υποδιαστήματα του σήματος και του θορύβου είναι τα ορθογώνια συμπληρώματα το ένα του άλλου. Τα δύο σύνολα των ιδιο-

διανυσμάτων επεκτείνουν τα αντίστοιχα υπο-διάστημα. Τώρα ας θεωρήσουμε ένα οποιοδήποτε αυθαίρετο διάνυσμα, \mathbf{s} . Η Ευκλείδεια απόσταση του \mathbf{s} από το υποδιάστημα του σήματος είναι το μήκος της προβολής του \mathbf{s} στο υποδιάστημα του θορύβου.

Συνεπώς τετραγωνίζοντας το μέτρο της προβολής έχουμε :

$$|\mathbf{d}(\mathbf{s})|^2 = \sum_{i=K+1}^M |\mathbf{e}_i^H \mathbf{s}|^2 \quad (5.28)$$

όπου το \mathbf{e}_i αντιπροσωπεύει το i -οστό ιδιο-διάνυσμα του \mathbf{R} . Επισημαίνουμε ότι εδώ έχουμε χρησιμοποιήσει τα ιδιο-διανύσματα που επεκτείνουν το υπο-διάστημα του θορύβου για να υπολογίσουμε την απόσταση του \mathbf{s} από το υπο-διάστημα του σήματος. Ένα σήμα που ανήκει στο υπο-διάστημα του σήματος, ελαχιστοποιεί την τετραγωνισμένη απόσταση. Ένας άλλος τρόπος να εκφράσουμε την ελαχιστοποίηση, είναι με τη μεγιστοποίηση του αντιστρόφου της τετραγωνισμένης απόστασης.

$$P(\mathbf{s}) = \frac{1}{|\mathbf{d}(\mathbf{s})|^2} = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^M |\mathbf{e}_i^H \mathbf{s}|^2} \quad (5.29)$$

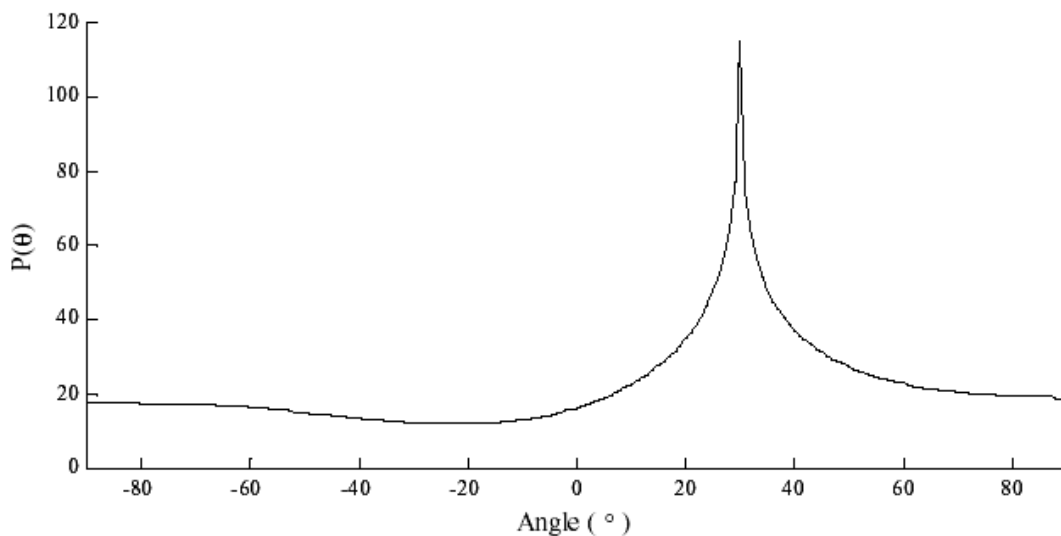
Εάν το \mathbf{s} ανήκει στο υπο-διάστημα του σήματος, η απόσταση είναι μηδέν, και το μέτρο του $(P\mathbf{s})$ πλησιάζει το άπειρο. Στην πράξη, όταν το \mathbf{s} ανήκει στο υπο-διάστημα του σήματος, το $(P\mathbf{s})$ πλησιάζει πολύ μεγάλες τιμές.

Ας φανταστούμε τώρα το διάνυσμα πολλαπλασιασμού μιας M -διαστάσεων διάταξης $\mathbf{d}(\theta, \omega_c)$. Αυτό το διάνυσμα αντιπροσωπεύει τη χωρική δειγματοληψία ενός περιορισμένης ζώνης, σύνθετου εκθέτη συχνότητας ω_c , που καταφθάνει από γωνία θ . Επομένως εάν το θ είναι η γωνία πρόσπτωσης, το $\mathbf{d}(\theta, \omega_c)$ ανήκει στο υπο-διάστημα του σήματος, και επομένως το $P[\mathbf{d}(\theta, \omega_c)]$ πλησιάζει μεγάλες τιμές. Ο αλγόριθμος MUSIC μπορεί τώρα να καθοριστεί ως εξής. Υπολογίζει το $P[\mathbf{d}(\theta, \omega_c)]$ (ή $P(\theta)$ για τη συντομία) για όλες τις πιθανές γωνίες άφιξης

$$P(\theta) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^M |\mathbf{e}_i^H \mathbf{d}(\theta)|^2} \quad (5.30)$$

Η αποκλειστική εξάρτηση από το ω_c έχει αφαιρεθεί λόγω του ότι αποτελεί προκαθορισμένη σταθερή συχνότητα.

Η πραγματική γωνία άφιξης παράγει ένα αιχμηρό σημείο μεγίστου στο $P(\theta)$, και αυτό το χαρακτηριστικό γνώρισμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καθοριστεί η κατεύθυνση άφιξης. Το σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζει ένα διάγραμμα του $P(\theta)$, για μια ομοιόμορφη γραμμική διάταξη τεσσάρων στοιχείων αισθητήρων, με 10 cm 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 subspace-based τεχνικές όπως ο MUSIC παρέχουν υψηλότερη ανάλυση για να διευκολύνουν το διαχωρισμό των κατευθύνσεων των αφίξεων (DOAs) από πολλαπλές πηγές που βρίσκονται πολύ κοντά ή μια στην άλλη.



Σχήμα 5.3 : Το μέτρο $P(\theta)$ του MUSIC συναρτήσει όλων των πιθανών κατευθύνσεων, που παρουσιάζει τοπικό μέγιστο στη σωστή γωνία $AOA=30^\circ$ (Varma, 2002).

5.2.4.1. Βελτιώσεις του αλγορίθμου MUSIC

Έχοντας ως βασικό στόχο τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, αλλά και την αύξηση ταυτόχρονα των δυνατοτήτων ανάλυσης του αλγορίθμου MUSIC, έχουν ήδη προταθεί διάφορες βελτιώσεις του. Στην κατηγορία των βελτιώσεων του αλγορίθμου ανήκει ο ROOT-MUSIC αλγόριθμος, ο οποίος προτάθηκε από τον Barabell, και βασίζεται στην τεχνική ‘εξαγωγής των ριζών ενός πολωνύμου – *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 του αλγορίθμου, η οποία χρησιμοποιεί τις ιδιότητες των ιδιο-διανυσμάτων (θεμελιωδών ιδιο-διανυσμάτων, 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 MUSIC αλγορίθμου ανήκει επίσης και ο CYCLIC-MUSIC αλγόριθμος, ο οποίος στηρίζει τη λειτουργία του στην εκμετάλλευση των συναφών φασματικών ιδιοτήτων (spectral coherence properties) ενός σήματος.

Κλείνοντας, απλά αναφέρουμε ότι υπάρχουν 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*’ (Liberty & Rappaport, 1999).

5.2.4.1α. ROOT-MUSIC αλγόριθμος

Το m -οστό στοιχείο του κατευθυντικού διανύσματος $\mathbf{a}(\varphi)$, μιας ομοιόμορφης γραμμικής διάταξης κεραιών με απόσταση \mathbf{d} μεταξύ των στοιχείων της, εκφράζεται ως εξής :

$$\alpha_m(\varphi) = \exp\left[j2\pi m \left(\frac{\mathbf{d}}{\lambda} \right) \cos(\varphi) \right], \quad m = 1 \dots M \quad (5.31)$$

Με σκοπό να μελετήσουμε το υπο-διάστημα του θορύβου (noise subspace) θα δημιουργήσουμε ένα πίνακα ο οποίος θα περιλαμβάνει τα ιδιο-διανύσματα του θορύβου:

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{q}_D \mathbf{q}_{D+1} \dots \mathbf{q}_{M-1}] \quad (5.32)$$

Εφόσον τα κατευθυντικά διανύσματα που αντιστοιχούν στους συντελεστές του σήματος είναι κάθετα στα ιδιο-διανύσματα του υπο-διαστήματος του θορύβου, τότε το $\alpha^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \alpha(\varphi)$ είναι μηδέν, για φ που αντιστοιχεί στην κατεύθυνση άφιξης ενός πολλαπλών διαδρομών συντελεστή (multipath component).

Συνεπώς η κατεύθυνση άφιξης των πολλαπλών διαδρομών προσπιπτόντων σημάτων, μπορεί να βρεθεί υπολογίζοντας τα σημεία μεγίστου του χωρικού φάσματος του MUSIC που δίδεται από :

$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\varphi) = \frac{1}{\alpha^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \alpha(\varphi)} \quad (5.33)$$

ή από

$$P_{\text{MUSIC}}(\varphi) = \frac{\alpha^H(\varphi)\alpha(\varphi)}{\alpha^H(\varphi)V_n V_n^H \alpha(\varphi)} \quad (5.34)$$

Θέτουμε $C = V_n V_n^H$ και ξαναγράφουμε τον παρονομαστή της εξίσωσης φάσματος του MUSIC ως εξής :

$$P_{\text{MUSIC}}^{-1}(\varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \exp\left(-j\frac{2\pi m d}{\lambda} \cos(\varphi)\right) C_{mn} \exp\left(j\frac{2\pi n d}{\lambda} \cos(\varphi)\right) \quad (5.35)$$

όπου C_{mn} είναι η είσοδος της m-οστής γραμμής και της n-οστής στήλης του C.

Συνδυάζοντας τα δύο αθροίσματα σε ένα, έχουμε :

$$P_{\text{MUSIC}}^{-1}(\varphi) = \sum_{L=-M+1}^{M-1} C_L \exp\left(-j\frac{2\pi d}{\lambda} L \cos(\varphi)\right) \quad (5.36)$$

όπου $C_L = \sum_{m-n=L} C_{mn}$ το άθροισμα των εισόδων του C κατά μήκος της L-οστής

διαγωνίου.

Ορίζοντας ένα πολυώνυμο $D(z)$ της μορφής

$$D(z) = \sum_{L=-M+1}^{M-1} C_L z^{-L} \quad (5.37)$$

καταφέρνουμε, τα αποτελέσματα της αξιολόγησης του φάσματος $P_{\text{MUSIC}}(\varphi)$ του MUSIC, να είναι ισοδύναμα με τα αποτελέσματα της αξιολόγησης του πολυωνύμου $D(z)$ στο μοναδιαίο κύκλο (unit circle), με αντιστοιχία τα σημεία μεγίστου στο φάσμα του MUSIC να υπάρχουν λόγω του ότι οι ρίζες του $D(z)$ βρίσκονται κοντά στο μοναδιαίο κύκλο. Σε ιδανικές συνθήκες απουσίας θορύβου, οι πόλοι αυτοί θα βρίσκονται ακριβώς πάνω στο μοναδιαίο κύκλο, σε σημεία τα οποία θα καθορίζονται από την κατεύθυνση άφιξης των σημάτων. Με άλλα λόγια ένας πόλος του $D(z)$ στο $z = z_1 = |z_1| \exp[j\arg(z_1)]$ θα έχει ως αποτέλεσμα ένα σημείο μεγίστου στο φάσμα του MUSIC στο :

$$\cos\varphi = \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right) \arg(z_1) \quad (5.38)$$

Ο Barabell έδειξε μέσω εξομοιώσεων ότι ο ROOT-MUSIC αλγόριθμος έχει καλύτερη ανάλυση από τον φασματικό αλγόριθμο MUSIC, ειδικά σε συνθήκες μικρού σηματοθορυβικού λόγου (Liberty & Rappaport, 1999).

5.2.4.1β. CYCLIC-MUSIC αλγόριθμος

Ο CYCLIC-MUSIC αλγόριθμος είναι ένας *Signal Selective Direction Finding* αλγόριθμος, δηλαδή ένας αλγόριθμος εύρεσης της κατεύθυνσης άφιξης ενός επιλεγμένου σήματος. Εκμεταλλευόμενος, με τη βοήθεια του MUSIC, τη φασματική συνοχή των σημάτων, ο αλγόριθμος μπορεί να διαχωρίσει πολύ ευκολότερα, σήματα τα οποία βρίσκονται σε μικρή απόσταση το ένα από το άλλο, από τα οποία ένα μόνο είναι το σήμα που μας ενδιαφέρει (Signal Of Interest). Ο CYCLIC-MUSIC αλγόριθμος έρχεται να καταργήσει την απαίτηση, ο αριθμός των σημάτων που προσκρούουν σε μια διάταξη να είναι μικρότερος από τον αριθμό των αισθητηρίων της διάταξης.

Ας φανταστούμε μια διάταξη M -αισθητήρων η οποία δέχεται $\mathbf{D}\mathbf{a}$ σήματα, τα οποία δημιουργούν φασματική συσχέτιση (spectral correlation) σε μια συγκεκριμένη CYCLIC συχνότητα \mathbf{a} , καθώς επίσης και ένα τυχαίο αριθμό παρεμβολών, που δεν δημιουργούν φασματική συσχέτιση στη συχνότητα αυτή. Αυτό, για παράδειγμα, θα μπορούσε να είναι η περίπτωση κατά την οποία ένας επιθυμητός χρήστης, με συγκεκριμένη φασματική συσχέτιση και συγκεκριμένο αριθμό συντελεστών πολλαπλών διαδρομών (multipath components), πρόκειται να ανιχνευτεί μέσα σε ένα περιβάλλον πολύ έντονων παρεμβολών. Έστω λοιπόν ότι σε μια διάταξη προσκρούουν τα επιθυμητά σήματα $S_i(t)$, $i = 0, \dots, D\alpha - 1$ και ο συντελεστής θορύβου και παρεμβολών $\mathbf{n}(t)$. Ο συντελεστής $\mathbf{u}(t)$ του λαμβανομένου σήματος γίνεται τότε :

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{i=0}^{D\alpha-1} \mathbf{a}(\varphi_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5.39)$$

Εφόσον μόνο τα επιθυμητά σήματα δημιουργούν συσχέτιση στο \mathbf{a} , ο CYCLIC πίνακας αυτοσυσχέτισης $\mathbf{R}_{uu}^{\mathbf{a}}(\tau)$ του λαμβανομένου σήματος $\mathbf{u}(t)$ ορίζεται ως :

$$\mathbf{R}_{uu}^{\mathbf{a}} = \left\{ \mathbf{u}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot \left[\mathbf{u}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(j2\pi\mathbf{a}\tau) \right]^H \right\}_{\infty} \quad (5.40)$$

και εκφράζεται ως

$$\mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{R}_{ss}^{\alpha}(\tau) \cdot \mathbf{A}^H \quad (5.41)$$

όπου $\mathbf{R}_{ss}^{\alpha}(\tau)$ είναι ο CYCLIC πίνακας αυτοσυσχέτισης των επιθυμητών σημάτων και ορίζεται ως :

$$\mathbf{R}_{ss}^{\alpha} = \left\{ s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot \left[s\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(j2\pi\alpha t) \right]^H \right\}_{\infty} \quad (5.42)$$

$$\left\{ \cdot \right\}_{\infty} = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (\cdot) dt \quad (5.43)$$

Βλέπουμε ότι ο πίνακας $\mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau)$ έχει τάξη (rank) $D\alpha$. Για $D\alpha < M$, το μηδενισμένο διάστημα (null space) του $\mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau)$ εκτείνεται βάσει των ιδιοδιανυσμάτων

$$\mathbf{V}_{n,\alpha} \text{ που αντιστοιχούν στις μηδενικές ιδιοτιμές του : } \mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau) \mathbf{V}_{n,\alpha} = \mathbf{0}$$

Εάν τα σήματα δεν είναι πλήρως συσχετισμένα, ο $\mathbf{R}_{ss}^{\alpha}(\tau)$ έχει τάξη (full rank) ίση με $D\alpha$. Βάσει της $\mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{R}_{ss}^{\alpha}(\tau) \cdot \mathbf{A}^H$ και της $\mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau) \mathbf{V}_{n,\alpha} = \mathbf{0}$, προκύπτει ότι το μηδενισμένο διάστημα του $\mathbf{R}_{uu}^{\alpha}(\tau)$ είναι κάθετο στα κατευθυντικά διανύσματα των επιθυμητών σημάτων, δηλαδή :

$$\mathbf{V}_{n,\alpha}^H \boldsymbol{\alpha}(\varphi_i) = 0, \quad i = 0, \dots, D\alpha - 1 \quad (5.44)$$

Χρησιμοποιώντας την ανωτέρω εξίσωση σα κριτήριο χαρακτηρισμού των σημάτων ως κάθετα, ένα φάσμα του CYCLIC-MUSIC αλγορίθμου παρόμοιο με το :

$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\varphi) = \frac{\boldsymbol{\alpha}^H(\varphi) \boldsymbol{\alpha}(\varphi)}{\boldsymbol{\alpha}^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \boldsymbol{\alpha}(\varphi)} \quad (5.45)$$

ορίζεται ως :

$$\mathbf{P}_{\text{CYCLIC-MUSIC}}(\varphi) = \frac{\boldsymbol{\alpha}^H(\varphi) [\boldsymbol{\alpha}(\varphi)]}{\boldsymbol{\alpha}^H(\varphi) \mathbf{V}_{n,\alpha} \mathbf{V}_{n,\alpha}^H \boldsymbol{\alpha}(\varphi)} \quad (5.46)$$

Η κατεύθυνση άφιξης των επιθυμητών σημάτων μπορεί να υπολογιστεί αναζητώντας σε όλα τα φ , τα σημεία μεγίστων των $\mathbf{D}\alpha$ σημάτων του $\mathbf{P}_{\text{CYCLIC-MUSIC}}(\varphi)$ (Liberty & Rappaport, 1999).

Κλείνοντας το κομμάτι που αφορά τον αλγόριθμο **MUSIC** θα κάνουμε μια μικρή **σύνοψη της λειτουργίας του αλγορίθμου**. Για τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης ενός σήματος, ο MUSIC ακολουθεί τα εξής βήματα :

1) συλλέγει τα δείγματα των εισερχομένων σημάτων \mathbf{u}_k , $k = 0, \dots, K-1$, και υπολογίζει τον πίνακα συνδιακύμανσης των σημάτων εισόδου (**input covariance matrix** *)

$$\widehat{\mathbf{R}}_{uu} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \quad (5.47)$$

2) στη συνέχεια εκτελεί την ιδιο-αποσύνθεση (eigen decomposition) του $\widehat{\mathbf{R}}_{uu}$

$$\widehat{\mathbf{R}}_{uu} \mathbf{V} = \mathbf{V} \Lambda \quad (5.48)$$

όπου $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$, $\lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{M-1}$ οι ιδιοτιμές και

$\mathbf{V} = [\mathbf{q}_0 \mathbf{q}_1 \dots \mathbf{q}_{M-1}]$ τα αντίστοιχα ιδιοδιανύσματα του $\widehat{\mathbf{R}}_{uu}$

3) υπολογίζει τον αριθμό των σημάτων \widehat{D} ως εξής

$$\widehat{D} = M - K \quad (5.49)$$

4) υπολογίζει το φάσμα του MUSIC

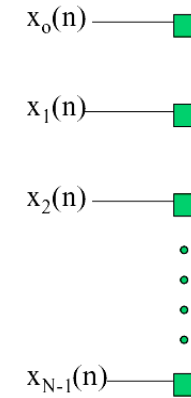
$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\varphi) = \frac{\alpha^H(\varphi) \alpha(\varphi)}{\alpha^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \alpha(\varphi)} \quad (5.50)$$

όπου

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{q}_D \mathbf{q}_{D+1} \dots \mathbf{q}_{M-1}] \quad (5.51)$$

5) βρίσκει τα \widehat{D} σημεία μεγίστου του $\widehat{\mathbf{P}}_{\text{MUSIC}}(\varphi)$ με σκοπό να μας δώσει τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων.

* Στο πρώτο βήμα περιγραφής της λειτουργίας του αλγορίθμου, αναφερθήκαμε στον όρο ‘covariance matrix’ ή αλλιώς ‘πίνακα συνδιακύμανσης’. Ο πίνακας συνδιακύμανσης περιέχει πληροφορίες σχετικά με τον τρόπο που τα σήματα από το κάθε στοιχείο συσχετίζονται το ένα με το άλλο.

$$R_{xx}(n) = E \left[\begin{bmatrix} x_0(n) \\ x_1(n) \\ \vdots \\ x_{N-1}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(n) & x_1(n) & \dots & x_{N-1}(n) \end{bmatrix} \right] \quad (5.52)$$


$= E[x(n)x(n)^H] \approx \alpha R_{xx}(n-1) + x(n)x(n)^H$

(Foutz & Spanias, 2001)

5.2.5. Παρουσίαση του ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) αλγορίθμου

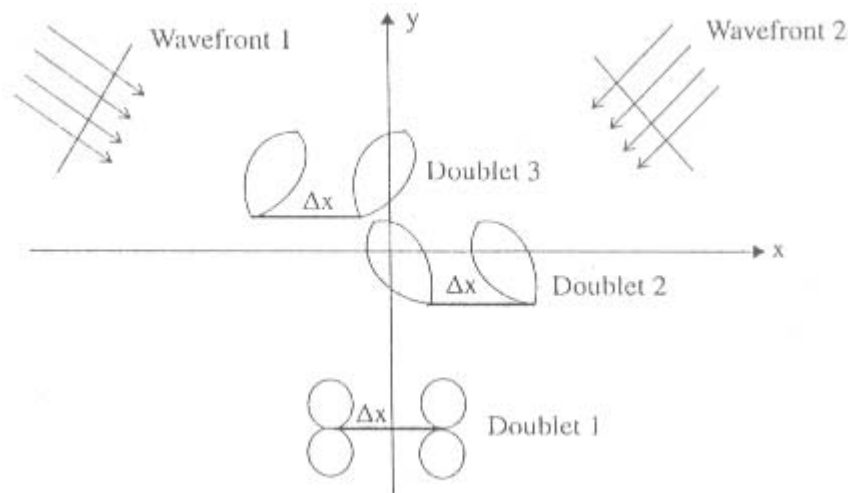
Ο ‘αλγόριθμος υπολογισμού των παραμέτρων ενός σήματος μέσω περιστρεφόμενης αμετάβλητης τεχνικής – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique (ESPRIT)’ ανήκει και αυτός με τη σειρά του, στους subspace based αλγορίθμους υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης ενός σήματος, και αναπτύχθηκε από το Roy και συνεργάτες. Ο αλγόριθμος αυτός μειώνει δραματικά τις απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ και αποθηκευτικό χώρο που απαιτεί ο MUSIC, και επίσης δεν χρειάζεται τόσο ενδελεχή αναζήτηση ανάμεσα σε όλα τα πιθανά στα κατευθυντικά διανύσματα για να υπολογίσει την κατεύθυνση άφιξης. Επίσης ο ESPRIT δεν απαιτεί να γνωρίζει επακριβώς τα διανύσματα πολλαπλασιασμού της διάταξης (array manifold vectors) με αποτέλεσμα να μην χρειάζεται να ορίζουμε αυστηρούς περιορισμούς σε μια διάταξη κεραιών (ή αλλιώς δεν υπάρχουν αυστηροί περιορισμοί στη βαθμονόμηση μιας διάταξης – array calibration) (Liberty & Rappaport, 1999).

Στον ESPRIT, υπάρχει μια διαφορετική απαίτηση στη διάταξη κεραιών. Η νέα απαίτηση ήταν ότι η διάταξη πρέπει να αποτελείται από δύο όμοιες υπο-διάτάξεις κεραιών (subarrays), μια εκ των οποίων αποτελεί μετατόπιση της άλλης, βάσει ενός γνωστού διανύσματος μετατόπισης (displacement vector). Αυτή η ρύθμιση μας επιτρέπει να υποθέσουμε ότι οι φάσεις των λαμβανόμενων σημάτων στη μια υπο-

διάταξη, συσχετίζονται με τις φάσεις στην άλλη υπο-διάταξη, με έναν ιδανικό, θεωρητικά, τρόπο. Η βασική μορφή του αλγορίθμου (standard ESPRIT) αποτυγχάνει όταν υπάρχουν συσχετισμένα ή συμφασικά σήματα, όπως τα σήματα πολλαπλών διαδρομών (multipath signals). Αποτυγχάνει επίσης όταν ο αριθμός των σημάτων υπερβαίνει το $N/2$, όπου N είναι ο συνολικός αριθμός των στοιχείων των κεραιών της διάταξης (Mull, 2003).

Ο ESPRIT απαιτεί η διάταξη να έχει μια σταθερή μετατόπιση (invariance displacement), και τα αισθητήρια της διάταξης να βρίσκονται σε ζεύγη με ίση απόσταση μεταξύ τους. Τέτοιες διατάξεις που να ικανοποιούν αυτές τις απαιτήσεις υπάρχουν, και μια από αυτές είναι η ομοιόμορφη γραμμική διάταξη κεραιών (Liberty & Rappaport, 1999).

Ας φανταστούμε μια επίπεδη διάταξη τυχαίας μορφής που αποτελείται από $m=M/2$ ζεύγη αισθητήρων (ή αλλιώς doublets) όπως αυτή του σχήματος που ακολουθεί



Σχήμα 5.4 : Επίπεδη διάταξη τυχαίας μορφής που αποτελείται από $m=M/2$ ζεύγη αισθητήρων (doublets) (Liberty & Rappaport, 1999)

Θέλοντας να περιγράψουμε μαθηματικά τη σταθερή μετατόπιση της αισθητήριας διάταξης, μας είναι πιο εύκολο να υποθέσουμε ότι η διάταξη αποτελείται από δύο όμοιες υπο-διατάξεις (subarrays), X_0 και X_1 , οι οποίες απέχουν Δ_x μεταξύ τους. τα σήματα που λαμβάνονται από το i -οστό ζεύγος είναι:

$$\mathbf{u}_{0,i}(t) = \sum_{k=0}^{D-1} s_k(t) \alpha_i(\varphi_k) + \mathbf{n}_{0,i}(t) \quad (5.53)$$

$$\mathbf{u}_{1,i}(t) = \sum_{k=0}^{D-1} s_k(t) \cdot \exp[j\beta\Delta x \cos(\varphi_k)] \alpha_i(\varphi_k) + n_{1,i}(t) \quad (5.54)$$

όπου φ_k η κατεύθυνση άφιξης της k-οστής πηγής που συσχετίζεται με την κατεύθυνση της μετατόπισης Δx , και όπου \mathbf{D} ο αριθμός των σημάτων που προσκρούουν στη διάταξη. Το διάνυσμα του λαμβανομένου σήματος στις δύο υπο-διάταξεις γράφεται ως:

$$\mathbf{u}_0(t) = \mathbf{A}s(t) + \mathbf{n}_0(t) \quad (5.55)$$

$$\mathbf{u}_1(t) = \mathbf{A}\Phi s(t) + \mathbf{n}_1(t) \quad (5.56)$$

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 \mathbf{D} σημάτων. Ο πίνακας Φ συσχετίζει τις μετρήσεις της υπο-διάταξης \mathbf{u}_0 με εκείνες της υπο-διάταξης \mathbf{u}_1 και δίνεται από :

$$\Phi = \text{diag}\{e^{j\gamma_0}, e^{j\gamma_1}, \dots, e^{j\gamma_{D-1}}\}, \quad \text{όπου } \gamma_k = \beta\Delta x \cos(\varphi_k) \quad (5.57)$$

Η συνολική έξοδος της διάταξης είναι

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_0(t) \\ \mathbf{u}_1(t) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{A}}s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5.58)$$

όπου

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}\Phi \end{bmatrix} \quad \text{και} \quad \mathbf{n}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0(t) \\ \mathbf{n}_1(t) \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

Ο βασικός στόχος του ESPRIT αλγορίθμου είναι να εκμεταλλευτεί την περιστροφική σταθερότητα (rotational invariance) του θεμελιώδους υπο-χώρου του σήματος, που παράγεται από τη σταθερή μετατόπιση (displacement - translational - invariance) της αισθητήριας διάταξης. Ο συσχετισμένος υπο-χώρος του σήματος, είναι εκείνος που παρέχει τις εξόδους των δύο υπο-διατάξεων, \mathbf{u}_0 και \mathbf{u}_1 . Η ταυτόχρονη δειγματοληψία της εξόδου των διατάξεων, μας δίνει δύο ζεύγη διανυσμάτων, \mathbf{V}_0 και \mathbf{V}_1 , τα οποία καταλαμβάνουν τον ίδιο υπο-χώρο σήματος.

Θέλοντας να αυξηθεί η ακρίβεια του υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων, χρησιμοποιήθηκε μια βελτιστοποίηση του ESPRIT, ο Total Least Squares ESPRIT (TLS-ESPRIT), ο οποίος βασίζεται σε μεθόδους στάθμισης των σημάτων (weighting methods), και λειτουργεί σε πεδία μέσου ή υψηλού σηματοθορυβικού λόγου, για παράδειγμα στο πρόβλημα εντοπισμού ενός παρεμβολέα θορύβου.

Τα βήματα που εκτελεί ο TLS-ESPRIT αλγόριθμος συνοψίζονται στα εξής :

1) Εξάγει και υπολογίζει τον πίνακα δειγμάτων (sample matrix) \hat{R}_{uu} του πίνακα συνδιακύμανσης (covariance matrix) R_{uu}

2) Στη συνέχεια ιδιο-αποσυνθέτει τον \hat{R}_{uu}

$$\hat{R}_{uu} V = V \Lambda \quad (5.60)$$

όπου $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$, $\lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{M-1}$ οι ιδιοτιμές

και $V = [q_0 q_1 \dots q_{M-1}]$ τα αντίστοιχα ιδιοδιανύσματα του \hat{R}_{uu}

3) υπολογίζει τον αριθμό των σημάτων \hat{D} ως εξής

$$\hat{D} = M - K \quad (5.61)$$

4) εξάγει τον υπολογισμό του υπο-χώρου του σήματος $\hat{V}_s = [\hat{V}_0, \dots, \hat{V}_{\hat{D}-1}]$ και τον αποσυνθέτει σε πίνακες υπο-διατάξεων

$$\hat{V}_s = \begin{bmatrix} \hat{V}_0 \\ \hat{V}_1 \end{bmatrix} \quad (5.62)$$

5) υπολογίζει την ιδιο-αποσύνθεση ($\lambda_1 > \dots > \lambda_{2\hat{D}}$)

$$\hat{V}_{01}^H \hat{V}_{01} = \begin{bmatrix} \hat{V}_0^H \\ \hat{V}_1^H \end{bmatrix} [\hat{V}_0 \hat{V}_1] = V \Lambda V^H \quad (5.63)$$

$$\text{και διαχωρίζει το } V \text{ σε } D \times D \text{ υπο-πίνακες } V = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

6) υπολογίζει τις ιδιο-τιμές $\Psi = -V_{12} V_{22}^{-1}$

$$\Phi_k = \text{ιδιοτιμές του } (-V_{12} V_{22}^{-1}) \quad \forall k = 0, \dots, \hat{D} - 1 \quad (5.65)$$

7) υπολογίζει τη γωνία άφιξης των σημάτων (Angle Of Arrival)

$$\hat{\Phi}_k = \cos^{-1} \left[c \frac{\arg(\hat{\Phi}_k)}{\beta \Delta x} \right] \quad (5.66)$$

Όπως είδαμε ο αλγόριθμος ESPRIT εξαλείφει τη διαδικασία αναζήτησης που συναντάμε σε κάθε μέθοδο υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης, ενώ παράγει τις υπολογισμένες κατευθύνσεις άφιξης απευθείας σε όρους των ιδιο-τιμών (Liberty & Rappaport, 1999. Vasilishin, 2002).

5.3. ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΤΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΜΕΓΙΣΤΗΣ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ (MAXIMUM LIKELIHOOD TECHNIQUES)

Οι τεχνικές μέγιστης πιθανότητας ανήκουν στις τεχνικές εκείνες που μελετήθηκαν πρώτες στην έρευνα των μεθόδων υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης των σημάτων. Οι απαιτήσεις όμως των τεχνικών αυτών σε υπολογιστική ισχύ, τις κατέστησαν λιγότερο δημοφιλείς από τις subspace based τεχνικές. Σε συνθήκες όμως χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου, ή ακόμα και όταν ο αριθμός των δειγμάτων είναι μικρός, οι τεχνικές μέγιστης πιθανότητας υπερέχουν σημαντικά σε απόδοση, σε σχέση με τις subspace based τεχνικές. Προσθέτοντας ένα ακόμα πλεονέκτημα, αναφέρουμε ότι αντίθετα με τις subspace based τεχνικές, οι τεχνικές μέγιστης πιθανότητας λειτουργούν εξίσου καλά και σε συνθήκες συσχετισμένων σημάτων (correlated signals conditions) (Liberty & Rappaport, 1999. Boman, 2000).

Για να τεθεί σε λειτουργία ο μηχανισμός των τεχνικών μέγιστης πιθανότητας, συλλέγονται τα δεδομένα από ένα σύνολο από N στιγμιαίες μετρήσεις σήματος (snapshots) και έχουμε :

$$U = A(\Phi)S + N \quad (5.67)$$

όπου $U = [u(0), \dots, u(N-1)]$ ο $M \times N$ πίνακας διανυσμάτων των δεδομένων εισόδου της διάταξης (data input vector matrix), όπου $A(\Phi) = [a(\varphi_0), \dots, a(\varphi_{D-1})]$ ο $M \times D$ πίνακας της χωρική υπογραφής (spatial signature matrix) που περιγράφει τη θέση ενός σήματος στο χώρο, όπου $S = [s(0), \dots, s(N-1)]$ ο $D \times N$ πίνακας κυματομορφών σήματος (signal waveform matrix), και τέλος όπου $N = [n(0), \dots, n(N-1)]$ ο $M \times N$ πίνακας του θορύβου (noise matrix).

Για να τεθεί σε λειτουργία ο μηχανισμός των τεχνικών μέγιστης πιθανότητας για τον υπολογισμό της Γωνίας Άφιξης $\varphi_0, \dots, \varphi_{D-1}$ των D πηγών, πρέπει να κάνουμε εξ' αρχής ορισμένες παραδοχές, όσον αφορά το σήμα και το θόρυβο. Καταρχάς, υποθέτουμε ότι ο αριθμός των σημάτων είναι είτε γνωστός είτε υπολογισμένος και μικρότερος από τον αριθμό των αισθητήρων της διάταξης. Στη συνέχεια, υποθέτουμε

ότι το σύνολο των D κατευθυντικών διανυσμάτων είναι γραμμικά ανεξάρτητο (linearly independent). Τέλος υποθέτουμε ότι τα δείγματα του θορύβου είναι στατιστικά ανεξάρτητα (Liberty & Rappaport, 1999. Varma, 2002).

Αυτή η μέθοδος μεγιστοποιεί τη συνάρτηση ‘λογαριθμικής πιθανότητας’ (log-likelihood), για να υπολογίσει την DOA, από ένα δοσμένο σύνολο δειγμάτων της διάταξης. Η συνάρτηση πιθανότητας, δίνεται από την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (joint probability density function), από τα δειγματοληπτημένα δεδομένα, λαμβάνοντας υπόψιν τις κατευθύνσεις αφίξεως.

$$f(\mathbf{X}) = \prod_{i=1}^M \frac{1}{\pi \det[\sigma^2 \mathbf{I}]} \cdot \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{x}(t_i) - \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t_i)\|^2\right) \quad (5.68)$$

Όπου,

$\mathbf{A}(\Theta)$: το κατευθυντικό διάνυσμα

$\mathbf{x}(t_i)$: το σήμα που λαμβάνεται από το i -οστό στοιχείο

$\mathbf{s}(t_i)$: το σήμα στην έξοδο του i -οστού στοιχείου

Η λογαριθμική πιθανότητα (log likelihood) δίνεται από:

$$L = -M_p \times \log \sigma^2 - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^M \left(\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{x}(t_i) - \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t_i)\|^2 \right) \quad (5.69)$$

Έστω ότι θέλουμε να μεγιστοποιήσουμε την ανωτέρω εξίσωση όσον αφορά τις άγνωστες μεταβλητές. Μελετώντας πρώτα το σ^2 έχουμε:

$$\sigma^2 = \frac{1}{M_p} \sum_{i=1}^M \left(\|\mathbf{x}(t_i) - \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t_i)\|^2 \right) \quad (5.70)$$

αντικαθιστώντας το στη συνάρτηση λογαριθμικής πιθανότητας, η μεγιστοποίηση γίνεται:

$$\max_{\Theta, S} \left\{ -M_p \cdot \log \left(\frac{1}{M_p} \sum_{i=1}^M \left(\|\mathbf{x}(t_i) - \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t_i)\|^2 \right) \right) \right\} \quad (5.71)$$

που ισοδυναμεί με την ελαχιστοποίηση:

$$\min_{\Theta, S} \left\{ \sum_{i=1}^M \left(\|\mathbf{x}(t_i) - \mathbf{A}(\Theta)\mathbf{s}(t_i)\|^2 \right) \right\} \quad (5.72)$$

Ελαχιστοποιώντας πρώτα ως προς S , και κατόπιν ως προς Θ , θα οδηγηθούμε στο εξής:

$$L(\Theta) = \sum_{i=1}^M \left| P_{A(\Theta)} x(t_i) \right|^2 \quad (5.73)$$

όπου:
$$P_{A(\Theta)} = A(\Theta) \times \left(A^H(\Theta) A(\Theta) \right)^{-1} \times A^H(\Theta) \quad (5.74)$$

Το διάνυσμα θορύβου που προστίθεται στο $x(t)$, θα οδηγήσει το $x(t)$ στο να παρεκκλίνει από το πεδίο του σήματος, και ο Maximum Likelihood αλγόριθμος αναζητά μέσα στον πολλαπλασιασμό της διάταξης (array manifold) να βρει εκείνο το κατευθυντικό διάνυσμα που πλησιάζει περισσότερο στα διανύσματα του $\{x(t)\}$. Αυτή η μεγιστοποίηση είναι ένα μη γραμμικό πρόβλημα βελτιστοποίησης (optimization problem).

Όταν ο σηματοθορυβικός λόγος του σήματος είναι μικρός, ή ο αριθμός των σημάτων είναι μικρός, ή όταν οι πηγές είναι ασυσχέτιστες, ο αλγόριθμος μέγιστης πιθανότητας ξεπερνά άλλες μεθόδους. Στην περίπτωση του μεγάλου διαθέσιμου αριθμού δειγμάτων, μπορούν να χρησιμοποιηθούν άλλες τεχνικές οι οποίες και θα δώσουν μια πολύ κοντινή απόδοση σε σχέση με την μέθοδο αυτή (Al-Jazzar & Radhakrishnan, 2000).

5.4. ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΤΩΝ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΤΗΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ ΑΦΙΞΗΣ (INTEGRATED TECHNIQUES TO DOA ESTIMATION)

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε ένα σήμα, το οποίο απαρτίζεται από έναν και μοναδικό συντελεστή. Τότε η χωρική υπογραφή² του σήματος (spatial signature), είναι όμοια με το κατευθυντικό διάνυσμα που αντιστοιχεί στην κατεύθυνση άφιξης του σήματος αυτού. Επομένως έχουμε τη δυνατότητα, όταν έχουμε έναν υπολογισμό της χωρικής ταυτότητας ενός σήματος με ένα μόνο συντελεστή, να υπολογίσουμε την κατεύθυνση άφιξης του σήματος αυτού, μελετώντας μόνο τη χωρική του υπογραφή. Η κατεύθυνση άφιξης του σήματος μπορεί να υπολογιστεί αναζητώντας μέσα σε όλα τα πιθανά κατευθυντικά διανύσματα, εκείνο που είναι πιο κοντά στην κανονικοποιημένη χωρική υπογραφή του σήματος. Μαθηματικά η κατεύθυνση άφιξης εκφράζεται ως

$$\varphi = \arg \left[\min_{\varphi} \left\| \alpha(\varphi) - \alpha_{ss} \right\|_2 \right] \quad (5.75)$$

² Η χωρική υπογραφή ενός σήματος, αναπαριστά τη στιγμιαία προβολή, του λαμβανόμενου σήματος, από έναν συγκεκριμένο χρήστη, πάνω στη διάταξη.

όπου $\mathbf{a}(\boldsymbol{\varphi})$ είναι το κατευθυντικό διάνυσμα που αντιστοιχεί στην κατεύθυνση άφιξης $\boldsymbol{\varphi}$, και \mathbf{a}_{ss} είναι η υπολογισμένη χωρική υπογραφή.

Μια καινοτόμος τεχνική υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης, των απευθείας συντελεστών ή των συντελεστών πολλαπλών διαδρομών, μελετώντας μόνο τη χωρική υπογραφή του σήματος, παρουσιάστηκε από τους Xu και Liu. Στους subspace based αλγορίθμους πρέπει να δημιουργήσουμε έναν πίνακα συνδιακύμανσης (covariance matrix) με σκοπό τον καθορισμό των κατευθύνσεων άφιξης. Εάν μπορούμε να υπολογίσουμε τον πίνακα χωρικής υπογραφής \mathbf{A} , μπορούμε να σχηματίσουμε έναν ‘πίνακα συνδιακύμανσης χωρικής υπογραφής (spatial signature covariance matrix)’ $\mathbf{R}_{aa} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^H$, στον οποίο η ιδιο-αποσύνθεση γίνεται με σκοπό να εξάγουμε την κατεύθυνση άφιξης.

Όταν υπάρχει υπολογισμένη χωρική υπογραφή ενός σήματος, ο Xu και ο Liu πρότειναν μια τεχνική για τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης των διαφόρων συντελεστών ενός σήματος.

Ένας πίνακας συνδιακύμανσης χωρικής υπογραφής ορίζεται ως :

$$\mathbf{R}_{fb}(\mathbf{K}) = \mathbf{R}_f(\mathbf{K}) + \mathbf{J}\mathbf{R}_f^*(\mathbf{K})\mathbf{J} \quad (5.76)$$

όπου \mathbf{J} ο πίνακας μεταλλαγής (permutation matrix) με μηδενικά όλα τα στοιχεία του εκτός εκείνα της αντι-διαγωνίου, και \mathbf{K} είναι ο αριθμός των υπο-διατάξεων (συναντάται και ως smoothing factor) και

$$\mathbf{R}_f(\mathbf{K}) = \sum_{i=0}^{K-1} \left[\alpha_{ss}(i : M - K + i) \alpha_{ss}(i : M - K + i)^H \right] \quad (5.77)$$

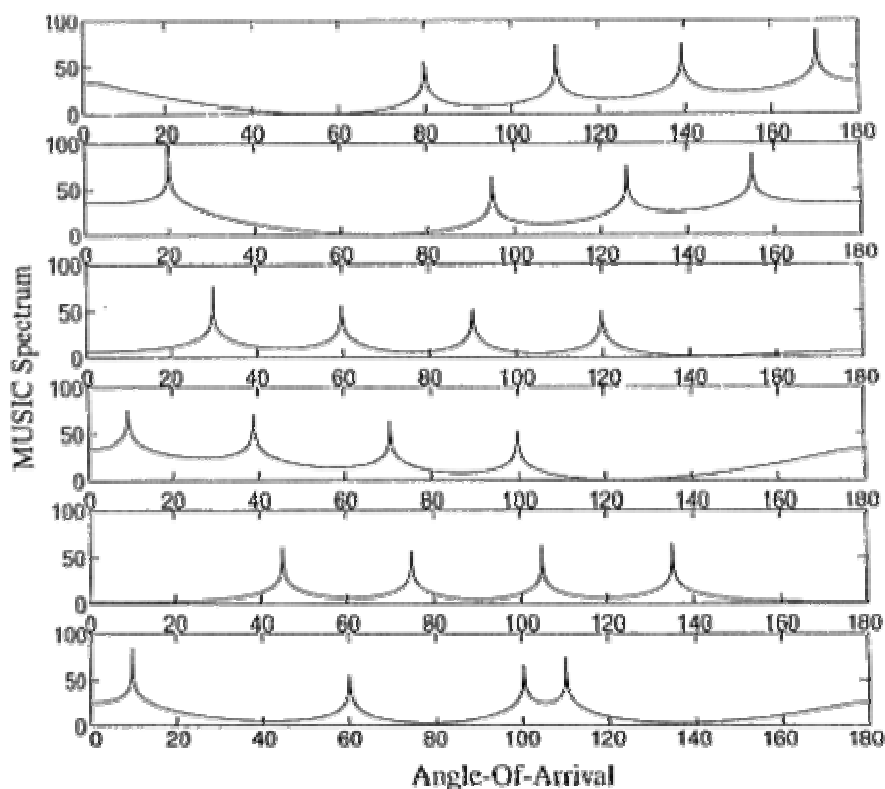
Έχουμε λοιπόν τη δυνατότητα να εφαρμόσουμε στον πίνακα συνδιακύμανσης χωρικής υπογραφής, τους subspace based αλγορίθμους, όπως το MUSIC και τον ESPRIT, και μπορούμε να υπολογίσουμε μέχρι και $2M^2/3$ κατευθύνσεις άφιξης από συνδυασμένες (coherent) πηγές (Mewes & Dermühl, 2001).

Στο σχήμα που ακολουθεί απεικονίζεται το υπολογισμένο φάσμα του MUSIC, στην περίπτωση κατά την οποία έχουμε μια ομοιόμορφη γραμμική διάταξη έξι στοιχείων κεραιών, με απόσταση μισού μήκους κύματος μεταξύ των στοιχείων. Για το **spatial smoothing**³ η διάταξη διαιρέθηκε σε δύο επικαλυπτόμενες (overlapping)

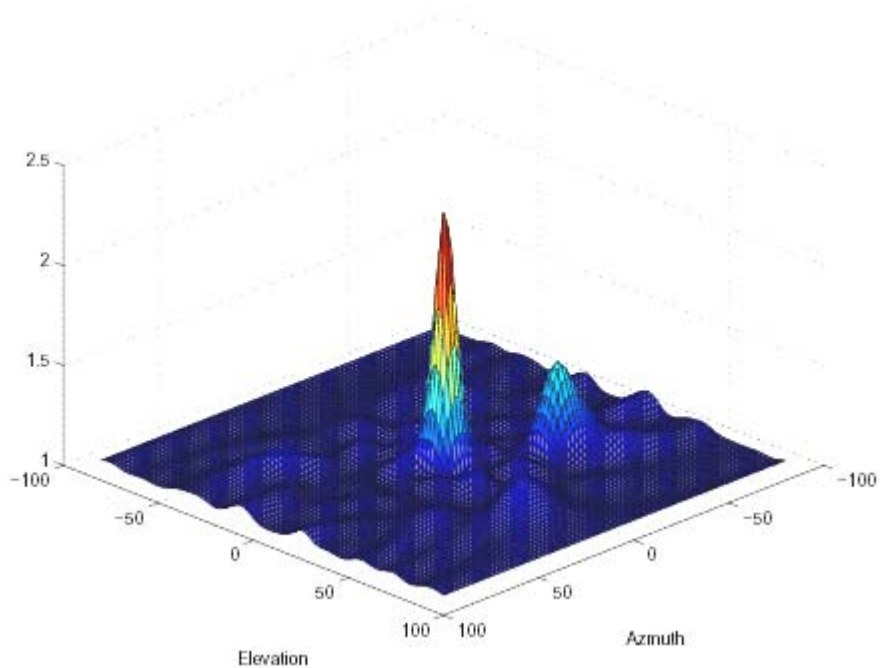
³ SPATIAL SMOOTHING : έχοντας ως στόχο τη λειτουργία του MUSIC αλγορίθμου, παρουσία συνδυασμένων (coherent) σημάτων, έχουν προταθεί πολλές τεχνικές, περιλαμβανομένων εκείνων που αφορούν τροποποιήσεις του συνδυαστικού πίνακα (covariance matrix) μέσω μιας συγκεκριμένης επεξεργασίας της αποκαλούμενης και ‘spatial smoothing’.

5-στοιχείων υπο-διατάξεις κεραιών. Έξι ασυσχέτιστα (uncorrelated) στενού εύρους σήματα, το καθένα εκ των οποίων αποτελείται από έναν απευθείας και τρεις πολλαπλών διαδρομών συντελεστές σήματος, προσκρούουν στη διάταξη. Οι πολλαπλών διαδρομών συντελεστές είναι 10dB χαμηλότερα από τους απευθείας συντελεστές του σήματος, και ο σηματοθορυβικός λόγος του απευθείας σήματος είναι 20dB (Liberty & Rappaport, 1999).

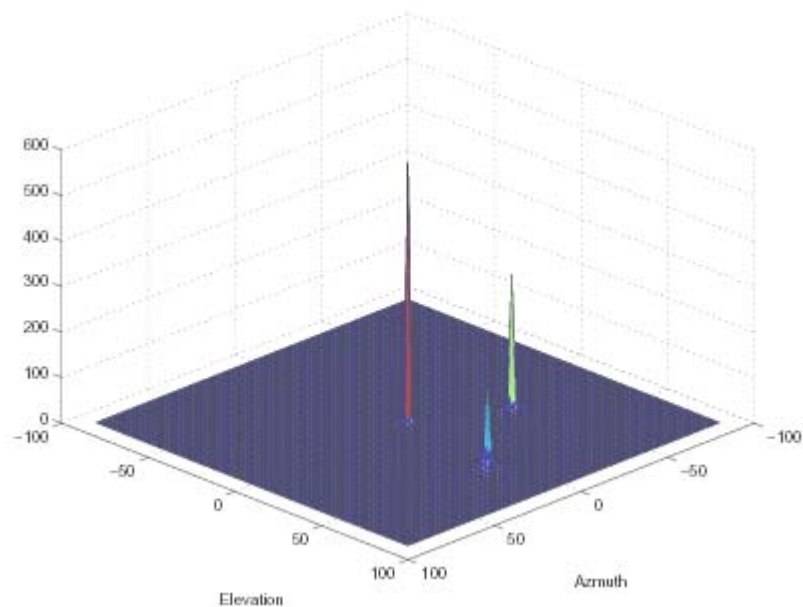
- Το πρώτο σήμα έχει συντελεστές που κατέφθασαν από τις 80, 110, 140 και 170 μοίρες
- Το δεύτερο σήμα έχει συντελεστές που κατέφθασαν από τις 20, 90, 130 και 150 μοίρες
- Το τρίτο σήμα έχει συντελεστές που κατέφθασαν από τις 30, 60, 90 και 120 μοίρες
- Το τέταρτο σήμα έχει συντελεστές που κατέφθασαν από τις 10, 40, 70, και 100 μοίρες
- Το πέμπτο σήμα έχει συντελεστές που κατέφθασαν από τις 45, 75, 105, και 135 μοίρες
- Το έκτο σήμα έχει συντελεστές που κατέφθασαν από τις 10, 60, 100, και 110 μοίρες



Σχήμα 5.5 : Το υπολογισμένο φάσμα του MUSIC, με χρήση ομοιόμορφης γραμμικής διάταξης έξι στοιχείων κεραιών, σε απόσταση μισού μήκους κύματος μεταξύ τους. (Liberty & Rappaport, 1999).



Σχήμα 5.6 : Απεικόνιση του φάσματος του MUSIC χωρίς ‘spatial smoothing’, χρησιμοποιώντας μια 8×8 επίπεδη διάταξη κεραιών. Τρία συσχετιζόμενα σήματα ήταν παρόντα, λόγω των πολλαπλών διαδρομών του σήματος, με σηματοθορυβικούς λόγους 3dB, 0dB και -3 dB αντίστοιχα. Ο αλγόριθμος εντόπισε μόνο το ισχυρότερο σήμα. (Balanis et al., 1999-2000).



Σχήμα 5.7 : Απεικόνιση του φάσματος του MUSIC με ‘spatial smoothing’ αυτή τη φορά, χρησιμοποιώντας την ίδια 8×8 επίπεδη διάταξη κεραιών. Τώρα, ο αλγόριθμος προσδιόρισε σωστά και τις 3 γωνίες της άφιξης των συσχετισμένων σημάτων όπως φαίνεται από τις στενές αιχμές. (Balanis et al., 1999-2000).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΝΤΟΠΙΣΜΟΥ ΘΕΣΗΣ ΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΟΥΝ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΩΝ ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ (RF POSITION LOCATION SYSTEMS)

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί θα προσπαθήσουμε να δώσουμε μια γενική περιγραφή, του τρόπου με τον οποίο οι τεχνικές υπολογισμού της κατεύθυνσης άφιξης ενός σήματος, δίνουν λύσεις στο καίριο πρόβλημα εντοπισμού της θέσης μιας μονάδας πομπού.

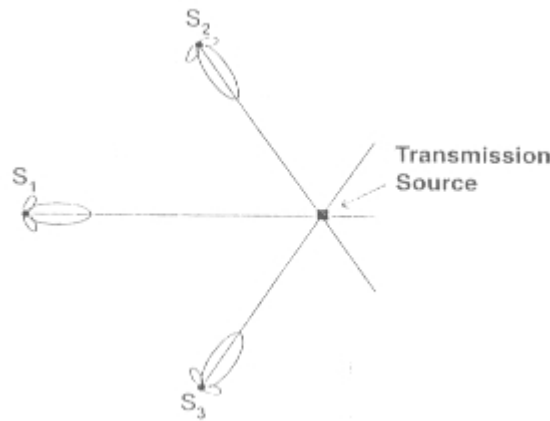
Τα συστήματα εντοπισμού θέσης που λειτουργούν στο πεδίο των ραδιοσυχνοτήτων (radio frequency position location systems), μπορούν να διαχωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

- α) direction finding** (εύρεσης της κατεύθυνσης) και
- β) range based** (υπολογισμού της απόστασης) συστήματα.

Αυτά τα συστήματα και οι τεχνικές μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε ανεξάρτητα είτε σε συνδυασμό μεταξύ τους, τροποποιώντας τις διάφορες ρυθμίσεις τους (Liberty & Rappaport, 1999).

6.1. Επισκόπηση των συστημάτων εντοπισμού θέσης

Τα συστήματα εντοπισμού θέσης, υπολογίζουν τη θέση μιας κινητής πηγής, βάσει των μετρήσεων που λαμβάνουν από τον υπολογισμό της κατεύθυνσης άφιξης (DOA), ή αλλιώς της γωνίας άφιξης (AOA), της πηγής από την οποία προέρχεται το σήμα, σύμφωνα με τις τεχνικές που έχουμε ήδη μελετήσει. Οι πιθανές θέσεις στις οποίες μπορεί να βρίσκεται η κινητή πηγή μας, περιορίζονται μέσα στο εύρος των λαμβανομένων υπολογισμών της κατεύθυνσης άφιξης. Όταν έχουμε πολλαπλές μετρήσεις DOA, από πολλαπλούς σταθμούς βάσης ταυτόχρονα, μπορούμε να εφαρμόσουμε μια ‘τριγωνική μέθοδο’, για να εξάγουμε έναν υπολογισμό της θέσης της πηγής, ακριβώς στο σημείο που τέμνονται οι διαφορετικές ευθείες καθορισμού θέσης (Lines Of Bearing LOB) των μετρήσεών μας (Liberty & Rappaport, 1999).

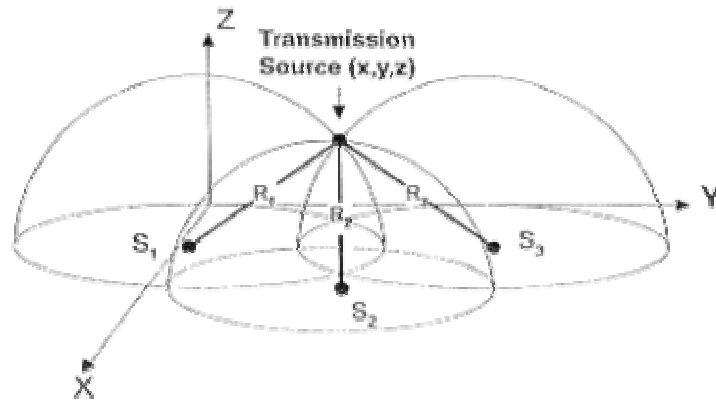


Σχήμα 6.1 : Δισδιάστατη απεικόνιση μιας τεχνικής εντοπισμού θέσης, όπου λαμβάνουμε το αποτέλεσμα, στη διασταύρωση των Lines Of Bearing LOB. (Liberty & Rappaport, 1999).

Θεωρητικά, τα συστήματα εντοπισμού της κατεύθυνσης, απαιτούν μόνο δύο αισθητήρια λήψης, για τον εντοπισμό της θέσης μιας κινητής μονάδας, αλλά στην πράξη το πεπερασμένο γωνιακό εύρος, τα multipath σήματα, αλλά και ο θόρυβος, καθιστούν επιβεβλημένη την ανάγκη χρήσης περισσότερων των δύο αισθητηρίων.

Τα Range-Based συστήματα εντοπισμού θέσης, μπορούν να διαχωριστούν σε ranging, range-sum και range-difference συστήματα. Το είδος των μετρήσεων που χρησιμοποιείται σε κάθε ένα από τα συστήματα αυτά, υποδεικνύει τη μέθοδο εντοπισμού θέσης που θα χρησιμοποιηθεί. Πολλαπλοί σταθμοί βάσης δέκτες, χρησιμοποιούνται για την ταυτόχρονη καταγραφή της καθυστέρησης της μετάδοσης του σήματος, ή της απόστασης, μετρήσεις που λαμβάνουν χώρα μεταξύ του κινητού πομπού και του σταθερού δέκτη.

Τα Ranging συστήματα εντοπισμού θέσης εντοπίζουν μια κινητή πηγή, μετρώντας την απόσταση μεταξύ μιας πηγής και του δέκτη. Η απόσταση, d , που διανύει ένα μεταδιδόμενο κύμα, δίνεται από $d = c \cdot \tau$, όπου τ η καθυστέρηση διάδοσης και c η ταχύτητα του φωτός, $c = 3 \times 10^8$ m/s. Έτσι ο υπολογισμός της απόστασης γίνεται μετρώντας το χρόνο άφιξης (Time Of Arrival TOA), του σήματος που μεταδίδεται μεταξύ του κινητού χρήστη, και των δεκτών σταθμών βάσης. Ο υπολογισμός του χρόνου άφιξης, ορίζει μια σφαίρα σταθερής ακτίνας, με κέντρο το δέκτη. Η διασταύρωση πολλαπλών σφαιρών που παράγονται από πολλαπλές μετρήσεις αποστάσεως, από πολλαπλούς δέκτες σταθμούς βάσης, μας παρέχει την υπολογισμένη θέση ενός κινητού χρήστη.

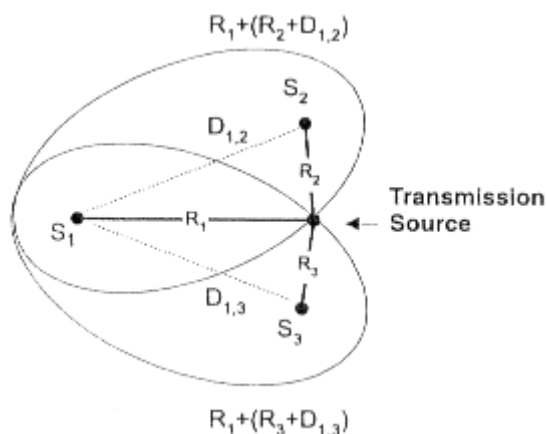


Σχήμα 6.2 : Τρισδιάστατη απεικόνιση της τεχνικής εντοπισμού θέσης των Ranging συστημάτων.

(Liberty & Rappaport, 1999).

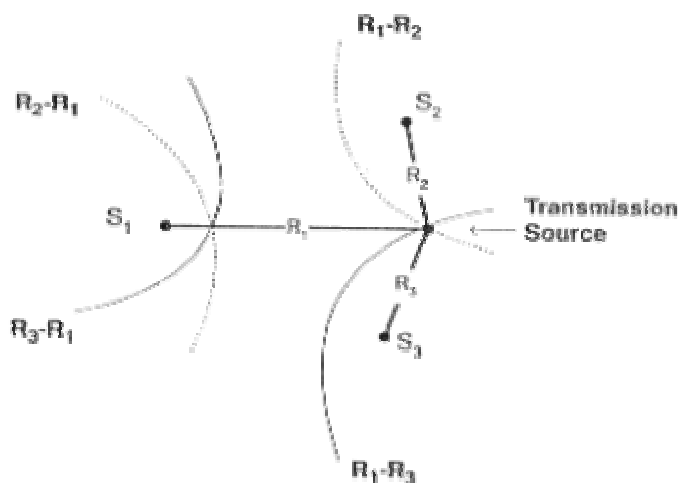
Για το λόγο αυτό τα Ranging συστήματα είναι γνωστά και ως TOA (Time Of Arrival) συστήματα ή και ως σφαιρικά (spherical) συστήματα εντοπισμού θέσης. Τα πιο πρακτικά Ranging συστήματα, δεν είναι ικανά να μετρήσουν απευθείας την ακριβή απόσταση μεταξύ κινητής μονάδας και σταθμού βάσης, με αποτέλεσμα την μόνιμη ύπαρξη ενός συστηματικού σφάλματος δείγματος στις μετρήσεις (bias term). Αυτό το σφάλμα, μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας μια επιπλέον μέτρηση της απόστασης από έναν επιπρόσθετο σταθμό βάσης. Τα Ranging συστήματα αυτού του τύπου συχνά αποκαλούνται και pseudo-range συστήματα.

Τα Range-Sum συστήματα εντοπισμού θέσης, υπολογίζουν το σχετικό άθροισμα των αποστάσεων, μεταξύ της πηγής και των σταθερών δεκτών. Τα συστήματα αυτά υπολογίζουν το άθροισμα του χρόνου άφιξης (Time-Sum-Of-Arrival TSOA) του μεταδιδόμενου σήματος, από ένα κινητό χρήστη, προς δύο δέκτες σταθμούς βάσης, με σκοπό να εξάγει μια Range-Sum μέτρηση. Ο Range-Sum εντοπισμός της θέσης ορίζει ένα ελλειψοειδές, με εστίες τους δύο δέκτες. Κατόπιν πολλαπλών Range-Sum μετρήσεων, η εντοπισμένη θέση της κινητής μονάδας βρίσκεται στο σημείο που τέμνονται οι διαφορετικές αυτές ελλείψεις. Για το λόγο αυτό τα Range-Sum συστήματα είναι γνωστά και ως TSOA (Time-Sum-Of-Arrival) συστήματα, ή και ως ελλειπτικά (elliptical) συστήματα εντοπισμού θέσης (Liberty & Rappaport, 1999).



Σχήμα 6.3 : Δισδιάστατη απεικόνιση του elliptical τρόπου εντοπισμού θέσης. (Liberty & Rappaport, 1999).

Τα Range-Difference συστήματα εντοπισμού θέσης, υπολογίζουν τη σχετική διαφορά των αποστάσεων μεταξύ της πηγής, και των σταθερών δεκτών. Τα συστήματα αυτά, υπολογίζουν τη διαφορά του χρόνου άφιξης (Time-Difference-Of-Arrival TDOA) του μεταδιδόμενου σήματος από ένα κινητό χρήστη προς δύο δέκτες σταθμούς βάσης, με σκοπό να εξάγουν μια Range-Difference μέτρηση. Ο Range-Difference υπολογισμός θέσης, ορίζει μια υπερβολή σταθερής διαφοράς απόστασης (Range-Difference), έχοντας εστίες τους σταθμούς βάσης. Όταν έχουμε πολλαπλές Range-Difference μετρήσεις, παράγονται πολλαπλές υπερβολές, και λαμβάνουμε την υπολογισμένη θέση μιας κινητής μονάδας, στη διασταύρωση των υπερβολών αυτών. Για το λόγο αυτό, τα Range-Difference συστήματα είναι γνωστά και ως TDOA (Time-Difference-Of-Arrival) συστήματα, ή και ως υπερβολικά (hyperbolic) συστήματα εντοπισμού θέσης.



Σχήμα 6.4 : Δισδιάστατη απεικόνιση του hyperbolic τρόπου εντοπισμού θέσης) (Liberty & Rappaport, 1999).

Τα Range-Based συστήματα, μπορούν να διαχωριστούν σε Πολυπλευρικά (Multilateration), και σε Τριπλευρικά (Trilateration), συστήματα εντοπισμού θέσης. Τα πολυπλευρικά συστήματα εντοπισμού θέσης, είναι τα συστήματα εκείνα, τα οποία εκμεταλλεύονται τις μετρήσεις από τέσσερις και παραπάνω δέκτες σταθμούς βάσης, με σκοπό να υπολογίσουν με τρισδιάστατη μέθοδο, τη θέση ενός κινητού χρήστη. Στα πολυπλευρικά υπερβολικά (multilateration hyperbolic) συστήματα εντοπισμού θέσης, τέσσερις ή και περισσότεροι σταθμοί βάσης, παράγουν τρεις ή και περισσότερες Range-Difference μετρήσεις. Τα τριπλευρικά συστήματα εντοπισμού θέσης, είναι τα συστήματα εκείνα που εκμεταλλεύονται μετρήσεις από τρεις δέκτες σταθμούς βάσης, με σκοπό να υπολογίσουν, με δισδιάστατη μέθοδο, τη θέση ενός κινητού χρήστη. Σε ένα τριπλευρικό Ranging σύστημα εντοπισμού θέσης, τρεις μετρήσεις απόστασης, παράγονται από τρεις σταθμούς βάσης, ενώ στα τριπλευρικά υπερβολικά (trilateration hyperbolic) συστήματα εντοπισμού θέσης, δύο Range-Difference μετρήσεις, παράγονται από τρεις δέκτες σταθμούς βάσης. Η επιπλέον μέτρηση από τα Ranging συστήματα, χρειάζεται για να μειωθεί η αβεβαιότητα της ορθότητας του λαμβανόμενου σήματος, λόγω των multipath σημάτων, του υποβιβασμού της στάθμης της ισχύος του σήματος, και του θορύβου.

Τα συστήματα εντοπισμού θέσης, που είναι ικανά να μετρήσουν τη διαφορά στη συχνότητα ενός εκπεμπόμενου σήματος, καλούνται συστήματα Doppler. Όταν είτε ο πομπός, είτε ο δέκτης, κινείται, το λαμβανόμενο σήμα υπόκειται μια ολίσθηση φάσης Doppler. Η διαφορά αυτή στη συχνότητα, είναι ανάλογη της κατεύθυνσης και της ταχύτητας της κίνησης. Μετρώντας τη διαφορά στη συχνότητα, έχουμε τη δυνατότητα να καθορίσουμε την τάξη της μεταβολής, μεταξύ κινητού χρήστη και σταθμού βάσης. Εάν η τροχιά ενός κινούμενου σταθμού βάσης είναι γνωστή, τότε μπορούμε να εντοπίσουμε τη θέση ενός χρήστη βάσει των μεταβολών της συχνότητας, σύμφωνα με τον Doppler. Γενικά, τα Doppler συστήματα, απαιτούν η ταχύτητα είτε του δέκτη σταθμού βάσης, είτε του κινητού χρήστη, να είναι τόση όσο χρειάζεται για να παραχθεί μια συνάρτηση ολίσθησης φάσης Doppler, εύκολη στο να επιλυθεί. Για το λόγο αυτό, τα συστήματα αυτού του τύπου, γενικά, μπορούν να εφαρμοστούν σε μη-γεωσύγχρονα δορυφορικά συστήματα εντοπισμού θέσης, ή σε σταθερές επίγειες εφαρμογές εντοπισμού της θέσης οχημάτων που κινούνται με υψηλή ταχύτητα (Liberty & Rappaport, 1999).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΩΝ ADAPTIVE BEAMFORMING ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο παρόν κεφαλαίο, θα προσπαθήσουμε να κάνουμε μια εκτενή αναφορά, στους Adaptive Beamforming Algorithms. Οι περισσότεροι από αυτούς τους αλγόριθμους μπορούν να χωριστούν σε δυο κατηγορίες, ανάλογα με το εάν χρησιμοποιούν, ή όχι, ένα δοκιμαστικό σήμα.

Μια κατηγορία αυτών των αλγόριθμων είναι οι μη τυφλοί, ή non-blind Adaptive Beamforming Algorithms, στους οποίους ένα δοκιμαστικό σήμα, χρησιμοποιείται για να προσαρμόσει το array weighted vector (διάνυσμα βαρύτητας της διάταξης). Μια άλλη τεχνική είναι οι τυφλοί, ή blind Adaptive Beamforming Algorithms, οι οποίοι δεν χρησιμοποιούν δοκιμαστικό σήμα.

Επειδή οι non-blind Adaptive Beamforming Αλγόριθμοι, χρησιμοποιούν δοκιμαστικό σήμα, στην διάρκεια της δοκιμαστικής περιόδου, δεδομένα δεν μπορούν να σταλούν στο ραδιοκανάλι. Αυτό ελαττώνει την αποδοτικότητα φάσματος (spectral efficiency), του συστήματος μας. Έτσι, αναπόφευκτα, οι blind αλγόριθμοι αποκτούν μεγαλύτερο ερευνητικό ενδιαφέρον, και για αυτό τον λόγο και εμείς θα ασχοληθούμε με αυτούς περισσότερο (Zhigang Rong, 1996).

7.1. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΤΩΝ ADAPTIVE BEAMFORMING ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

Πριν αρχίσουμε να βλέπουμε τις ιδιότητες και τους αλγόριθμους κάθε κατηγορίας ξεχωριστά, θα πρέπει επιγραμματικά να αναφέρουμε ποια χαρακτηριστικά είναι απαραίτητα για την επιλογή ενός Adaptive Beamforming αλγόριθμου.

1) Rate of convergence ή ρυθμός σύγκλισης : Αυτό ορίζεται σαν τον αριθμό επαναλήψεων (προσπαθειών), που χρειάζεται ο αλγόριθμος, σε σχέση με μια στατική είσοδο (input), για να συγκλίνει στην βέλτιστη λύση. Ένας γρήγορος ρυθμός σύγκλισης, επιτρέπει στον αλγόριθμο να προσαρμόζεται γρήγορα, σε ένα σταθερό περιβάλλον, με άγνωστα στατιστικά στοιχεία.

2) Tracking ή εντοπισμός : Όταν ένας αλγόριθμος λειτουργεί σε ένα μη στατικό περιβάλλον, πρέπει να εντοπίζει τις στατιστικές μεταβολές στο περιβάλλον αυτό.

3) Robustness ή αντοχή: Μια εκδοχή της έννοιας αντοχή, αναφέρεται στην ικανότητα του αλγόριθμου να λειτουργεί ικανοποιητικά, με δεδομένα εισόδου όχι εντελώς ορθά, ή που έχουν επηρεαστεί, ή διαφθαρεί με κάποιο τρόπο. Επίσης ο όρος αντοχή, χρησιμοποιείται και στην περίπτωση που αναφερόμαστε στην αριθμητική συμπεριφορά του αλγορίθμου.

4) Computational Requirements ή υπολογιστικές απαιτήσεις : Εδώ τα αντικείμενα ενδιαφέροντός μας, περιλαμβάνουν (α) τους αριθμούς των πράξεων (πολλαπλασιασμοί, διαιρέσεις, προσθέσεις /αφαιρέσεις), που είναι απαραίτητοι για μια πλήρη επανάληψη του αλγόριθμου, (β) το μέγεθος των θέσεων μνήμης, που είναι απαραίτητη για την αποθήκευση των δεδομένων και του προγράμματος, (γ) την επένδυση, προσπάθεια που χρειάζεται για τον προγραμματισμό του αλγόριθμου, σε ένα υπολογιστή, ή σε ένα DSP επεξεργαστή.

7.2. NON-BLIND ADAPTIVE BEAMFORMING ALGORITHMS

Σε ένα non-blind αλγόριθμο, ένα δοκιμαστικό σήμα, $\mathbf{d}(\mathbf{t})$, το οποίο είναι γνωστό και στον πομπό και στον δεκτή, στέλνεται από τον πομπό στον δεκτή, κατά την διάρκεια της δοκιμαστικής περιόδου. Ο beamformer στον δεκτή, χρησιμοποιεί την πληροφορία του δοκιμαστικού σήματος, για να υπολογίσει το βέλτιστο διάνυσμα βαρύτητας (weight vector) \mathbf{w}_{opt} . Μετά το δοκιμαστικό σήμα, τα δεδομένα αποστέλλονται, και ο beamformer χρησιμοποιεί το διάνυσμα βαρύτητας που υπολογίστηκε πριν, για να επεξεργαστεί το σήμα το οποίο λαμβάνει. Εάν το ραδιοκανάλι, και τα χαρακτηριστικά των παρεμβολών, παραμένουν σταθερά από την μια δοκιμαστική περίοδο μέχρι την επόμενη, το διάνυσμα βαρύτητας θα περιλαμβάνει την πληροφορία του καναλιού και της παρεμβολής, και η επίδραση που έχουν στο λαμβανόμενο σήμα θα εξουδετερωθεί στην έξοδο της διάταξης (array).

7.2.1. Wiener Solution

Οι περισσότεροι από τους non-blind αλγόριθμους, προσπαθούν να ελαχιστοποιήσουν το mean-square error, ή λάθος ελάχιστων τετράγωνων, ανάμεσα στο επιθυμητό σήμα, $\mathbf{d}(\mathbf{t})$, και τη έξοδο της διάταξης $\mathbf{y}(\mathbf{t})$. Ορίζουμε $y(k)$ και $d(k)$ το δειγματοληπτημένο σήμα του $y(t)$, και $d(t)$ στον στιγμιαίο χρόνο t_k αντίστοιχα. Μετά το λάθος σήματος δίνεται από

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (7.1)$$

και το mean-square error ή μέσο τετραγωνικό σφάλμα ορίζεται από

$$J = E[|e(k)|^2], \quad (7.2)$$

όπου $E[\cdot]$ δηλώνει τον προσδοκώμενο τελεστή συνόλου (ensemble expectation operator). Αντικαθιστώντας την εξίσωση 7.1 και την $y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)$ στην εξίσωση (7.2), έχουμε

$$\begin{aligned} J &= E[|d(k) - y(k)|^2] \\ &= E[\{d(k) - y(k)\}\{d(k) - y(k)\}^*] \\ &= E[\{d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)\}\{d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)\}^*] \\ &= E[|d(k)|^2 - d(k)\mathbf{x}^H(k)\mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)d^*(k) + \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\mathbf{w}] \\ &= E[|d(k)|^2] - \mathbf{p}^H \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{p} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \end{aligned} \quad (7.3)$$

όπου

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)] \quad (7.4)$$

και

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(k)d^*(k)]. \quad (7.5)$$

στην εξίσωση 7.3, \mathbf{R} είναι ο $M \times M$ correlation matrix ή πίνακας συσχέτισης του διανύσματος των δεδομένων εισόδου (input data vector) $\mathbf{x}(k)$, και \mathbf{p} είναι το $M \times 1$ cross correlation vector, ανάμεσα στο input data vector και το επιθυμητό σήμα $d(k)$.

Το gradient vector του J , $\nabla(J)$, ορίζεται από

$$\nabla(J) = 2 \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}^*}, \quad (7.6)$$

όπου $\frac{\partial}{\partial \mathbf{w}^*}$ ορίζει την συζευγμένη παράγωγο (conjugated derivative), σε σχέση με το πολύπλοκο διάνυσμα \mathbf{w} . Όταν το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (mean square error) J ελαχιστοποιείται, το gradient vector, θα είναι ίσο με ένα $M \times 1$ κενό, μηδενικό διάνυσμα (null vector).

$$\nabla(J) |_{\mathbf{w}_{opt}} = \mathbf{0} \quad (7.7)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (7.3) στην εξίσωση (7.7) θα έχουμε

$$-2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{0} \quad (7.8)$$

ή ισότιμα

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{p}. \quad (7.9)$$

Η εξίσωση 7.9 λέγεται *εξίσωση Wiener-Hopf*. Πολλαπλασιάζοντας και τα δυο μέρη της εξίσωσης 7.9 με \mathbf{R}^{-1} , τον αντίστροφο δηλαδή του πίνακα συσχέτισης (*correlation matrix*), θα πάρουμε

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}. \quad (7.10)$$

Το βέλτιστο διάνυσμα βαρύτητας \mathbf{w}_{opt} στην εξίσωση 7.10, λέγεται λύση του Wiener ή *Wiener solution*. Από την εξίσωση (7.10), βλέπουμε ότι ο υπολογισμός του βέλτιστου διανύσματος βαρύτητας (weight vector) \mathbf{w}_{opt} , απαιτεί την γνώση δυο ποσοτήτων : (1) τον πίνακα συσχέτισης (*correlation matrix*) του διανύσματος των δεδομένων εισόδου (input data vector) $\mathbf{x}(k)$, και (2) το *cross correlation vector* \mathbf{p} ανάμεσα στο input data vector $\mathbf{x}(k)$ και του επιθυμητού σήματος $d(k)$.

7.2.2. Μέθοδος της Steepest - Descent (απότομης καθόδου)

Αν και η εξίσωση του Wiener-Hopf μπορεί να λυθεί απευθείας, υπολογίζοντας το αποτέλεσμα του αντίστροφου του correlation matrix R , και του cross-correlation vector \mathbf{p} , αυτή η διαδικασία παρουσιάζει σοβαρές υπολογιστικές δυσκολίες αφού ο υπολογισμός του αντίστροφου correlation matrix, παρουσιάζει υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα. Μια εναλλακτική διαδικασία είναι να χρησιμοποιήσουμε την μέθοδο της *Steepest- Descent (απότομης καθόδου)*. Για να βρούμε το βέλτιστο διάνυσμα βαρύτητας (*optimum weight vector*) \mathbf{w}_{opt} , με την μέθοδο της *Steepest- Descent*, ακολουθούμε την εξής διαδικασία.

1. Ξεκινάμε με μια αρχική τιμή $\mathbf{w}(0)$ για το διάνυσμα βαρύτητας, η οποία επιλέγεται αυθαίρετα. Τυπικά, το $\mathbf{w}(0)$ τίθεται ίσο με ένα διάνυσμα στήλη, ενός $M \times M$ πίνακα ταυτότητα.
2. Χρησιμοποιώντας την αρχική αυτή υπόθεση (εικασία) υπολογίζουμε το gradient vector $\nabla (J(k))$ την στιγμή k (όπου k είναι η k th επανάληψη).
3. Υπολογίζουμε την επόμενη εικασία, στο διάνυσμα βαρύτητας, κάνοντας μια αλλαγή στην αρχική μας υπόθεση, στην αντίθετη κατεύθυνση από αυτή του gradient vector.
4. Επιστρέφουμε στο 2^ο βήμα και επαναλαμβάνουμε την διαδικασία.

Είναι εύλογο, ότι οι διαδοχικές διορθώσεις στο διάνυσμα βαρύτητας (weight vector), στην κατεύθυνση του αρνητικού του gradient vector, θα πρέπει τελικά να μας οδηγήσει στο μικρότερο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (mean-squared error) J_{min} , στο οποίο το weight vector, λαμβάνει την βέλτιστη τιμή \mathbf{w}_{opt} .

Συμβολίζουμε με $\mathbf{w}(k)$ την τιμή του weight vector, την στιγμή k . Σύμφωνα με την μέθοδο *Steepest-Descent*, η ενημέρωση του weight vector την στιγμή $k+1$, υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την σχέση

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla(J(k))], \quad (7.11)$$

όπου μ είναι μια θετική πραγματική σταθερά. Ο παράγοντας $\frac{1}{2}$ χρησιμοποιείται για την δική μας ευκολία. Από την εξίσωση 7.8 έχουμε

$$\nabla(J(k)) = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}(k). \quad (7.12)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (7.12) στην (7.11), πετυχαίνουμε

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu[\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(k)], \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (7.13)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση 7.4, 7.5, 7.1 και την εξίσωση

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)$$

το gradient vector στη εξίσωση 7.12 μπορεί να γραφεί και σε μια άλλη μορφή

$$\begin{aligned} \nabla(J(k)) &= -2E[\mathbf{x}(k)d^*(k) - \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\mathbf{w}(k)] \\ &= -2E[\mathbf{x}(k)\{d(k) - y(k)\}^*] \\ &= -2E[\mathbf{x}(k)e^*(k)]. \end{aligned} \quad (7.14)$$

Επίσης η εξίσωση 7.11 μπορεί να εκφραστεί σαν

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu E[\mathbf{x}(k)e^*(k)]. \quad (7.15)$$

Παρατηρούμε ότι η παράμετρος μ ελέγχει το μέγεθος της αυξανόμενης διόρθωσης που εφαρμόζεται στο weight vector όπως προχωρούμε από τον ένα κύκλο επανάληψης στον επόμενο. Για αυτό τον λόγο αναφερόμαστε στον μ σαν μια παράμετρο *step-size* ή *weighting constant*. Οι εξισώσεις 7.13 και 7.15 περιγράφουν τους μαθηματικούς τύπους της μεθόδου *Steepest-Descent* (Zhigang Rong, 1996).

7.2.3. Least-Mean - Squares Algorithm

Εάν ήταν δυνατόν, να κάνουμε ακριβείς μετρήσεις του gradient vector $\nabla(J(k))$ σε κάθε επανάληψη, και αν η step-size παράμετρος μ είναι επιλεγμένη κατάλληλα, τότε

το weight vector που υπολογίζεται με την μέθοδο *Steepest-Descent*, θα σύγκλιε πραγματικά στην βέλτιστη λύση του Wiener. Στην πραγματικότητα, ωστόσο, ακριβείς μετρήσεις του gradient vector, δεν είναι δυνατόν να γίνουν, αφού αυτό θα απαιτούσε προηγούμενη γνώση και του correlation matrix \mathbf{R} , του διανύσματος των δεδομένων εισόδου (input data vector), και του cross-correlation vector \mathbf{p} , ανάμεσα στο input data vector, και το επιθυμητό σήμα. Έτσι, το gradient vector, πρέπει να εκτιμηθεί από τα διαθέσιμα δεδομένα. Με αλλά λόγια, το διάνυσμα βαρύτητας (weight vector), ενημερώνεται σύμφωνα με ένα αλγόριθμο, ο οποίος προσαρμόζεται στα εισερχόμενα δεδομένα. Ένας τέτοιος αλγόριθμος είναι ο *least-mean squares (LMS) algorithm*. Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του αλγόριθμου LMS είναι η απλότητα του. Δεν απαιτεί μετρήσεις των σχετικών συναρτήσεων συσχέτισης (pertinent correlation functions), ούτε χρειάζεται αντιστροφή του πίνακα.

Για να εξάγουμε μια εκτίμηση του gradient vector, η πιο προφανής στρατηγική είναι η αντικατάσταση της αναμενόμενης τιμής, στην εξίσωση 7.14, με την στιγμιαία εκτίμηση

$$\hat{\nabla}(J(k)) = -2\mathbf{x}(k)e^*(k). \quad (7.16)$$

Αντικαθιστώντας την στιγμιαία εκτίμηση του gradient vector στην εξίσωση 7.11 έχουμε

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu\mathbf{x}(k)e^*(k). \quad (7.17)$$

Τώρα μπορούμε να περιγράψουμε τον LMS αλγόριθμο με τις ακόλουθες τρεις εξισώσεις

$$y(k) = \mathbf{w}^H(k)\mathbf{x}(k) \quad (7.18)$$

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (7.19)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu\mathbf{x}(k)e^*(k). \quad (7.20)$$

Ο LMS αλγόριθμος είναι μέλος της οικογένειας των *stochastic gradient* αλγόριθμων, αφού η στιγμιαία εκτίμηση του gradient διανύσματος, είναι ένα τυχαίο διάνυσμα, το οποίο εξαρτάται από το διάνυσμα των δεδομένων εισόδου (input data vector) $\mathbf{x}(k)$. Ο LMS αλγόριθμος απαιτεί περίπου $2M$ περίπλοκους πολλαπλασιασμούς, για κάθε επανάληψη, όπου M είναι ο αριθμός των στοιχείων που χρησιμοποιείται στην διάταξη adaptive array.

Η ανταπόκριση του LMS αλγόριθμου, καθορίζεται από τρεις σημαντικούς παράγοντες: (1) η step-size παράμετρος, (2) ο αριθμός των βαρών (στοιχείων) της

διάταξης και (3) η ιδιο-τιμή (eigen-value) του πίνακα συσχέτισης (correlation matrix) του διανύσματος των δεδομένων εισόδου (input data vector).

7.2.4 Recursive Least - Squares Algorithm

Αντίθετα με τον LMS αλγόριθμο ο οποίος χρησιμοποιεί την μέθοδο *Steepest-Descent* για να ενημερώσει το weight vector, ο *recursive least-squares (RLS) algorithm* χρησιμοποιεί την μέθοδο των *least squares* (ελάχιστων τετραγώνων), για να προσαρμόσει το weight vector. Στην μέθοδο των *least-squares*, επιλέγουμε το weight vector $\mathbf{w}(k)$, έτσι ώστε να ελαχιστοποιήσουμε την τιμή της συνάρτησης, η οποία αποτελείται από το άθροισμα των τετραγωνικών σφαλμάτων (error squares), μέσα σε ένα παράθυρο χρόνου (time window). Από την άλλη μεριά, στην την μέθοδο *Steepest-Descent*, επιλέγουμε το weight vector έτσι ώστε να ελαχιστοποιήσουμε το συνολικό μέσο όρο του τετραγωνικού σφάλματος.

Στον εκθετικά υψωμένο, k φορές, RLS αλγόριθμο, το διάνυσμα βαρύτητας επιλέγεται έτσι ώστε να ελαχιστοποιεί την τιμή της συνάρτησης

$$\mathcal{E}(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} |e(i)|^2 \quad (7.21)$$

όπου $e(i)$ ορίζεται από την εξίσωση 7.1 και λ είναι μια θετική σταθερά με τιμή πολύ κοντά, αλλά μικρότερη, από 1, η οποία καθορίζει πόσο γρήγορα τα προηγούμενα δεδομένα αποσφηνίζονται. Σε ένα στατικό περιβάλλον, ωστόσο, το λ πρέπει να είναι ίσο με το 1, αφού τα προηγούμενα και τα παρόντα δεδομένα, πρέπει να έχουν το ίδιο βάρος (weight). Ο RLS αλγόριθμος, επιτυγχάνεται από την ελαχιστοποίηση της εξίσωσης 7.21, με την επέκταση του μεγέθους, υψωμένο στο τετράγωνο, και με την εφαρμογή της αντιστροφής πίνακα lemma. Ο RLS αλγόριθμος μπορεί να περιγραφεί με τις ακόλουθες εξισώσεις

$$\mathbf{k}(k) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(k-1) \mathbf{x}(k)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^H(k) \mathbf{P}(k-1) \mathbf{x}(k)} \quad (7.22)$$

$$\alpha(k) = d(k) - \mathbf{w}^H(k-1) \mathbf{x}(k) \quad (7.23)$$

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \mathbf{k}(k) \alpha^*(k) \quad (7.24)$$

$$\mathbf{P}(k) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(k-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{P}(k-1). \quad (7.25)$$

Η αρχική τιμή του $\mathbf{P}(k)$ μπορεί να οριστεί ότι είναι

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I} \quad (7.26)$$

όπου \mathbf{I} είναι ο $M \times M$ πίνακας ταυτότητα, και δ είναι μια μικρή θετική σταθερά.

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του RLS αλγόριθμου, είναι το ότι χρησιμοποιεί τις πληροφορίες των δεδομένων εισόδου, πηγαίνοντας πίσω μέχρι την πρώτη στιγμή που άρχισε ο αλγόριθμος. Έτσι ο ρυθμός σύγκλισης είναι τυπικά μια τάξη μεγέθους γρηγορότερος από τον απλό LMS αλγόριθμο. Η βελτίωση ωστόσο αυτή, έχει σαν αποτέλεσμα την μεγάλη αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του αλγορίθμου. Ο RLS αλγόριθμος απαιτεί $4M^2 + 4M + 2$ πολύπλοκους πολλαπλασιασμούς σε κάθε επανάληψη, όπου M είναι ο αριθμός των στοιχείων τα οποία χρησιμοποιούνται στην adaptive array (Zhigang Rong, 1996).

7.3. BLIND ADAPTIVE ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΙ

Οι Blind Adaptive αλγόριθμοι δεν απαιτούν μια δοκιμαστική ακολουθία, αλλά λειτουργούν εκμεταλλευόμενοι κάποιες γνωστές ιδιότητες του λαμβανόμενου επιθυμητού σήματος. Οι περισσότεροι από τους Blind αλγόριθμους μπορούν να κατηγοριοποιηθούν στις τρεις ακόλουθες τάξεις ή σε κάποιο συνδυασμό αυτών.

- Αλγόριθμοι που βασίζονται σε εκτίμηση της DOA του λαμβανόμενου σήματος
- Αλγόριθμοι που βασίζονται σε τεχνικές property restoral
- Αλγόριθμοι που βασίζονται στην διακριτή αλφαβητική δομή των ψηφιακών σημάτων

7.3.1. Αλγόριθμοι που βασίζονται στην εκτίμηση της DoA (Direction of Arrival) του λαμβανόμενου σήματος

Σε αυτούς τους αλγόριθμους, η DoA του λαμβανόμενου σήματος, καθορίζεται στην αρχή, χρησιμοποιώντας την εκ των πρότερων γνώση της απόκρισης της διάταξης. Οι υψηλής ανάλυσης τεχνικές για την εκτίμηση της DoA, συμπεριλαμβάνουν το MUSIC και τον ESPRIT. Μετά τον υπολογισμό των DoA's ένας βέλτιστος beamformer κατασκευάζεται από την αντίστοιχη απόκριση της διάταξης, για να διαχωρίσουμε το επιθυμητό σήμα, από την παρεμβολή και τον θόρυβο. Η απόδοση αυτής της τεχνικής, βασίζεται σε μεγάλο βαθμό, στην αξιοπιστία των προηγούμενων χωρικών (spatial) πληροφοριών. Σε πολλές περιπτώσεις πρακτικού ενδιαφέροντος, αυτές οι πληροφορίες

δεν είναι διαθέσιμες. Ακόμα και όταν αυτές είναι διαθέσιμες, το κόστος είναι πολύ μεγάλο, και οι πληροφορίες μπορεί να μην είναι ακριβείς. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα αυτών των αλγορίθμων είναι πολύ μεγάλη. Ένα άλλο μειονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι ο αριθμός των DoA's που ο αλγόριθμος μπορεί να υπολογίσει περιορίζεται από τον αριθμό των στοιχείων της διάταξης.

Στα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών, ειδικά στο *Code Division Multiple Access* (CDMA) σύστημα, ο αριθμός των χρηστών σε ένα ραδιοκάνάλι, μπορεί να είναι μεγαλύτερος από τα στοιχεία της διάταξης. Εάν λάβουμε υπόψη και τα multipath σήματα κάθε χρήστη, ο συνολικός αριθμός των σημάτων που προσκρούουν (impinging) στην διάταξη, θα ξεπεράσει τον αριθμό των στοιχείων κεραιών, και ο αλγόριθμος εκτίμησης της DoA θα αποτύχει. Επιπλέον αυτή η προσέγγιση δεν εκμεταλλεύεται την χρονική δομή των εισερχομένων σημάτων.

7.3.2. Αλγόριθμοι που βασίζονται στην τεχνική του Property - restoral

Σε γενικές γραμμές, τα περισσότερα σήματα ψηφιακών επικοινωνιών επεξεργάζονται κάποιες ιδιότητες, όπως για παράδειγμα την ιδιότητα του *constant modulus*, ή την ιδιότητα της *spectral self-coherence*. Εξαιτίας της παρεμβολής, του θορύβου και του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού σε ένα επικοινωνιακό σύστημα, αυτές οι ιδιότητες μπορεί να διαφθαρούν, όταν αυτό το σήμα λαμβάνεται στον δέκτη. Η Adaptive διάταξη στον δέκτη, προσπαθεί να αποκαταστήσει αυτές τις ιδιότητες χρησιμοποιώντας ένα αλγόριθμο property – restoral και ελπίζοντας ότι με την αποκατάσταση αυτών των ιδιοτήτων, η έξοδος της διάταξης είναι μια αναδομημένη έκδοση του μεταδιδόμενου σήματος.

7.3.2.1. Constant Modulus Algorithm

Κάποια επικοινωνιακά σήματα όπως το Phase-shift Keying (PSK), Frequency-shift Keying (FSK) και αναλογικά FM σήματα, έχουν ένα σταθερό φάκελο (envelope) ή αλλιώς μια σταθερή ιδιότητα. Αυτός ο σταθερός φάκελος μπορεί να υποστεί κάποιου είδους αλλαγή, κατά την μετάδοση του σήματος μέσα από ένα κανάλι. Ο CMA αλγόριθμος προσαρμόζει το διάνυσμα βαρύτητας της Adaptive διάταξης, ώστε να ελαχιστοποιήσει αυτήν την αλλαγή στην έξοδο της διάταξης. Όταν ο αλγόριθμος συγκλίνει (converges), η διάταξη μπορεί να κατευθύνει μια ακτίνα στην κατεύθυνση του σήματος που μας ενδιαφέρει (Signal of Interest) SoI και μηδενισμούς, κενά (nulls), στην κατεύθυνση των παρεμβολών.

Ο CMA προσπαθεί να ελαχιστοποιήσει την τιμή της συνάρτησης

$$J(k) = E [||y(k)|^p - 1|^q]. \quad (7.27)$$

Η σύγκλιση του αλγόριθμου εξαρτάται από τους συντελεστές p και q στην εξίσωση 7.27. Συνήθως, χρησιμοποιείται η τιμή της συνάρτησης J με $p=1, q=2$ ή $p=2, q=2$. Εδώ χρησιμοποιούμε J με $p=1, q=2$. Με την τιμή της J ίση με $p=1, q=2$, ο CMA ελαχιστοποιεί την συνάρτηση.

$$J(k) = E [||y(k)| - 1|^2]. \quad (7.28)$$

το βαθμωτό διάνυσμα (gradient vector) δίνεται από

$$\begin{aligned} \nabla (J(k)) &= 2 \frac{\partial J(k)}{\partial \mathbf{w}^*(k)} \\ &= 2E \left[(|y(k)| - 1) \frac{\partial |y(k)|}{\partial \mathbf{w}^*(k)} \right] \\ &= 2E \left[(|y(k)| - 1) \frac{\partial \{y(k)y^*(k)\}^{\frac{1}{2}}}{\partial \mathbf{w}^*(k)} \right] \\ &= 2E \left[(|y(k)| - 1) \frac{\partial \left\{ \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w}(k) \right\}^{\frac{1}{2}}}{\partial \mathbf{w}^*(k)} \right] \\ &= E \left[(|y(k)| - 1) \left\{ \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w}(k) \right\}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left\{ \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w}(k) \right\}}{\partial \mathbf{w}^*(k)} \right] \\ &= E \left[(|y(k)| - 1) \frac{1}{|y(k)|} \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w}(k) \right] \\ &= E \left[\left(1 - \frac{1}{|y(k)|} \right) \mathbf{x}(k) y^*(k) \right] \\ &= E \left[\mathbf{x}(k) \left(y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right)^* \right]. \end{aligned} \quad (7.29)$$

Εάν αγνοήσουμε τον προβλεπόμενο τελεστή στη εξίσωση, η στιγμιαία τιμή του gradient vector μπορεί να γράφει σαν

$$\hat{\nabla} (J(k)) = \mathbf{x}(k) \left(y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right)^*. \quad (7.30)$$

Εάν χρησιμοποιήσουμε την μέθοδο steepest-descent και αντικαταστήσουμε το gradient vector με το στιγμιαίο, μπορούμε να πάρουμε το διάνυσμα βαρύτητας (weight vector)

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) - \mu \hat{\nabla}(J(k)) \\ &= \mathbf{w}(k) - \mu \mathbf{x}(k) \left(y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right)^*\end{aligned}\quad (7.31)$$

όπου μ είναι η παράμετρος βαθμιαίου βήματος (step-size). Τώρα μπορούμε να περιγράψουμε τον Steepest-Descent CMA(SD-CMA) αλγόριθμο με τις τρεις ακόλουθες εξισώσεις

$$y(k) = \mathbf{w}^H(k)\mathbf{x}(k) \quad (7.32)$$

$$e(k) = y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \quad (7.33)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \mathbf{x}(k)e^*(k). \quad (7.34)$$

Από την εξίσωση (7.33) μπορούμε να δούμε ότι εάν η έξοδος της array έχει μέγεθος μονάδας π.χ $|y(k)| = 1$ το λάθος του σήματος γίνεται 0. Εάν συγκρίνουμε τις τρεις εξισώσεις με την 7.18, 7.19 και 7.20, μπορούμε να δούμε ότι ο CMA μοιάζει πολύ με τον LMS αλγόριθμο και ο όρος $\frac{y(k)}{|y(k)|}$ στο CMA παίζει τον ίδιο ρόλο με το επιθυμητό σήμα $d(t)$ στον LMS αλγόριθμο. Ωστόσο το σήμα αναφοράς $d(t)$ πρέπει να χρησιμοποιείται στον LMS αλγόριθμο. Ο CMA αλγόριθμος δεν απαιτεί ένα σήμα αναφοράς να παράγει το σήμα λάθους στο δεκτή (Zhigang Rong, 1996).

7.3.2.2. Least - Square CMA

Μετά τον CMA εμφανίστηκαν αρκετοί αλγόριθμοι που βασίστηκαν σε αυτόν. Αναπτύχθηκε ο Least - Square Constant Modulus Algorithm (LS-CMA) χρησιμοποιώντας την επέκταση της μεθόδου των least-square (Gauss method). Η επέκταση της μεθόδου του Gauss μας λέει ότι μια συνάρτηση τιμής (function cost) μπορεί να εκφραστεί με την μορφή

$$\begin{aligned}F(\mathbf{w}) &= \sum_{k=1}^K |g_k(\mathbf{w})|^2 \\ &= \|\mathbf{g}(\mathbf{w})\|_2^2,\end{aligned}\quad (7.36)$$

όπου

$$\mathbf{g}(\mathbf{w}) = [g_1(\mathbf{w}), g_2(\mathbf{w}), \dots, g_K(\mathbf{w})]^T \quad (7.37)$$

η cost function έχει μια μερική επέκταση της σειράς Taylor, ενώ το άθροισμα τετράγωνων έχει την μορφή

$$F(\mathbf{w} + \Delta) \approx \left\| \mathbf{g}(\mathbf{w}) + \mathbf{D}^H(\mathbf{w})\Delta \right\|_2^2 \quad (7.38)$$

όπου Δ είναι ένα offset διάνυσμα, και

$$\mathbf{D}(\mathbf{w}) = [\nabla(g_1(\mathbf{w})), \nabla(g_2(\mathbf{w})), \dots, \nabla(g_K(\mathbf{w}))] \quad (7.39)$$

Το βαθμωτό (gradient vector) διάνυσμα του $F(\mathbf{w} + \Delta)$ σε σχέση με το Δ δίνεται από

$$\begin{aligned} \nabla_{\Delta}(F(\mathbf{w} + \Delta)) &= 2 \frac{\partial F(\mathbf{w} + \Delta)}{\partial \Delta^*} \\ &= 2 \frac{\partial \left\{ \mathbf{g}(\mathbf{w}) + \mathbf{D}^H(\mathbf{w})\Delta \right\}^H \left\{ \mathbf{g}(\mathbf{w}) + \mathbf{D}^H(\mathbf{w})\Delta \right\}}{\partial \Delta^*} \\ &= 2 \frac{\partial \left\{ \|\mathbf{g}(\mathbf{w})\|_2^2 + \mathbf{g}^H(\mathbf{w})\mathbf{D}^H(\mathbf{w})\Delta + \Delta^H \mathbf{D}(\mathbf{w})\mathbf{g}(\mathbf{w}) + \Delta^H \mathbf{D}(\mathbf{w})\mathbf{D}^H(\mathbf{w})\Delta \right\}}{\partial \Delta^*} \\ &= 2 \left\{ \mathbf{D}(\mathbf{w})\mathbf{g}(\mathbf{w}) + \mathbf{D}(\mathbf{w})\mathbf{D}^H(\mathbf{w})\Delta \right\}. \end{aligned} \quad (7.40)$$

Εάν θέσουμε $\nabla_{\Delta}(F(\mathbf{w} + \Delta))$ ίσο με το μηδέν, μπορούμε να βρούμε το offset διάνυσμα το οποίο ελαχιστοποιεί το $F(\mathbf{w} + \Delta)$,

$$\Delta = - \left[\mathbf{D}(\mathbf{w})\mathbf{D}^H(\mathbf{w}) \right]^{-1} \mathbf{D}(\mathbf{w})\mathbf{g}(\mathbf{w}). \quad (7.41)$$

έτσι το διάνυσμα βαρύτητας (weighted vector) μπορεί να αναβαθμιστεί σαν

$$\mathbf{w}(l+1) = \mathbf{w}(l) - \left[\mathbf{D}(\mathbf{w}(l))\mathbf{D}^H(\mathbf{w}(l)) \right]^{-1} \mathbf{D}(\mathbf{w}(l))\mathbf{g}(\mathbf{w}(l)) \quad (7.42)$$

όπου το l συμβολίζει τον αριθμό των επαναλήψεων (iteration number).

Ο LS-CMA προκύπτει εφαρμόζοντας την εξίσωση 7.42, στην constant modulus cost function,

$$\begin{aligned} F(\mathbf{w}) &= \sum_{k=1}^K \left| |y(k)| - 1 \right|^2 \\ &= \sum_{k=1}^K \left| |\mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)| - 1 \right|^2. \end{aligned} \quad (7.43)$$

Συγκρίνοντας την εξίσωση 7.43 με την 7.36, βλέπουμε ότι σε αυτήν την περίπτωση

$$\begin{aligned} g_k(\mathbf{w}) &= |y(k)| - 1 \\ &= |\mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)| - 1. \end{aligned} \quad (7.44)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση 7.44 στην 7.37, παίρνουμε

$$\mathbf{g}(\mathbf{w}) = \begin{bmatrix} |y(1)| - 1 \\ |y(2)| - 1 \\ \vdots \\ |y(K)| - 1 \end{bmatrix}. \quad (7.45)$$

Το gradient vector του $g_k(\mathbf{w})$ δίνεται από

$$\begin{aligned} \nabla (g_k(\mathbf{w})) &= 2 \frac{\partial g_k(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}^*} \\ &= \mathbf{x}(k) \frac{y^*(k)}{|y(k)|}. \end{aligned} \quad (7.46)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση 7.46 στην 7.39, η $\mathbf{D}(\mathbf{w})$ μπορεί να εκφραστεί

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\mathbf{w}) &= [\nabla (g_1(\mathbf{w})), \nabla (g_2(\mathbf{w})), \dots, \nabla (g_K(\mathbf{w}))] \\ &= \left[\mathbf{x}(1) \frac{y^*(1)}{|y(1)|}, \mathbf{x}(2) \frac{y^*(2)}{|y(2)|}, \dots, \mathbf{x}(K) \frac{y^*(K)}{|y(K)|} \right] \\ &= \mathbf{X} \mathbf{Y}_{CM}, \end{aligned} \quad (7.47)$$

όπου

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(K)] \quad (7.48)$$

και

$$\mathbf{Y}_{CM} = \begin{bmatrix} \frac{y^*(1)}{|y(1)|} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{y^*(2)}{|y(2)|} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{y^*(K)}{|y(K)|} \end{bmatrix}. \quad (7.49)$$

Χρησιμοποιώντας την (7.47) και (7.45), θα έχουμε

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\mathbf{w}) \mathbf{D}^H(\mathbf{w}) &= \mathbf{X} \mathbf{Y}_{CM} \mathbf{Y}_{CM}^H \mathbf{X}^H \\ &= \mathbf{X} \mathbf{X}^H \end{aligned} \quad (7.50)$$

και

$$\begin{aligned}
\mathbf{D}(\mathbf{w})\mathbf{g}(\mathbf{w}) &= \mathbf{X}\mathbf{Y}_{CM} \begin{bmatrix} |y(1)| - 1 \\ |y(2)| - 1 \\ \vdots \\ |y(K)| - 1 \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{X} \begin{bmatrix} y^*(1) - \frac{y^*(1)}{|y(1)|} \\ y^*(2) - \frac{y^*(2)}{|y(2)|} \\ \vdots \\ y^*(K) - \frac{y^*(K)}{|y(K)|} \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{X}(\mathbf{y} - \mathbf{r})^*, \tag{7.51}
\end{aligned}$$

όπου

$$\mathbf{y} = [y(1), y(2), \dots, y(K)]^T \tag{7.52}$$

$$\mathbf{r} = \left[\frac{y(1)}{|y(1)|}, \frac{y(2)}{|y(2)|}, \dots, \frac{y(K)}{|y(K)|} \right]^T. \tag{7.53}$$

Τα διανύσματα \mathbf{y} και \mathbf{r} , λέγονται *output data vector* και *complex-limited output data vector* αντίστοιχα. Αντικαθιστώντας την εξίσωση 7.50 και 7.51 στην 7.42, παίρνουμε

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}(l+1) &= \mathbf{w}(l) - [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}(\mathbf{y}(l) - \mathbf{r}(l))^* \\
&= \mathbf{w}(l) - [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{X}^H \mathbf{w}(l) + [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{r}(l)^* \\
&= [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{r}^*(l), \tag{7.54}
\end{aligned}$$

όπου $\mathbf{y}(l)$ και $\mathbf{r}(l)$ είναι το διάνυσμα των δεδομένων εξόδου, *output data vector*, και το *complex-limited output data vector*, που αντιστοιχούν στο διάνυσμα βαρύτητας $\mathbf{w}(l)$ στην l th επανάληψη. Ο LS-CMA μπορεί να υλοποιηθεί και στατικά και δυναμικά. Ο στατικός LS-CMA, χρησιμοποιεί επανειλημμένα ένα μπλοκ δεδομένων \mathbf{X} , το οποίο περιέχει K στιγμιότυπα (snapshots) των διανυσμάτων των δεδομένων εισόδου, κατά την ενημέρωση (update) του διανύσματος βαρύτητας \mathbf{w} . Στον στατικό LS-CMA μετά τον

υπολογισμό του διανύσματος βαρύτητας $\mathbf{w}(l+1)$ με την εξίσωση 7.54, χρησιμοποιείται το νέο διάνυσμα, με το μπλοκ δεδομένων εισόδου \mathbf{X} , το οποίο χρησιμοποιήθηκε και στην τελευταία επανάληψη, για να παράγει το νέο διάνυσμα των δεδομένων εξόδου output data vector $\mathbf{y}(l+1)$ και το complex-limited output data vector $\mathbf{r}(l+1)$. Το νέο complex - limited output data vector, αντικαθίσταται στην εξίσωση 7.54, για να παράγει ένα νέο διάνυσμα βαρύτητας.

Στον δυναμικό LS-CMA, ωστόσο, διαφορετικά μπλοκ δεδομένων εισόδου χρησιμοποιούνται κατά την διάρκεια της ενημέρωσης του διανύσματος βαρύτητας. Εάν το $\mathbf{X}(l)$ είναι το μπλοκ των δεδομένων εισόδου στην l th επανάληψη, το $\mathbf{X}(l)$ μπορεί να εκφραστεί σαν

$$\mathbf{X}(l) = [\mathbf{x}(1 + lK), \mathbf{x}(2 + lK), \dots, \mathbf{x}((l + 1)K)], \quad l = 0, 1, \dots, L, \quad (7.55)$$

όπου L είναι ο αριθμός των επαναλήψεων που χρειάζονται για να συγκλίνει ο αλγόριθμος. Χρησιμοποιώντας το $\mathbf{X}(l)$, μπορούμε να περιγράψουμε τον δυναμικό LS-CMA με τις ακόλουθες εξισώσεις

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(l) &= [\mathbf{w}^H(l)\mathbf{X}(l)]^T \\ &= [y(1 + lK), y(2 + lK), \dots, y((l + 1)K)]^T \end{aligned} \quad (7.56)$$

$$\mathbf{r}(l) = \left[\frac{y(1 + lK)}{|y(1 + lK)|}, \frac{y(2 + lK)}{|y(2 + lK)|}, \dots, \frac{y((l + 1)K)}{|y((l + 1)K)|} \right]^T \quad (7.57)$$

$$\mathbf{w}(l + 1) = [\mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l)]^{-1} \mathbf{X}(l)\mathbf{r}^*(l). \quad (7.58)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις βλέπουμε ότι όταν ο SD-CMA ενημερώνει το διάνυσμα βαρύτητας δείγμα με το δείγμα, ο δυναμικός LS-CMA προσαρμόζει το διάνυσμα βαρύτητας μπλοκ με το μπλοκ. Αφού ο LS-CMA μπορεί να εκμεταλλεύεται την πληροφορία σε ένα μπλοκ δεδομένων, συγκλίνει γρηγορότερα από τον αλγόριθμο SD-CMA.

Εάν ορίσουμε

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(l) = \frac{1}{K} \mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l) \quad (7.59)$$

$$\hat{\mathbf{p}}_{xr}(l) = \frac{1}{K} \mathbf{X}(l) \mathbf{r}^*(l), \quad (7.60)$$

η εξίσωση (7.58) μπορεί επίσης να γραφεί σαν

$$\mathbf{w}(l+1) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(l) \hat{\mathbf{p}}_{xr}(l). \quad (7.61)$$

Εάν εφαρμόσουμε τον δυναμικό LS-CMA, σε ένα πρόβλημα multitarget θα πάρουμε τον αλγόριθμο MT-LSCMA ή Multitarget Least-Squares Constant Modulus Algorithm. Η πρόκληση στο πρόβλημα multitarget είναι ο διαχωρισμός και η εξαγωγή των σημάτων, εάν όλα τα σήματα σε ένα επικοινωνιακό σύστημα έχουν την ίδια constant-modulus ιδιότητα. Θα δούμε πάλι αργότερα τον MT-LSCMA.

Μαζί με τον LS-CMA, έχουν εμφανιστεί και άλλοι αλγόριθμοι του τύπου CMA beamforming. Μερικοί από αυτούς είναι:

- ο Linearly-Constrained CMA
- ο Multi-stage CMA
- ο Orthogonalized CMA
- και ο ILSP-CMA ή Iterative Least-Squares with Projection Constant Modulus Algorithm. Ο ILSP-CMA προσπαθεί να ελαχιστοποιήσει την cost function, και μπορεί να συνοπτικά να περιγράψει με τα εξής βήματα :

1. Έστω $\mathbf{A}(0)$, $l = 0$

2. $l = l + 1$

- $\mathbf{S}(l) = \left(\mathbf{A}^H(l-1) \mathbf{A}(l-1) \right)^{-1} \mathbf{A}^H(l-1) \mathbf{X}$

- Προβάλλουμε το (i, j) στοιχείο του $\mathbf{S}(l)$ στην κοντινότερη τιμή του κύκλου καθήκοντος (unit circle).

- $\mathbf{A}(l) = \mathbf{X} \mathbf{S}^H(l) \left(\mathbf{S}(l) \mathbf{S}^H(l) \right)^{-1}$

3. Επαναλαμβάνουμε ξανά μέχρι $\mathbf{A}(l)$ και $\mathbf{A}(l-1)$ να πλησιάσουν πολύ κοντά, ή η απόσταση μεταξύ τους να γίνει μικρότερη από το κατώφλι που έχουμε ορίσει.

7.3.3. Αλγόριθμοι που βασίζονται στη Διακριτή - Αλφαβητική Δομή του Ψηφιακού Σήματος (Algorithms Based on Discrete - Alphabet Structure of Digital Signal)

Αυτός ο τύπος του αλγόριθμου, εκμεταλλεύεται την διακριτή-αλφαβητική ιδιότητα των σημάτων ψηφιακής διαμόρφωσης, για να μας δώσει τις εκτιμήσεις των σημάτων. Παρόμοια με τον ILSP-CMA, αυτός ο τύπος του αλγόριθμου προσπαθεί να

ελαχιστοποιήσει την cost function $J(\mathbf{A}, \mathbf{S}) = \|\mathbf{X} - \mathbf{AS}\|_F^2$ όπου τα στοιχεία του \mathbf{S} περιορίζονται σε ένα πεπερασμένο αλφάβητο. Έχουν αναπτυχθεί τρεις αλγόριθμοι αυτού του τύπου :

- 1.Ο *Iterative Least Squares with Projection (ILSP)*
- 2.Ο *Iterative Least Squares with Enumeration (ILSE)*
- 3.Ο *Recursive Least Squares with Enumeration (RLSE)*

Ωστόσο, και οι τρεις παραπάνω αλγόριθμοι αναπτύχθηκαν με την προϋπόθεση όλα τα σήματα να φτάνουν την ίδια στιγμή στην διάταξη, πράγμα το οποίο δεν ισχύει στην πραγματικότητα.

7.3.4. Άλλοι Blind Beamforming Αλγόριθμοι

Εκτός από τις τρεις τάξεις των Blind Beamforming Αλγορίθμων που συζητήσαμε υπάρχουν και άλλοι δυο αλγόριθμοι που αξίζει να συζητήσουμε.

2D RAKE Receiver

Ο RAKE δέκτης σε ένα CDMA σύστημα, όπως έχουμε δει και σε προηγούμενο κεφαλαίο, συνδυάζει τους multipath παράγοντες (multipath component) ενός σήματος για να βελτιώσει την απόδοση του συστήματος. Ωστόσο εάν η καθυστέρηση ανάμεσα στους multipath παράγοντες είναι μικρότερη από την περίοδο chip, οι παράγοντες δεν μπορούν να αναλυθούν και ο συμβατικός RAKE δεκτής θα αποτύχει. Για αυτό τον λόγο προτάθηκε ο *2D RAKE (receiver) δεκτής*, ο οποίος εκμεταλλεύεται την χωρική (spatial) ιδιότητα κάθε multipath παράγοντα, έτσι ώστε οι παράγοντες με χρονική καθυστέρηση μικρότερη από την περίοδο του chip, αλλά με διαφορετικές DoAs, να μπορούν να αναλυθούν και να συνδυαστούν, για να επιτύχουμε το βέλτιστο αποτέλεσμα. Ο *2D RAKE δεκτής*, προσπαθεί να στρέψει μια ακτίνα (beam) σε κάθε multipath παράγοντα κάθε χρήστη, πράγμα το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα την υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα και την δύσκολη κατασκευή του.

Decision Directed Algorithms

Σε ένα επικοινωνιακό σύστημα, με χαμηλό *bit error rate (BER)*, το αποδιαμορφωμένο σήμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν σήμα αναφοράς στην προσαρμογή του διανύσματος βαρύτητας (weight vector). Αυτή η μέθοδος προσαρμογής λέγεται *decision directed (DD)*, διότι ο beamformer προσπαθεί να

προσαρμοστεί, εφαρμόζοντας τις δικές του αποφάσεις. Ο DD αλγόριθμος, ο αλγόριθμος δηλαδή που βασίζεται στην απόφαση, είναι ο πρώτος ο οποίος χρησιμοποιήθηκε στο προσαρμοστικό πρόβλημα εξομοίωσης, ή *adaptive equalization problem*. Εάν το BER είναι μικρό, οι αποφάσεις τις οποίες παίρνει ο δεκτής, είναι τις περισσότερες φορές αρκετά σωστές, για να εκτιμήσουμε με ακρίβεια το σήμα λάθους (*error signal*). Αυτό σημαίνει ότι ένας *adaptive beamformer*, είναι ικανός να βελτιώσει το διάνυσμα βαρύτητας (*weight vector*), με την χρησιμοποίηση της διαδικασίας συσχετισμού στο *control loop* της ανατροφοδότησής του (*feedback*).

Για ένα BPSK σήμα, οι εξισώσεις προσαρμογής για τον *steepest-descent DD (SD-DD)* αλγόριθμο μπορούν να προκύψουν με την αντικατάσταση του *complex limited signal* $\frac{y(k)}{|y(k)|}$, στον SD-CMA, με τον *decision term* (όρος απόφασης) $\text{sgn}[\text{Re}(y(k))]$, όπου $\text{sgn}(\cdot)$, υποδηλώνει την *signum* συνάρτηση. Έτσι, ο SD-DD αλγόριθμος μπορεί να εκφραστεί με τις παρακάτω εξισώσεις

$$y(k) = \mathbf{w}^H(k)\mathbf{x}(k) \quad (7.62)$$

$$e(k) = y(k) - \text{sgn}[\text{Re}(y(k))] \quad (7.63)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu\mathbf{x}(k)e^*(k). \quad (7.64)$$

Αργότερα προτάθηκε ένας αλγόριθμος ο οποίος επέτρεψε την ομαλή μετάβαση ανάμεσα στο CMA και στον DD αλγόριθμο, για PSK διαμορφωμένα σήματα. Αυτός ο αλγόριθμος έδειξε ότι διέθετε την αντοχή (*robustness*) της CMA διαγωγής (*behavior*) στην αρχή της σύγκλισης φάσης (*convergence phase*), και την ακρίβεια της συμπεριφοράς του DD κοντά στην θέση σύγκλισης (*convergence position*). Για ένα BPSK σήμα, αυτός ο αλγόριθμος είναι ακριβώς ίδιος με τον SD-DD αλγόριθμο. Ο SD-DD αλγόριθμος μπορεί επίσης να εφαρμοστεί σε *multitarget* πρόβλημα. Τον *multitarget steepest-descent decision directed (MT-SDDD) algorithm*, θα τον δούμε με λεπτομέρεια στο επόμενο κεφαλαίο (Zhigang Rong, 1996).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

ΜΕΛΕΤΗ ΕΞΕΙΔΙΚΕΥΜΕΝΩΝ ADAPTIVE BEAMFORMING ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

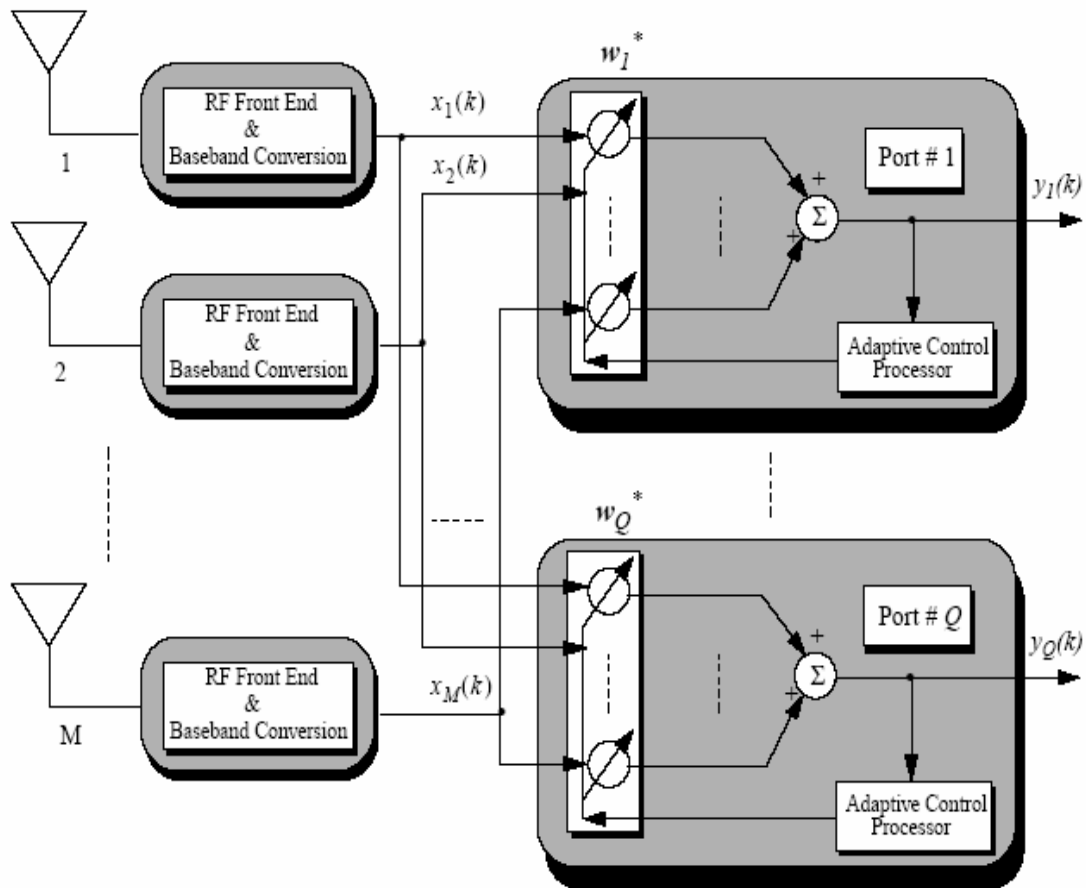
Σε αυτό το σημείο θα επικεντρώσουμε την προσοχή μας σε κάποιους blind adaptive αλγόριθμους, τους οποίους χρησιμοποιεί ένας blind adaptive beamformer, σε ένα CDMA σύστημα. Αφού σε ένα σύστημα CDMA, πολλαπλοί χρήστες μοιράζονται ένα ράδιο-κανάλι, οι adaptive beamforming αλγόριθμοι, πρέπει να έχουν την δυνατότητα να διαχωρίζουν και να εξάγουν το σήμα κάθε χρήστη τυφλά (blindly) και ταυτόχρονα. Με άλλα λόγια οι αλγόριθμοι πρέπει να είναι multitarget - type blind algorithms (Zhigang Rong, 1996).

Στο κεφαλαίο αυτό θα μελετήσουμε 4 αλγόριθμους.

- *multitarget least-squares constant modulus algorithm (MT-LSCMA)*
- *multitarget decision-directed (MT-DD) algorithm*
- *least-squares despread respread multitarget array (LS-DRMTA)*
- *least-squares despread respread multitarget constant modulus algorithm (LS-DRMTCMA)*

8.1. MULTITARGET BEAMFORMER

Στο σύστημα κινητών επικοινωνιών CDMA, πολλαπλοί χρήστες καταλαμβάνουν την ίδια μπάντα συχνοτήτων. Ο beamformer στο σταθμό βάσης, προσπαθεί να σχηματίσει την ακτίνα για κάθε χρήστη, έτσι ώστε για τον επιθυμητό χρήστη, η παρεμβολή από άλλες κατευθύνσεις, να έχει ελαττωθεί. Για ένα σύστημα με p χρήστες, ο beamformer θα παράγει p σύνολα πολύπλοκων διανυσμάτων βαρύτητας. Αυτά τα διανύσματα βαρύτητας (weight vectors) p αντιστοιχούν σε p διαφορετικά διαγράμματα ακτίνων τα οποία χρησιμοποιούνται για να συνδυάσουν γραμμικά, το διάνυσμα των δεδομένων εισόδου της διάταξης, για να παράγει τις p διαφορετικές πόρτες (port) εξόδου. Στο σχήμα 8.1 φαίνεται η δομή ενός multitarget adaptive beamformer με M στοιχεία κεραίας και Q port εξόδου. Στο σχήμα 8.1 $y_1(k), \dots, y_Q(k)$ είναι οι έξοδοι των port από $1, \dots, Q$ αντίστοιχα και $\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_Q$ είναι τα διανύσματα βαρύτητας (weight vectors) των port από $1, \dots, Q$ αντίστοιχα.



Σχήμα 8.1: Ένας multitarget beamformer με M στοιχεία κεραίας(array) και Q port εξόδου

Για μερικούς αλγόριθμους, ο αριθμός των port εξόδου Q , πρέπει να είναι ίσος ή μικρότερος με τον αριθμό των στοιχείων της κεραίας M , αλλά, άλλοι αλγόριθμοι απαιτούν μεγαλύτερο αριθμό ports από τα στοιχεία της κεραίας, και ίσο με τον αριθμό των χρηστών. Από το σχήμα 8.1 βλέπουμε ότι ο multitarget beamformer μπορεί να θεωρηθεί σαν σύστημα πολλαπλών εισόδων-εξόδων.

Υπάρχουν δυο προβλήματα τα οποία πρέπει να λύσουν οι multitarget beamformers. Το πρώτο είναι το πώς να δημιουργήσουν διαφορετικά διανύσματα βαρύτητας για κάθε port. Για ένα non-blind beamformer αυτό είναι απλό αφού χρησιμοποιεί διαφορετικά δοκιμαστικά σήματα για διαφορετικά ports. Ωστόσο για ένα multitarget blind Beamformer εάν όλα τα σήματα έχουν τις ίδιες ιδιότητες, όπως π.χ την constant modulus ιδιότητα, και τα ίδια κυκλικά χαρακτηριστικά (cyclic features), όπως συμβαίνει στην περίπτωση του συστήματος CDMA, και αν χρησιμοποιείται ένας property-restoral αλγόριθμος και καμία άλλη διαδικασία δεν πραγματοποιείται κατά την

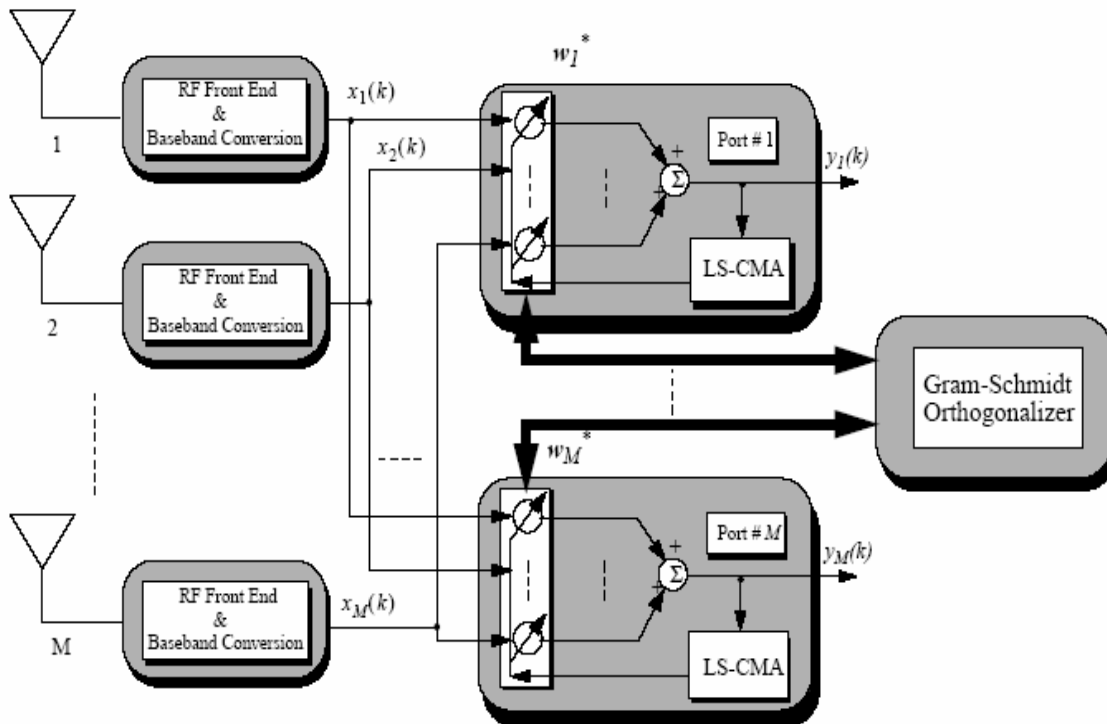
διάρκεια της προσαρμογής των διανυσμάτων βαρύτητας, όλα αυτά τα διανύσματα βαρύτητας μπορεί να συγκλίνουν σε ένα μόνο διάνυσμα, με το ίδιο διάγραμμα ακτίνας, και μόνο μια διάφορα φάσης να υπάρχει μεταξύ τους. Για εμποδίσουμε αυτό από το να συμβεί πρέπει να γίνουν κάποιες διαδικασίες.

Το δεύτερο πρόβλημα είναι το πώς να εξάγουμε το σήμα κάθε χρήστη από τις εξόδους κάθε port. Εάν ο αριθμός των χρηστών είναι μικρότερος από τον αριθμό των στοιχείων κεραίας, σε μερικούς αλγόριθμους, πρέπει να πραγματοποιηθεί μια διαδικασία διαχωρισμού, για να μπορεί να γίνει συσχέτιση του σήματος κάθε χρήστη με την σωστή port εξόδου. Εάν ο αριθμός των χρηστών είναι μεγαλύτερος από M , για μερικούς αλγόριθμους οι οποίοι μπορούν να παράγουν το πολύ M διανύσματα βαρύτητας, τότε μια άλλη διαδικασία πρέπει να εφαρμοστεί για να εξάγουν αρκετά σήματα χρηστών από την ίδια port εξόδου (Zhigang Rong, 1996).

8.2. MULTITARGET LEAST - SQUARES CONSTANT MODULUS ALGORITHM

Ο *multitarget least-squares constant modulus algorithm* (MT-LSCMA) περιέχει τρία κύρια συστατικά : ένα soft-orthogonalized δυναμικό LS-CMA, ένα σύνολο από αλγόριθμους διαχωρισμού (sorting) και ταξινόμησης (classification), καθώς και ένα αλγόριθμο γρήγορης απόκτησης (fast acquisition). Ωστόσο, ο MT-LSCMA έχει μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Στην εργασία μας θα δούμε το αρχικό αλγόριθμο τροποποιημένο, για να ελαττώσουμε την υπολογιστική του πολυπλοκότητα.

Το σχήμα 8.2 δείχνει την δομή μιας MT-LSCMA adaptive array. Στο σχήμα 8.2 ο αριθμός των ports εξόδου είναι ίσος με τον αριθμό των στοιχείων κεραίας, και τα διανύσματα βαρύτητας w_1, \dots, w_M αρχικοποιούνται (initialized) με ένα σύνολο από διαφορετικά διανύσματα, για παράδειγμα τα διανύσματα στήλης ενός $M \times M$ πίνακα ταυτότητα. Αυτά τα διανύσματα μετά προσαρμόζονται (adapted) ανεξάρτητα από τον δυναμικό LS-CMA, ο οποίος περιγράφεται από τις εξισώσεις 6.56, 6.57 και 6.58. Ωστόσο αφού ο LS-CMA χρησιμοποιεί την γνωστή πληροφορία από τα αρχικά σήματα τα οποία έχουν ένα σταθερό φάκελο (envelope), για ένα CDMA σύστημα όπου όλα τα μεταδιδόμενα σήματα έχουν την constant modulus ιδιότητα, εάν δεν εισαχθεί μια διαδικασία, όλα τα διανύσματα βαρύτητας από διαφορετικές ports θα συγκλίνουν στο ίδιο διάγραμμα ακτίνας (beampattern). Για να αποφύγουμε ένα τέτοιο ενδεχόμενο εισάγουμε την διαδικασία του *Grand-Schmidt orthogonalization* (GSO) όπως φαίνεται και στο σχήμα (Zhigang Rong, 1996).



Σχήμα 8.2 : Μια multitarget LS-CMA adaptive διάταξη (Zhigang Rong, 1996).

8.2.1. Grand - Schmidt Orthogonalization

Ο GSO χρησιμοποιείται για να εμποδίσει τα διαφορετικά διανύσματα βαρύτητας από το να συγκλίνουν στο ίδιο διάγραμμα ακτίνας (beam pattern). Εάν δυο διανύσματα βαρύτητας τείνουν να συγκλίνουν στο ίδιο beam pattern, η απόλυτη τιμή των συντελεστών συσχέτισης τους (correlation coefficient), θα μεγαλώσει (θα φτάσει πάνω από 0.5 και κοντά στο 1).

Ο συντελεστής συσχέτισης ανάμεσα σε δυο διανύσματα βαρύτητας w_i και w_j ορίζεται από

$$\rho_{ij} \triangleq \frac{\mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_j}{\|\mathbf{w}_i\| \|\mathbf{w}_j\|} \quad (8.1)$$

Στον MT-LSCMA, ένα κατώφλι ρ_r ορίζεται για όλους τους συντελεστές συσχέτισης. Μετά από αρκετές επαναλήψεις χρησιμοποιώντας τον LS-CMA, οι συντελεστές συσχέτισης ρ_{ij} , $i=2, \dots, M$, $j=1, \dots, i-1$ υπολογίζονται με την εξίσωση 8.1.

Η ορθογώνια βάση \hat{W} , για όλο το διάστημα του W , είναι επίσης υπολογισμένη χρησιμοποιώντας την διαδικασία *Grand-Schmidt Orthogonalization (GSO)* όπου

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_M] \quad (8.2)$$

$$\hat{W} = [\hat{w}_1, \hat{w}_2, \dots, \hat{w}_M]. \quad (8.3)$$

Οι απόλυτες τιμές των συντελεστών συσχέτισης (correlation coefficients) μετά συγκρίνονται με το κατώφλι ρ_r . Εάν για ένα $i, i=2,2,\dots,M$ πρέπει να υπάρχει $j < i$ τέτοιο

ώστε $|\rho_{ir}| > \rho_r$, w_i θα αντικατασταθεί από μια βαθμωτή έκδοση του $\hat{w}_i, \|w_i\| \hat{w}_i$. Μετά τον GSO τα διανύσματα βαρύτητας ξαναπροσαρμόζονται χρησιμοποιώντας τον LS-CMA και η παραπάνω διαδικασία επαναλαμβάνεται μέχρι ο αλγόριθμος να συγκλίνει.

Η ορθογώνια βάση \hat{W} για όλο το διάστημα W μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας την μέθοδο GSO η οποία μπορεί να περιγράψει με τα εξής βήματα :

1. Έστω $W = [w_1, w_2, \dots, w_M], i = 1$

2. $\hat{w}_1 = \frac{w_1}{\|w_1\|}$

3. $i = i + 1$

$$\tilde{\rho}_{ij} = \frac{w_i^H \hat{w}_j}{\|w_i\| \|\hat{w}_j\|}, \quad j = 1, \dots, i - 1 \quad (8.4)$$

$$\tilde{w}_i = w_i - \sum_{j=1}^{i-1} \tilde{\rho}_{ij} \hat{w}_j \quad (8.5)$$

$$\hat{w}_i = \frac{\tilde{w}_i}{\|\tilde{w}_i\|} \quad (8.6)$$

- 4.Επανάληψη του βήματος 3 μέχρι το $i=M$

Η επιλογή του κατωφλιού ρ_r θα επηρεάσει τη ταχύτητα σύγκλισης του MT-LSCMA.

Μια τιμή κοντά στο 0.7 έχει βρεθεί ότι είναι πολύ καλή για την πραγματοποίηση πειραμάτων (Zhigang Rong, 1996).

8.2.2. Phase Ambiguity (Ασάφεια Φάσης)

Αφού ο MT-LSCMA χρησιμοποιεί τον LS-CMA για να προσαρμόσει το διάνυσμα βαρύτητας για κάθε port, και αφού, όπως δείξαμε στην προηγούμενη παράγραφο, οι αλγόριθμοι CMA-τύπου υποφέρουν από το πρόβλημα της ασάφειας φάσης (Phase Ambiguity), η φάση κάθε σήματος στην έξοδο του port είναι ακαθόριστη. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να λυθεί με τρεις μεθόδους. Η πρώτη μέθοδος είναι η χρησιμοποίηση της διαμόρφωσης *differential phase-shift keying (DPSK)* στο σύστημα CDMA. Αφού στην DPSK διαμόρφωση, είναι η διάφορα φάσης ανάμεσα στο τρέχον σύμβολο και στο προηγούμενο η οποία καθορίζει τα δεδομένα εξόδου, μια εναλλαγή φάσης (phase rotation) δεν επηρεάζει τα αποδιαμορφωμένα δεδομένα. Η δεύτερη μέθοδος είναι να στείλουμε ένα σήμα pilot από το κινητό στο σταθμό βάσης, και να χρησιμοποιήσουμε το λαμβανόμενο pilot σήμα, για να πάρουμε την πληροφορία για την εναλλαγή φάσης. Η πληροφορία αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί μετά για να αντισταθμίσει την ασάφεια φάσης στην έξοδο του port. Η τελευταία μέθοδος που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε είναι η τεχνική του phase-constraint (περιορισμός φάσης). Με αυτήν την μέθοδο προσθέτουμε ένα περιορισμό φάσης (phase-constraint) σε κάθε διάνυσμα βαρύτητας, έτσι ώστε το πρώτο στοιχείο κάθε διανύσματος να είναι πραγματικός αριθμός. Για κάθε διάνυσμα βαρύτητας w_i μετά την σύγκληση, το νέο διάνυσμα \hat{w}_i το οποίο παράγεται με την χρήση του phase-constraint δίνεται από

$$\hat{w}_i = w_i \exp\{-j \arg(w_{1i})\}, \quad (8.7)$$

όπου $\arg[\cdot]$ δηλώνει την συνάρτηση φάσης και w_{1i} είναι το πρώτο στοιχείο του διανύσματος βαρύτητας (weight vector) w_i (Zhigang Rong, 1996).

8.2.3. Sorting Procedure (Διαδικασία Διαχωρισμού)

Στον MT-LSCMA, μετά την σύγκληση του αλγόριθμου μια διαδικασία διαχωρισμού (Sorting Procedure) πρέπει να εκτελεστεί για να συσχετίσει τις εξόδους των port, με το σήμα κάθε χρήστη. Σε ένα σύστημα CDMA η *pseudo-noise (PN) sequence* (ψευδοθορυβική ακολουθία) που προσδιορίζεται για κάθε χρήστη, μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην διαδικασία ταξινόμησης. Για ένα σύστημα CDMA με p χρήστες το πολύπλοκο σχήμα του μεταδιδόμενου σήματος του i th χρήστη, μπορεί να εκφραστεί σαν

$$s_i(t) = \sqrt{2P_i} b_i(t) c_i(t) \exp\{-j\phi_i\}, \quad i = 1, 2, \dots, p, \quad (8.8)$$

όπου P_i , $b_i(t)$, $c_i(t)$, και ϕ_i είναι η ισχύς, το σήμα δεδομένων, το σήμα διάδοσης (PN ακολουθία), και η τυχαία φάση του σήματος του i th χρήστη, αντίστοιχα. Το σήμα δεδομένων $b_i(t)$ δίνεται από

$$b_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{in} P_{T_b}(t - nT_b), \quad (8.9)$$

όπου $b_{in} \in \{-1, +1\}$ είναι το n th bit του i th χρήστη, και P_{T_b} είναι ένας μοναδιαίος τετραγωνικός παλμός με διάρκεια T_b . Το T_b είναι το bit περιόδου του CDMA σήματος.

Το σήμα διάδοσης $c_i(t)$ δίνεται από

$$c_i(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_{im} P_{T_c}(t - mT_c), \quad (8.10)$$

όπου $c_{im} \in \{-1, +1\}$ είναι το m th chip του i th χρήστη και P_{T_c} είναι ένας μοναδιαίος τετραγωνικός παλμός με διάρκεια T_c . Το T_c είναι η περίοδος του chip του CDMA σήματος. Ο λόγος της περιόδου του bit προς την περίοδο του chip λέγεται processing gain και ορίζεται σαν

$$N_c \triangleq \frac{T_b}{T_c}. \quad (8.11)$$

Συνήθως τα συστήματα σχεδιάζονται για να έχουν υψηλό processing gain όπου

$$N_c \gg 1 \quad (8.12)$$

ή ισοδύναμα,

$$T_b \gg T_c. \quad (8.13)$$

Οι PN κώδικες σχεδιάζονται επίσης να έχουν χαμηλή cross-correlation και στενή συνάρτηση αυτοσυσχέτισης (narrow autocorrelation function).

Τώρα ας υποθέσουμε ότι ο αριθμός των χρηστών στο σύστημα είναι μικρότερος ή ίσος του αριθμού των port εξόδου του beamformer.

Επίσης ας υποθέσουμε ότι έχουμε ιδανικό έλεγχο ισχύος στο σύστημα, η έξοδος του i port στον beamformer είναι για αυτό το λόγο μια καθυστερημένη (delayed), βαθμωτή (scaled), αντεστραμμένης φάσης (phase-rotated) έκδοση του $s_j(t)$, η οποία έχει αλλοιωθεί από τον θόρυβο, και δίνεται από την εξίσωση

$$y_i(t) = \alpha_i \sqrt{2P_j} b_j(t - \tau_j) c_j(t - \tau_j) \exp\{-j(\phi_j + \gamma_i)\} + n_i(t), \quad (8.14)$$

όπου a_i είναι ο βαθμωτός παράγοντας (scaled factor) για τον χρήστη i , έτσι ώστε $\alpha_i^2 P_i = \alpha_j^2 P_j$ για $i \neq j$, τ_j η χρονική καθυστέρηση για τον j th χρήστη, γ_i η μεταβολή φάσης (phase shift) στην i port εξαιτίας της phase rotation στον LS-CMA, και $n_i(t)$ ο AWGN θορύβου στο port i .

Στην εξίσωση 8.14, το i μπορεί να είναι ή όχι, ίσο με το j , και η διαδικασία ταξινόμησης χρησιμοποιείται για να συσχετίσει τον δείκτη (index) του χρήστη i με τον δείκτη του port j .

Εάν υποθέσουμε ότι η χρονική καθυστέρηση τ_j υπολογίζεται τέλεια, και η φάση $\phi_j + \gamma_i$ υπολογίζεται σωστά με την μέθοδο της παραγράφου 8.3.2, η διαδικασία ταξινόμησης μπορεί να εφαρμοστεί όπως φαίνεται στο σχήμα 8.3.

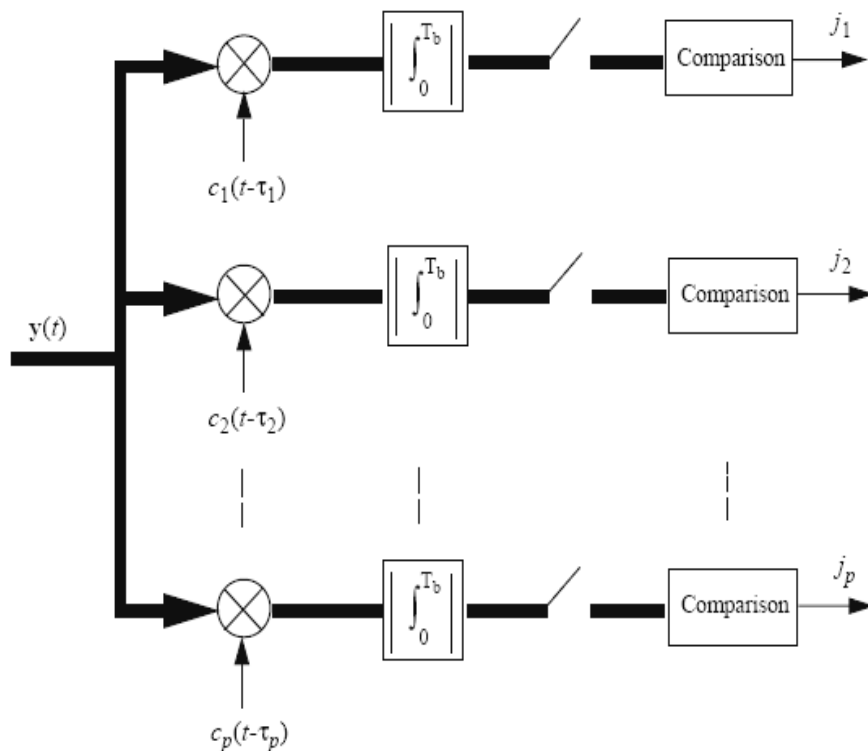
Στο σχήμα 8.3 το $\mathbf{y}(t)$ είναι ένα διάνυσμα που περιέχει τα port εξόδου του beamformer και δίνεται από

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T \quad (8.15)$$

Τα M σήματα εξόδου στο $\mathbf{y}(t)$ πρώτα πολλαπλασιάζονται με τις καθυστερημένες εκδόσεις των PN κωδικών, \mathbf{p} αριθμού χρηστών. Έτσι για κάθε σκέλος του σήματος 8.3 υπάρχουν M πολλαπλασιασμένοι έξοδοι που αντιστοιχούν στον PN κώδικα κάθε χρήστη. Αυτές οι έξοδοι ολοκληρώνονται, ενοποιούνται (integrated) μέσα σε μια περίοδο bit, οι ενοποιημένες έξοδοι δειγματοληπτούνται, και οι απόλυτες τιμές τους συγκρίνονται η μια με την άλλη.

Αφού οι PN κώδικες σχεδιάστηκαν να έχουν χαμηλή cross – correlation, μόνο η port εξόδου που περιέχει το σήμα του i th χρήστη θα έχει κορυφή στην έξοδο ολοκλήρωσης (integration output).

Στο σκέλος (arm) i , η έξοδος του port με τη υψηλότερη απόλυτη τιμή της ολοκληρωμένης εξόδου (integrated output) μπορεί να ταυτοποιηθεί, σαν αυτή που περιέχει το σήμα του i th χρήστη, και ο δείκτης (index) αυτής της port εξόδου j_i θα αποθηκευτεί σαν την έξοδο της διαδικασίας ταξινόμησης.



Σχήμα 8.3: Απεικόνιση της διαδικασίας ταξινόμησης (sorting procedure) στον MT-LSCMA, για ένα CDMA σύστημα.
(Zhigang Rong, 1996).

Εάν ο αριθμός των χρηστών στο σύστημα είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των ports εξόδου δηλαδή τον αριθμό των στοιχείων κεραίας, για αυτόν τον αλγόριθμο (MT-LSCMA) ένα port εξόδου μπορεί να περιέχει τα σήματα αρκετών χρηστών.

Χρησιμοποιώντας την διαδικασία ταξινόμησης που φαίνεται στο σχήμα 8.3 μπορούμε να συσχετίσουμε ένα port εξόδου, με αρκετούς χρήστες. Με άλλα λόγια πρέπει να υπάρχουν i_1 και i_2 , όπου $i_1 \neq i_2$ τέτοιο ώστε $j_{i_1} = j_{i_2}$. Σε αυτήν την περίπτωση η έξοδος του port j_{i_1} (ή j_{i_2}) θα οδηγηθεί στους δεκτές του χρήστη i_1 και του i_2 , για να εξαχθούν τα σήματα.

Εάν η παραπάνω διαδικασία γίνει με την χρήση ψηφιακού συστήματος τα αναλογικά σήματα θα αντικατασταθούν από τα διακριτά χρονικά δείγματά τους, και η ενοποίηση - ολοκλήρωσή τους, θα αντικατασταθεί από ένα συνολικό άθροισμα.

Μπορούμε τώρα να συνοψίσουμε τον MT-LSCMA σε

1. Αρχικοποίηση των M διανυσμάτων βαρύτητας w_1, \dots, w_M σαν τα διανύσματα στήλη ενός $M \times M$ πίνακα ταυτότητα (identity matrix).
2. Προσαρμογή κάθε διανύσματος βαρύτητας ανεξάρτητα, χρησιμοποιώντας τον LS-CMA που έχουμε στην παράγραφο 6.4.1.2.
3. Μετα από αρκετές επαναλήψεις του LS-CMA, πραγματοποιούμε την διαδικασία του *Grand-Schmidt Orthogonalization (GSO)*
4. Επαναλαμβάνουμε τα βήματα 2 και 3 μέχρι ο αλγόριθμος να συγκλίνει.
5. Προσθετούμε τον περιορισμό φάσης (phase constraint), ή πραγματοποιούμε την αντιστάθμιση του phase rotation, στα διανύσματα που προκύπτουν, όπως είδαμε στην παράγραφο 8.3.2.
6. Εφαρμόζουμε την διαδικασία διαχωρισμού όπως περιγράψαμε στην παράγραφο 8.3.3, για συσχετίσουμε τα port εξόδου στο σήμα κάθε χρήστη (Zhigang Rong, 1996).

8.3. MULTITARGET DECISION - DIRECTED ALGORITHM

Αντικαθιστώντας τον LS-CMA στον MT-LSCMA με τον decision-directed (DD) αλγόριθμο που είδαμε στη τελευταία παράγραφο του 7^{ου} κεφαλαίου. Ο DD αλγόριθμος μπορεί να πραγματοποιηθεί ή με την μέθοδο *steepest-descent (SD)* ή με τη μέθοδο *least-squares (LS)*. Εάν ο DD αλγόριθμος πραγματοποιηθεί με την μέθοδο *steepest-descent*, θα ονομάσουμε αυτόν τον multitarget - τύπου αλγόριθμο σαν *multitarget steepest-descent decision-directed (MT-SDDD) αλγόριθμο*, και αν ο DD αλγόριθμος στον MT-DD πραγματοποιηθεί με την μέθοδο *least-squares*, τότε θα τον ονομάσουμε *multitarget least-squares decision-directed (MT-LSDD) αλγόριθμο*.

Ο SD-DD αλγόριθμος περιγράφεται από την εξίσωση 6.65, 6.66 και 6.67. Ο LS-DD αλγόριθμος μπορεί να προκύψει με τον ίδιο τρόπο από τον LS-CMA αλγόριθμο και μπορεί να περιγράψει από

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(l) &= [\mathbf{w}^H(l)\mathbf{X}(l)]^T \\ &= [y(1+lK), y(2+lK), \dots, y((l+1)K)]^T \end{aligned} \quad (8.16)$$

$$\mathbf{r}(l) = [\text{sgn}\{\text{Re}(y(1+lK))\}, \dots, \text{sgn}\{\text{Re}(y((l+1)K))\}]^T \quad (8.17)$$

$$\mathbf{w}(l+1) = [\mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l)]^{-1} \mathbf{X}(l)\mathbf{r}^*(l) \quad (8.18)$$

όπου l είναι ο αριθμός επαναλήψεων, $\mathbf{X}(l)$ ορίζεται από την εξίσωση 6.55 και K είναι ο αριθμός των δειγμάτων σε ένα μπλοκ δεδομένων.

Αντίθετα με τον MT-LSCMA ο οποίος περιορίζει τους σχηματισμούς σημάτων (signal constellations) σε ένα κύκλο καθήκοντος (unit circle), ο MT-DD περιορίζει τους signal constellations είτε στο +1, είτε στο -1. Αφου το σήμα κάθε χρήστη έχει μια τυχαία φάση, αυτός ο περιορισμός θα προκαλέσει φυσιολογικά μια ασάφεια φάσης (phase ambiguity). Οι τεχνικές που είδαμε στην παράγραφο 8.3.2 μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να αντισταθμίσουν αυτό το επακόλουθο (Zhigang Rong, 1996).

Ο MT-DD αλγόριθμος μπορεί να περιγράψει σαν

1. Αρχικοποίηση των M διανυσμάτων βαρύτητας w_1, \dots, w_M σαν τα διανύσματα στήλη ενός $M \times M$ πίνακα ταυτότητα (identity matrix).

2. Προσαρμογή κάθε διανύσματος βαρύτητας ανεξάρτητα, χρησιμοποιώντας τον SD-DD

3. Μετα την πραγματοποίηση ενός αριθμού επαναλήψεων του SD-DD, πραγματοποίηση του GSO, στα διανύσματα βαρύτητας που προκύπτουν, όπως περιγράφονται στην παράγραφο 8.3.1.

4. Επανάληψη των βημάτων 2 και 3 μέχρι την σύγκλιση του αλγορίθμου

5. Προσθέτουμε τον περιορισμό φάσης (phase constraint), πραγματοποιούμε την αντιστάθμιση του phase rotation στα διανύσματα που προκύπτουν, όπως είδαμε στην παράγραφο 8.3.2

6. Πραγματοποίηση της διαδικασίας ταξινόμησης, όπως περιγράφεται στην παράγραφο 8.3.3, για να συσχετίσουμε τα port εξόδου με το σήμα κάθε χρήστη.

Στο βήμα 2, ο αριθμός των επαναλήψεων που απαιτούνται πριν τον GSO εξαρτάται από τον step size παράγοντα μ του SD-DD αλγορίθμου.

8.4. LEAST - SQUARES DESPREAD RESPREAD MULTITARGET ARRAY

Οι multitarget adaptive αλγόριθμοι που έχουμε δει έως τώρα, δεν χρησιμοποιούν καμία πληροφορία του μεταδιδόμενου σήματος κάθε χρήστη. Ωστόσο στο CDMA σύστημα είναι αυτά τα μεταδιδόμενα σήματα που διαχωρίζουν τους χρήστες που καταλαμβάνουν την ίδια μπάντα συχνοτήτων. Για αυτό τον λόγο θα ήταν πολύ χρήσιμο

εάν η πληροφορία αυτή των μεταδιδόμενων σημάτων μπορεί να χρησιμοποιηθεί στον multitarget adaptive αλγόριθμο. Έτσι τώρα θα παρουσιάσουμε δυο νέους αλγόριθμους οι οποίοι χρησιμοποιούν αυτή την πληροφορία των σημάτων. Ο πρώτος από αυτούς είναι ο *least-squares despread respread multitarget array (LS-DRMTA)* (Zhigang Rong, 1996).

8.4.1. Προέλευση του LS - DRMTA

Στο σταθμό βάσης ενός CDMA συστήματος, τα σήματα διάδοσης όλων των χρηστών είναι γνωστά εκ των προτέρων. Σε ένα συμβατικό δεκτή για να ανιχνεύσουμε τα bits δεδομένων του i th χρήστη το λαμβανόμενο σήμα συσχετίζεται με το χρονικά καθυστερημένο μεταδιδόμενο σήμα του i th χρήστη, $c_i(t - \tau_i)$ και η έξοδος της συσχέτισης, στέλνεται στον ανιχνευτή ο οποίος παίρνει την απόφαση, βασισμένος σε αυτήν την έξοδο. Υπάρχουν πολλές τεχνικές για την ανίχνευση της χρονικής καθυστέρησης τ_i , για τον i th χρήστη. Όμως από τώρα και στο εξής, εμείς θα υποθέτουμε ότι η χρονική καθυστέρηση υπολογίζεται για κάθε χρήστη τέλεια.

Εάν το n th bit δεδομένων του i th χρήστη ανιχνευτεί σωστά από τον ανιχνευτή, δηλαδή $\hat{b}_{in} = b_{in}$, όπου \hat{b}_{in} είναι η έξοδος του ανιχνευτή, η κυματομορφή του μεταδιδόμενου σήματος του i th χρήστη, κατά την διάρκεια μιας χρονικής περιόδου $[(n - 1)T_b, nT_b)$, μπορεί να αποκτηθεί ξανα-εξαπλώνοντας (respreading) το ανιχνευμένο bit δεδομένων, \hat{b}_{in} , με την PN ακολουθία του i th χρήστη, $c_i(t)$. Το respread σήμα, μπορεί μετά να χρησιμοποιηθεί στον beamformer, για την προσαρμογή του διανύσματος βαρύτητας (weight vector), για τον χρήστη i . Ο adaptive αλγόριθμος που χρησιμοποιεί αυτήν την τεχνική του despread-και-respread θα είναι γνωστός σε εμάς με το όνομα *least-squares despread respread multitarget array (LS-DRMTA)*. Το σχήμα 8.4 δείχνει την δομή ενός beamformer ο οποίος χρησιμοποιεί τον LS-DRMTA, και το σχήμα 8.5 δείχνει το μπλοκ διάγραμμα του LS-DRMTA, για τον χρήστη i . Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι ο αριθμός των ports εξόδου του beamformer είναι ίσος με τον αριθμό των χρηστών του συστήματος.

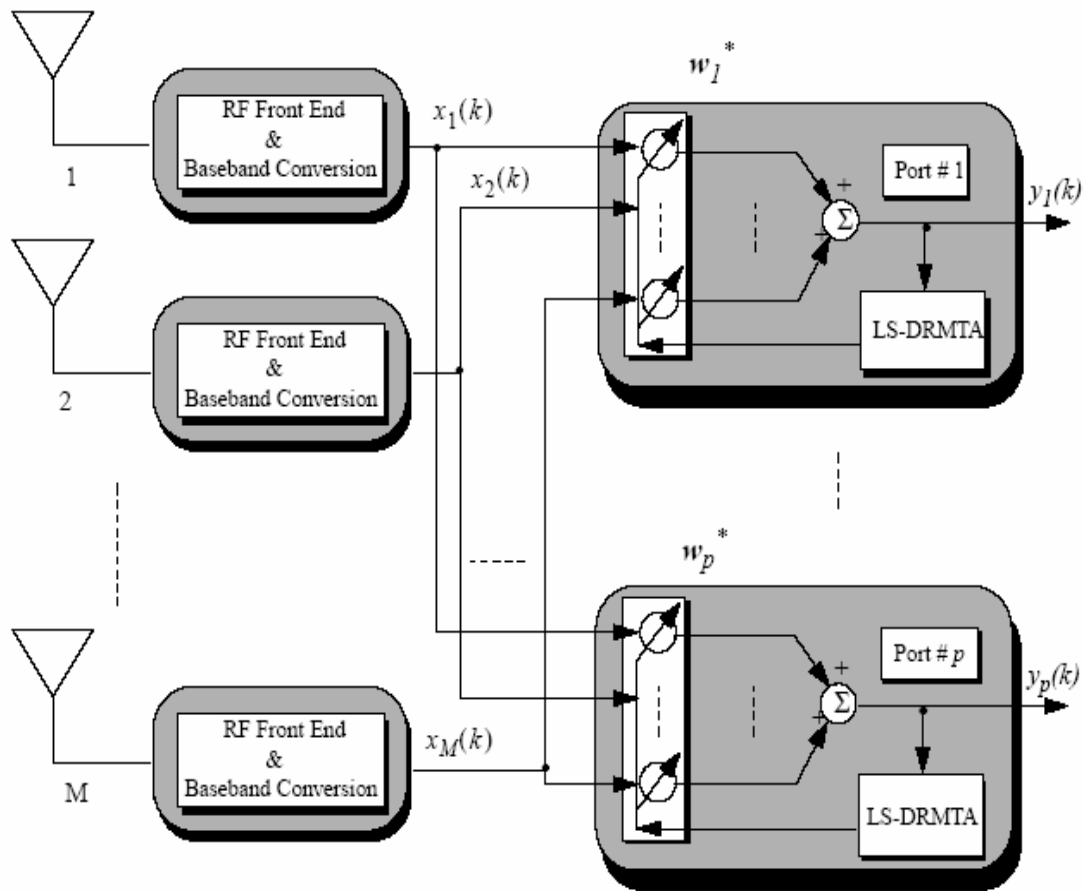
Στο σχήμα 8.5 $r_i(t)$ είναι μια χρονικά καθυστερημένη (timed-delayed) έκδοση του respread σήματος για τον χρήστη i και δίνεται από τον τύπο

$$r_i(t) = \hat{b}_{in} c_i(t - \tau_i), \quad (n - 1)T_b \leq t < nT_b. \quad (8.19)$$

Σε ένα συμβατικό σύστημα CDMA, η PN ακολουθία επαναλαμβάνεται σε κάθε περίοδο του bit, έτσι και τα δυο $c_i(t)$ και $r_i(t)$ έχουν την ίδια περίοδο χρόνου T_b . Εάν τα $y_i(k)$ και $r_i(k)$ ορίζουν το k th δείγμα του $y_i(t)$ και $r_i(t)$ αντίστοιχα, σε ένα ψηφιακό σύστημα, ο LS-DRMTA προσπαθεί να προσαρμόσει το διάνυσμα βαρύτητας w_i , για να ελαχιστοποιήσει την τιμή της συνάρτησης (cost function)

$$\begin{aligned}
 F(\mathbf{w}_i) &= \sum_{k=1}^K |y_i(k) - r_i(k)|^2 \\
 &= \sum_{k=1}^K |\mathbf{w}_i^H \mathbf{x}(k) - r_i(k)|^2,
 \end{aligned} \tag{8.20}$$

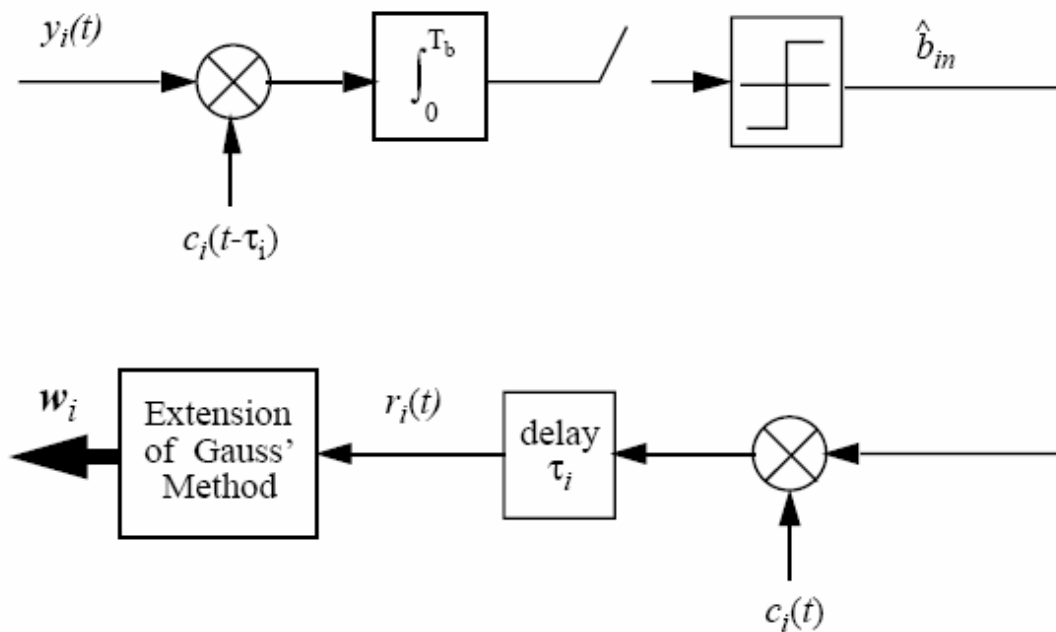
όπου K είναι το μέγεθος του μπλοκ δεδομένων και ορίζεται ώστε να είναι ίσο με τον αριθμό των δειγμάτων σε μια περίοδο bit στον LS-DRMTA (Zhigang Rong, 1996).



Σχήμα 8.4: Δομή ενός beamformer ο οποίος χρησιμοποιεί τον LS-DRMTA (Zhigang Rong, 1996).

Έτσι εάν το σήμα δειγματοληπτείται με ένα ρυθμό δειγματοληψίας $R_s = N_s R_c$ όπου R_c είναι το chip rate του CDMA σήματος, και N_s είναι ένας ακέραιος, μεγαλύτερος από δυο, το μέγεθος του μπλοκ K θα είναι ίσο με το $N_c N_s$, όπου N_c είναι το processing gain. Χρησιμοποιώντας την επέκταση του Gauss που είδαμε στο κεφάλαιο 6 και αν συγκρίνουμε την εξίσωση 8.20 με την 6.36, έχουμε

$$\begin{aligned} g_k(\mathbf{w}_i) &= |y_i(k) - r_i(k)| \\ &= \left| \mathbf{w}_i^H \mathbf{x}(k) - r_i(k) \right|. \end{aligned} \quad (8.21)$$



Σχήμα 8.5: Μπλοκ διάγραμμα του LS-DRMTA για τον χρήστη i (Zhigang Rong, 1996).

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (8.21) στην (6.37), παίρνουμε

$$\mathbf{g}(\mathbf{w}_i) = \begin{bmatrix} |y_i(1) - r_i(1)| \\ |y_i(2) - r_i(2)| \\ \vdots \\ |y_i(k) - r_i(k)| \end{bmatrix} \quad (8.22)$$

Το gradient διάνυσμα του $g_k(\mathbf{w}_i)$, δίνεται από

$$\begin{aligned}\nabla (g_k(\mathbf{w}_i)) &= 2 \frac{\partial g_k(\mathbf{w}_i)}{\partial \mathbf{w}_i^*} \\ &= \mathbf{x}(k) \frac{[y_i(k) - r_i(k)]^*}{|y_i(k) - r_i(k)|}.\end{aligned}\quad (8.23)$$

Εάν

$$v_i(k) = y_i(k) - r_i(k) \quad (8.24)$$

η εξίσωση 8.23 μπορεί να εκφραστεί σαν

$$\nabla (g_k(\mathbf{w}_i)) = \mathbf{x}(k) \frac{v_i^*(k)}{|v_i(k)|}. \quad (8.25)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{D}(\mathbf{w}_i) &= [\nabla (g_1(\mathbf{w}_i)), \nabla (g_2(\mathbf{w}_i)), \dots, \nabla (g_K(\mathbf{w}_i))] \\ &= \left[\mathbf{x}(1) \frac{v_i^*(1)}{|v_i(1)|}, \mathbf{x}(2) \frac{v_i^*(2)}{|v_i(2)|}, \dots, \mathbf{x}(K) \frac{v_i^*(K)}{|v_i(K)|} \right] \\ &= \mathbf{XV}_{iCM},\end{aligned}\quad (8.26)$$

όπου

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(K)], \quad (8.27)$$

και

$$\mathbf{V}_{iCM} = \begin{bmatrix} \frac{v_i^*(1)}{|v_i(1)|} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{v_i^*(2)}{|v_i(2)|} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{v_i^*(K)}{|v_i(K)|} \end{bmatrix}. \quad (8.28)$$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις 8.26 και 8.22 έχουμε

$$\begin{aligned}\mathbf{D}(\mathbf{w}_i)\mathbf{D}^H(\mathbf{w}_i) &= \mathbf{XV}_{iCM}\mathbf{V}_{iCM}^H\mathbf{X}^H \\ &= \mathbf{X}\mathbf{X}^H,\end{aligned}\quad (8.29)$$

και

$$\begin{aligned}
\mathbf{D}(\mathbf{w}_i)\mathbf{g}(\mathbf{w}_i) &= \mathbf{X}\mathbf{V}_{iCM} \begin{bmatrix} |v_i(1)| \\ |v_i(2)| \\ \vdots \\ |v_i(K)| \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{X} \begin{bmatrix} v_i^*(1) \\ v_i^*(2) \\ \vdots \\ v_i^*(K) \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{X}\mathbf{v}_i^* \tag{8.30}
\end{aligned}$$

$$= \mathbf{X}(\mathbf{y}_i - \mathbf{r}_i)^*, \tag{8.31}$$

όπου

$$\mathbf{v}_i = [v_i(1), v_i(2), \dots, v_i(K)]^T \tag{8.32}$$

$$\mathbf{y}_i = [y_i(1), y_i(2), \dots, y_i(K)]^T \tag{8.33}$$

$$\mathbf{r}_i = [r_i(1), r_i(2), \dots, r_i(K)]^T. \tag{8.34}$$

Το διάνυσμα \mathbf{Y}_i είναι το διάνυσμα των δεδομένων εξόδου (output data vector) του χρήστη i και \mathbf{r}_i είναι η εκτίμηση της κυματομορφής του σήματος του χρήστη i σε μια περίοδο bit. Αντικαθιστώντας την εξίσωση 8.29 και 8.31 στην εξίσωση 6.42, παίρνουμε

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_i(l+1) &= \mathbf{w}_i(l) - [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}(\mathbf{y}_i(l) - \mathbf{r}_i(l))^* \\
&= \mathbf{w}_i(l) - [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{X}^H \mathbf{w}_i(l) + [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{r}_i(l)^* \\
&= [\mathbf{X}\mathbf{X}^H]^{-1} \mathbf{X}\mathbf{r}_i^*(l), \tag{8.35}
\end{aligned}$$

όπου $\mathbf{y}_i(l)$ και $\mathbf{r}_i(l)$ είναι τα διανύσματα των δεδομένων εξόδου και η εκτίμηση της κυματομορφής του σήματος του χρήστη i σε μια περίοδο bit τα οποία αντιστοιχούν στο διάνυσμα βαρύτητας \mathbf{w}_i , στη l th επανάληψη αντίστοιχα. Παρόμοια με τον δυναμικό LS-CMA, ο LS-DRMTA μπορεί να προσαρμόσει τα διανύσματα βαρύτητας χρησιμοποιώντας διαφορετικά μπλοκ δεδομένων εισόδου σε κάθε επανάληψη (iteration).

Εάν

$$\mathbf{X}(l) = [\mathbf{x}(1 + lK), \mathbf{x}(2 + lK), \dots, \mathbf{x}((l + 1)K)], \quad l = 0, 1, \dots, L, \quad (8.36)$$

όπου L είναι ο αριθμός των επαναλήψεων που απαιτούνται για τον αλγόριθμο να συγκλίνει, και K είναι ο αριθμός των δειγμάτων δεδομένων ανά bit ($N_c N_s$) εάν τα δείγματα δεδομένων σε μια περίοδο bit χρησιμοποιούνται όλα για την προσαρμογή. Στο σχήμα 8.4, ο LS-DRMTA για τον i th χρήστη μπορεί να περιγράψει από τις ακόλουθες εξισώσεις

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i(l) &= [\mathbf{w}_i^H(l)\mathbf{X}(l)]^T \\ &= [y_i(1 + lK), y_i(2 + lK), \dots, y_i((l + 1)K)]^T \end{aligned} \quad (8.37)$$

$$\hat{b}_{il} = \text{sgn} \left\{ \text{Re} \left(\sum_{k=1+lK}^{(1+l)K} y_i(k) c_i(k - k_{\tau_i}) \right) \right\} \quad (8.38)$$

$$\mathbf{r}_i(l) = \hat{b}_{il} [c_i(1 + lK - k_{\tau_i}), c_i(2 + lK - k_{\tau_i}), \dots, c_i((1 + l)K - k_{\tau_i})]^T \quad (8.39)$$

$$\mathbf{w}_i(l + 1) = [\mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l)]^{-1} \mathbf{X}(l)\mathbf{r}_i^*(l), \quad (8.40)$$

όπου $c_i(k)$ είναι το k th δείγμα του μεταδιδόμενου(spreading) σήματος του χρήστη i k_{τ_i} είναι ο αριθμός των δειγμάτων που αντιστοιχούν στο τ_i , την καθυστέρηση του χρήστη i και \hat{b}_{il} είναι η εκτίμηση του l th bit για τον χρήστη i . Το συνολικό άθροισμα στην εξίσωση (8.38) είναι ισότιμο της ολοκλήρωσης (integration) στο συνεχές πεδίο του χρόνου(continuous time domain) (Zhigang Rong, 1996).

Μπορούμε να συνοψίσουμε τον LS-DRMTA σε

1. Αρχικοποίηση των p διανυσμάτων βαρύτητας w_1, \dots, w_p σαν p ίδια $M \times 1$ διανύσματα στήλης, με το πρώτο στοιχείο ίσο με το 1 και το άλλο στοιχείο ίσο με το 0.
2. Υπολογίζουμε το διάνυσμα εξόδου (output vector) της διάταξης, χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.37.

3. Despread το σήμα του i th χρήστη και εκτιμούμε το n th bit δεδομένων χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.38.

4. Respread το εκτιμώμενο bit δεδομένων με τον PN κώδικα του χρήστη i για να πάρουμε μια εκτίμηση της κυματομορφής του σήματος του χρήστη i , σε μια χρονική περίοδο $[(n-1)T_b, nT_b)$ χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.39.

5. Προσαρμογή του διανύσματος βαρύτητας (weight vector) w_i του χρήστη i χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.40.

6. Επανάληψη των βημάτων 2 έως 5 μέχρι ο αλγόριθμος να συγκλίνει.

Στην εξίσωση 8.39, όταν $l = 0$, μπορεί να υπάρχουν κάποιοι δείκτες (indices) μικρότεροι από το 0, αλλά αφού η PN ακολουθία έχει μια χρονική περίοδο T_b ή ισότιμα, μια περίοδος του K στο διακριτό πεδίο του χρόνου, ο δείκτης k όπου $k < 0$, μπορεί να αντικατασταθεί από τον δείκτη $k+K$.

Στον LS-DRMTA, εάν το bit δεδομένων δεν εκτιμηθεί σωστά στην αρχή του αλγόριθμου, από την εξίσωση 8.39 και 8.40, βλέπουμε ότι το διάνυσμα βαρύτητας που προκύπτει μπορεί να έχει μεταβολή φάσης (phase shift) π , αλλά αυτό δεν επηρεάζει το διάγραμμα ακτίνας (beam pattern) που παίρνουμε σαν αποτέλεσμα. Το beam pattern θα έχει υψηλό κέρδος στην κατεύθυνση άφιξης DoA (Direction of Arrival) του επιθυμητού σήματος, και η παρεμβολές από τις άλλες κατευθύνσεις θα απορρίπτονται. Για αυτό το λόγο, εάν χρησιμοποιηθεί η διαμόρφωση DPSK στο σύστημα, το λάθος εκτίμησης του bit δεδομένων (data bit estimation error) στην αρχή του αλγόριθμου, δεν επηρεάζει το αποδιαμορφωμένο bit δεδομένων.

8.4.2. Πλεονεκτήματα του LS - DRMTA

Αφού ο LS-DRMTA χρησιμοποιεί την πληροφορία του σήματος διάδοσης για να προσαρμόσει τα διανύσματα βαρύτητας, έχει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τους αλγόριθμους MT-LSCMA και MT-SDDD για του οποίους μιλήσαμε πριν.

Το πρώτο πλεονέκτημα του LS-DRMTA είναι ότι δεν υπάρχει ανάγκη για εκτέλεση της διαδικασίας του GSO. Αυτό μπορούμε να το δούμε αν συγκρίνουμε το σχήμα 8.4 με το σχήμα 8.2. Στον MT-LSCMA και MT-SDDD τα διανύσματα βαρύτητας (weight vectors), προσαρμόζονται χρησιμοποιώντας την ίδια ιδιότητα όλων των σημάτων των χρηστών, και η διαδικασία GSO χρησιμοποιείται για να προλάβει τα διαφορετικά διανύσματα βαρύτητας από το να συγκλίνουν σε ένα, έχοντας το ίδιο

διάγραμμα ακτίνας (beam pattern). Από την άλλη μεριά στον LS-DRMTA τα διανύσματα των διαφορετικών χρηστών, προσαρμόζονται έτσι ώστε να ελαχιστοποιήσουν μια διαφορετική τιμή συνάρτησης (cost function), η οποία είναι το άθροισμα του τετραγωνικού σφάλματος (squared error) ανάμεσα στο port εξόδου και του σήματος respread του επιθυμητού χρήστη, σε μια περίοδο bit. Αφού κάθε χρήστης έχει το δικό του σήμα διάδοσης, το διάνυσμα βαρύτητας (weight vector) κάθε χρήστη, ενημερώνεται με διαφορετική συχνότητα, και για αυτό τον λόγο δεν θα συγκλίνει σε ένα, έχοντας το ίδιο beam pattern.

Το δεύτερο πλεονέκτημα του LS-DRMTA είναι ότι δεν υπάρχει ανάγκη να εκτελέσει την διαδικασία ταξινόμησης (Sorting Procedure). Στον MT-LSCMA και MT-SDDD η διαδικασία ταξινόμησης (Sorting Procedure) χρησιμοποιείται για να συσχετίσει κάθε port εξόδου στον κάθε χρήστη. Στον LS-DRMTA, αφού τα διαφορετικά διανύσματα βαρύτητας προσαρμόζονται με διαφορετικές PN ακολουθίες, το διάνυσμα βαρύτητας που προσαρμόζεται χρησιμοποιώντας το σήμα διάδοσης του i th χρήστη, θα αντιστοιχεί και στον i th χρήστη. Έτσι δεν υπάρχει κανένας λόγος να εκτελέσουμε την διαδικασία ταξινόμησης.

Το τρίτο πλεονέκτημα του LS-DRMTA είναι ότι ο αριθμός των port εξόδου του beamformer δεν περιορίζεται από τον αριθμό των στοιχείων της διάταξης (array). Στον MT-LSCMA και MT-SDDD, εξαιτίας της GSO διαδικασίας, ο αριθμός των port εξόδου πρέπει να είναι μικρότερος, ή ίσος, με τον αριθμό των στοιχείων κεραίας. Εάν ο αριθμός των χρηστών στο σύστημα είναι μεγαλύτερος από τα στοιχεία κεραίας, αρκετοί χρήστες πρέπει να μοιραστούν ένα port εξόδου, και με αυτόν τον τρόπο οι παρεμβολές δεν μπορούν να ελαττωθούν σε ένα χαμηλό επίπεδο. Στον LS-DRMTA αφού δεν υπάρχει η ανάγκη του GSO, ο αριθμός των port εξόδου μπορεί να είναι ίσος με τον αριθμό των χρηστών, ακόμα και αν ο αριθμός των χρηστών είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των στοιχείων της κεραίας. Αφού κάθε χρήστης έχει το δικό του port εξόδου, η παρεμβολή πέφτει σε πολύ χαμηλό επίπεδο. Επιπλέον, αν το σύστημα επεκταθεί, περισσότερες port εξόδου μπορούν να προστεθούν στον beamformer με την πρόσθεση περισσότερων διανυσμάτων βαρύτητας, τα οποία θα έχουν προσαρμοστεί με τις PN ακολουθίες των νέων χρηστών.

Το τέταρτο πλεονέκτημα του LS-DRMTA, είναι ότι η υπολογιστική πολυπλοκότητα του LS-DRMTA, είναι χαμηλότερη από αυτήν του MT-LSCMA και του MT-SDDD. Στους MT-LSCMA και MT-SDDD πρέπει να πραγματοποιηθούν και η GSO, και η διαδικασία ταξινόμησης (Sorting Procedure), για πάρουμε (εξάγουμε) το

σήμα κάθε χρήστη. Αυτές η διαδικασίες είναι υπολογιστικά έντονες. Ο LS-DRMTA από τη άλλη μεριά έχει εξαλείψει την ανάγκη εκτέλεσης αυτών των δυο διαδικασιών, και έτσι έχει μειώσει την υπολογιστική πολυπλοκότητα του.

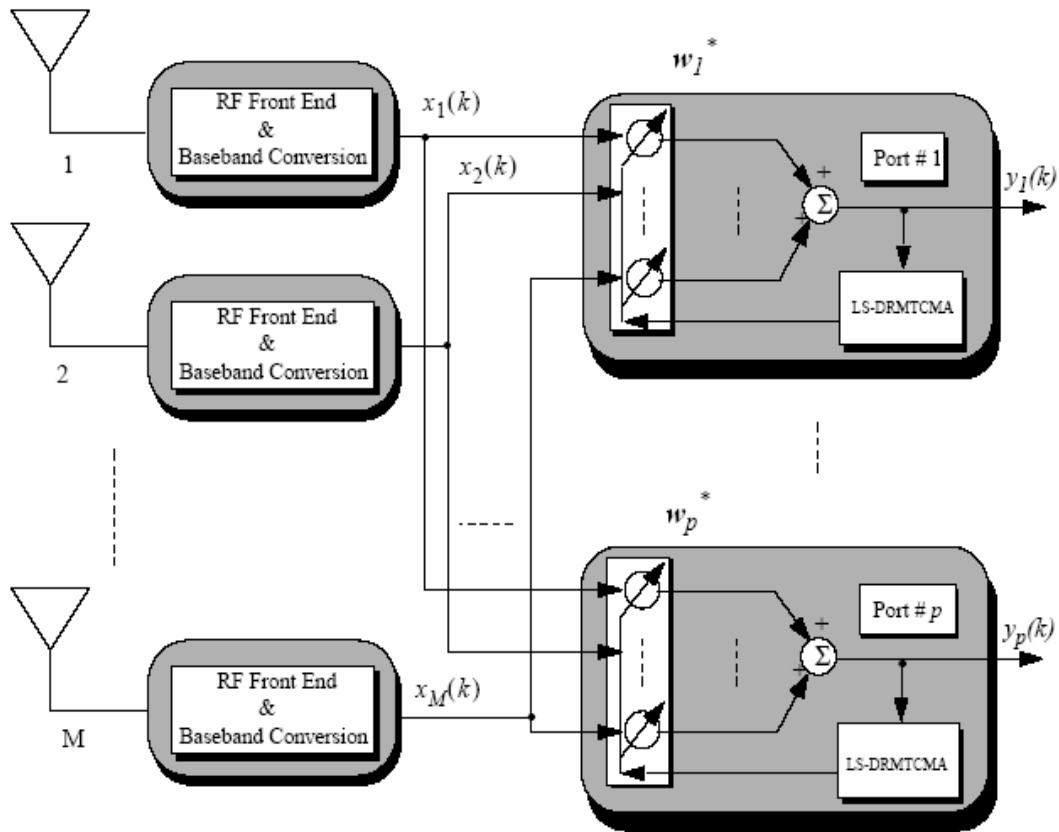
Το τελευταίο πλεονέκτημα του LS-DRMTA είναι ότι μπορεί να λειτουργεί όταν το SINR (Signal to Noise Ratio), είναι χαμηλό, ενώ ο MT-LSCMA και MT-SDDD δεν μπορούν. Στον LS-DRMTA η PN ακολουθία χρησιμοποιείται στην προσαρμογή του διανύσματος βαρύτητας, και αυτές οι PN ακολουθίες μπορεί να διαδώσουν την παρεμβολή σε μια μεγάλη μπάντα συχνοτήτων και despread το επιθυμητό σήμα. Επίσης ο θόρυβος μειώνεται σε μια περίοδο bit στον LS-DRMTA και έτσι το αποτέλεσμα του στο επιθυμητό σήμα μειώνεται (Zhigang Rong, 1996).

8.5. LEAST - SQUARES DESPREAD RESPREAD MULTITARGET CONSTANT MODULUS ALGORITHM

Στον LS-DRMTA, κάνουμε χρήση του σήματος διάδοσης κάθε χρήστη σε ένα σύστημα CDMA, για να προσαρμόσουμε τα διανύσματα βαρύτητας του beamformer. Στον MT-LSCMA, από την άλλη μεριά, κάνουμε χρήση της ιδιότητας του constant modulus του μεταδιδόμενου σήματος, για να ενημερώσουμε τα διανύσματα βαρύτητας (weight vector). Μια καλή ιδέα είναι να συνδυάσουμε το διαδιδόμενο σήμα και την ιδιότητα του constant modulus του μεταδιδόμενου σήματος, για να προσαρμόσουμε το διάνυσμα βαρύτητας.

Ο αλγόριθμος που χρησιμοποιεί τον συνδυασμό αυτού του είδους για την προσαρμογή του διανύσματος βαρύτητας λέγεται *least-squares despread respread multitarget constant modulus algorithm (LS-DRMTCMA)*.

Το σχήμα 8.6 δείχνει ένα beamformer ο οποίος χρησιμοποιεί τον (LS-DRMTCMA) και το σχήμα 8.7 δείχνει το μπλοκ διάγραμμα του (LS-DRMTCMA) για τον χρήστη i .



Σχήμα 8.6 : Δομή ενός beamformer, ο οποίος χρησιμοποιεί τον LS- DRMTCMA. (Zhigang Rong, 1996).

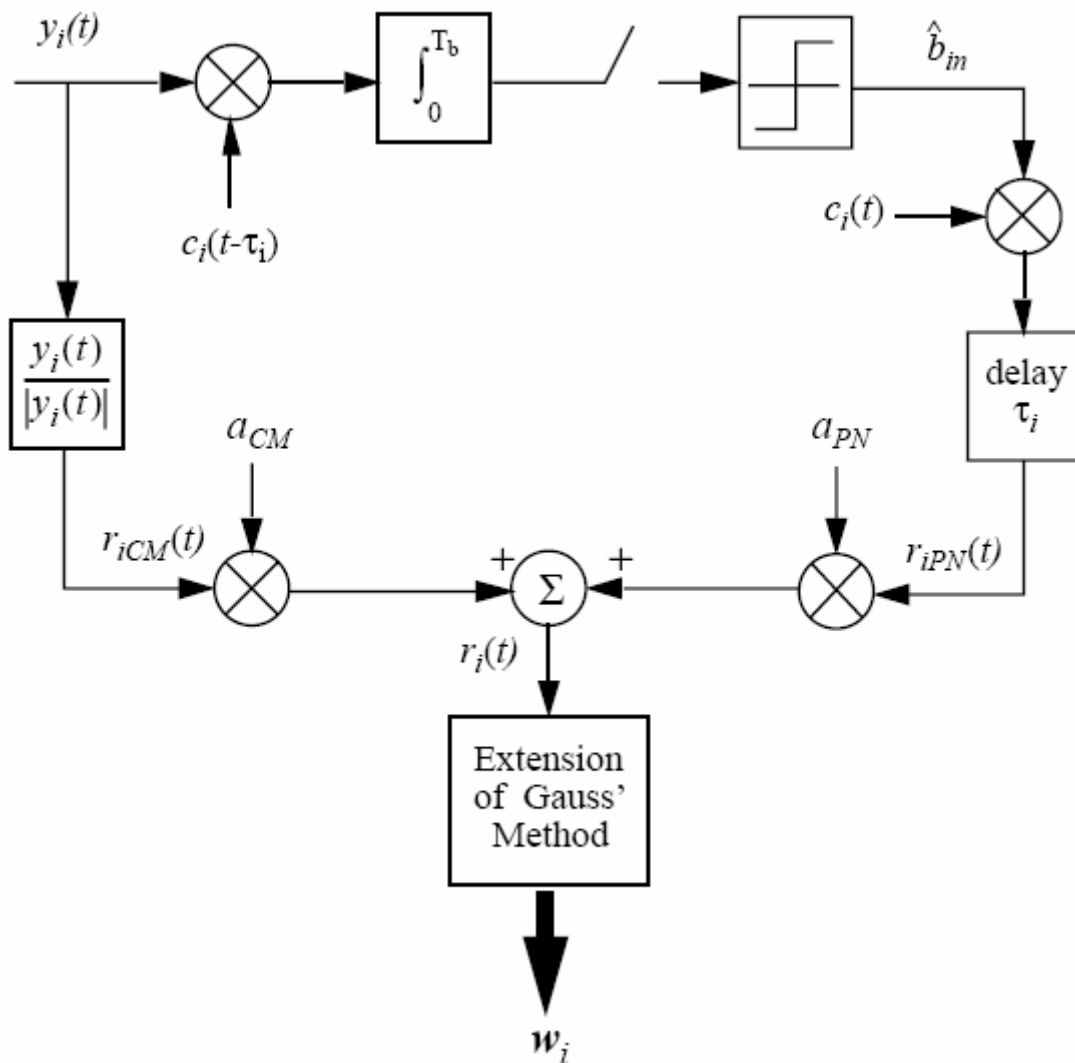
8.5.1. Πως προέκυψε ο LS - DRMTCMA

Το πως προέκυψε ο LS- DRMTCMA μοιάζει πολύ με το πως προέκυψε ο LS- DRMTA. Στον LS-DRMTA, η cost function που ο αλγόριθμος θέλει να ελαχιστοποιήσει δίνεται από την εξίσωση 8.41 η οποία είναι

$$\begin{aligned}
 F(\mathbf{w}_i) &= \sum_{k=1}^K |y_i(k) - r_i(k)|^2 \\
 &= \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{w}_i^H \mathbf{x}(k) - r_i(k) \right|^2,
 \end{aligned} \tag{8.41}$$

οπου

$$r_i(k) = \hat{b}_{in} c_i(k - k_{\tau_i}), \quad (n - 1)K \leq k < nK \tag{8.42}$$



Σχήμα 8.7: Μπλοκ διάγραμμα του (LS-DRMTCMA) για τον χρήστη i . (Zhigang Rong, 1996).

Και στον LS-DRMTCMA, η cost function που ο αλγόριθμος θέλει να ελαχιστοποιήσει, έχει την ίδια μορφή της εξίσωσης 8.41. Ωστόσο, όπως φαίνεται στο σχήμα 8.7, το $r_i(k)$ τώρα γίνεται το άθροισμα του weighed spread του σήματος και της weighted complex-limited της εξόδου.

$$r_i(k) = a_{PN}r_{iPN}(k) + a_{CM}r_{iCM}(k), \quad (8.43)$$

όπου $r_{iPN}(k)$ είναι το respread σήμα του χρήστη i που δίνεται στην εξίσωση 8.42 r_{iCM} είναι η complex-limited έξοδος του χρήστη i και μπορεί να εκφραστεί σαν

$$r_{iCM}(k) = \frac{y_i(k)}{|y_i(k)|}, \quad (8.44)$$

το a_{PN} και το a_{CM} είναι πραγματικοί θετικοί συντελεστές βαρύτητας (real positive weight coefficients) για το respread σήμα και την complex-limited έξοδο του χρήστη i , αντίστοιχα. Οι συντελεστές a_{PN} και a_{CM} πρέπει να ικανοποιούν την συνθήκη:

$$a_{PN} + a_{CM} = 1, \quad a_{PN}, a_{CM} > 0. \quad (8.45)$$

Χρησιμοποιώντας την μέθοδο της επέκτασης του Gauss (extension of Gauss) και επαναλαμβάνοντας την διαδικασία που πραγματοποιήθηκε στην παράγραφο 8.5.1, παίρνουμε τις ακόλουθες εξισώσεις για τον LS-DRMTCMA :

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i(l) &= [\mathbf{w}_i^H(l)\mathbf{X}(l)]^T \\ &= [y_i(1+lK), y_i(2+lK), \dots, y_i((l+1)K)]^T \end{aligned} \quad (8.46)$$

$$\hat{b}_{il} = \text{sgn} \left\{ \text{Re} \left(\sum_{k=1+lK}^{(1+l)K} y_i(k) c_i(k - k_{\tau_i}) \right) \right\} \quad (8.47)$$

$$\mathbf{r}_{iPN}(l) = \hat{b}_{il} [c_i(1+lK - k_{\tau_i}), c_i(2+lK - k_{\tau_i}), \dots, c_i((1+l)K - k_{\tau_i})]^T \quad (8.48)$$

$$\mathbf{r}_{iCM}(l) = \left[\frac{y(1+lK)}{|y(1+lK)|}, \frac{y(2+lK)}{|y(2+lK)|}, \dots, \frac{y((1+l)K)}{|y((1+l)K)|} \right]^T \quad (8.49)$$

$$\mathbf{r}_i(l) = a_{PN}\mathbf{r}_{iPN}(l) + a_{CM}\mathbf{r}_{iCM}(l) \quad (8.50)$$

$$\mathbf{w}_i(l+1) = [\mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l)]^{-1} \mathbf{X}(l)\mathbf{r}_i^*(l). \quad (8.51)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις βλέπουμε ότι αν θέσουμε το a_{CM} ίσο με το μηδέν, ο LS-DRMTCMA μετατρέπεται στον LS-DRMTA, έτσι τον LS-DRMTA μπορούμε να τον δούμε σαν μια ειδική περίπτωση του LS-DRMTCMA. Επίσης βλέπουμε ότι αν θέσουμε το a_{PN} ίσο με το μηδέν και η GSO διαδικασία εκτελεστεί κατά την διάρκεια της προσαρμογής, ο LS-DRMTCMA μετατρέπεται στον MT-LSCMA. Η επιλογή των a_{PN} και a_{CM} , μπορούν να επηρεάσουν το τελικό διάγραμμα ακτίνας (beam pattern) και συνεπώς και την απόδοση του συστήματος.

Μπορούμε να συνοψίσουμε τον LS-DRMTCMA στα ακόλουθα βήματα:

1. Αρχικοποίηση των p διανυσμάτων βαρύτητας w_1, \dots, w_p σαν p ίδια $M \times 1$ διανύσματα στήλης με το πρώτο στοιχείο ίσο με το 1 και το άλλο στοιχείο ίσο με το 0.
2. Υπολογίζουμε το διάνυσμα εξόδου (output vector) της array, χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.46.
3. Despread το σήμα του i th χρήστη και εκτιμούμε το n th bit δεδομένων χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.47.
4. Respread το εκτιμώμενο bit δεδομένων με τον PN κώδικα του χρήστη i για να πάρουμε μια εκτίμηση της κυματομορφής του σήματος του χρήστη i σε μια χρονική περίοδο $[(n-1)T_b, nT_b)$, χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.48.
5. Υπολογίζουμε το complex-limited output vector του χρήστη i , χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.49.
6. Υπολογισμός του διανύσματος του σήματος αναφοράς (reference signal vector) για τον χρήστη i , με την πρόσθεση του weighted respread signal vector και του complex-limited output vector χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.50.
7. Προσαρμογή του διανύσματος βαρύτητας (weight vector) w_i του χρήστη i χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.51.
8. Επανάληψη των βημάτων 2 έως 7 μέχρι ο αλγόριθμος να συγκλίνει.

8.5.2. Πλεονεκτήματα του LS - DRMTCMA

Αφού ο LS-DRMTCMA χρησιμοποιεί και την PN ακολουθία και την ιδιότητα του constant modulus του μεταδιδόμενου σήματος, θα έχει όλα τα πλεονεκτήματα του LS-DRMTA και μερικά αλλά τα οποία δεν έχει LS-DRMTA. Το πιο σημαντικό πλεονέκτημα του, είναι ότι μπορεί να πετύχει πολύ χαμηλότερο BER από τον LS-DRMTA. Ωστόσο πρέπει να πούμε ότι επειδή ο LS-DRMTCMA χρησιμοποιεί το complex-limited output vector κάθε χρήστη, για να προσαρμόσει τα διανύσματα βαρύτητας (weight vectors), αυτό το πλεονέκτημα του επιφέρει μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα (Zhigang Rong, 1996).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

ΕΜΠΟΡΙΚΕΣ ΚΑΙ ΣΤΡΑΤΙΩΤΙΚΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΩΝ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το σύνολο των πλεονεκτημάτων της χρήσης των έξυπνων κεραιών στα ποικίλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, οδήγησε τους φορείς των δικτύων στην αναβάθμιση των υπηρεσιών και των τεχνολογιών τους, με την ενσωμάτωση αυτής της πολλά υποσχόμενης τεχνολογίας.

Η ανθρωπότητα όμως πάντα έβλεπε και την άλλη όψη του νομίσματος της εξέλιξης των διαφόρων επικοινωνιών, και συνεπώς η κατάληξη δεν θα μπορούσε να είναι διαφορετική και για τις έξυπνες κεραιές. Έτσι λοιπόν, πέραν των εμπορικών εφαρμογών των συστημάτων των έξυπνων κεραιών σε τηλεπικοινωνιακά καταναλωτικά συστήματα, έχουμε και μια εντυπωσιακή δραστηριοποίηση του τομέα των στρατιωτικών εφαρμογών. Όπως θα δούμε και παρακάτω, οι εταιρείες υλοποίησης, εγκατάστασης και λειτουργίας των έξυπνων κεραιών, απασχολούνται και με εφαρμογές που αφορούν την παρακολούθηση εχθρικών ή φιλικών οχημάτων, πυραύλων, στρατευμάτων ή ακόμα και μεμονωμένων ατόμων – στόχων.

Οι πληροφορίες που παραθέτουμε είναι προερχόμενες αυτούσιες (σε ελληνική απόδοση) από τους διαδικτυακούς τόπους των ίδιων των εταιριών, και έχουν ως μοναδικό στόχο την απεικόνιση του τρόπου με τον οποίο τα συστήματα έξυπνων κεραιών έχουν ήδη εισβάλει στους τομείς των εμπορικών και στρατιωτικών επικοινωνιών.

9.1. Παρουσίαση των εταιριών που δραστηριοποιούνται στους τομείς των εφαρμογών των έξυπνων κεραιών.



www.andrew.com

“Η εταιρία Andrew είναι ο παγκόσμιος αρχαιότερος προμηθευτής ολοκληρωμένων λύσεων πάνω σε RF υποσυστήματα, στις εξελισσόμενες παγκόσμιες επικοινωνίες. Είμαστε ο παγκόσμιος ηγέτης στο σχεδιασμό, την κατασκευή, και την

παροχή συστημάτων και υπηρεσιών εξοπλισμού επικοινωνιών. Τα προϊόντα και οι υπηρεσίες μας παρέχουν αποδεδειγμένες λύσεις για ασύρματους, και σταθερής καλωδίωσης, ευρείας ζώνης, φορείς παροχής υπηρεσιών, και πομπούς σε όλο τον κόσμο.”



Η εταιρεία δραστηριοποιείται σε πολλούς τομείς, εμείς όμως ενδεικτικά παρουσιάζουμε μόνο το κομμάτι εκείνο που αφορά τις δραστηριότητες και τις υλοποιήσεις της εταιρείας στο τομέα κατασκευής και υποστήριξης των συστημάτων κεραιών :

- ❖ [Base Station Antennas](#)
- ❖ [Broadband Antennas](#)
- ❖ [Broadcast Antennas](#)
- ❖ [Earth Station Antennas](#)
- ❖ [Government Antennas](#)
- ❖ [Horn Antennas](#)
- ❖ [In-Building Antennas](#)
- ❖ [Terrestrial Microwave Antennas Mobile/GPS Antennas](#)
- ❖ [Unlicensed Band Antennas](#)



www.arraycomm.com

IntelliCell Adaptive Antenna Products

Η προσαρμοστική επεξεργασία του διαγράμματος ακτινοβολίας μιας κεραίας από την ArrayComm, υλοποιείται στο σχέδιο που ονομάζεται *IntelliCell adaptive*

antenna processing technology. “Το σύστημα αυτό βελτιώνει οποιαδήποτε προσωπική εργασία σε ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Η τεχνολογία ‘προσωπικών κυττάρων μας - personal cell’ είναι η σύνθεση 11 ετών έρευνας και πραγματικών εφαρμογών, ένας συνδυασμός που κάνει την ArrayComm πρώτιστη αρχή στη χωρική τεχνολογία επεξεργασίας.

Η ArrayComm έχει επενδύσει στην προσαρμογή της τεχνολογίας της με σκοπό να εκπληρώσει τις ανάγκες των κατασκευαστών εξοπλισμού τηλεπικοινωνιών στις δημοφιλείς PHS, GSM και WCDMA ασύρματες διασυνδέσεις καθώς επίσης και στα από άκρη σε άκρη WLL συστήματα.



Η IntelliCell, τεχνολογία της ArrayComm, εξυπηρετεί περισσότερους από 15 εκατομμύρια συνδρομητές στην Κίνα, Αιθιοπία, Ιαπωνία, Ταϊλάνδη, Μαλαισία, Φιλιππίνες, Ταϊβάν και Ηνωμένα Αραβικά Εμιράτα. Η ArrayComm συνεχίζει να χορηγεί άδεια για αυτά τα adaptive antenna προϊόντα για να εξυπηρετήσει την αυξανόμενη ζήτηση της ασύρματης βιομηχανίας”.

PHS (The Personal Handyphone System)

Το PHS έχει επεκταθεί ευρέως σε όλη την Ασία για τις ασύρματες μεταδόσεις φωνής και δεδομένων. Η ArrayComm έχει χορηγήσει άδεια για την adaptive antenna τεχνολογία για το PHS από το 1995, και έχουν εγκατασταθεί πάνω από 180.000 σταθμοί βάσης που ενσωματώνουν την ArrayComm τεχνολογία. Όταν ενσωματωθεί η τεχνολογία της ArrayComm στους PHS σταθμούς βάσης, έχει αποδείξει τον εννια-πλασιασμό της χωρητικότητας σε σχέση με ένα τυποποιημένο δίκτυο PHS.



GSM

Εμπορευματοποιημένοι GSM σταθμοί βάσης που ενσωματώνουν την τεχνολογία της ArrayComm έχουν αυξήσει τη χωρητικότητά τους μέχρι και 600% από ότι τα τυποποιημένα δίκτυα GSM, και εφαρμόστηκε και η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης συχνότητας.

WCDMA

Το WCDMA, ένα σύστημα τρίτης-γενιάς δημοφιλές στην Ευρώπη και σε όλο τον κόσμο, έχει παρουσιάσει επίσης σημαντική βελτίωση με την ενσωμάτωση της τεχνολογίας ArrayComm's IntelliCell : μέχρι έξι φορές μεγαλύτερη χωρητικότητα και μέχρι τρεις φορές μεγαλύτερη κάλυψη.

WLL - Wireless Local Loop



Το WLL είναι ένα ασύρματο τηλεφωνικό σύστημα σχεδιασμένο για αναπτυσσόμενα έθνη όπου υπάρχει περιορισμένη υποδομή καλωδιώσεων. Το σύστημα περιλαμβάνει έναν σταθμό βάσης, σχεδιασμένο για να εξυπηρετήσει μια μικρή πόλη ή ένα χωριό, μαζί με τους δέκτες που τοποθετούνται έξω από κάθε σπίτι, ενώ μέσα στο σπίτι, οι χρήστες συνεχίζουν να χρησιμοποιούν τα συμβατικά τους τηλέφωνα. Το WLL σύστημα της ArrayComm εξυπηρετεί 200,000 συνδρομητές στην Ταϊλάνδη καθώς επίσης και σε άλλες περιοχές σε όλη την Ασία και τη Μέση Ανατολή (www.arraycomm.com).



(www.lockheedmartin.com)

“Η Lockheed Martin Corporation, μια επιχείρηση προηγμένης τεχνολογίας, δημιουργήθηκε τον Μάρτιο του 1995 με τη συγχώνευση δύο από τις αρχαιότερες επιχειρήσεις παγκόσμιας τεχνολογίας, τη Lockheed Corporation και τη Martin Marietta Corporation.

Με κεντρικά γραφεία σε Bethesda, του Maryland, η Lockheed Martin απασχολεί περίπου 125.000 άτομα παγκοσμίως και συμμετέχει κυρίως στην έρευνα, το σχέδιο, τη ανάπτυξη, την κατασκευή και την ολοκλήρωση των συστημάτων, των προϊόντων και των υπηρεσιών προηγμένης τεχνολογίας.

Η Lockheed Martin αναπτύσσει ένα μοναδικό σύστημα κεραιών παρακολούθησης πυραύλων, για χάρη του αμερικανικού ναυτικού (Sunnyvale, Calif., 3 Σεπτεμβρίου 2003)

Η Lockheed Martin έχει αναπτύξει ένα καινοτόμο και οικονομικό σύστημα κεραιών για την παρακολούθηση των δοκιμαστικών εκτοξεύσεων του βαλλιστικού βλήματος στόλου 'Trident II D5' του Αμερικανικού ναυτικού.

Το σύστημα, αποκαλούμενο **S-Band Mobile Array Telemetry - SMART**, αναπτύχθηκε, δοκιμάστηκε και εφαρμόστηκε στο πλαίσιο μιας σειράς διαδοχικών συμβάσεων με το πρόγραμμα U.S. Navy Strategic Systems Programs (SSP), για να αναπτύξει το προσιτό, κινητό σύστημα απόκτησης στοιχείων τηλεμετρίας. Το SMART μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε από τα πέντε ships - of - opportunity, ελαχιστοποιώντας κατά συνέπεια την ανάγκη να χρησιμοποιηθούν τα αεροσκάφη τηλεμετρίας τα όποια είναι τα αρχικά μέσα για την απόκτηση στοιχείων πτήσης κατά τη διάρκεια των τρεχουσών λειτουργικών δοκιμών αξιολόγησης του ναυτικού ,του Trident II D5, του υποβρυχίου προώθησης του βαλλιστικού συστήματος στρατηγικών όπλων βλημάτων.

Το SMART σύστημα κεραιών χρησιμοποιεί μια μεγάλου ανοίγματος, υψηλής ολοκλήρωσης, ενεργή, phased array S-band κεραία τηλεμετρίας, λειτουργεί στο εύρος των 2200 MHz ως 2400MHz, είναι ικανό να λειτουργήσει σε ακτίνα 1100 ναυτικών μιλίων, και παράγει δέσμες ικανές να παρακολουθήσουν οκτώ ανεξάρτητους στόχους.

Το σύστημα δεν έχει κανένα κινούμενο μέρος. Οδηγείται ηλεκτρονικά μέσα σε ένα οπτικό πεδίο 120 μοιρών στο αζιμούθιο και 80 μοιρών στην ανύψωση, προκειμένου να υπερνικηθεί η κίνηση των σκαφών, και για να εξαλείψει την ανάγκη για ένα σταθερό γυροσκοπικό σύστημα. Μπορεί να ελέγξει ολόκληρο τον όγκο του οπτικού πεδίου σε λιγότερο από ένα δευτερόλεπτο.

Ο εξοπλισμός λήψης, καταγραφής και ελέγχου του SMART συστήματος κεραιών στεγάζεται σε ένα τυποποιημένο 8 x 20 ποδών International Organization for Standardization (ISO) φορητό.

Ολόκληρο το SMART σύστημα κεραιών μπορεί να εγκατασταθεί στο σκάφος υποστήριξης δοκιμών και να λειτουργεί σε λιγότερο από δύο ώρες. Το SMART

σύστημα κεραιών είναι επίσης το μεγαλύτερο αυτορυθμιζόμενο, υψηλής ολοκλήρωσης, ηλεκτρονικής ανίχνευσης S-band ενεργό phased array σύστημα κεραιών στον κόσμο (www.lockheedmartin.com).

Raytheon

(www.raytheon.com)

“Η Raytheon είναι μια βιομηχανία ηγέτης στα αμυντικά θέματα, στα κυβερνητικά και τα καταναλωτικά ηλεκτρονικά, στο διάστημα, στην τεχνολογία πληροφοριών, στις τεχνικές υπηρεσίες, στην πολιτική αεροπορία και στα ειδικά αεροσκάφη αποστολών.

Τα E-Systems της Raytheon μπήκαν στην αγορά των ασύρματων εμπορικών επικοινωνιών με μια σειρά προϊόντων έξυπνων κεραιών και επίγειων συστημάτων μεγάλης φασματικής ακρίβειας. Η γραμμή προϊόντων δίνει στους προμηθευτές κινητών επικοινωνιών τη δυνατότητα να αυξήσουν την χωρητικότητα σε κλήσεις ενός κυττάρου, να βελτιώσουν την αποδοτικότητα των δικτύων τους, και να παρέχουν ενισχυμένες υπηρεσίες στα επίγεια συστήματα. Στο πλαίσιο μιας συμφωνίας μεταπωλητών, η COMSAT RSI θα εμπορευτεί παγκοσμίως με το όνομα **OptiCell**, το **Fully Adaptive Smart Antenna** σύστημα της Raytheon.

ΚΑΙΝΟΤΟΜΕΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ

Early Warning

Προορισμένο για να παρέχει την προστασία έγκαιρης προειδοποίησης για το προσωπικό και τον εξοπλισμό, το AN/MPQ-64 Sentinel σχεδιάστηκε για να ανιχνεύει αυτόματα, να ακολουθεί, να προσδιορίζει, να ταξινομεί, και να αναφέρει, αερομεταφερόμενες απειλές,



συμπεριλαμβανομένων των ελικοπτέρων, των επιθετικών αεροσκαφών μεγάλης ταχύτητας, των βλημάτων των πλοίων και των τηλεκατευθυνόμενων εναέριων οχημάτων. Το Sentinel είναι ακριβές και γρήγορης αντίδρασης σύστημα και μπορεί να ανιχνεύσει στόχους αρκετά μακριά από τα φιλικά στρατεύματα για να επιτρέψει αρκετό

χρόνο αντίδρασης. Χαρακτηρίζεται επίσης από μια ενσωματωμένη ικανότητα προσδιορισμού "φίλων ή εχθρών".

Multi-Target Radar

Το AN/APG-65 Radar είναι ένας ιδιαίτερα αξιόπιστος, παντός καιρού αισθητήρας που χρησιμοποιείται και για τις αέρος-αέρος και για τις αέρος-εδάφους αποστολές. Οι προγραμματιζόμενοι ψηφιακοί υπολογιστές του, προσφέρουν μεγάλη ευελιξία στο σύστημα, επιτρέποντάς του να παρακολουθήσει μέχρι και 10 αερομεταφερόμενους στόχους ταυτόχρονα. Για τις αέρος-εδάφους εφαρμογές, το ραντάρ παρέχει μεθόδους χαρτογράφησης με δέσμες ακτινοβολίας Doppler και με "πραγματικές δέσμες ακτινοβολίας" μαζί με διάφορες άλλες προηγμένες τεχνολογίες, επιτρέποντας στους πιλότους να χαρτογραφήσουν το έδαφος και τα κινούμενα αντικείμενα στις επιφάνειες του εδάφους και της θάλασσας.

Enemy Identification

Το νεότερο σύστημα που σχεδιάστηκε για την Καταστολή Των Εχθρικών Αεραμυνών Suppression of Enemy Air Defenses (SEAD), το Harm Targeting System (HTS), ανιχνεύει, προσδιορίζει και εντοπίζει καθοδηγημένες από ραντάρ 'απειλές' σε μεγάλες αποστάσεις. Αυτό επιτρέπει στους πιλότους να στοχεύσουν και να πυροβολήσουν πάνω στις εχθρικές δυνάμεις από μεγαλύτερες, άρα και ασφαλέστερες, αποστάσεις (www.raytheon.com).



(www.metawave.com)

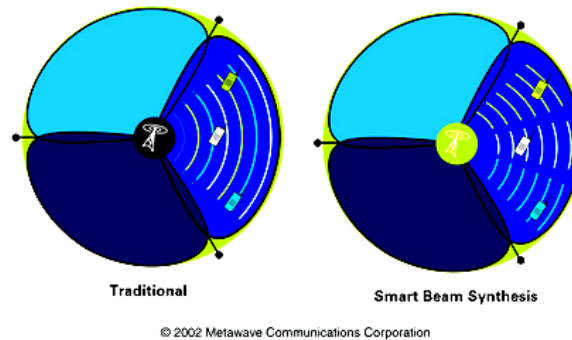
Η εταιρεία Metawave, είναι ίσως η πιο ισχυρή παρουσία στο χώρο των εφαρμογών των έξυπνων κεραιών, τουλάχιστον όσον αφορά τα καταναλωτικά προϊόντα. Η εξάπλωση της τεχνολογίας που προωθεί η εταιρεία, του SPOTLIGHT 2000, αποτελεί απόδειξη των προαναφερομένων.

Albuquerque, New Mexico USA	New York City, New York USA
Atlanta, Georgia USA	Norfolk, Virginia USA
Augusta, Georgia USA	Philadelphia, Pennsylvania USA
Boston, Massachusetts USA	Phoenix, Arizona USA
Buffalo, New York USA	Sacramento, California USA
Charlotte, North Carolina USA	San Jose, California USA
Cleveland, Ohio USA	Savannah, Georgia USA
Columbia, South Carolina USA	Scottsdale, Arizona USA
Columbus, Ohio USA	Springfield, Missouri USA
Denver, Colorado USA	Springfield, Ohio USA
Detroit, Michigan USA	Tallahassee, Florida USA
El Paso, Texas USA	Washington, DC USA
Fayetteville, Arkansas USA	Worcester, Massachusetts USA
Fort Smith, Arkansas USA	Cuidad del Este, Paraguay
Fort Walton Beach, Florida USA	Guadalajara, Mexico
Houston, Texas USA	Leon, Mexico
Kansas City, Missouri USA	Mexico City, Mexico
Los Angeles, California USA	Puebla, Mexico
Minneapolis, Minnesota USA	Lima, Peru
New Jersey USA	Saint Petersburg, Russia



Πίνακας 9.1 : Περισσότερα από 420 σε λειτουργία συστήματα SPOTLIGHT 2000, και οι θέσεις τους παγκοσμίως.

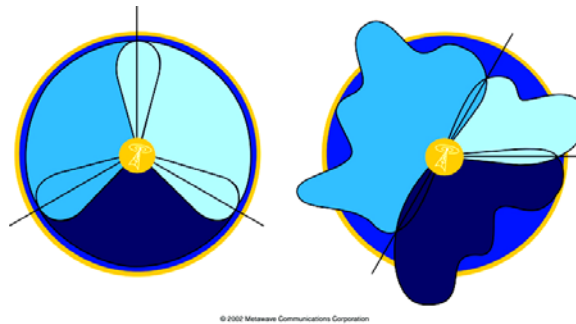
ΥΛΟΠΟΙΗΣΕΙΣ



Σχήμα 9.2 : Εφαρμογή της τεχνολογίας προσαρμογής του διαγράμματος ακτινοβολίας

Η τεχνολογία της προσαρμογής του διαγράμματος ακτινοβολίας που εφαρμόζει η Metawave, χρησιμοποιεί πολλαπλές στενού εύρους δέσμες ακτινοβολίας με σκοπό την παρακολούθηση της πορείας πολλαπλών κινητών χρηστών, μειώνοντας έτσι τις παρεμβολές και αυξάνοντας από 2,5 έως και 3 φορές τη χωρητικότητα στα δίκτυα τρίτης γενιάς έναντι των παραδοσιακών ασύρματων δικτύων δεύτερης γενιάς.

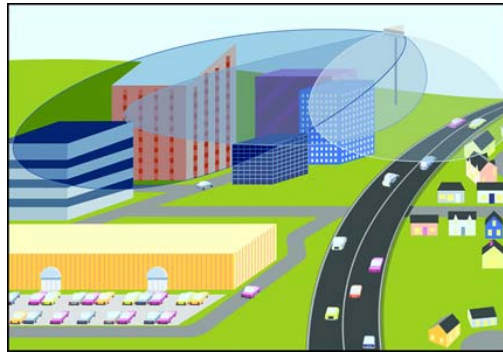
SmartCell™



Σχήμα 9.3 : Τεχνολογία ‘σμίλευσης’ ενός κυττάρου

Με την SmartCell τεχνολογία ‘σμίλευσης’ ενός κυττάρου, οι παροχείς μπορούν να δημιουργήσουν ακριβή και προσαρμοσμένα διαγράμματα ακτινοβολίας κεραιών, που βελτιώνουν την απόδοση, και αυξάνουν τη χωρητικότητα, στα πολύπλοκα RF περιβάλλοντα.

SmartShare™



Εικόνα 9.4 : Η επαναστατική τεχνολογία SmartShare κοινής χρήσης μιας κεραίας

Η επαναστατική τεχνολογία SmartShare κοινής χρήσης μιας κεραίας, επιτρέπει τη χρήση ενός ενιαίου συνόλου κεραιών για τους πολλαπλούς χρήστες, με κάθε χρήστη να διατηρεί τον αποκλειστικό έλεγχο όσον αφορά το εύρος της δέσμης, την αζιμουθιακή ανύψωση και την ηλεκτρονική μεταβολή της κλίσης.

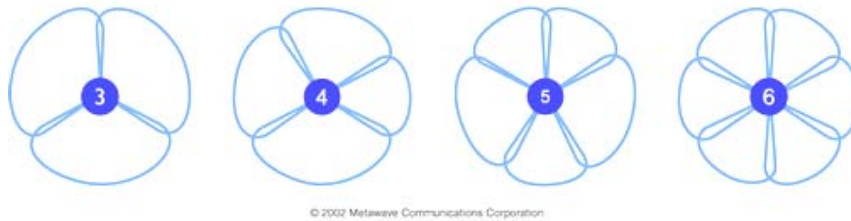
SpotLight 2000 Traffic Load Balancing (3-sector, 6-sector)



Σχήμα 9.3 : Λογισμικά ελεγχόμενη προσαρμογή του εύρους του τομέα

Το SpotLight® 2200 επιτρέπει τη λογισμικά ελεγχόμενη προσαρμογή του εύρους του τομέα (sector beamwidth) και της ανύψωσης, για εξισορρόπηση του επικοινωνιακού φορτίου, ανάμεσα στους τομείς του κυττάρου, για να επιτύχει μεγαλύτερη χωρητικότητα και βελτιωμένη απόδοση στα CDMA δίκτυα.

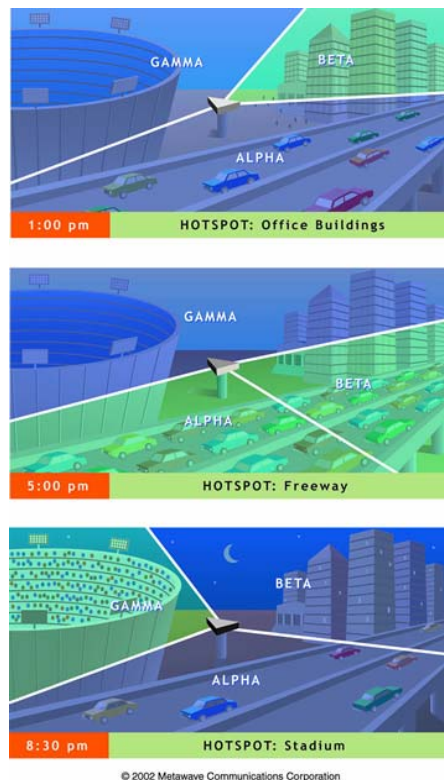
SpotLight 2000 Flexible Sectorization



Σχήμα 9.4 : Η τεχνολογία ευέλικτου διαχωρισμού του κυττάρου

Η τεχνολογία SpotLight® 2200 ευέλικτου διαχωρισμού του κυττάρου (Flexible Sectorization technology) επιτρέπει στους παροχείς να επιλέξουν ανάμεσα σε διαμορφώσεις των 3-, 4-, 5- ή και 6-τομέων ενός κυττάρου. Οι παροχείς έχουν την ευελιξία να επιλέξουν πολλαπλές μορφές διαχωρισμού του κυττάρου προκειμένου να προσαρμοστούν στην ποικιλόμορφη κυκλοφορία μέσα στο δίκτυο, με συνέπεια τα σημαντικά κέρδη χωρητικότητας.

SpotLight 2000 Dynamic Sector Synthesis



Σχήμα 9.5 : Δυναμική σύνθεση τομέων

Η SpotLight® 2200 δυναμική σύνθεση τομέων (SpotLight® 2200's Dynamic Sector Synthesis™) επιτρέπει στο SpotLight να εξετάζει αυτόματα την κυκλοφορία μέσα σε ένα κύτταρο και να προσαρμόζει τα διαγράμματα ακτινοβολίας των τομέων του κυττάρου για να προσαρμοστεί στις μεταβαλλόμενες συνθήκες κυκλοφορίας (www.metawave.com).

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α΄

ΑΣΥΡΜΑΤΟΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑ ΚΑΙ ΔΙΑΔΟΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ

ΒΑΣΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ ΚΑΙ ΓΕΝΙΚΕΣ ΣΧΕΣΕΙΣ

**ΑΣΥΡΜΑΤΟΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑ ΚΑΙ ΔΙΑΔΟΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ
ΚΥΜΑΤΩΝ**

ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΤΟΝ ΕΛΕΥΘΕΡΟ ΧΩΡΟ

ΒΑΣΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ – ΓΕΝΙΚΕΣ ΣΧΕΣΕΙΣ	
Φασική ταχύτητα διάδοσης των Η/Μ κυμάτων στο μέσο διάδοσης	c [m s^{-1}] Για τον αέρα: $c \cong 3 \times 10^8 \text{ m s}^{-1}$
Συχνότητα λειτουργίας ζεύξης	f ([MHz] ή [GHz])
Μήκος κύματος λειτουργίας	$\lambda = \frac{c}{f}$ [m] ([c]= m s^{-1} , [f]=Hz)
Κέρδος κεραίας εκπομπής <i>ως προς την ισοτροπική κεραία</i>	G_T (καθαρός αριθμός) $G_T = 10 \log G_T$ [dB]
Κέρδος κεραίας λήψης <i>ως προς την ισοτροπική κεραία</i>	G_R (καθαρός αριθμός) $G_R = 10 \log G_R$ [dB]
Μεταδιδόμενη ισχύς από την κεραία εκπομπής	W_T [W]
Προσλαμβανόμενη ισχύς από την κεραία λήψης	W_R [W]
Ενεργός επιφάνεια κεραίας εκπομπής	A_T [m^2]
Ενεργός επιφάνεια κεραίας λήψης	A_R [m^2]
Απόσταση ζεύξης (απόσταση κεραιών πομπού – δέκτη)	d [m]
Εύρος ζώνης συχνοτήτων	B [Hz]
Σταθερά Boltzmann	$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ Joule K}^{-1}$
Απόλυτη θερμοκρασία	T [K]
Θερμοκρασία κεραίας, δέκτη (θερμοκρασία της αντίστασης ακτινοβολίας κεραίας για αμελητέα αντίσταση απωλειών)	T_a , T_R [K]
Δείκτης θορύβου δέκτη [$(SNR)_{inp}$: λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη $(SNR)_{out}$: λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του δέκτη]	$NF = 1 + \frac{T_R}{T}$ $NF = \frac{(SNR)_{inp}}{(SNR)_{out}}$

Βασική απώλεια μετάδοσης	$L_\beta = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 122 + 20 \log d - 20 \log \lambda$ [dB] ([d]=km, [λ]=cm)
Απώλεια μετάδοσης στον ελεύθερο χώρο	$L = L_\beta - G_T - G_R =$ $= 122 + 20 \log d - 20 \log \lambda - G_T - G_R$ [dB] ([d]=km, [λ]=cm)
Μέγιστη απόσταση μετάδοσης	$d_o = \frac{\sqrt{G_T G_R} \lambda^2}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{W_T}{W_{R,min}}}$, όπου $W_{R,min}$ η ελάχιστη ισχύς στους ακροδέκτες της κεραίας λήψης

Εξίσωση Friis (Εξίσωση μετάδοσης στον ελεύθερο χώρο)	$W_R = W_T \cdot \frac{A_R G_T}{4\pi d^2} = W_T \cdot \frac{A_T A_R}{\lambda^2 d^2}$
Εξίσωση radar για ισοτροπική ανάκλαση της προσπίπτουσας ενέργειας από το αντικείμενο στόχο	$W_R = W_T \cdot \frac{G_T G_R \lambda^2 s}{(4\pi)^3 d_1^2 d_2^2}$ <p>όπου s η εγκάρσια διατομή ραντάρ του αντικειμένου-στόχου [m²] και d_1, d_2 αντίστοιχα οι αποστάσεις του στόχου από την κεραία εκπομπής και την κεραία λήψης</p> $W_R = W_T \cdot \frac{A_T A_R A_{target}}{(\lambda d)^4}$ <p>όπου A_{target} η ενεργός επιφάνεια του αντικειμένου-στόχου</p>
Εμβέλεια radar (Μέγιστη απόσταση ανίχνευσης στόχου)	$d_{max} = \left(\frac{G_T G_R \lambda^2 s}{(4\pi)^3} \cdot \frac{W_T}{W_{R,min}} \right)^{\frac{1}{4}}$ $d_{max} = \left(\frac{W_T G_T G_R \lambda^2 s}{(4\pi)^3 kTB(SNR)_{inp,min}} \right)^{\frac{1}{4}}$ <p>όπου $(SNR)_{inp,min}$ η ελάχιστη σηματοθορυβική σχέση στην είσοδο του δέκτη</p>

ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΤΟ ΓΗΙΝΟ ΧΩΡΟ

ΒΑΣΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ – ΓΕΝΙΚΕΣ ΣΧΕΣΕΙΣ	
Φασική ταχύτητα διάδοσης των Η/Μ κυμάτων στο μέσο διάδοσης	c [m s ⁻¹] Για τον αέρα: $c \cong 3 \times 10^8$ m s ⁻¹
Συχνότητα λειτουργίας ζεύξης	f ([MHz] ή [GHz])
Μήκος κύματος λειτουργίας	$\lambda = \frac{c}{f}$ [m] ([c]=m s ⁻¹ , [f]=Hz)
Κέρδος κεραίας εκπομπής ως προς την ισοτροπική κεραία	G_T (καθαρός αριθμός) G_T [dB]
Κέρδος κεραίας λήψης ως προς την ισοτροπική κεραία	G_R (καθαρός αριθμός) G_R [dB]
Μεταδιδόμενη ισχύς από την κεραία εκπομπής	W_T [W]
Προσλαμβανόμενη ισχύς από την κεραία λήψης	W_R [W]
Απόσταση ζεύξης (απόσταση κεραιών πομπού – δέκτη)	d [m]
Απόσταση σημείου της διαδρομής της ζεύξης από τη θέση εκπομπής στο έδαφος	d_1 [m]
Απόσταση σημείου της διαδρομής της ζεύξης από τη θέση λήψης στο έδαφος	d_2 [m]

Ύψος κεραίας εκπομπής / λήψης από το έδαφος	h_T, h_R [m]
Ακτίνα της Γης	$\alpha = 6\,370 \text{ km} = 6,37 \times 10^6 \text{ m}$
Διηλεκτρική σταθερά του εδάφους	$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_o$ [F m ⁻¹]
Αγωγιμότητα του εδάφους	σ [S m ⁻¹]
Μιγαδική διηλεκτρική σταθερά του εδάφους	$\epsilon' = \epsilon_o \left(\epsilon_r + j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_o} \right)$
<p>ΚΥΜΑ ΕΛΑΦΟΥΣ</p> <p>Γενική έκφραση για το ηλεκτρικό πεδίο: $E = E_o (1 + RDe^{-j\Delta} + (1-R)Ae^{-j\Delta})$</p> <p>με $E_o = \frac{\sqrt{60W_T G_T}}{d}$ (πλάτος)</p>	
<p>Διαφορά φάσης λόγω διαφοράς διαδρομής απ' ευθείας – ανακλώμενου κύματος</p> <p>(ισχύει για $f > 30 \text{ MHz}$)</p>	$\Delta = \frac{2\pi d}{\lambda} \left[\sqrt{\left(\frac{h_T + h_R}{d}\right)^2 + 1} + \sqrt{\left(\frac{h_T - h_R}{d}\right)^2 + 1} \right]$ <p style="text-align: center;">[rad]</p> <p>ή, αν $d > 5(h_T + h_R)$: $\Delta \approx \frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d}$ [rad]</p>
<p>Γωνία πρόσπτωσης στο έδαφος μετρημένη υπεράνω του οριζοντα</p>	$\psi = \tan^{-1} \frac{h_T + h_R}{d}$ <p>Αν ψ πολύ μικρή: $\psi \cong \frac{h_T + h_R}{d}$ [rad]</p>
<p>Συνάρτηση απόσβεσης</p>	$F = 1 + RDe^{-j\Delta} + (1-R)Ae^{-j\Delta}$ <p>Αν $R \cong -1$, τότε: $\ F\ = 2 \left \sin \frac{\Delta}{2} \right$</p> <p>Αν $R \cong -1$ και επιπλέον $\Delta < 20^\circ$, τότε: $\ F\ \approx \Delta$</p>
<p>ΚΥΜΑ ΧΩΡΟΥ</p> <p>$E_x = E_o (1 + RDe^{-j\Delta})$</p>	

<p>Συντελεστής ανάκλασης στο έδαφος</p> <p>α) οριζόντια πόλωση</p> <p>β) κατακόρυφη πόλωση</p>	$R_o = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}}$ $R_k = \frac{(\epsilon_r - j\chi) \sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}}{(\epsilon_r - j\chi) \sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}}$ <p>με $\chi = \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_o} = 18 \cdot 10^9 \cdot \frac{\sigma}{f}$</p>
<p>Κριτήριο του Rayleigh για τη λειότητα της γήινης επιφάνειας</p>	<p>$\delta = \frac{4\pi D \sin \psi}{\lambda}$ [rad], όπου D η τυπική απόκλιση των ανωμαλιών του εδάφους ως προς το μέσο ύψος της γήινης επιφάνειας [m]</p> <p>Αν $\delta < 0,1$, το έδαφος είναι λείο</p> <p>Αν $\delta > 10$, το έδαφος είναι ανώμαλο</p> <p>Αν $D \sin \psi < \frac{\lambda}{16}$, ο συντελεστής ανάκλασης ελαττώνεται κατά το μισό ($R' = 0,5R$)</p> <p>Αν $D \sin \psi < \frac{\lambda}{4}$, ο συντελεστής ανάκλασης ελαττώνεται κατά 90% ($R' = 0,1R$)</p>
<p>Συντελεστής απόκλισης</p>	$D = \left[1 + \frac{2d_1 d_2}{a(h_T + h_R)} \right]^{-\frac{1}{2}} < 1$ <p>($\alpha = 6,37 \text{ Mm}$)</p>

ΚΥΜΑ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ

$$E_{\text{επ}} = E_o (1 - R) A e^{-jA}$$

<p style="text-align: center;">Συντελεστής απόσβεσης κύματος επιφάνειας</p>	$A = \frac{-1}{1 + j \frac{2\pi d}{\lambda} (\sin \psi + z)^2} \quad \text{όπου}$ $z = \begin{cases} \frac{\sqrt{\varepsilon - \cos^2 \psi}}{\varepsilon} & \text{για κατακόρυφη πόλωση} \\ \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \psi} & \text{για οριζόντια πόλωση} \end{cases}$ $\varepsilon = \varepsilon_r - j60\lambda\sigma$
<p style="text-align: center;">Φασική σταθερά</p> <p style="text-align: center;">Αριθμητική απόσταση</p>	$b \approx \tan^{-1} \frac{1 + \varepsilon_r}{\chi}$ $p \approx \frac{\pi d}{\lambda \chi} \cos b$
<p style="text-align: center;">Συντελεστής απόσβεσης κύματος επιφάνειας κατά Van der Pol (εμπειρικές σχέσεις)</p>	$A = A_1 \approx \frac{2 + 0,3p}{2 + p + 0,6p^2} \quad \text{για } b < 5^\circ$ $A \cong A_1 - e^{-\frac{5}{8}p} \sin b \sqrt{\frac{p}{2}} \quad \text{για κάθε } b$
<p style="text-align: center;">Συντελεστής απόσβεσης κύματος επιφάνειας (αναλυτικές εκφράσεις)</p>	$A \cong e^{-0,43p + 0,01p^2}$ <p style="text-align: center;">για $b < 5^\circ$ και $p < 4,5$</p> $A \approx \frac{1}{2p - 3,7} \quad \text{για } b < 5^\circ \text{ και } p \geq 4,5$

ΟΠΤΙΚΗ ΕΠΑΦΗ	
Συνθήκη θεώρησης επίπεδης / σφαιρικής γης	$d \leq \frac{80}{\sqrt[3]{f}}$, [f]=MHz : η γη στη διαδρομή της ζεύξης θεωρείται επίπεδη $d > \frac{80}{\sqrt[3]{f}}$, [f]=MHz : η γη στη διαδρομή της ζεύξης θεωρείται σφαιρική
Διόρθωση ύψους κεραίας εκπομπής	$h'_T = h_T - \frac{d_1^2}{2a} = h_T - \frac{d_1^2}{12,74} \text{ [m]}$ <p style="text-align: center;">([d₁]=km)</p>
κεραίας λήψης	$h'_R = h_R - \frac{d_2^2}{2a} = h_R - \frac{d_2^2}{12,74} \text{ [m]}$ <p style="text-align: center;">([d₂]=km)</p>
Γωνία πρόσπτωσης στο έδαφος μετρημένη υπεράνω του ορίζοντα	$\psi = \tan^{-1} \frac{h'_T + h'_R}{d}$ <p>Αν ψ πολύ μικρή: $\psi \cong \frac{h'_T + h'_R}{d}$ [rad]</p>
Συντελεστής απόκλισης	$D = \left[1 + \frac{2d_1d_2}{a(h'_T + h'_R)} \right]^{-\frac{1}{2}} < 1$ <p style="text-align: center;">($\alpha = 6,37 \text{ Mm}$)</p>
Διαφορά φάσης λόγω διαφοράς διαδρομής απ' ευθείας – ανακλώμενου κύματος (ισχύει για $f > 30 \text{ MHz}$)	$\Delta = \frac{2\pi d}{\lambda} \left[\sqrt{\left(\frac{h'_T + h'_R}{d} \right)^2 + 1} + \sqrt{\left(\frac{h'_T - h'_R}{d} \right)^2} \right]$ <p>ή, αν $d > 5(h_T + h_R)$: $\Delta \approx \frac{4\pi h'_T h'_R}{\lambda d}$ [rad]</p>
Μέγιστη απόσταση ζεύξης οπτικής επαφής	$d_{ls,max} = \sqrt{2\alpha} (\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R})$ $d_{ls,max} = 3,57 (\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R}) \text{ [km]}$ <p style="text-align: center;">([h_T],[h_R]=m)</p>
Ακτίνα πρώτης ζώνης Fresnel σε ορισμένη θέση πάνω στη διαδρομή της ζεύξης	$r = \sqrt{\frac{d_1 d_2 \lambda}{d}}$ <p>όπου d_1, d_2 οι αποστάσεις του θεωρούμενου σημείου από τις κεραίες εκπομπής – λήψης αντίστοιχα</p>

Γωνία περίθλασης	α_π : η γωνία μεταξύ του προσπίπτοντος στο εμπόδιο κύματος και του δευτερογενούς λόγω περίθλασης κύματος
Απόσβεση του κύματος επιφάνειας λόγω περίθλασης και διάθλασης στα χαμηλά στρώματα της ατμόσφαιρας	$A = \frac{0,62}{\sqrt[3]{\lambda}} \text{ [dB km}^{-1}\text{]}$
Συμπληρωματικές απώλειες λόγω περίθλασης επί σφαιρικού εμποδίου για λείο σφαιρικό εμπόδιο για ανώμαλο σφαιρικό εμπόδιο	$A_{d,σφ} = 11,7a_\pi \sqrt{\frac{\pi R}{\lambda}} \text{ [dB]}$ $A_{d,σφ} = 7,5a_\pi \sqrt{\frac{\pi R}{\lambda}} \text{ [dB]}$ όπου R η ακτίνα του σφαιρικού εμποδίου
Συμπληρωματική απόσβεση ως προς τον ελεύθερο χώρο λόγω περίθλασης πάνω στη λεία και σφαιρική επιφάνεια της Γης	$A_{d,Γη} = 17 + \frac{260 d_o}{\sqrt[3]{\alpha^2 \lambda}} \text{ [dB]}$ $A_{d,Γη} = 17 + \frac{0,756 d_o}{\sqrt[3]{\lambda}} \text{ [dB]} \text{ (} [d_o],[\alpha]=\text{km, } [\lambda]=\text{m)}$ όπου d_o το τμήμα της απόστασης ζεύξης εκτός ορατότητας
Συμπληρωματικές απώλειες λόγω περίθλασης επί σφαιρικού λόφου	$A_{d,λόφος} = \frac{260}{\sqrt[3]{R\lambda}} \text{ [dB km}^{-1}\text{]}$, όπου R η ακτίνα του σφαιρικού λόφου
Συμπληρωματικές απώλειες λόγω περίθλασης για έναν μέσο τύπο εδάφους (ούτε αιχμηρό ούτε στρογγυλό εμπόδιο)	$A_{d,\mu} = -20 \frac{h}{r} - 10 \text{ [dB]}$, όπου h η απόσταση της κορυφής του εμποδίου από τον οπτικό άξονα
ΤΡΟΠΟΣΦΑΙΡΙΚΑ ΚΥΜΑΤΑ	
Τροποσφαιρικός δείκτης	K , $0,5 < K < 5$ σε συνήθεις συνθήκες $K=4/3$: αντιστοιχεί στο 50% του χρόνου $K=1$: αντιστοιχεί στο 99% του χρόνου
Δείκτης διάθλασης	n
Διαθλαστικότητα	$N = (n - 1) \cdot 10^6$
Τροποποιημένος δείκτης διάθλασης (h : ύψος από την επιφάνεια της Γης)	$M = \left(n - 1 + \frac{h}{\alpha} \right) \cdot 10^6$
Πρότυπη ατμόσφαιρα Ατμοσφαιρική πίεση Απόλυτη θερμοκρασία Μερική πίεση υδρατμών	$K = 4/3$ $P = 1013 \text{ mb} = 1,013 \times 10^5 \text{ N m}^{-2}$ $T = 288 \text{ K}$ $e = 10 \text{ mb} = 10^3 \text{ N m}^{-2}$

Μέγιστη απόσταση ζεύξης οπτικής επαφής	$d_{ls,max} = \sqrt{2K\alpha}(\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R})$ $d_{ls,max} = 4,12(\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R}) \text{ [km]}$ <p style="text-align: center;">([h_T],[h_R]=m)</p>
Διόρθωση ύψους κεραίας εκπομπής κεραίας λήψης τυχόντος σημείου στη διαδρομή της ζεύξης	$h'_T = h_T - \frac{d_1^2}{2K\alpha} = h_T - \frac{d_1^2}{12,74} \text{ [m]} \text{ (}$ <p style="text-align: center;">[d₁]=km)</p> $h'_R = h_R - \frac{d_2^2}{2K\alpha} = h_R - \frac{d_2^2}{12,74} \text{ [m]} \text{ (}$ <p style="text-align: center;">[d₂]=km)</p> $h' = h + \frac{d_1 d_2}{2K\alpha} \text{ [m]} \text{ ([d]=km)}$
Συντελεστής απόκλισης	$D = \left[1 + \frac{2d_1 d_2}{a(h'_T + h'_R)} \right]^{-\frac{1}{2}} < 1$
ΤΡΟΠΟΣΦΑΙΡΙΚΟΣ ΚΥΜΑΤΟΔΗΓΟΣ – ΤΡΟΠΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΣΚΕΔΑΣΗ	
Μήκος κύματος αποκοπής τροποσφαιρικού κυματοδηγού	$\lambda_c \cong \frac{0,085}{\sqrt[3]{h_c^2}} \text{ [cm]}, \text{ όπου } h_c \text{ το πάχος του}$ <p style="text-align: center;">κυματοδηγού [m]</p>
Γωνία σκέδασης: η γωνία μεταξύ του άξονα της προσπίπτουσας δέσμης στον όγκο σκέδασης και της διεύθυνσης όπου θεωρείται η σκέδαση	$\theta = \frac{1000}{2K\alpha} (2d - d_1 - d_2) + \frac{h'_1 - h_T}{d_1} + \frac{h'_2 - h_R}{d_2}$ <p style="text-align: center;">[mrad]</p> <p>όπου h'_T, h'_R τα ύψη εμποδίων κοντά στις κεραίες εκπομπής και λήψης αντίστοιχα ([d]=km , [h]=m)</p> <p>Αν η ζεύξη γίνεται πάνω από θάλασσα: (h' = 0)</p> $\theta = \frac{0,157}{K} d - \frac{0,560}{\sqrt{K}} (\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R}) \text{ [mrad]}$
Πυκνότητα ισχύος στη θέση σκέδασης	$P(\theta) = \frac{W_T G_T}{4\pi r_1^2 \theta^4} \text{ [W m}^{-2}\text{]}, \text{ όπου } r_1 \text{ το}$ <p>μήκος της ηλεκτρομαγνητικής ακτίνας από την κεραία εκπομπής ως το κέντρο σκέδασης</p>
Γωνία παρατήρησης του όγκου σκέδασης	$\alpha_0 = \frac{2d}{3a} \text{ [rad]}$

Απώλειες σκέδασης (τύπος της ITU)	$L_{trsc} = 83 + 0,57\theta + 10 \log f - 0,2N$ [dB] ($[\theta]=\text{mrad}$, $[f]=\text{MHz}$)
Συνολικές απώλειες σύζευξης με το μέσο (με τον όγκο σκέδασης) (τύπος της ITU)	$L_{coup} = 0,07e^{0,055(G_r+G_R)}$ [dB]

ΙΟΝΟΣΦΑΙΡΙΚΑ ΚΥΜΑΤΑ	
Φορτίο ηλεκτρονίου (απόλυτη τιμή)	$e = 1,6 \times 10^{-19}$ C
Μάζα ηλεκτρονίου	$m_e = 9,1 \times 10^{-31}$ kg
Διηλεκτρική σταθερά ελεύθερου χώρου	$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ F m ⁻¹
Πυκνότητα ηλεκτρονίων	N [m ⁻³]
Ισοδύναμη σχετική διηλεκτρική σταθερά	$\epsilon_r = 1 - \frac{81N}{f^2}$ ($[N]=\text{m}^{-3}$, $[f]=\text{Hz}$)
Συχνότητα πλάσματος	$f_p = 9\sqrt{N}$ [Hz]
<p>Ισοδύναμη σχετική διηλεκτρική σταθερά στην περίπτωση θεώρησης συγκρούσεων των ηλεκτρονίων του πλάσματος με άλλα σωματίδια εντός αυτού</p> <p>Ενεργός αγωγιμότητα πλάσματος</p>	$\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r''$ $\epsilon_r' = 1 - \frac{Ne^2}{m_e \epsilon_0 (4\pi^2 f^2 + \nu^2)}$ (καθαρός αριθμός) $\sigma_{pl} = 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r'' = \frac{Ne^2 \nu}{m_e (4\pi^2 f^2 + \nu^2)}$ [S m ⁻¹]

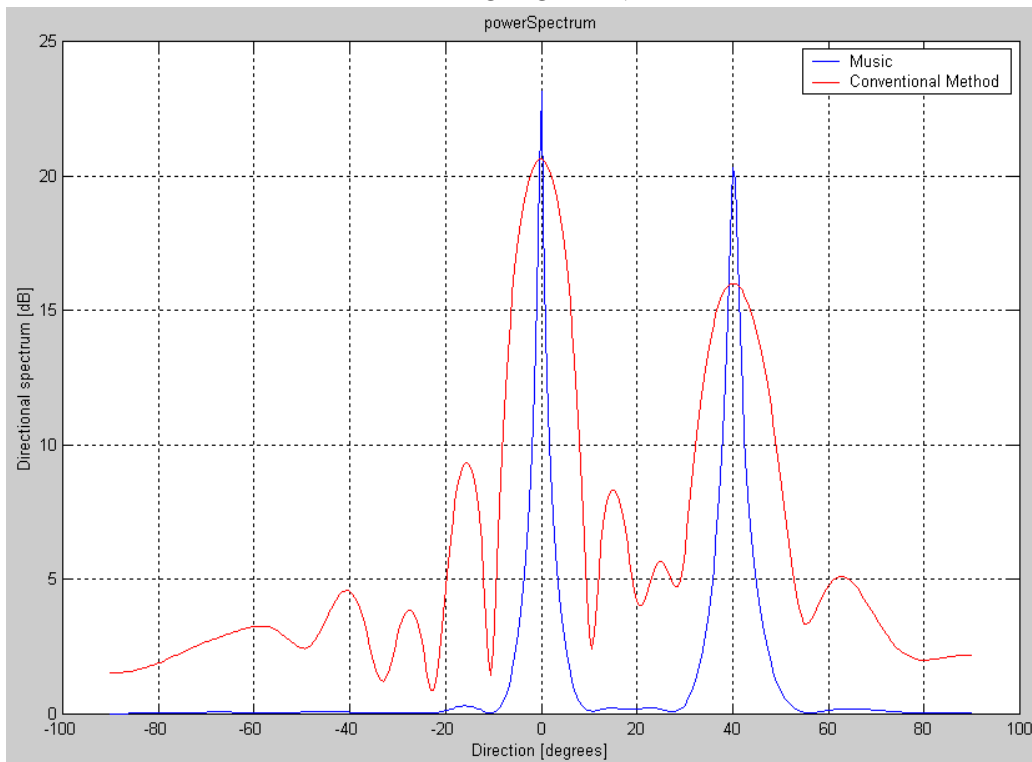
<p>Γωνία πρόσπτωσης κύματος επί ιονοσφαιρικού στρώματος</p> <p>Μέγιστη τιμή</p>	<p>φ_0 , μετρημένη από την κάθετο στην επιφάνεια του ιονοσφαιρικού στρώματος στο σημείο ανάκλασης</p> $\varphi_{0,max} = \sin^{-1} \frac{a}{a+h},$ <p>h: ύψος της βάσης του ιονοσφαιρικού στρώματος από την επιφάνεια της Γης</p>
<p>Δείκτης διάθλασης στρώματος</p>	$n = \sqrt{1 - \frac{81N}{f^2}} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2}$ <p>($[N]=\text{cm}^{-3}$, $[f]=\text{kHz}$)</p> <p>$\text{Av} f^2 \gg 81N, n \rightarrow 1$</p> <p>$\text{Av} f^2 < 81N, n \in \mathbb{C}$</p>
<p>Συχνότητα αποκοπής ή κρίσιμη συχνότητα στρώματος</p>	<p>$f_C = 9\sqrt{N_{max}}$, N_{max} : μέγιστη πυκνότητα e^- του στρώματος</p> <p>$\text{Av} f < f_C$, το κύμα κάθετης πρόσπτωσης θα ανακλαστεί και θα επιστρέψει στη Γη</p>
<p>Μέγιστη χρησιμοποιήσιμη συχνότητα (maximum usable frequency)</p>	$MUF = \frac{f_c}{\cos \varphi_0}$
<p>Βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας (fréquence optimum du travail)</p>	$FOT \cong 0,85 \cdot MUF$
<p>Υποθετικό ύψος στρώματος από την επιφάνεια της Γης</p>	$h_{virt} = \frac{d}{2 \tan \varphi_0} \text{ [m]}$
<p>Μέγιστη δυνατή απόσταση ιονοσφαιρικής ζεύξης σε σφαιρική γήινη επιφάνεια</p>	$d = 2\alpha \left[\left(\frac{\pi}{2} - \beta \right) - \sin^{-1} \left(\frac{\alpha}{\alpha + h_{virt}} \cos \beta \right) \right] \text{ [m]}$ $d_{max} = 2\alpha \cos^{-1} \frac{\alpha}{\alpha + h_{virt,max}} \text{ [m]}$

<p>Κρίσιμη συχνότητα του στρώματος E (τύποι του CCIR)</p>	$(f_c E)^4 = (92 + 35 \cos \theta)(1 + 0,0094\Phi)(\cos \chi_*)^{m_1} \cdot (\cos \chi)^{1,20}, \theta > 32^\circ$ $(f_c E)^4 = (23 + 116 \cos \theta)(1 + 0,0094\Phi)(\cos \chi_*)^{m_2} \cdot (\cos \chi)^{1,20}, \theta < 32^\circ$ <p>όπου:</p> <p>θ : γεωγραφικό πλάτος της υπ' όψιν περιοχής χ_* : η μεσημβρινή τιμή της ζενίθιας γωνίας χ του Ήλιου</p> $m_1 = 0,11 - 0,49 \cos \theta$ $m_2 = -1,93 + 1,92 \cos \theta$ <p>$\Phi = \Phi^* - 66$, με Φ^* τη ροή του ηλιακού θορύβου στα 10,7 cm</p>
<p>Κρίσιμη συχνότητα του στρώματος F₁</p>	$f_c F_1 = (4,3 + 0,01R)(\cos \chi)^{0,2}$ <p>όπου: χ η ζενίθια γωνία του Ήλιου R ο αριθμός των ηλιακών κηλίδων</p>

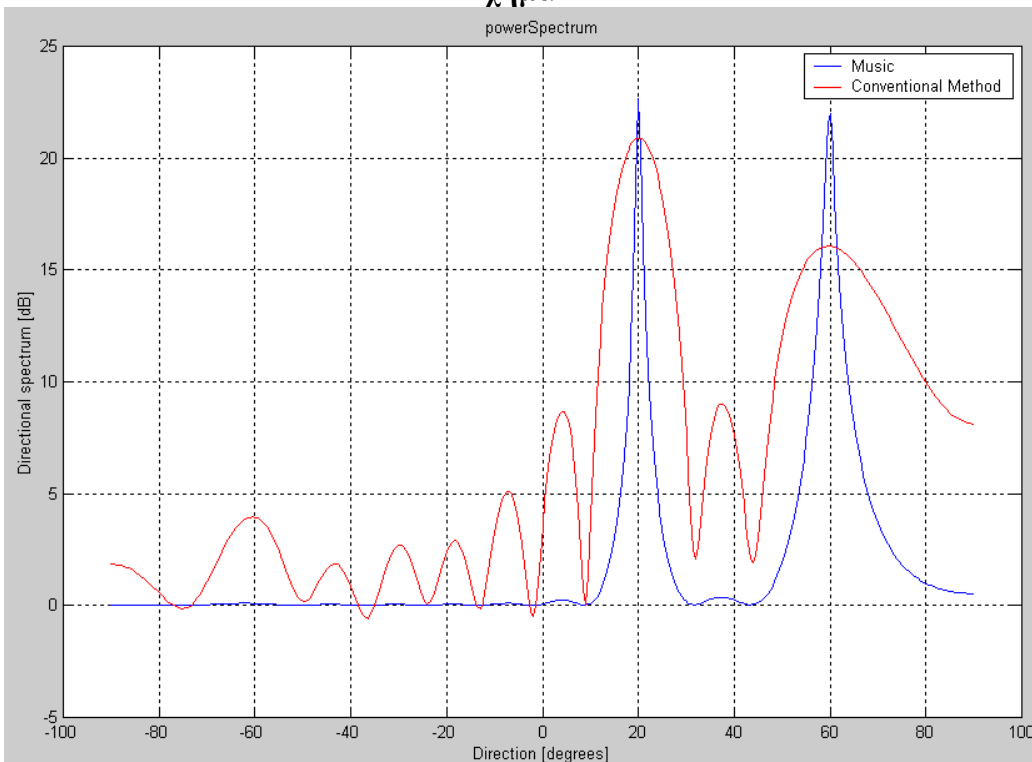
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β΄

**ΓΡΑΦΙΚΕΣ ΠΑΡΑΣΤΑΣΕΙΣ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗΣ ΤΩΝ
ADAPTIVE BEAMFORMING ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ
ΚΑΙ ΤΩΝ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΤΗΣ
ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ ΑΦΙΞΗΣ, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ
MATLAB**

ΓΡΑΦΙΚΕΣ ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΕΙΣ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ DIRECTION OF ARRIVAL ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

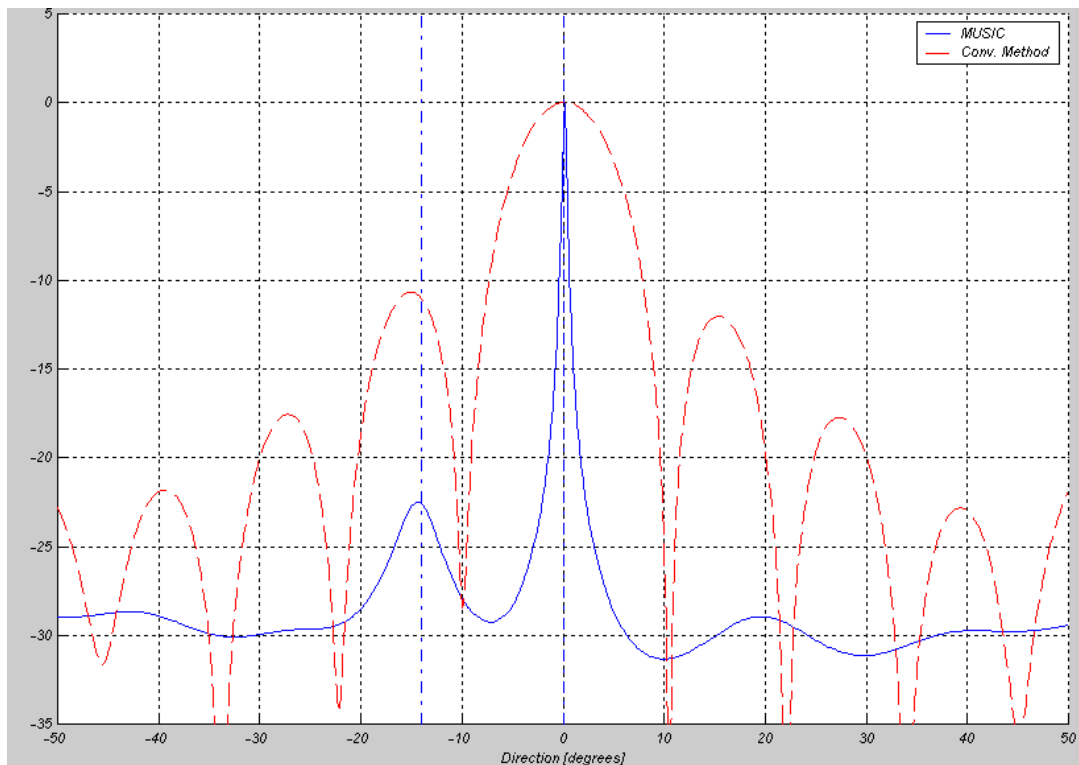


Σχήμα 1

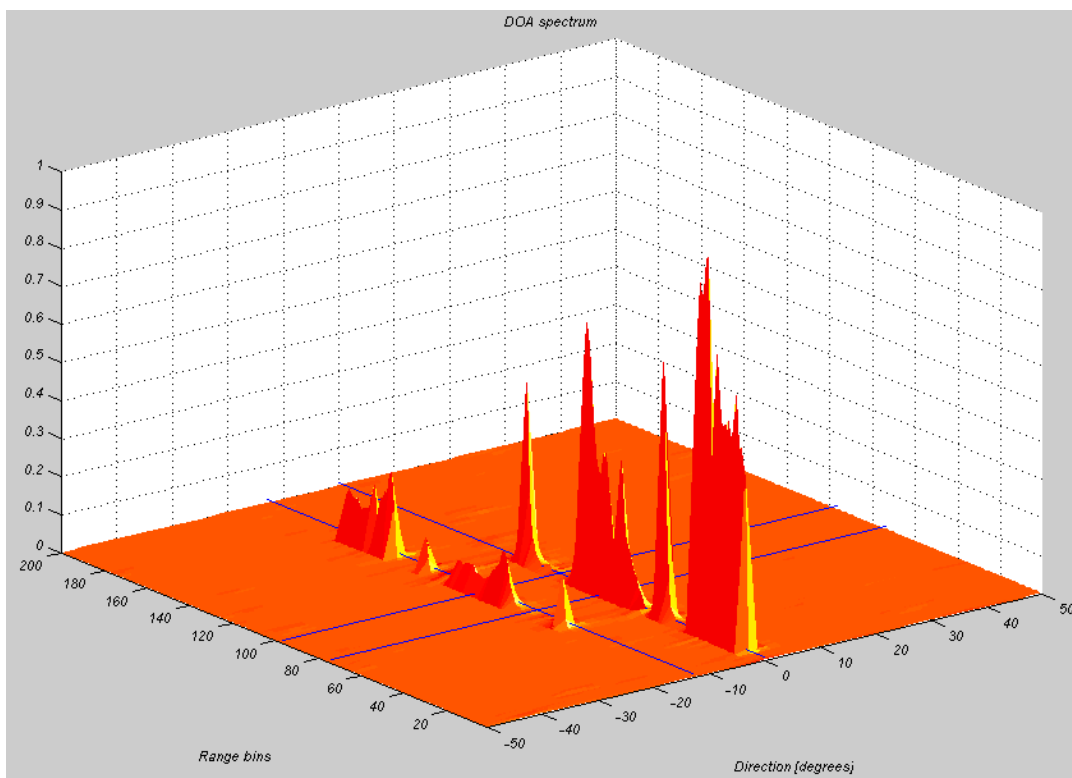


Σχήμα 2

Στα σχήματα 1 και 2 παρατηρούμε τις διαφορές απόκρισης του αλγορίθμου MUSIC, συγκρινόμενου με τη συμβατική μέθοδο εντοπισμού της κατεύθυνσης άφιξης (DOA), δύο επιθυμητών σημάτων (Signal Of Interest). Στο σχήμα 1 οι πηγές των επιθυμητών σημάτων βρίσκονται στις 0 και 40 μοίρες, ενώ στο σχήμα 2 βρίσκονται στις 20 και 60 μοίρες αντίστοιχα.



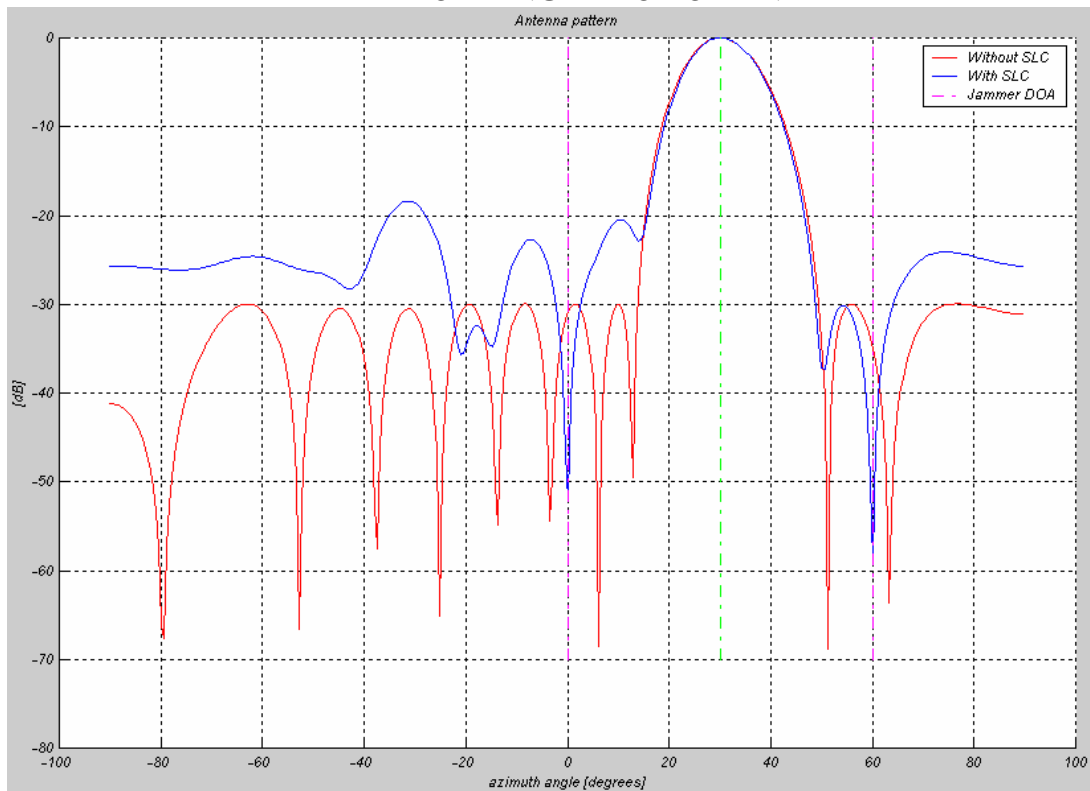
Σχήμα 3



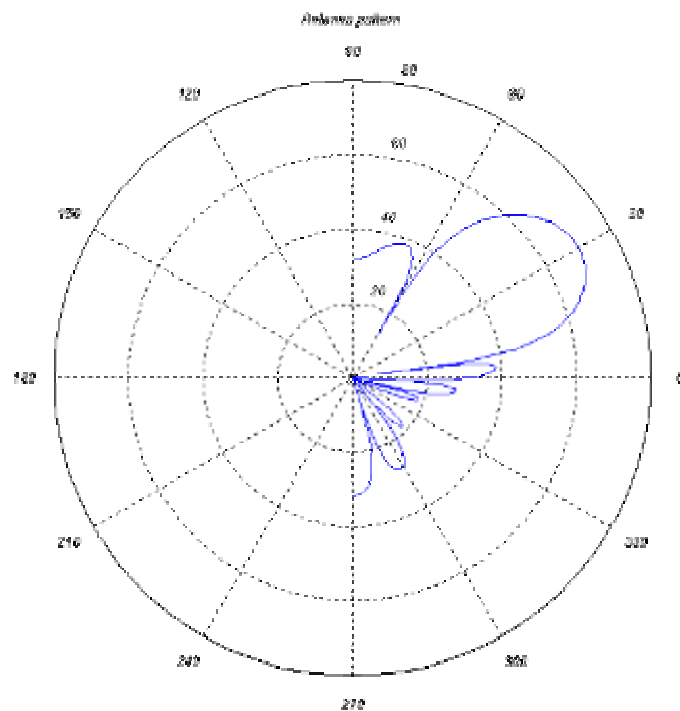
Σχήμα 4

Στο σχήμα 3 παρατηρούμε τις διαφορές απόκρισης του αλγορίθμου MUSIC συγκρινόμενου με τη συμβατική μέθοδο εντοπισμού της κατεύθυνσης άφιξης (DOA) δύο επιθυμητών σημάτων (Signal Of Interest) που βρίσκονται στις 0 και -13 μοίρες αντίστοιχα. Στο σχήμα 4 απεικονίζεται το τρισδιάστατο διάγραμμα του φάσματος της κατεύθυνσης άφιξης, συναρτήσει της απόστασης και της γωνίας άφιξης.

ΓΡΑΦΙΚΕΣ ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΕΙΣ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ADAPTIVE BEAMFORMING ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ

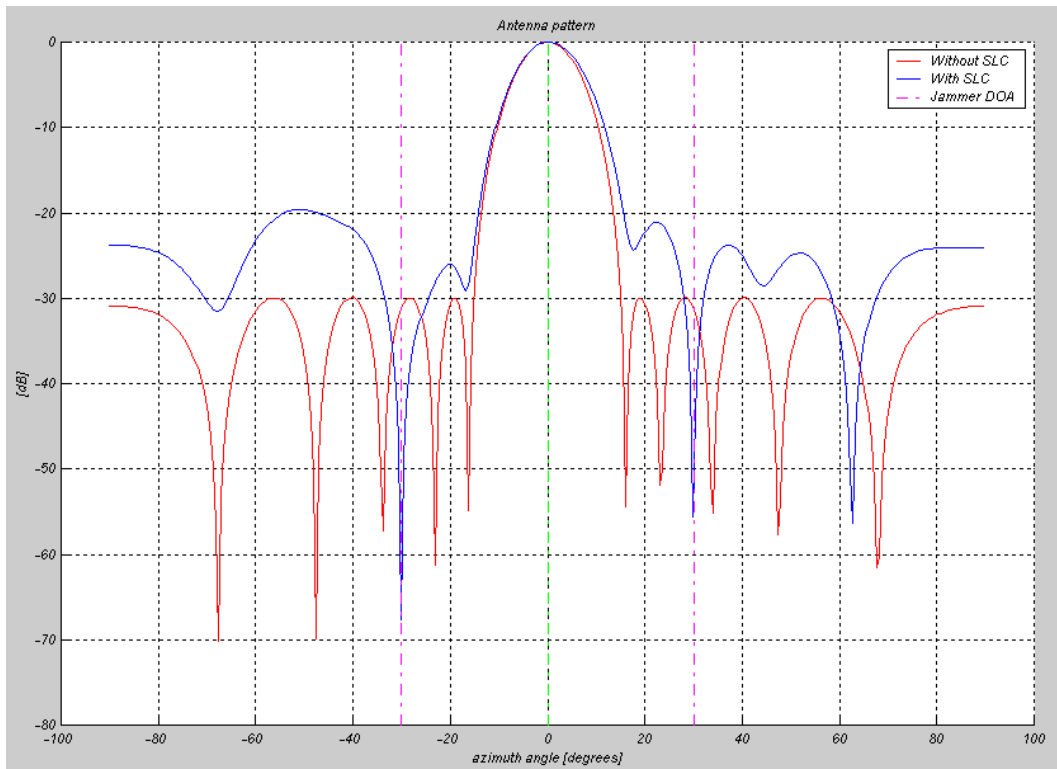


Σχήμα 5



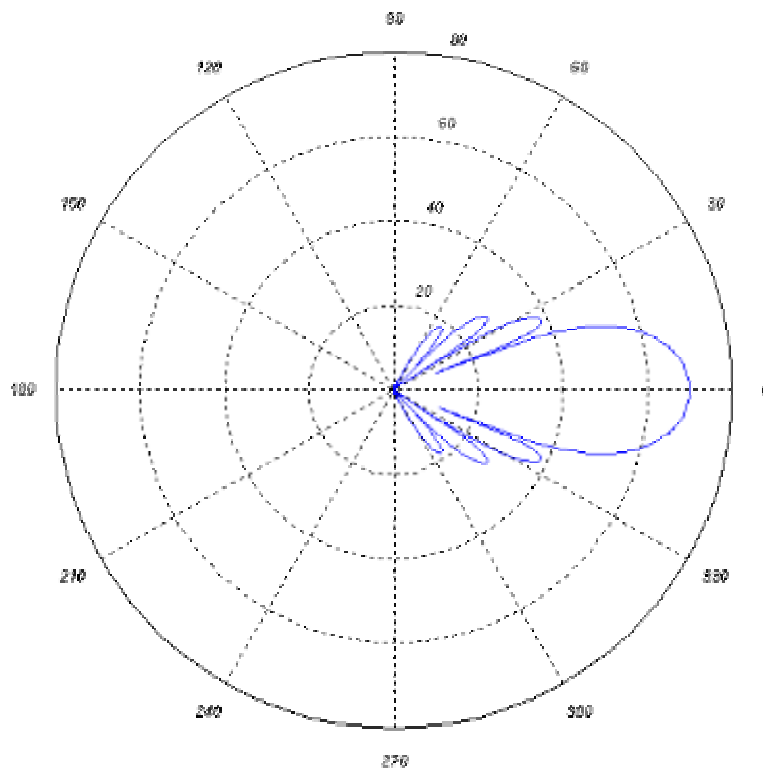
Σχήμα 6

Στα σχήματα 5 και 6 παρατηρούμε το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας χρησιμοποιώντας προσαρμοστικό αλγόριθμο (adaptive beamforming algorithm). Βλέπουμε τον κεντρικό λοβό ακτινοβολίας στραμμένο προς την κατεύθυνση του SOI (30 μοίρες) αλλά επίσης και τους μηδενισμούς του διαγράμματος ακτινοβολίας στις κατευθύνσεις των παρεμβολέων (0 και 60 μοίρες).



Σχήμα 7

Antenna pattern



Σχήμα 8

Στα σχήματα 7 και 8 παρατηρούμε το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας, χρησιμοποιώντας προσαρμοστικό αλγόριθμο (adaptive beamforming algorithm). Βλέπουμε τον κεντρικό λοβό ακτινοβολίας, στραμμένο προς την κατεύθυνση του SOI (0 μοίρες) αλλά επίσης και τους μηδενισμούς του διαγράμματος ακτινοβολίας στις κατευθύνσεις των παρεμβολέων (30 και -30 μοίρες).

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

E.L. Afraimovich, E.A. Kosogorov, and L.A. Leonovich, “The use of the international GPS network as the global detector (GLOBDET) simultaneously observing sudden ionospheric disturbances,” *Earth Planets Space*, Vol. 52, pp. 1077–1082, 2000.

S. Al-Jazzar and R. Radhakrishnan, “Smart Antennas in Wireless Communications,” *ECECS 719: Wireless Communications*, University of Cincinnati, ECECS Department: Systems Engineering Research, June 2000.

C.A Balanis, J.T. Aberle, J.M. Capone, T.M. Duman, S.M. El-Ghazaly, A.S. Spanias, and T. Thornton, *Smart Antennas for Future Reconfigurable Wireless Communication Networks*, Department of Electrical Engineering, Telecommunications Research Center, Arizona State University, Arizona, Annual Report, October 1 1999 – April 30 2000.

J. Baltersee, *Smart Antennas and Space-Time Processing*, Institute for Integrated Signal Processing Systems, Aachen University of Technology, Aachen, Germany, May 1998.

S. Bellofiore, C.A. Balanis, J. Foutz and A.S. Spanias, “Smart-Antenna Systems for Mobile Communication Networks. Part 1: Overview and Antenna Design,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 44, No.3, pp. 145-154, June 2002.

S. Björklund, and D. Rejdemyhr, *DBT release 2.14. A MATLAB Toolbox for Radar Array Processing. Reference Guide*, Methodology Report, Division of Sensor Technology, FOA Defense Research Establishment, Lincoping, Sweden, December 1999.

K. Boman, *Low-Angle Estimation: Models, Methods and Bounds*, Department of Information Technology, Uppsala University, January 2000.

M. Chryssomallis, “Smart Antennas,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 42, No.3, pp. 129-136, June 2000.

G. Cook, A. Johansson and S. Nordholm, *Acoustic Direction of Arrival Estimation, a Comparison Between Root-MUSIC and SRP-PHAT*, Western Australian Telecommunications Research Institute, University of Western Australia, Nedlands, (conference.atcrc.com/Papers/cook.pdf), August 2003.

M.P. De Lisio, R.M. Weikle II, and D.B. Rutledge, "Element Efficiency and Noise in Grid Arrays," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No 11, pp. 1949-1955, November 1998.

J. Foutz and A. Spanias, *Adaptive Direction of Arrival Estimation for Smart Antennas*, Wireless Initiative Grants Review, Arizona State University, Arizona, 2001.

P. Grindley, D. J. Salant, L. Waverman, "Standards Wars: The Use of Standard Setting as a Means of Facilitating Cartels. Third Generation Wireless Telecommunications Standard Setting," *International Journal of Communications Law and Policy*, Issue 3, Summer 1999.

A. Jacobsen, *Smart Antennas for Dummies*, Telenor, The Wireless World, 2001.
(www.telenor.no/fou/publisering/Rapp01/smart_antennas.PDF).

J. Kusuma, *Parametric frequency estimation: Esprit and Music*, MIT Lab. for Information and Decision Systems, May 2002.

H. Lehne and M. Pettersen, "An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems," *IEEE Communications Surveys*, Vol. 2, No.4, pp. 2-13, Fourth Quarter 1999, (<http://www.comsoc.org/pubs/surveys>).

J.C. Liberty and T.S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Upper Saddle River, Prentice Hall PTR, 1999.

Γ. Μεταξάς, *Ασύρματη Επικοινωνία II – Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων*, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης (Α.Π.Θ), 2000.

F. Mansi, "CDMA2000 1X: Network Evolution to 3G," Qualcomm International VP, Business Development. Qualcomm, March 2003.

G.G. Messier, *IS-95 Cellular Mobile Location Techniques*, Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Graduate Studies, University of Calgary, Calgary, Alberta, July 1998.

H. Mewes and M. Dermühl, *Improvements on High Resolution Spectral Estimation Techniques in Sensor Array Signal Processing*, Fachhochschule Aschaffenburg, Aschaffenburg, Germany, May 2001.

F.H. Mull, *Fred's Encyclopedia of RF and Microwave Technology*, December 2003.

A. Odlyzko, *The history of communications and its implications for the Internet*, AT&T Labs - Research, Preliminary version, 2000 (http://www.research.att.com/_amo).

A. Olfat and S.N. Esfahani, *High Resolution Direction of Arrival Estimation*, Department of Electrical Engineering, Tehran University, Tehran, Iran, February 2002.

B. Serebin, "Antennas 101: Basic Antenna Concepts for 802.11," Paper presented at the NYC Wireless Monthly Meeting, May 29th, 2002.

I. Stevanovic, A. Skrivervik and J. R. Mosig, *Smart Antenna Systems for Mobile Communications: Final Report*, Laboratoire d'Electromagnetisme et d'Acoustique, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne Suisse, January 2003.

K. Varma, *Time-Delay-Estimate Based Direction-of-Arrival Estimation for Speech in Reverberant Environments*, Thesis submitted to the Faculty of the Bradley Department of Electrical and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, October 2002.

V. I. Vasilishin, *Direction of Arrival Estimation via Unitary TLS-ESPRIT Algorithm with Structure Weighting*, Kharkov Air Force Institute, Kharkov, Ukraine, July 2002.

R. E. Ziemer, "3G CDMA – WCDMA and cdma2000," *IEEE Communications Society Distinguished Lecturer Program*, Colorado Springs, CO, May 28 - June 1 2001.

Zhigang Rong, *Simulation of Adaptive Array Algorithms for CDMA Systems*, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Master of Science in Electrical Engineering, Blacksburg, Virginia, September 1996.

ΔΙΑΔΥΚΤΙΑΚΗ ΑΡΘΡΟΓΡΑΦΙΑ

<http://en.wikipedia.org/>

<http://www.3gpp.org>

<http://www.3gpp.org/About/3gppagre.pdf>

<http://www.allentele.com>

<http://www.amanogawa.com/archive/docs/antenna1.pdf>

<http://www.andrew.com>

<http://www.arraycomm.com>

<http://www.cdmaonline.com/interactive/>

http://www.cellular-news.com/history_of_telecoms/history_of_telecom.shtml

http://www.cellular-news.com/history_of_telecoms/history_of_telecom.shtml

<http://www.cradleofaviation.org>

http://www.cs.gsu.edu/~cscyip/csc8221/Chapt-10_Part_II.pdf

http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L18.pdf

http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L15.pdf

http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/georgieva/antenna_dload/Antennas_L04.pdf

<http://www.fht.esslingen.de>

<http://www.fht-esslingen.de/telehistory>

<http://www.lockheedmartin.com>

<http://www.metawave.com>

http://www.nokia.com/BaseProject/Sites/NOKIA_MAIN_18022/CDA/Categories/AboutNokia/Press/WhitePapers/Technology/_Content/_Static_Files/evdvwp.pdf

<http://www.raytheon.com/rtis/docs/apd/smtant.htm>

http://www.seas.upenn.edu/~tcom510/AdobeFiles_pdf/ch2.3.2.pdf

http://www.webproforum.com/smart_ant/topic03.html