



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

**Υλοποίηση λογισμικού ελέγχου συστήματος
στοιχειοκεραίας φασικής σύνθεσης σε
κυλινδρική γεωμετρία.**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ

Κωνσταντίνος, Α Μουρτζούκος

Επιβλέπων : Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

Υλοποίηση λογισμικού ελέγχου συστήματος στοιχειοκεραίας φασικής σύνθεσης σε κυλινδρική γεωμετρία.

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος, Α Μουρτζούκος

Επιβλέπων : Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 13^η Σεπτεμβρίου 2005.

.....
Ουζούνογλου Νικόλαος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Κακλαμάνη Δήμητρα
Αναπληρώτρια καθηγήτρια
Ε.Μ.Π

.....
Φράγκος Παναγιώτης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005

.....
Κωνσταντίνος, Α Μουρτζούκος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Κωνσταντίνος Α Μουρτζούκος, 2005.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ:

Η παρούσα διπλωματική εργασία αφορά την υλοποίηση λογισμικού ελέγχου για τον έλεγχο συστήματος στοιχειοκεραίας φασικής σύνθεσης σε κυλινδρική γεωμετρία. Το λογισμικό αφορά τόσο το περιβάλλον του χρήστη που τρέχει σε ένα προσωπικό υπολογιστή όσο και το embedded λογισμικό που τρέχει στο σύστημα ελέγχου φάσης της κεραίας.

Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η θεωρία περί φασικής συνθέσεως, και βασικά στοιχεία για γραμμικές και επίπεδες στοιχειοκεραίες. Αναλύεται επίσης θεωρητική η στοιχειοκεραία κυκλικής γεωμετρίας που μας ενδιαφέρει. Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζεται συνοπτικά το υπάρχον σύστημα στοιχειοκεραίας τμήμα τμήμα. Εξαιρείται το κομμάτι που αφορά τον έλεγχο της δέσμης της στοιχειοκεραίας το οποίο αναλύεται διεξοδικά στο 3^ο κεφάλαιο μαζί με το υλοποιηθέν λογισμικό. Το τέταρτο κεφάλαιο αφορά πηγαίο κώδικα από το embedded κομμάτι του λογισμικού.

Λέξεις Κλειδιά:

Στοιχειοκεραία, κυλινδρική γεωμετρία, σύστημα ελέγχου δέσμης, μικροεπεξεργαστής, σειριακή επικοινωνία, πρωτόκολλο επικοινωνίας.

Abstract:

The following thesis is about the implementation of software for the control of a phased array antenna in cylindrical geometry. The software includes both the user environment that runs on a personal Pc and the embedded software that resides on the beam forming system. In the first chapter we present theoretical data for phased arrays antennas both linear and planar. We also present the theory around the cyclical phased array witch is of our interest. In the second chapter we briefly present the existent system part by part. The beam control subsystem with the corresponding software is presented on the third chapter. The fourth chapter contains the source code for the embedded software

Key words:

Phase array antennas, planar, cylindrical geometry, embedded software, beam forming system, beam steering, and microcontroller.

Ευχαριστίες:

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στους γονείς μου για την υποστήριξη αλλά και την υπομονή που έχουν δείξει τόσα χρόνια. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή Ε.Μ.Π κύριο Ουζούνογλου Νικόλαο καθώς και τον κύριο Αθανασόπουλο Νίκο για την αμέριστη βοήθεια που προσέφεραν σε όλη θητεία μου στο πολυτεχνείο και ειδικά στην συγγραφή της παρούσας εργασίας.

Πίνακας Περιεχομένων:

Κεφάλαιο 1-Στοιχεία θεωρίας

- 1.1 Φασική σύνθεση
- 1.2.1 Θεμελιώδης Θεωρία Στοιχειοκεραιών Φασικής Σύνθεσης
- 1.2.2 Φασική Σύνθεση-Επίπεδες Γεωμετρίες
- 1.3 Φασική Σύνθεση – Μη επίπεδες Γεωμετρίες
- 1.3.1 Φασική Σύνθεση – Εφαρμογές
- 1.3.2 Κυκλική Στοιχειοκεραία Φασικής Σύνθεσης
- 1.3.2.1 Εισαγωγή – Θεωρητική Ανάλυση
- 1.3.2.2 Διάγραμμα Ακτινοβολίας

Κεφάλαιο 2- Σύστημα Στοιχειοκεραίας Φασικής Σύνθεσης Κυλινδρικής Γεωμετρίας Στα 10 Ghz.

- 2.1 Εισαγωγή
- 2.2 Κεραία Συστήματος
- 2.3 Μονάδα Πομποδεκτών
- 2.3.1 Πομποδέκτες
- 2.3.2 Υπομονάδα αναβίβασης – υποβίβασης συχνότητας στα 900 Mhz
- 2.3.3 Υπομονάδα αναβίβασης – υποβίβασης συχνότητας στα 9 GHz

Κεφάλαιο 3- Μονάδα Έλεγχου & Διαμόρφωσης Διαγράμματος Ακτινοβολίας

- 3.Εισαγωγή
- 3.1 Περιβάλλον Χειριστή Συστήματος
- 3.2 RS232 Σειριακή Διεπαφή
- 3.2.1 Εισαγωγή
- 3.2.2 Σειριακή Μετάδοση δεδομένων
- 3.2.3 RS232 Port Connector-Connections
- 3.2.3.1 RS232/TTL Μετατροπείς Τάσεις
- 3.3.1 Υλοποίηση
- 3.3.2 Σειριακή Μετάδοση Δεδομένων—Πρωτόκολλο
- 3.3.3 RS232/TTL Μετατροπέας Επιπέδων Τάσης
- 3.3.4 RS232 Port Connector-Connections
- 3.4.1 Υπομονάδα ελέγχου
- 3.4.2 Οδήγηση Της Ψηφιακής Πληροφορίας Στο D to A Υποσύστημα
- 3.5.1 Υπομονάδα ΜΕτατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας Σε Αναλογική Τάση
- 3.5.2 Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης
- 3.5.2.1 Τεχνολογία Phase Shifters
- 3.5.2.1.1 Εισαγωγή
- 3.5.2.1.2 Digitally Switched Phase Shifters
- 3.5.2.1.3 Diode Phase Shifters
- 3.5.2.1.4 Ferromagnetic Phase Shifters
- 3.5.2.1.5 Άλλοι Τύποι Ηλεκτρονικών Phase Shifters
- 3.5.2.1.6 Micro Electrical Mechanical (MEMS) Switches
- 3.5.2.1.7 Voltage Variable Dielectric Phase Shifters
- 3.5.2.1.8 Photonics
- 3.5.3 Υλοποίηση Υπομονάδας Φασικής Ολίσθησης

- 3.5.4 Τροφοδοτικό Υπομονάδων
- 3.5.5 Motherboard Ροής Δεδομένων

Κεφάλαιο 4 – Πηγαίος Κώδικας Embedded Software.

Πίνακας Εικόνων και Σχημάτων:

Κεφάλαιο 1:

- Σχ.1 Αυθαίρετη Κατανομή Στοιχειοκεραίας Στον 3-διάστατο Χώρο
- Σχ.2 Γραμμική Στοιχειοκεραία N-στοιχείων τοποθετημένα κατά μήκος του άξονα z
- Σχ.3α. Γραμμική Στοιχειοκεραία
- Σχ.3β. Επίπεδη Στοιχειοκεραία
- Σχ.4 Στοιχειοκεραία M-στοιχείων Σε Κυκλική Περιφέρεια
- Σχ.5 XY Επίπεδο
- Σχ.6 Επίπεδος Ορθογωνικός Μικροταινιακός Ακτινοβολητής

Κεφάλαιο 2:

- Εικ.1 Σύστημα Στοιχειοκεραίας Φασικής Σύνθεσης Κυλινδρικής Γεωμετρίας
- Σχ.1 Σχηματικό Διάγραμμα Λειτουργίας.
- Εικ.2 Κυλινδρική Στοιχειοκεραία Συστήματος
- Σχ.2α Γεωμετρία Στοιχειοκεραίας
- Σχ.3β Διαστάσεις Ακτινοβολητή
- Σχ.3 Γενικό Διάγραμμα Ακτινοβολητών-Πομποδεκτών
- Εικ.3 Υλοποίηση Πομποδέκτη
- Σχ.4 Λειτουργικό Διάγραμμα Πομποδέκτη Συστήματος
- Εικ.4 Υπομονάδα Αναβίβασης /Υποβίβασης Συχνότητας στα 900 MHz
- Εικ.5 Τοπικός Ταλαντωτής στα 9 GHz
- Εικ.6 Ενισχυτής Ισχύος 1 Watt X-μπάντα συχνοτήτων
- Εικ.7 Διαιρέτης Ισχύος 16 εξόδων X-μπάντα συχνοτήτων
- Εικ.8 Υπομονάδα Αναβίβασης /Υποβίβασης Συχνότητας στα 9 Ghz

Κεφάλαιο 3:

- Εικ.1 Κύριο Παράθυρο Λογισμικού Ελέγχου
- Εικ.2 Κύριο Παράθυρο Χρήστη Με Όλα Τα Δυνατά Πεδία Ενεργοποιημένα
- Εικ.3 Παράθυρο Επιλογής Σειριακής Θύρας
- Σχ.1 Δομή Σειριακής Μετάδοσης Δεδομένων
- Σχ.2 Pinout RS232 Connectors
- Σχ.3 Τύποι RS232 Link Ανάμεσα Σε Υπολογιστή Και Εξωτερική Συσκευή
- Σχ.4 Εσωτερικό μπλοκ-διάγραμμα MAX232
- Σχ.5 Λειτουργικό Διάγραμμα Υπομονάδας Ελέγχου
- Σχ.6 Σχηματικό Διάγραμμα Υποσυστήματος Ελέγχου
- Εικ.4 Υπομονάδα Ελέγχου
- Σχ.7 Λειτουργικό Διάγραμμα Υπομονάδας D to A.
- Σχ.8 Λειτουργικό Διάγραμμα Τμήματος Επιλογής Διεύθυνσης
- Σχ.9 Τελεστικός Ενισχυτής Μη Αναστρέφουσας Συνδεσμολογίας Στην Έξοδο των DAC
- Εικ.5 Υπομονάδα D to A
- Σχ.10 Σχηματικό Διάγραμμα Διηλεκτρικού Phase Shifter Ελεγχόμενου Από Τάση

Εικ.6 Διαιρέτης Ισχύος Στην Είσοδο Της Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης
Σχ.11 Λειτουργικό Διάγραμμα Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης
Εικ.7 Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης
Σχ.12 Άνω Όψη Σχεδίου Τροφοδοτικού Υπομονάδων
Εικ.8 Μετασχηματιστής Και Τροφοδοτικό Υπομονάδων
Εικ.9 Motherboard Ροής Δεδομένων

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΦΑΣΙΚΗ ΣΥΝΘΕΣΗ.

Φασική σύνθεση, είναι η τεχνική κατά την οποία υλοποιούμε μια κατευθυντική κεραία με την χρήση επιμέρους κεραιών ή στοιχείων. Το ολικό διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας ως προς την κατεύθυνση και το σχήμα καθορίζεται από τα σχετικά πλάτη και τις φάσεις τροφοδοσίας των επιμέρους στοιχείων. Με κατάλληλη μεταβολή των παραπάνω στοιχείων καθίσταται δυνατή η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας. Τα επιμέρους στοιχεία που αποτελούν την κεραία, μπορεί να είναι οποιοσδήποτε γνωστός τύπος κεραίας, όπως δίπολα, σχισμοκεραίες, μικροταινιακοί ακτινοβολητές. Πέρα από τα στοιχεία αυτά και το σύστημα τροφοδοσίας τους, ένα πλήρες σύστημα κεραίας φασικής σύνθεσης απαιτεί και την ύπαρξη ενός υπολογιστικού συστήματος το οποίο ελέγχει σε πραγματικό χρόνο, και ανάλογα με την εφαρμογή προσαρμόζει κατάλληλα τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας του όλου συστήματος.

Η βασική αρχή πάνω στην οποία στηρίζεται η θεωρία της φασικής σύνθεσης είναι η υπέρθεση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Τα ακτινοβολούμενα από τα επιμέρους στοιχεία την κεραίας πεδία, συνδυάζονται είτε προσθετικά είτε αφαιρετικά έτσι ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας. Βασικός όρος είναι προφανώς η ικανότητα ελέγχου της φάσης και της έντασης του πεδίου του κάθε ακτινοβολητή στο χώρο και στο χρόνο, ώστε να είναι δυνατός ο υπολογισμός του αποτελέσματος της υπέρθεσής τους και συνεπώς η στροφή του ολικού διαγράμματος.

Όπως έχει ήδη γίνει φανερό, μια στοιχειοκεραία φασικής σύνθεσης αποτελεί ένα πολύπλοκο – και κατά συνέπεια ακριβό και δύσκολο στην σχεδίαση και υλοποίηση – σύστημα. Η χρήση της όμως σε σχέση με μία συμβατική μηχανικά στρεφόμενη κεραία παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα, τα ποιο σημαντικά εκ των οποίων είναι:

- Απουσία μηχανικής κίνησης της κεραίας
- Ταχύτερη σάρωση μιας περιοχής παρακολούθησης μέσω ηλεκτρονικής στροφής της δέσμης ακτινοβολίας της κεραίας.
- Δυνατότητα για ταυτόχρονη παρακολούθηση πολλαπλών στόχων , είτε με δημιουργία πολλών δεσμών ακτινοβολίας είτε με την γρήγορη εναλλαγή θέσης μίας δέσμης
- «Ευέλικτος» έλεγχος του διαγράμματος ακτινοβολίας όσον αφορά χαρακτηριστικά όπως πόλωση και επίπεδα πλευρικών λοβών.
- Δυνατότητα καταπίεσης παρεμβολών
- Σταθεροποίηση δέσμης για εφαρμογές πάνω σε κινητές πλατφόρμες (αεροπλάνο στη διάρκεια ελιγμών, πλοίο)
- Κατανεμημένη δομή συστήματος με αποτέλεσμα την μεγαλύτερη αξιοπιστία (σε περίπτωση βλάβης των στοιχείων ακτινοβολίας το σύστημα εκφυλίζεται σταδιακά)

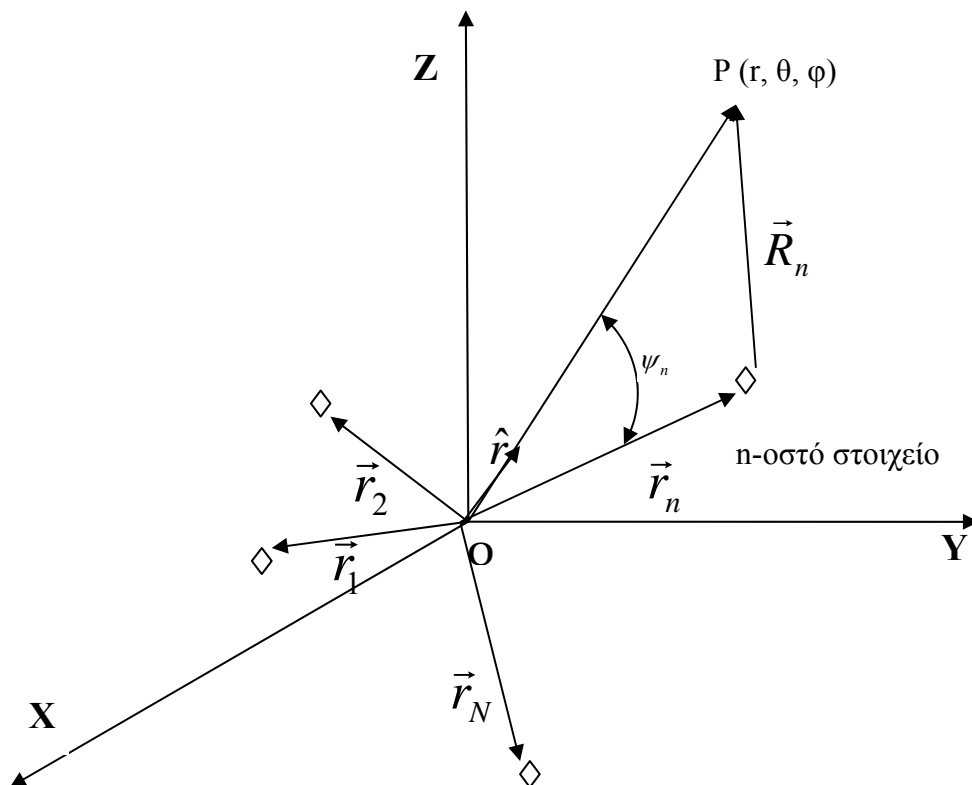
1.2.1 ΘΕΜΕΛΙΩΔΗΣ ΘΕΩΡΙΑ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ ΦΑΣΙΚΗΣ ΣΥΝΘΕΣΗΣ

Η θεμελιώδης αρχή πάνω στην οποία βασίζεται η λειτουργία των στοιχειοκεραιών φασικής σύνθεσης είναι η ταυτόχρονη χρήση πολλαπλών ακτινοβολητών και ο έλεγχος του ολικού διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω της ρύθμισης του πλάτους και της φάσης τροφοδοσίας του κάθε στοιχείου.

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιάσουμε βασικές αρχές αυτής της θεωρίας, κάνοντας την υπόθεση ότι κάθε στοιχείο λειτουργεί ανεξάρτητα από όλα τα άλλα, και δεν υπάρχει ηλεκτρομαγνητική σύζευξη ανάμεσα στα στοιχεία. Η ανάλυση παρουσιάζει τα βασικότερα στοιχεία της θεωρίας πάνω στα οποία βασίζεται η σχεδίαση κάθε ανάλογου συστήματος φασικής σύνθεσης, ανεξαρτήτως γεωμετρίας και είδους ακτινοβολητών.

Για την ανάλυση που ακολουθεί υποθέτουμε για κάθε ακτινοβολητή διέγερση αρμονικής χρονικής εξάρτησης, $\exp(j\omega t)$, όπου t ο χρόνος και ω η γωνιακή συχνότητα του πεδίου που ακτινοβολείται. Το πλάτος της διέγερσής είναι σταθερό και ίδιο για όλους τους ακτινοβολητές. Σύμφωνα με την παραπάνω παραδοχή όλες τα μεγέθη που εμφανίζονται στις εξισώσεις μας είναι μιγαδικοί αριθμοί και μπορούμε να λάβουμε τον μετασχηματισμό Fourier αυτών.

Υποθέτοντας μια στοιχειοκεραία με N ενεργά στοιχεία, αυθαίρετα τοποθετημένα στον τρισδιάστατο χώρο, η γεωμετρία του προβλήματός μας είναι η εξής.



Σχήμα 1. Αυθαίρετη κατανομή στοιχειοκεραίας στον τρισδιάστατο χώρο.

Η θέση του κάθε στοιχείου ακτινοβολίας στον χώρο καθορίζεται από το διάνυσμα θέσης του \vec{r}_n ($n = 1, 2, \dots, N$). Θεωρούμε επίσης αυθαίρετο σημείο παρατήρησης $P(r, \theta, \phi)$ στον χώρο, το οποίο βρίσκεται στο μακρινό πεδίο όλων των ακτινοβολητών και έχει διάνυσμα θέσης \vec{r} .

Κάθε στοιχείο δημιουργεί σφαιρικό πεδίο ακτινοβολίας. Συνεπώς στο σημείο $P(r, \theta, \phi)$ και σύμφωνα με την αρχή της υπέρθεσης το συνολικό πεδίο ακτινοβολίας θα είναι ίσο με:

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \cdot \sum_{n=1}^{n=N} \vec{f}_n(\hat{r}) a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (0.1)$$

Στην παραπάνω σχέση, A είναι μια σταθερά κανονικοποίησης η οποία εξαρτάται από τα επίπεδα ακτινοβολούμενης ισχύος από τη στοιχειοκεραία, k είναι η σταθερά διάδοσης ελευθέρου χώρου ($k = \omega / c$, όπου $c = 3 \times 10^8$ m/sec η ταχύτητα του φωτός στο κενό και ω είναι η γωνιακή συχνότητα του πεδίου που ακτινοβολείται), $\vec{f}_n(\hat{r})$ είναι η συνάρτηση του διανυσματικού διαγράμματος ακτινοβολίας του n -οστού στοιχείου, το \hat{r} , όπως αναφέρθηκε παραπάνω καθορίζει το μοναδιαίο διάνυσμα κατά μήκος της διεύθυνσης του σημείου παρατήρησης, \vec{R}_n είναι το διάνυσμα ανάμεσα στο n -οστό στοιχείο και το σημείο παρατήρησης, και οι μιγαδικοί αριθμοί a_n ($n = 1, 2, \dots, N$) είναι οι εφαρμοζόμενες διεγέρσεις σε κάθε στοιχείο.

Με βάση την γεωμετρία του σχήματος (1) είναι φανερό ότι ισχύει η παραπάνω σχέση.

$$R_n = |\vec{R}_n| = |\vec{r} - \vec{r}_n| = \left(|\vec{r}|^2 + |\vec{r}_n|^2 - |\vec{r}| |\vec{r}_n| \cos \psi_n \right)^{1/2} \quad (0.2)$$

Εφόσον η ανάλυση αναφέρεται στο μακρινό πεδίο ακτινοβολίας όλων των στοιχείων, ο όρος στον εκθέτη της εξίσωσης (1.1) μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής:

$$R_n = |\vec{R}_n| = |\vec{r} - \vec{r}_n| = \left(|\vec{r}|^2 + |\vec{r}_n|^2 - 2|\vec{r}| |\vec{r}_n| \cos \psi_n \right)^{1/2} \cong |\vec{r}| \left(1 - \frac{1}{|\vec{r}|} |\vec{r}_n| \cos \psi_n \right) \quad (0.3)$$

όπου βέβαια ψ_n είναι η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων \vec{r} και \vec{r}_n .

Από το σχήμα είναι φανερό ότι:

$$\cos \psi_n = \hat{r}_n \hat{r} \quad (0.4)$$

Οπότε, με την αντικατάσταση της (1.4) στην (1.3), τελικά προκύπτει:

$$R_n = |\vec{r}| - |\vec{r}_n| \hat{r}_n \hat{r} \quad (0.5)$$

Ο δε όρος στον παρονομαστή, και εφ' όσον η ανάλυση αναφέρεται στο μακρινό πεδίο, μπορεί να ληφθεί απλούστατα $R_n \cong |\vec{r}|$. Έτσι, η εξίσωση (1.1), κατόπιν των απαραίτητων αντικαταστάσεων, καταλήγει στη μορφή:

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \sum_{n=1}^{n=N} \vec{f}_n(\hat{r}) \overset{o}{a}_n e^{+jk|\vec{r}_n| \hat{r}_n \hat{r}} \quad (0.6)$$

Είναι λοιπόν φανερό ότι το ηλεκτρικό πεδίο στην τυχαία θέση \vec{r} είναι ένα σφαιρικό κύμα με πλάτος το οποίο καθορίζεται από την άθροιση των πλατών των στοιχείων, η συνεισφορά του καθενός καθορίζεται από έναν μιγαδικό αριθμό $\overset{o}{\alpha}_n$, και με φάση $\exp(+jk|\vec{r}_n| \hat{r}_n \hat{r})$.

Οι μιγαδικοί όροι $\overset{o}{\alpha}_n$ ($n = 1, 2, \dots, N$) που εκφράζουν τις διεγέρσεις των στοιχείων, μπορούν να γραφούν ως ακολούθως:

$$\overset{o}{\alpha}_n = \left| \overset{o}{\alpha}_n \right| \cdot e^{-j\tau_n \omega} \cdot e^{-j\phi_n} \quad (0.7)$$

όπου $\left| \overset{o}{\alpha}_n \right|$ είναι το πλάτος της διέγερσης του κάθε στοιχείου, τ_n η φυσική καθυστέρηση που προηγείται της διέγερσης του στοιχείου, και ϕ_n είναι η ολίσθηση φάσης που προηγείται της διέγερσης του στοιχείου.

Αν η φάση εκφραστεί με μία μόνο μεταβλητή, έστω:

$$\angle \overset{o}{a}_n = \tau_n \omega + \phi_n \quad (0.8)$$

τότε οι διεγέρσεις θα λάβουν τη μορφή:

$$\overset{o}{a}_n = \left| \overset{o}{a}_n \right| e^{-j\angle \overset{o}{a}_n} \quad (0.9)$$

Στα συστήματα στοιχειοκεραίων φασικής σύνθεσης, είναι πολύ σημαντικός ο διαχωρισμός των δύο όρων στην εξίσωση (1.7). Η καθυστέρηση πραγματικού χρόνου (true

time delay), παίζει σημαντικό ρόλο στα συστήματα ευρείας ζώνης (wideband arrays), ενώ αντίθετα, ο έλεγχος των φάσεων $\phi_n(\omega)$ περιορίζει το εύρος ζώνης των συστημάτων.

Σκοπός βέβαια του συστήματός μας είναι να πετύχει μεγάλη κατευθυντικότητα της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση. Για συγκεκριμένη συχνότητα $\omega = \omega_0$ και κατεύθυνση $\vec{r} = \vec{r}_0$ θα πρέπει οι όροι μέσα στο άθροισμα στην

εξίσωση 1.6 να γίνουν ίσοι με $\left| a_n^o \right|$. Δηλαδή:

$$\begin{aligned} a_n^o e^{+jk|\vec{r}_n|\hat{r}_n\hat{r}_0} &= \left| a_n^o \right| \Rightarrow \left| a_n^o \right| e^{-j\angle a_n^o} e^{+j\frac{\omega_0}{c}|\vec{r}_n|\hat{r}_n\hat{r}_0} = \left| a_n^o \right| \Rightarrow \\ &\Rightarrow \left| a_n^o \right| e^{-j\left(\tau_n\omega_0 - \frac{\omega_0}{c}|\vec{r}_n|\hat{r}_n\hat{r}_0\right) - j\phi_n(\omega_0)} = \left| a_n^o \right| \end{aligned} \quad (0.10)$$

Για $\omega = \omega_0$, στην συχνότητα λειτουργίας του συστήματος δηλαδή, ο όρος της φάσης θα πρέπει να είναι :

$$\frac{\omega_0}{c}|\vec{r}_n|\hat{r}_n\hat{r}_0 - \tau_n\omega_0 - \phi_n(\omega_0) = 2m\pi \quad (0.11)$$

όπου $m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm \dots$

Η γενική περίπτωση που αφορά το σύστημά μας είναι όταν τ_n είναι σταθερό για $n=1,2,\dots,N$ και $m = 0$. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε τεχνική "PHASE CONTROL". Αντικαθιστώντας στην εξίσωση 1.11 έχουμε ότι:

$$\phi_n(\omega_0) = \frac{\omega_0}{c}|\vec{r}_n|\hat{r}_n\hat{r}_0 - \tau\omega_0 \quad (0.12)$$

Η σχέση 1.6 του συνολικού πεδίου μπορεί πια να γραφτεί ως:

$$\vec{E}(\vec{r}_0) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} e^{-j\tau\omega_0} \sum_{n=1}^{n=N} \vec{f}_n(\hat{r}_0) \left| a_n^o \right| e^{+j\frac{\omega - \omega_0}{c}|\vec{r}_n|\hat{r}_n\hat{r}_0} \quad (0.13)$$

Παρατηρούμε ότι για οποιαδήποτε συχνότητα $\omega \neq \omega_0$ ο αριθμητής στο άθροισμα στην εξίσωση 1.13 δεν μηδενίζεται, κατά συνέπεια η στοιχειοκεραία δεν εστιάζει πια την ακτινοβολία της στην κατεύθυνση $\vec{r} = \vec{r}_0$. Συνδυάζοντας και την σχέση 1.8, καταλήγουμε

ότι για συχνότητα λειτουργίας ω_0 και σε τυχαίο σημείο r το διάγραμμα ακτινοβολίας έχει την μορφή:

$$E_0(\vec{r}) = A \sum_{n=1}^{n=N} \vec{f}_n(\hat{r}_0) \left| a_n \right| \exp(jk(\hat{r} \cdot \vec{r}_n - \hat{r}_0 \cdot \vec{r}_n)) \quad (0.14)$$

ενώ το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας στην αυθαίρετη αυτή κατεύθυνση του μακρινού πεδίου θα δίνεται από την έκφραση:

$$F_0(\vec{r}) = \frac{|E_0(\vec{r})|}{|E_0(\vec{r}_0)|} \quad (0.15)$$

Ο ορισμός της κατευθυντικότητας των στοιχειοκεραίων, καθορίζεται από την ίδια σχέση που ισχύει και για τις κοινές κεραίες. Έτσι λοιπόν, η κατευθυντικότητα στη θέση \vec{r}_0 δίνεται από την έκφραση:

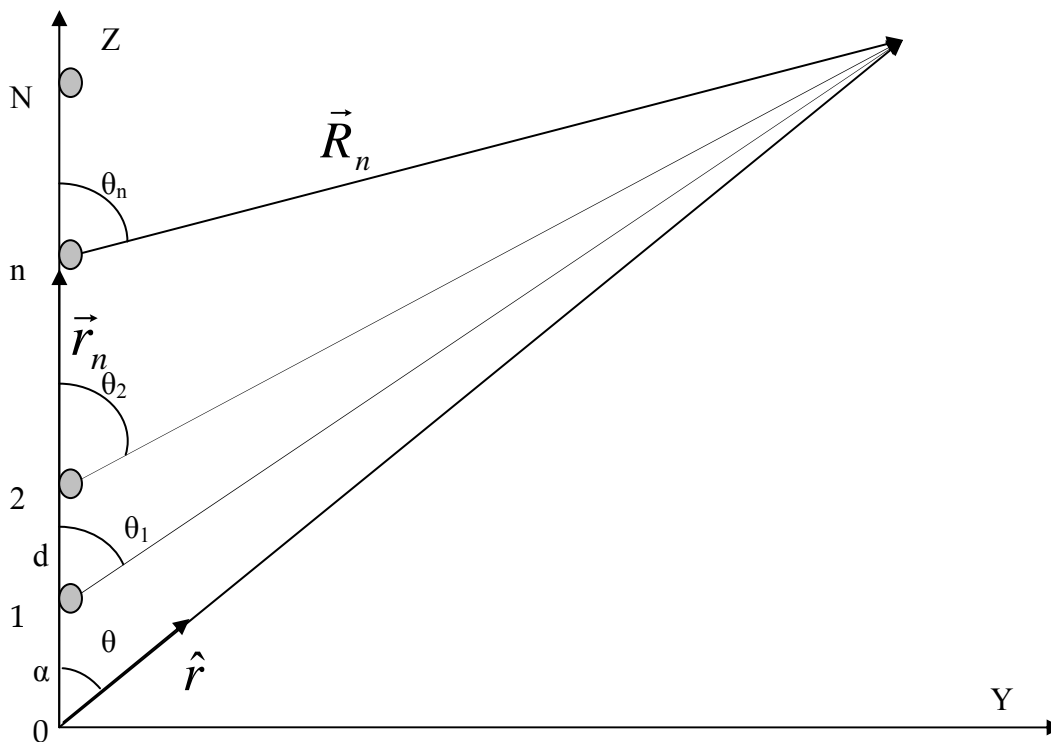
$$D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} F_0^2(\vec{r}) d\hat{r}} \quad (0.16)$$

Στις περιπτώσεις εκείνες [3] κατά τις οποίες το διανυσματικό διάγραμμα ακτινοβολίας $\vec{f}_n(\hat{r})$ καθενός από τα n -στοιχεία, είναι το ίδιο στο μακρινό πεδίο, και ανεξάρτητο της θέσεως και του προσανατολισμού των στοιχείων δηλαδή ισχύει $\vec{f}_n(\hat{r}) \approx \vec{f}(\hat{r})$, ο όρος $\vec{f}_n(\hat{r})$ βγαίνει εκτός του αθροίσματος, και η έκφραση του πεδίου λαμβάνει τη μορφή:

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \vec{f}(\hat{r}_0) \sum_{n=1}^{n=N} \left| \alpha_n \right| \cdot \exp(jk(\hat{r} \cdot \vec{r}_n - \hat{r}_0 \cdot \vec{r}_n)) \quad (0.17)$$

1.2.2 ΦΑΣΙΚΗ ΣΥΝΘΕΣΗ-ΕΠΙΠΕΔΕΣ ΓΕΩΜΕΤΡΙΕΣ.

Η βασικότερη ταξινόμηση στις στοιχειοκεραίες φασικής σύνθεσης γίνεται με βάση την τοποθέτηση ή όχι όλων των στοιχείων ακτινοβολίας σε ένα επίπεδο. Στην πρώτη περίπτωση, και εφόσον όλα τα στοιχεία είναι τοποθετημένα πάνω σε μία ευθεία, σε μία διάσταση έχουμε μια γραμμική στοιχειοκεραία. Στην γενική της περίπτωση μια γραμμική στοιχειοκεραία έχει N το πλήθος στοιχεία τοποθετημένα κατά μήκος του άξονα των Z σε ένα ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων. Όλα τα στοιχεία είναι ομοιόμορφα κατανεμημένα με απόσταση d μεταξύ τους, ενώ το πρώτο στοιχείο απέχει απόσταση a από την αρχή των αξόνων όπως φαίνεται και στο σχήμα 2 που ακολουθεί. Το σημείο παρατήρησης $P(r,\theta,\phi)$ βρίσκεται στο μακρινό πεδίο ακτινοβολίας.



Σχήμα 2. Γραμμική στοιχειοκεραία N στοιχείων τοποθετημένα κατά μήκος του άξονα Z

Κάνοντας χρήση της γενικής θεωρίας που παρουσιάστηκε παραπάνω, της γεωμετρίας της διάταξης καθώς και ορισμένων απλοποιήσεων αποδεικνύεται ότι στο τυχαίο σημείο με διάνυσμα θέσης \vec{r} το ηλεκτρικό πεδίο έχει την εξής έκφραση:

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \vec{f}(\hat{r}) \cdot \sum_{n=1}^{n=N} a_n e^{+jk(a+(n-1)d)\cos\theta} \quad (0.18)$$

Μπορούμε χωρίς βλάβη της γενικότητας να θεωρήσουμε ότι $a = 0$, δηλαδή ότι το πρώτο στοιχείο είναι πάνω στην αρχή των αξόνων. Στην παραπάνω εξίσωση, a_n ($n=1,2,\dots,N$) είναι η διέγερση που εφαρμόζεται σε κάθε ένα στοιχείο. Για την περίπτωση που έχουμε φασική σύνθεση, τα a_n γράφονται ως εξής:

$$a_n = \left| a_n \right| e^{-j\phi_n}, (n = 1, 2, \dots, N) \quad (0.19)$$

Αν απαιτήσουμε η διάταξη να παρουσιάζει μέγιστο της ακτινοβολίας της σε μια κατεύθυνση $\hat{r} = \hat{r}_0(r_0, \theta_0, \phi_0)$ θα πρέπει ο εκθέτης στο άθροισμα (1.18) να μηδενίζεται:

$$\phi_n = k(n-1)d \cos\theta_0, (n = 1, 2, \dots, N) \quad (0.20)$$

Στην παραπάνω σχέση η φάση τροφοδοσίας μεταξύ 2 διαδοχικών στοιχείων μεταβάλλεται πάντα κατά την σταθερή ποσότητα $\beta = kd \cos(\theta_0)$. Ελέγχοντας και μεταβάλλοντας αυτή την σταθερή διαφορά φάσης ανάμεσα στην τροφοδοσία των στοιχείων της κεραίας, η δέσμη ακτινοβολίας συγκλίνει προς οποιοδήποτε σημείο. Αυτή είναι η βασική μέθοδος των στοιχειοκεραιών φασικής σύνθεσης ηλεκτρονικής σάρωσης.

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (1.20) στην (1.19) προκύπτουν οι εκφράσεις για το ηλεκτρικό πεδίο και το διάγραμμα ακτινοβολίας αντίστοιχα σε τυχαίο σημείο του μακρινού πεδίου.

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \vec{f}(\hat{r}) \cdot \sum_{n=1}^{n=N} \left| \alpha_n \right|^0 \cdot e^{+jk(n-1)d(\cos\theta - \cos\theta_0)} \quad (0.21)$$

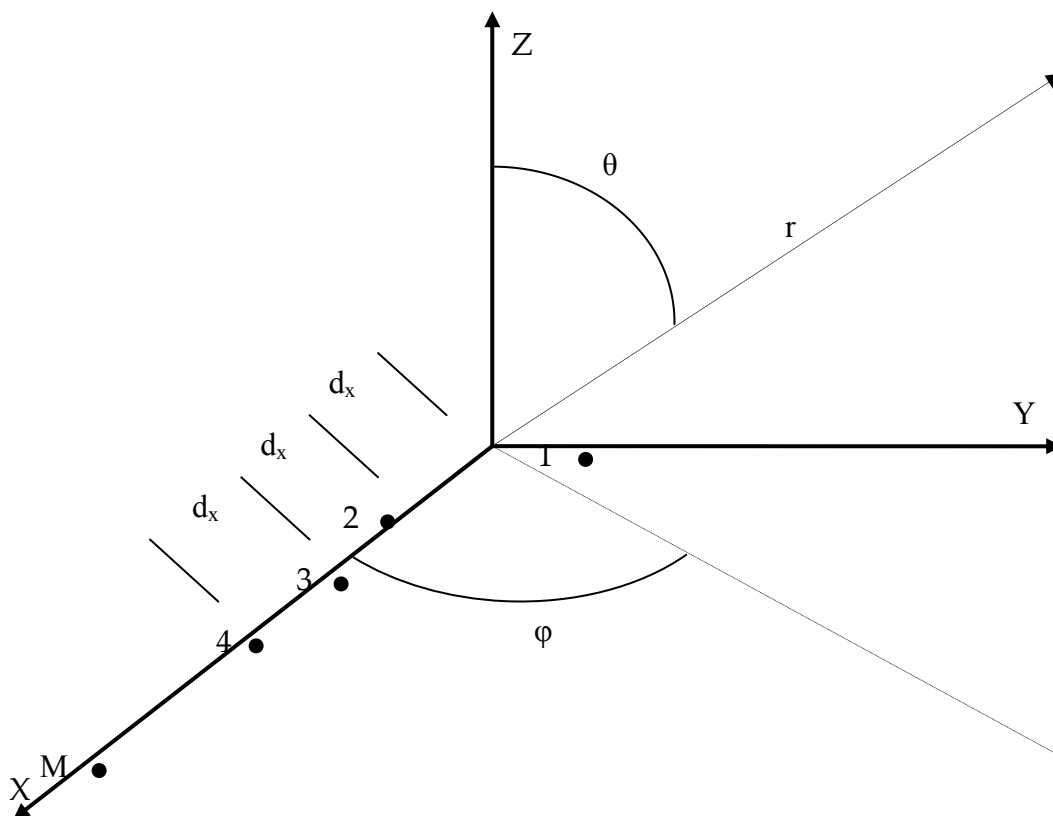
$$E_0(\theta, \phi) = Af(\theta, \phi) \sum_{n=1}^{n=N} \left| a_n \right|^o e^{+jk(n-1)d(\cos\theta - \cos\theta_0)} \quad (0.22)$$

Η γραμμική στοιχειοκεραία παράγει λοβούς σε ριπιδοειδές σχήμα όταν οι σχέσεις των φάσεων τροφοδοσίας είναι τέτοιες ώστε το διάγραμμα ακτινοβολίας να είναι κάθετο στην κεραία. Όσο το μέγιστο του αποκλίνει από αυτή την κατεύθυνση τότε οι λοβοί ακτινοβολίας λαμβάνουν κωνικό σχήμα. Στην γενική περίπτωση που το μέγιστο του διαγράμματος ακτινοβολίας είναι σε κατεύθυνση διαφορετική από τον άξονα της κεραίας τότε η κεραία καλείτε μετωπική. Είναι η πιο συνηθισμένη περίπτωση γραμμικής στοιχειοκεραίας, και χρησιμοποιείται όταν απαιτείται ευρεία κάλυψη σε ένα επίπεδο και στενό εύρος λοβού ακτινοβολίας στο κάθετο επίπεδο.

Η αξονική στοιχειοκεραία, είναι η ειδική περίπτωση γραμμικής ή επίπεδης στοιχειοκεραίας, όταν η ακτινοβολία κατευθύνεται παράλληλα με την κεραία. Ο τύπος αυτός κεραίας δεν χρησιμοποιείται ευρέως σε εφαρμογές ραντάρ, λόγω μικρού κατευθυντικού κέρδους – μεγάλο κέρδος απαιτεί μεγάλο μήκος κεραίας. Μικρές αξονικές κεραίες χρησιμοποιούνται ενίοτε ως στοιχεία ακτινοβολίας σε μετωπικές στοιχειοκεραίες όταν υπάρχει απαίτηση για κατευθυντικά στοιχεία.

Το μεγαλύτερο όμως ενδιαφέρον σε εφαρμογές ραντάρ παρουσιάζει η επίπεδη στοιχειοκεραία 2 διαστάσεων, καθότι είναι η πιο ευπροσάρμοστη από όλες. Ανάλογα με το aperture μπορεί να παράγει στενούς ή πιο ευρείς λοβούς ακτινοβολίας και το διάγραμμα ακτινοβολίας μπορεί να «σκανάρει» 2 κάθετα μεταξύ επίπεδα προσφέροντας πιο ευρεία κάλυψη από μια γραμμική κεραία. Ακόμη, αν η εφαρμογή το απαιτεί μία διάταξη μπορεί να παράγει ταυτόχρονα πολλές ανεξάρτητες δέσμες αναζήτησης και εντοπισμού.

Για την ανάλυση της επίπεδης στοιχειοκεραίας 2 διαστάσεων θα θεωρήσουμε πρώτα μια γραμμική στοιχειοκεραία τοποθετημένη κατά τον άξονα x ενός συστήματος συντεταγμένων, όπως φαίνεται στο σχήμα 3α.



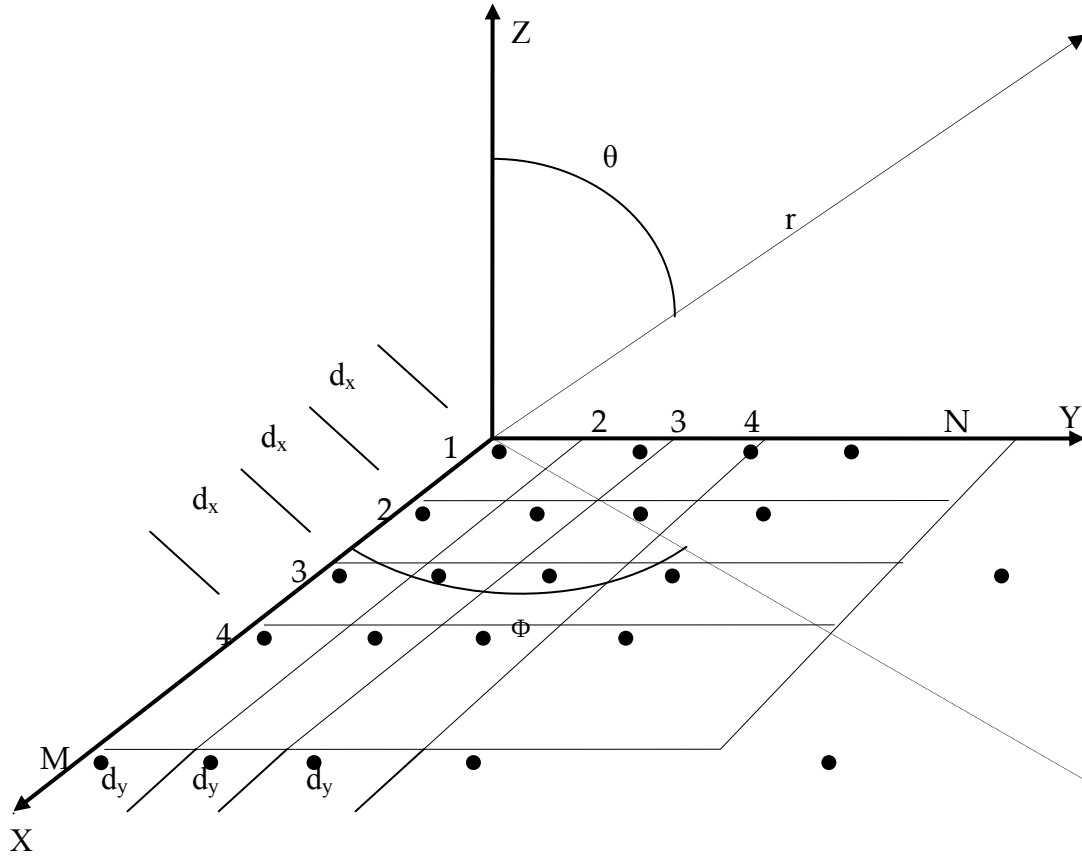
Σχήμα 3α. Γραμμική στοιχειοκεραία.

Σύμφωνα με την θεωρία της προηγούμενης παραγράφου ο παράγοντας διάταξης για την στοιχειοκεραία είναι:

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{+jk(n-1)d_x(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)} \quad (0.23)$$

όπου I_{m1} είναι το πλάτος διέγερσης κάθε στοιχείου.

Εάν N τέτοιες στοιχειοκεραίες τοποθετηθούν η μια δίπλα στην άλλη, κατά την y -διεύθυνση, σε απόσταση d_y η μια από την άλλη, θα δημιουργηθεί μια επίπεδη στοιχειοκεραία, διαστάσεων $M \times N$, όπως φαίνεται στην εικόνα 3b.



Σχήμα 3b – Επίπεδη στοιχειοκεραία

Ο παράγοντας διάταξης της επίπεδης στοιχειοκεραίας μπορεί να γραφεί στη μορφή :

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)kd_x (\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0)} \right] \cdot e^{j(n-1)kd_y (\sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0)} \quad (0.24)$$

ή

$$AF = S_{xm} S_{yn} \quad (0.25)$$

όπου βέβαια:

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)kd_x (\sin \theta \cos \phi - \sin \theta_0 \cos \phi_0)} \quad (0.26)$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)kd_y (\sin \theta \sin \phi - \sin \theta_0 \sin \phi_0)} \quad (0.27)$$

Η εξίσωση (1.25), δείχνει ότι το διάγραμμα μιας ορθογωνικής επίπεδης στοιχειοκεραίας είναι το γινόμενο των παραγόντων διάταξης των στοιχειοκεραιών στο x- και στον y- αξονα.

Στην περίπτωση που τα πλάτη διέγερσης των στοιχείων κατά την y-κατεύθυνση είναι ανάλογα με εκείνα κατά μήκος της x-κατεύθυνσης, τότε το πλάτος του (m, n) στοιχείου μπορεί να γραφτεί στη μορφή:

$$I_{mn} = I_{m1}I_{1n} \quad (0.28)$$

Αν επιπλέον τα πλάτη των διεγέρσεων είναι ομοιόμορφα ($I_{mn}=I_0$), η (1.24) μπορεί να γραφτεί στη μορφή:

$$AF = I_0 \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)kd_y(\sin\theta\sin\phi - \sin\theta_0\sin\phi_0)} \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)kd_x(\sin\theta\cos\phi - \sin\theta_0\cos\phi_0)} \quad (0.29)$$

1.3 ΦΑΣΙΚΗ ΣΥΝΘΕΣΗ- ΜΗ ΕΠΙΠΕΔΕΣ ΓΕΩΜΕΤΡΙΕΣ

Μια από τις βασικότερες επιδιώξεις της σχεδίασης συστημάτων ραντάρ με χρήση στοιχειοκεραιών είναι –όπως έχουμε δει- να επιτυγχάνει μια κατευθυντική δέσμη, με μικρούς δευτερεύοντες λοβούς και στενό εύρος, η οποία μπορεί να στρέφεται εύκολα με ηλεκτρονικό τρόπο. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η περίπτωση κατά την οποία, τα στοιχεία ακτινοβολίας που αποτελούν την κεραία, είναι τοποθετημένα σε μια μη επίπεδη κανονική επιφάνεια ή στην γενικότερη περίπτωση σε μια αυθαίρετη επιφάνεια. Για παράδειγμα μια στοιχειοκεραία τοποθετημένη στην μύτη ή στο φτερό ενός αεροσκάφους. Μια τέτοια στοιχειοκεραία που συμμορφώνεται σε μια επιφάνεια, καλείται «σύμμορφη» - conformal.

Εξ' ορισμού, τα στοιχεία μια κεραίας που έχουν τοποθετηθεί σε μια οποιαδήποτε μη-επίπεδη επιφάνεια, μπορούν να ακτινοβολήσουν σε μια δεδομένη κατεύθυνση εφαρμόζοντας το κατάλληλο πλάτος, φάση και πόλωση στο καθένα. Στην πραγματικότητα όμως είναι δύσκολο να διατηρηθεί το σχήμα της δέσμης, καθώς και χαμηλά επίπεδα πλευρικών λοβών στην περίπτωση μιας αυθαίρετης (μη-επίπεδης) επιφάνειας, ειδικά αν η δέσμη στρέφεται ηλεκτρονικά. Επιπλέον, οι μηχανισμοί για την τροφοδοσία των στοιχείων και την στροφή της δέσμης μιας σύμμορφης στοιχειοκεραίας, είναι γενικά πιο πολύπλοκοι από αυτούς μιας επίπεδης. Παρόλο που είναι επιθυμητό οι σύμμορφες στοιχειοκεραίες να είναι εφαρμόσιμες σε κάθε επιφάνεια, οι επιπλοκές που παρουσιάζονται κατά το χειρισμό μια γενικευμένης μη-επίπεδης επιφάνειας, έχουν περιορίσει την έρευνα σε σχετικά απλές επιφάνειες όπως ο κύλινδρος, ο κώνος και η σφαίρα [*].

Ο κύλινδρος, ο οποίος είναι η απλούστερη μορφή μη-επίπεδης επιφάνειας, έχει γεωμετρία κατάλληλη για κεραίες που απαιτείται αζιμουθιακή κάλυψη 360°. Η δέσμη μιας κυλινδρικής στοιχειοκεραίας δεν αλλάζει το σχήμα και το εύρος της όσο στρέφεται, όπως από μια επίπεδη στοιχειοκεραία. Η στροφή της δέσμης καθώς και η τροφοδοσία, σε συστήματα που έχουν κυκλική συμμετρία –όπως ο κύλινδρος, μπορούν να εξυπηρετηθούν από απλή εναλλαγή ή περιστροφή της τροφοδοσίας. Καθώς τα στοιχεία της κεραίας που είναι αντίθετα από την κατεύθυνση ακτινοβολίας δεν συνεισφέρουν ενεργειακά δε διεγείρονται καθόλου. Η κυλινδρική συμμετρία εξασφαλίζει επίσης, ότι η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ 2 στοιχείων είναι πάντα σταθερή όσο κινείται η δέσμη αζιμουθιακά.

Ο κώνος, και ο κόλουρος κώνος έχουν παρόμοιες ιδιότητες με τον κύλινδρο, και χρησιμοποιούνται αντί αυτού όποτε χρειάζεται στροφή τόσο σε αζιμουθιακό όσο και σε

κατακόρυφο επίπεδο. Ειδικά ο κώνος παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον διότι τέτοιο σχήμα έχουν συνήθως οι πύραυλοι. Ο ogive – ο τύπος της επιφάνειας στη μύτη ορισμένων αεροσκαφών- παρουσιάζει ομοιότητες με τον κώνο. Μια σύμμορφη στοιχειοκεραία τοποθετημένη στην μύτη ενός αεροσκάφους, θα προσέφερε ευρεία κάλυψη, πολύ καλό αεροδυναμικό σχήμα και εξάλειψη των αλλοιώσεων στην ακτινοβολία που δημιουργούν τα συμβατικά συστήματα στρεφόμενης κεραίας. Τέλος οι ημισφαιρικές στοιχειοκεραίες παρουσιάζουν ενδιαφέρον όταν απαιτείται ημισφαιρική κάλυψη.

Παρόλο το μεγάλο ενδιαφέρον και τα ενδεχόμενα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν σε κάποιες εφαρμογές οι σύμμορφες στοιχειοκεραίες, παρουσιάζουν και σημαντικά προβλήματα στο σχεδιασμό και στην ανάλυσή τους. Καθότι τα στοιχεία ακτινοβολίας σε μια σύμμορφη στοιχειοκεραία δεν είναι συνεπίπεδα, κάθε ένα «κοιτάει» σε διαφορετική κατεύθυνση. Συνεπώς το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας δεν μπορεί να χωριστεί πια σε παράγοντα διάταξης και παράγοντα στοιχείου, όπως σε μια επίπεδη στοιχειοκεραία. Η έκφραση του ηλεκτρικού πεδίου μιας σύμμορφης στοιχειοκεραίας, με φασικό έλεγχο ,σε τυχαίο σημείο του μακρινού της πεδίου και για $\omega = \omega_0$ είναι :

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \sum_{n=1}^{n=N} \vec{f}_n(\hat{r}_o) \left| a_n^o \right| \exp(jk(\hat{r} \cdot \vec{r}_n - \hat{r}_o \cdot \vec{r}_n)) \quad (0.30)$$

Στην παραπάνω εξίσωση, η συνάρτηση του διανυσματικού διαγράμματος ακτινοβολίας του n-οστού στοιχείου \vec{f}_n , περιλαμβάνεται μέσα στο άθροισμα, καθώς κάθε στοιχείο όπως προαναφέρθηκε «κοιτάει» σε διαφορετική κατεύθυνση. Η ιδιαιτερότητα αυτή των σύμμορφων στοιχειοκεραίων γίνεται ιδιαίτερα εμφανής όταν έχουμε σάρωση της δέσμης σε μεγάλες γωνίες. Τότε έχουμε καταστρατήγηση του επιπέδου των δευτερευόντων καθώς και απόκλιση από την επιθυμητή γωνία εστίασης. Ο μετριασμός του παραπάνω προβλήματος απαιτεί τον σχεδιασμό πολύπλοκων δικτύων τροφοδοσίας τα οποία ελέγχουν τόσο το πλάτος όσο και την φάση τροφοδοσίας των στοιχείων, καθώς και την εφαρμογή μαθηματικών αλγορίθμων beam nulling και beam suppression.

Τέλος, πέρα από την αδυναμία διαχωρισμού του διαγράμματος ακτινοβολίας σε παράγοντα διάταξης και στοιχείου, ορισμένες γεωμετρίες παρουσιάζουν και άλλες ιδιαιτερότητες. Για παράδειγμα ο κώνος παρουσιάζει σοβαρό πρόβλημα πλώσεως καθότι αυτή αλλάζει με την κατεύθυνση διάδοσης. Άλλο πρόβλημα είναι ότι κάθε στοιχείο ακτινοβολίας, ανάλογα με την θέση του πάνω στο κώνο, «βλέπει» άλλο περιβάλλον. Συνέπεια όλων αυτών είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας του κώνου να μην μπορεί να διαχωριστεί σε κατακόρυφο και αζιμουθιακό διάγραμμα.

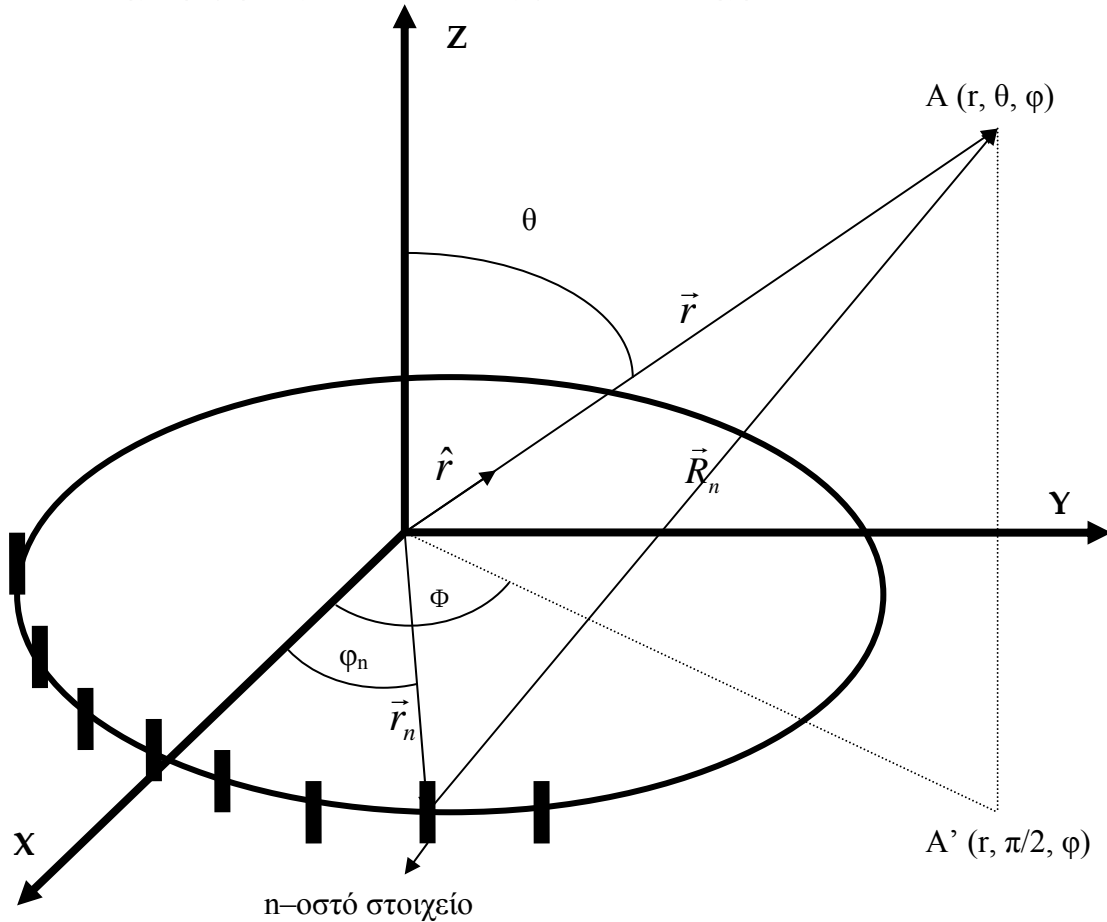
1.3.1 ΦΑΣΙΚΗ ΣΥΝΘΕΣΗ – ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Οι στοιχειοκεραίες γενικά βρίσκουν πολλές εφαρμογές ως κεραίες ραντάρ. Ειδικά οι σύμμορφες στοιχειοκεραίες χρησιμοποιούνται ως κεραίες ραντάρ σε αεροσκάφη σε κωνικές και ogive επιφάνειες. Ο κύλινδρος και το ημισφαίριο χρησιμοποιούνται κυρίως σε επιφάνειες πλοίων επιφάνειας και υποβρυχίων. Επίσης σύμμορφες κεραίες έχουν εξεταστεί ως IFF κεραίες και ως κεραίες ελέγχουν αεροπορικής κυκλοφορίας. Οι κυλινδρικές γεωμετρίες βρίσκουν radio direction finding εφαρμογές, air and space navigation.

1.3.2 ΚΥΚΛΙΚΗ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑ ΦΑΣΙΚΗΣ ΣΥΝΘΕΣΗΣ.

1.3.2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ- ΣΥΝΤΟΜΗ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ.

Θεωρούμε στοιχειοκεραία M στοιχείων τα οποία είναι ομοιόμορφα τοποθετημένα σε τόξο κυκλικής περιφέρειας ακτίνας a , όπως φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί.

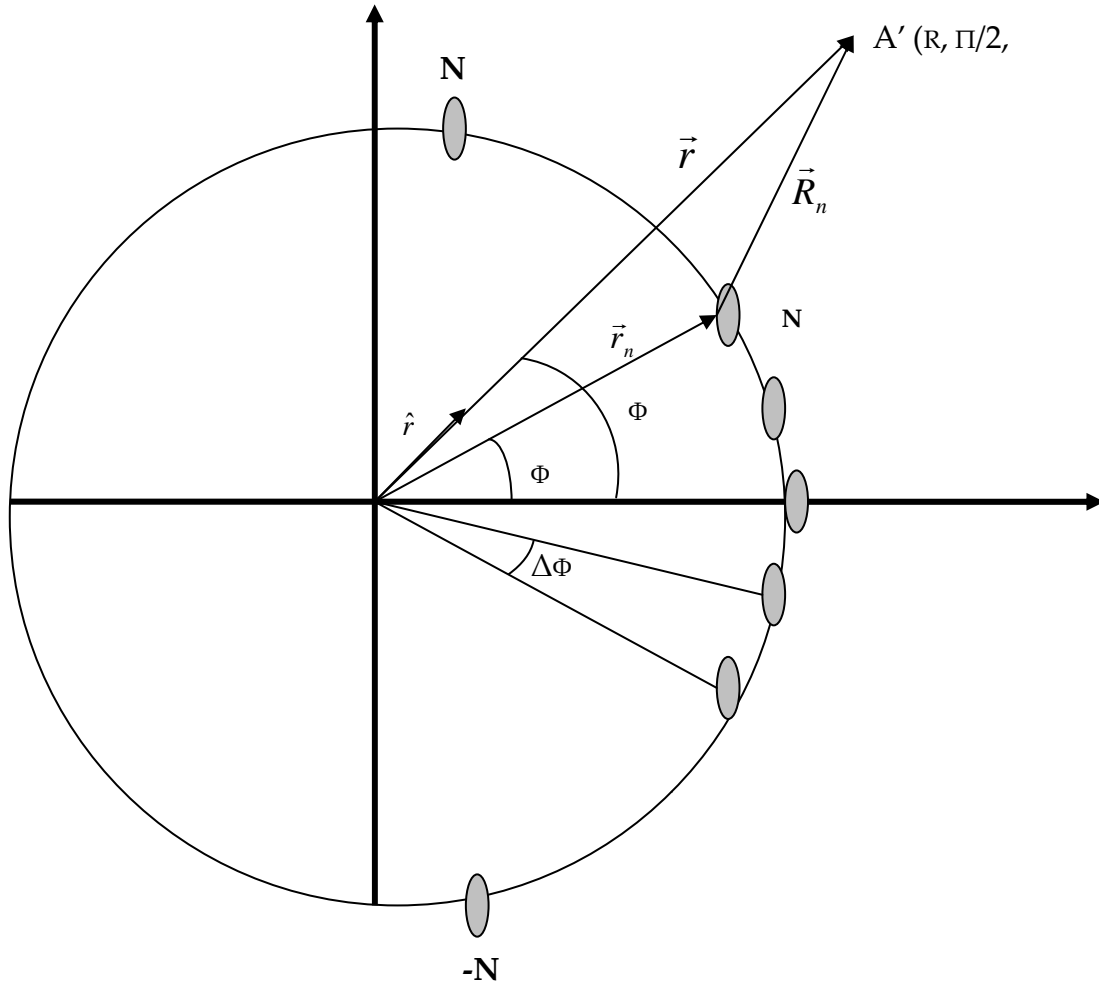


Σχήμα 4. Στοιχειοκεραία M στοιχείων σε κυκλική περιφέρεια

Όπου:

- \vec{r} : Διάνυσμα θέσης του σημείου παρατήρησης A στο μακρινό πεδίο.
- \vec{r}_n : Διάνυσμα θέσης του n – οστού στοιχείου.
- φ_n : Γωνία μεταξύ του διανύσματος θέσης \vec{r}_n , του n -οστού στοιχείου και του άξονα xx'
- \vec{R}_n : Διάνυσμα από το n -οστο στοιχείο ως το σημείο παρατήρησης A .

Τα M στοιχεία ακτινοβολίας της κεραίας, με $M=2N+1$ (περιττό πλήθος), τα οποία είναι τοποθετημένα πάνω στο τόξο της κυκλικής περιφέρειας, βρίσκονται στο επίπεδο XY . Ενδιαφέρει η ακτινοβολία σε αυτό το επίπεδο, στο τυχαίο σημείο παρατήρησης A' , το οποίο είναι η προβολή του A στο επίπεδο XY .



Σχήμα 5. XY - επίπεδο

$\Delta\Phi$ είναι η γωνιακή απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών στοιχείων, την οποία υποθέτουμε σταθερή.

Είναι φανερό ότι στην περίπτωση αυτή τα επιμέρους στοιχεία ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας, είναι τοποθετημένα πάνω σε μια μη-επίπεδη επιφάνεια, και κατά συνέπεια το καθένα «αντικρίζει» διαφορετική κατεύθυνση. Συνεπώς για την ανάλυση της περίπτωσης αυτής και για την έκφραση του ηλεκτρικού πεδίου σε τυχαία θέση του μακρινού πεδίου χρησιμοποιείται η έκφραση:

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \sum_{n=-N}^{n=N} \vec{f}_n(\hat{r}_0) \Big| \alpha_n \Big|^0 \exp(jk(\hat{r} \cdot \vec{r}_n - \hat{r}_0 \cdot \vec{r}_n)) \quad (1.31)$$

όπου η συνάρτηση του διανυσματικού διαγράμματος ακτινοβολίας του n-οστού στοιχείου $\vec{f}_n(\hat{r})$, συμπεριλαμβάνεται μέσα στο άθροισμα, καθώς είναι διαφορετική για κάθε στοιχείο αφού το καθένα αντικρίζει διαφορετική κατεύθυνση. Υπενθυμίζεται, από την γενικευμένη ανάλυση που παρουσιάστηκε σε παραπάνω παράγραφο, ότι \vec{r}_0 είναι η θέση εκείνη του μακρινού πεδίου όπου παρουσιάζεται μεγιστοποίηση της ακτινοβολίας και $\Big| \alpha_n \Big|^0 \exp(jk(-\hat{r}_0 \cdot \vec{r}_n))$

είναι η διέγερση του n-οστού στοιχείου ώστε να παρουσιάζεται μεγιστοποίηση της ακτινοβολίας στη θέση \vec{r}_0 του μακρινού πεδίου.

Για τα δεδομένα της συγκεκριμένης γεωμετρίας, τα διανύσματα που εμφανίζονται στην παραπάνω έκφραση (39) μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\hat{r} = \hat{x} \cos \phi \sin \theta + \hat{y} \sin \phi \sin \theta + \hat{z} \cos \theta \quad (1.32)$$

και με το δεδομένο ότι αναφερόμαστε στο επίπεδο xy ($\theta = \pi/2$) προκύπτει:

$$\hat{r} = \hat{x} \cos \phi + \hat{y} \sin \phi \quad (1.33)$$

Αντίστοιχα για τη θέση $\hat{r} = \hat{r}_0$ ($\theta = \pi/2, \phi = \phi_0$) θα ισχύει:

$$\hat{r}_0 = \hat{x} \cos \phi_0 + \hat{y} \sin \phi_0 \quad (1.34)$$

Επίσης:

$$\vec{r}_n = |\vec{r}_n| \hat{r}_n = a(\hat{x} \cos \phi_n + \hat{y} \sin \phi_n) \quad (1.35)$$

όπου a η ακτίνα της κυκλικής περιφέρειας.

Κάνοντας τις αντικαταστάσεις και λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι:

$$\phi_n = n\Delta\phi, \quad n = -10, -9, \dots, 0, 1, \dots, 9, 10 \quad (1.36)$$

προκύπτει για την έκφραση του ηλεκτρικού πεδίου:

$$\vec{E}(\vec{r}) = A \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \sum_{n=-N}^{n=N} f(\phi - n\Delta\phi) \cdot \left| \alpha_n \right|^0 \cdot \exp\left(j \frac{2\pi \cdot a}{\lambda} (\cos(\phi - n\Delta\phi) - \cos(\phi_0 - n\Delta\phi)) \right) \quad (1.37)$$

όπου αντικαταστάθηκε επίσης ο κυματαριθμός $k = \frac{2\pi}{\lambda}$. Η συνάρτηση του διανυσματικού διαγράμματος ακτινοβολίας του n-οστού στοιχείου $\vec{f}_n(\hat{r})$ γράφτηκε στη μορφή $f(\phi - n\Delta\phi)$, φανερό πως η ακτινοβολία του κάθε στοιχείου έχει σύστημα αναφοράς στραμμένο κατά γωνία $n\Delta\phi$ από το γενικό σύστημα αναφοράς της γεωμετρίας.

Η έκφραση για τη διέγερση του n-οστού στοιχείου ώστε να παρουσιάζεται μεγιστοποίηση της ακτινοβολίας στη θέση \vec{r}_0 του μακρινού πεδίου είναι πλέον:

$$\left| \alpha \right|^0 \exp\left(-j \frac{2\pi}{a} \cos(\phi_0 - n\Delta\phi) \right) \quad (1.38)$$

Το διάγραμμα ακτινοβολίας στην αυθαίρετη αυτή κατεύθυνση ($\pi/2, \phi$), του μακρινού πεδίου δίνεται από την έκφραση:

$$E_0(\pi/2, \phi) = A \sum_{n=-N}^{n=N} f(\phi - n\Delta\phi) \cdot \left| \alpha_n \right|^0 \cdot \exp\left(j \frac{2\pi \cdot a}{\lambda} (\cos(\phi - n\Delta\phi) - \cos(\phi_0 - n\Delta\phi)) \right) \quad (1.39)$$

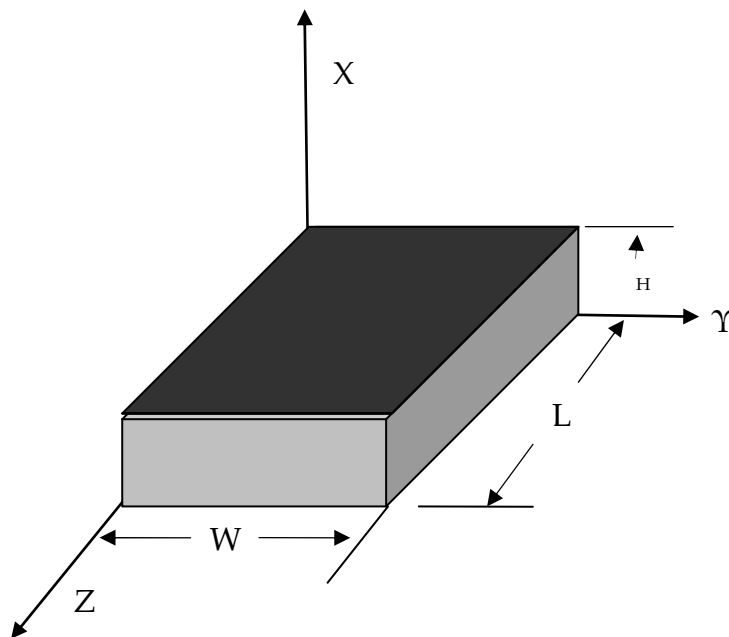
ενώ το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας στην αυθαίρετη αυτή κατεύθυνση του μακρινού πεδίου θα δίνεται από την έκφραση:

$$F_0(\vec{r}) = \frac{|E_0(\vec{r})|}{|E_0(\vec{r}_0)|} \quad (1.40)$$

1.3.2.2 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ

Στην μέχρι τώρα θεωρητική ανάλυση της κυκλικής στοιχειοκεραίας φασικής σύνθεσης δεν έχουμε λάβει υπόψη το είδος των στοιχείων που χρησιμοποιούμε ως ακτινοβολητές. Θεωρούμε μια τέτοια στοιχειοκεραία με $M=2N+1$ (περιττό πλήθος) στοιχείων. Τα στοιχεία είναι τοποθετημένα σε γωνιακή απόσταση $\Delta\phi$ μεταξύ τους, η οποία λειτουργεί στην συχνότητα των 10 GHz με μήκος κύματος $\lambda=3\text{cm}$.

Ως στοιχεία ακτινοβολίας, θεωρούμε ορθογωνικούς μικροταινιακούς ακτινοβολητές οι οποίοι είναι τυπωμένοι σε κατάλληλο διηλεκτρικό υπόστρωμα, πάνω στην επιφάνεια του κυλίνδρου. Οι μικροταινιακοί ακτινοβολητές παρουσιάζουν πολλά πλεονεκτήματα όπως μικρό βάρος και μέγεθος καθώς και την δυνατότητα να ακολουθούν πλήρως την γεωμετρία της επιφάνειας πάνω στην οποία τα τοποθετούμε, δημιουργώντας έτσι σύμμορφη (conformal) στοιχειοκεραία. Ειδικά οι ορθογωνικοί μικροταινιακοί ακτινοβολητές γνωρίζουν ευρεία χρήση και είναι ιδιαίτερα απλοί ως προς την ανάλυση. Πρόκειται για μια αγώγιμη ταινία διαστάσεων $L \cdot W$ πάνω σε υπόστρωμα με διηλεκτρική σταθερά ϵ_r και ύψος h , στηριζόμενο πάνω σε επίπεδο γης (ground plane), όπως φαίνεται και στο σχήμα.



Σχήμα 6. Επίπεδος Ορθογωνικός Μικροταινιακός Ακτινοβολητής

Το διάγραμμα ακτινοβολίας του στοιχείου που εξετάζουμε, στο επίπεδο XY και για δεδομένο προσανατολισμό αξόνων είναι:

$$f(\phi) = B \cdot \cos \phi \cdot \frac{\sin\left(\frac{kh \cdot \cos \phi}{2}\right)}{\frac{kh \cdot \cos \phi}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{kL \cdot \sin \phi}{2}\right)}{\frac{kL \cdot \sin \phi}{2}} \quad (1.41)$$

Οι μικροταινιακοί ακτινοβολητές δεν βρίσκονται όλοι στο ίδιο επίπεδο. Ο καθένας «κοιτάει» σε διαφορετική κατεύθυνση και η εξίσωση 1.41 ισχύει για το τοπικό σύστημα συντεταγμένων του καθενός, το οποίο είναι στραμμένο κατά $n\Delta\phi$ ως προς το γενικό. Έχουμε λοιπόν:

$$f(\phi - n\Delta\phi) = B \cdot \cos(\phi - n\Delta\phi) \cdot \frac{\sin\left(\frac{kh \cdot \cos(\phi - n\Delta\phi)}{2}\right)}{\frac{kh \cdot \cos(\phi - n\Delta\phi)}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{kL \cdot \sin(\phi - n\Delta\phi)}{2}\right)}{\frac{kL \cdot \sin(\phi - n\Delta\phi)}{2}} \quad (1.42)$$

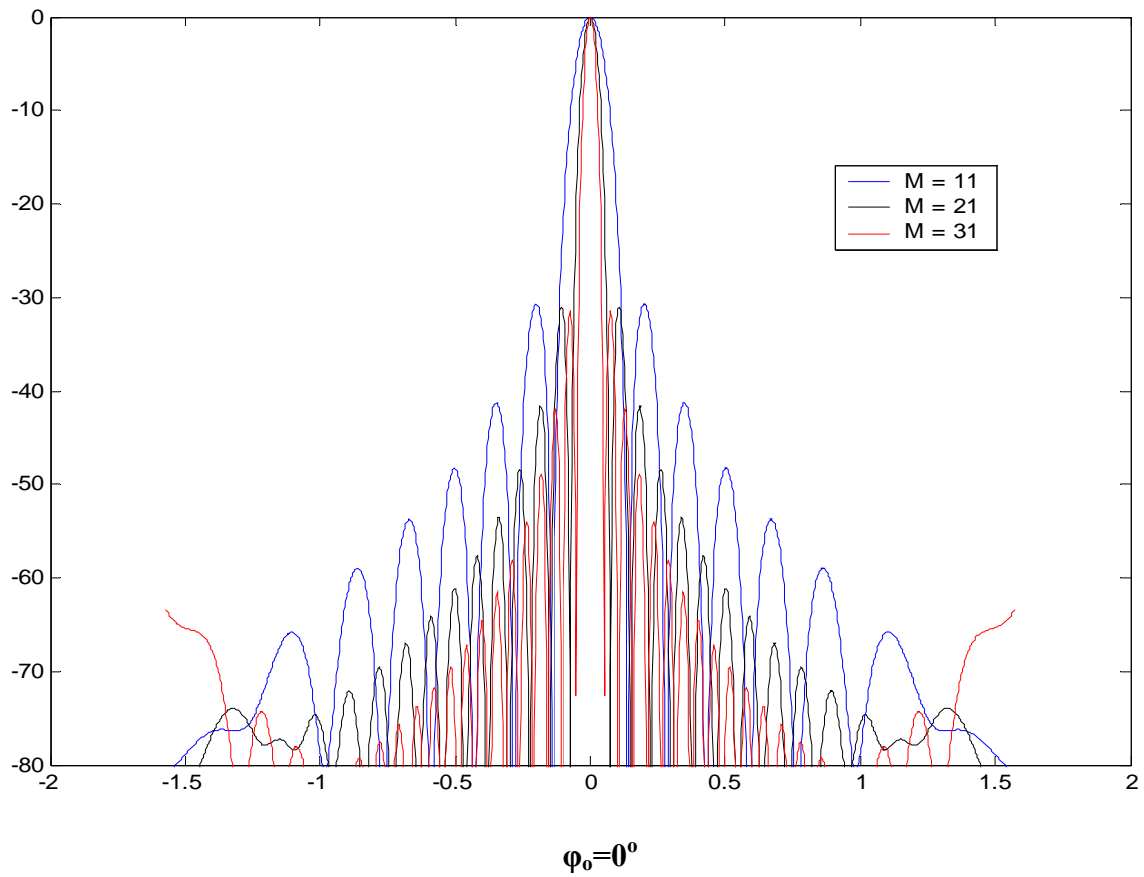
Θεωρώντας την περίπτωση όπου όλες οι διεγέρσεις των στοιχείων έχουν μοναδιαίο πλάτος και αγνοώντας το γεγονός ότι οι ακτινοβολητές υφίστανται μηχανική καμπύλωση κατά την τοποθέτησή τους στην επιφάνεια του κυλίνδρου καταλήγουμε στην εξής σχέση για το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας σε τυχαία γωνία ϕ :

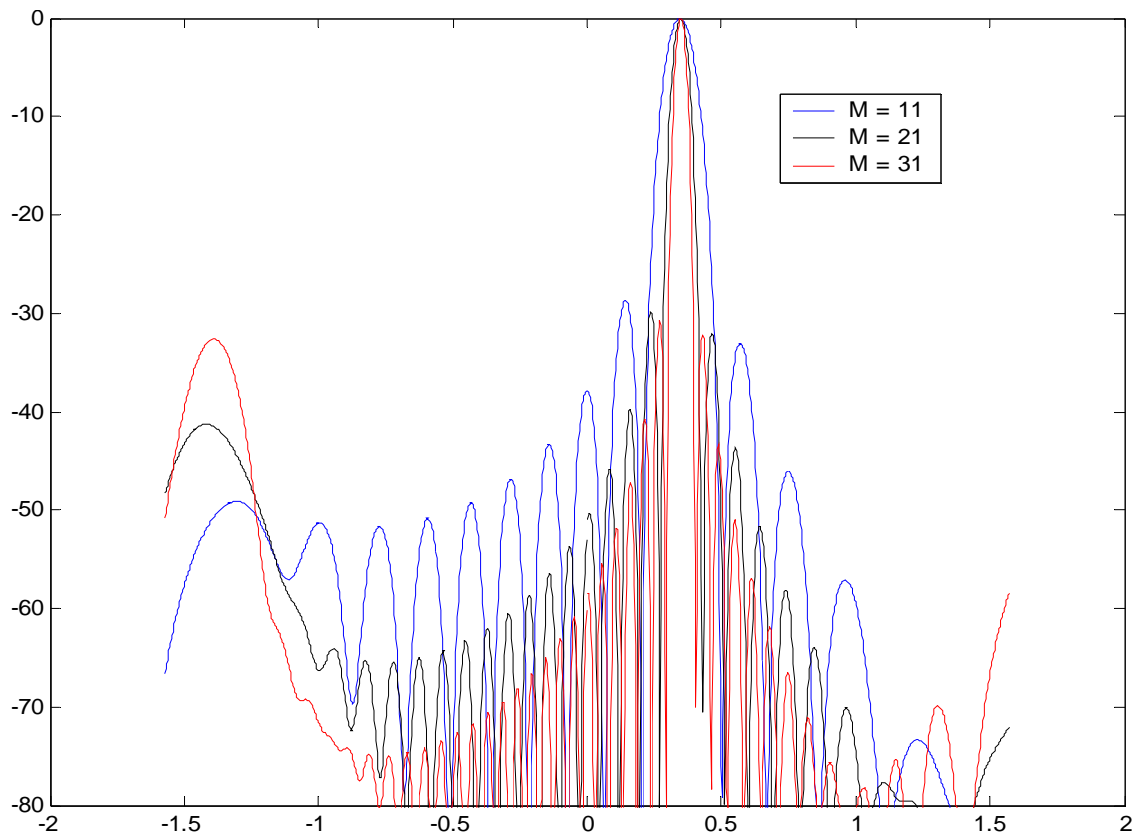
$$E_0(\pi/2, \phi) = A \sum_{n=-N}^{n=N} \cos(\phi - n\Delta\phi) \cdot \frac{\sin\left(\frac{kh \cdot \cos(\phi - n\Delta\phi)}{2}\right)}{\frac{kh \cdot \cos(\phi - n\Delta\phi)}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{kL \cdot \sin(\phi - n\Delta\phi)}{2}\right)}{\frac{kL \cdot \sin(\phi - n\Delta\phi)}{2}} \cdot \exp\left(j \frac{2\pi \cdot a}{\lambda} (\cos(\phi - n\Delta\phi) - \cos(\phi_0 - n\Delta\phi))\right) \quad (1.43)$$

Σε αυτή την περίπτωση, το κανονικοποιημένο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας μας, με γωνία μεγίστου την γωνία ϕ_0 είναι:

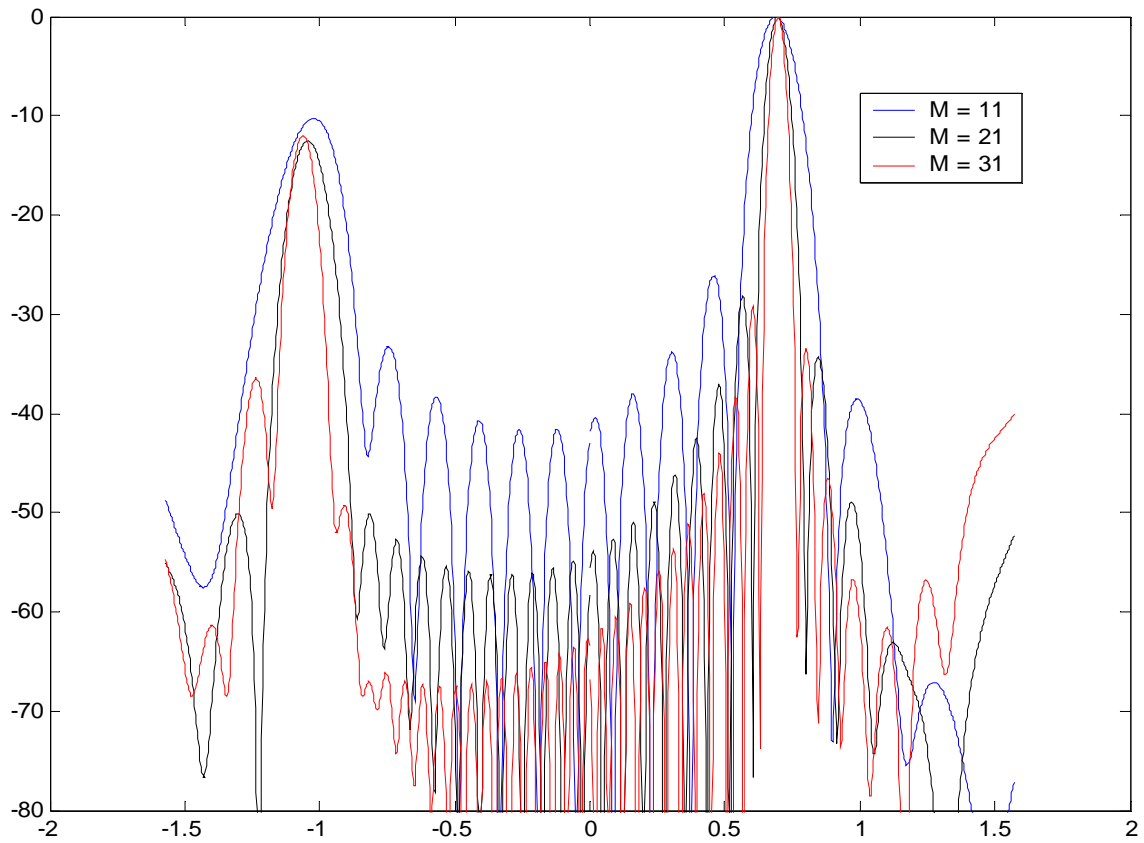
$$F_0(\phi) = \frac{|E_0(\phi)|}{|E_0(\phi_0)|} \quad (1.44)$$

Κάνοντας χρήση του μαθηματικού εργαλείου MATLAB, υλοποιούμε ενδεικτικά το διάγραμμα ακτινοβολίας, ζητώντας κάθε φορά μέγιστο λοβό σε διαφορετική γωνία, αλλά και για διαφορετικό αριθμό ακτινοβολητών.





$\varphi_0=20^\circ$



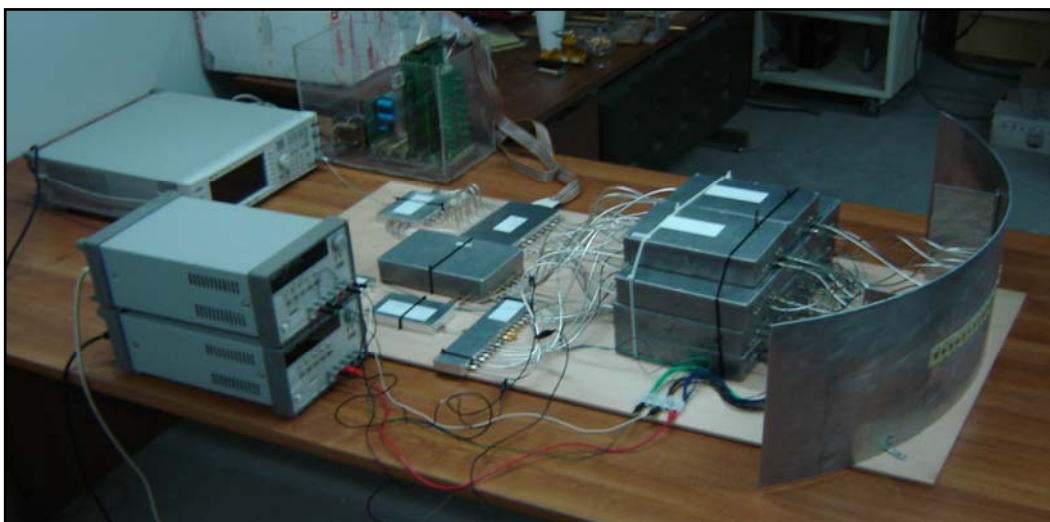
$\varphi_0=40^\circ$

Παρατηρούμε ότι όσο η γωνία μεγιστοποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας ϕ_0 αυξάνεται, εντείνεται το φαινόμενο εμφάνισης δευτερευόντων λοβών. Ειδικά στην περίπτωση $\phi_0=40^\circ$, ο λοβός βρίσκεται σε επίπεδο άνω των -30dB του κυρίου. Επίσης παρατηρούμε όπως ήταν αναμενόμενο ότι αύξηση του πλήθους των ακτινοβολητών συνεπάγεται και αύξηση την κατευθυντικότητα της κεραίας μας. Περαιτέρω ανάλυση, η οποία ξεφεύγει τα πλαίσια του συγκεκριμένου εγγράφου, μας δείχνει ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας, πέρα από τον αριθμό των ακτινοβολητών και την γωνία που υπάρχει απαίτηση για μέγιστο λοβό ακτινοβολίας, επηρεάζει σημαντικά και η απόσταση των στοιχείων στην περιφέρεια του κυλίνδρου (ανάλογα με το μήκος κύματος). Υπάρχουν περιπτώσεις όπου δεν έχουμε απλά εμφάνιση δευτερευόντων λοβών αλλά Grating Lobes, λοβοί ακτινοβολίας δηλαδή σε μη επιθυμητή κατεύθυνση με επίπεδα ισχύος ίσα ή και μεγαλύτερα από τον κύριο λοβό.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 -- ΣΥΣΤΗΜΑ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΑΣ ΦΑΣΙΚΗΣ ΣΥΝΘΕΣΗΣ ΚΥΛΙΝΔΡΙΚΗΣ ΓΕΩΜΕΤΡΙΑΣ ΣΤΑ 10 GHz.

2. 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

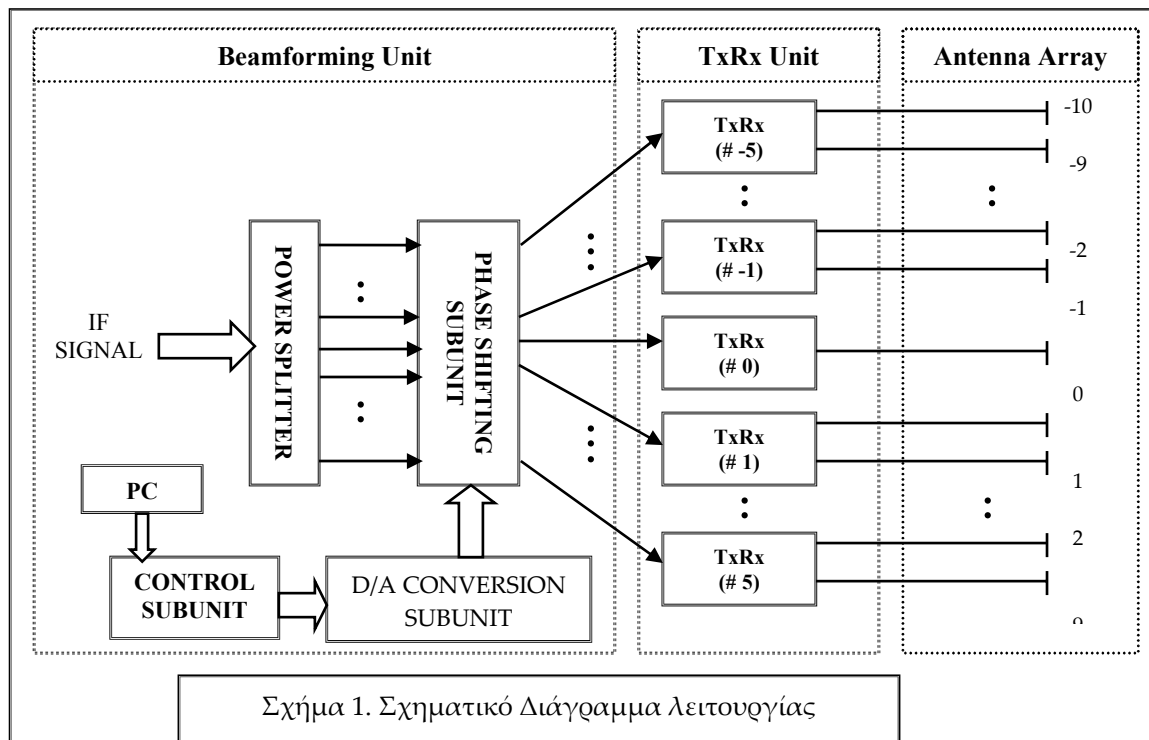
Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει παρουσίαση του συστήματος για το οποίο αναπτύχθηκε το λογισμικό στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής. Αυτό αποτελεί μια μονάδα ελέγχου και διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας, μέσω της ρύθμισης των φάσεων των ρευματικών συντελεστών των ακτινοβολητών, η οποία ενσωματώνεται σε σύστημα στοιχειοκεραίας κυλινδρικής γεωμετρίας στη συχνότητα των 10 GHz. Ο σχεδιασμός και η υλοποίηση της μονάδας πραγματοποιήθηκε στην ενδιάμεση μπάντα συχνοτήτων (IF frequency band), και συγκεκριμένα στα 140 MHz. Στην Εικόνα 1 που ακολουθεί, παρουσιάζεται το πλήρες σύστημα φασικής σύνθεσης κυλινδρικής γεωμετρίας όπως αυτό υλοποιήθηκε, ενώ στο Σχήμα 1 δίνεται το λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος.



Εικόνα 1, Σύστημα Στοιχειοκεραίας Φασικής Σύνθεσης Κυλινδρικής Γεωμετρίας

Όπως φαίνεται στο λειτουργικό διάγραμμα, το σύστημα μπορεί να οργανωθεί σε τρεις μονάδες, τη μονάδα ελέγχου και διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας (Beamforming Unit), τη μονάδα των πομποδεκτών (TxRx Unit) και την κεραία (Antenna Array).

Σύμφωνα με τη γενική ιδέα λειτουργίας, το σήμα εισέρχεται στο σύστημα στη συχνότητα των 140 MHz, και μέσω διαιρέτη ισχύος χωρίζεται σε 11 σήματα ενδιάμεσης μπάντας συχνοτήτων (IF) στα 140 MHz. Τα 11 αυτά σήματα, αφού υποβληθούν στη διαδικασία ρύθμισης φάσης, μέσω της μονάδας ελέγχου που υλοποιήθηκε, εισέρχονται στους 11 πομποδέκτες (-5, -4, ..., -1, 0, 1, ..., 4, 5) του συστήματος όπου υφίστανται διαδικασία ενίσχυσης και αναβίβασης συχνότητας, και τελικώς εκπέμπονται από την κυλινδρική στοιχειοκεραία των 21 ακτινοβολητών (-10, -9, ..., -1, 0, 1, ..., 9, 10), στην περιοχή των 10 GHz. Κάθε δύο διαδοχικοί ακτινοβολητές τροφοδοτούνται από έναν πομποδέκτη, εξαιρουμένου του κεντρικού ακτινοβολητή (#0), που αποτελεί τη φασική αναφορά του συστήματος, και που τροφοδοτείται από έναν πομποδέκτη (#0).



Η μονάδα ελέγχου και διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας υλοποιείται όπως αναφέρθηκε στην IF μπάντα συχνοτήτων. Η κατάλληλη φάση των ρευματικών συντελεστών που πρέπει να λάβουν στις εισόδους τους οι ακτινοβολητές επιλέγεται υπό την οδήγηση κατάλληλου προγράμματος λογισμικού, σε περιβάλλον υπολογιστή (PC). Οι προδιαγραφές του διαγράμματος ακτινοβολίας το οποίο επιθυμούμε να συνθέσουμε, κατεύθυνση Κύριου Λοβού (Main Lobe), μηδενισμών (Nulls), καθώς επίσης και τα επίπεδα των πλευρικών λοβών (Side Lobe Levels), χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των κατάλληλων φάσεων των ρευματικών συντελεστών σε κάθε ένα από τα 11 σήματα. Οι τιμές αυτές των φάσεων οδηγούνται σε ψηφιακή μορφή από τον υπολογιστή, μέσω υλοποίησης RS232 διεπαφής (RS232 interface), σε Υπομονάδα Ελέγχου (Control Subunit), όπου ενεργοποιούνται τα κατάλληλα ψηφιακά σήματα ελέγχου και συγχρονισμού. Οι τιμές των φάσεων στη συνέχεια οδηγούνται σε Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακών Σημάτων σε Αναλογικά (D to A Conversion Subunit), όπου, με την εφαρμογή των σημάτων ελέγχου και συγχρονισμού που ‘γεννήθηκαν’ μετατρέπονται σε αναλογικές τάσεις. Οι αναλογικές αυτές τάσεις ελέγχουν διατάξεις ολίσθησης φάσης (phase shifters) στην αντίστοιχη Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης (Phase Shifting Subunit) προσδίδοντας την κατάλληλη φάση στις διεγέρσεις των ακτινοβολητών.

Στις ενότητες που ακολουθούν, παρουσιάζονται συνοπτικά οι επιμέρους μονάδες του συστήματος, ξεκινώντας από την κεραία και τη μονάδα των πομποδεκτών. Η μονάδα Ελέγχου και Διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας θα παρουσιαστεί αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο σε συνδυασμό με το λογισμικό που αναπτύχθηκε.

2. 2. ΚΕΡΑΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

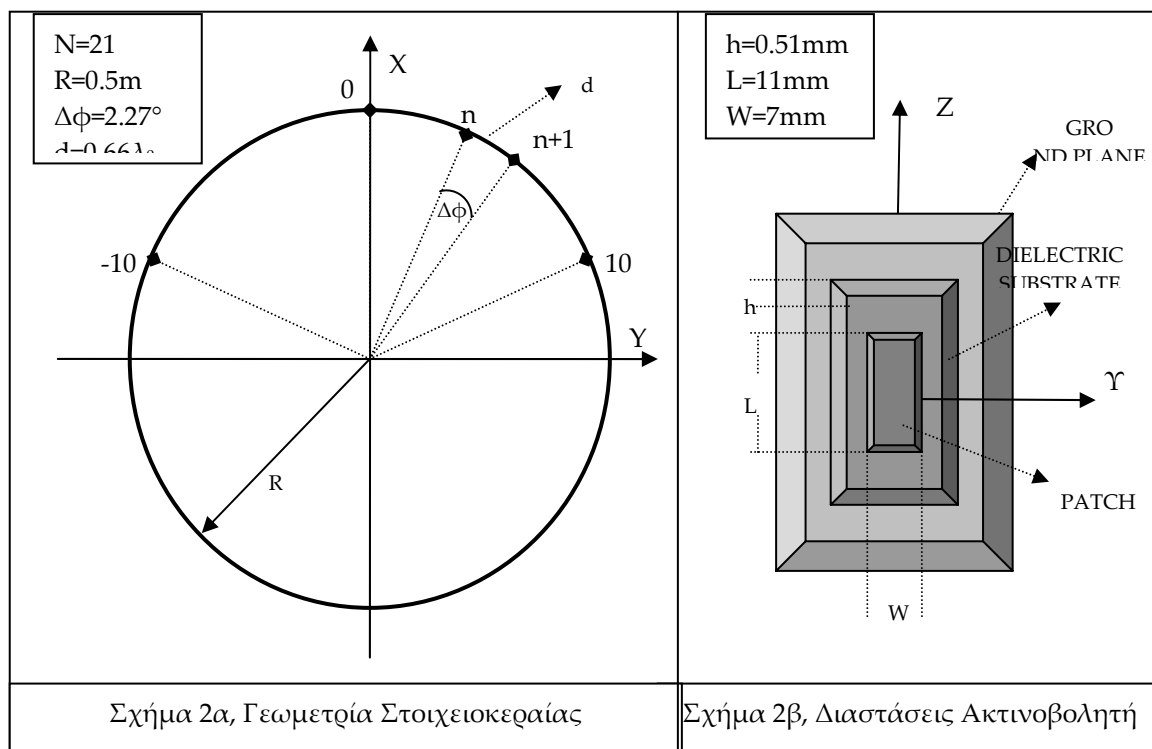
Η κεραία του υπό μελέτη συστήματος είναι σύμμορφη στοιχειοκεραία (conformal array), αποτελείται από 21 στοιχεία μικροταινίας (microstrip patch elements) και είναι τυπωμένη σε διηλεκτρικό υπόστρωμα Teflon RO4003, με ηλεκτρικά χαρακτηριστικά $\epsilon_r=3.38$, $\tan\delta=0.0018$ και πάχος $h=0.51\text{mm}$ [1]. Η διάταξη είναι τοποθετημένη σε κυλινδρική επιφάνεια αλουμινίου ακτίνας καμπύλωσης 0.5m, η οποία δίνει το σύμμορφο χαρακτήρα στο υπό μελέτη σύστημα. Οι εμπροσθεν και όπισθεν όψεις της εν λόγω στοιχειοκεραίας

δίνονται στην Εικόνα 2 που ακολουθεί. Κάθε στοιχείο μικροταινίας τροφοδοτείται μέσω ομοαξονικού ακροδέκτη (coaxial probe) το οποίο είναι τοποθετημένο σε διακριτή θέση, διαπερνά τον κύλινδρο αλουμινίου και το διηλεκτρικό υπόστρωμα, και καταλήγει στην επιφάνεια του ακτινοβολητή.



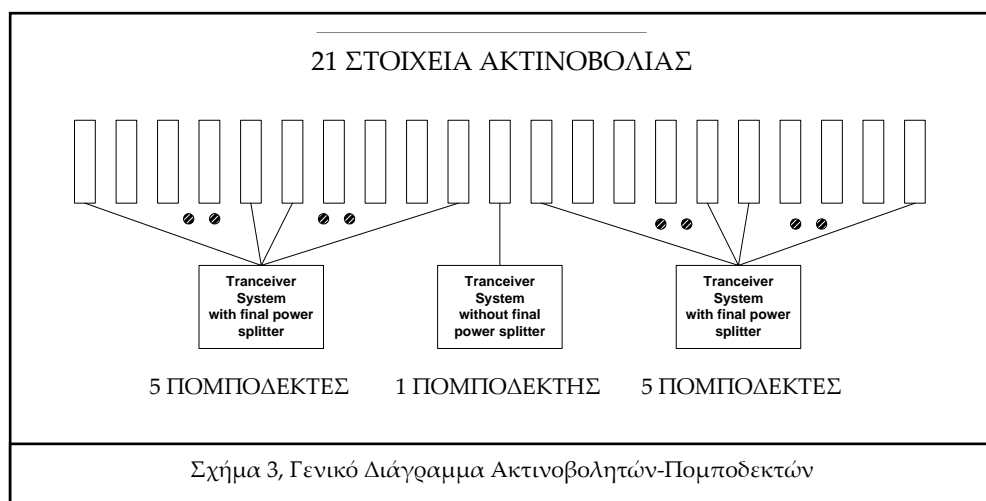
Τα 21 στοιχεία μικροταινίας (-10, -9, ..., -1, 0, 1, ..., 9, 10) είναι ορθογωνικού σχήματος με διαστάσεις 11x7mm. Η γωνιακή απόσταση μεταξύ των διαδοχικών ακτινοβολητών είναι 2.27°, ενώ η κέντρο με κέντρο μεταξύ τους απόσταση είναι 0.66λ0, όπου λ0 είναι το μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας των 10 GHz. Καθώς τα στοιχεία ακτινοβολίας τοποθετούνται στην κυλινδρική επιφάνεια η επιφάνειά τους υφίσταται μικρή καμπύλωση της τάξεως των 0.8°, ακολουθώντας έτσι την κοίλη επιφάνεια του κυλίνδρου. Στα σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζεται η γεωμετρία της κάθετης τομής της κυλινδρικής στοιχειοκεραίας καθώς και οι διαστάσεις του μικροταινιακού ορθογωνικού ακτινοβολητή.

Να σημειωθεί τέλος ότι η κεραία του συστήματος, σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε στα πλαίσια του προγράμματος THALES JP1.03-WEAG [2]



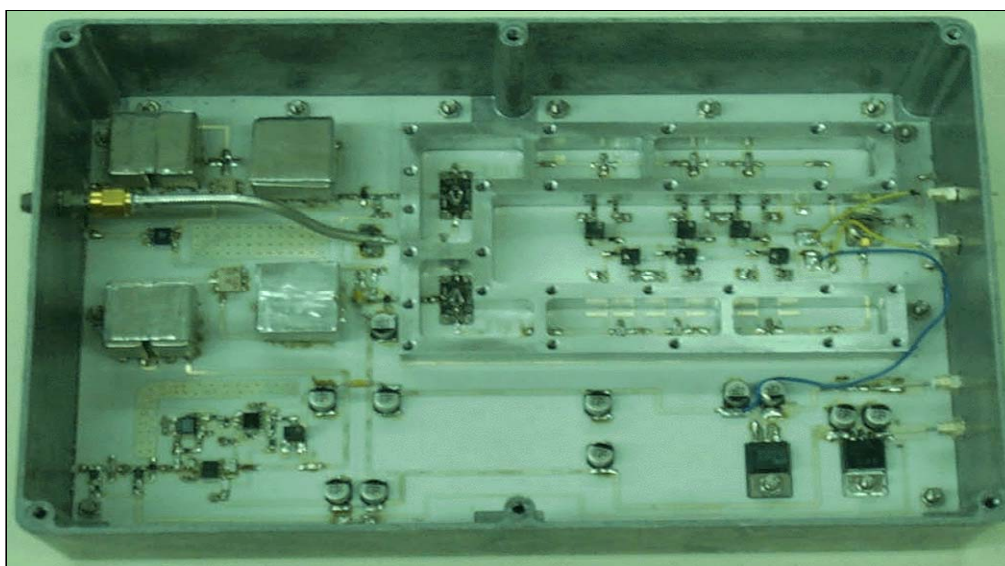
2. 3. ΜΟΝΑΔΑ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΩΝ

Τα 20+1 στοιχεία της κεραίας είναι απ' ευθείας συνδεδεμένα με 10+1 μονάδες πομποδεκτών (transceiver units). Το κεντρικό στοιχείο (στοιχείο #0), που αποτελεί και το στοιχείο αναφοράς του συστήματος, οδηγείται απ' ευθείας από το κεντρικό πομποδέκτη (πομποδέκτης #0), ενώ κάθε ζεύγος διαδοχικών στοιχείων – πλην βέβαια του κεντρικού – οδηγείται από έναν πομποδέκτη με τη χρήση ενός 2:1 διαιρέτη ισχύος (power divider). Η γενική ιδέα παρουσιάζεται στο Σχήμα 3 που ακολουθεί. Η ίδια αρχιτεκτονική χρησιμοποιείται και κατά τη λειτουργία λήψης με τη χρήση ενός κυκλοφορητή (circulator) στην έξοδο κάθε πομποδέκτη.



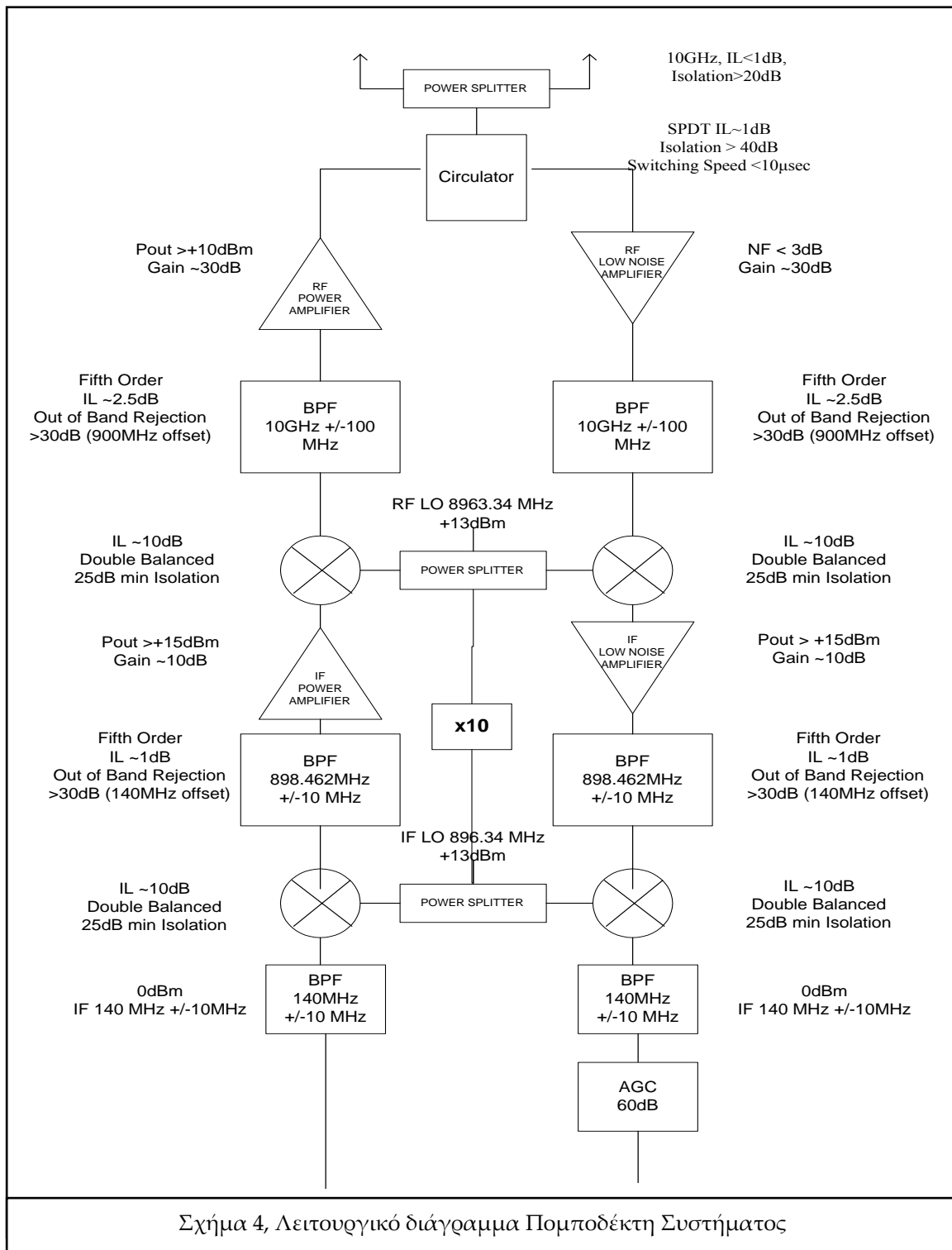
2. 3. 1. ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΕΣ

Το σύστημα του κάθε ενός εκ των 11 συστημάτων RF half-duplex πομποδεκτών διαστάσεων 22 x 14 x 5 cm³ υλοποιήθηκε σε μικροταινιακή MIC τεχνολογία, στην X-band. Το υλικό εκτύπωσης είναι το RO4003 της εταιρείας ROGERS. Στην Εικόνα 3 που ακολουθεί παρουσιάζεται ένας εκ των 11 πομποδεκτών όπως αυτός υλοποιήθηκε.



Εικόνα 3, Υλοποίηση Πομποδέκτη

Η λειτουργία του συστήματος όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4 που ακολουθεί, έχει ως εξής:



Το σήμα εισόδου των 140 MHz διοχετεύεται στη RF αλυσίδα του πομποδέκτη με ισχύ περίπου 1mW. Αφού υποστεί φιλτράρισμα, για απόρριψη ανεπιθύμητων σημάτων, στη συνέχεια αναβιβάζεται στη ζώνη του 1 GHz, μέσω της Υπομονάδας Αναβίβασης/Υποβίβασης Συχνότητας στα 900 MHz. Στη συνέχεια υπόκειται ξανά σε φιλτράρισμα των

ανεπιθύμητων φασματικών παραγώγων και ενισχύεται. Τέλος αναβιβάζεται στην τελική συχνότητα εκπομπής των 10 GHz, μέσω της Υπομονάδας Αναβίβασης/ Υποβίβασης Συχνότητας στα 9 GHz, όπου και πάλι φιλτράρεται και ενισχύεται με τον τελικό μικροκυματικό ενισχυτή. Το σήμα αυτό με τη βοήθεια ενός κυκλοφορητή διοχετεύεται στο διαιρέτη ισχύος ο οποίος στη συνέχεια το διοχετεύει σε δύο διαδοχικούς ακτινοβολητές της στοιχειοκεραίας για εκπομπή. Ο κυκλοφορητής παρέχει την απαραίτητη απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη, αλλά και κατάλληλους τερματισμούς στον ενισχυτή ισχύος στον πομπό και στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου στο δέκτη.

Όσον αφορά το δέκτη, το σήμα διοχετεύεται στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και ενισχύεται σε κατάλληλο επίπεδο, κατόπιν φιλτράρεται για να απορριφθούν τυχούσες ανεπιθύμητες συχνότητες και στη συνέχεια υποβιβάζεται στη συχνότητα του 1 GHz, μέσω της α Υπομονάδας Αναβίβασης/ Υποβίβασης Συχνότητας στα 9 GHz,. Εκεί φιλτράρεται και ενισχύεται σε κατάλληλα επίπεδα και υποβιβάζεται ξανά στα 140 MHz, μέσω της Υπομονάδας Αναβίβασης/ Υποβίβασης Συχνότητας στα 900 MHz.

Όλες οι μετατροπές συχνότητας γίνονται με μίκτες διπλά ισορροπημένους έτσι ώστε να μειωθούν οι απαιτήσεις σχεδίασης των ζωνοδιαβατών φίλτρων. Ιδιαίτερη μνεία δόθηκε για την ηλεκτρομαγνητική θωράκιση του κάθε RF συστήματος πομποδέκτη.

Για καλύτερη δε θωράκιση μεταξύ πομπού και δέκτη και τη στιγμή που το σύστημα λειτουργεί σε half-duplex, ενεργοποιείται με τον αυτό ρυθμό και η τροφοδοσία πομπού και δέκτη. Έτσι επιτυγχάνεται απομόνωση της τάξης των 100dB η οποία κρίνεται αρκετή για την επίτευξη της μέγιστης ευαισθησίας των -80dBm του δέκτη.

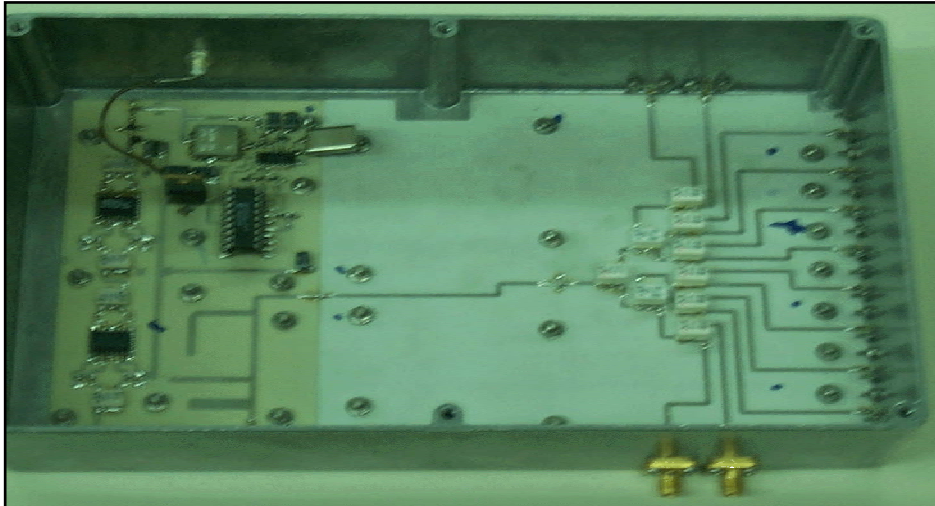
Τόσο ο ενισχυτής ισχύος όσο και ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου βασίστηκαν στο ίδιο σχέδιο τη στιγμή που οι απαιτήσεις ισχύος εκπομπής δεν ήταν πολύ μεγάλες (περίπου $+11\text{dBm}$).

Τα μικροκυματικά ζωνοπερατά φίλτρα του πομπού και δέκτη λειτουργούν στην ίδια συχνότητα εφόσον το σύστημα είναι half-duplex και είναι 5ης τάξης hairpin. Η απόρριψη στη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή τόσο στη διαδικασία της τελικής αναβίβασης της συχνότητας στον πομπό, όσο και στην διαδικασία υποβίβασης αυτής στο δέκτη είναι τουλάχιστον 35dB. Η απόρριψη αυτή κρίνεται ικανοποιητική για τις απαιτήσεις του συστήματος.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι δύο Υπομονάδες Αναβίβασης/ Υποβίβασης Συχνότητας, στα 900 MHz και στα 9 GHz αντίστοιχα.

2. 3. 2. ΥΠΟΜΟΝΑΔΑ ΑΝΑΒΙΒΑΣΗΣ/ ΥΠΟΒΙΒΑΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΣΤΑ 900 MHz

Ο τοπικός ταλαντωτής των 900 MHz (896.34 MHz ακριβώς) είναι κλειδωμένος σε φάση και ο θόρυβος φάσης που επιτεύχθηκε είναι της τάξης των $-95\text{dBc}/100\text{KHz}$ offset. Ο θόρυβος φάσης είναι ένα αρκετά κρίσιμο μέγεθος στο σχεδιασμό του συστήματος διότι επηρεάζει τη συνάφεια και την ακρίβεια της φάσης κατά την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας. Ο τοπικός ταλαντωτής υποδιαιρείται σε 12 εξόδους με τη βοήθεια διαιρετών ισχύος και ενισχύεται σε $+13\text{dBm}$ σε κάθε έξοδο για να οδηγήσει καθεμία από τις 11 βαθμίδες της πρώτης αναβίβασης συχνότητας στο 1GHz. Η δωδέκατη έξοδος τερματίζεται. Στην Εικόνα που ακολουθεί παρουσιάζεται το σύστημα του τοπικού ταλαντωτή των 900 MHz καθώς και οι 12 εξοδοί του.

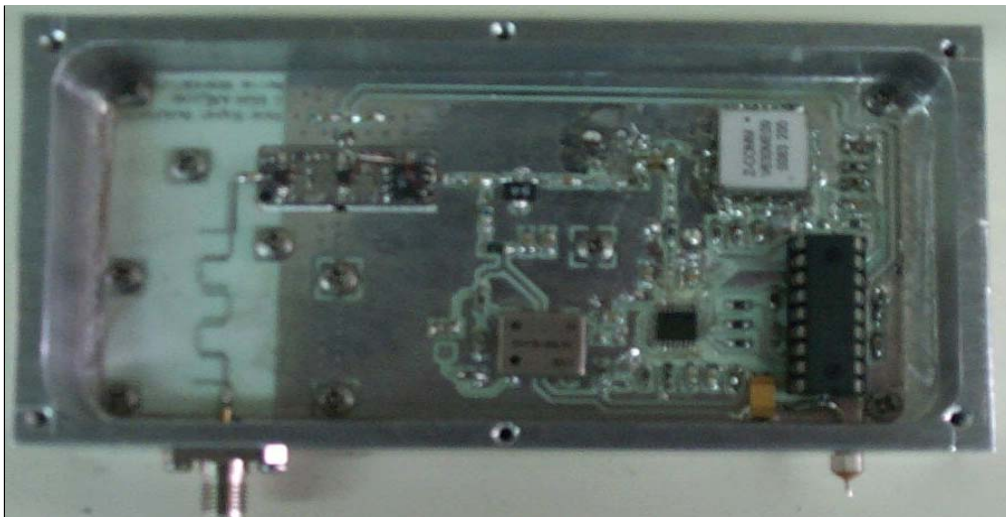


Εικόνα 4, Υπομονάδα Αναβίβασης/ Υποβίβασης Συχνότητας στα 900 MHz.

2. 3. 3. ΥΠΟΜΟΝΑΔΑ ΑΝΑΒΙΒΑΣΗΣ/ ΥΠΟΒΙΒΑΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΣΤΑ 9 GHz

Η διάταξη για την τελική αναβίβαση του σήματος στην περιοχή των 10 GHz όσον αφορά τον πομπό και αντίστοιχα την πρώτη υποβίβαση στο 1 GHz όσον αφορά το δέκτη, υλοποιείται σε τρία στάδια.

Αρχικά υλοποιήθηκε τοπικός ταλαντωτής στα 9 GHz (8963.4 MHz ακριβώς), κλειδωμένος σε φάση και με θόρυβο φάσης $-100\text{dBc}/100\text{KHz}$ offset, ο οποίος δίνεται στην Εικόνα 5 που ακολουθεί.



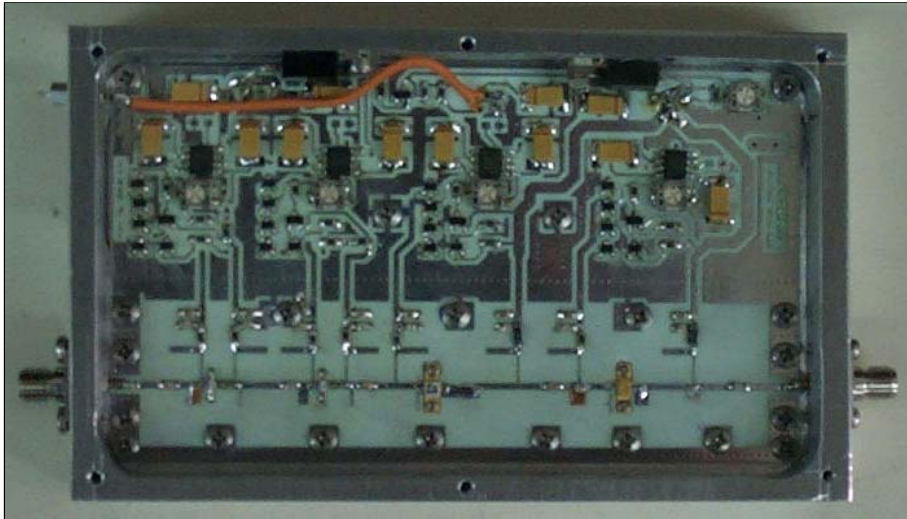
Εικόνα 5, Τοπικός Ταλαντωτής στα 9 GHz

Το σήμα, μετά τον τοπικό ταλαντωτή, οδηγείται σε ενισχυτή ισχύος εξόδου 1 watt. Το κέρδος του είναι 40.92 dB στα 9 GHz, το οποίο παραμένει πάνω από τη στάθμη των -3 dB της τιμής αυτής στην περιοχή $8.435 \leftrightarrow 9.27$ GHz. Παρουσιάζει λοιπόν ένα εύρος 835 MHz. Οι συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου μετρήθηκαν αντίστοιχα για τη συχνότητα των 9 GHz:

$S_{11} = -12.5$ dB. Η παράμετρος παραμένει κάτω από τη στάθμη των -10 dB στο εύρος: $8.456 \text{ GHz} \leftrightarrow 9.065 \text{ GHz}$.

$S_{22} = -16 \text{ dB}$. Η παράμετρος παραμένει κάτω από τη στάθμη των -10 dB στο εύρος: $8.6 \text{ GHz} \leftrightarrow 9.24 \text{ GHz}$.

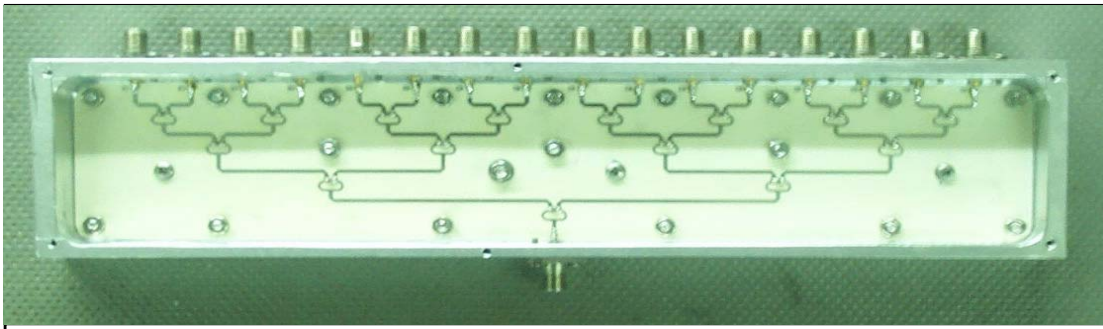
Στην Εικόνα 6 που ακολουθεί, παρουσιάζεται η υλοποίηση του ενισχυτή ισχύος.



Εικόνα 6, Ενισχυτής Ισχύος 1 Watt – Χ μπάντα συχνοτήτων

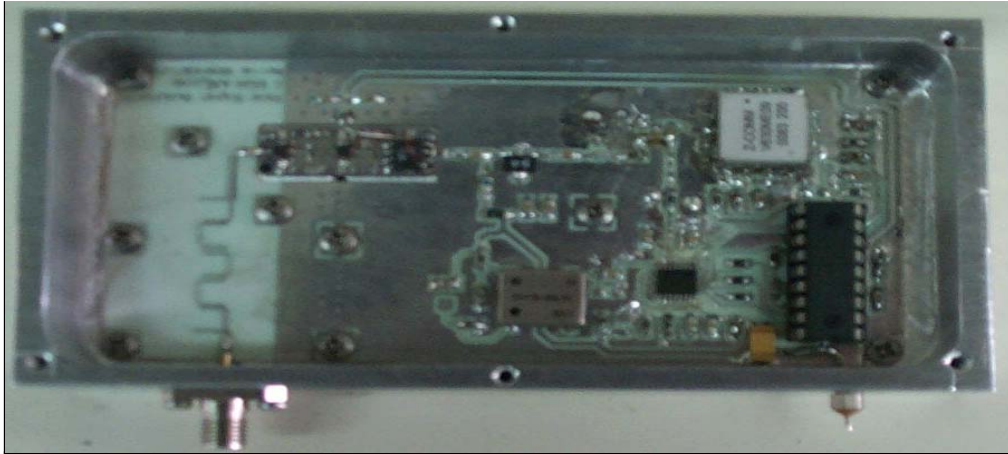
Το ενισχυμένο σήμα οδηγείται τέλος σε διαιρέτη ισχύος 16 εξόδων με επίπεδα ισχύος $+13 \text{ dBm}$ σε κάθε μία για να οδηγηθούν οι 11 βαθμίδες της αναβίβασης/ υποβίβασης συχνότητας. Οι 5 εξόδοι που περισσεύουν τερματίζονται.

Στην Εικόνα 7 που ακολουθεί παρουσιάζεται ο διαιρέτης ισχύος όπως υλοποιήθηκε.



Εικόνα 7, Διαιρέτης Ισχύος 16 εξόδων – Χ μπάντα συχνοτήτων

Τέλος, στην Εικόνα 8 που ακολουθεί, παρουσιάζεται η πλήρης υπομονάδα, με την αλληλουχία των τριών τμημάτων που παρουσιάστηκαν παραπάνω.



Εικόνα 8, Υπομονάδα Αναβίβασης/ Υποβίβασης Συχνότητας στα 9 GHz.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 -- ΜΟΝΑΔΑ ΕΛΕΓΧΟΥ & ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ

3. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στόχος της σχεδίασης και κατασκευής της συγκεκριμένης μονάδας είναι ο έλεγχος και η διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας του συστήματος. Συγκεκριμένα, ο χειριστής επιλέγει μέσα από έναν προσωπικό υπολογιστή, στο κατάλληλο περιβάλλον, την επιθυμητή κατεύθυνση Κύριου Λοβού (Main Lobe) ακτινοβολίας, και θέσεις Μηδενισμών (Nulls), ενώ έχει και τη δυνατότητα να επιλέξει τον τρόπο λειτουργίας του συστήματος. Οι προδιαγραφές αυτές χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των φάσεων των ρευματικών συντελεστών των ακτινοβολητών. Οι τιμές αυτές των φάσεων μεταφέρονται μέσω κατάλληλης διεπαφής (Interface) σε Υπομονάδα Ελέγχου, όπου ενεργοποιούνται τα κατάλληλα ψηφιακά σήματα ελέγχου και συγχρονισμού. Η ψηφιακή πληροφορία στη συνέχεια οδηγείται στην Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική όπου μετατρέπεται σε αναλογική τάση, η οποία με τη σειρά της ελέγχει πλέον διατάξεις phase shifters στην Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης, όπου τελικώς παρέχονται οι απαιτούμενες φάσεις των ρευματικών συντελεστών των σημάτων που οδηγούνται στη στοιχειοκεραία. Η Μονάδα Ελέγχου και Διαμόρφωσης Διαγράμματος Ακτινοβολίας, συγκροτείται από τις παρακάτω λειτουργικές ή βοηθητικές Διατάξεις και Υπομονάδες:

Περιβάλλον Χειριστή Συστήματος.

RS232 Σειριακή Διεπαφή.

Υπομονάδα Ελέγχου.

Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική.

Υπομονάδα Φασικής Ολίσθησης.

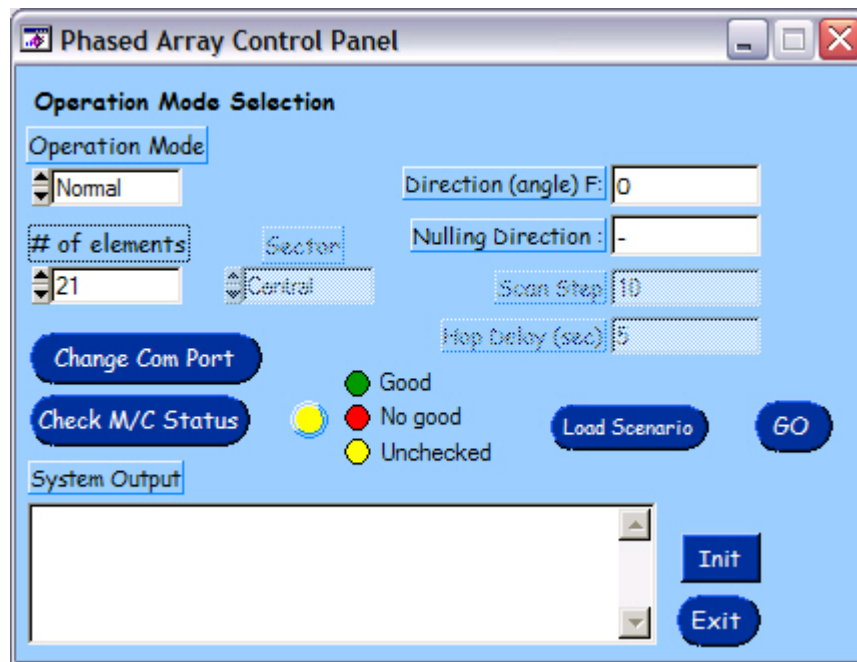
Τροφοδοτικό Υπομονάδων.

Motherboard Ροής Δεδομένων.

Στις ενότητες που ακολουθούν, πραγματοποιείται η ανάλυση της μονάδας, ακολουθώντας την παραπάνω συγκρότηση, μέσα στο πλαίσιο της γενικής λειτουργίας του συνολικού συστήματος.

3.1 ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΧΕΙΡΙΣΤΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Το περιβάλλον που αναπτύχθηκε στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής, παρέχει στο χειριστή του συστήματος τη δυνατότητα να καθορίσει αφ' ενός μεν τον τρόπο λειτουργίας του συστήματος, αφ' ετέρου δε βασικά χαρακτηριστικά του διαγράμματος ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας. Στην εικόνα που ακολουθεί παρουσιάζεται το βασικό παράθυρο του λογισμικού:

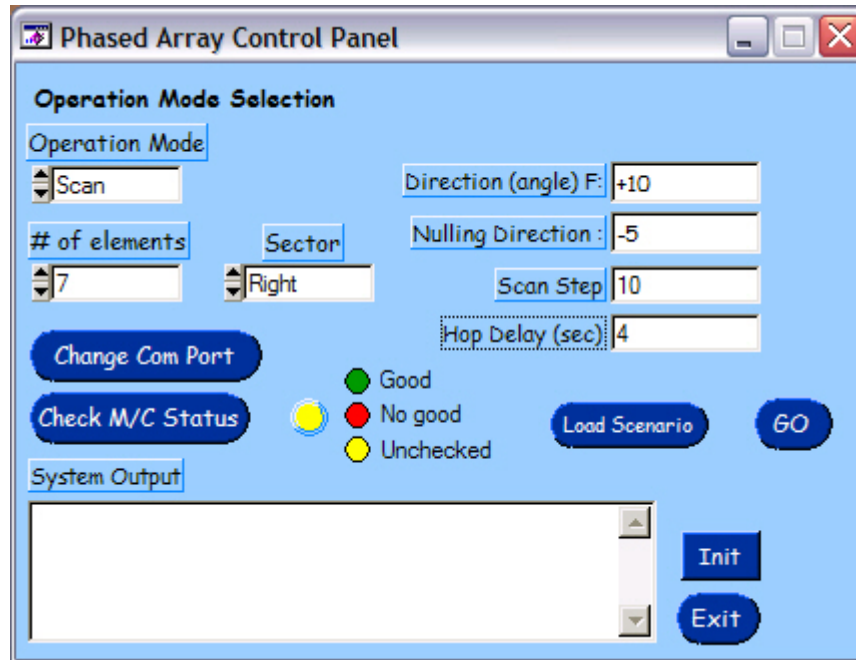


Εικ 1 Κύριο παράθυρο λογισμικού ελέγχου.

Στο βασικό παράθυρο του περιβάλλοντος δίνεται στο χρήστη δυνατότητα να ελέγξει όλες τις παραμέτρους λειτουργίας του συστήματος διαμόρφωσης δέσμης. Αρχικά στο πεδίο Operation Mode ο χρήστης επιλέγει είτε **Normal mode**- δηλαδή στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας σε μια συγκεκριμένη γωνία, είτε **Scan Mode**-. Σε αυτή την περίπτωση το διάγραμμα ακτινοβολίας στρέφεται σε όλο το εύρος από -40° έως $+40^{\circ}$ με βήμα τόσες μοίρες όσες ορίζονται στο πεδίο **Scan Step**-. Τα πεδία **Scan step** και **Hop Delay (sec)** ενεργοποιούνται μόνο σε περίπτωση που ο χρήστης έχει επιλέξει scan mode. Το πρώτο καθορίζει το βήμα στροφής της δέσμης σε μοίρες (δυνατές τιμές 5 ή 10°) ενώ το δεύτερο καθορίζει πόσο χρόνο θα μείνει η δέσμη σε μία συγκεκριμένη γωνία πριν να στραφεί στην επόμενη θέση της.

Επόμενο και βασικότερο πεδίο στο περιβάλλον του χρήστη είναι το πεδίο Direction (angle) F. Εδώ ο χρήστης ορίζει την γωνία στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας σε μοίρες, είτε θετική (δεξιά) είτε αρνητική (αριστερά). Το δεξιά και το αριστερά αποτελούν συμβατικές κατευθύνσεις σε σχέση με την κατεύθυνση που «βλέπει» το κεντρικό στοιχείο της κεραίας το οποίο αποτελεί και την αναφορά. Στο πεδίο Nulling Direction, ορίζεται η γωνία στην οποία ζητείται μηδενισμός του διαγράμματος ακτινοβολίας ώστε να καταπιέσουμε τυχόν παρεμβολές στο σύστημά μας. Το πεδίο αυτό δεν είναι υποχρεωτικό για την λειτουργία του συστήματός μας και σε περίπτωση που ο χρήστης δεν επιθυμεί μηδενισμό η τιμή του πεδίου πρέπει να είναι ίση με '-'.
 Ακριβώς από κάτω από την επιλογή του mode λειτουργίας του συστήματος είναι η επιλογή για τον αριθμό στοιχείων ακτινοβολίας του συστήματος που θα ενεργοποιηθούν. Το σύστημα δύναται να λειτουργήσει είτε και με τους 21 ακτινοβολητές ενεργοποιημένους είτε μόνο με 7 χωρισμένους σε 3 τομείς, ένα κεντρικό και 2 εκατέρωθεν αυτού. Στην περίπτωση αυτή «δημιουργούμε» ουσιαστικά 3 στοιχειοκεραίες με λιγότερα στοιχεία ακτινοβολίας, η κάθε μία εκ των οποίων είναι στραμμένη σε διαφορετική κατεύθυνση. Η θεωρητική ανάλυση της κεραίας του συστήματος έχει δείξει ότι σε ορισμένες περιπτώσεις, 7 στοιχεία ακτινοβολίας παράγουν καλύτερο διάγραμμα ακτινοβολίας από 21, καθώς μειώνονται οι παρεμβολές από στοιχεία τα οποία λόγω προσανατολισμού δεν δύνανται να συμβάλουν θετικά στην διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Σε περίπτωση που

επιλεχτεί η λειτουργία με 7 στοιχεία, ενεργοποιείται και το πεδίο **Sector**. Οι επιλογές του πεδίου είναι Central, Left και Right, αναφερόμενοι πάντα σε ποια από τα 7 στοιχεία της κεραίας θα εκπέμψουν. Η εικόνα που ακολουθεί παρουσιάζει το περιβάλλον χρήστη με όλα τα δυνατά πεδία ενεργοποιημένα:



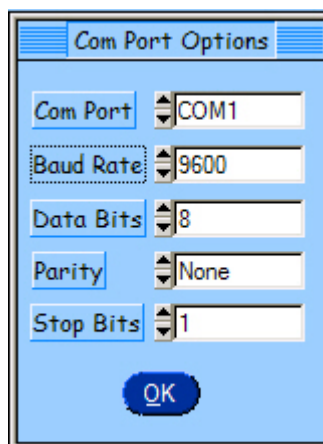
Εικ. 2 Κύριο παράθυρο χρήστη με όλα τα δυνατά πεδία ενεργοποιημένα

Αφού ο χρήστης ορίσει πλήρως την κατάσταση του συστήματος που επιθυμεί πατάει στο κουμπί **-Load Scenario-**. Η διαμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας του υπό εξέταση συστήματος ορίζεται πλήρως σε κάθε περίπτωση από τη διαφορά φάσης στην τροφοδοσία κάθε στοιχείου σε σχέση με το κεντρικό. Η πληροφορία αυτή είναι προ-υπολογισμένη για κάθε περίπτωση και αποθηκευμένη στην μνήμη του υπολογιστή με την μορφή ενός αρχείου τύπου .txt. Ο τρόπος που αυτή κωδικοποιείται μέσα στο αρχείο θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα όταν θα παρουσιαστεί η μονάδα ελέγχου του διαγράμματος ακτινοβολίας. Πατώντας ο χρήστης το Load Scenario το πρόγραμμα ανασύρει από την μνήμη του υπολογιστή το ανάλογο κατά περίπτωση αρχείο και προετοιμάζει τα δεδομένα για αποστολή προς το σύστημα ελέγχου διαγράμματος ακτινοβολίας. Η αποστολή γίνεται μέσω RS232 interface και με πρωτόκολλο επικοινωνίας που αναπτύχθηκε ειδικά για αυτόν το σκοπό. Τα δεδομένα αποστέλλονται όταν ο χρήστης πατήσει το κουμπί **GO**.

Το λογισμικό ελέγχου περιέχει και άλλη μια σημαντική επιλογή για την σωστή λειτουργία του συστήματος. Σε κάθε σύστημα φασικής σύνθεσης, η στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας γίνεται ελέγχοντας την διαφορά φάσης τροφοδοσίας ανάμεσα στα στοιχεία της κεραίας (ενίοτε και το πλάτος). Για να γίνει αυτό το σύστημα μας πρέπει να έχει μια κατάσταση «ηρεμίας», όπου από την είσοδο μέχρι την έξοδο του συστήματος όλα τα στοιχεία τροφοδοτούνται συμφασικά. Στην περίπτωση που εξετάζουμε, εφόσον χρησιμοποιούμε μία κοινή τροφοδοσία η οποία χωρίζεται στα στοιχεία (αφού έχει ρυθμιστεί η φάση για κάθε στοιχείο), αυτό σημαίνει ότι πρέπει κάθε μονοπάτι στο σύστημα να παρουσιάζει το ίδιο ηλεκτρικό μήκος. Εκ'κατασκευής των στοιχείων που χρησιμοποιούμε αυτό είναι αδύνατο αν δεν ρυθμίσουμε τους στροφείς φάσεις αρχικά ώστε να το πετύχουμε. Οι αρχικές τιμές τάσεις που φέρνουν το σύστημα στην κατάσταση αυτή, ουσιαστικά το calibration διάλυμα του συστήματός μας, βρέθηκε ύστερα από μετρήσεις.

Το διάνυσμα αυτό ανασύρεται από την μνήμη του προσωπικού υπολογιστή με το κουμπί **Init**. Πάνω σε αυτό το διάνυσμα γίνεται υπέρθεση των τιμών που επιβάλει το κάθε σενάριο.

Τέλος στο κεντρικό παράθυρο στο περιβάλλον του χρήστη υπάρχουν άλλες 2 επιλογές. Η **Check M/C Status** ανταλλάσσει ένα διαγνωστικό μήνυμα με τον μικροεπεξεργαστή ο οποίος αποτελεί την καρδιά του συστήματος ελέγχου φάσης, επιβεβαιώνοντας με αυτό το τρόπο ότι το σύστημα λειτουργεί σωστά. Η επιλογή **Change Com Port** εμφανίζει το παρακάτω παράθυρο:



Εικ 3 Παράθυρο επιλογής σειριακής θύρας

Σε αυτό το παράθυρο, αν υπάρχει λόγος, ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να αλλάξει την σειριακή θύρα που χρησιμοποιεί το περιβάλλον για επικοινωνία με τον μικροεπεξεργαστή, καθώς και τις ρυθμίσεις της αν υπάρχει λόγος. Οι ρυθμίσεις που χρησιμοποιεί το πρόγραμμα όταν εκκινεί είναι 9600 baud rate, 8 data bits, No parity , 1 stop bit.

3.2 RS232 ΣΕΙΡΙΑΚΗ ΔΙΕΠΑΦΗ

Τα ψηφιακά δεδομένα που επιλέγει ο χρήστης μεταφέρονται από τον υπολογιστή στην Υπομονάδα Ελέγχου. Στην παρούσα ενότητα, αναλύεται η διεπαφή που υλοποιείται μεταξύ υπολογιστή και Υπομονάδας τόσο σε επίπεδο ροής δεδομένων και λογισμικών λειτουργιών όσο και σε επίπεδο ηλεκτρικής σύνδεσης. Αρχικά δίνονται πληροφορίες για τη συγκεκριμένη διεπαφή και στη συνέχεια παρουσιάζεται η προσαρμογή και η υλοποίηση της στο πλαίσιο του συστήματος που μελετάται.

3.2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η RS232 Σειριακή Διεπαφή (RS232 Serial Interface) , είναι ένα εργοστασιακό πρότυπο αμφίδρομου, ασύγχρονου, interface σειριακής επικοινωνίας δεδομένων. Στους Ηλεκτρονικούς Υπολογιστές, χρησιμοποιείται για τη σύνδεση εκτυπωτών, modems, mice κλπ. Η απόσταση επικοινωνίας είναι περίπου 20 μέτρα.

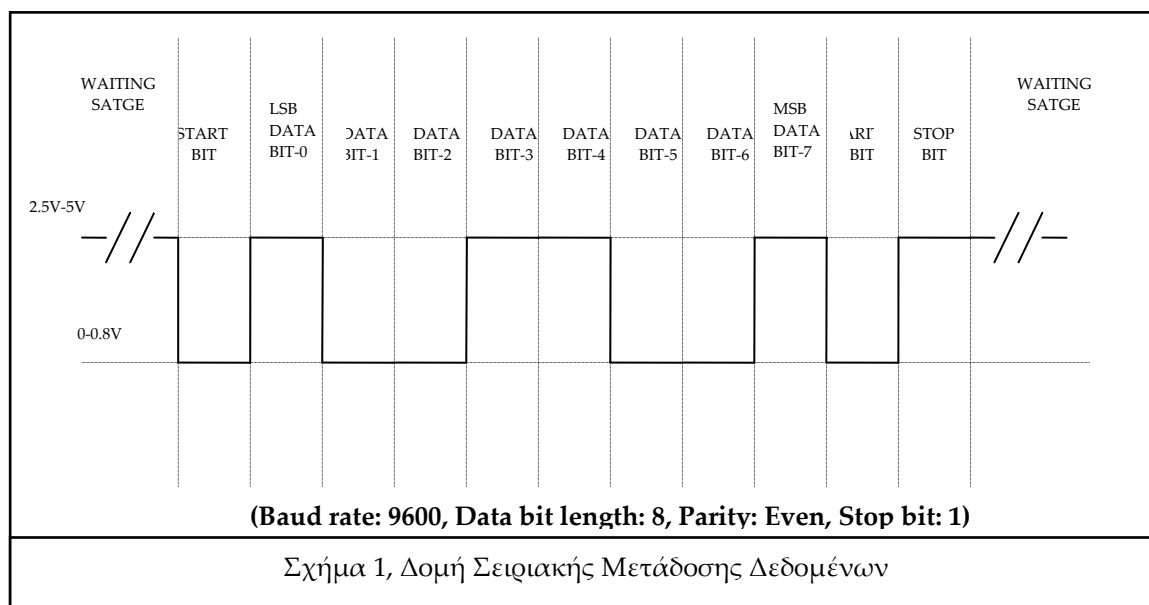
Σε αντίθεση με ένα παράλληλο I/O port, το οποίο αποτελείται από έναν αριθμό γραμμών δεδομένων και κάθε φορά μεταδίδεται ένα byte, η σειριακή μετάδοση δεδομένων απαιτεί μόνο μια γραμμή. Ένα byte μεταδίδεται bit προς bit. Το γεγονός αυτό ελαττώνει τις γραμμές δεδομένων ανάμεσα στις συσκευές, και κατά συνέπεια την πολυπλοκότητα, ωστόσο μειώνει το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων σε σχέση με ένα παράλληλο interface.

3.2.2 ΣΕΙΡΙΑΚΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

Η σειριακή ροή δεδομένων περιέχει την πληροφορία συγχρονισμού, και τα πραγματικά προς μετάδοση δεδομένα. Η δομή σειριακών δεδομένων περιλαμβάνει τέσσερα τμήματα:

- Start bit (1 bit)
- Serial data bits (5, 6, 7 ή 8 bits)
- Parity check bit (1 bit)
- Stop bits (1 ή 1.5 bits)

Το Σχήμα που ακολουθεί, παρουσιάζει μια τυπική δομή σειριακών δεδομένων.



Όταν δεν αποστέλλονται δεδομένα, η γραμμή δεδομένων βρίσκεται σε λογικό '1', σε κατάσταση αναμονής (Waiting Stage). Η έναρξη της μετάδοσης δεδομένων σηματοδοτείται με την πτώση της γραμμής δεδομένων σε λογικό '0' για χρονικό διάστημα 1 bit. Το bit αυτό είναι το εναρκτήριο bit (start bit). Τα bits δεδομένων (data bits) τότε στέλλονται το ένα μετά το άλλο, με το λιγότερο σημαντικό bit (LSB) να στέλλεται πρώτο. Ο αριθμός των data bits μπορεί να είναι 6, 7, ή 8. Μετά την αποστολή των data bits, ακολουθεί το bit ισοτιμίας (parity bit), το οποίο χρησιμοποιείται για τον έλεγχο σφαλμάτων που λαμβάνουν χώρα κατά τη διάρκεια της μετάδοσης των δεδομένων. Τελευταία αποστέλλονται τα bits λήξης (stop bits), τα οποία θέτουν τη γραμμή δεδομένων σε λογικό 1 για χρόνο τουλάχιστον 1 bit, ώστε να δηλώσουν το τέλος της μετάδοσης των δεδομένων. Ο αριθμός των stop bits μπορεί να είναι 1, 1.5 ή 2 bits. Μια ειδικά σχεδιασμένη ηλεκτρονική συσκευή η οποία παράγει και λαμβάνει τα ασύγχρονα σειριακά δεδομένα λέγεται Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (UART). Η δομή της σειριακής μετάδοσης δεδομένων παράγεται από τη UART που μεταδίδει. Ο δέκτης ανιχνεύει την έμπροσθεν ακμή του start bit. Αναμένει χρόνο 1.5 bit πριν διαβάσει το data bit. Η ανάγνωση θα πρέπει να αρχίσει ακριβώς στο μέσο του πρώτου data bit. Αναμένει χρόνο 1 bit και διαβάζει το δεύτερο bit. Αυτή τη φορά, η ανάγνωση γίνεται ακριβώς στο μέσο του δεύτερου data bit. Μετά την ανάγνωση όλων των data bits, ο δέκτης ανιχνεύει την ισοτιμία (parity) των λαμβανομένων δεδομένων για έλεγχο σφαλμάτων και επανέρχεται στην αρχική του κατάσταση κατά τη διάρκεια του stop bit. Είναι πλέον έτοιμος να λάβει τη επόμενη μετάδοση δεδομένων.

Ο ρυθμός με τον οποίο αποστέλλονται τα data bits καθορίζεται και μετράται βάσει του baud rate, ο οποίος καθορίζεται από την περίοδο της συντομότερης μετάβασης του

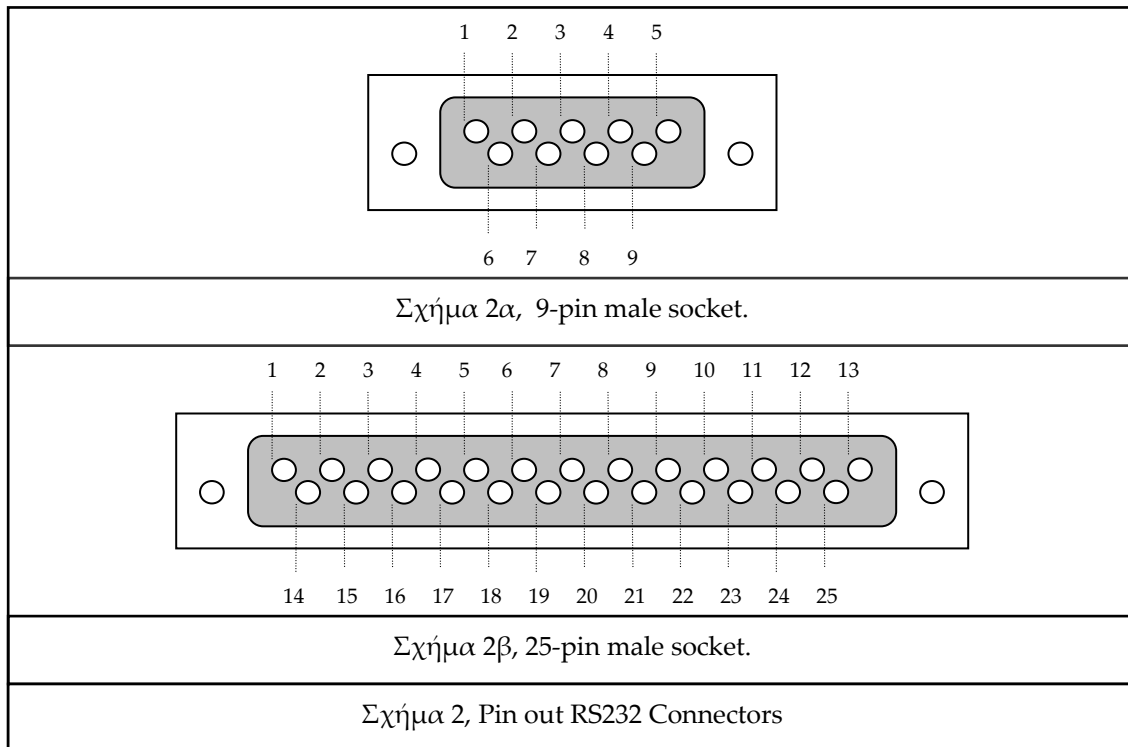
σήματος. Οι συνήθεις τιμές baud rate για ένα RS232 serial port είναι 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 και 19200. Γνωρίζοντας τον baud rate, ο αριθμός των προς μετάδοση bytes ανά second μπορεί εύκολα να υπολογιστεί. Για παράδειγμα, αν μια δομή σειριακών δεδομένων έχει 8 data bits, απουσία parity check και 1 stop bit, το συνολικό μήκος των bits σειριακών δεδομένων είναι 10. Ο ρυθμός μεταφοράς χαρακτήρων είναι ο baud rate διαιρεμένος με το 10. Ένας baud rate τιμής 9600 θα μεταφέρει 960 χαρακτήρες ανά second.

Ο parity έλεγχος μπορεί να είναι ODD, EVEN, ή NONE. Οι περιττές και άρτιες ισοτιμίες (parities) υποδηλώνουν ότι ο συνολικός αριθμός των άσων ('1') στα μεταδιδόμενα σειριακά δεδομένα είναι περιττός ή άρτιος αριθμός αντίστοιχα. Αυτή είναι η απλούστερη μέθοδος για την ανίχνευση σφαλμάτων μετάδοσης που προκαλούνται κατά τη μετάδοση των δεδομένων. Είναι αξιόπιστη για την ανίχνευση σφαλμάτων απλού bit. Σφάλματα τα οποία λαμβάνουν χώρα σε περισσότερα bits δεν μπορούν να ανιχνευτούν. Το parity bit παράγεται από τη μεταδίδουσα UART με τέτοιο τρόπο ώστε ο αριθμός των άσων ('1') στα data bits συν το parity bit είναι περιττός ή ακέραιος αριθμός όπως δηλώνεται. Στο άκρο της λήψης, η συσκευή λήψης πρέπει να έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε να έχει το ίδιο parity check. Η λαμβάνουσα UART υπολογίζει τον αριθμό των άσων στα λαμβανόμενα δεδομένα. Αν τα δεδομένα δεν έχουν σωστή parity, δημιουργείται σφάλμα ώστε να δηλώσει ότι έχει ανιχνευτεί ένα σφάλμα μετάδοσης. Αν ο έλεγχος parity δηλώνεται ως NONE, το parity bit δεν θα παραχθεί και δε θα ελεγχθεί.

Οι περισσότεροι AT ηλεκτρονικοί υπολογιστές χρησιμοποιούν 16450 UARTs. Οι XT ηλεκτρονικοί υπολογιστές χρησιμοποιούν 8250 UARTs. Οι UARTs έχουν TTL επίπεδο τάσης. Προκειμένου να επιτευχθεί επικοινωνία μεγάλης απόστασης, το TTL επίπεδο τάσης μετατρέπεται σε υψηλότερο επίπεδο τάσης (λογικό 0 = -12 με -3 V, λογικό 1 = +3 με +12 V). Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση ενδεδειγμένων RS232 drivers/ receivers.

3.2.3 RS232 PORT CONNECTOR-CONNECTIONS

Ένα τυπικό RS232 interface, είναι ένα interface 25 ακροδεκτών (25-pin interface) ενσωματωμένο σε έναν 25-pin ή σε έναν 9-pin 'αρσενικό' συνδετήρα D-τύπου (D-type male connector). Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει τους ακροδέκτες (pin-out) των υποδοχών (sockets) των δύο αυτών τύπων connectors, όπως φαίνονται από την πίσω όψη ενός υπολογιστή.



Οι λειτουργίες που επιτελούν μέσω των αντίστοιχων pins, παρουσιάζονται στους πίνακες που ακολουθούν.

ΠΙΝΑΚΑΣ 1: Pin Out RS232 Port Connectors.

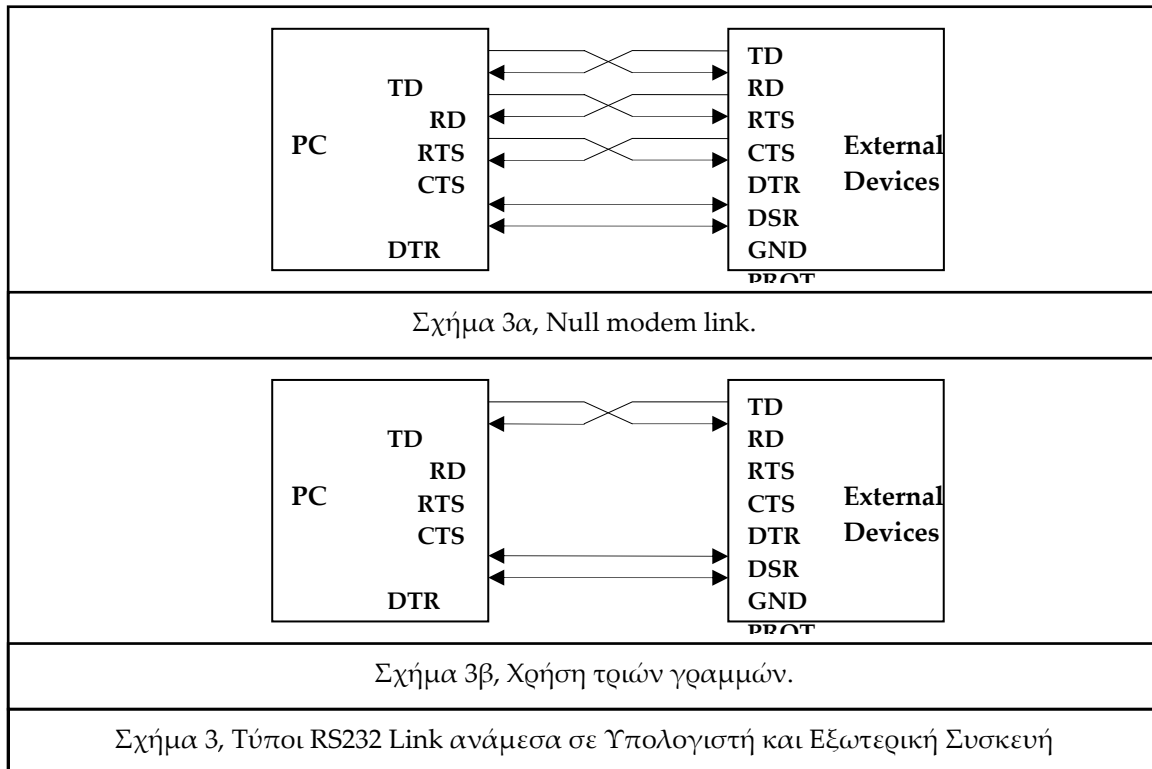
25 PIN	9 PIN	ΟΝΟΜΑ	ΚΑΤ/ΝΣΗ (ΓΙΑ PC)	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ
1		Prot	-	Protective ground
2	3	TD	OUTPUT	Transmitting Data
3	2	RD	INPUT	Receiving Data
4	7	RTS	OUTPUT	Request To Send
5	8	CTS	INPUT	Clear To Send
6	6	DSR	INPUT	Data Set Ready
7	5	GND	-	Signal Ground (Common)
8	1	DCD	INPUT	Data Carrier Detect
20	4	DTR	OUTPUT	Data Terminal Ready
22	9	RI	INPUT	Ring Indicator
23		DSRS	I/O	Data Signal Rate Indicator

ΠΙΝΑΚΑΣ 2: Λειτουργίες RS232 Port Connectors.

Prot	Protective ground. Συνδέεται στο μεταλλικό πλέγμα του καλωδίου και στο πλαίσιο του εξοπλισμού.
GND	Ground line. Παρέχει κοινή τάση αναφοράς για όλα τα σήματα.
TD	Transmitting Data. Γραμμή εξόδου για τον υπολογιστή μέσω της οποίας μεταδίδονται σειριακά δεδομένα.
RD	Receiving Data. Γραμμή εισόδου για τον υπολογιστή μέσω της οποίας λαμβάνονται σειριακά δεδομένα.
RTS	Request To Send. Γραμμή εξόδου για τον υπολογιστή μέσω της οποίας συσκευή εκπομπής δηλώνει σε συσκευή λήψης ετοιμότητα να στείλει

	δεδομένα.
CTS	Clear To Send. Γραμμή εισόδου για τον υπολογιστή μέσω της οποίας συσκευή λήψης δηλώνει σε συσκευή εκπομπής ετοιμότητα να λάβει δεδομένα.
DTR	Data Terminal Ready. Είναι γραμμή «χειραψίας» και δηλώνει ότι μια συσκευή μετάδοσης είναι έτοιμη. Είναι έξοδος από τον υπολογιστή.
DSR	Data Set Ready. Είναι γραμμή «χειραψίας» μέσω της οποίας μια συσκευή λήψης ενημερώνει την μεταδίδουσα συσκευή ότι το data set είναι έτοιμο. Είναι είσοδος για τον υπολογιστή.

Δύο τύποι RS232 διασύνδεσης (RS232 link) ανάμεσα σε υπολογιστή (PC) και εξωτερική συσκευή (external device) υπάρχουν και παρουσιάζονται στο σχήμα που ακολουθεί. Τα βέλη υποδεικνύουν τη ροή δεδομένων. Ο τύπος (α) είναι γνωστός ως null modem. Ο τύπος (β) παρουσιάζει σύνδεση με χρήση τριών μόνο γραμμών, μια για μετάδοση δεδομένων, και μια για λήψη. Η σύνδεση είναι διευθετημένη ώστε η μεταδίδουσα γραμμή της πρώτης συσκευής είναι συνδεδεμένη με λαμβάνουσα γραμμή της δεύτερης συσκευής.



3.2.3.1 RS232/ TTL ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΤΑΣΗΣ

Ένα σημαντικό ζήτημα το οποίο τίθεται είναι η μετατροπή του RS232 επιπέδου τάσης σε TTL επίπεδο τάσης, και αντίστροφα, ώστε να υλοποιείται η επικοινωνία μεταξύ ηλεκτρονικού υπολογιστή και μικροεπεξεργαστή.

Γενικά, ο απλούστερος τρόπος μετατροπής του RS232 επιπέδου τάσης σε TTL επίπεδο τάσης, είναι με χρήση κατάλληλων κυκλωμάτων περιοριστών τάσης (voltage clamp circuits).

Εναλλακτικά, ολοκληρωμένα κυκλώματα TTL/RS232 πομποδεκτών χρησιμοποιούνται ευρέως. Δύο τέτοια παραδείγματα είναι τα ολοκληρωμένα MAX232 (Maxim RS655-290) και MAX238 (Maxim RS655-313)

3.3.1. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ

Μετά τη θεωρητική παρουσίαση του RS232 σειριακού interface, ακολουθεί η υλοποίηση του συγκεκριμένου interface, σύμφωνα με τις απαιτήσεις της δεδομένης μελέτης, σε επίπεδο τόσο σειριακής μετάδοσης δεδομένων όσο και σε επίπεδο μετατροπής RS232/ TTL επιπέδων τάσης.

3.3.2 ΣΕΙΡΙΑΚΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ-ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΟ

Για τις ανάγκες του συστήματός μας αναπτύχθηκε ένα σειρικό πρωτόκολλο επικοινωνίας ανάμεσα στον προσωπικό υπολογιστή που υπάρχει το περιβάλλον του χρήστη και τον μικροεπεξεργαστή στο σύστημα ελέγχου φάσης. Το πρωτόκολλο αυτό αναπτύχθηκε με γνώμονα την απλότητα στην εφαρμογή, την επεκτασιμότητα και την δυνατότητα για έλεγχο της καλής λειτουργίας του συστήματος.

Όλα τα δεδομένα που ανταλλάσσονται ανάμεσα στον περιβάλλον του χρήστη και το σύστημα ελέγχου φάσης είναι στην μορφή δομημένων πακέτων (data packets). Τα πακέτα έχουν μεταβλητό μήκος ανάλογα με το είδος τους. Σε κάθε ανταλλαγή δεδομένων ακολουθείται πάντα το πρότυπο **ερώτηση-απάντηση** ή **ερώτηση-αρνητική απάντηση** σε περίπτωση που το σύστημα αντιμετωπίσει κάποιο πρόβλημα. Η δομή του πακέτου έχει ως εξής

byte # 0	HEADER
byte # 1	PACKET SIZE (in bytes)
byte # 2	PAYLOAD SIZE (in bytes)
byte # 3	PAYLOAD BYTE #1
.	.
.	.
byte # 46	PAYLOAD BYTE #44
byte # 47	'S' (terminator byte)

Το πρώτο Byte του πακέτου είναι πάντα η επικεφαλίδα (header). Σε αυτό κωδικοποιείται ο τύπος του πακέτου που ακολουθεί σε ένα δεκαεξαδικό αριθμό. Συγκεκριμένα στο σύστημά μας έως τώρα έχουμε τις παρακάτω περιπτώσεις:

- 1.TX_COMMAND = 0x01
- 2.TX_COMMAND_ACK=0x02
- 3.TX_COMMAND_NACK=0x03
- 4.CHECK_MC=0x04
- 5.CHECK_MC_ACK=0x05
- 6.CHECK_MC_NACK=0x06

Η πρώτη περίπτωση αναφέρεται σε εντολή στροφής του διαγράμματος ακτινοβολίας σε μία συγκεκριμένη κατεύθυνση. Η δεύτερη και τρίτη περίπτωση ,όπως υποδηλώνει και η ονομασία τους, αποτελούν την θετική και αρνητική αντίστοιχα απάντηση του συστήματος προς το περιβάλλον. Η τέταρτη εντολή είναι η εντολή ελέγχου καλής λειτουργίας (self-test) του συστήματος. Και σε αυτή την περίπτωση έχουμε αντίστοιχα θετική και αρνητική απάντηση.

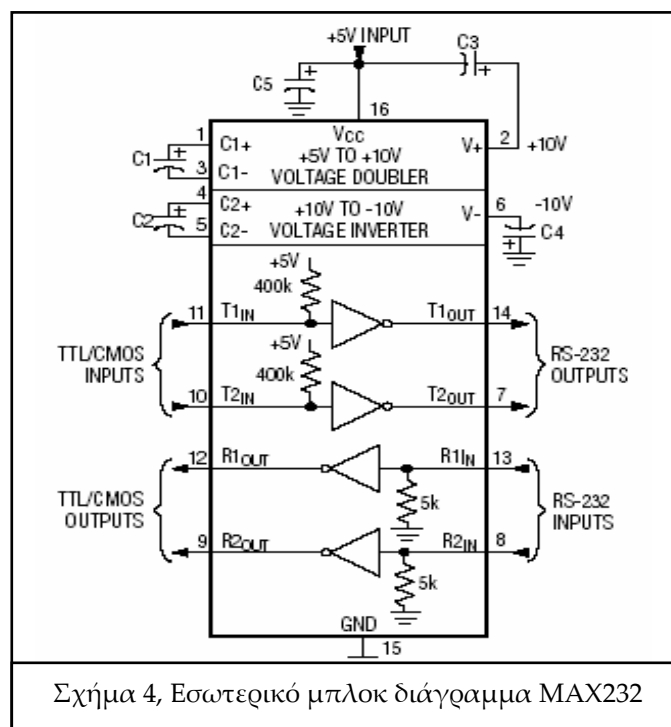
Επόμενο byte μετά την επικεφαλίδα είναι το Packet size. Σε αυτό δηλώνεται το μέγεθος του πακέτου σε byte συμπεριλαμβανομένου και του εαυτού του. Ακριβώς αποκάτω

δηλώνεται το μέγεθος του φόρτου δεδομένων του πακέτου (payload size) όταν αυτά υπάρχουν. Όταν δεν υπάρχει payload το συγκεκριμένο byte υπάρχει και έχει την τιμή 0x00. Το ίδιο το payload όταν υπάρχει ακολουθεί. Είναι μεγέθους 48byte στο σύστημά μας αλλά μπορεί να αλλάξει δυναμικά αν χρειαστεί. Το πακέτο κλείνει πάντα με τον ASCII χαρακτήρα '\$' ο οποίος χρησιμοποιείται ως χαρακτήρας τερματισμού (terminator byte).

Το όλο πρωτόκολλο είναι σχετικά απλό με λίγες υλοποιημένες εντολές. Μπορεί όμως δυναμικά να υποστηρίξει οποιαδήποτε λειτουργία αν αυτό καταστεί απαραίτητο. Επίσης λόγω του μικρού σχετικά όγκου δεδομένων που μεταφέρουμε και της μη συχνής επικοινωνίας ανάμεσα στο περιβάλλον του χρήστη και το σύστημα ελέγχου του διαγράμματος ακτινοβολίας δεν έχει υλοποιηθεί κάποια ρουτίνα για ανίχνευση και διόρθωση λαθών (error checking and correcting).

3.3.3 RS232/ TTL ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ

Στην παρούσα μελέτη, για τη μετατροπή της τάσης μεταξύ των επιπέδων RS232 του υπολογιστή και TTL της Υπομονάδας Ελέγχου, χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο MAX232 της MAXIM, το οποίο τοποθετείται στην πλακέτα της Υπομονάδας Ελέγχου. Το εσωτερικό block διάγραμμα του ολοκληρωμένου παρουσιάζεται στο σχήμα που ακολουθεί



Όπως φαίνεται στο διάγραμμα, το MAX232 περιλαμβάνει έναν on-board dual charge-pump DC-DC μετατροπέα τάσης, δύο RS232 drivers και δύο RS232 δέκτες, εκ των οποίων, στην παρούσα μελέτη χρησιμοποιούνται ο ένας driver και ο ένας δέκτης. Οι dual charge-pumps μετατρέπουν την +5 V τάση τροφοδοσίας σε +10 V και -10 V. Ιδιαίτερη προσοχή δίνεται κατά τη λειτουργία ώστε να μην φορτώνονται οι V+ και V- σε βαθμό τέτοιο όπου καταστρατηγείται το ελάχιστο RS232 επίπεδο τάσης (RS232C, $V_{min} = 3$ V). Όταν ρέει ρεύμα 20 mA, η τάση στα V+ και V- θα είναι περίπου 7 V και -7 V. Οι είσοδοι του δέκτη αντέχουν σε επίπεδα τάσης ± 25 V. Ο μέγιστος ρυθμός μεταφοράς δεδομένων είναι 120

Kbytes/s. Το ρεύμα τροφοδοσίας του MAX232 είναι 4 mA, όταν οι έξοδοι δεν έχουν φορτίο.

Οι τιμές χωρητικότητας για τους εξωτερικούς πυκνωτές δίνονται στον πίνακα που ακολουθεί .

ΠΙΝΑΚΑΣ 3: Τιμές Χωρητικότητας Εξωτερικών Πυκνωτών MAX232.

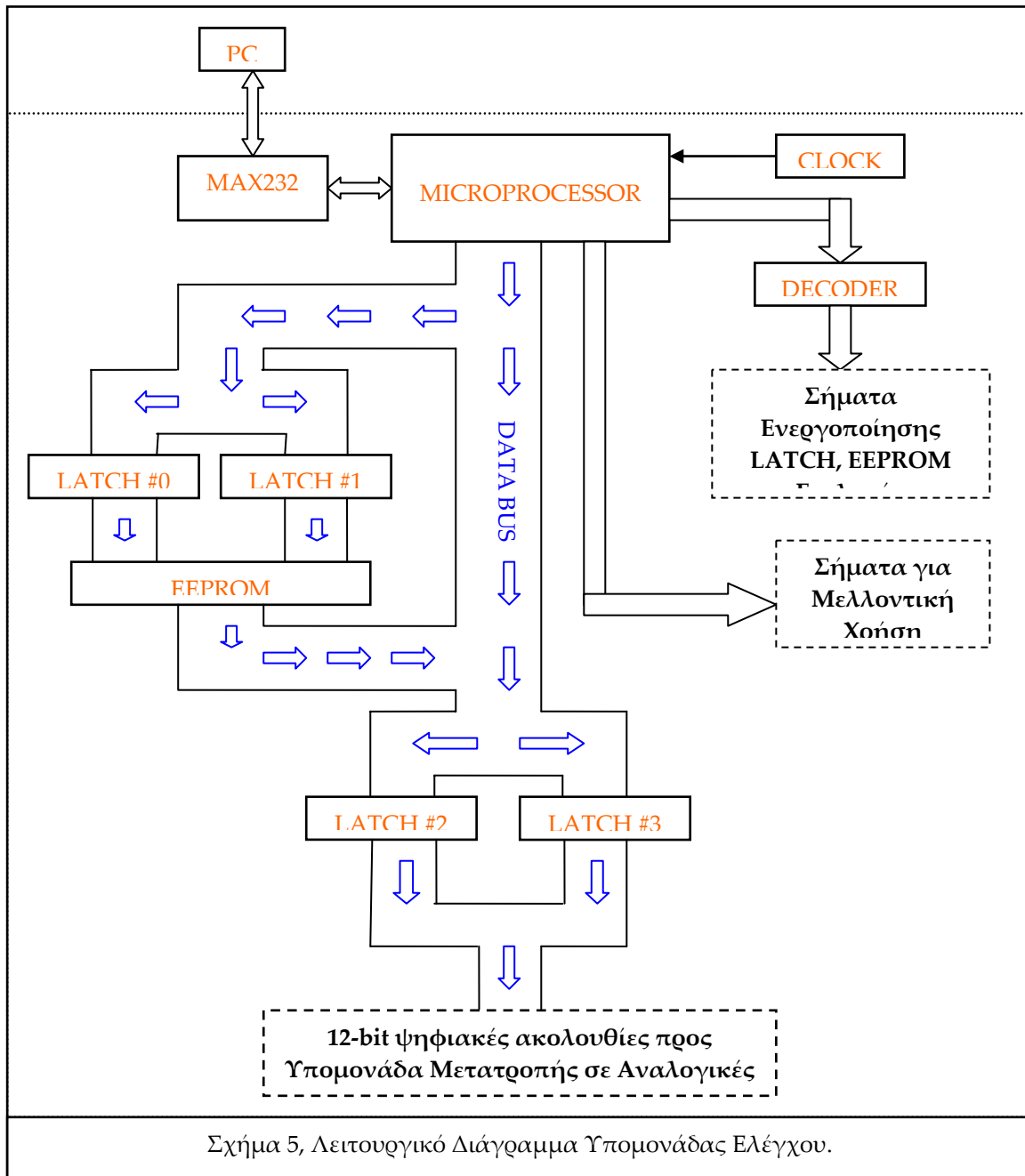
ΕΞΑΡΤΗΜΑ	C1	C2	C3	C4	C5
ΤΙΜΗ	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1

3.3.4. RS232 PORT CONNECTOR-CONNECTIONS

Το RS232 interface, της παρούσας εργασίας είναι ενσωματωμένο σε έναν 9-pin D-type male connector, όπως αυτός παρουσιάστηκε στο σχήμα 2α. Το RS232 link υλοποιείται με χρήση τριών γραμμών, μια για μετάδοση δεδομένων, μια για λήψη και μια για την κοινή γείωση, σύμφωνα με το σχήμα 3β. Η σύνδεση είναι διευθετημένη ώστε η μεταδίδουσα γραμμή του υπολογιστή να είναι συνδεδεμένη με λαμβάνουσα γραμμή του ολοκληρωμένου MAX232 της Υπομονάδας Ελέγχου και το αντίστροφο.

3.4.1. ΥΠΟΜΟΝΑΔΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

Η εν λόγω Υπομονάδα πραγματοποιεί τον έλεγχο όλων των επιμέρους διαδικασιών του συστήματος φασικού έλεγχου που σχεδιάζεται και υλοποιείται στην παρούσα μελέτη παράγοντας τα κατάλληλα σήματα συγχρονισμού και ελέγχου ώστε οι ερχόμενες από τον υπολογιστή ψηφιακές πληροφορίες να οδηγούνται ορθά στην επόμενη Υπομονάδα του συστήματος. Παράλληλα, παράγει σήματα επιβεβαίωσης που αποστέλλονται στον υπολογιστή ώστε ο χρήστης να γνωρίζει την κατάσταση στη οποία βρίσκεται το σύστημα κάθε φορά. Στο σχήμα που ακολουθεί, παρατίθεται το λειτουργικό διάγραμμα της Υπομονάδας Ελέγχου.



Σχήμα 5, Λειτουργικό Διάγραμμα Υπομονάδας Ελέγχου.

Οι ψηφιακές πληροφορίες φθάνουν από τον υπολογιστή (PC) στην Υπομονάδα, μέσω της υλοποίησης του RS232 interface που αναλύθηκε παραπάνω, και συγκεκριμένα στο ολοκληρωμένο MAX232 που όπως είδαμε μετατρέπει τα RS232 επίπεδα σε TTL τάσης. ‘Καρδιά’ της Υπομονάδας είναι ένας Μικροεπεξεργαστής (Microprocessor) και συγκεκριμένα το μοντέλο PIC16F877 της Microchip ο οποίος λαμβάνει τον κατάλληλο χρονισμό για την εκτέλεση των εντολών του μέσω ενός κρυσταλλικού ταλαντωτή και συγκεκριμένα του μοντέλου IQXO-22C . Σύμφωνα με τις προδιαγραφές, ο κρύσταλλος παράγει παλμούς συχνότητας 20 MHz, το οποίο σημαίνει ότι ο κύκλος κάθε εντολής του μικροεπεξεργαστή εκτελείται σε χρόνο 200 nsec.

Για την ανάλυση της λειτουργίας της Υπομονάδας, και τη ροή της πληροφορίας όπως αυτή παρουσιάζεται στο παραπάνω σχήμα, παρουσιάζονται αρχικά τα ψηφιακά σήματα τα οποία αναμένει η Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική. Αυτά είναι:

DB11 – DB0: 12-bit ψηφιακή ακολουθία η οποία οδηγείται σε καθένα εκ των DACs και μετατρέπεται σε αναλογική τάση.

A7–A0: 8-bit κωδικός διεύθυνσης (Address Code), που με την κατάλληλη αποκωδικοποίηση ενεργοποιεί τον κατάλληλο DAC κάθε φορά, στον οποίο οδηγείται η 12-bit ψηφιακή ακολουθία.

WR'/ PD'/ LDAC'/ CLR': Σήματα ελέγχου και συγχρονισμού των διαφόρων διεργασιών κατά τη λειτουργία των DACs.

Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω, η Υπομονάδα Ελέγχου θα πρέπει να συγκροτήσει την ψηφιακή πληροφορία που φθάνει από τον υπολογιστή σε 12-bit ψηφιακές ακολουθίες, να παράγει τη διεύθυνση του DAC που θα οδηγηθεί αυτή κάθε φορά, καθώς και τα σήματα ελέγχου και συγχρονισμού για την ορθή μεταφορά των δεδομένων.

Συνοπτικά, οι διαδικασίες τις οποίες πραγματοποιεί και ελέγχει είναι οι εξής:

Αμφίδρομη επικοινωνία με H/Y με υλοποίηση RS232 Interfacing.

Εξαγωγή από τα δεδομένα του πακέτου της απαιτούμενης ψηφιακής πληροφορίας για την ολίσθηση της φάσης των διεγέρσεων και οδήγηση αυτής προς το υποσύστημα μετατροπής ψηφιακής πληροφορίας σε αναλογική.

Παραγωγή σημάτων ελέγχου του υποσυστήματος μετατροπής της ψηφιακής πληροφορίας σε αναλογική, και των οποιωνδήποτε άλλων σημάτων που απαιτεί το σύστημα.

Έλεγχος για την ομαλή εξέλιξη των επι μέρους διαδικασιών με την παραγωγή των κατάλληλων χρονισμών.

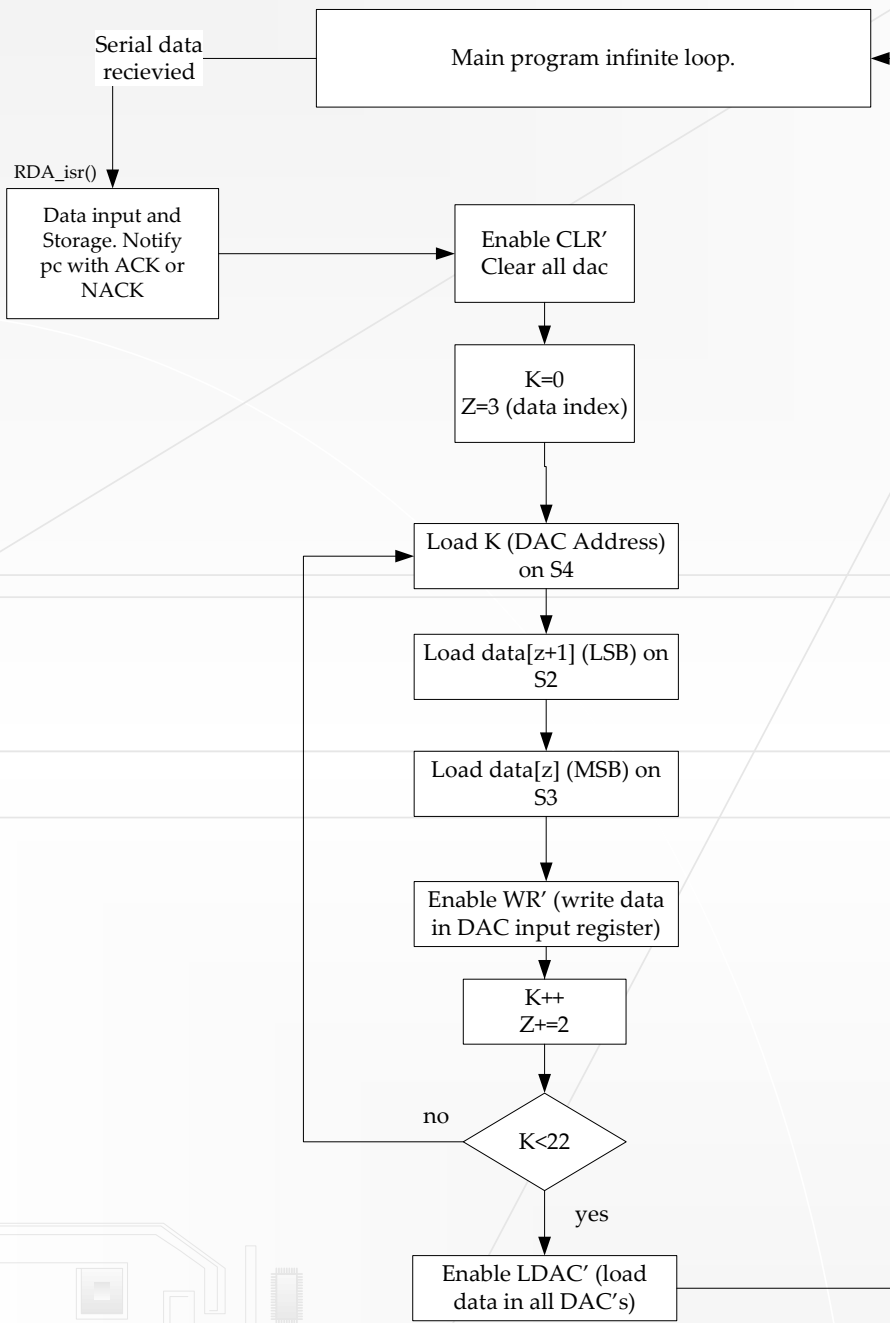
Μέσα στο πακέτο πληροφορίας, στο τμήμα του payload, είναι αποθηκευμένες με την σειρά για κάθε κανάλι οι ψηφιακές λέξεις που πρέπει να φορτωθούν στους DAC. Για κάθε κανάλι αντιστοιχούν 2x12 bit, συνολικά δηλαδή 4 byte. Οι 2 12-μπιτες λέξεις είναι αποθηκευμένες με την μορφή MSB-LSB μέσα στο πακέτο. Η πληροφορία αυτή, μέσω του κοινού DATA BUS, συνθέτει την ψηφιακή λέξη στα LATCH2 και LATCH3 και οδηγείται στο Υποσύστημα Μετατροπής Ψηφιακής πληροφορίας σε Αναλογική, όπου μετατρέπεται σε αναλογική, και μεταφέρεται τελικά στο Υποσύστημα Ολίσθησης της Φάσης. Κατά τη διάρκεια της διαδικασίας αυτής, ο μικροεπεξεργαστής ενεργοποιεί τόσο σήματα για την ομαλή εξέλιξη της διαδικασίας μέσω του DECODER, όσο και σήματα για την επίλογη του DAC του Υποσυστήματος Μετατροπής Ψηφιακής πληροφορίας σε Αναλογική, μέσω του LATCH4, στον οποίο θα φορτωθεί η λέξη η οποία έχει παραχθεί. Κατόπιν, και αφού επιστρέψει σήμα επιβεβαίωσης στον Υπολογιστή, ο χρήστης μπορεί να επιλέξει νέα κατεύθυνση και η διαδικασία να εξελιχθεί με τον ίδιο τρόπο, με το σχηματισμό των ψηφιακών λέξεων που αντιστοιχούν στην καινούρια περίπτωση.

Εναλλακτικά, το σύστημα μπορεί να σαρώνει την ορατή περιοχή της κεραίας, λαμβάνοντας ως πληροφορία από το χρήστη το βήμα της σάρωσης.

3.4.2. ΟΔΗΓΗΣΗ ΤΗΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΣΤΟ D to A ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑ

Αναλυτικά η διαδικασία αυτή, και για την περίπτωση που το σύστημα λειτουργεί σε Normal Mode - 21, δηλαδή η κεραία εκπέμπει και με τους 21 ακτινοβολητές σταθερά σε μία κατεύθυνση και περιμένει νέα εντολή από το χειριστή για να αλλάξει κατεύθυνση εκπομπής, παρουσιάζεται στο διάγραμμα ροής το οποίο ακολουθεί:

Main Program Flowchart



Αρχικά, με την εφαρμογή του σήματος CLR', μηδενίζεται το περιεχόμενο όλων των DACs του υποσυστήματος D to A (clear all DACs). Ο μικροεπεξεργαστής εισέρχεται σε ατέρμονα βρόχο (infinite while loop), αναμένοντας εντολή από το PC. Η έλευση της εντολής ενεργοποιεί τη διακοπή σειριακής θύρας (serial receive data interrupt) του μικροεπεξεργαστή και οδηγεί το πρόγραμμα στη ρουτίνα εξυπηρέτησης διακοπής (rda_isr). Η συγκεκριμένη ρουτίνα φροντίζει ώστε να λάβει τα δεδομένα από τον υπολογιστή, να τα τοποθετήσει σε ένα buffer, να βγάλει το σύστημα από το ατέρμονο loop στο οποίο βρίσκεται και να στείλει απάντηση στον υπολογιστή. Στη συνέχεια ο δείκτης K, ο οποίος αντιστοιχεί στην διεύθυνση του DAC στον οποίο θέλουμε να φορτώσουμε δεδομένα αρχικοποιείται στο 0. Από το payload τμήμα του πακέτου τα 2 πρώτα byte που αντιστοιχούν στον συγκεκριμένο DAC μεταφέρονται στα latches S2 και S3, μέσω του κοινού data bus και της ενεργοποίησης των αντίστοιχων σημάτων S2 και S3. Έτσι λοιπόν, τα latches S2 και S3, έχουν τη 12-bit ψηφιακή ακολουθία η οποία είναι έτοιμη να φορτωθεί στο K – οστό DAC. Σε κάθε κύκλο εγγραφής μέχρι να τελειώσουν και οι 21 DAC, το K αυξάνεται κατά ένα και από το πακέτο διαβάζουμε τα επόμενα 2 bytes.

Η διεύθυνση K του DAC φορτώνεται στο latch S4, με εφαρμογή του σήματος S4, και στη συνέχεια αποκωδικοποιείται στο υποσύστημα D to A, παράγοντας το σήμα CS', για το ζητούμενο DAC. Εν συνεχεία ενεργοποιείται το σήμα WR', που σε συνδυασμό με το CS', εγγράφει τη 12 – bit ακολουθία στον Input Register του DAC.

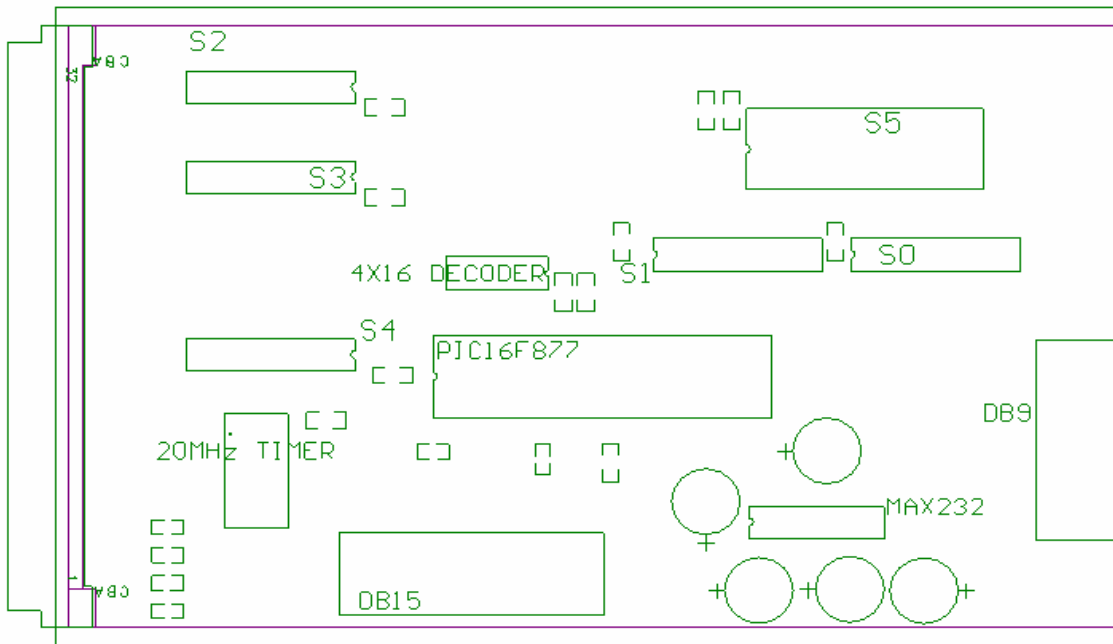
Αφού ολοκληρωθεί ο κύκλος εγγραφής δεδομένων και για τους 22 DAC, δηλαδή ο δείκτης K λάβει την τιμή K = 21, ενεργοποιείται το κοινό για όλους τους DAC σήμα LDAC', το οποίο προκαλεί την ταυτόχρονη μεταφορά των ψηφιακών εισόδων από τους Input Registers στους DAC registers όλων των DACs, και έτσι οι έξοδοι ανανεώνονται ταυτόχρονα.

Το σύστημα στη συνέχεια στέλνει σήμα επιβεβαίωσης στο χειριστή (ACK), και εισέρχεται σε κατάσταση αναμονής περιμένοντας νέα εντολή από το χειριστή.

Τα σήματα S0, S1, S2, S3, S4 καθώς και τα CLR', WR', LDAC' και PD', το οποίο θέτει τους DACs σε κατάσταση Power Down όταν είναι επιθυμητό, παράγονται από τον αποκωδικοποιητή (decoder) 4 x 16.

Στην περίπτωση τώρα που το σύστημα λειτουργεί σε Normal Mode με 7 ενεργούς ακτινοβολητές, πραγματοποιείται η διαδικασία που αναλύθηκε παραπάνω, φορτώνοντας τις κατάλληλες λέξεις στους DACs εκείνους μόνο που ελέγχουν την επτάδα των ακτινοβολητών που επέλεξε ο χειριστής. Αντίστοιχα όταν το σύστημα λειτουργεί σε Scanning Mode, είτε με 7 είτε με 21 ακτινοβολητές, η όλη διαδικασία επαναλαμβάνεται κυκλικά ανά χρονικό διάστημα που καθορίζεται προγραμματιστικά. Σε αυτή την περίπτωση ο μικροεπεξεργαστής αποστέλλει σήμα επιβεβαίωσης για κάθε κατεύθυνση μεγίστου.

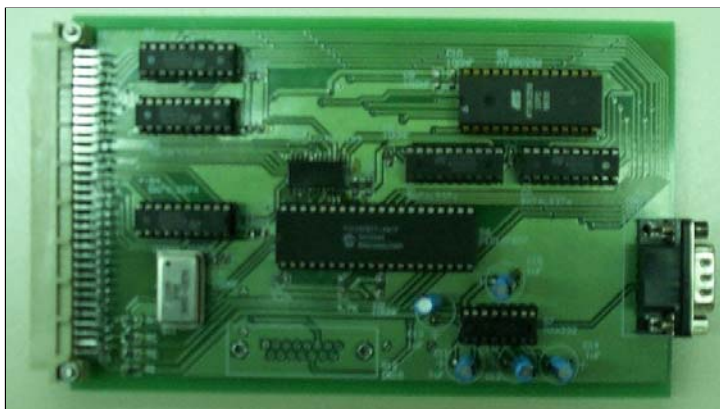
Ακολουθεί σχηματικό διάγραμμα, στο οποίο παρουσιάζονται τα ολοκληρωμένα που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του υποσυστήματος ελέγχου.



Σχήμα 6. Σχηματικό Διάγραμμα Υποσυστήματος Ελέγχου

Από το σχηματικό, φαίνεται ο μικροεπεξεργαστής PIC16F877, το ρολόι 20 MHz TIMER, ο 4 x 16 DECODER, το MAX232, η μνήμη EEPROM (S5) και τα latches S0, S1, S2, S3, S4. Το DB9 είναι ο 9 – pin connector στον οποίο ενσωματώνεται το RS232 Interface, ενώ ο DB15 είναι 15 – pin connector που εξάγει τα αδιάφορα σήματα του μικροεπεξεργαστή για χρήση σε μελλοντικές εφαρμογές. Η μνήμη EEPROM (S5) καθώς και τα latches S0, S1 που χρησιμοποιούνται για την οδήγησή της δεν χρησιμοποιούνται πια και υπάρχουν από την αρχική σχεδίαση του συστήματος.

Το υποσύστημα ελέγχου κατασκευάστηκε (Εικόνα 5), και όλες οι λειτουργίες που επιτελεί ελέγχθηκαν και επιβεβαιώθηκαν.



Εικόνα 4, Υπομονάδα Ελέγχου.

3.5.1. ΥΠΟΜΟΝΑΔΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΣΕ ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ ΤΑΣΗ

Η Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική, μετατρέπει τις ψηφιακές ακολουθίες που φθάνουν από την Υπομονάδα Ελέγχου σε αναλογικές τάσεις οι οποίες μεταφέρονται στην Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης, εφαρμόζεται στις αντίστοιχες διατάξεις ολίσθησης φάσης (Phase Shifters) και κατά τον τρόπο αυτό προσδίδονται οι απαιτούμενες διαφορές φάσης στα σήματα που οδηγούνται προς εκπομπή από την κεραία.

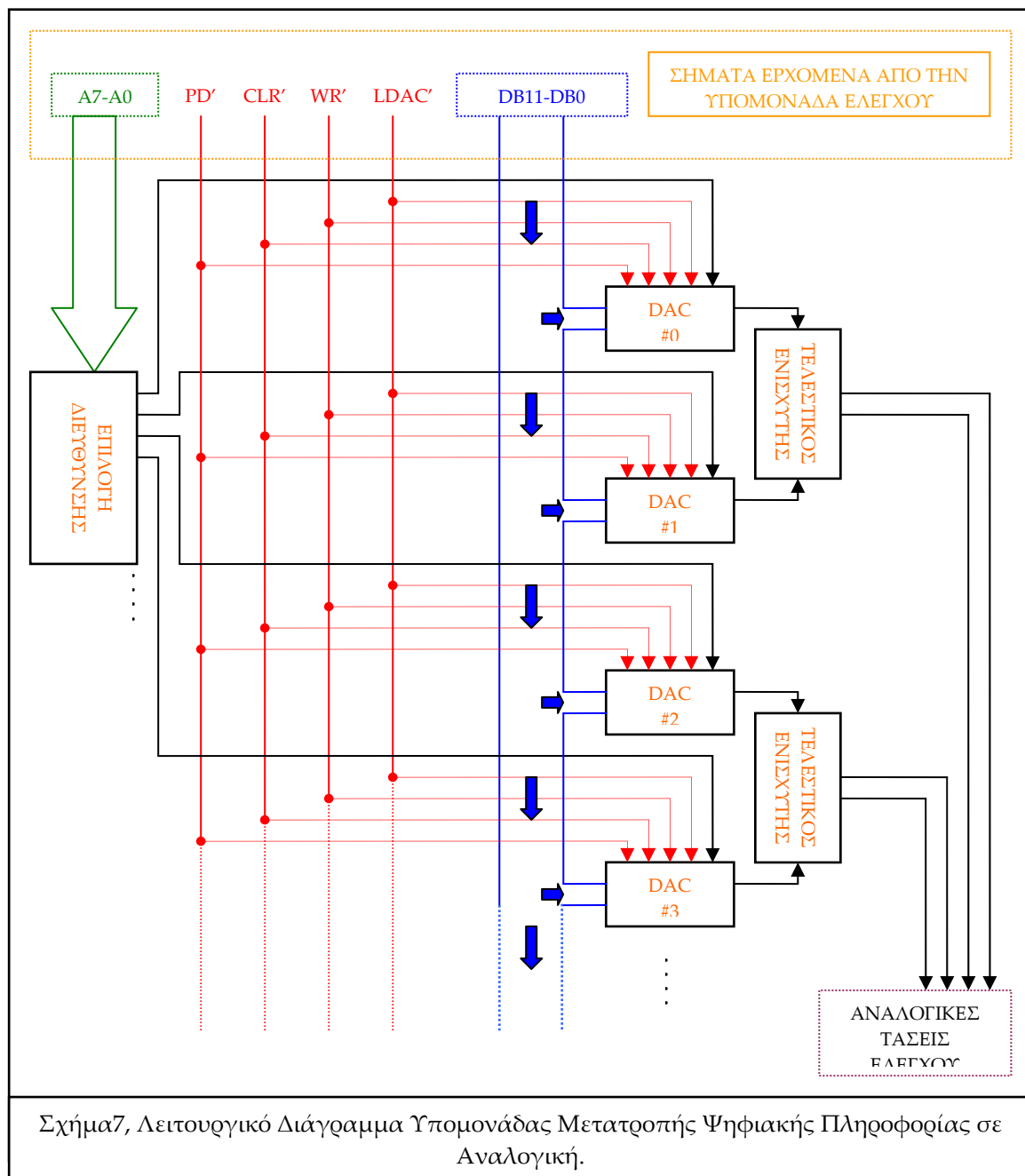
Ο σχεδιασμός της Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης, όπως θα παρουσιαστεί και θα αναλυθεί στην επόμενη ενότητα, ακολουθεί τη γενική φιλοσοφία σχεδιασμού της στοιχειοκεραίας και των πομποδεκτών. Έτσι λοιπόν διαθέτει 11 κανάλια (-5, -4, ..., -1, 0, 1, ..., 4, 5) τα οποία ρυθμίζουν τις φάσεις των 11 σημάτων ενδιάμεσης μπάντας που προκύπτουν από το διαιρέτη ισχύος και τα οδηγούν στους αντίστοιχους 11 πομποδέκτες (-5, -4, ..., -1, 0, 1, ..., 4, 5) και τελικώς στην κεραία των 21 στοιχείων (-10, -9, ..., -1, 0, 1, ..., 9, 10) προς εκπομπή. Επομένως κάθε κανάλι ρυθμίζει τη φάση κάθε δύο διαδοχικών ακτινοβολητών εκτός από το κεντρικό κανάλι (#0) το οποίο ρυθμίζει τη φάση του κεντρικού μόνο ακτινοβολητή (#0). Επιπλέον, για πλήρη κάλυψη του εύρους τιμών, κάθε ένα από τα 11 κανάλια διαθέτει δύο εν σειρά Phase Shifters. Επομένως πρέπει να παραχθούν συνολικά 22 αναλογικές τάσεις ελέγχου από την Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική. Σημειώνεται επίσης ότι το εύρος της τάσης ελέγχου των Phase Shifters είναι 0-12 volt.

Η εν λόγω Υπομονάδα λοιπόν διαθέτει 22 (0, 1, 2, ..., 21) μετατροπείς ψηφιακής πληροφορίας σε αναλογική (Digital to Analog Converters—DACs), με αντιστοιχία ένας προς ένα με τους Phase Shifters, και με τελικό εύρος αναλογικής τάσης εξόδου 0-12 volt. Στη σχήμα που ακολουθεί, δίνεται το λειτουργικό διάγραμμα της Υπομονάδας Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική.

Από την Υπομονάδα Ελέγχου φθάνουν όπως είδαμε στην παραπάνω ενότητα οι ψηφιακές ακολουθίες μήκους 12-bit (DB11-DB0) που θα μετατραπούν σε αναλογικές τάσεις, ο κώδικας διεύθυνσης μήκους 8-bit (A0-A7) που με την κατάλληλη αποκωδικοποίηση δημιουργεί σήματα επιλογής DAC που οδηγείται κάθε φορά η ψηφιακή ακολουθία, και τα σήματα WR', PD', LDAC' και CLR' τα οποία ελέγχουν και συγχρονίζουν τη διαδικασία μετατροπής.

Για την επιλογή του τύπου των Μετατροπέων Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική (DACs) που χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα υλοποίηση, ελήφθη υπ' όψιν αφ' ενός μεν η απαίτηση παράλληλης μεταφοράς δεδομένων σε κάθε DAC, καθώς όπως παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα της Υπομονάδας Ελέγχου, η προς μετατροπή ψηφιακή ακολουθία εξάγεται σε Data Bus, αφ' ετέρου η απαίτηση για ταυτόχρονη ρύθμιση των φάσεων διέγερσης των ακτινοβολητών, πράγμα το οποίο μεταφράζεται σε ταυτόχρονη ανανέωση των εξόδων των DACs. Για τους λόγους αυτούς επιλέχθηκε το μοντέλο AD5340 της Analog Devices [7], το οποίο υποστηρίζει παράλληλη μεταφορά δεδομένων, ενώ διαθέτει εσωτερικά δύο καταχωρητές (registers), Input Register και DAC Register, ώστε να δίνεται δυνατότητα ταυτόχρονης ανανέωσης των εξόδων πολλών τέτοιων μοντέλων όταν αυτά δέχονται παράλληλα δεδομένα. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές του, το συγκεκριμένο μοντέλο λαμβάνει ψηφιακές ακολουθίες μήκους 12-bit στην είσοδό του και τις μετατρέπει σε αναλογικές τάσεις στο εύρος 0-VREF, όπου VREF τάση αναφοράς που πρέπει να παραχθεί εντός της Υπομονάδας ώστε να καθορίσει τα όρια εξόδου των DACs. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο AD780 της Analog Devices [9] με VREF=3 volt. Κατά συνέπεια το εύρος αναλογικών τάσεων εξόδου των DACs είναι 0-3 volt.

Συγκεκριμένα, λόγω των ρευματικών απαιτήσεων των DACs στην τάση VREF, 4 ολοκληρωμένα AD780 χρησιμοποιούνται, τρία εκ των οποίων τροφοδοτούν με VREF από 6 DACs το καθένα, ενώ το τέταρτο οδηγεί 4 DACs.



Η διαδικασία οδήγησης των 12-bit ψηφιακών ακολουθιών στους 22 DACs και η μετατροπή τους σε αναλογικές τάσεις, όπως παρουσιάζεται και στο παραπάνω σχήμα, έχει ως εξής: Αρχικά ενεργοποιείται ο παλμός CLR', ερχόμενος απ' ευθείας από τον αποκωδικοποιητή (DECODER) της Υπομονάδας Ελέγχου, και εφαρμόζεται σε όλους τους DACs, οπότε μηδενίζεται η είσοδός τους και είναι πλέον έτοιμη να δεχθεί νέα δεδομένα. Στην είσοδο της Υπομονάδας φθάνει η πρώτη 12-bit ακολουθία που πρόκειται να οδηγηθεί στον πρώτο DAC (#0). Τότε, ενεργοποιείται ταυτόχρονα ο παλμός WR', ερχόμενος επίσης από τον αποκωδικοποιητή της Υπομονάδας Ελέγχου, και ο παλμός επιλογής DAC, CS'. Η παραγωγή των 22 αυτών παλμών CS' i πραγματοποιείται στο τμήμα επιλογής διεύθυνσης,

όπως φαίνεται και στο σχήμα, το οποίο αποτελείται από διατάξεις αποκωδικοποιητών (DECODERS) και λογικών πυλών, οπότε τα οκτώ bits (A_7, A_6, \dots, A_0) που αποτελούν τον κώδικα διεύθυνσης (Address Code) ερχόμενα από την Υπομονάδα Ελέγχου, και συγκεκριμένα από το LATCH S4, να δημιουργούν τον εκάστοτε κατάλληλο παλμό CS'. Πιο συγκεκριμένα, σε κάθε ένα από τα δύο τμήματα, πομπού και δέκτη, υπάρχουν δύο αποκωδικοποιητές (DECODERS) και συγκεκριμένα τα μοντέλα CD74HCT154 της Texas Instruments [***]. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές, διαθέτουν 4 εισόδους και 16 εξόδους (4×16) και καθένας ενεργοποιείται με το σήμα E^i ($i = 0, 1, 2, 3$). Στο τμήμα πομπού ο Decoder E^0 παράγει τα σήματα CS'0 – CS'15 και ο Decoder E^1 τα σήματα CS'16 – CS'21. Αντίστοιχα, στο τμήμα δέκτη ο Decoder E^2 παράγει τα σήματα CS'0 – CS'15 και ο Decoder E^3 τα σήματα CS'16 – CS'21. Έτσι λοιπόν από τα 8 bits του Address (A_7, A_6, \dots, A_0), τα 4 σημαντικότερα (MSB), A_7, A_6, A_5, A_4 καθορίζουν ποιος από τους τέσσερις αποκωδικοποιητές δραστηριοποιείται, και τα τέσσερα λιγότερο σημαντικά (LSB), A_3, A_2, A_1, A_0 δίνουν το CS' σήμα. Υλοποιείται δηλαδή η συλλογιστική του πίνακα αληθείας που ακολουθεί:

ΠΙΝΑΚΑΣ 4: Πίνακας Αληθείας Παραγωγής Σημάτων CS'.

Bit	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
Λειτουργία								
Decoder E^0 πομπού CS'0–CS'15	0	0	0	0	X	X	X	X
Decoder E^1 πομπού CS'16–CS'21	0	0	0	1	X	X	X	X
Decoder E^2 δέκτη CS'0–CS'15	0	0	1	0	X	X	X	X
Decoder E^3 δέκτη CS'16–CS'21	0	0	1	1	X	X	X	X

Από τον παραπάνω πίνακα αληθείας προκύπτει ότι τα αρνητικής λογικής σήματα E^i ($i = 0, 1, 2, 3$) είναι:

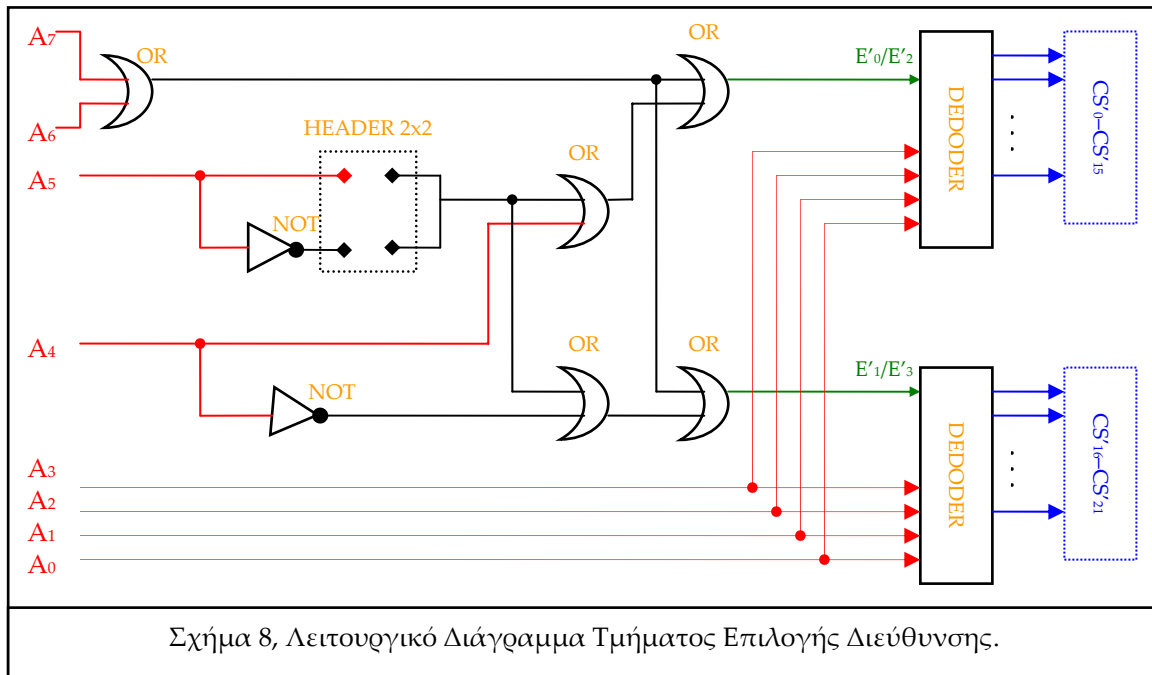
$$E_0' = \overline{A_7 \cdot A_6 \cdot A_5 \cdot A_4} = A_7 + A_6 + A_5 + A_4$$

$$E_1' = \overline{A_7 \cdot A_6 \cdot A_5 \cdot A_4} = A_7 + A_6 + A_5 + \overline{A_4}$$

$$E_2' = \overline{A_7 \cdot A_6 \cdot A_5 \cdot A_4} = A_7 + A_6 + \overline{A_5} + A_4$$

$$E_3' = \overline{A_7 \cdot A_6 \cdot A_5 \cdot A_4} = A_7 + A_6 + \overline{A_5} + \overline{A_4}$$

Οι παραπάνω σχέσεις υλοποιούνται με την κατάλληλη διάταξη λογικών πυλών, και τελικώς το τμήμα επιλογής διεύθυνσης της Υπομονάδας παρουσιάζεται στο σχήμα που ακολουθεί.



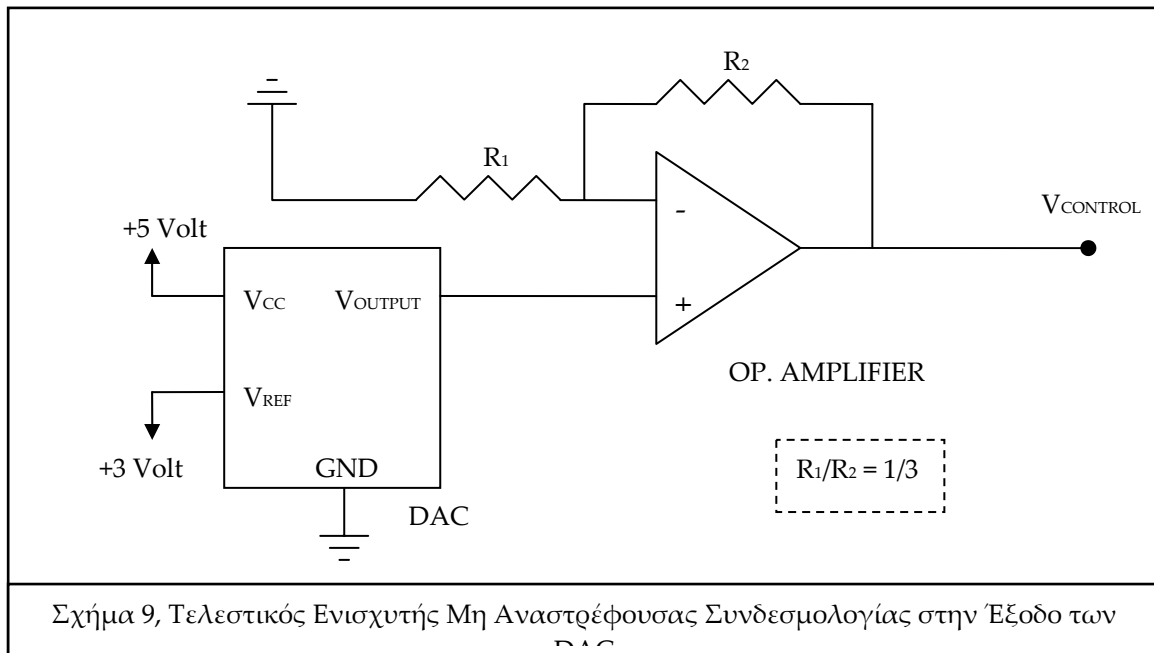
Η επιλογή τμήματος πομπού ή τμήματος δέκτη, και ουσιαστικά η μόνη διαφορά στην υλοποίηση εντοπίζεται στον HEADER 2x2. Όταν το jumper είναι τοποθετημένο στην άνω δυάδα, τότε αναφερόμαστε στην Υπομονάδα πομπού, και τα enable σήματα που θα προκύπτουν από την παραπάνω υλοποίηση θα είναι τα E'0 ή E'1 αναλόγως. Αντίστοιχα, όταν το jumper είναι τοποθετημένο στην κάτω δυάδα, τότε αναφερόμαστε στην Υπομονάδα δέκτη και τα enable σήματα που θα προκύπτουν από την παραπάνω υλοποίηση θα είναι τα E'2 ή E'3 αναλόγως.

Επανερχόμαστε τώρα στη λειτουργία της Υπομονάδας. Αφού λοιπόν έχουν ενεργοποιηθεί ταυτόχρονα τα σήματα WR' και CS'0 η πρώτη 12-bit ακολουθία οδηγείται στον πρώτο DAC (#0) και αποθηκεύεται στον Input Register. Τα σήματα WR' και CS'0 απενεργοποιούνται. Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται διαδοχικά με την ενεργοποίηση/ απενεργοποίηση των WR' και του εκάστοτε CS'i, μέχρις ότου οι 12-bit ψηφιακές ακολουθίες οδηγηθούν στους Input Registers των 22 DACs. Τότε εφαρμόζεται το σήμα LDAC', ερχόμενο απ' ευθείας από τον αποκωδικοποιητή της Υπομονάδας Ελέγχου, ταυτόχρονα και στους 22 DACs. Οι 12-bit ακολουθίες μεταφέρονται ταυτόχρονα στους DAC Registers των DACs και προκύπτουν ταυτόχρονα οι αναλογικές τάσεις εξόδου.

Το σήμα PD', ερχόμενο και αυτό απ' ευθείας από τον αποκωδικοποιητή της Υπομονάδας Ελέγχου, ενεργοποιείται όταν επιθυμείται το σύστημα να παραμείνει σε κατάσταση «ύπνου» και χαμηλής κατανάλωσης ρεύματος χωρίς να πάψει να είναι σε λειτουργία.

Όπως προαναφέρθηκε, η αναλογική έξοδος των DACs κυμαίνεται στο εύρος 0-3 volt. Ωστόσο, όπως θα παρουσιαστεί αργότερα, οι Phase Shifters της Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης απαιτούν αναλογικές τάσεις ελέγχου μέσα στο εύρος 0-12 volt. Επομένως λοιπόν οι έξοδοι των DACs θα πρέπει να αναβιβαστούν καταλλήλως ώστε να καλύψουν το εύρος ελέγχου. Η αναβίβαση αυτή πραγματοποιείται με την οδήγηση των αναλογικών τάσεων εξόδου των DACs σε τελεστικούς ενισχυτές, μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας [παπανάνος]. Συγκεκριμένα, για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται το μοντέλο TL082 της Texas Instruments [TL082]. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές του, σε κάθε ολοκληρωμένο είναι ενσωματωμένοι δύο τελεστικοί ενισχυτές, γι' αυτό και οι έξοδοι κάθε δύο διαδοχικών DACs οδηγούνται σε ένα ολοκληρωμένο, όπως φάνηκε άλλωστε και στο σχήμα ?. Στο

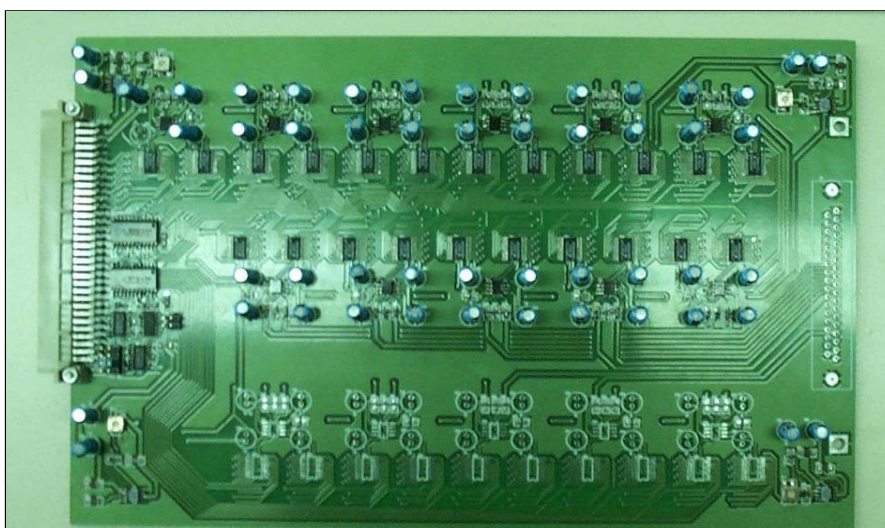
παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η τοπολογία του τελεστικού ενισχυτή μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας στην έξοδο ενός DAC.



Σχήμα 9, Τελεστικός Ενισχυτής Μη Αναστρέφουσας Συνδεσμολογίας στην Έξοδο των DAC

Εφ' όσον η τάση εξόδου του DAC κυμαίνεται στο εύρος 0-3 volt, και η απαίτηση τάσεων ελέγχου στο εύρος 0-12 volt, μέσω της προτεινόμενης συνδεσμολογίας θα πρέπει να πραγματοποιείται τετραπλασιασμός της τάσης εξόδου. Τούτο επιτυγχάνεται με την κατάλληλη επιλογή των ωμικών αντιστάσεων R₁ και R₂, έτσι ώστε να ικανοποιείται η συνθήκη: $R_1/R_2 = 1/3$.

Η Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική, όπως αυτή τελικώς υλοποιήθηκε, δίνεται στην εικόνα που ακολουθεί. Όπως φαίνεται, πέραν των 22 θέσεων για την τοποθέτηση των DACs, κατά το σχεδιασμό προβλέφθηκαν ακόμα 10 θέσεις, για τη δυνατότητα επέκτασης του συστήματος, αλλά και για την περίπτωση καταστροφών καθώς οι διαστάσεις των γραμμών είναι εξαιρετικά μικρές.



Εικόνα 5, Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική

3.5.2. ΥΠΟΜΟΝΑΔΑ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΦΑΣΗΣ

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται η τελευταία βασική υπομονάδα της μονάδας ελέγχου και διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας του συστήματος. Αρχικά πραγματοποιείται μια σύντομη βιβλιογραφική αναφορά στην υπάρχουσα τεχνολογία διατάξεων ολίσθησης φάσης (Phase Shifters), και στη συνέχεια παρουσιάζεται η υλοποίηση της Υπομονάδας.

3.5.2.1. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ PHASE SHIFTERS

3.5.2.1.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η διαφορά φάσης, ϕ , που προκαλείται σε ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα συχνότητας f το οποίο διαδίδεται με ταχύτητα u , σε μία γραμμή μεταφοράς μήκους l , είναι :

$$\phi = \frac{2 \pi f \cdot l}{u}$$

Η ταχύτητα u του ηλεκτρομαγνητικού κύματος είναι συνάρτηση της επιτρεπτότητας μ και της διηλεκτρικής σταθεράς ϵ του μέσου στο οποίο διαδίδεται. Κατά συνέπεια λοιπόν αλλαγή στη φάση μπορεί να επιτευχθεί με αλλαγή στη συχνότητα, στο μήκος της γραμμής, της ταχύτητας διάδοσης, της επιτρεπτότητας, ή της διηλεκτρικής σταθεράς, των παραμέτρων δηλαδή που καθορίζουν την παραπάνω σχέση. Η μεταβολή της συχνότητας f για την αλλαγή φάσης είναι μια σχετικά απλή τεχνική για την επίτευξη μιας ηλεκτρονικά διαμορφώσιμης δέσμης. Μια από τις πιο κοινές μορφές phase shifters είναι εκείνη στην οποία μεταβάλλεται το φυσικό μήκος l της γραμμής για την επίτευξη αλλαγής στη φάση. Η διακύμανση της ταχύτητας διάδοσης u , με την διακύμανση της επιτρεπτότητας μ , είναι η βάση των φερριτικών phase shifters (ferrite phase shifters). Τέλος, οι Gas discharge και οι φεροηλεκτρικοί phase shifters είναι κάποια παραδείγματα διατάξεων που εξαρτώνται από τις αλλαγές στην διηλεκτρική σταθερά ϵ για τη μεταβολή της ταχύτητας διάδοσης u και κατά συνέπεια της φάσης.

Ένας phase shifter θα πρέπει να έχει την ικανότητα να μεταβάλλει τη φάση γρήγορα, να έχει τη δυνατότητα να χειρίζεται υψηλή ισχύ, να απαιτεί σήματα ελέγχου χαμηλής ισχύος, να έχει χαμηλές απώλειες, μικρό βάρος και μέγεθος, να είναι ανθεκτικός, και φυσικά να έχει λογικό κόστος. Οι διάφορες τεχνικές και τεχνολογίες των phase shifters ικανοποιούν τις απαιτήσεις αυτές σε διαφορετικό βαθμό.

3.5.2.1.2. DIGITALLY SWITCHED PHASE SHIFTERS

Ρύθμιση της φάσης στην επιθυμητή τιμή μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός από μια σειρά μηκών γραμμής μεταφοράς. Η εναλλαγή ανάμεσα στα διαφορετικά αυτά μήκη πραγματοποιείται με υψηλής ταχύτητας ηλεκτρονικούς διακόπτες. Ημιαγώγιμες δίοδοι και φερίτες χρησιμοποιούνται συνήθως για την εναλλαγή αυτή, στους ψηφιακούς phase shifters. Δύο μέθοδοι εναλλαγής ανάμεσα στα διαφορετικά μήκη γραμμής μεταφοράς αναφέρονται. Στην πρώτη, την parallel line configuration, το κατάλληλο μήκος γραμμής επιλέγεται ανάμεσα από πολλά διαθέσιμα μήκη. Στην δεύτερη, την series line configuration, το κατάλληλο μήκος γραμμής δημιουργείται με το σειριακό συνδυασμό μικρού σχετικά αριθμού γραμμών. Παρόλο που η διακριτή φύση των digitally switched phase shifters αναπόφευκτα εισάγει σφάλμα κβάντισης στην ακριβή τιμή της απαιτούμενης ολίσθησης φάσης, εντούτοις το σφάλμα αυτό μπορεί να ρυθμιστεί στο μικρότερο επιθυμητό. Ακόμα

και οι αναλογικοί phase shifters, η μεταβολή των οποίων είναι συνεχής, δεν μπορούν να θέσουν μια ακριβή τιμή φάσης χωρίς να δίνεται προσοχή στις θερμοκρασιακές και συχνοτικές διακυμάνσεις.

Στη μέθοδο parallel line configuration ο αριθμός των διαθέσιμων γραμμών εξαρτάται από το βαθμό φασικής κβάντισης και περιορίζεται από την ποιότητα των διακοπών, όπως αυτή μετράται από τη διαφορά ανάμεσα στην εμπέδησή τους, στην “ON” και “OFF” θέση. Κατάλληλος τύπος διακόπτη είναι η ημιαγωγική δίοδος. Οι δίοδοι που τοποθετούνται στα άκρα των επιμέρους γραμμών που έχουν επιλεγεί, λειτουργούν με ορθή πόλωση, ώστε να παρουσιάζονται ως χαμηλές εμπεδήσεις. Οι υπόλοιπες δίοδοι, στις ανεπιθύμητες γραμμές λειτουργούν με ανάστροφη πόλωση, ώστε να παρουσιάζονται ως υψηλές εμπεδήσεις. Οι γραμμές που εναλλάσσονται μπορούν να είναι οποιουδήποτε τύπου RF γραμμές μεταφοράς.

Στις δύο ενότητες που ακολουθούν, παρουσιάζονται οι δύο τύποι digitally switched phase shifters, αναλόγως με την τεχνική που υλοποιούν ως προς την εναλλαγή ανάμεσα στα διαφορετικά μήκη γραμμών μεταφοράς.

3.5.2.1.3. DIODE PHASE SHIFTERS

Η ιδιότητα της ημιαγωγικής δίοδου, που συγκεντρώνει ενδιαφέρον κατά την υλοποίηση μικροκυματικών phase shifters, είναι το γεγονός ότι η εμπέδησή της κυμαίνεται με την εφαρμοζόμενη τάση πόλωσης. Αυτό δίνει τη δυνατότητα στη δίοδο να συμπεριφέρεται ως διακόπτης. Οι phase shifters που βασίζουν τη λειτουργία τους στις δίοδους, είναι σχετικά υψηλής ισχύος και μικρών απωλειών, ενώ μπορούν να μεταβάλλουν τη φάση σχετικά γρήγορα. Έχουν μικρή ευαισθησία στις θερμοκρασιακές μεταβολές, μπορούν να λειτουργήσουν με χαμηλή ισχύ ελέγχου, ενώ έχουν μικρό μέγεθος. Προσαρμόζονται σε ολοκληρωμένα μικροκυματικά κυκλώματα, και έχουν τη δυνατότητα να χρησιμοποιούνται σε όλο το εύρος των συχνοτήτων ενδιαφέροντος.

Τρεις είναι οι βασικές τεχνικές των ημιαγωγικών δίοδων στους ψηφιακούς phase shifters, ανάλογα με το κύκλωμα που χρησιμοποιείται για την επίτευξη ενός δεδομένου phase bit. Αυτές είναι: (1): Η switched–line, (2): Η hybrid–coupled, και (3): Η loaded–line τεχνική. Η hybrid–coupled τεχνική παρουσιάζει γενικά μικρότερες απώλειες σε σχέση με τις δύο άλλες, και χρησιμοποιεί το μικρότερο αριθμό δίοδων. Η switched–line χρησιμοποιεί τις περισσότερες δίοδους και έχει ανεπιθύμητη απόκριση φάσης–συχνότητας η οποία μπορεί να διορθωθεί εις βάρος όμως των απωλειών εισόδου. Η υλοποίηση αυτή γενικά περιορίζεται σε true–time–delay εφαρμογές και σε phase shifters χαμηλής ισχύος και μικρού μεγέθους, όπου οι απώλειες δεν είναι παράγοντας υψηλής σημασίας.

Η PIN δίοδος, χρησιμοποιείται συχνά σε υψηλής ισχύος ψηφιακούς phase shifters. Κατά την ανάστροφη πόλωση, αντιστοιχεί σε χωρητικότητα μικρών απωλειών, ενώ κατά την ορθή πόλωση αντιστοιχεί σε αντίσταση μικρής τιμής.

3.5.2.1.4. FERROMAGNETIC PHASE SHIFTERS

Ο φερίτης είναι ένας μαγνητικός μονωτής μετάλλου–οξειδίου, ο οποίος περιέχει μαγνητικά ιόντα διευθετημένα κατά τέτοιο τρόπο ώστε να παράγουν εσωτερική μαγνήτιση ενώ παράλληλα να διατηρούν κατάλληλες διηλεκτρικές ιδιότητες. Σε αντίθεση με τα φερομαγνητικά μέταλλα, οι φερίτες είναι μονωτές και εμφανίζουν υψηλή ειδική αντίσταση η οποία επιτρέπει στα ηλεκτρομαγνητικά κύματα να εισχωρούν στο υλικό, και να προκαλούν μεταβολές στη μαγνητική επιτρεπτότητα του φερίτη. Η αλλαγή στο εφαρμοζόμενο dc μαγνητικό πεδίο προκαλεί αλλαγή στις ιδιότητες διάδοσης του κύματος, λόγω της αλλαγής της επιτρεπτότητας, η οποία προκαλεί την ολίσθηση φάσης.

Ο phase shifter φερίτη είναι μια δίθυρη συσκευή, που επιτρέπει διακύμανση στην ολίσθηση φάσης ανάμεσα στην είσοδο και την έξοδο με την αλλαγή των μαγνητικών ιδιοτήτων του φερίτη. Μπορεί να είναι αναλογικός ή ψηφιακός. Ποικίλοι τύποι φεριτικών phase shifters έχουν αναπτυχθεί, ορισμένοι από τους οποίους είναι: Reggia–Spencer [10] ο οποίος μάλιστα ήταν και ο πρώτος phase shifter φερίτη που χρησιμοποιήθηκε επιτυχώς σε εφαρμογές radar, Latching ferrite , Flux drive και Dual–mode ferrite phase shifters

3.5.2.1.5. ΑΛΛΟΙ ΤΥΠΟΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ PHASE SHIFTERS

Εκτός από τους φεριτικούς και τους διοδικούς phase shifters, έχουν αναπτυχθεί και άλλες τεχνικές για την ηλεκτρονική ρύθμιση της ολίσθησης φάσης. Η traveling–wave tube τεχνική παρέχει γρήγορη, ηλεκτρονικά ελεγχόμενη ολίσθηση φάσης με τη διακύμανση της τάσης . Οι Gaseous discharge phase shifters, βασίζονται στην διακύμανση της διηλεκτρικής σταθεράς του αεριώδους μέσου, ως συνάρτησης του αριθμού των ελεύθερων ηλεκτρονίων, που εξαρτάται από τα ρέοντα ρεύματα διαμέσου της συσκευής. Παρόλο που μπορούν να διαχειριστούν περίπου 1 kW ισχύ, και μπορούν να προσαρμοστούν σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, είναι δύσκολο να επιτευχθούν σταθερά χαρακτηριστικά λειτουργίας. Οι ιδιότητες διακόπτη του φεριτικού κυκλοφορητή μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν για την υλοποίηση ενός ψηφιακού phase shifter . Ωστόσο δεν χρησιμοποιούνται συχνά, εξ' αιτίας των υψηλών απωλειών και του υψηλού σχετικά κόστους σε σύγκριση με τους διοδικούς phase shifters. Φεροηλεκτρικοί phase shifters στους οποίους το διηλεκτρικό του φεροηλεκτρικού υλικού είναι συνάρτηση του εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου, είναι επίσης μια πιθανή υλοποίηση . Εμφανίζονται καταλληλότεροι στις VHF, UHF ζώνες, παρά σε υψηλότερες συχνότητες.

3.5.2.1.6. MICRO ELECTRICAL MECHANICAL (MEMS) SWITCHES

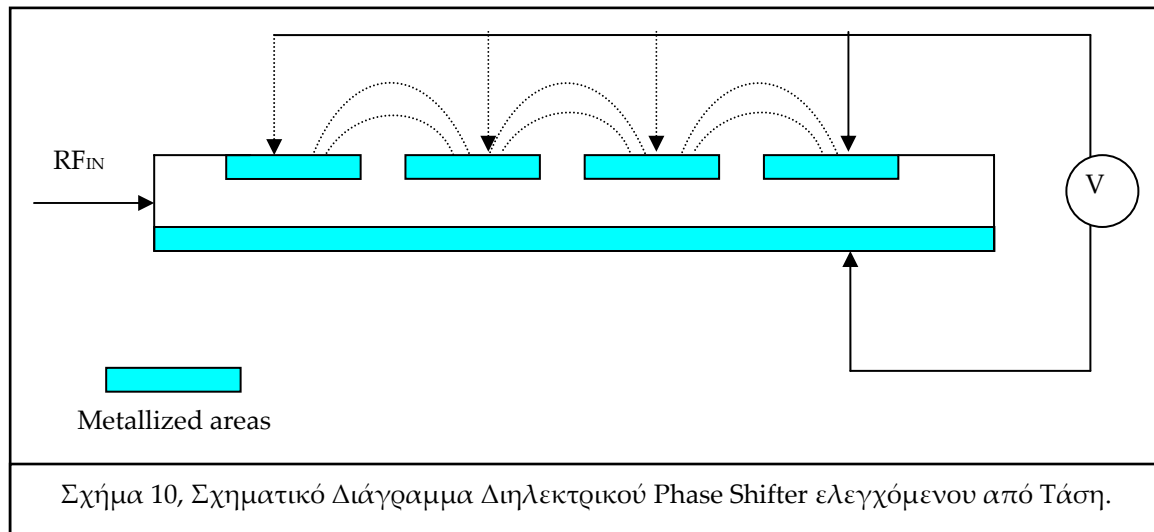
Ο Micro Electrical Mechanical Switch είναι μια σύνθετη μηχανική συσκευή, όπου μια μεμβράνη μπορεί να «ανοιγοκλείσει» μεταξύ δύο καταστάσεων: ανοικτή επαφή και κλειστή επαφή. Στη μη ενεργοποιημένη κατάσταση, η μεμβράνη προσδίδει υψηλή εμπέδηση εξ' αιτίας της ύπαρξης του κενού ανάμεσα στις άνω και κάτω μεταλλικές επαφές. Όταν μια DC τάση εφαρμοστεί ανάμεσα στην άνω και κάτω επαφή, η μεμβράνη θα εκτραπεί προς τα κάτω λόγω της ηλεκτροστατικής αλληλεπίδρασης. Σε αυτή την κατάσταση, η μεμβράνη εφάπτεται απ' ευθείας σε ένα διηλεκτρικό στρώμα και συζευγνύεται χωρητικά στο κάτω επίπεδο.

Ενσωματώνοντας του διακόπτες σε ένα μικροκυματικό κύκλωμα με ποικίλα μήκη δρόμων διάδοσης προκειμένου να δημιουργηθεί τελικός δρόμος διάδοσης το μήκος του οποίου να είναι ελεγχόμενο, μπορεί να ελεγχθεί η καθυστέρηση χρόνου μετάδοσης και κατά συνέπεια η φάση. Ένα από τα πλεονεκτήματα μιας τέτοιας διάταξης είναι το χαμηλό κόστος της.

3.5.2.1.7. VOLTAGE VARIABLE DIELECTRIC PHASE SHIFTERS

Μια εναλλακτική, σε πολλές εφαρμογές υλοποίηση, είναι η χρήση διηλεκτρικών phase shifters, ελεγχόμενων από τάση η οποία εφαρμόζεται σε αυτούς. Η αρχή λειτουργίας τους βασίζεται στην αλλαγή των διηλεκτρικών ιδιοτήτων κεραμικού υλικού, με την εφαρμογή ηλεκτρικού πεδίου . Στο σχήμα που ακολουθεί η αρχή αυτή αντιπροσωπεύεται από την εφαρμογή της DC τάσης πάνω στις μεταλλικές περιοχές. Το RF κύμα εισέρχεται από τη δεξιά πλευρά της διάταξης και διαδίδεται μέσα από αυτή. Με την εφαρμογή της DC τάσης,

η επιτρεπτότητα και κατά συνέπεια η ταχύτητα διάδοσης μεταβάλλεται. Έτσι, η φάση των σημάτων ανάμεσα στα γειτονικά τμήματα μετάλλου μπορεί να ελεγχθεί.



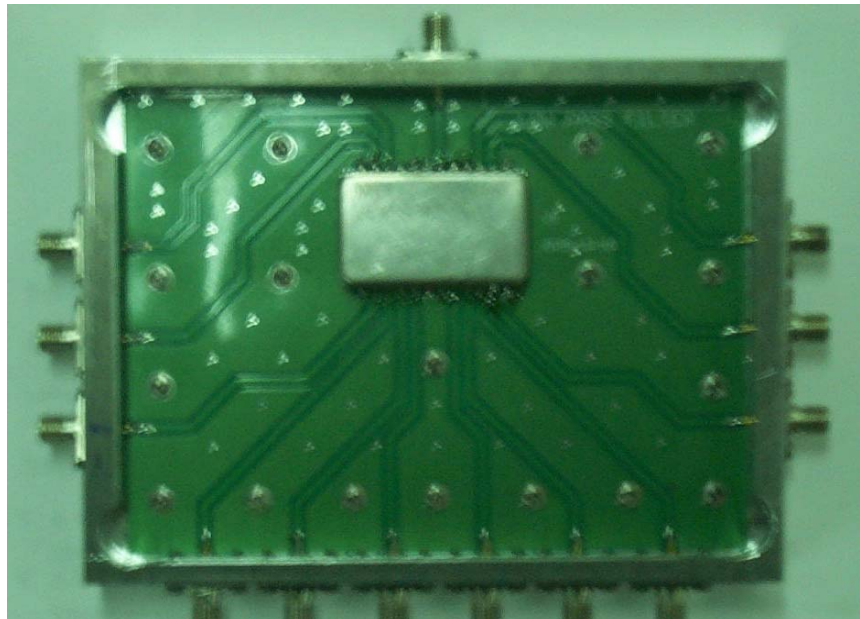
3.5.2.1.8. PHOTONICS

Μια ακόμα τεχνολογία phase shifter είναι η χρήση οπτικών μέσων. Η φασική ολίσθηση επιτυγχάνεται με την τροποποίηση του δείκτη διάθλασης, μέσω της εφαρμογής ηλεκτρικού πεδίου. Το RF σήμα διαμορφώνεται στο ορατό φως με ένα laser. Με τη μεταβολή του δείκτη διάθλασης ενός οπτικού κυματοδηγού, η φάση του οπτικού σήματος στην έξοδο του καναλιού διάδοσης έχει υποστεί μεταβολή. Μετά την εφαρμογή της οπτικής καθυστέρησης, το σήμα υφίσταται μίξη και ανακτάται το RF σήμα, με μετατοπισμένη βέβαια τη φάση σε σχέση με το αρχικό.

3.5.3. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΥΠΟΜΟΝΑΔΑΣ ΦΑΣΙΚΗΣ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ

Η Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης υλοποιείται στην ενδιάμεση μπάντα IF, και συγκεκριμένα στους 140 MHz. Δύο πανομοιότυπες υπομονάδες, μία για την εκπομπή και μία για τη λήψη, σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν.

Κατά την εκπομπή, το σήμα πριν εισέλθει στην Υπομονάδα, διαιρείται σε 11 σήματα ενδιάμεσης μπάντας μέσω ενός διαιρέτη ισχύος 12 εξόδων. Η έξοδος που περισσεύει τερματίζεται. Στην εικόνα που ακολουθεί, παρουσιάζεται ο διαιρέτης ισχύος όπως υλοποιήθηκε.



Εικόνα 6, Διαιρέτης Ισχύος στην είσοδο της Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης

Ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο μετρήθηκε $S_{11} = -17.8$ dB, ενώ οι συντελεστές ανάκλασης των 12 εξόδων, όπως αυτοί μετρήθηκαν, δίνονται στον πίνακα που ακολουθεί.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4: Συντελεστές Ανάκλασης στις εξόδους του Διαιρέτη Ισχύος.

Έξοδος	S22 (dB)	Έξοδος	S22 (dB)
1	-24.5	7	-23.8
2	-24.4	8	-24.4
3	-24.4	9	-24.5
4	-24.9	10	-24.5
5	-24.8	11	-24.8
6	-24.5	12	-24.7

Τέλος, οι συντελεστές απωλειών μεταξύ εισόδου και των 12 εξόδων, κατά πλάτος και φάση, δίνονται στον πίνακα που ακολουθεί.

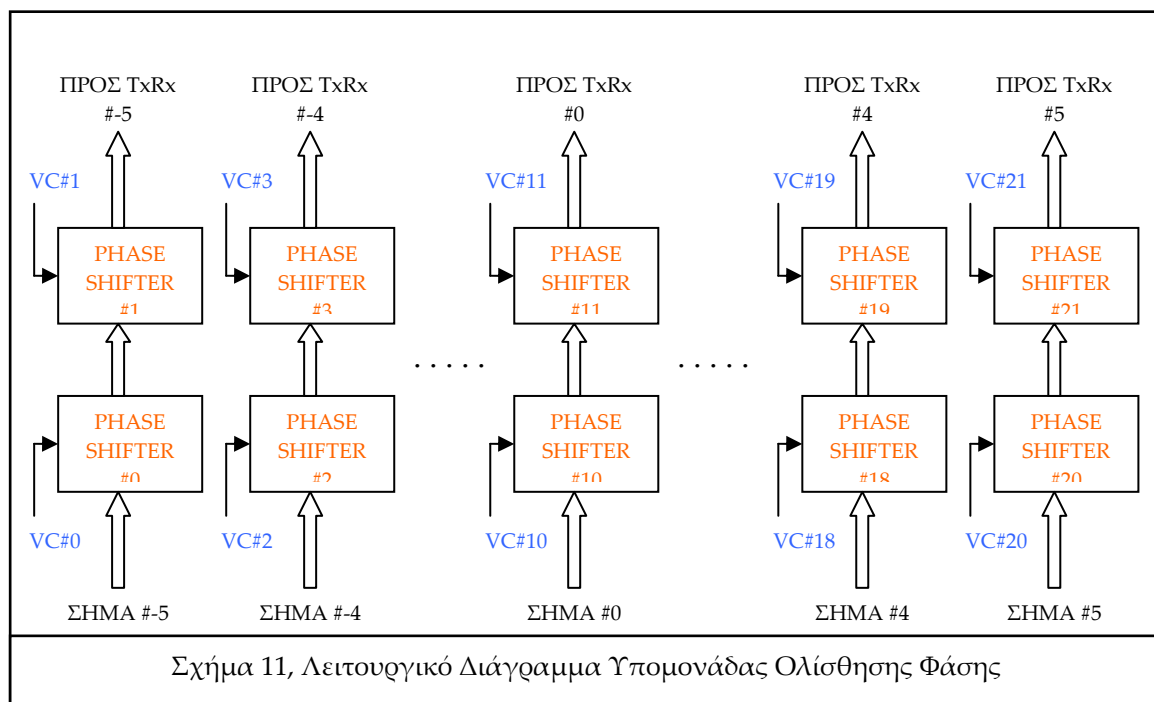
ΠΙΝΑΚΑΣ 5: Συντελεστές Απωλειών Διαιρέτη Ισχύος.

Έξοδος	S12 (dB)	S12 (phase)	Έξοδος	S12 (dB)	S12 (phase)
1	-11.9	-78°	7	-11.9	-78°
2	-11.9	-79°	8	-11.9	-77°
3	-11.9	-76.5°	9	-11.9	-80.4°
4	-11.9	-74.6°	10	-11.9	-80.2°
5	-11.9	-74°	11	-11.9	-80.5°
6	-11.9	-76°	12	-11.9	-80.5°

Η σχεδίαση της Υπομονάδας ακολουθεί την αρχιτεκτονική των πομποδεκτών και της κεραίας, σύμφωνα με την οποία κάθε ένας εκ των 11 πομποδεκτών (-5, -4, ..., -1, 0, 1, ...,

4, 5), τροφοδοτεί δύο διαδοχικούς εκ των 21 ακτινοβολητών της στοιχειοκεραίας (-10, -9, ..., -1, 0, 1, ..., 9, 10), εκτός από τον κεντρικό ακτινοβολητή (#0) που οδηγείται από έναν πομποδέκτη (#0). Αντίστοιχα λοιπόν στην Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης, υλοποιούνται 11 κανάλια (-5, -4, ..., -1, 0, 1, ..., 4, 5), τα οποία προηγούνται των αντίστοιχων 11 πομποδεκτών. Κατά συνέπεια κάθε κανάλι ρυθμίζει τη φάση κάθε δύο διαδοχικών στοιχείων εκτός από το κεντρικό κανάλι (#0) που ρυθμίζει τη φάση του κεντρικού ακτινοβολητή (#0). Το γεγονός αυτό συνεπάγεται ότι κάθε 2 γειτονικά στοιχεία – πλην του κεντρικού – θα λαμβάνουν την ίδια φάση διέγερσης στην είσοδό τους, κάτι το οποίο λαμβάνεται υπ' όψιν αργότερα κατά την υλοποίηση του θεωρητικού τμήματος της διατριβής με τους θεωρητικούς υπολογισμούς των φάσεων τροφοδοσίας.

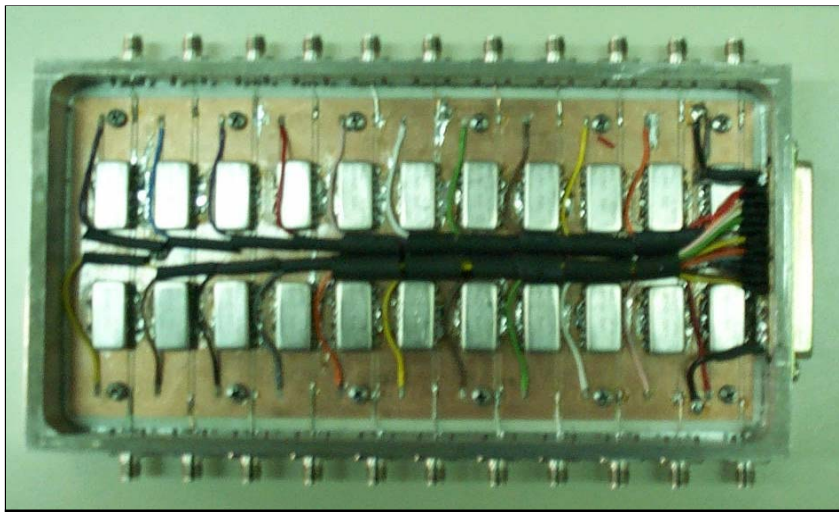
Για την υλοποίηση της Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης επιλέγηκαν ελεγχόμενοι από αναλογική τάση phase shifters και συγκεκριμένα το μοντέλο JSPHS-150 της Mini-Circuits [35]. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές τους, η φάση που προσδίδουν σε ένα σήμα ενδιάμεσης μπάντας κυμαίνεται στο εύρος 0° – 180° , ανάλογα με την αναλογική τάση ελέγχου που θα εφαρμοστεί, η οποία κυμαίνεται στο εύρος 0–12 Volt. Προκειμένου λοιπόν να καλυφθεί ολόκληρο το εύρος 0° – 360° , σε κάθε κανάλι χρησιμοποιούνται εν σειρά 2 phase shifters του τύπου αυτό. Στο σχήμα που ακολουθεί, δίνεται λειτουργικό διάγραμμα της Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης. Είναι εμφανή τα 11 κανάλια, καθώς και οι 2 εν σειρά phase shifters σε κάθε κανάλι.



Σχήμα 11, Λειτουργικό Διάγραμμα Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης

Ιδιαίτερη προσοχή κατά τη σχεδίαση και κατασκευή της Υπομονάδας Ολίσθησης Φάσης δόθηκε στη μεταφορά των αναλογικών τάσεων που φθάνουν από την Υπομονάδα Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική και που φαίνονται με μπλε χρώμα στο παραπάνω σχήμα. Ο λόγος ήταν η απαίτηση για επαρκή γείωση της Υπομονάδας, παράγοντας ιδιαίτερα κρίσιμος Έτσι λοιπόν η πίσω όψη της πλακέτας αφιερώθηκε εξ' ολοκλήρου στη γείωση, κατασκευάστηκαν επιμεταλλωμένες τρύπες, ενώ οι διατάξεις τοποθετήθηκαν σε θωρακισμένα κουτιά. Όσον αφορά τις αναλογικές τάσεις ελέγχου των phase shifters, προκειμένου να μην διακόπτεται η γείωση και να μην επηρεάζονται οι γραμμές μεταφοράς, οδηγούνται στην Υπομονάδα μέσω connector και στη συνέχεια μέσω καλωδίων καταλήγουν στους phase shifters.

Στην εικόνα που ακολουθεί παρουσιάζεται η Υπομονάδα Φασικής Ολίσθησης όπως υλοποιήθηκε. Είναι εμφανή τα καλώδια που από τον connector, εν τω μέσω της διάταξης, καταλήγουν στους phase shifters μεταφέροντας τις αναλογικές τάσεις.



Εικόνα 7, Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης

Η Υπομονάδα Ολίσθησης Φάσης μετρήθηκε ως προς το συντελεστή διάδοσης S12, κατά πλάτος και φάση και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον πίνακα που ακολουθεί. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με μηδενική τάση ελέγχου στους Phase Shifters.

ΠΙΝΑΚΑΣ 6: Συντελεστές Διάδοσης Υπομονάδας Φασικής ολίσθησης.

Κανάλι	S12 (dB)	S12 (phase)	Κανάλι	S12 (dB)	S12 (phase)
-5	-1.65	-6.4°	1	-1.65	-6.6°
-4	-1.65	-7.2°	2	-1.65	-6.5°
-3	-1.65	-6.8°	3	-1.65	-6.4°
-2	-1.65	-4.9°	4	-1.65	-6.5°
-1	-1.65	-5.4°	5	-1.65	-7°
0	-1.65	7.9°			

3.5.4. ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΥΠΟΜΟΝΑΔΩΝ

Από τη σχεδίαση και την υλοποίηση των επιμέρους υπομονάδων του συστήματος ελέγχου και διαμόρφωσης διαγράμματος ακτινοβολίας, και συγκεκριμένα των Υπομονάδων Ελέγχου και Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική προκύπτει ότι τα επίπεδα τάσεως τροφοδοσίας που απαιτούνται είναι +5 volt, και ±15 volt για τους τελεστικούς ενισχυτές που ακολουθούν τους DACs. Επιπλέον οι απαιτήσεις σε ρεύμα δεν ξεπερνούν τα 800 mA για κάθε ένα από τα επίπεδα τάσεως. Προκειμένου λοιπόν να καλυφθούν οι ανάγκες αυτές σε τροφοδοσία σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε τροφοδοτικό το οποίο ενσωματώθηκε στη Μονάδα Ελέγχου και Διαμόρφωσης Διαγράμματος Ακτινοβολίας του Συστήματος.

Το τροφοδοτικό αποτελείται από δύο κλάδους:

Έναν για τη δημιουργία των ±15 volt,

Έναν για τη δημιουργία των +5 volt.

Το τροφοδοτικό λαμβάνει εναλλασσόμενη τάση από κατάλληλα επιλεγμένο μετασχηματιστή, με την απαιτούμενη θωράκιση, ο οποίος διαθέτει τις εξής λήψεις:

2x18 volt (1.2 A), που οδηγούνται στους δύο ακροδέκτες εναλλασσομένου γέφυρας ανόρθωσης 3A για τον κλάδο παραγωγής των ± 15 volt.

1 λήψη από το μεσαίο τύλιγμα του μετασχηματιστή για τη γείωση του τροφοδοτικού, και κατ' επέκταση όλων των τμημάτων της Υπομονάδας.

1x8 volt (1.2 A), που οδηγείται στον έναν ακροδέκτη εναλλασσομένου γέφυρας ανόρθωσης 1A (ο άλλος ακροδέκτης είναι στη γείωση) για τον κλάδο παραγωγής των +5 volt.

Στο τροφοδοτικό χρησιμοποιούνται τα παρακάτω Regulators της National Semiconductors:

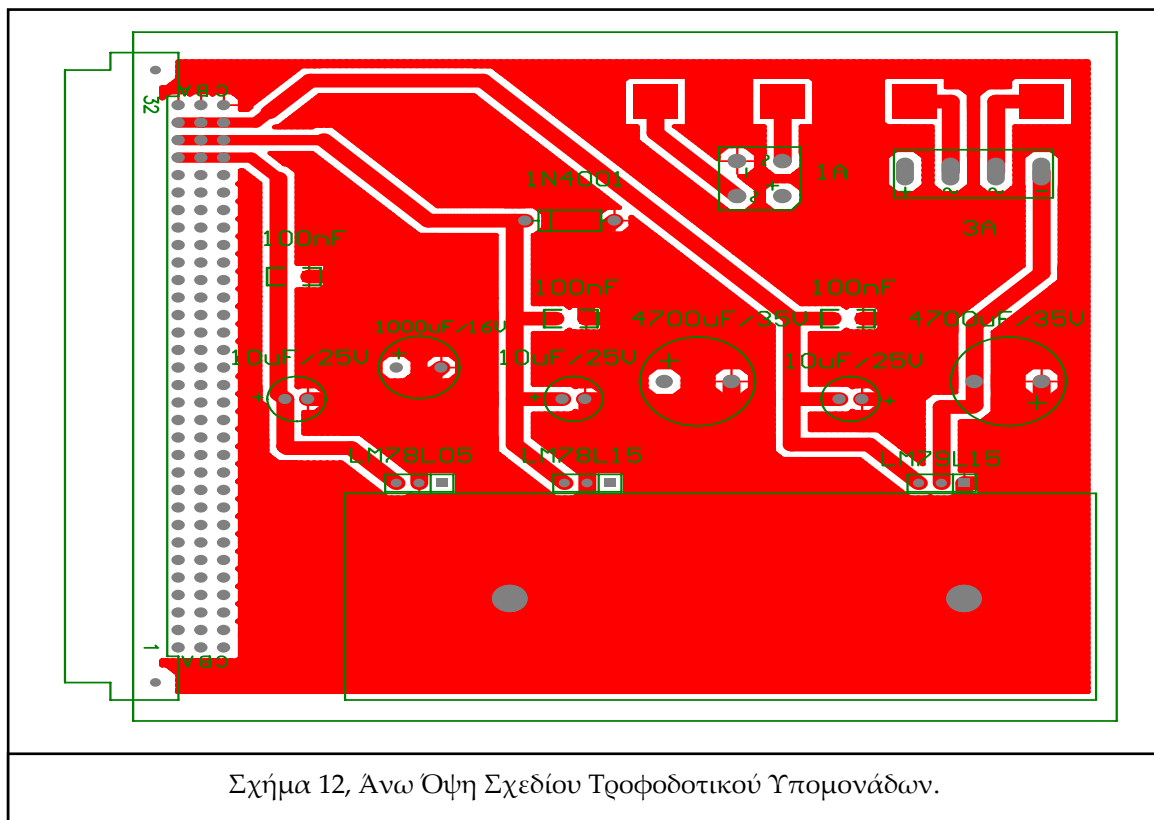
LM7805: για την παραγωγή των +5 volt [36].

LM7815: για την παραγωγή των +15 volt [36].

LM7915: για την παραγωγή των -15 volt [37].

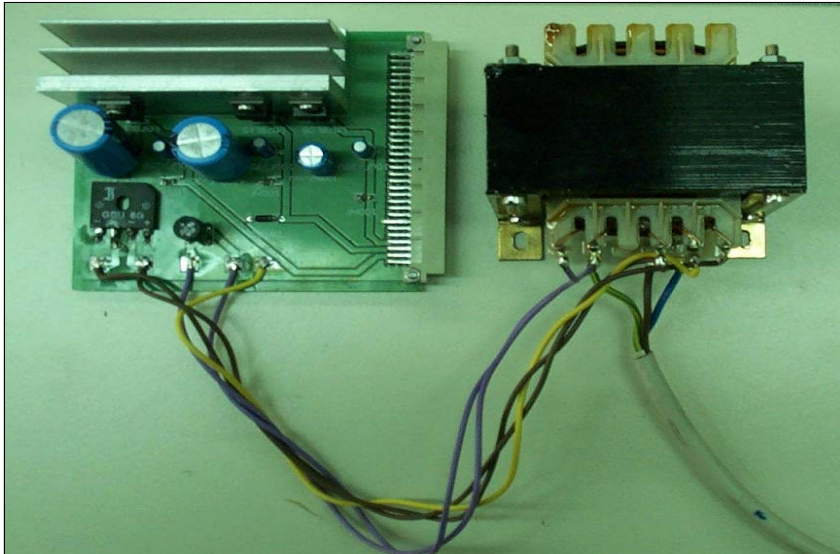
Και τα τρία παραπάνω Regulators εφάπτονται σε κοινή ψήκτρα διαστάσεων 8.5 x 3 cm, για τη θερμική προστασία τους.

Ακολουθεί η άνω όψη (Top Layer) του τροφοδοτικού, όπως αυτό σχεδιάστηκε. Είναι εμφανή τα pads που καταλήγουν στις γέφυρες ανόρθωσης, 1A και 3A, στα οποία καταλήγουν οι λήψεις από το μετασχηματιστή. Επίσης, στο κάτω τμήμα της πλακέτας ο χώρος στον οποίο τοποθετείται η ψήκτρα προστασίας, στην οποία εφάπτονται τα regulators LM7805, LM7815, LM7915, οριοθετείται από το πράσινο πλαίσιο.



Σχήμα 12, Άνω Όψη Σχεδίου Τροφοδοτικού Υπομονάδων.

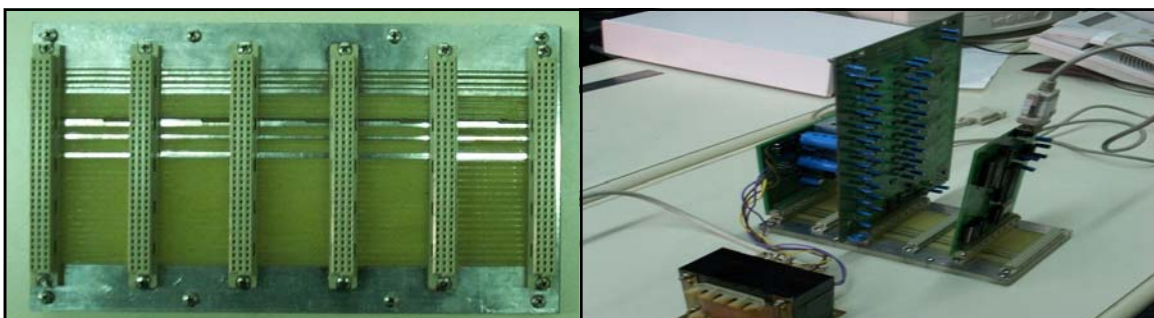
Στην εικόνα που ακολουθεί, παρουσιάζεται το τροφοδοτικό, μαζί με το μετασχηματιστή, όπως αυτά υλοποιήθηκαν.



Εικόνα 8, Μετασχηματιστής & Τροφοδοτικό Υπομονάδων

3.5.5. MOTHERBOARD ΡΟΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

Όπως παρουσιάστηκε στις προηγούμενες ενότητες μεταξύ των Υπομονάδων Ελέγχου και Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική, καθώς επίσης και από το Τροφοδοτικό προς τις δύο αυτές υπομονάδες, ρέει ένας αρκετά μεγάλος αριθμός ψηφιακών δεδομένων και DC τάσεων τροφοδοσίας. Προκειμένου λοιπόν να αποφευχθούν οι πολλές και περίπλοκες καλωδιώσεις ανάμεσα στις επιμέρους κατασκευές, υλοποιήθηκε Motherboard Ροής Δεδομένων. Έτσι με την πρόβλεψη τοποθέτησης κατάλληλων connectors, στις Υπομονάδες Ελέγχου και Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική, καθώς επίσης και στο Τροφοδοτικό, οι κατασκευές αυτές εμφυτεύονται στο Motherboard με αποτέλεσμα τα ψηφιακά σήματα και οι τάσεις τροφοδοσίας ρέουν χωρίς τη μεσολάβηση επιπρόσθετων καλωδίων. Στην εικόνα που ακολουθεί, παρουσιάζεται το Motherboard Ροής Δεδομένων, 6 θέσεων, όπως αυτό υλοποιήθηκε, καθώς επίσης και η ενσωμάτωση των Υπομονάδων Ελέγχου και Μετατροπής Ψηφιακής Πληροφορίας σε Αναλογική, και του Τροφοδοτικού σε αυτό.



Εικόνα 9α, Motherboard Ροής Δεδομένων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

```
#include <16F877.h>
#define device_adc=8
#define use_delay(clock=2000000)
#define fuses NOWDT, HS, NOPUT, NOPROTECT, BROWNOUT, NOLVP, NOCPD,
NOWRT, NODEBUG
#define use_rs232(baud=9600, parity=N, xmit=PIN_C6, rcv=PIN_C7, bits=8)

#define ACK 0x02
#define NACK 0x03
#define WAIT 0x1e
#define ALL_OUT 0
#define ALL_IN 0xff
#define S0 0x00
#define S1 0x02
#define S2 0x04
#define S3 0x06
#define S4 0x08
#define S5 0x0a
#define LDAC 0x0c
#define CLR 0x0e
#define PDO 0x10
#define WRI 0x12

#define PORTB = 6 // memory mapping
#define PORTD = 8 // για τις 2 θυρες

#define BUFFER_SIZE 50
BYTE rx_buf[BUFFER_SIZE];
int i=0;
int sflag=0;

void writeportb(int a)
{
    set_tris_b(ALL_OUT);
    PORTB=a;
}

void writeportd(int a)
{
    set_tris_d(ALL_OUT);
    PORTD=a;
}

#define int_RDA
RDA_isr()
{
    rx_buf[i]=getc();
    i++;
    if(i==48)
    {
        i=0;
        sflag=0;
    }
}

void main()
```

```

{
    int k=0;
    int kdum=0;
    int z=3;

    setup_adc_ports(NO_ANALOGS);
    setup_adc(ADC_OFF);
    setup_psp(PSP_DISABLED);
    setup_spi (FALSE);
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1);
    setup_timer_1(T1_DISABLED);
    setup_timer_2(T2_DISABLED, 0, 1);
    enable_interrupts(INT_RDA);
    enable_interrupts(GLOBAL);

    writeportb(CLR);
    delay_us(100);
    writeportb(WAIT);

    LOOP:

        kdum=0;
        z=3;

        while(sflag)
        {
        }

        if(rx_buf[47]=='$')
        {
            putchar(ACK); // Stel noume sto pc ACK otan ola
ei nai ok
        }
        else
        {
            putchar(NACK); // An kati paei lathos tel noume NACK
        }

        for(k=0; k<=21; k++)
        {
            if(k==19) kdum++; // Dac 19 kammenos, oi alloi
ol i sthai noun

            // Grafoume sto latch S4 thn dieythynsh
            // tou Dac ston opoi o theloume na fortwsoume
            // dedomena
            writeportd(kdum);
            writeportb(S4); // S4
            delay_us(100);
            writeportb(WAIT);
            //////////////////////////////////////

            writeportd(rx_buf[z+1]);
            writeportb(S2);
            delay_us(100);
            writeportb(WAIT);
        }
    }
}

```

```
del ay_us(20);
wri teportd(rx_buf[z]);
wri teportb(S3);
del ay_us(100);
wri teportb(WAI T);

wri teportb(WRI );
del ay_us(10);
wri teportb(WAI T);

kdum++;
z+=2;
}

wri teportb(LDAC);
del ay_us(10);
sfl ag=1;

goto LOOP;

}
```