



## **Σχεδίαση και Κατασκευή πομπού W-CDMA στα 2GHz**

**του σπουδαστή  
Κωνσταντίνου Ράπτη**

**19 Ιανουαρίου 2004**

**Πτυχιακή εργασία μέρος των απαιτήσεων του Τμήματος Τηλεπληροφορικής και  
Διοίκησης**

## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Στην εκπόνηση της παρούσας Πτυχιακής Εργασίας συνέβαλε τα μέγιστα ο επιβλέπων καθηγητής μου Επικ. Καθ. (ΠΔ 407) κ. Κ.Θ. Αγγέλης. Νιώθω βαθύτατη την ανάγκη να τον ευχαριστήσω τόσο για την υπόδειξη του θέματος όσο και για την καθοδήγηση σε όλα τα στάδια εκπόνησης της εργασίας μου.

Παράλληλα αισθάνομαι βαθιά υποχρεωμένος να ευχαριστήσω τον Καθηγητή του Φυσικού Τμήματος του Παν. Ιωαννίνων κ. Π. Κωσταράκη στο ερευνητικό εργαστήριο του οποίου εκπόνησα την εργασία μου. Η βοήθειά του ήταν σημαντικότερη για την ολοκλήρωση τόσο του αμιγώς ερευνητικού όσο και του συγγραφικού μέρους της εργασίας. Τον ευχαριστώ επίσης για τις σημαντικότερες παρατηρήσεις, τα εύστοχα σχόλια και την αμέριστη συμπαράσταση κατά την διάρκεια της συγγραφής της εργασίας μου.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τα μέλη της τριμελούς μου επιτροπής κ. Σακκά Λάμπρο, Επιστημονικό Συνεργάτη του Τμήματος Τηλεπληροφορικής και Διοίκησης του ΤΕΙ ΗΠΕΙΡΟΥ, και κ. Σταμούλη Σπυρίδων, Εργαστηριακό Συνεργάτη του Τμήματος Τηλεπληροφορικής και Διοίκησης του ΤΕΙ ΗΠΕΙΡΟΥ, για την σημαντικότερη βοήθειά τους σε θέματα ηλεκτρονικών και τηλεπικοινωνιών αλλά και για την πολύτιμη συμβολή τους στη διόρθωση του τελικού κειμένου.

Επιπλέον, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στις βιομηχανικές εταιρείες: ANALOG DEVICES, SOSHIN ELECTI, RF MICRO DEVICES, MINI CIRCUITS, RFMD, NATIONAL SEMICONDUCTOR, CAT SKILLSUPPLY, M/A COM για την προμήθεια των απαραίτητων διατάξεων.

## Abstract

Η πτυχιακή αυτή αναφέρεται στη σχεδίαση ενός πομπού W-CDMA που λειτουργεί στα 2GHz. Ο πομπός αυτός είναι τρίτης γενιάς και παρέχει εκπομπή ψηφιακών πληροφοριών μέσω του αέρα. Για την υλοποίηση του πομπού χρησιμοποιήθηκε μια συσκευή αποστολής σημάτων που εκτελεί τη λειτουργία της διαμόρφωσης από κοινού με ένα διαβιβαστή ελέγχου της ισχύος (TPC). Επίσης η συσκευή αυτομάτου ελέγχου συχνότητας (AFC) και ένας κοινός συνθέτης ήταν απαραίτητοι για την ολοκλήρωση της κατασκευής.

Η ανταλλαγή στοιχείων μεταξύ του πομπού και του επεξεργαστή βασικής ζώνης συχνοτήτων πραγματοποιείται μέσα σε ένα οκτάμπιτο ψηφιακό σύστημα. Για να λειτουργήσει αυτή η διεπαφή χρησιμοποιούμε των μετατροπείς ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC). Ο DAC επιπλέον μετατρέπει τους επτάμπιτους κώδικες εντολής του επεξεργαστή σε αναλογικά σήματα για το TPC και AFC. Για να καλύψει ο πομπός τις αυστηρές απαιτήσεις που επιβάλλει το σύστημα W-CDMA, το (TPC) των 70 dB επιβάλλει έλεγχο προσαρμοστικής ισχύος για την καταπολέμηση του κοντινού-μακρινού προβλήματος. Τέλος η υψηλή γραμμικότητα του πομπού παρέχει στο χρήστη γραμμική διαμόρφωση QPSK με λιγότερο από 40dBc για την καταστολή της πλευρικής ισχύος των καναλιών. Με αυτό το κείμενο τεκμηριώνεται η μεθοδολογία του σχεδίου για την κατασκευή του πομπού.

### ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ:

Radio Transmitter,  
Digital-to-Analog,  
Synthesizer,  
W-CDMA,  
3G,  
QPSK.

## Περιεχόμενα

### Κεφάλαιο 1 Εισαγωγή

1.1	Κίνητρο	1
1.2	Αντικειμενικός στόχος	1
1.3	Περίληψη της πτυχιακής	2

### Κεφάλαιο 2 Επισκόπηση του συστήματος

2.1	Εύρος ζώνης	3
2.2	Τμηματική κωδικοποίηση με πολλαπλάσια πρόσβαση	4
2.3	Ταχύτητα δεδομένων και ταχύτητα επεξεργασίας	6
2.4	Εύρος ζώνης καναλιών	7
2.5	Διάδοση και διαμόρφωση	8
2.6	Κανάλι διαβίβασης, πλαστό κανάλι και πλαστή δύναμη	8
2.7	Η ευαισθησία των δεκτών	11
2.8	Αυτόματος έλεγχος κέρδους	12
2.9	Αυτόματος έλεγχος συχνότητας	13
2.10	Επιλεκτικότητα δεκτών και πλαστή απάντηση	14
2.11	Δέκτης ποικιλομορφίας	15

### Κεφάλαιο 3 Σχεδίαση πομπού

3.1	Συσκευή αποστολής σημάτων	17
3.1.1	Διάγραμμα φραγμών	18
3.1.2	Τεχνικές προδιαγραφές	18
3.1.3	Προσέγγιση και ανάλυση σχεδίου	19
3.1.3.1	Μέγιστος-Μέσος παράγοντας	19
3.1.3.2	Απαιτήσεις των ενισχυτών ισχύος	27
3.1.3.3	Σχεδίαση δέκτη	28
3.1.3.4	Έλεγχος της ισχύος μετάδοσης	29
3.1.4	Επίπεδο σχεδίασης κυκλώματος	30
3.1.4.1	Digital-to-Analog conversion board	31
3.1.4.2	Πλακέτα διαμορφωτή	35
3.1.4.3	Έλεγχος μεταδιδόμενης ισχύος	43
3.1.4.4	Ενισχυτής ισχύος	46
3.1.4.5	Ο πολυπλέκτης στον πομπό	48
3.2	Συνθέτης	50
3.2.1	Διάγραμμα φραγμών	51
3.2.2	Τεχνικές προδιαγραφές	52
3.2.3	Η πλακέτα του συνθέτη	52
3.2.3.1	Τροποποιήσεις σχεδίου	52
3.2.3.2	Φίλτρο βρόχων	56
3.2.4	Πλακέτα διαχωριστή	58

3.2.4.1	Κανάλι RF	58
3.2.4.2	Κανάλι IF	60
<b>Κεφάλαιο 4 Απόδοση του πομπού</b>		
4.1	Πομπός	61
4.1.1	Ισχύς του πομπού	61
4.1.2	Έλεγχος μεταδιδόμενης ισχύος	65
<b>Κεφάλαιο 5 Συμπεράσματα</b>		
5.1	Περίληψη	67
5.2	Συστάσεις	67
<b>Παραρτήματα</b>		
6.1	Παράρτημα C-3: MOBILE TERMINAL	69
6.2	Παράρτημα C-1:DAC BOARD	70
6.3	Παράρτημα C-2:MODULATOR BOARD	71
6.4	Παράρτημα C-4:VGC DRIVER BOARD	72
6.5	Παράρτημα C-5:AFC BOARD	73
6.6	Παράρτημα C-6:SPLITTER BOARD	74
6.7	Παράρτημα C-7: LAYOUT	75
6.8	Παράρτημα C-8: ΣΧΗΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ	
<b>Βιβλιογραφία</b>		77

## ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ

Όλες οι προτάσεις οι οποίες παρουσιάζονται σε αυτό το κείμενο και οι οποίες ανήκουν σε άλλον αναγνωρίζονται από τα εισαγωγικά και υπάρχει η σαφής δήλωση του συγγραφέα. Τα υπόλοιπα αναγραφόμενα είναι επινόηση του γράφοντος ο οποίος φέρει και την καθολική ευθύνη για αυτό το κείμενο και δηλώνω υπεύθυνα ότι δεν υπάρχει λογοκλοπή σε αυτό το κείμενο.

Όνοματεπώνυμο: .....

Υπογραφή: .....

Ημερομηνία: .....

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

- Κίνητρο
- Αντικειμενικός στόχος
- Περίληψη πτυχιακής

### **Περίληψη**

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται το κίνητρο που με ώθησε να κάνω αυτή την πτυχιακή. Αναφέρεται επίσης ο αντικειμενικός στόχος της εργασίας που είναι η κατασκευή ένας πομπού που συμμορφώνεται πλήρως με τις ραδιοπροδιαγραφές του συστήματος W-Cdma έτσι ώστε να καθιερωθεί μία διαδικασία συστηματικής σχεδίασης. Στο τέλος το κεφάλαιο περιλαμβάνει την περίληψη της πτυχιακής.

## 1.1 Κίνητρο

Οι ασύρματες επικοινωνίες έχουν τα τελευταία χρόνια εκρηκτική αύξηση. Σήμερα, υπάρχουν περίπου 100 εκατομμύρια συνδρομητές. Ο αριθμός των χρηστών αυτών αναμένεται να αυξηθεί περίπου στο ένα δισεκατομμύριο το 2010. Ο κύριος στόχος της τρίτης γενιάς κυψελοειδούς συστήματος παραγωγής είναι να προσφερθούν στην ίδια ευρεία ζώνη υπηρεσίες σε ποικίλα περιβάλλοντα, όπως 2 Mbps σε ένα εσωτερικό περιβάλλον, 384 kbps σε περιβάλλον για τους πεζούς και 144 kbps σε ένα κινητό περιβάλλον.

Η διεθνής ένωση τηλεπικοινωνιών (ITU) εξετάζει την τεχνολογία W-CDMA σαν ένα γενικό πρότυπο IMT-2000. Η ITU είναι διεθνές σώμα προτύπων των Ηνωμένων Εθνών. Η προσέγγιση συστημάτων οδηγεί σε μια επαναστατική λύση αντί μιας εξελικτικής λύσης του παρόντος όπως το σύστημα IS-95 CDMA. Το IS-95 σχεδιάστηκε βασισμένο στις ανάγκες μετάδοσης φωνής και με περιορισμένες ικανότητες μετάδοσης δεδομένων. Σύμφωνα με τις απαιτήσεις, η τρίτη γενιά περιλαμβάνει ευρείας ζώνης υπηρεσίες όπως μεγάλη ταχύτητα πρόσβασης στο διαδύκτιο, υψηλής ποιότητας μετάδοση εικόνας και τηλεδιάσκεψη. Το πρόσφατο IS-95 CDMA έχει εύρος ζώνης καναλιών 1.25MHz και 1.2288Mchip/s chip rate. Το σχετικά στενό εύρος ζώνης και το χαμηλό ποσοστό chip rate καθιστούν αδύνατο το IS-95 να καλύψει τις απαιτήσεις του ποσοστού δεδομένων της τρίτης γενιάς. Το σύστημα CDMA-2000, πέρα από το μεγαλύτερο εύρος ζώνης για τη βελτίωση της χωρητικής ικανότητας και το μεγαλύτερο ρυθμό δεδομένων, θα διατηρήσει την οπίσθια συμβατότητα με τα υπάρχοντα συστήματα IS-95 CDMA. Για να το πετύχει αυτό το σύστημα WCDMA θα χρησιμοποιήσει τα τερματικά με διπλό σύστημα λειτουργίας.

## 1.2 Αντικειμενικός στόχος

Με την εμπορευματοποίηση του συστήματος στις αρχές του 2001 η απαίτηση κινητών τηλεφώνων ήταν τεράστια. Γνωρίζοντας ότι η εξέλιξη της κινητής



επικοινωνίας καθορίζεται από τη ζήτηση στην βιομηχανία καταλαβαίνουμε ότι τα επόμενα χρόνια θα έχουμε ραγδαία εξέλιξη. Επομένως ο σύντομος χρόνος παραμονής στην αγορά είναι πολύ κρίσιμος για την επιτυχία ενός κινητού τηλεφώνου. Η διαδικασία του συστηματικού σχεδιασμού ενός πομποδέκτη είναι σημαντική γιατί βοηθά στην ελάττωση του χρόνου σχεδίασης ολόκληρου του κινητού. Προκειμένου να διατυπωθεί μια διαδικασία σχεδίου για αυτό το επαναστατικό σύστημα χρειάζεται σαφής κατανόηση του συστήματος και των χαρακτηριστικών του σημάτων.

Ο αρχικός στόχος της ερευνητικής εργασίας είναι να χτιστεί ένας πομπός που συμμορφώνεται πλήρως με τις ραδιοπροδιαγραφές του συστήματος W-Cdma έτσι ώστε να καθιερωθεί μία διαδικασία συστηματικής σχεδίασης. Η εστίαση αυτής της εργασίας είναι στο πεδίο της σχεδίασης του πομπού και της αντιμετώπισης προβλημάτων της βασικής ζώνης συχνοτήτων. Αρχικά έχουμε μια περίληψη των προδιαγραφών του πομπού στη συνέχεια οι προσομοιώσεις έχουν εκτελεσθεί για να εξηγήσουν μερικές από τις απαιτήσεις του σχεδίου του.

### 1.3 Περίληψη της πτυχιακής

Η παρουσίαση αυτής της πτυχιακής έχει δύο επίπεδα το επίπεδο του συστήματος και την κατασκευή του κυκλώματος. Η περίληψη είναι η ακόλουθη: Το κεφάλαιο 2 δίνει μια επισκόπηση του συστήματος. Το κεφάλαιο 3 συζητά τη λεπτομερή σχεδίαση του πομπού και χωρίζεται σε δυο κύρια τμήματα. Την συσκευή αποστολής σημάτων και των συνθέτη, το διάγραμμα φραγμών του κάθε υποσυστήματος δίνεται στην αρχή των τμημάτων. Η περίληψη των τεχνικών προδιαγραφών και η σχεδιαστική προσέγγιση- ανάλυση συζητείται μετέπειτα. Στο τέλος του κεφαλαίου, γίνεται αναφορά στο επίπεδο του κυκλώματος σχετικά με την περιγραφή της επιλεγμένης τροπολογίας και των επιμέρους μερών του. Το κεφάλαιο 4 παρουσιάζει την απόδοση του πομπού. Το κεφάλαιο 5 ολοκληρώνει την πτυχιακή και δίνει μια πρόταση για την επέκταση αυτής της εργασίας. Στο τέλος μπορούμε να δούμε τα παραρτήματα που παρουσιάζεται η σχεδίαση του πομπού στο πρόγραμμα Orcad.

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Επισκόπηση συστήματος**

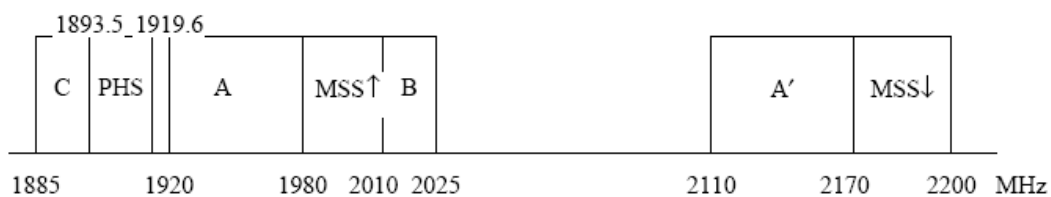
- Εύρος ζώνης
- Ταχύτητα δεδομένων και ταχύτητα επεξεργασίας
- Διάδοση και διαμόρφωση
- Αυτόματος έλεγχος κέρδους
- Αυτόματος έλεγχος συχνότητας

### **Περίληψη**

Αυτό το κεφάλαιο δίνει μια επισκόπηση των συστημάτων W- Cdma που είναι σχετική με το σχέδιο του πομπού. Γίνεται σύντομη αναφορά στο εύρος ζώνης λειτουργίας του, και εξετάζεται η ταχύτητα δεδομένων και επεξεργασίας. Ακόμη παρουσιάζεται ο έλεγχος κέρδους και ο έλεγχος συχνότητας του δέκτη του σήματος.

## 2.1 Εύρος ζώνης

Ο πομποδέκτης W-Cdma αυτής της εργασίας λειτουργεί στη ζώνη των 1920-1980MHz για uplink (από τα κινητά στους βασικούς σταθμούς) και τη ζώνη 2110-2170MHz για downlink(από το βασικό σταθμό στα κινητά). Αυτές είναι οι κύριες ζώνες για το IMT-2000 και σχεδιάσθηκαν ως ζώνη A για uplink και ζώνη A'για downlink. Αυτές οι δύο ζώνες είναι στο σφαιρικό φάσμα των 230MHz που προσδιορίζεται από την παγκόσμια διοικητική ραδιοδιάσκεψη ITU (WARC-92). Το FPLMTS είναι ένας πομποδέκτης παραγωγής τρίτης γενιάς ολοκληρωτικά συμβατός που ενοποιεί τα διαφορετικά συστήματα όπως το σύστημα σελιδοποίησης, τα ασύρματα συστήματα, τα κυψελοειδή συστήματα, καθώς επίσης και χαμηλούς γεωστατικούς δορυφόρους (LEO), σε μία κοινή εύκαμπτη υποδομή.



**Σχήμα 1.** Σχέδιο των συχνοτήτων του σφαιρικού φάσματος των 230MHz.

MSS: Κινητή δορυφορική υπηρεσία

PHS: Το προσωπικό σύστημα Handyphone

(1) A (1920-1980 MHz), A' (2110-2170 MHz) το εύρος ζώνης

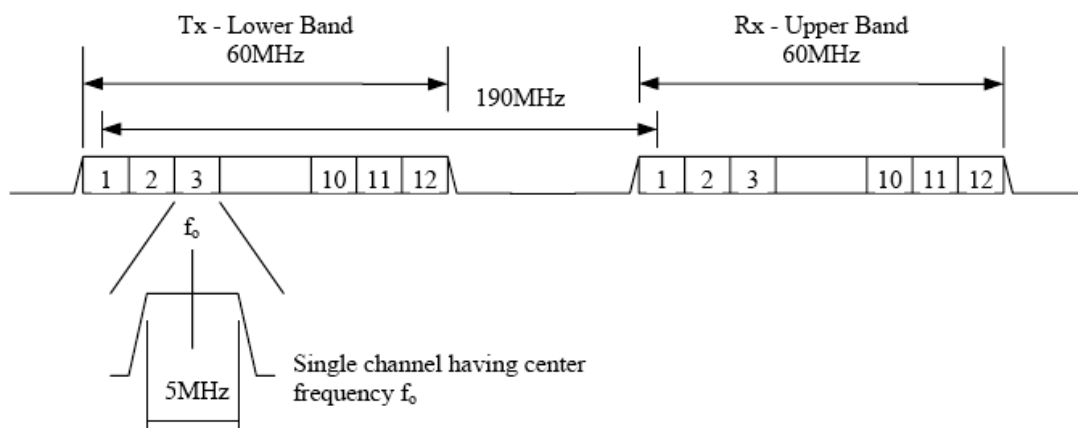
(2) B (TDD) σύστημα στα (2010-2025 MHz)

(3) Γ (1885-1895 MHz, 1918,1-1920 – MHz) χρήση PHS

Το W- Cdma είναι ένα διπλό (FDD) σύστημα τμηματικής συχνότητας. Το FDD επιτρέπει επικοινωνία ταυτόχρονη και διπλής κατεύθυνσης με τη χρησιμοποίηση δύο ξεχωριστών καναλιών συχνότητας. Ο διαχωρισμός της συχνότητας στα κανάλια μετάδοσης και λήψης είναι 190MHz. Η χαμηλότερη ζώνη (A) φέρνει τις πληροφορίες από τα κινητά τερματικά στους βασικούς σταθμούς. Αφ' ετέρου, η ανώτερη ζώνη (A') φέρνει τις πληροφορίες από τους βασικούς σταθμούς στα κινητά τερματικά. Η

κυκλοφορία από τα κινητά τερματικά στους βασικούς σταθμούς καλείται uplink, ενώ η κυκλοφορία από τους βασικούς σταθμούς στα κινητά τερματικά καλούνται downlink.

Η Α και οι Α' είναι ζώνες εύρους 60MHz. Και οι δύο διαιρούνται σε δώδεκα κανάλια συχνότητας. Κάθε κανάλι συχνότητας είναι εύρους 5MHz. Δύο ξεχωριστά κανάλια τα οποία είναι 190MHz, καλούνται διπλό ζευγάρι. Ένα διπλό ζευγάρι παρέχει ταυτόχρονη επικοινωνία διπλής κατεύθυνσης.



**Σχήμα 2.** Το εύρος ζώνης των κινητών τηλεφώνων.

Τα δώδεκα διπλά ζευγάρια επιτρέπουν στην συχνότητα την τμηματική πολλαπλάσια πρόσβαση (FDMA). Με το FDMA καταφέρνουμε μερικές αμφίδρομες επικοινωνίες να οδηγηθούν ταυτόχρονα με την ανάθεση των λιπών επικοινωνιών σε ένα διαφορετικό διπλό ζευγάρι. Αυτή η δομή του εύρους επιτρέπει στα δώδεκα κανάλια την λειτουργία σε FDMA. Το εύρος αυτό είναι πολύ χαμηλό εντούτοις, η ισχύς πολλαπλασιασμού στο W-Cdma δεν είναι από το FDMA αλλά από το (CDMA). Η χωρητική ικανότητα των καναλιών των 5MHz στο W-Cdma είναι 82 κανάλια. Είναι 3,4 φορές η ικανότητα των τρεχόντων αναλογικών κυψελοειδών συστημάτων (AMPS).

## 2.2 Τμηματική κωδικοποίηση με πολλαπλάσια πρόσβαση (CDMA)

Το W-Cdma είναι ένα σύστημα άμεσης ακολουθίας φάσματος (DSSS). Το (CDMA) είναι το μοναδικό γνώρισμα των συστημάτων φασματικής διάδοσης. Οι

ορολογίες CDMA και φασματική διάδοση αναφέρονται βασικά στον ίδιο τύπο συστημάτων. Σε κυψελοειδής εφαρμογές το CDMA χρησιμοποιείται γενικά για την υπογράμμιση της φύσης των συστημάτων πολλαπλάσιας πρόσβασης.

Η διαδικασία άμεσης διάδοσης πολλαπλασιάζει ένα ρεύμα πληροφοριών με μία υψηλή ποσότητα δεδομένων (chip rate) κώδικα ψευδοθορύβου (PN). Το ρεύμα πληροφοριών έχει σχετικά χαμηλό ποσοστό δεδομένων εν αντιθέση με το chip rate, επίσης το φάσμα της παραγόμενης διάδοσης είναι αρκετά μεγαλύτερο από το αρχικό ρεύμα πληροφοριών. Ο κώδικας PN είναι η υπογραφή του σήματος διάδοσης. Αυτή η ενσωματωμένη υπογραφή επιτρέπει τη λήψη του τέλους σε αντίγραφο του συγχρονισμένου κώδικα PN.

Τα συστήματα W- Cdma διαδίδουν το εύρος ζώνης ενός ρεύματος πληροφοριών σε ένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης που μεταβάλετε ανάλογα με την ισχύς της φασματικής πυκνότητας (PSD). Ως αποτέλεσμα του PN κώδικα, τα σήματα διάδοσης έχουν κακή ποιότητα λόγο θορύβου. Παραδείγματος χάριν το μεταδοθέν σήμα από ένα πρόσθετο χρήστη προκαλεί μια μικρή άνοδο του κατωφλιού θορύβου στους τρέχοντες χρήστες στο κανάλι. Η υποβάθμιση της απόδοσης των δεκτών λόγω αυτής της πρόσθετης ισχύος από την συσκευή αποστολής σημάτων περιορίζει τελικά την ικανότητα του συστήματος. Αυτό είναι και το σημαντικότερο χαρακτηριστικό του συστήματος W- Cdma. Η ισχύς είναι ο συνηθέστερος κοινός πόρος για τους χρήστες. Γι' αυτό η ισχύς παρέμβασης μοιράζεται μεταξύ του κυττάρου των κινητών τερματικών έτσι ώστε κάθε τερματικό να συμβάλλει στην παρέμβαση αυτή. Η διαχείριση των πόρων του πομποδέκτη διαθέτει πρόσθετη ισχύς σε κάθε ένα χρήστη ξεχωριστά έτσι ώστε η μέγιστη παρέμβαση δεν ξεπερνιέται και το σύστημα μπορεί εύκολα να προσθέσει ένα ακόμη χρήστη στο φάσμα μέχρι η παρέμβαση να γίνει ανυπόφορη. Αυτό είναι και το πραγματικό πλεονέκτημα του W-Cdma. Στα κυψελοειδείς τερματικά η επαναχρησιμοποίηση συχνότητας είναι μόνο μια. Όλοι μοιράζονται όλες τις συχνότητες και η παρέμβαση είναι εξαπλωμένη ομοιόμορφα σε όλους τους χρήστες. Αφ' ετέρου δε τα συστήματα FDMA και TDMA έχουν καθορισμένο με σαφήνεια αριθμό χρηστών στο διαθέσιμο φάσμα και αντίστοιχο χρόνο αυλακών (time slots).

Επομένως, το W-Cdma δίνει περισσότερη ευελιξία στη διαχείριση της ικανότητας των κυττάρων. Με δυναμική διοίκηση του εύρους και ανοχή της παρέμβασης co-channel το σύστημα W-Cdma, επιτρέπει τη χρήση της ίδιας συχνότητας

στα εκάστοτε κύτταρα. Έτσι η συχνότητα ανάθεσης του σχεδίου δεν απαιτείται πλέον. Στα κυψελοειδή συστήματα FDMA και TDMA, κάθε κύτταρο χρησιμοποιεί μόνο ένα μέρος ολόκληρου του εύρους ζώνης προκειμένου να αποφευχθεί η διασυμβολική παρενόχληση των καναλιών.

Ο αριθμός των διαθέσιμων καναλιών ενός κυττάρου είναι αντιστρόφως ανάλογος προς το μέγεθος των συστάδων (cluster size). Η συστάδα στα κυψελοειδή συστήματα είναι ομάδα κυττάρων που χρησιμοποιούν συλλογικά ολόκληρο το εύρος ζώνης. Ένα χαρακτηριστικό μέγεθος συστάδων είναι 7. Κατά συνέπεια, τα διαθέσιμα κανάλια ενός κυττάρου είναι μόνο ένα έβδομο του συνόλου. Στο WCDMA, όλα τα κύτταρα μπορούν να χρησιμοποιήσουν ολόκληρο το εύρος ζώνης και έτσι η ικανότητα του συστήματος αυξάνεται εντυπωσιακά.

### 2.3 Ταχύτητα δεδομένων και ταχύτητα επεξεργασίας

Ο πομπός αυτής της εργασίας διακρίνεται για ταχύτητα δεδομένων 128Kbps και ταχύτητα επεξεργασίας 4.096Mcps. Οι πλήρης προδιαγραφές του W-Cdma επιτρέπουν ποικιλία σε ταχύτητες δεδομένων και ταχύτητες επεξεργασίας όπως 1.024/4.096/8.192/16.385Mcps. Η διάδοση των data rate και chip rate ακολουθιών αποτελούν τον διαδοθέν κώδικα. Το ρεύμα πληροφοριών είναι μια ακολουθία σχετικά χαμηλού ποσοστού (data rate), ενώ ο διαδοθέν κώδικας είναι μια ακολουθία σχετικά υψηλού ποσοστού (chip rate). Η αναλογία data rate και chip rate καθορίζει το κέρδος επεξεργασίας (PG) του συστήματος.

$$PG = 10 \cdot \log \left( \frac{R_{chip}}{R_{data}} \right) \quad \text{dB}$$

Το PG για δεδομένο data rate και chip rate του πομποδέκτη είναι 15dB

## 2.4 Εύρος ζώνης καναλιών

Όπως αναφέρεται στην παράγραφο 2.1, το εύρος ζώνης καναλιών είναι 5MHz. Οι πλήρες προδιαγραφές του W-Cdma επιτρέπουν εύροι ζώνης καναλιών 1.25/5/10/20MHz. Το εύρος των 5MHz είναι το άμεσο αποτέλεσμα της επιλογής του chip rate και του διαμορφωμένου παλμού στο φίλτρο. Το W-Cdma δίνει έναν παλμό τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου που διαμορφώνει το φίλτρο, με παράγοντα μείωσης στα 0,22. Η χρήση του παλμού που διαμορφώνει το φίλτρο βοηθά στη συντήρηση του ίδιου εύρους ζώνης καναλιών. Το φίλτρο τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου ικανοποιεί το κριτήριο Nyquist έτσι ώστε η εισαγωγή των διαμορφωμένων παλμών δεν προκαλεί διασυμβολική παρέμβαση. Το εύρος ζώνης καναλιών για να γίνει διπλάσιο του ποσοστού παλμών απαιτεί ορθογώνιους παλμούς χωρίς διαμόρφωση. Εντούτοις, εάν οι ορθογώνιοι παλμοί διαμορφωθούν στο φίλτρο, το εύρος ζώνης καναλιών είναι

$$BW_{ss} = (1 + \alpha) \cdot R_{chip}$$

Όπου

$\alpha = 0.22$  : είναι ο παράγοντας μείωσης του φίλτρο τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου.

Το εύρος ζώνης καναλιών βρέθηκε ότι είναι 4.997MHz»5MHz.

Η επιλογή ενός μεγάλου εύρους ζώνης καναλιών μπορεί να επιτύχει υψηλό ποσοστό δεδομένων. Παραδείγματος χάριν το εύρος ζώνης των 5MHz μπορεί να υποστηρίξει ένα ποσοστό δεδομένων μέχρι 384Kbps. Επίσης η χρήση ενός μεγάλου εύρους ζώνης καναλιών επιτρέπει στους δέκτες RAKE να επιλύουν περισσότερους πολλαπλούς δρόμους δεδομένων. Αυτό βελτιώνει την ευαισθησία των δεκτών και χαμηλώνει την απαιτούμενη ισχύς μετάδοσης των κινητών τηλεφώνων. Έτσι καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι με αύξηση του εκπεμπόμενου εύρους ζώνης έχουμε

μείωση της ισχύος μετάδοσης. Κατά συνέπεια το W-Cdma μπορεί να φιλοξενήσει περισσότερους χρήστες σε ένα κανάλι συχνοτήτων.

## 2.5 Διάδοση και διαμόρφωση

Το W-Cdma υποστηρίζει μια δυο επιπέδων διαδιδόμενη δομή. Ο πρώτος διαδοθέν κώδικας είναι ένας μικρός κώδικας για λόγους καναλιοποίησης. Ο κώδικας αυτός προέρχεται από μια λειτουργία Walsh/Hadamard. Ο διαδοθέν κώδικας για το δεύτερο επίπεδο διάδοσης είναι ένας τεράστιος κώδικας για την τυχαιοποίηση. Η διαδικασία της διάδοσης δεν συμπεριλαμβάνεται σε αυτήν την εργασία εκτελείται αυτούσια στην επεξεργασία της βασικής ζώνης. Ο επεξεργαστής βασικής ζώνης στέλνει τις ακολουθίες του άμεσου (I) και του τετραγωνισμένου (Q) με ψηφιακή μορφή στον πομπό. Ο πομπός διαμορφώνει τις ακολουθίες μεταφοράς χρησιμοποιώντας την τεχνική της διαμόρφωσης τετραγωνικής μετατόπισης φάσης (QPSK).

## 2.6 Κανάλι διαβίβασης, πλευρικό κανάλι και πλαστή δύναμη

Η συσκευή αποστολής σημάτων υλοποιείται έτσι ώστε να έχει τη μέγιστη ισχύ παραγωγής στο πεδίο από 29dBm μέχρι 33dBm. Η ισχύς παραγωγής είναι ελέγξιμη πέρα από το πεδίο των 70dB και η ελάχιστη παραγόμενη ισχύς είναι από -41dBm μέχρι -37dBm. Το μέγεθος του βήματος ελέγχου ισχύος είναι 1dB.

Ο έλεγχος ισχύος των συσκευών αποστολής σημάτων (TPC) είναι ουσιαστικός γιατί κατευθύνει τα συστήματα (DSSS) που διαδίδουν το φάσμα ακολουθίας. Επιπλέον πρέπει να καταπολεμηθεί το κοντινό-μακρινό πρόβλημα. Το πρόβλημα αυτό αναφέρεται σε μια γειτονική συσκευή αποστολής σημάτων που μπορεί να εξουδετερώσει ένα επιθυμητό σήμα από μία απομακρυσμένη συσκευή αποστολής σημάτων. Χωρίς έλεγχο ισχύος, η παρέμβαση δεν θα είναι εξαπλωμένη ομοιόμορφα σε όλους τους χρήστες και το κοντινό-μακρινό πρόβλημα θα μπορεί να υποβιβάσει την ικανότητα των συστημάτων παρά πολύ.

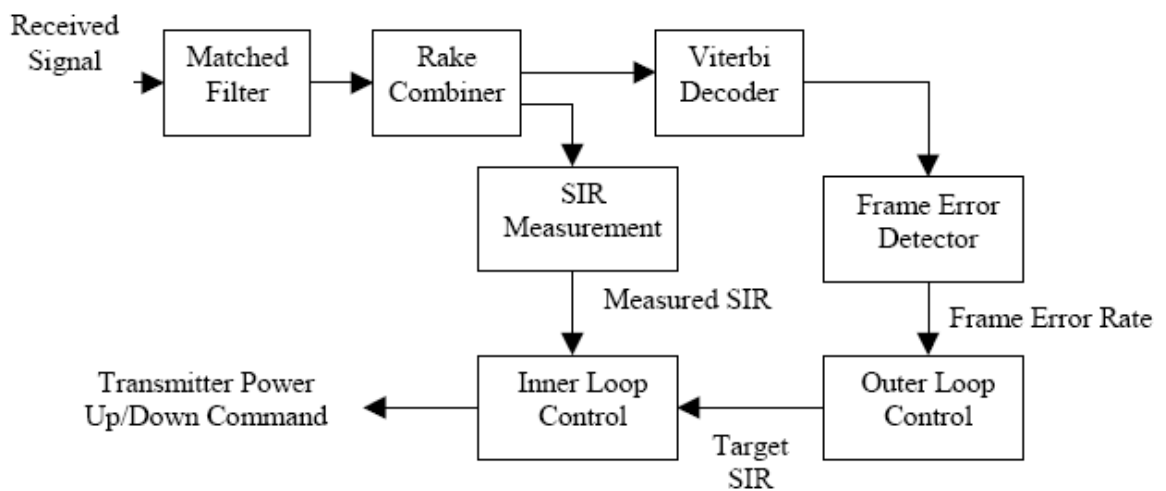


Το W- Cdma παρέχει TPC για uplink και downlink. Υπάρχουν δύο τύποι

TPC: ανοιχτού βρόγχου (open-loop) TPC και κλειστού βρόγχου (closed-loop) TPC.

Ανοιχτού βρόγχου TPC χρησιμοποιείται όταν δεν μπορεί να εφαρμοστεί ο κλειστός βρόγχος TPC. Παραδείγματος χάριν, ένα κινητό τηλέφωνο θέλει να έχει πρόσβαση στο σύστημα. Δεδομένου ότι το κινητό τηλέφωνο δεν μιλά με τον βασικό σταθμό, πρέπει να υπολογίσει την απώλεια του καναλιού μετρώντας το επίπεδο της λαμβανόμενης ισχύος του επιλεγμένου καναλιού από το σταθμό βάσης. Το επιλεγμένο κανάλι είναι ένα επιβλεπόμενο κανάλι από το βασικό σταθμό στα κινητά τερματικά και παρέχει το επίπεδο μετάδοσης του βασικού σταθμού. Με βάση το αποτέλεσμα και το δεδομένο επίπεδο μετάδοσης, ο κινητός σταθμός μπορεί να υπολογίσει την απώλεια του καναλιού και να καθορίσει την ισχύ της μετάδοσης.

Μόλις καθιερωθεί η σύνδεση μεταξύ του κινητού σταθμού και του σταθμού βάσης, χρησιμοποιείται ο κλειστός βρόγχος TPC. Ο κλειστός βρόγχος TPC είναι βασισμένος στην αναλογία του σήματος προς την παρέμβαση πομπού (SIR).



**Σχήμα 3.** Ένα παράδειγμα της διαδικασίας διαμόρφωσης TPC.

Ο κλειστός βρόγχος TPC περιλαμβάνει δύο υποβρόχους: τον εσωτερικό βρόχο και τον εξωτερικό. Ο εξωτερικός βρόχος ρυθμίζει τον (στόχο) SIR που μας δείχνει την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος και ο εσωτερικός βρόχος μετρά το SIR του

λαμβανόμενου σήματος. Εάν το μετρημένο SIR είναι υψηλότερο από το SIR του στόχου, ένα δυαδικό ψηφίο(bit) που ονομάζεται TPC τίθεται ως "0". Σε αυτή την περίπτωση αυτό το TPC bit διατάζει τη συσκευή αποστολής σημάτων να χαμηλώσει την ισχύ μετάδοσης κατά 1dB. Όταν το TPC bit είναι "1", η συσκευή αποστολής σημάτων πρέπει να αυξήσει τη ισχύ μετάδοσης κατά 1dB.

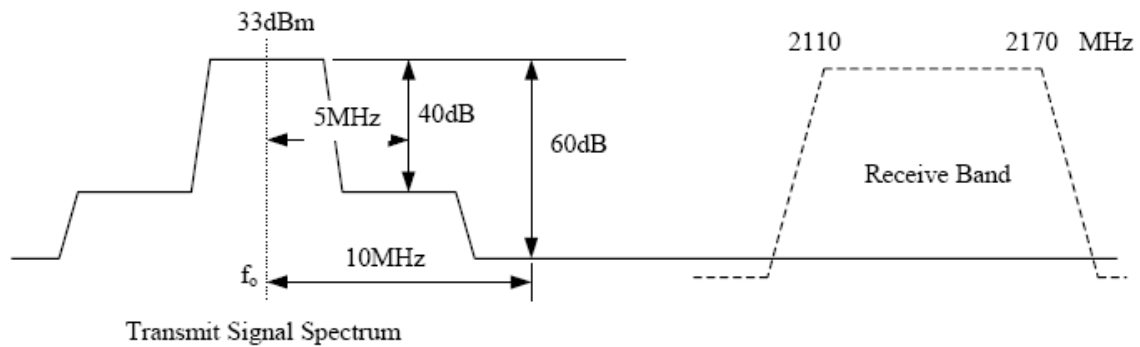
Το W-Cdma δίνει τον κύκλο ελέγχου ισχύος που είναι 0.625ms. Ο γρήγορος κύκλος ελέγχου ικανοποιεί εξασθένιση καταδίωξης πολλαπλών διαδρομών. Επίσης το γρήγορο TPC μπορεί πάντα να ελαχιστοποιεί τη μεταδιδόμενη ισχύ ανάλογα με το φορτίο κυκλοφορίας.

Κατά συνέπεια, η αμοιβαία παρέμβαση μεταξύ των χρηστών έχει ελαχιστοποιηθεί γιατί μεγιστοποιήθηκε η χωρητική ικανότητα των καναλιών. Επιπλέον, διατηρώντας την ισχύ μετάδοσης σε χαμηλά επίπεδα καταφέρνουμε να συντηρήσουμε χαμηλά την ισχύ της μπαταρίας έτσι παρατείνεται και η ζωή της.

Δεν πρέπει να ξεχνάμε ότι το W- Cdma δίνει το εύρος ζώνης καναλιών που είναι 5MHz και το εύρος ζώνης σημάτων που είναι 4.997MHz. Επιπλέον δίνει τις σχεδόν μηδενικές ζώνες φρουράς μεταξύ των πλευρυσών των καναλιών που επιβάλλονται λόγω της αυστηρής απαίτησης της διασυμβολικής παρενόχλησης.

**Πίνακας1.** Οι φασματικές προδιαγραφές της διασυμβολικής παρενόχλησης στον πομπό.

Adjacent Channel Leakage	-40dBc in 5MHz band	5MHz from the center
	-60dBc in 5MHz band	10MHz from the center
Spurious Emission	-60dBc or less	All spurs other than adjacent channel leakage
Transmitter Intermodulation	-60dBc or less	External CW interferer



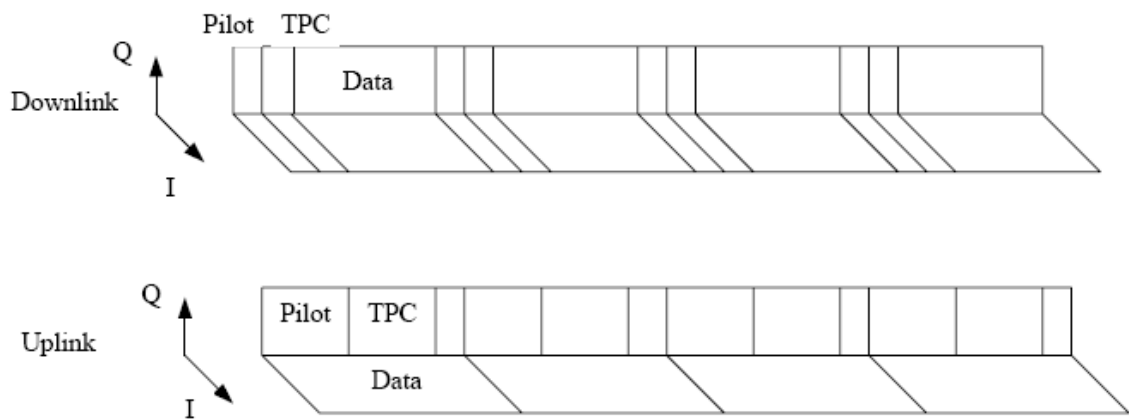
Σχήμα 4. Σχηματικό διάγραμμα των προδιαγραφών.

Η χρήση της γραμμικής διαμόρφωσης QPSK αυξάνει την αντίθεση του σχεδίου με την πραγματικά απαιτούμενη ισχύς. Τα σήματα QPSK περνούν μέσω της τετραγωνικής ρίζας του συνημιτόνου του φίλτρου στα όρια του εύρους ζώνης σημάτων των 5MHz. Μετά από αυτήν την λειτουργία των φίλτρων τα σήματα χάνουν τις σταθερές ιδιότητες των δεδομένων τους. Ο μέσος παράγοντας των φιλτραρισμένων δεδομένων των σημάτων QPSK είναι γύρω στα 4.6dB κατά μέσον όρο.

Τα ασταθή σήματα δεδομένων πρέπει να ενισχυθούν από τους γραμμικούς ενισχυτές ώστε να αποτραπεί η φασματική μεγιστοποίησή τους. Λόγω του μεγάλου μέσου παράγοντα του διαμορφωμένου σήματος QPSK, η υπαναχώρηση του 1dB στο σημείο συμπίεσης του ενισχυτή είναι μεγάλη. Η μεγάλη υπαναχώρηση από την ανεπαρκή ενίσχυση της ισχύος είναι η αιτία της μικρής ζωής των μπαταριών. Έτσι βγάζουμε το συμπέρασμα ότι η ικανότητα χειρισμού της ισχύος του ενισχυτή πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερη από την απαιτούμενη μέση ισχύς εξόδου.

## 2.7 Η ευαισθησία των δεκτών

Το W-Cdma υιοθετεί την πειραματική (σύμβολο-βοηθημένη) symbol-aided συνεπή ανίχνευση για να βελτιστοποιήσει την ευαισθησία του δέκτη. Αυτά τα πειραματικά σύμβολα συνεργάζονται όχι μόνο για το uplink αλλά και για το downlink όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.



**Σχήμα 5.** Πολυπλεξία των πειραματικών συμβόλων.

Τα πειραματικά σύμβολα στο downlink είναι ο χρόνος πολυπλεξίας της εντολής TPC με τα δεδομένα. Ενώ τα πειραματικά σύμβολα στο uplink είναι ο χρόνος πολυπλεξίας του I και Q. Τα πειραματικά σύμβολα χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση των καναλιών στους δέκτες. Η εκτίμηση αυτή επιτρέπει την συνεπή ανίχνευση και τον αυτόματο έλεγχο συχνότητας. Με την ανίχνευση μπορεί να επιτύχει  $10^{-3}$  BER στα 6dB ή το λιγότερο  $E_s/N_0$  στο χρησιμοποιημένο κανάλι. Συγκεκριμένα η ελάχιστη ισχύς εισαγωγής στο δέκτη είναι  $-113\text{dBm}$ .

## 2.8 Αυτόματος έλεγχος κέρδους (AGC)

Η πρώτη γενιά αναλογικών κυψελοειδών συστημάτων χρησιμοποιούσε δέκτες διαμόρφωσης συχνότητας (FM). Οι δέκτες (FM) χρησιμοποιούσαν ενισχυτές IF με περιοριστή πολύ υψηλού κέρδους. Η έξοδος στα κυκλώματα ανίχνευσής τους ήταν αρκετά σταθερή και ανεξάρτητη από τη λαμβανόμενη ισχύ των σημάτων. Το AGC γενικά δεν θα το συναντήσουμε στα αναλογικά κυψελοειδή κινητά τηλέφωνα. Εντούτοις, αυτή η σκληρά περιορισμένη μη γραμμική ενίσχυση δεν είναι αποδεκτή από τη διαμόρφωση τετραγωνικής μετατόπισης φάσης (QPSK) που χρησιμοποιείται. Σε αυτήν την περίπτωση, τα κυκλώματα AGC είναι ουσιαστικό να διατηρούν μια σταθερή εισαγωγή στους μετατροπείς σημάτων από αναλογικό σε ψηφιακό (ADC) και η δυναμική περιοχή του AGC να τροποποιείτε ώστε να είναι 80dB.

## 2.9 Αυτόματος έλεγχος συχνότητας (AFC)

Η εκτίμηση των καναλιών με τα πειραματικά σύμβολα δίνει μια νέα εκτίμηση συχνότητας. Η εκτιμώμενη συχνότητα δίνει μια εισαγωγή στο (AFC) έτσι ώστε το λαμβανόμενο σήμα να μπορεί να μετατραπεί ακριβώς στη βασική ζώνη.

Υποθέστε το λαμβανόμενο σήμα ότι είναι:

$$r(t - \tau_0) = A(t - \tau_0) \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)(t - \tau_0) + \Phi(t - \tau_0) + \theta_0]$$

Όπου

$\Phi(t)$  : είναι η στιγμιαία φάση.

$\tau_0, \Delta\omega, \theta_0$

είναι η άγνωστη χρονική καθυστέρηση, το λάθος συχνότητας και η γωνία φάσης. Αυτά πρέπει να υπολογιστούν από το δέκτη.

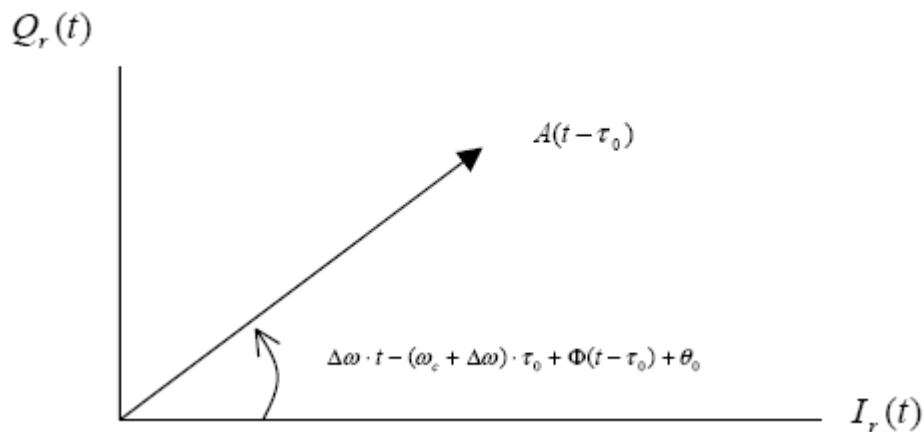
Ο πομπός παίρνει το εκτιμημένο λάθος της συχνότητας από τον επεξεργαστή και το οδηγεί στο (AFC) έτσι ώστε το σήμα να μπορεί να μετατραπεί ακριβώς στη βασική ζώνη. Η (2.3) μπορεί να περιέχει στη φάση και τμήματα τετραγωνισμού όπως

$$I_r(t) = A(t - \tau_0) \cdot \cos[\Delta\omega \cdot t - (\omega_c + \Delta\omega) \cdot \tau_0 + \Phi(t - \tau_0) + \theta_0] \quad (2.4)$$

$$Q_r(t) = A(t - \tau_0) \cdot \sin[\Delta\omega \cdot t - (\omega_c + \Delta\omega) \cdot \tau_0 + \Phi(t - \tau_0) + \theta_0] \quad (2.5)$$

Το σχήμα 6 παρουσιάζει περιστροφέα φάσης όπως το (2.4) και (2.5).

$$\begin{aligned} R(t) &= I_r(t) + j \cdot Q_r(t) \\ &= A(t - \tau_0) \cdot \exp\{j \cdot [\Delta\omega \cdot t - (\omega_c + \Delta\omega) \cdot \tau_0 + \Phi(t - \tau_0) + \theta_0]\} \end{aligned} \quad (2.6)$$



**Σχήμα 6.** Φασική μετατροπή του λαμβανόμενου σήματος.

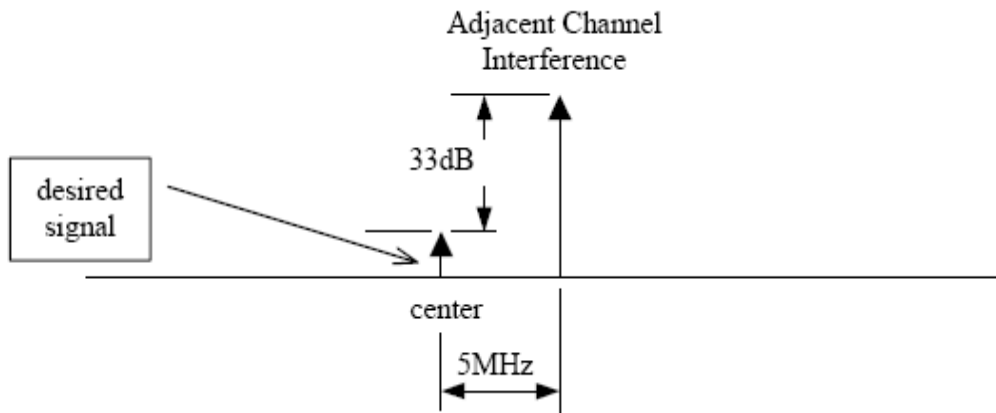
Εάν ο μεταφορέας μπορεί να ακολουθήσει το AFC έτσι ώστε  $DW=0$ , το λαμβανόμενο σήμα θα είναι μία καθυστερημένη έκδοση του διαβιβασθέντος σήματος με μια μετατόπιση φάσης  $-\omega^* \tau + \theta$ . Το λαμβανόμενο σήμα με καθυστέρηση φάσης μπορεί να ανιχνευθεί από το σήμα επεξεργασίας. Εντούτοις, εάν το AFC δεν μπορεί να ακολουθήσει το σήμα για ένα μηδενικό λάθος συχνότητας, η σταθερού ποσοστού περιστροφή φάσης με  $\tau \times DW$  κρατά σε συνεχή κίνηση τον αστερισμό σημάτων έτσι ώστε η ανίχνευση να είναι αδύνατη. Για να ολοκληρώσει την ακριβή καταδίωξη, το AFC επιδιώκει να έχει πολύ υψηλή κυκλική συχνότητα όπως 0.03125rpm ανά βήμα. Η πλήρης σειρά ακολουθίας είναι  $\pm 2\text{rpm}$ .

## 2.10 Επιλεκτικότητα δεκτών και πλαστή απάντηση

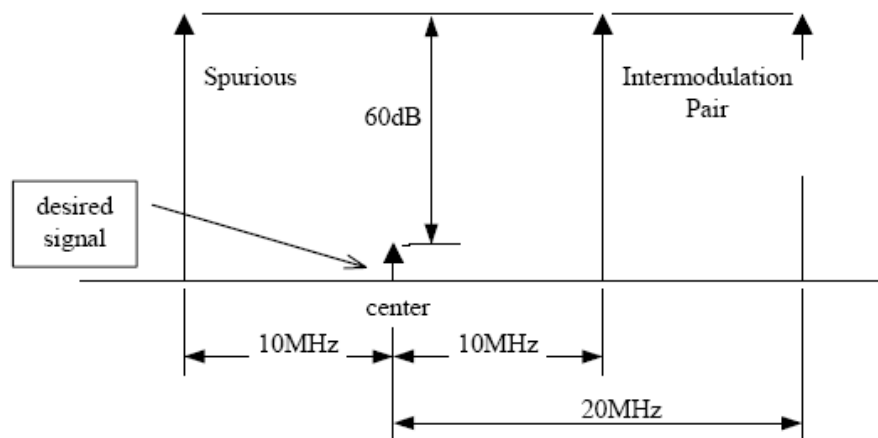
Για να επιτύχει ο πομπός το στόχο της μεγιστοποίησης της απόδοσης των συνδέσεων, το W- Cdma διαμορφώνει ανάλογα την ικανότητα επιλογής των δεκτών και την πλαστή απάντηση.

**Πίνακας 2.** Απαρίθμηση της επιλεκτικότητας και της πλαστής απάντησης στον πομπό.

Adjacent Channel Selectivity	33dB or more	@ 5MHz from the center
Intermodulation Response	60dB or more	@ 10 and 20MHz from the center
Spurious Response	60dB or more	@ 10MHz from the center



Σχήμα 7. Η παρακείμενη προδιαγραφή της επιλεκτικότητας των καναλιών.

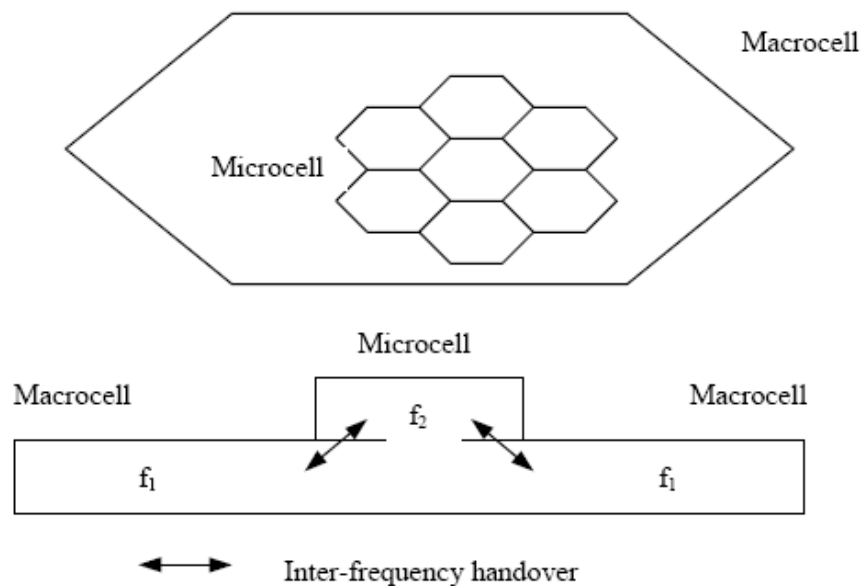


Σχήμα 8. Η απάντηση της πλαστής προδιαγραφής.

## 2.11 Δέκτης ποικιλομορφίας

Το W- Cdma χρησιμοποιεί δύο δέκτες στο κινητό. Ο ένας είναι ο κύριος δέκτης και ο άλλος είναι ο δέκτης ποικιλομορφίας. Η παροχή ποικιλομορφίας κεραιών 2 κλάδων μπορεί να μειώσει σημαντικά το στόχο  $E_b/N_0$  για ένα συγκεκριμένο BER. Ο δέκτης ποικιλομορφίας διευκολύνει επίσης τη λειτουργία παράδοσης διά-συχνότητας. Το W-Cdma χρησιμοποιεί τις ιεραρχικές δομές των κυττάρων (HCSs), όπου οι

επιστρωμένες μακροκυψέλες είναι πάνω από μικρότερες μικροκυψέλες ή πικοκυψέλες. Έτσι έχουμε πλήρη ικανότητα κάλυψης και προσφοράς των συστημάτων ώθησης HCSs στα αστικά περιβάλλοντα. Εντούτοις, τα κύτταρα διαφορετικών επιπέδων θα λειτουργήσουν σε διαφορετικές συχνότητες όπως φαίνεται στο σχήμα 9. Αυτό απαιτεί την ικανότητα της παράδοσης διά-συχνότητας στο κινητό τερματικό.



**Σχήμα 9.** Παράδοση διασυχνότητας στο HCS.

Προκειμένου να εκτελεσθεί μια παρόμοια παράδοση διασυχνότητας, το κινητό τερματικό πρέπει να πραγματοποιήσει μια αναζήτηση κυττάρων σε διαφορετικά κανάλια συχνότητας από το κανάλι της τρέχουσας συχνότητας χωρίς διακοπή στην τρέχουσα ροή στοιχείων. Από την αρχή της εκτέλεσης της αναζήτησης κυττάρων μέχρι και την ολοκλήρωση της παράδοσης ένας από τους δέκτες προσωρινά απασχολείται με την υποδοχή πικιλομορφίας.



## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Σχεδίαση πομπού**

- Κανάλι RF
- Κανάλι IF
- Συνθέτης
- Ενισχυτής ισχύος
- Συσκευή αποστολής σημάτων
- Δέκτης

### **Περίληψη**

Το κεφάλαιο αυτό χωρίζεται σε δυο επιμέρους ενότητες των πομπού και των συνθέτη. Κατά την ανάλυση αυτών των δυο περιγράφουμε τους ενισχυτές ισχύος τα κανάλια μεταφοράς και των πολυπλέκτη. Για την καλύτερη κατανόηση του όλου συστήματος κάνουμε και μια αναφορά για των δέκτη του σήματος.

## Κεφάλαιο 3. Σχεδίαση πομπού

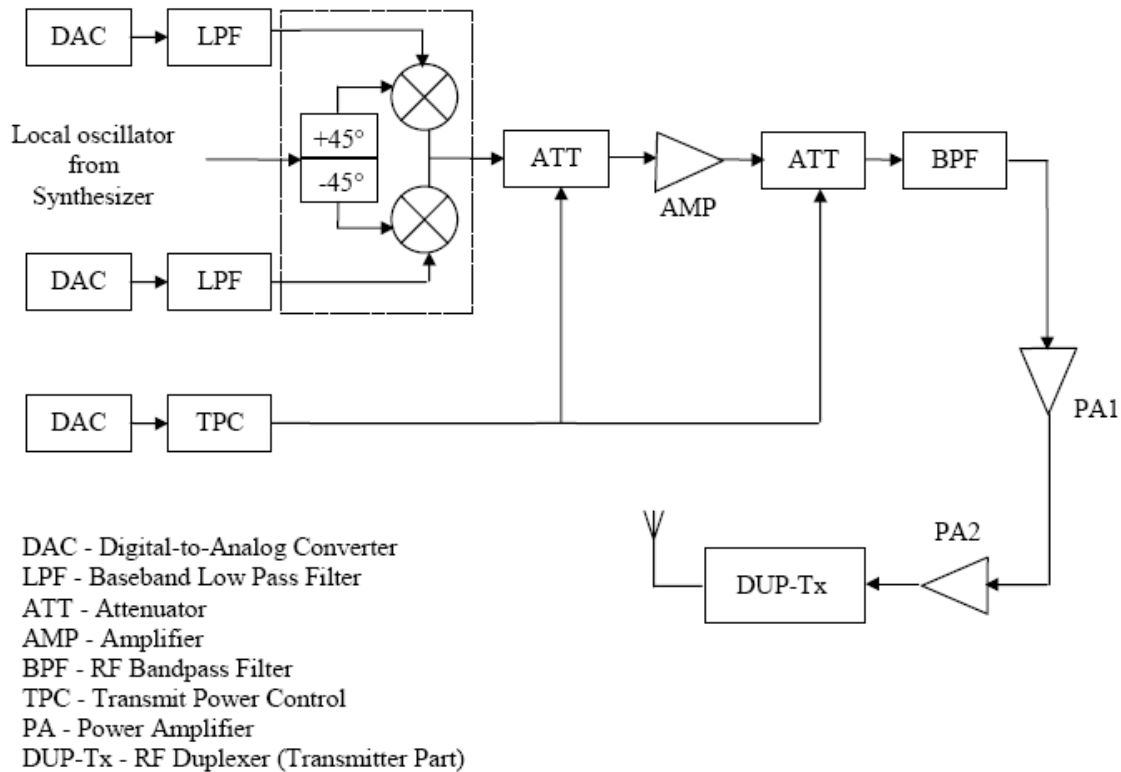
Έχουμε ένα front-end πομπού κινητού τερματικού που αποτελείται από δυο σημαντικά υποσυστήματα: την συσκευή αποστολής σημάτων, και τον συνθέτη. Επιπλέον τα υποσυστήματα, του ελέγχου δύναμης (PC), του αυτόματου ελέγχου συχνότητας (AFC) και του αυτόματου ελέγχου κέρδους (AGC) είναι σημαντικά για την επίτευξη των στόχων του συστήματος W-Cdma. Οι μετατροπείς ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC) και οι μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC) χρησιμοποιούνται για τις διεπαφές μεταξύ του πομπού και του επεξεργαστή βασικής ζώνης.

Η συζήτηση σε αυτό το κεφάλαιο περιλαμβάνει δυο σημαντικά τμήματα. Κάθε τμήμα περιγράφει ένα από τα υποσυστήματα. Η αρχή κάθε τμήματος είναι το διάγραμμα φραγμών του υποσυστήματος. Αναφερόμενος στο διάγραμμα φραγμών παρουσιάζονται, οι τεχνικές προδιαγραφές, η προσέγγιση του σχεδίου, η ανάλυση και η εφαρμογή των κυκλωμάτων

### 3.1 Συσκευή αποστολής σημάτων (πομπός)

Η συσκευή αποστολής σημάτων υποστηρίζει το uplink του συστήματος W-Cdma, επιπλέον παρέχει μία ψηφιακή διεπαφή για τον επεξεργαστή βασικής ζώνης. Ο επεξεργαστής βασικής ζώνης στέλνει σήμα βασικής ζώνης διάδοσης μέσω μίας ψηφιακής διεπαφής στον πομπό. Η πομπός διαμορφώνει τη βασική ζώνη και δίνει σήμα σε έναν μεταφορέα ραδιοσυχνότητας (RF). Το διαμορφωμένο σήμα RF είναι ήδη ενισχυμένο, φιλτραρισμένο και διαβιβάζεται στο βασικό σταθμό μέσω του αέρα. Για να καταπολεμηθεί το κοντινό ή μακρινό πρόβλημα, η συσκευή αποστολής σημάτων λειτουργεί από κοινού με ένα (TPC) που κάνει έλεγχο της μεταδιδόμενης ισχύος και διατηρεί την ισχύς μετάδοσης στο κατάλληλο επίπεδο. Ο έλεγχος καθορίζει το επίπεδο ισχύος βασισμένο στην ψηφιακή εντολή από τον επεξεργαστή βασικής ζώνης. Το σχήμα 10 δείχνει το σχηματικό διάγραμμα της συσκευής αποστολής σημάτων.

### 3.1.1 Σχηματικό διάγραμμα του πομπού



Σχήμα 10. Σχηματικό διάγραμμα πομπού

### 3.1.2 Τεχνικές προδιαγραφές

Βασική προδιαγραφή για τη συσκευή αποστολής σημάτων είναι η μεταφορά της μεταδιδόμενης ισχύος των 1,6 W (+ 20%, - 50%) στη ζώνη εκπομπής των (1920 – 1980 MHz). Μια ψηφιακή εντολή από των επεξεργαστή βασικής ζώνης μπορεί να ελέγξει την ισχύ μετάδοσης αν είναι πάνω από 70dB, αυτή η ψηφιακή εντολή είναι διάρκειας 7-Bit. Ο κώδικας της εντολής είναι ένας δυαδικός αριθμός μεταξύ 0000000B και 1000110B (ή στο δεκαδικό από 0 έως 70). Ο κώδικας 0000000B παράγει τη μέγιστη δύναμη εξόδου, ενώ ο κώδικας 1000110B παράγει 70dB λιγότερο από η μέγιστη έξοδο. Ο κύκλος χρόνος ελέγχου δύναμης είναι 0.625ms και ο ρυθμός των δεδομένων είναι 128Kbps. Η ακολουθία δεδομένων διαδίδεται με τους μεταδιδόμενους κώδικες με

ρυθμό επεξεργασίας 4.096Mcps και διαμόρφωση QPSK. Ο επεξεργαστής βασικής ζώνης στέλνει το άμεσο (I) και το τετραγωνισμένο (Q) σήματα βασικής ζώνης στη συσκευή αποστολής σημάτων με δύο ξεχωριστά κανάλια. ταχύτητας 32.768Msps. Το ποσοστό των δειγμάτων είναι οκτώ φορές το ποσοστό επεξεργασίας των σημάτων που είναι σε οκτάμπιτη ψηφιακή μορφή. Οι συσκευές αποστολής σημάτων digital-to-analog μετατροπείς (DAC) αναδημιουργούν τα αναλογικά σήματα που είναι φιλτραρισμένα με μείωση κατά 0,22 , από φίλτρα τετραγωνικής ρίζας αυξημένου συνημιτόνου (RRC) και τα προκύπτον αναλογικά σήματα εφαρμόζονται στο διαμορφωτή του πομπού.

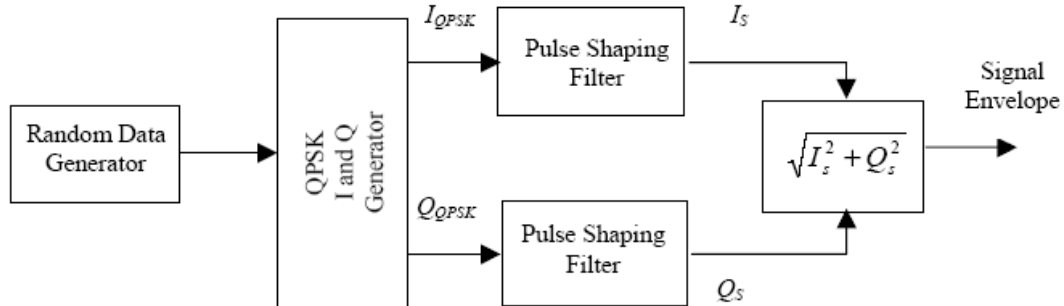
Όπως αναφέρεται στην παράγραφο 2.6 της επισκόπησης συστημάτων, οι μηδενικές ζώνες φρουράς μεταξύ των πλευρικών καναλιών των συστημάτων W- Cdma επιβάλλουν μια αυστηρή απαίτηση ως αναφορά την ισχύς των καναλιών. Η ισχύς των πλευρικών καναλιών μετριέται με τα διαμορφωμένα σήματα ώστε η ισχύς του παλμού εξόδου να είναι 40dBc λιγότερο από την inband ισχύς εξόδου. Η inband ισχύς είναι η συνολική ισχύς με εύρος ζώνης για τη φέρουσα συχνότητα 4.096MHz. Η ισχύς των πλευρικών καναλιών είναι η συνολική ισχύς στο εύρος ζώνης των 4.096MHz όταν η πλευρική συχνότητα είναι σε απόσταση περίπου 5MHz μακρύτερα από τη φέρουσα συχνότητα .Η επόμενη πλευρική συχνότητα των καναλιών είναι η συνολική ισχύς του εύρους ζώνης των 4.096MHz για τη συχνότητα που είναι 10MHz μακρύτερα από τη φέρουσα συχνότητα και είναι 60dBc μικρότερη από τη inband ισχύ. Η πλαστική και η εκπεμπόμενη ενδοδιαμόρφωση μετριέται με ένα συνεχές κύμα (CW) που πρέπει να είναι 60dBc λιγότερο από τη φέρουσα.

### 3.1.3 Προσέγγιση και ανάλυση σχεδίου

#### 3.1.3.1 Μέγιστος-Μέσος παράγοντας

Όπως αναφέρεται στην επισκόπηση συστημάτων, ένα σήμα μετά από τη διαμόρφωση παλμού QPSK θα χάσει τις σταθερές ιδιότητες του. Η μη γραμμική ενίσχυση ισχύος ενός ασταθούς παλμού προκαλεί στο σήμα φασματική ανάπτυξη. Η κατανόηση του μέγιστου-μέσου παράγοντα του σήματος QPSK είναι σημαντική για την επιλογή των ενισχυτών ισχύος, ώστε να αποφευχθεί η μη γραμμική ενίσχυση. Μια

προσομοίωση εκτελέστηκε για να βρει το μέγιστο-μέσο παράγοντα βασισμένο στο πρότυπο που παρουσιάζεται στο σχήμα 11



**Σχήμα 11.** Πρότυπο προσομοίωσης.

Το πρότυπο στο σχήμα 11 είναι υποθετικό. Δεν περιλαμβάνει τη διαδικασία διάδοσης W- Cdma αλλά χρησιμοποιήθηκε μια τυχαία γεννήτρια στοιχείων για να προσεγγίσει την ακολουθία PN

**Πίνακας 3.** Σχέδιο διαμόρφωσης QPSK

Two Consecutive Bits	Signal Phase
00	225
01	135
10	315
11	45

Ο παλμοί διαμόρφωσης των φίλτρων είναι μειωμένοι κατά 0,22 της τετραγωνικής ρίζας του υψωμένου συνημιτόνου. Τα αποτελέσματα του φίλτρου χρησιμοποιούνται για να αξιολογηθούν τα δεδομένα του σήματος. Το πρότυπο είναι βασισμένο στο σύνολο των δεδομένων βασικής ζώνης και αποφεύγει την ανάγκη χρήσης φέροντος υψηλής συχνότητας.

## QPSK

Η QPSK είναι μια αποδοτική διαμόρφωση εύρους ζώνης. Σε σύγκριση με την BPSK, η διαμόρφωση QPSK δίνει την ίδια απόδοση BER αλλά έχει διπλάσιο ρυθμό δεδομένων στο ίδιο εύρος ζώνης. Η εφαρμογή της διαμόρφωσης και της αποδιαμόρφωσης είναι απλή επομένως η QPSK είναι πολύ ελκυστική για χρήση στις ασύρματες επικοινωνίες.

Η φάση ενός σήματος QPSK μπορεί να πάρει μια από τις τέσσερις ισότιμες πιθανές τιμές. Οι τιμές αυτές είναι οι  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  και  $315^\circ$ . Αν δούμε την QPSK από μαθηματική άποψη έχουμε.

$$S_{QPSK}(t) = A \cdot \cos[2\pi f_c \cdot t + \theta_i(t)] \quad (3.1.1)$$

Όπου

$0 < t < T$  :  $T$  είναι η διάρκεια των συμβόλων.

$$i = 1, 2, 3, 4.$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{4}, \quad \theta_2 = \frac{3\pi}{4}, \quad \theta_3 = \frac{5\pi}{4}, \quad \theta_4 = \frac{7\pi}{4}.$$

$A$  : εύρος σημάτων.

$f$  : φέρουσα συχνότητα .

Για ένα διάστημα συμβόλων, η (3.1.1) μπορεί να γραφτεί

$$S_{QPSK}(t) = A \cdot \cos[\theta_i(t)] \cdot \cos(2\pi f_c \cdot t) - A \cdot \sin[\theta_i(t)] \cdot \sin(2\pi f_c \cdot t) \quad (3.1.2)$$

Το άμεσο (I) και το τετραγωνισμένο (Q) τμήματα του σήματος ορίζονται ως

$$I_{QPSK}(t) = A \cdot \cos[\theta_i(t)] \quad (3.1.3)$$

$$Q_{QPSK}(t) = A \cdot \sin[\theta_i(t)] \quad (3.1.4)$$

Τα τμήματα (I) και (Q) είναι σήματα βασικής ζώνης που διευκολύνουν την προσομοίωση.

### Φίλτρο τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου

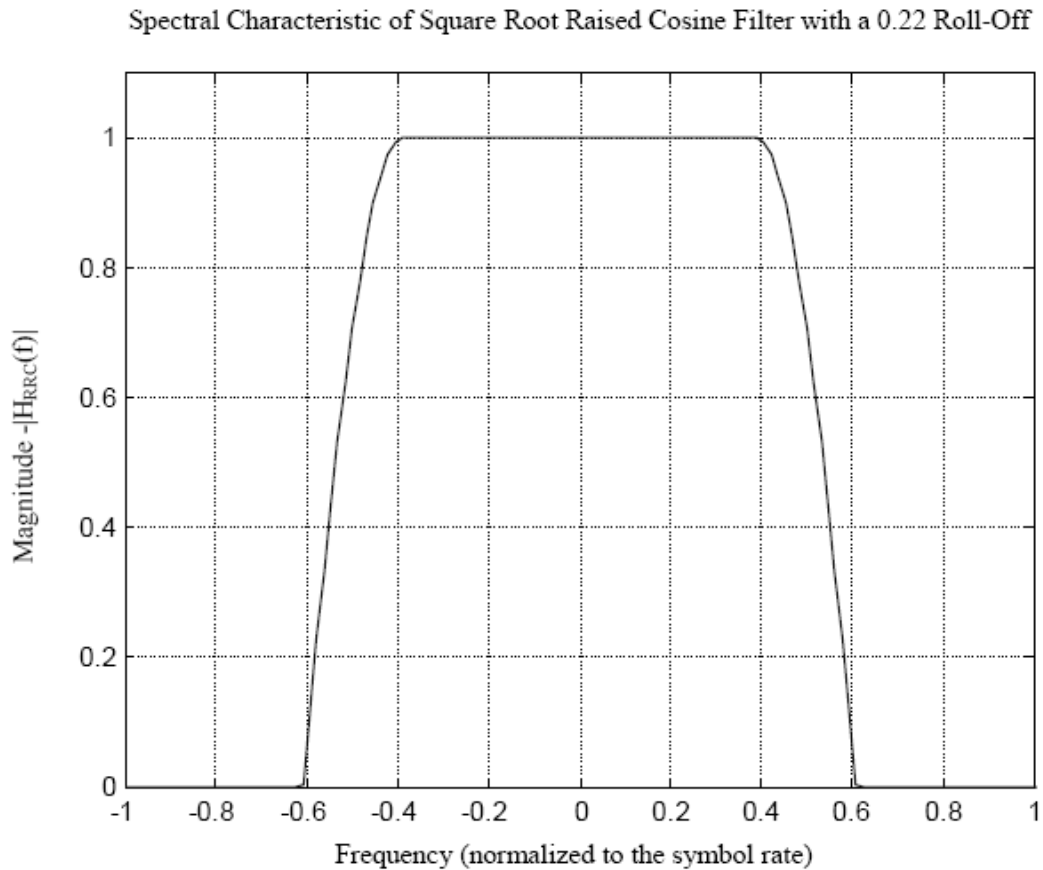
Το φίλτρο παλμοδιαμόρφωσης είναι ένα φίλτρο τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου. Ο ψαλιδισμός των παλμών δέν μειώνει μόνο την διασυμβολική παρεμβολή αλλά και το φασματικό εύρος των σημάτων βασικής ζώνης. Ο παράγοντας μείωσης του φίλτρου είναι στα 0,22 και η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου στην περιοχή των συχνοτήτων δίνεται ως.

$$H_{RRC}(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left[ \frac{\pi T_s}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right] \right]} & \frac{1-\alpha}{2T_s} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases} \quad (3.1.5)$$

Όπου

$\alpha$  :είναι ο παράγοντας μείωσης.

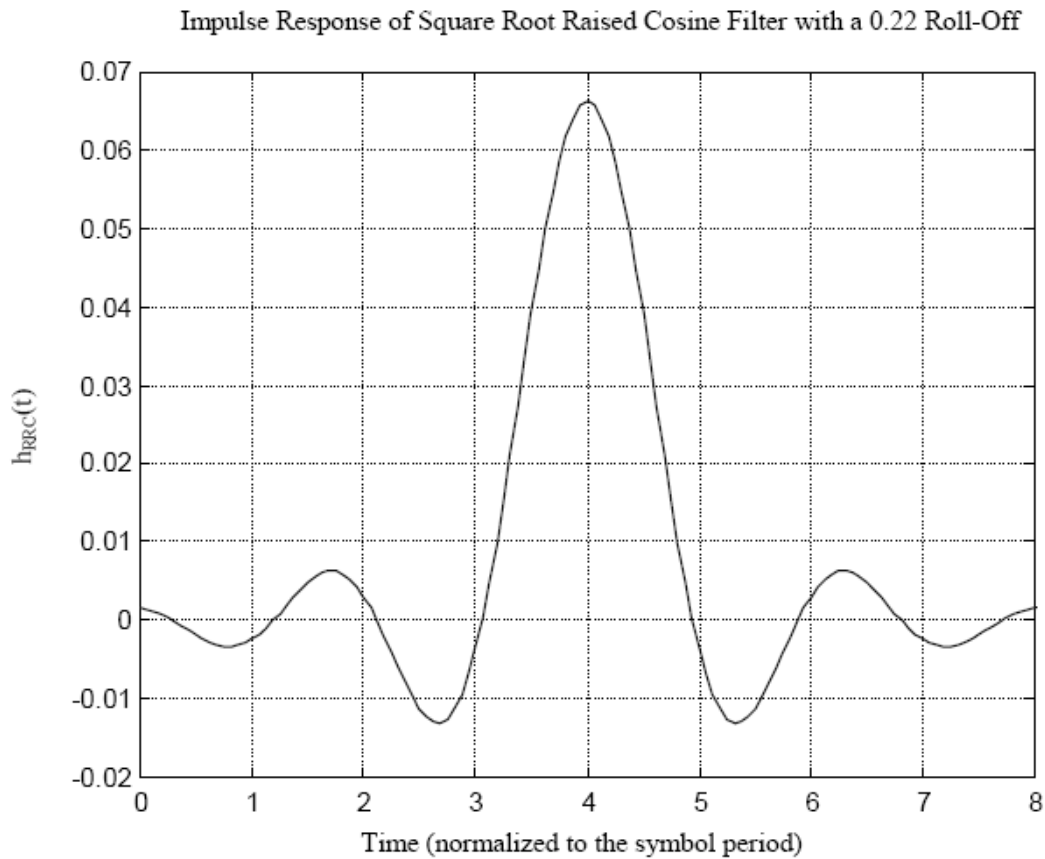
Το σχήμα 12 μας δείχνει την ιδανική καμπύλη λειτουργίας του φίλτρου τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου με παράγοντα μείωσης στα 0,22. Ο άξονας X είναι ομαλοποιημένος σύμφωνα με το ποσοστό συμβόλων. Όπως φαίνεται στο σχήμα, η απολαβή του φίλτρου είναι μηδενική μετά από το  $0,61/T_s$ .



**Σχήμα 12.** Η ιδανική καμπύλη λειτουργίας.

Αρχικά χρησιμοποιήθηκαν 1024 σημεία για την δειγματοληψία του φάσματος. Επίσης χρησιμοποιήθηκε ένας αντίστροφος μετασχηματισμός Φουριέ (IFT) για να πάρουμε την απάντηση της χοροκαθιστέρισης του φίλτρου. Εντούτοις, τα αποτελέσματα του φίλτρου δεν είναι συνηθισμένα. Η απάντηση ώθησης είναι μία άπειρη κυματομορφή μηδενικού χρόνου, ουσιαστικά αυτή η απάντηση ώθησης δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Κατά συνέπεια, η απάντηση δίνεται από δεκαέξι καταστάσεις συμβόλων. Οι πρώτες οκτώ είναι αυτές που θα εξεταστούν ενώ οι υπόλοιπες είναι περικομμένες.





**Σχήμα 13.** Η καθυστέρηση και η περικομμένη έξοδος του φίλτρου.

### Διαμόρφωση φάσης και τα σήματα (I) και (Q)

Πέρνοντας τα σήματα (I) και (Q) ξεχωριστά καταφέρνουμε να πετύχουμε τη διαμόρφωση φάσης. Από μαθηματικής απόψεως, είναι ισοδύναμο με το να κβαντοποιήσουμε τα σήματα με την έξοδο του φίλτρου.

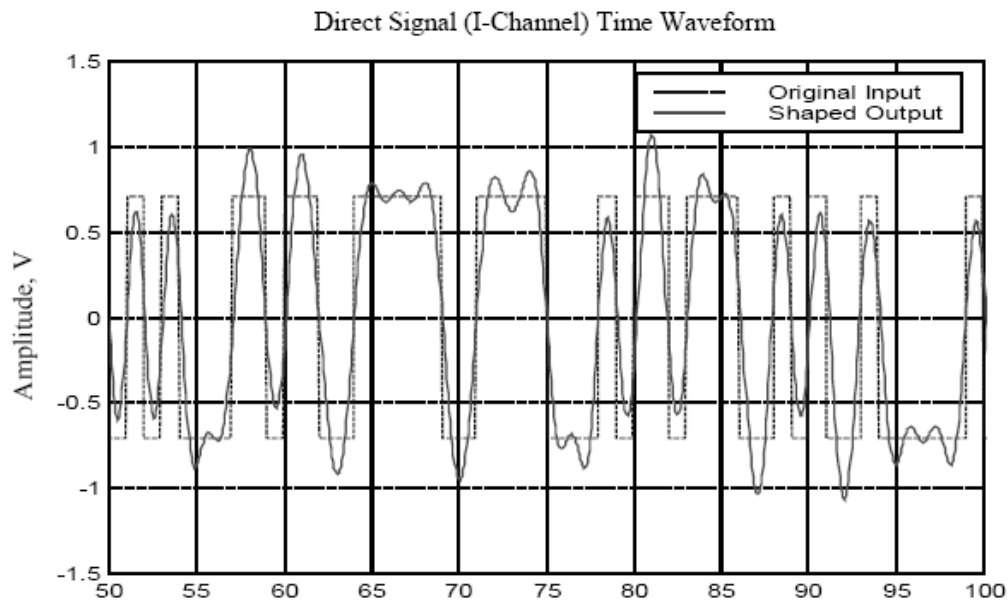
$$I_s(t) = I_{QPSK}(t) \otimes h_{RRC}(t) \quad (3.1.6)$$

$$Q_s(t) = Q_{QPSK}(t) \otimes h_{RRC}(t) \quad (3.1.7)$$

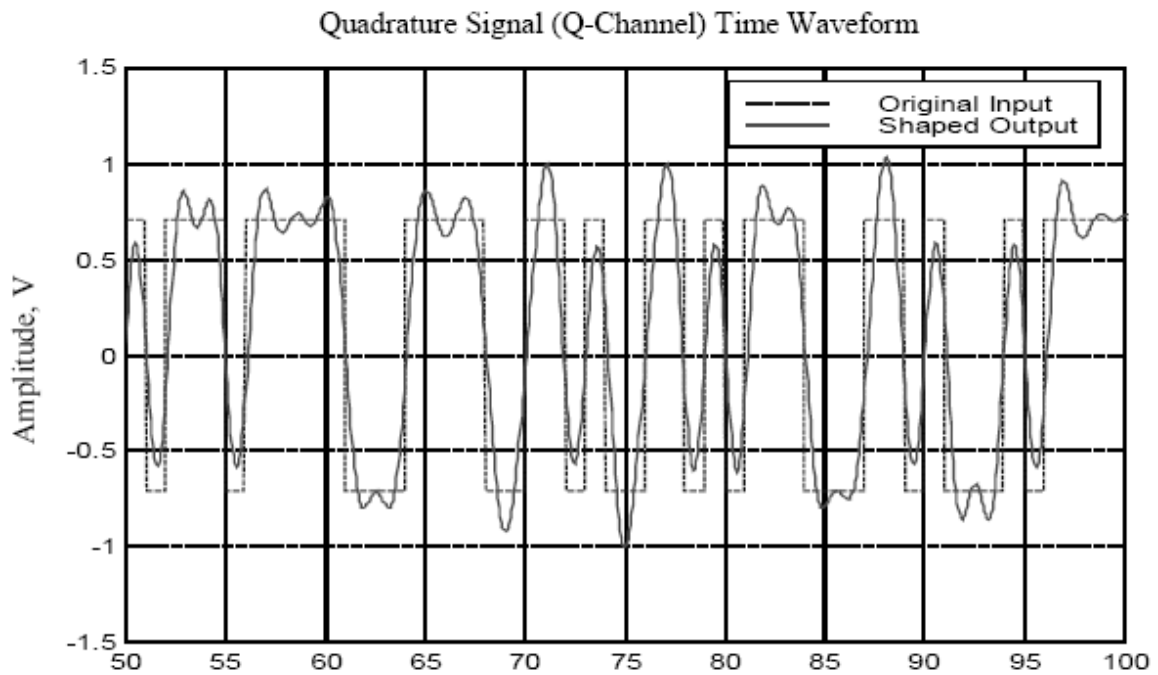
## Προσομοίωση

Μια προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε για να παραγάγει 512 bit τυχαίων δεδομένων. Η διαμόρφωση ενός δεδομένου στην QPSK γίνεται με δυο bit τα οποία παράγουν τα σύμβολα (I) και (Q). Κάθε ένα δεδομένο από αυτά διγματολιπτήτε με βάση 16 δείγματα, και η κβαντοποίηση εκτελείται (στις συχνότητες δειγματοληψίας (I) και (Q)) με τη βοήθεια του φίλτρου εξόδου.

Τα σχήματα 14,15 παρουσιάζει 50 τμήματα δειγμάτων των σημάτων (I) και (Q) πριν και μετά από τη διαμόρφωση φάσης.

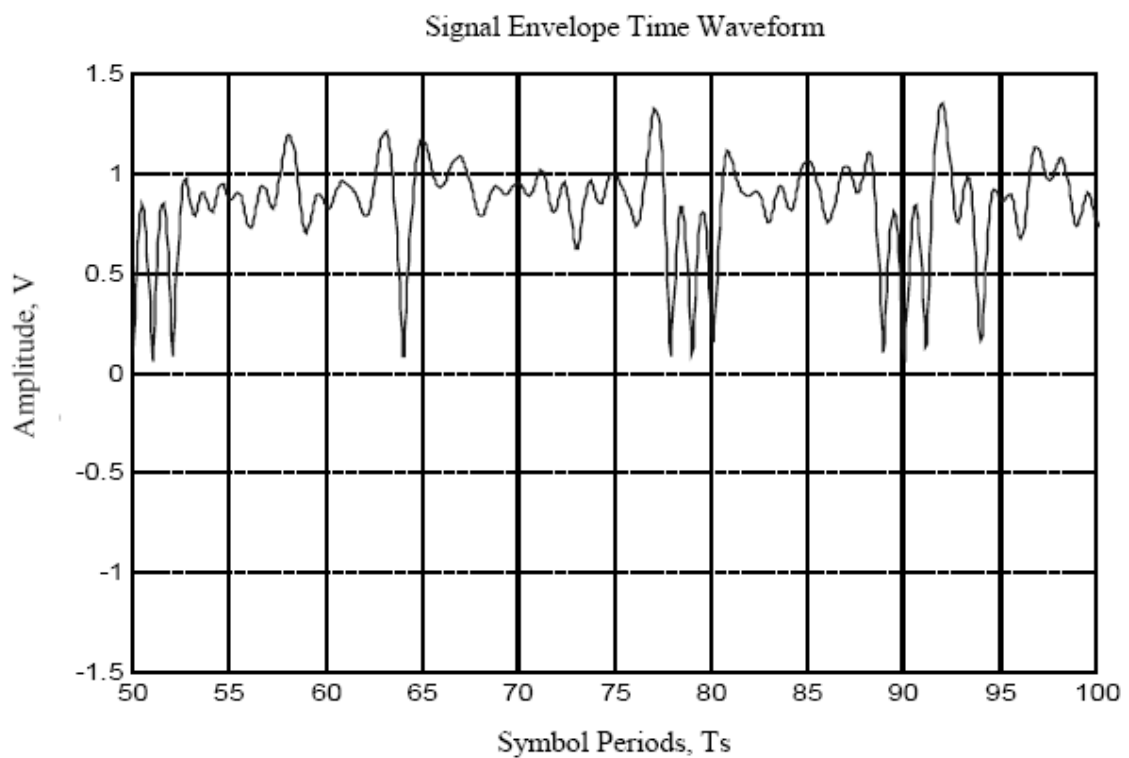


**Σχήμα 14.** 50 τμήματα δειγμάτων των σημάτων (I) και (Q)



**Σχήμα 15.** Μετά τη διαμόρφωση QPSK.

Η πολύπλοκη διαδικασία της διαμόρφωσης των παλμών των δεδομένων στην QPSK για τα 50 δειγματοληπτούμενα τμήματα παρουσιάζεται στο σχήμα 15.



**Σχήμα 16.** Εύρος ζώνης σημάτων.

Ως αναφορά το σχήμα 14, τα αρχικά σύμβολα (I) και (Q) είναι ψηφιακές κυματομορφές με εύρος  $-0.707V$  ή  $0.707V$  έτσι οδηγούμαστε στην ένωση του εύρους ζώνης των σημάτων. Το Σχήμα 16 δείχνει ότι το εύρος ζώνης των σημάτων δεν είναι πλέον σταθερό. Ο μέγιστος-μέσος παράγοντας μπορεί να βρεθεί από τα προσομοιωμένα δεδομένα του εύρους ζώνης των σημάτων με τη σχέση (3.1.8).

$$F_{pk/avg} = \frac{\max(\sqrt{I_s^2(k) + Q_s^2(k)})}{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \sqrt{I_s^2(k) + Q_s^2(k)}} \quad (3.1.8)$$

Όπου

$N$  : συνολικός αριθμός δειγμάτων

$K$  : δείκτης δειγμάτων από 1 έως  $N$

Αξιολογώντας τα αποτελέσματα της (3.1.8) ο μέγιστος-μέγιστος παράγοντας είναι περίπου 4.6dB.

### 3.1.3.2 Απαιτήσεις των ενισχυτών ισχύος

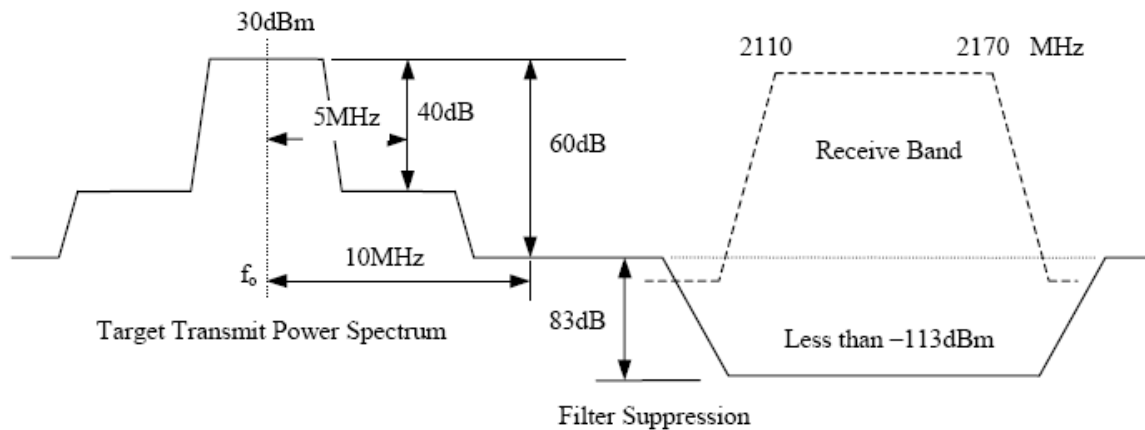
Σύμφωνα με τις προδιαγραφές, η μέση ισχύς παραγωγής της συσκευής αποστολής σημάτων πρέπει να είναι  $1.6W$  με ανοχή από  $-50\%$  έως  $+20\%$  στην περιοχή της κεραίας. Αυτή η αυστηρή απαίτηση της ισχύος των καναλιών μαζί με το ασταθές σήμα δεδομένων QPSK αποτρέπουν τη χρήση μη γραμμικών ενισχυτών υψηλής απόδοσης. Εντούτοις, η χρήση των γραμμικών ενισχυτών ισχύος για υψηλή ισχύς εξόδου έχει σαν αποτέλεσμα την ανάγκη χρησιμοποιήσεις αγωγού υψηλότερης ισχύος με αύξηση του κόστους εφαρμογής. Συμβιβάζοντας τις ατέλειες της γραμμικής ενίσχυσης, θέτουμε σαν στόχο του πομπού την παραγωγή ισχύς εξόδου  $1W$  ή  $30dBm$ .

Όπως φαίνεται στο διάγραμμα φραγμών στην παράγραφο 3.1.Υπάρχει ένα φίλτρο πολυπλεξίας πριν η ισχύς μεταφερθεί στην κεραία. Η απώλεια εισαγωγής που επιβάλλεται από το φίλτρο αυτό είναι αναπόφευκτη και υπολογίζεται περίπου στο

1.5dB. Κατά συνέπεια, ο ενισχυτής ισχύος πρέπει να παραδώσει 31.5dBm μέση ισχύς. Επιπλέον ο ενισχυτής αυτός εισαγάγει μη γραμμική παραμόρφωση στην κορυφή του σήματος QPSK που έχει σαν μέγιστο-μέσο παράγοντα 4.6dB. Έτσι καταλαβαίνουμε ότι, η ικανότητα διαχείρισης της ισχύος του ενισχυτή πρέπει να είναι τουλάχιστον 36dBm. Ενίσχυση ισχύος για επίπεδα διαμορφωμένης εξόδου 30dBm είναι δύσκολο να επιτευχθεί με ενισχυτές ενός σταδίου. Γι'αυτό χρησιμοποιήθηκαν ενισχυτές δύο σταδίων.

### 3.1.3.3 Δέκτης

Η ενίσχυση ισχύος δεν μεγαλώνει μόνο το επίπεδο ισχύος του επιθυμητού σήματος μετάδοσης αλλά αυξάνει και τα επίπεδα θορύβου του φάσματος. Η αύξηση του επιπέδου του θορύβου του φάσματος μπορεί να περιέχει και τη λαμβανόμενη ζώνη των (2110-2170MHz) που είναι 190MHz υψηλότερη από την εκπεμπόμενη ζώνη. Εντούτοις, ο πομπός και ο δέκτης μοιράζονται μια κεραία μέσω του πολυπλέκτη. Ο πολυπλέκτης είναι ένα φίλτρο τριών εισόδων. Οι τρεις εισοδοί προσαρμόζονται στον πομπό, στο δέκτη και στην κεραία ταυτόχρονα. Έτσι με τη χρήση του πολυπλέκτη γλιτώνουμε μια επιπλέον κεραία. Επιπλέον εισάγουμε ένα φυσικό μονοπάτι μεταξύ της συσκευής αποστολής σημάτων και του δέκτη. Εάν η λαμβανόμενη ισχύς από την συσκευή αποστολής σημάτων δεν καταστέλλεται κατάλληλα, με το άνοιγμα του πομπού θα υποβιβασθεί η ευαισθησία του δέκτη. Αυτό το φαινόμενο καλείται desensing δεκτών. Η μελέτη προϋπολογισμών ισχύος γίνεται για την απόρριψη αυτού του desense.



**Σχήμα 17.** Ένας παλμός διαβιβαθίσεως ισχύος.

Το φάσμα της μεταδοθίσεως ισχύος ορίζεται για 30dBm (μεταδοθέν φέρων). Η παράπλευρη ισχύς των καναλιών και οι εξωτερικές παρεμβάσεις είναι 40dBc και 60dBc αντίστοιχα. Το επίπεδο θορύβου μέσα στο λαμβανόμενο εύρος λόγω της συσκευής αποστολής σημάτων είναι  $-30\text{dBm}$  (δηλ.  $30\text{dBm} - 60\text{dB}$ ). Αυτό το επίπεδο θορύβου είναι πολύ μεγαλύτερο από την ευαισθησία του δέκτη  $-113\text{dBm}$ . Γι'αυτό η συσκευή αποστολής σημάτων μπορεί να προκαλέσει σοβαρό desense στο δεκτή.

Το φιλτράρισμα του φάσματος της ισχύος μετάδοσης είναι απαραίτητο για να μας οδηγήσει κάτω από το επίπεδο θορύβου της λαμβανόμενης ζώνης στα 3dB. Επίσης πρέπει να πούμε ότι ο πολυπλέκτης και το RF bandpass φίλτρο (BPF) στον πομπό είναι οι συσκευές που χρησιμοποιούνται για να παρέχουν την καταστολή.

### 3.1.3.4 Έλεγχος της ισχύος μετάδοσης (TPC)

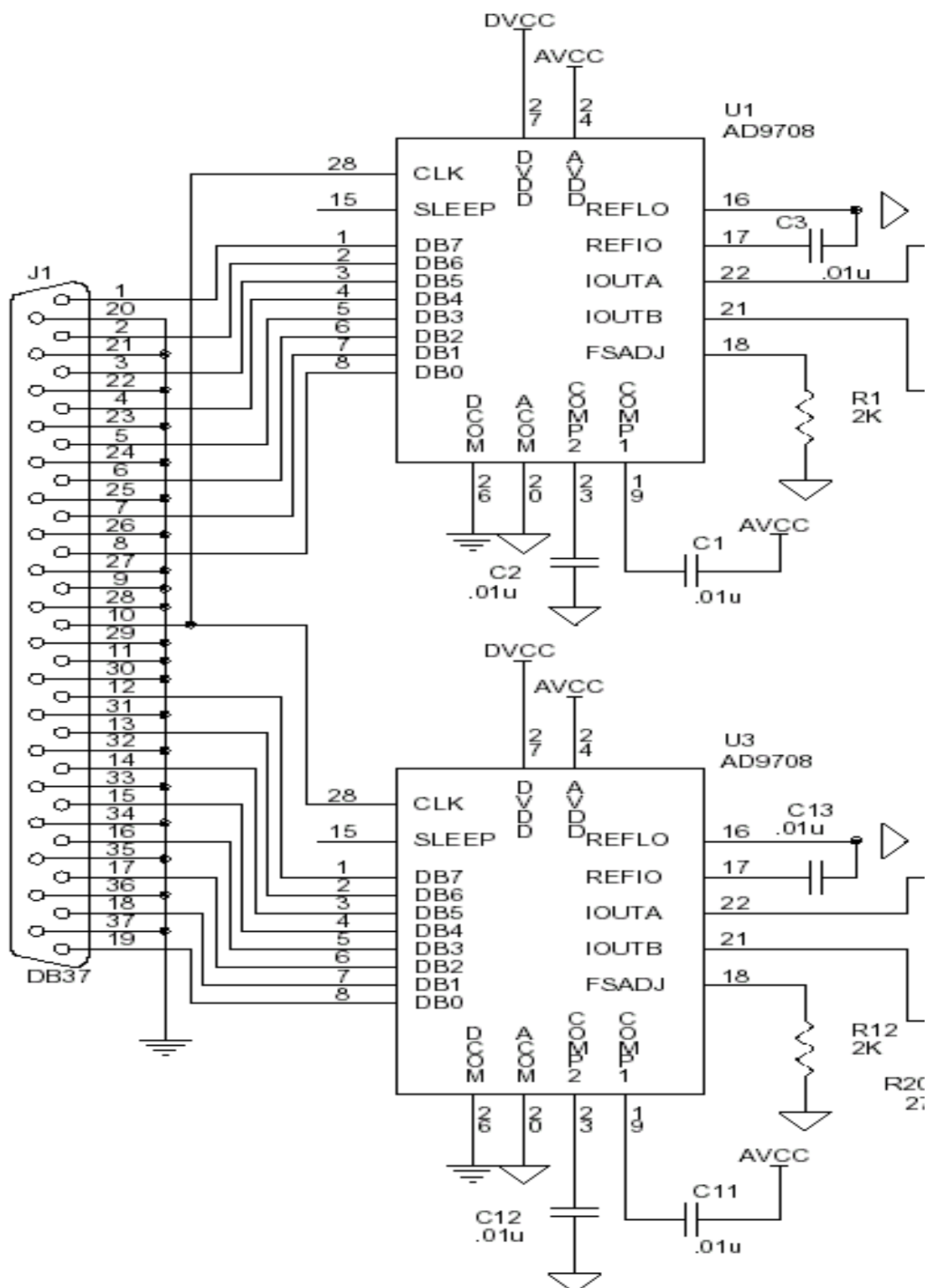
Η συσκευή αποστολής σημάτων πρέπει να παρέχει 70dB για τον έλεγχο του ρυθμού της μεταδιδόμενης ισχύος. Διευκρινίζοντας σαν στόχο την ισχύς εξόδου των 30dBm, ο ρυθμός της εκπεμπόμενης ισχύος εξόδου είναι από  $-40\text{dBm}$  έως 30dBm. Προκειμένου να επιτευχθεί ο έλεγχος ισχύος, χρησιμοποιούνται οι εξασθενητές RF για να ρυθμίσουν το επίπεδο κίνησης των ενισχυτών ισχύος. Είναι δύσκολο να χρησιμοποιηθεί ένας εξασθενητής για να παρέχει ρυθμό ελέγχου 70dB.

Η πλακέτα επανατροφοδότησης μπορεί να περιορίσει την απομόνωση μεταξύ δύο κόμβων στην τυπωμένη πλακέτα του κυκλώματος. Εάν η καθορισμένη μείωση ενός εξασθενητή είναι μεγαλύτερη από την μείωση της πλακέτας επανατροφοδότησης, η εξασθένηση έγκειται στους περιορισμούς της πλακέτας και όχι της συσκευής. Η εξασθένηση του εξασθενητή πέρα από το όριο της πλακέτας γίνεται απρόβλεπτη. Γι'αυτό χρησιμοποιήθηκαν δύο εξασθενητές σε όλους τους πομπούς ώστε να εξασφαλίσουν ότι η μείωση προέρχεται από τους περιορισμούς της συσκευής.

### **3.1.4 Επίπεδο σχεδίασης κυκλώματος**

Ακολουθώντας τη ροή του σήματος όπως φαίνεται στο διάγραμμα φραγμών στην παράγραφο 3.1.1, παρατηρούμε πως το σημείο αναφοράς αυτής της παραγράφου είναι η ψηφιακή διεπαφή του πολυπλέκτη. Η ανάλυση των κυκλωμάτων αναφέρεται στις σχηματικές αναπαραστάσεις και τους συστατικούς προσδιορισμούς. Η εφαρμογή υλικού για των πομπού περιλαμβάνει πέντε στοιχεία, που είναι: ο digital-to-analog converter, ο διαμορφωτής, ο ελεγκτής ισχύος, ο ενισχυτής ισχύος και τέλος ο πολυπλέκτης. Κάθε ένα από αυτά τα στοιχεία αναφέρεται στις ακόλουθες υποενότητες.

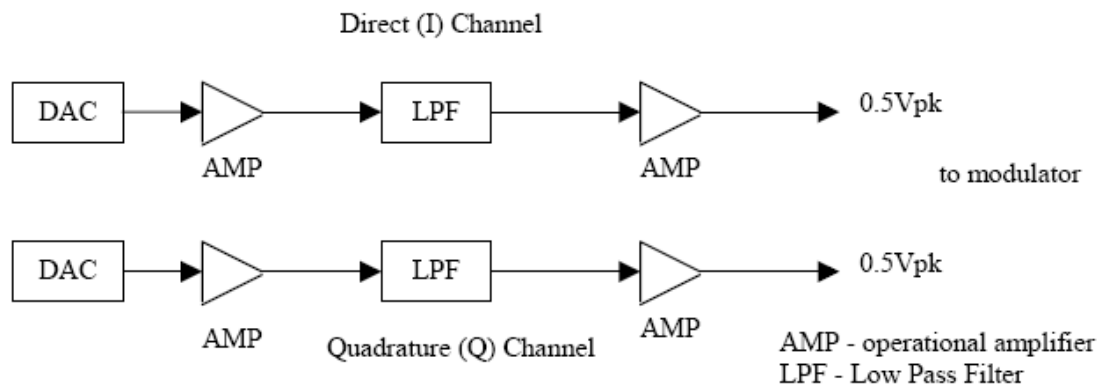
### 3.1.4.1 Digital-to-Analog Conversion (DAC) Board



Σχήμα 18. Το κύκλωμα του DAC.



Η πλακέτα του DAC παρέχει τη διεπαφή μεταξύ του επεξεργαστή βασικής ζώνης και της συσκευής αποστολής σημάτων. Αρχικά πρέπει να επισημάνουμε ότι αντί για επεξεργαστή βασικής ζώνης χρησιμοποιούμε τον υπολογιστή μας. Έτσι καταφέρνουμε να στείλουμε μέσω ενός κονέκτορα 37 θέσεων τα σήματα βασικής ζώνης (I) και (Q) σε οκτάμπιτη ψηφιακή μορφή τους αντίστοιχους μετατροπείς AD9708. Για τον συγχρονισμό των δυο DAC στέλνουμε ένα κοινό σήμα συγχρονισμού που φεύγει από τη θέση 10 του κονέκτορα και καταλήγει στα ποδαράκια 28 των δύο AD9708. Για την σωστή λειτουργία των δυο DAC δεν αρκεί μόνο η τάση τροφοδοσίας της πλακέτας V<sub>DCC</sub> αλλά χρησιμοποιούμε και μία υψηλότερη τάση τροφοδοσίας για το ολοκληρωμένο η AVCC που είναι 7V. Μετά την επεξεργασία το σήμα σε αναλογική μορφή πλέον φεύγει από τις εξόδους των δυο DAC που είναι τα ποδαράκια 21 και 22 αλλά δεν είναι ακόμη έτοιμο να πάει για διαμόρφωση. Πρέπει πρώτα να ενισχυθεί, γι' αυτό τα ποδαράκια 21 και 22 συνδέονται με τους αντίστοιχους λειτουργικούς ενισχυτές.

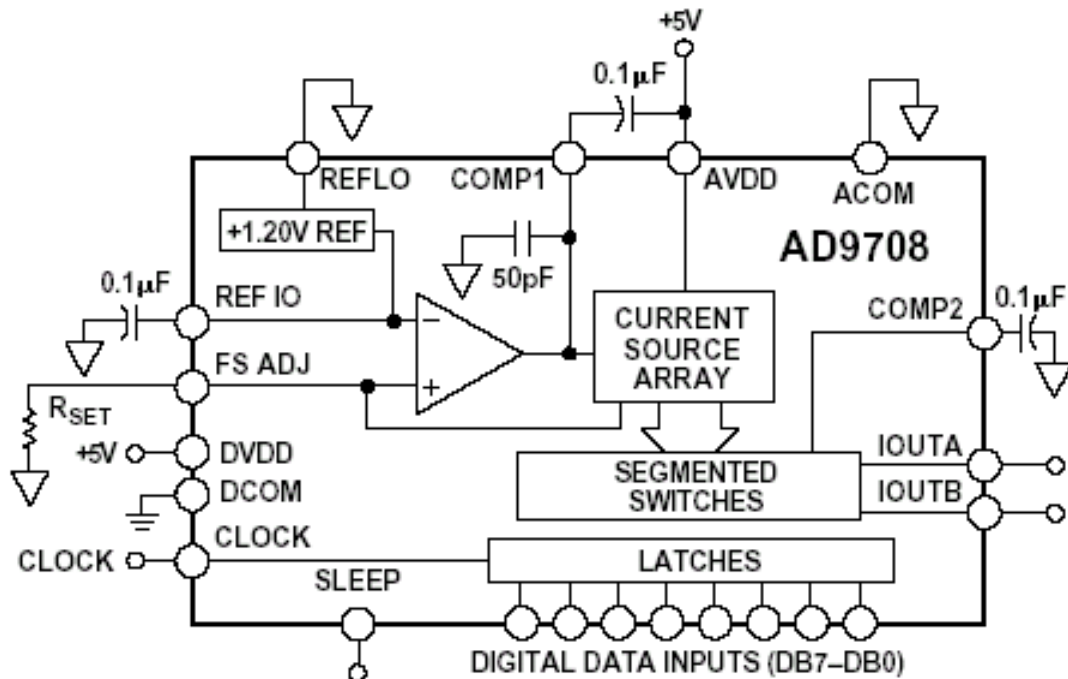


**Σχήμα 19.** Σχηματικό διάγραμμα ενός DAC.

## AD9708 DAC

Ο AD9708 είναι ένας οκτάμπιτος digital-to-analog μετατροπέας από την Analog Devices. Υπάρχουν δύο AD9708 ( στο παράρτημα C-1: U1, U3) στην πλακέτα. Κάθε ένα από αυτά αντιστοιχεί σε ένα από τα (I και Q) κανάλια βασικής ζώνης. Η δουλειά τους είναι να μετατρέπουν τα ψηφιακά σήματα βασικής ζώνης από τον επεξεργαστή σε αναλογικά σήματα. Οι μετατροπείς είναι ικανοί να πιάσουν ταχύτητες 100Msps αλλά πραγματικά λειτουργούν στα 32.765Msps με μια πλήρος διαφορική έξοδο μεγίστου

0.5V.



Σχήμα 20. Σχηματικό διάγραμμα του AD9708

Στο σημείο αυτό θα γίνει μία περαιτέρω ανάλυση του σχήματος 20 που παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα του AD9708. Αρχικά παρατηρούμε στο κάτω μέρος του DAC τις εισόδους των 8 ψηφίων. Η πρώτη είναι η θέση για το πιο σημαντικό ψηφίο (MSB) ενώ η τελευταία είναι η θέση για το πιο ασήμαντο ψηφίο (LSB). Το ποδαράκι με την ένδειξη SLEEP είναι ένας διακόπτης που στην περίπτωση μας δεν χρησιμοποιούμε και το έχουμε γειώσει. Το ποδαράκι CLOCK λαμβάνει ένα παλμό συγχρονισμού για την παρακολούθηση των πράξεων. Τα ποδαράκια DVDD και AVDD είναι εισοδοί για πηγές ψηφιακής και αναλογικής τάσης. Το DCOM είναι ένα κοινό ποδαράκι που δεν μας χρειάζεται. Το REFLO είναι μια γείωση που συνδέεται με το AVDD και λειτουργεί όταν η τάση εισόδου είναι υψηλότερη από την αναμενόμενη. Το ποδαράκι REFIO μας δίνει την αναφορά της εισόδου και της εξόδου του ολοκληρωμένου. Το COMP1 εισάγει 1µF στο AVDD για την μείωση του λόγου σήματος προς θόρυβο. Το ACOM είναι μια κοινή θέση για αναλογικό σήμα που δεν χρησιμοποιούμε. Το ACOM συνεργάζεται με το COM2 που και αυτό με τη σειρά του δεν μας είναι χρήσιμο. Το FSADJ είναι ένας ρυθμιστής των δύο εξόδων. Τέλος τα

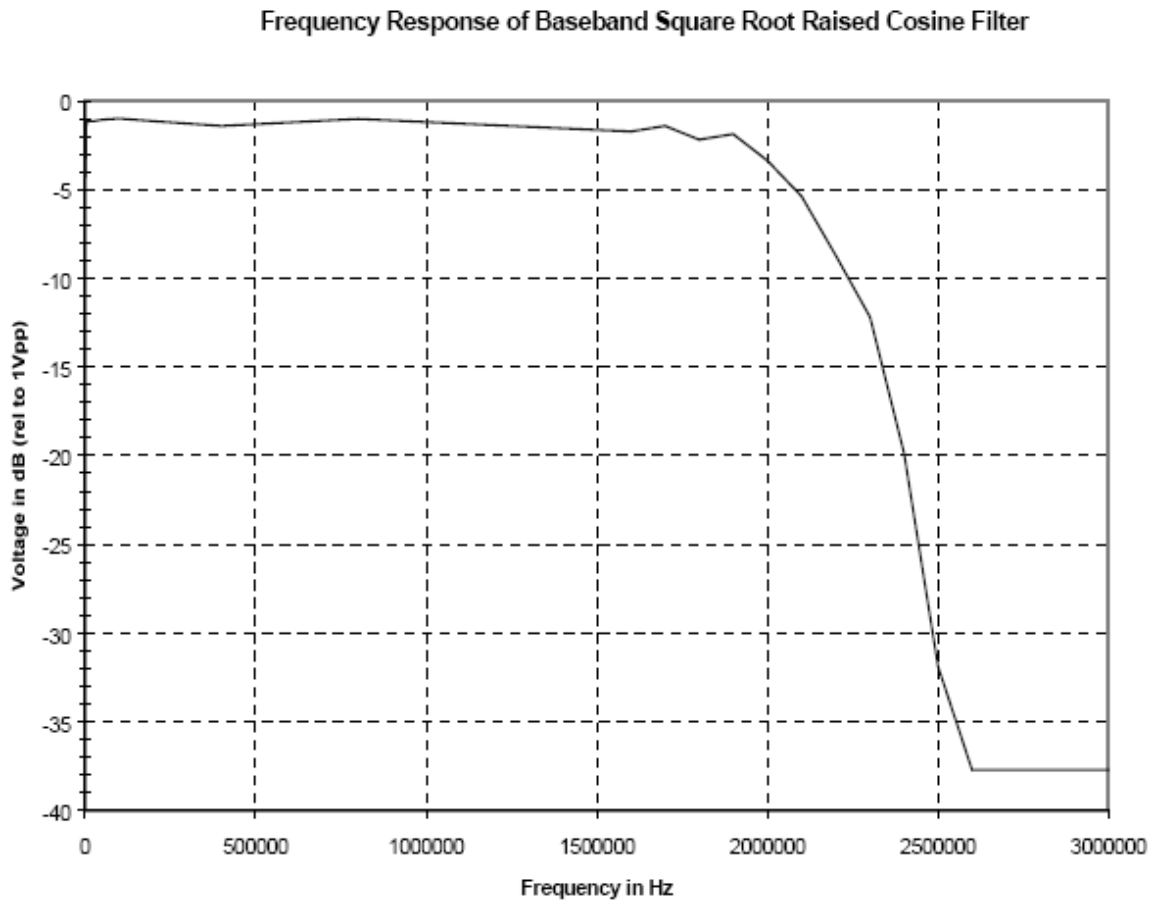
ΙΟΥΤΑ και ΙΟΥΤΒ είναι τα ποδαράκια που μας δίνουν την έξοδο. Το ΙΟΥΤΑ μας δίνει τα ψηφία που ισούνται 1, ενώ το ΙΟΥΤΒ μας δίνει τα ψηφία που ισούνται με το 0.

### **Λειτουργικός ενισχυτής AD8072**

Τα αποτελέσματα των DAC συνδέονται με τους λειτουργικούς ενισχυτές AD8072 της Analog Devices. Υπάρχουν δύο AD8072 (στο παράρτημα C-1: U2, U4) στην πλακέτα. Κάθε ένα από αυτά αντιστοιχεί σε ένα κανάλι βασικής ζώνης. Τα AD8072 περιέχουν δύο λειτουργικούς ενισχυτές. Ένας από τους ενισχυτές αυτούς ενισχύει το σήμα (I) του πρώτου DAC και παρέχει ένα κέρδος τάσης της τάξης του δύο. Ο άλλος ενισχυτής ενισχύει το σήμα (Q) που είναι η έξοδος του δεύτερου DAC. Το κέρδος τάσης αυτού του ενισχυτή ρυθμίζεται έτσι ώστε η πραγματική έξοδος του διαμορφωτή να έχει μέγιστο 0.5V.

### **Χαμηλοπερατά φίλτρα βασικής ζώνης.**

Τα χαμηλοπερατά φίλτρα βασικής ζώνης είναι από την Soshin. Είναι φίλτρα τετραγωνικής ρίζας υψομένου συνημιτόνου με παράγοντα μείωσης στα 0,22. Υπάρχουν δύο τέτοια φίλτρα (στο παράρτημα C-1: F1, F2) στην πλακέτα. Κάθε ένα από αυτά αντιστοιχεί σε ένα κανάλι βασικής ζώνης. Τα φίλτρα αυτά χρησιμοποιούνται για ψαλιδισμό του παλμού και anti-aliasing. Ο ψαλιδισμός του παλμού εκτελείται για να περιορίσει το εύρος ζώνης των σημάτων βασικής ζώνης. Παρατηρήθηκε ότι οι έξοδοι των DAC αποτελούνται από το φάσμα της βασικής ζώνης και τα αντίγραφα αυτού για κάθε πολλαπλάσιο ακέραιο αριθμό της συχνότητας δειγματοληψίας των 2.768MHz. Επομένως τα φίλτρα αυτά αφαιρούν όλα τα αντίγραφα και έτσι αποτρέπεται η ανάλισή τους.

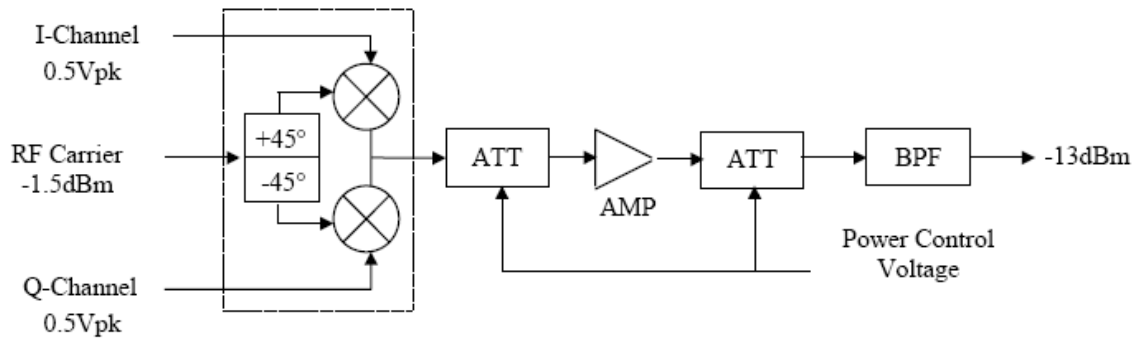


**Σχήμα 21.** Η μετρημένη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου.

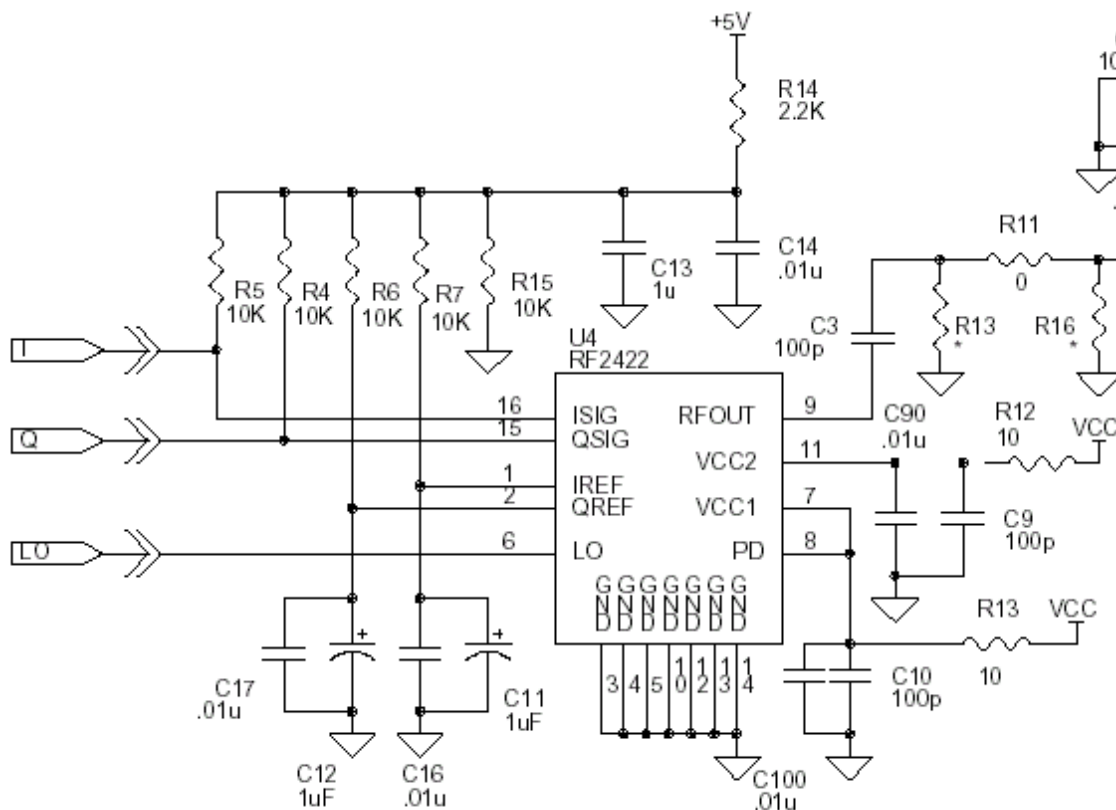
Το φίλτρο αρχίζει να αποκόπτει στα 1.6MHz, αλλά η ολοκληρωτική αποκοπή του είναι στα 2.6MHz. Σύγκρινοντας τη θεωρία αποκοπής του φίλτρου του σχήματος 12 της παραγράφου 3.1.3.1 που η πραγματική αποκοπή του αρχίζει στα 1.64MHz και η ολοκληρωτική είναι στα 2.46MHz. Υπάρχουν μερικές μικρές διαφορές μεταξύ των θεωρητικών τιμών και των πραγματικών μετρήσεων. Αυτά αποκαλούνται λάθοι μέτρησης. Το λάθος μέτρησης στην ολοκληρωτική αποκοπή είναι μεγαλύτερο, επειδή το σήμα είναι μικρότερο και η ακρίβεια μέτρησης είναι περισσότερο μεμπτή λόγω της επιρροής του θορύβου στο σύστημα.

### 3.1.4.2 Πλακέτα διαμορφωτή

Η πλακέτα του διαμορφωτή εκτελεί τις λειτουργίες του ελέγχου διαμόρφωσης και του ελέγχου ισχύος. Το σχήμα 22 παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα .( Η πλήρης σχηματική αναπαράσταση είναι στο παράρτημα C-2).



Σχήμα 22. Σχηματικό διάγραμμα.



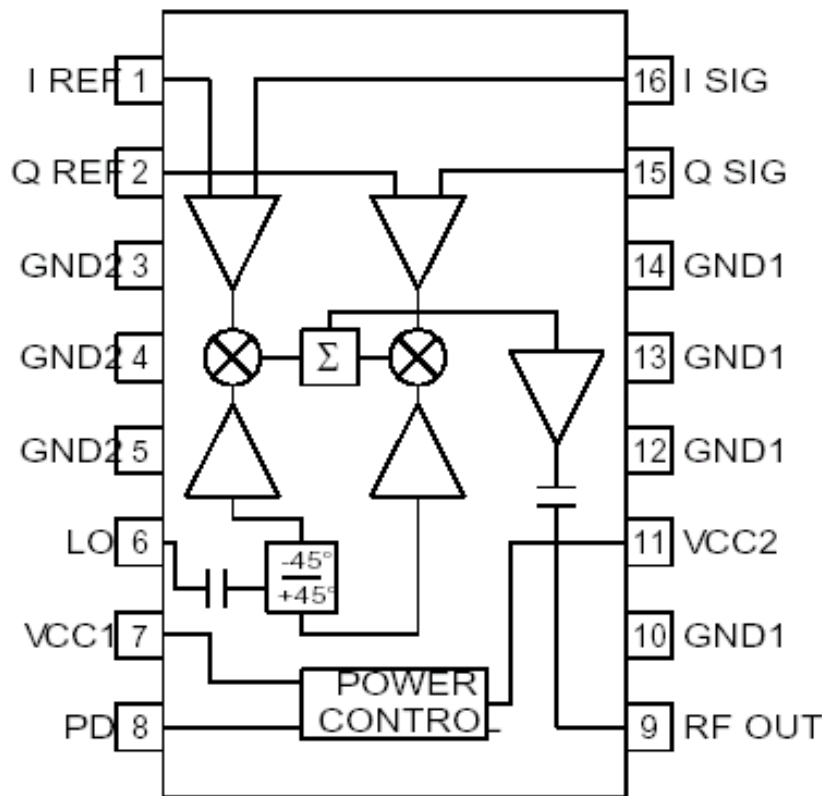
Σχήμα 23. Το κύκλωμα του διαμορφωτή

Σε αυτό το σημείο θα γίνει μια σύντομη αναφορά στο κύκλωμα του διαμορφωτή. Αρχίζοντας από τα αριστερά βλέπουμε τα σήματα που έρχονται από την πλακέτα του DAC. Είναι το άμεσο (I) το τετραγωνισμένο (Q) καθώς επίσης και το LO σήμα που μας δείχνει τη διαφορά φάσης. Τα σήματα I και Q με την είσοδό τους στην πλακέτα του διαμορφωτή χωρίζονται στα δύο. Το πρώτο μέρος κάθε σήματος πηγαίνει

απευθείας στο διαμορφωτή. Τα δεύτερα μέλη τους περνούν αρχικά από κάποιες αντιστάσεις και στη συνέχεια ξανατροφοδοτούνται για να καταλήξουν τελικά σε άλλες δυο εισόδους του διαμορφωτή για την παραγωγή της αναφοράς τάσης για το μίκτη. Στα δεξιά του κυκλώματος βλέπουμε δυο πηγές Vcc. Η πρώτη, μετά την παρέμβαση κάποιων πυκνωτών που χρησιμοποιούνται για προστασία τροφοδοτεί το ποδαράκι Vcc2 και αυτό στην συνέχεια το διαμορφωτή. Η δεύτερη τροφοδοτεί ταυτόχρονα το PD και το Vcc1. Το PD είναι ένας ελεγκτής τάσεως ενώ το Vcc1 είναι η πηγή τροφοδοσίας όλων των στοιχείων της πλακέτας εκτός του διαμορφωτή. Η έξοδος του σήματος είναι η RFOUT που μας δίνει το διαμορφωμένο σήμα στα 2GHz που πλέον είναι έτοιμο για την κεραία.

### **Διαμορφωτής RF2422**

Το τσιπ του διαμορφωτή (στο παράρτημα C-2: U4) είναι της RFMD το RF2422. Διαμορφώνει τα σήματα βασικής ζώνης στο RF φέρων των (1.92GHz – 1.98GHz). Το επίπεδο του RF φέροντος ορίστηκε στα  $-1.5\text{dBm}$ , ενώ τα επίπεδα των σημάτων I και Q βασικής ζώνης ορίστηκαν στο μέγιστο των 0.5V. Αυτή η είσοδος βασικής ζώνης ορίστηκε ως στόχος για τη διατήρηση χαμηλής ισχύος πλευρικών συχνοτήτων. Επομένως η διαμορφωμένη έξοδος έχει 50dB περικοπή ισχύος των πλευρικών καναλιών και δίνεται το περιθώριο των 10dB για τον επόμενο ενισχυτή ισχύος όσον αφορά την προδιαγραφή των - 40dBc.

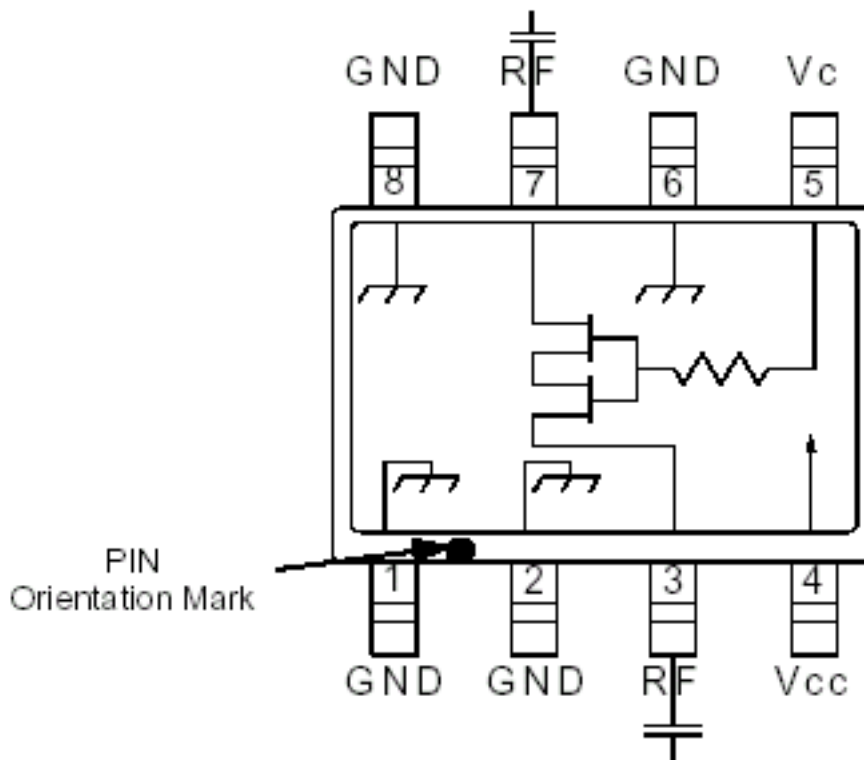


Σχήμα 24. Σχηματικό διάγραμμα του RF 2422.

Τώρα ήρθε η στιγμή να αναλύσουμε το σχηματικό διάγραμμα το οποίο βλέπουμε παραπάνω. Το ποδαράκι 1 είναι η είσοδος της τάσης αναφοράς για των μίκτη του I. Η τάση στο ποδαράκι αυτό πρέπει να είναι 3V. Το ποδαράκι 2 είναι η τάση αναφοράς για των μίκτη του Q. Η είσοδος του πρέπει να έχει την ίδια τάση με το QSIG που είναι 3V. Τα ποδαράκια 3,4 και 5 είναι η γείωση του LO. Το 6 είναι η είσοδος του κυκλώματος διαφοράς φάσης το οποίο αποτελείτε από ένα πυκνωτή συνεχούς ρεύματος. Αυτός μπλοκάρει όλες τις συχνότητες που είναι κάτω από 2GHz και έχει αντίσταση 50Ω για όσες συχνότητες είναι πάνω από 2GHz. Το ποδαράκι 7 είναι η πηγή τροφοδοσίας όλων των στοιχείων της πλακέτας εκτός του διαμορφωτή. Για την σωστή λειτουργία της Vcc1 χρησιμοποιούμε έναν εξωτερικό πυκνωτή. Το ποδαράκι 8 είναι ένας ελεγκτής ισχύος PD που στην εφαρμογή μας δεν χρησιμοποιείται. Το ποδαράκι 9 είναι η έξοδος του διαμορφωτή. Η έξοδος αυτή χρησιμοποιεί έναν εσωτερικό πυκνωτή που κόβει τις συχνότητες που είναι κάτω από 2GHz. Το ποδαράκι 10 είναι η γείωση του RFOUT. Το 11 είναι η πηγή τροφοδοσίας του διαμορφωτή. Χρησιμοποιεί έναν

εσωτερικό πυκνωτή για προστασία αλλά καλό θα ήταν να υπάρχει και κάποιος εξωτερικός. Τα ποδαράκια 12,13 και 14 είναι η γείωση του LO των ενισχυτών βασικής ζώνης, καθώς επίσης και τον δυο μικτών. Το 15 είναι η είσοδος βασικής ζώνης για το μίκτη του Q. Η προτεινόμενη τάση λειτουργίας του μίκτη είναι 3V. Οι τιμές από 2 έως 4V είναι ανεκτές όλες οι άλλες απορρίπτονται. Τέλος το 16 ποδαράκι είναι η είσοδος βασικής ζώνης για το μίκτη του I και ισχύουν όλα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω για το Q. Ύστερα και από την ανάλυση του σχηματικού διαγράμματος η κατανόηση του διαμορφωτή πρέπει να έχει ολοκληρωθεί.

### Εξασθενητής AT-108



**Σχήμα 25.** Σχηματικό διάγραμμα του AT-108.

Αναλύοντας το παραπάνω σχηματικό διάγραμμα καταλαβαίνουμε ότι τα ποδαράκια 1,2,6 και 8 χρησιμοποιούνται σαν γειώσεις. Το ποδαράκι 3 είναι η είσοδος του εξασθενητή και είναι αυτό που δέχεται το RF σήμα από τον διαμορφωτή. Το ποδαράκι 4 είναι η τροφοδοσία του ολοκληρωμένου και είναι σταθερή στα 5V και

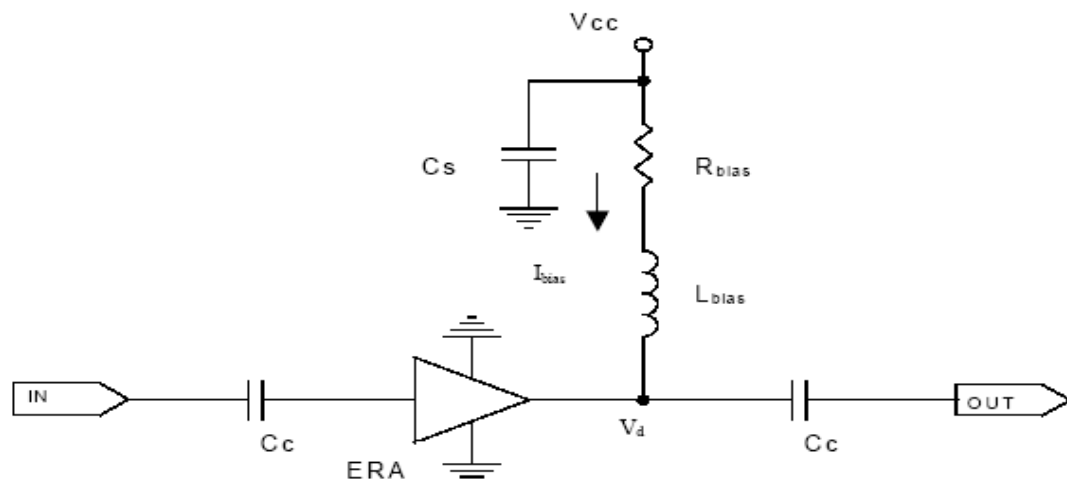


50mA. Το ποδαράκι 5 δέχεται μια τάση ελέγχου από των ελεγκτή μετάδοσης της ισχύος. Η τάση αυτή καθορίζει την εξασθένηση και κυμαίνεται μεταξύ 0 και 5V. Τέλος το ποδαράκι 7 είναι η RF έξοδος του εξασθενητή. Όλα τα ποδαράκια που δέχονται σήματα RF είναι απαραίτητο να έχουν εξωτερικούς πυκνωτές. Οι πυκνωτές αυτοί είναι 39pF και χρησιμοποιούνται για την μέτρηση των δεδομένων.

Υπάρχουν δύο εξασθενητές AT-108 της M/A COM στην πλακέτα του διαμορφωτή. Ο ένας (στο παράρτημα C-2: U2) είναι στην έξοδο του διαμορφωτή και ο άλλος (στο παράρτημα C-2: U1) είναι στην έξοδο του ενισχυτή. Ο εξασθενητής έχει επίπεδα μείωσης της τάξης των 40dB αλλά το σχέδιο χρησιμοποιεί έναν με εξασθένηση 35dB για να καλύψει το επίπεδο των 70dB (απαιτήσεις του ελέγχου). Η εξασθένηση καθορίζεται από μία τάση ελέγχου του ελεγκτή μετάδοσης της ισχύος. Αυτή η τάση ελέγχου μπορεί να κυμαίνεται μεταξύ του 0 και των 5V. Μια τάση 5V δίνει μια ελάχιστη μείωση των 3.5dB που είναι η απώλεια εισαγωγής του εξασθενητή. Όσο η τάση μειώνεται, η εξασθένηση αυξάνεται μέχρις ότου η συνολική μείωση να φτάσει τα 43.5dB (τα 40dB εξασθένησης συν 3.5dB η απώλεια εισαγωγής). Για τα επίπεδα εξασθένησης των 35dB, η ελάχιστη τάση ελέγχου είναι περίπου 0.5V.

## Ενισχυτής

Ο μονολιθικός ενισχυτής ERA-5 της Mini-Circuits (στο παράρτημα C-2: U3) χρησιμοποιήθηκε ως ένας φραγμός κέρδους έτσι ώστε να καταφέρουμε να αντισταθμίσουμε τις διάφορες απώλειες του κυκλώματος. Μερικές από αυτές είναι οι απώλειες εισαγωγής του εξασθενητή και του φίλτρου. Ο ενισχυτής επιπλέον έχει τυποποιημένες εισόδους και εξόδους 50Ω και το κέρδος του είναι 20dB. Τέλος χρησιμοποιείτε γιατί είναι εύχρηστος και σταθερός.



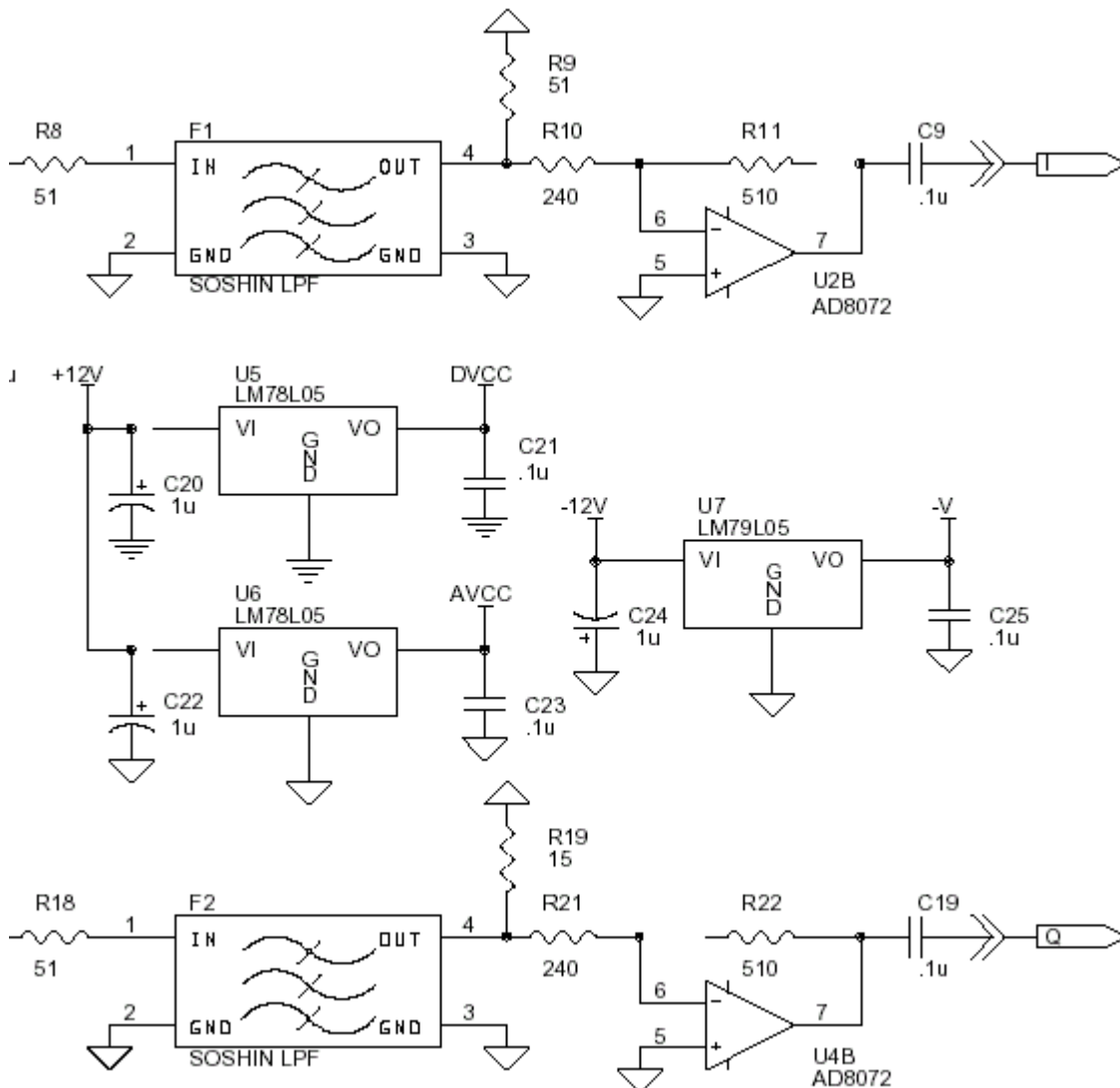
**Σχήμα 26.** Απλό κύκλωμα ενισχυτή ERA.

Το RF choke πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε η άεργη αντίστασή του να είναι τουλάχιστον 500nH. Με βάση αυτό το κριτήριο, χρησιμοποιείται ένα choke 39nH.

Οι ενισχυτές ERA είναι σχεδιασμένοι για μια τάση ανεφοδιασμού ( $V_{cc}$ ) υψηλότερη από την τάση της συσκευής ( $V_d$ ) για σταθερή απόδοση. Η υψηλότερη τάση ανεφοδιασμού επιτρέπει τη χρήση μεγαλύτερης αντίστασης προκατάληψης ( $R_{bias}$ ) και ως εκ τούτου η πολυπλοκότητα των προκατειλημμένων καταστάσεων ενάντια της θερμοκρασίας είναι μειωμένη. Εντούτοις, μια μεγάλη διαφορά τάσης δεν είναι ευνοϊκή για τη χρήση αντιστάσεων σε τσιπ (chip resistors) επειδή η μεγαλύτερη διαφορά τάσης προκαλεί μεγαλύτερη σκέδαση ισχύος στην αντίσταση προκατάληψης. Για να επιτραπεί η χρήση των αντιστάτων σε τσιπ, επιλέγεται ο ανεφοδιασμός των 6V. Η επιλεγμένη αντίσταση είναι υπολογισμένη στο (3.1.9) βασισμένη στις προμελετημένες παραμέτρους των ενισχυτών από τα data sheets.

$$R_{bias} = \frac{(V_{cc} - V_d)}{I_{bias}} \quad (3.1.9)$$

### RF Bandpass Filter (BPF)



**Σχήμα 27.** Το κύκλωμα των φίλτρων

Παρατηρώντας το κύκλωμα των φίλτρων πρέπει να κάνουμε μια μικρή ανάλυση. Αρχίζοντας από τα αριστερά βλέπουμε τις αντιστάσεις R8 και R18 των 51Ω. Οι αντιστάσεις αυτές δέχονται τα αναλογικά σήματα I και Q από τους ενισχυτές AD8072 και τα περνούν σαν είσοδο στα φίλτρα. Τα φίλτρα αυτά είναι τετραγωνικής ρίζας αυξημένου συνημιτόνου με σημείο αποκοπής στα 0,22. Η αποκοπή των φίλτρων ξεκινά στα 1.6 MHz και ολοκληρώνεται στα 2.6 MHz. Οι λειτουργίες που εκτελούν τα φίλτρα είναι ο ψαλιδισμός και το anti-aliasing. Με τους παραπάνω τρόπους καταφέρνουμε να

αφαιρέσουμε όλα τα αντίγραφα έτσι ώστε να απορρίψουμε την ανάλυση τους. Τώρα στις εξόδους των φίλτρων παίρνουμε τα σήματα βασικής ζώνης I και Q στη σωστή τους μορφή. Τα σήματα όμως αυτά δεν είναι έτοιμα ακόμη να αποσταλούν στον διαμορφωτή. Γι'αυτό τα ενισχύουμε για δεύτερη φορά με τους ενισχυτές AD8072. Μετά από όλα αυτά τα σήματα είναι έτοιμα για διαμόρφωση.

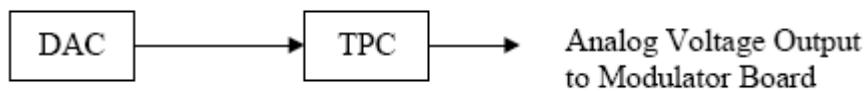
Το RF Bandpass είναι ένα διηλεκτρικό φίλτρο ( στο παράρτημα C-2: U7) από τι Soshin. Η περιοχή διέλευσης των συχνοτήτων του καλύπτει τη διαβιβασθήσα ζώνη με απώλεια εισαγωγής της τάξης των 2.5dB. Η απόρριψη της άχρηστης για αυτό ζώνης είναι 30dB. Επιπλέον αφαιρεί και την φασματική παρεμβολή των σημάτων. Όπως αναφέρεται στην παράγραφο 3.1.3.3, υπάρχει η ανάγκη για καταστολή ισχύος 83dB στη ληφθείσα ζώνη, αυτό το BPF παράγει τα 30dB αυτής της καταστολής.

### **Ανθεκτικό μαξιλάρι (Resistive Pad)**

Υπάρχουν δύο τύπου-p ανθεκτικά μαξιλάρια.. Το ένα (στο παράρτημα C-2: R11, R13, R16) είναι στην έξοδο του διαμορφωτή και το άλλο (στο παράρτημα C-2: R70, R71, R72) είναι στην έξοδο του RF BPF. Η χρήση των pads βελτιώνει την σταθερότητα του οδηγού PA. Επίσης ορίζει το επίπεδο εξόδου του διαμορφωτή στα -13dBm. Το επίπεδο εξόδου των -13dBm αποτρέπει τον επόμενο ενισχυτή ισχύος από την λειτουργία του στον κορεσμό, έτσι εξασφαλίζει καλή περικοπή ισχύος των πλευρικών καναλιών.

### **3.1.4.3 Έλεγχος μεταδιδόμενης ισχύος (TPC)**

Το TPC ανήκει στον αυτόματο έλεγχο συχνότητας (AFC). Ο έλεγχος περιλαμβάνει έναν DAC και ένα επίπεδο μετατόπισης του κυκλώματος όπως παρουσιάζεται και στο διάγραμμα φραγμών στο σχήμα 28. Η σχηματική αναπαράσταση είναι στο παράρτημα C-5.

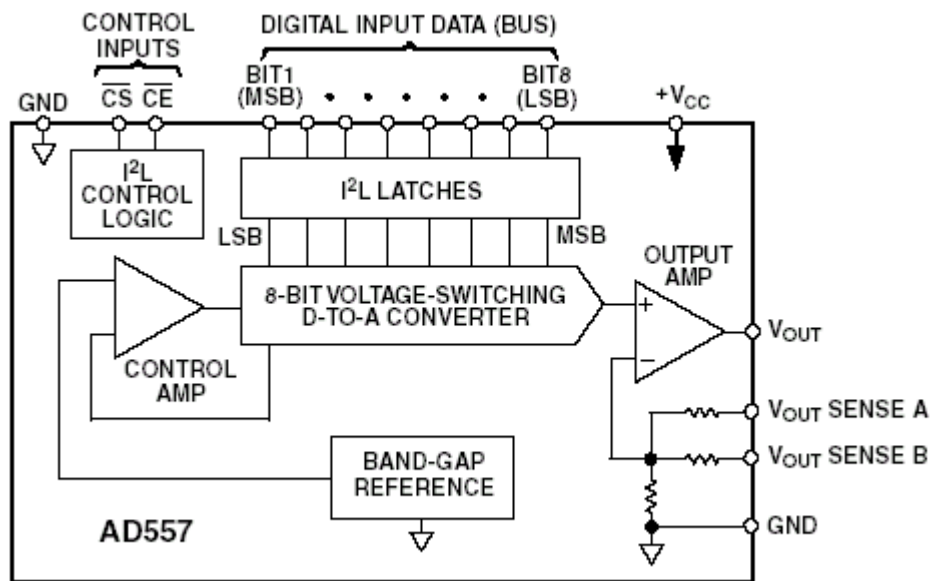


**Σχήμα 28.** Διάγραμμα φραγμών του ελέγχου ισχύος.

Το TPC δέχεται μια επτάμπιτη ψηφιακή εντολή από τον επεξεργαστή βασικής ζώνης και παρέχει μια αναλογική τάση ικανή να οδηγήσει τον εξασθενητή στην πλακέτα του διαμορφωτή. Αυτή η τάση ελέγχου συνδέεται με τους δύο εξασθενητές παράλληλα και η απαραίτητη εξασθένιση είναι ομοιόμορφα διανεμημένη μεταξύ των δύο εξασθενητών. Ο κώδικας της εντολής είναι μεταξύ του 0000000B και του 1000110B (ή στο δεκαδικό 0 έως 70). Η αναλογική τάση εξόδου είναι από 5V έως 0.5V. Ο κώδικας 0000000B παράγει 5V αναλογικής τάσης εξόδου, ενώ ο κώδικας 1000110B παράγει 0.5V αναλογικής εξόδου.

## DAC AD557

Ο AD557 αποτελείται από 4 βασικά μέρη. Αυτά είναι ο βασικός μετατροπέας ψηφιακού σήματος σε αναλογικό, έναν ενισχυτή και δύο μικροεπεξεργαστές. Ο μετατροπέας αποτελείται από 8 ίδιες εισόδους που η κάθε μία ανήκει σε ένα από τα οκτώ ψηφία εισόδου. Ο ενισχυτής εξόδου υλοποιείται από ένα τρανζίστορ NPN, η τάση στην έξοδο του οποίου είναι 0 ή 2.56V ανάλογα με τις τιμές των ψηφίων. Ο πρώτος από τους δύο επεξεργαστές δέχεται τα σήματα ελέγχου CS και CE. Τα πλεονεκτήματα αυτού του επεξεργαστή είναι: η χαμηλή ισχύς τροφοδοσίας, το μικρό του μέγεθος και η υψηλή ταχύτητα επεξεργασίας. Ο δεύτερος επεξεργαστής (Band-gap) είναι υπευθύνος για την κατασκευή μιας τάσης αναφοράς μεγίστου 1.2V που χρησιμοποιεί ο μετατροπέας. Το ολοκληρωμένο χρειάζεται να λειτουργήσει μια τάση τροφοδοσίας 5V. Τελειώνοντας πρέπει να αναφέρουμε ότι το SENSE A είναι η έξοδος των ψηφίων που ισούνται με 1 και το SENSE B η έξοδος των ψηφίων που ισούνται με 0. Το σχήμα 29 μας δείχνει το σχηματικό διάγραμμα του AD557.



Σχήμα 29. Σχηματικό διάγραμμα AD557

Το AD557 (στο παράρτημα C-5: U5) είναι ένας οκτάμπιτος μετατροπέας σήματος από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC) της Analog Devices. Ουσιαστικά είναι η διεπαφή μεταξύ του επεξεργαστή βασικής ζώνης και του TPC. Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί πλήρως η σειρά εξόδου του DAC που έχει ένα bit περισσότερο από το μήκος της εντολής, τα ψηφία της εντολής είναι δεμένα στα 7 σημαντικότερα bits του DAC. Ενώ το λιγότερο σημαντικό bit κρατιέται υψηλό. Κατά συνέπεια, η εντολή πολλαπλασιάζεται αποτελεσματικά με των παράγοντα 2.

Πίνακας 4. Η λίστα με τις σχέσεις εισόδου-εξόδου του DAC.

Output Power	Command	AD557 DAC out (V)
30Bm maximum	0000000	0.01
-40dBm maximum	1000110	1.41

Η υπόλοιπη τάση των 10mV είναι ένα αποτέλεσμα του λιγότερου σημαντικού bit που διατηρείται υψηλό. Ο μέγιστος χρόνος εγκατάστασης εξόδου του DAC είναι 1,5 ns, έτσι το DAC μπορεί εύκολα να υποστηρίξει 0.625ms που είναι ο κυκλικός χρόνος ελέγχου ισχύος.

### Κυκλώματα επιπέδου μετατόπισης.

Το κύκλωμα ελέγχου μετατόπισης (στο παράρτημα C-5: U10) στηρίζεται σε ένα LM6132 τσιπ της National Semiconductor. Η συσκευή περιέχει δύο λειτουργικούς ενισχυτές. Αυτοί οι δύο ενισχυτές διαμορφώνουν ένα δύο σταδίων επίπεδο μετατόπισης κυκλώματος. Το πρώτο στάδιο είναι ένας ακολουθιτής τάσεως (στο παράρτημα C-5: U10A) με απαίτηση την αποθήκευση της εξόδου του DAC. Το δεύτερο στάδιο είναι ένας ανάστροφος ενισχυτής (στο παράρτημα C-5: U10B) που χρειάζεται να παραγάγει την αντιστροφή φάσης και το επίπεδο μετατόπισης όπως φαίνεται στον πίνακα 5.

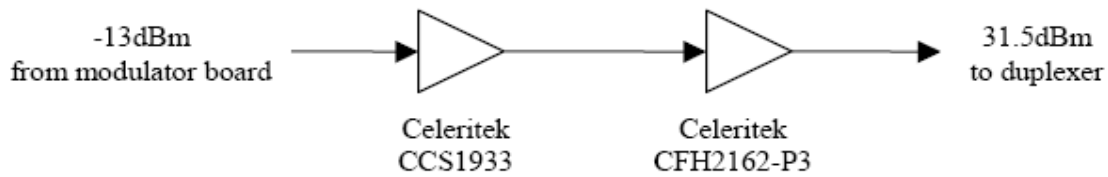
**Πίνακας 5.** Η σχέση εισόδου-εξόδου του κυκλώματος ελέγχου μετατόπισης.

Output Power	Analog in from DAC (V)	Analog out (V)
30dBm maximum	0.01	5
-40dBm maximum	1.41	0.5

Το ακριβές επίπεδο μετατόπισης δεν καθορίζεται καλά στην πράξη λόγω της μεταβολής της RF εξασθένισης. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται δύο μεταβλητοί αντιστάτες (VR) που παρέχουν ρύθμιση στο επίπεδο μετατόπισης έτσι ώστε η μεταβολή να μπορεί να αντισταθμίζεται. Ένα VR (στο παράρτημα C-5: R19) χρησιμοποιείται για να μετατοπίσει την αναλογική έξοδο πάνω ή κάτω. Το άλλο VR (στο παράρτημα C-5: R18) χρησιμοποιείται για να θέσει την κλίση στη σχέση της εισόδου με την έξοδο. Τέλος οι δύο ρυθμίσεις παρέχουν την ευελιξία να ορίζουν το μέγιστο και το ελάχιστο της αναλογικής εξόδου.

#### 3.1.4.4 Ενισχυτής ισχύος.

Ο ενισχυτής ισχύος ενισχύει το εκπεμπόμενο σήμα των  $-13\text{dBm}$  από την πλακέτα του διαμορφωτή στα  $31.5\text{dBm}$ . Η έξοδος πρέπει να έχει τουλάχιστον  $40\text{dBc}$  περικοπή ισχύος των πλευρικών καναλιών και το απαραίτητο κέρδος του ενισχυτή να είναι  $44.5\text{dB}$ . Όπως αναφέρεται και στην παράγραφο 3.1.3.2, η ισχύς της διαχειριστικής ικανότητας του ενισχυτή πρέπει να είναι  $36\text{dBm}$  έτσι ώστε να στέλνονται τα  $4.6\text{dB}$  του μέγιστου-μέσου παράγοντα των σημάτων QPSK. Τέλος ο ενισχυτής ισχύος είναι μια δύο σταδίων εφαρμογή με υψηλό κέρδος και υψηλή απαιτούμενη ισχύς.



**Σχήμα 30.** Ένας ενισχυτής ισχύος δύο σταδίων.

Τα δύο αυτά στάδια δημιουργήθηκαν με συσκευές Celeritek. Το πρώτο στάδιο είναι ο πίνακας αξιολόγησης CCS1933 της Celeritek. Ήταν η πρώτη δοκιμή σε εφαρμογές ενισχυτών ισχύος που χρησιμοποιούσαν μόνο το CCS1933. Εντούτοις, η περικοπή της πλευρικής ισχύος των καναλιών δεν ήταν ικανοποιητική επειδή η ικανότητα διαχείρισης της ισχύος στο CCS1933'S είναι 33dBm (3dB κάτω από τις απαιτήσεις). Για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα, ένα δεύτερο στάδιο προστέθηκε μετά από το CCS1933. Το στάδιο Cfh2162-p3, επιλέχτηκε αυτό επειδή έχει διαχειριστική ικανότητα ισχύος 36dBm.

Το πρώτο στάδιο του πίνακα αξιολόγησης CCS1933 παράγει κέρδος 35dB και ωθεί τη μεταδιδόμενη ισχύς στα 22dBm. Πειράματα αποκαλύπτουν ότι η περικοπή της πλευρικής ισχύος των καναλιών στα 22dBm δίνει ισχύς εξόδου 41dBc.

Ο πίνακας CCS1933 αποτελείται από έναν ενισχυτή κίνησης (CMM1301) και ένα αντιστοιχισμένο ενισχυτή ισχύος (Cfk2162-p3), και οι δύο λειτουργούν με μία πηγή 5V dc. Ο ενισχυτής κίνησης CMM1301 είναι φτιαγμένος για ρεύμα 150mA και δέχεται αρνητική τάση στις πύλες του. Ο ενισχυτής ισχύος Cfk2162-p3 αντιστοιχείται στην πλακέτα με αντίσταση 50Ω. Είναι φτιαγμένος για αγωγό ρεύματος 1.2A και δέχεται μια άλλη αρνητική τάση στις πύλες του. Αυτές οι δύο αρνητικές τάσεις πυλών παράγονται από μία πηγή -5Vdc μέσω των ανθεκτικών πιθανών διαιρετών. Οι πιθανοί διαιρέτες δημιουργούνται με τα πολύστροφα ποτενσιόμετρα για να διευκολύνονται οι ακριβής προμελετημένες ρυθμίσεις. Για να αποτρέψουμε τη ζημία στους δύο ενισχυτές, οι αρνητικές προμελετημένες τάσεις πρέπει να εφαρμοστούν στους ενισχυτές πριν των ανεφοδιασμό των αγωγών με τα 5Vdc.

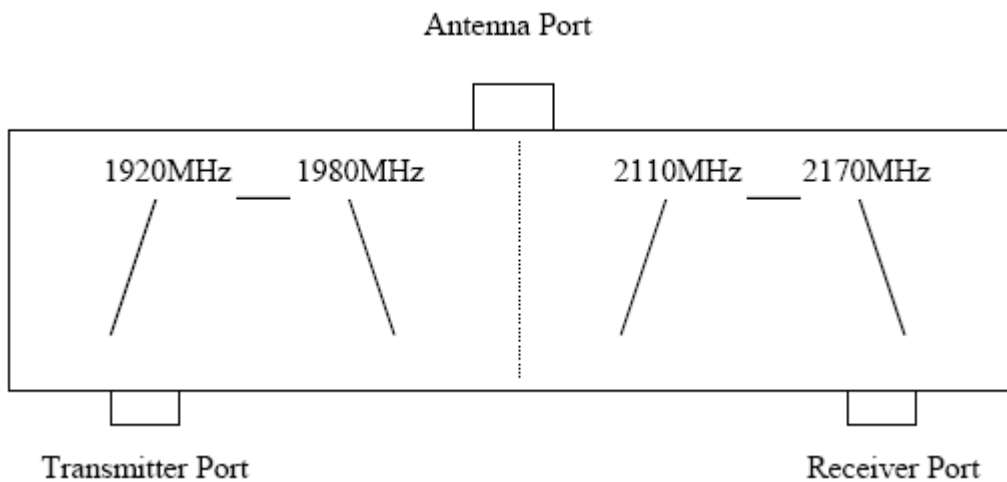
Το δεύτερο στάδιο που εξετάζουμε είναι ο ενισχυτής ισχύος Celeritek Cfh2162-p3. Το 1dB στο σημείο συμπίεσης της εξόδου του ενισχυτή είναι 36dBm. Αυτό ισούται



με την απαιτούμενη ικανότητα διαχείρισης της ισχύος των 36dBm. Η εισαγωγή σε αυτόν τον ενισχυτή είναι περίπου 22dBm ενώ ο ενισχυτής μεταδίδει 31.5dBm της διαβιβασθήσας ισχύος. Η ισχύς εξόδου των 31.5dBm είναι 4.5dB κάτω από το 1dB του σημείου συμπίεσης της εξόδου, έτσι η γραμμική λειτουργία του ενισχυτή θα συμβάλει ασήμαντα στην ισχύς των πλευρικών καναλιών. Κατά συνέπεια η καθορισμένη περικοπή της πλευρικής ισχύος των καναλιών των 40dBc μπορεί να επιτευχθεί.

### 3.1.4.5 Ο πολυπλέκτης στον πομπό.

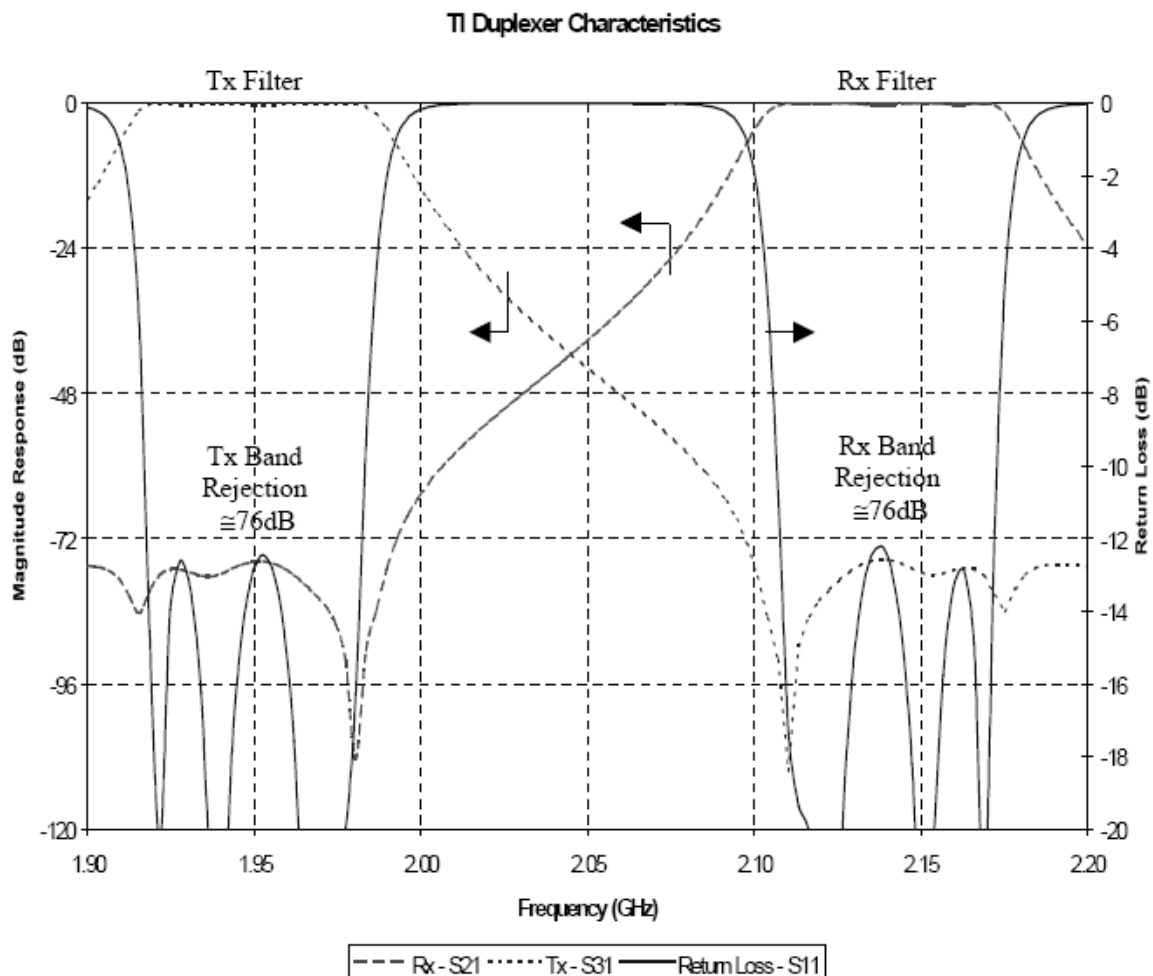
Ο πολυπλέκτης είναι μια συσκευή φίλτρων με τρεις διαφορετικές εξόδους. Αυτό περιλαμβάνει ένα bandpass φίλτρο εκπομπής και ένα bandpass φίλτρο λήψης. Η χρήση του πολυπλέκτη επιτρέπει στον πομποδέκτη να μεταδίδει και να λαμβάνει ταυτόχρονα με μια ενιαία κεραία. Έτσι κερδίζουμε το κόστος μιας δεύτερης κεραίας και διευκολύνουμε την κατασκευή των συστημάτων.



**Σχήμα 31.** Το φυσικό σχεδιάγραμμα του πολυπλέκτη.

Η έξοδος του ενισχυτή ισχύος συνδέεται με την έξοδο εκπομπής του πολυπλέκτη. Η απώλεια εισαγωγής του πολυπλέκτη στην εκπεμπόμενη ζώνη είναι 1.5dB. Κατά συνέπεια η διαθέσιμη ισχύς για την αποστολή σημάτων στην κεραία είναι

30dBm. Όπως αναφέρεται στην παράγραφο 3.1.3.3, η χρήση πολυπλέκτη μπορεί να προκαλέσει διασυμβολική παρεμβολή εάν η ψαλίδιση του θορύβου στη ζώνη λήψης δεν είναι επαρκής. Το bandpass φίλτρο εκπομπής του πολυπλέκτη σχεδιάστηκε έτσι ώστε να έχει μια εγκοπή στη ζώνη λήψης. Η εγκοπή αυτή δίνει 70dB απόρριψη. Η απόρριψη αυτών των 70dB και η απόρριψη των 30dB από το RF BPF φτιάχνουν σαν σύνολο 100dB απόρριψη στην ζώνη λήψης που είναι υψηλότερο ποσό από την προκαθορισμένη απόρριψη των 83dB. Κατά συνέπεια το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής στη λήψη πρέπει να εξεταστεί καλύτερα.



**Σχήμα 32.** Παλμικά χαρακτηριστικά του πολυπλέκτη.

Η λαμβανόμενη καμπύλη απόκρισης του φίλτρου (Rx- S21) δείχνει ότι η μεταδιδόμενη ισχύς έχει απόρριψη περίπου 76dB. Το bandpass φίλτρο εκπομπής παρέχει επίσης απόρριψη περίπου 76dB στην ζώνη λήψης όπως φαίνεται στην καμπύλη απόκρισης του φίλτρου εκπομπής (Tx - S31). Επιπλέον οι απώλειες επιστροφής του

φίλτρου στη ζώνη λήψης και στη ζώνη εκπομπής είναι περίπου 13dB όπως παρουσιάζει και η καμπύλη των απωλειών επιστροφής (απώλεια επιστροφής-S11).

Η μετρημένη απόδοση του πολυπλέκτη είναι ταξινομημένη σε λίστες στον πίνακα 6. Όπου τα μετρημένα δεδομένα ταιριάζουν με τα διγματολιπτούμενα δεδομένα πάρα πολύ καλά.

**Πίνακας 6.** Η μετρημένη απόδοση του πολυπλέκτη

	Transmitting Band	Receiving Band
Insertion Loss (dB)	1.8	1.0
1dB Bandwith (MHz)	71.3	66.3
3dB Bandwith (MHz)	76.3	73.8
Receiving Band Rejection (dB)		
2110 MHz	74	
2140 MHz	71	
2170 MHz	72	
Transmitting Band Rejection (dB)		
1920 MHz		74
1950 MHz		73
1980 MHz		74

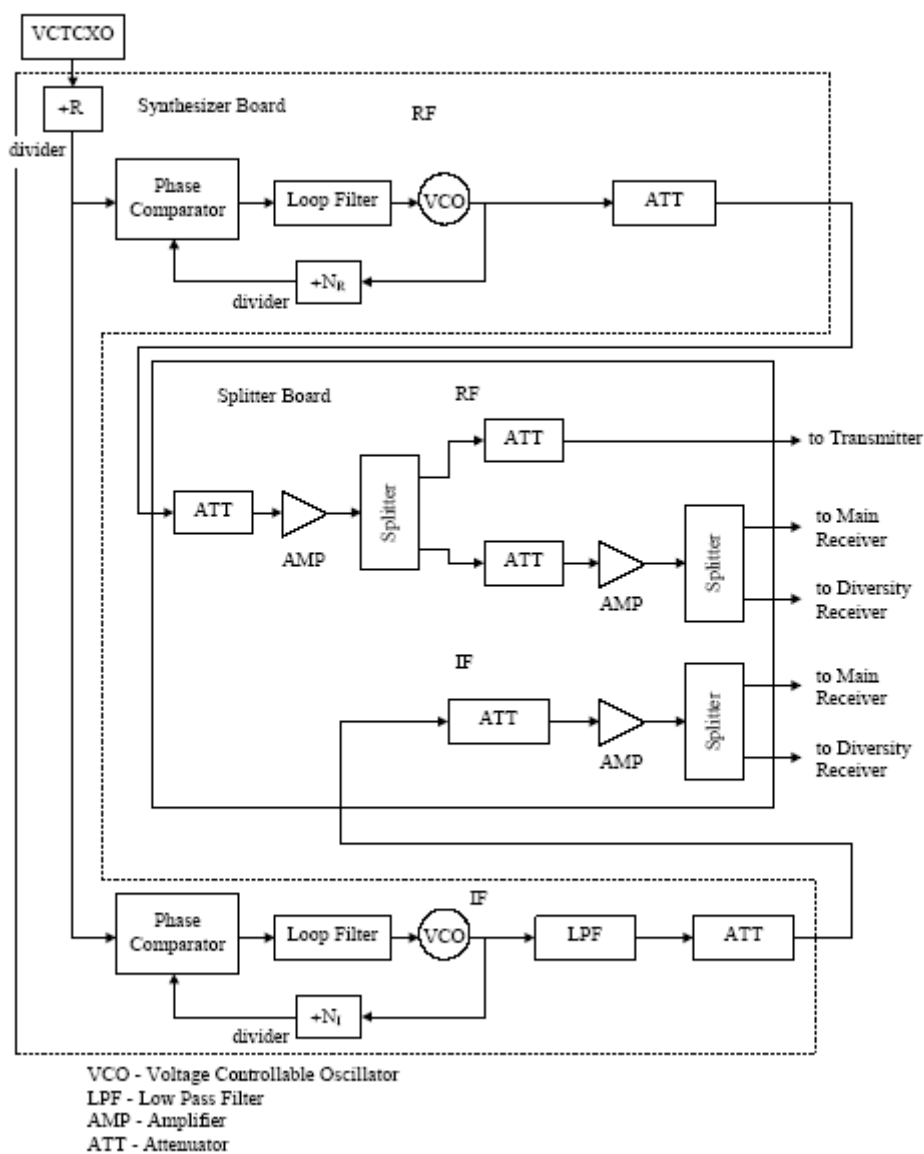
### 3.2 Συνθέτης

Ο συνθέτης παρέχει τους τοπικούς ταλαντωτές (LO) που χρησιμοποιούνται στον πομποδέκτη. Υπάρχουν δύο τέτοιοι LO συνθέτες. Ένας από τους συνθέτες αυτούς είναι ο συνθέτης RF που παράγει τη συχνότητα LO στη ζώνη εκπομπής των (1920-1980MHz). Η έξοδος αυτού του συνθέτη είναι χωρισμένη σε τρεις επιμέρους εξόδους, μία για το διαμορφωτή εκπομπής σημάτων και οι άλλες δύο είναι τα πρώτα LO για κάθε έναν από τους δέκτες. Ο δεύτερος συνθέτης παράγει μια συχνότητα LO στα 260MHz. Η έξοδος του είναι χωρισμένη για την δεύτερη μετατροπή προς τα κάτω των δύο δεκτών.

Ο συνθέτης αποτελείται από τρεις ενότητες: Πρώτη είναι η πλακέτα του συνθέτη, δεύτερη η πλακέτα του διαχωριστή και Τρίτη είναι η ενότητα του 10MHz ελεγκτή τάσης θερμοκρασίας και αντισταθμισμένου κρυσταλλικού ταλαντωτή (VCTCXO). Το VCTCXO το οποίο είναι πάνω στην πλακέτα του AFC παρέχει τη συχνότητα αναφοράς για των συνθέτη.

Ο συνθέτης έχει φτιαχτεί με την πλακέτα αξιολόγησης της Harris HFA3524. Η πλακέτα του συνθέτη περιέχει ένα διπλό τσιπ Harris HFA3524 κλειδωμένης φάσης βρόγχων (phase-lock-loop(PLL)). Παρέχει ταυτόχρονα ραδιοσυχνότητα (RF) και ενδιάμεση παραγωγή LO συχνότητας (IF). Τέλος η πλακέτα του διαχωριστή χωρίζει και διανέμει τις εξόδους της πλακέτας του συνθέτη σε διαφορετικά μέρη του πομπού.

### 3.2.1. Σχηματικό διάγραμμα του Συνθέτη



Σχήμα 33. Σχηματικό διάγραμμα του συνθέτη.

### 3.2.2 Τεχνικές προδιαγραφές

Ο συνθέτης RF είναι προγραμματισμένος για τις εκπεμπόμενες συχνότητες από 1922.5 μέχρι 1977.5 MHz στο πλαίσιο της αύξησης των 5MHz. Ο IF συνθέτης παρέχει μια σταθερή συχνότητα LO των 260MHz. Οι απαιτήσεις για τους δύο συνθέτες είναι διαφορετικές αλλά η προσέγγιση του σχεδίου και η αρχιτεκτονική του PLL για κάθε μια από αυτές είναι η ίδια. Η περίληψη της αρχιτεκτονικής του PLL είναι με βάση το συνθέτη RF εντούτοις ισχύει και για τον συνθέτη IF οι μικροδιαφορές τους θα σημειωθούν στο τέλος.

Η έξοδος των 10MHz του VCTCXO διαιρείται στα τέσσερα για να λάβουμε μια συχνότητα αναφοράς 2.5MHz για τους RF και IF συνθέτες. Η ακρίβεια συχνότητας της εξόδου του συνθέτη είναι ίση με την ακρίβεια της εξόδου του VCTCXO. Το VCTCXO έχει μια ρύθμιση περιποίησης που διευκολύνει τη ρύθμιση της συχνότητας. Η ακρίβεια συχνότητας τίθεται ως 1ppm για συμμόρφωση με τις προδιαγραφές. Έχει επίσης μια ηλεκτρονική ρύθμιση για το AFC. Το AFC μπορεί να συντονίσει το VCTCXO στα 2ppm από την ονομαστική συχνότητα. Επομένως, οι εξοδοί του RF και του IF συνθέτη μπορούν να προσαρμόσουν μια κλίση συχνότητας 2ppm.

Η πλακέτα του διαχωριστή ενισχύει και χωρίζει τα LO από την πλακέτα του συνθέτη. Το επίπεδο ισχύος των LO για τη συσκευή αποστολής σημάτων είναι -1dBm. Αυτό το επίπεδο περιέχεται στο καθορισμένο LO επίπεδο κίνησης του διαμορφωτή RF2242. Το πρώτο επίπεδο ισχύος LO για τους μίκτες SCM- 2500 του δέκτη είναι 7dBm και το δεύτερο επίπεδο ισχύος LO για τους μίκτες TUF- 3SM είναι 10dBm.

### 3.2.3 Η πλακέτα του συνθέτη

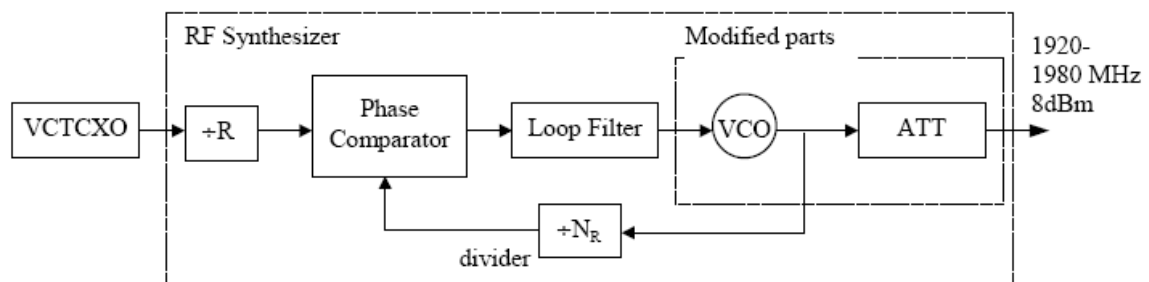
#### 3.2.3.1 Τροποποιήσεις σχεδίου

Οι συστατικοί προσδιοριστές που χρησιμοποιούνται στη παρουσίαση αυτού του κεφαλαίου αναφέρονται στη σχηματική αναπαράσταση της εφαρμογής Harris AN9630 [ 22 ].

### Τροποποίηση συνθετών RF

Ο συνθέτης RF σχεδιάστηκε αρχικά για τη ζώνη συχνότητας 2132-2204 MHz [ 22 ]. Γι'αυτό το RF VCO αντικαταστάθηκε με το Zcomm SMV1960L που προσφέρει την επιθυμητή λειτουργική ζώνη των (1920-1980 MHz). Επίσης άλλαξαν και οι έξοδοι των μαξιλαριών μείωσης από τα -8dB πήγαν στα -2dB για 8dBm ισχύς εξόδου.

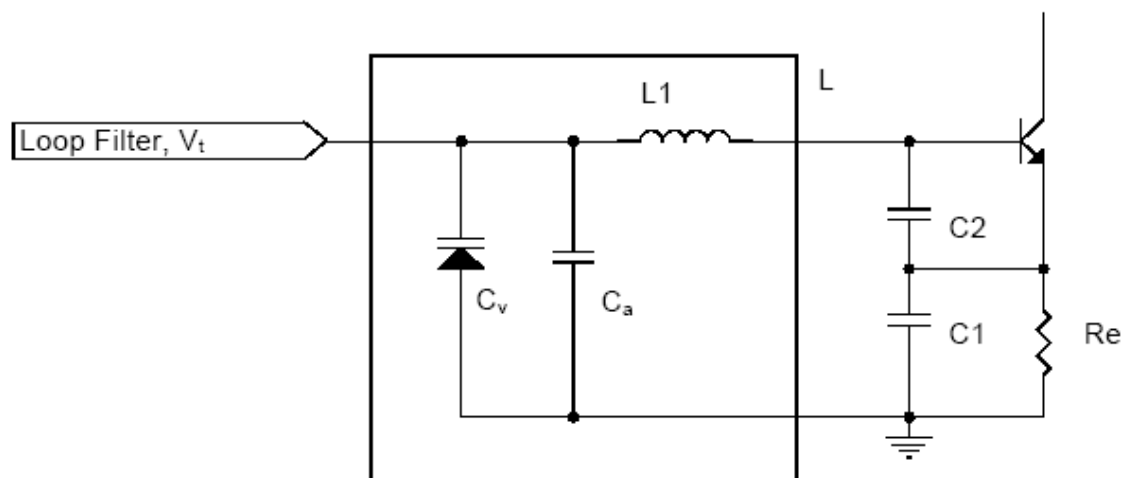
Το σχήμα 27 παρουσιάζει το διάγραμμα φραγμών του συνθέτη RF που μας δείχνει τα τροποποιημένα μέρη.



Σχήμα 34. Διάγραμμα φραγμών του συνθέτη RF.

### Τροποποίηση συνθέτη IF

Ο ταλαντωτής IF, που προστέθηκε στην πλακέτα, τροποποιήθηκε από την αρχική συχνότητα ταλάντωσης των 560MHz στο επιθυμητό επίπεδο των 260MHz. Ο ταλαντωτής αυτός είναι ένας κοινός ταλαντωτής της Colpitts.



Σχήμα 35. Ο ταλαντωτής με την καθορισμένη συχνότητα.

Η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται από την αυτεπαγωγή των πηνίων (L) και την χωρητικότητα των πυκνωτών (C).

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (3.2.1)$$

Όπου

$$L = L_1 - \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2 \cdot (C_v + C_a)} \quad (3.2.2)$$

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.2.3)$$

Όπου  $C_v$  είναι η χωρητικότητα που αναπτύσσεται από τη δίοδο varactor. Οι αλλαγές αυτής της χωρητικότητας ( $C_v$ ) γίνονται με βάση την προκαθορισμένη τάση του φίλτρου βρόχων. Κατά συνέπεια, οι αλλαγές στη συχνότητα ταλάντωσης θα υπάρχουν έως ότου το PLL κλειδώσει στην συχνότητα των 260MHz που είναι και ο στόχος μας.

Ο  $C_a$  είναι ένας πρόσθετος συντονιστής ταλάντωσης. Οι  $C_1$  και  $C_2$  διαμορφώνουν έναν χωρητικό διαιρέτη τάσης που αντλεί μια ανατροφοδότηση από την έξοδο του και προμηθεύει τη βασική είσοδο σύνδεσης της κρυσταλλολυχνίας. Τέλος οι  $C_1$  και  $C_2$  είναι στη σειρά για να δώσουν την ολική χωρητικότητα του κυκλώματος.

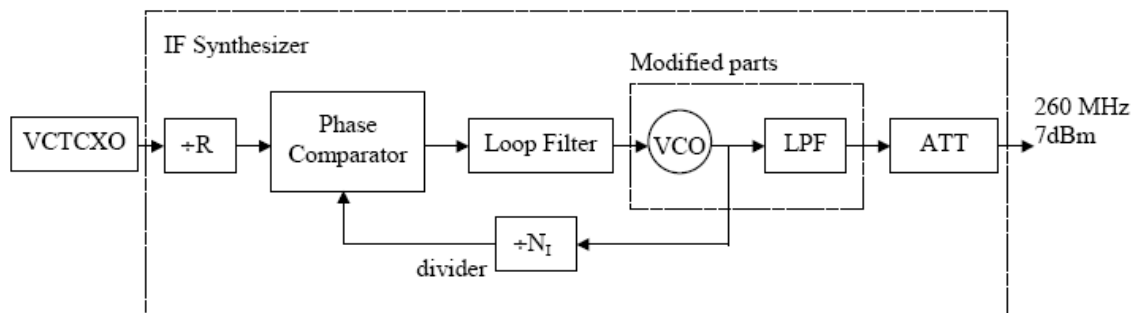
Αξιολογώντας την (3.2.3) με  $C_1=C_2=15\text{pF}$  έχουμε σαν αποτέλεσμα  $C=7.5\text{pF}$

Αξιολογώντας την (3.2.1) με  $C=7.5\text{pF}$  και  $f_o=260\text{MHz}$  έχουμε σαν αποτέλεσμα  $L=50\text{nH}$ .

Αναφορικά με τα data sheet του varactor, το  $C_v$  υπολογίζεται ότι είναι 20pF.

Αξιολογώντας την (3.2.2)  $L=50 \text{ nH}$  ,  $C_v= 20 \text{ pF}$  ,  $C_a=7.4 \text{ pF}$  και  $f_o= 260\text{MHz}$  το αποτέλεσμα στο  $L_1=65 \text{ nH}$  . Τελικά καθιερώθηκε η τιμή των  $68 \text{ nH}$  για το  $L_1$  .

Επιπλέον, το choke RF ( $L_2$ ) για τον ταλαντωτή άλλαξε από  $12\text{nH}$  σε  $680\text{nH}$  ώστε να δίνει καλύτερη απομόνωση στην πηγή ηλεκτρικού ρεύματος. Ο ταλαντωτής IF ακολουθείται από το B-Butterworth χαμιλοπερατό (LPF) φίλτρο που χρησιμοποιείται για να καταστείλει την αρμονική έξοδο του ταλαντωτή και έχει τροποποιηθεί για αποκοπή στα  $350\text{MHz}$ .



**Σχήμα 36.** Διάγραμμα φραγμών του συνθέτη IF (μας δείχνει τα τροποποιημένα μέρη του).

### Διάφορες αλλαγές

Προκειμένου να ενοποιηθούν οι πηγές ηλεκτρικού ρεύματος για των πομπού, η τάση ανεφοδιασμού της πλακέτας του συνθέτη είναι  $5\text{V}$  που είναι διαφορετική από την αρχική σχεδίαση των  $3\text{V}$ . Αυτή η αλλαγή απαιτεί αλλαγή του ελέγχου στάθμης σήματος του PLL (LE, ρολόι και δεδομένα). Οι αντιστάτες  $RA_{23}$ ,  $RA_{24}$ , και  $RA_{25}$  άλλαξαν από  $10\text{K}\Omega$  σε  $5,1\Omega$  για να ληφθούν και αυτά του σήματος.

Το επιλεγμένο VCTCXO είναι transistor-transistor-logic (TTL) με συμβατή έξοδο. Επομένως, η λήψη των  $50\Omega$  στην αναφερόμενη εισαγωγή της πλακέτας των συνθετών αφαιρέθηκε.

Σαν συμπέρασμα, ο πίνακας 7 αναφέρει όλες τις αλλαγές των στοιχείων στην πλακέτα του συνθέτη που έγιναν για να συμμορφωθεί με τις απαιτήσεις του πομπού.



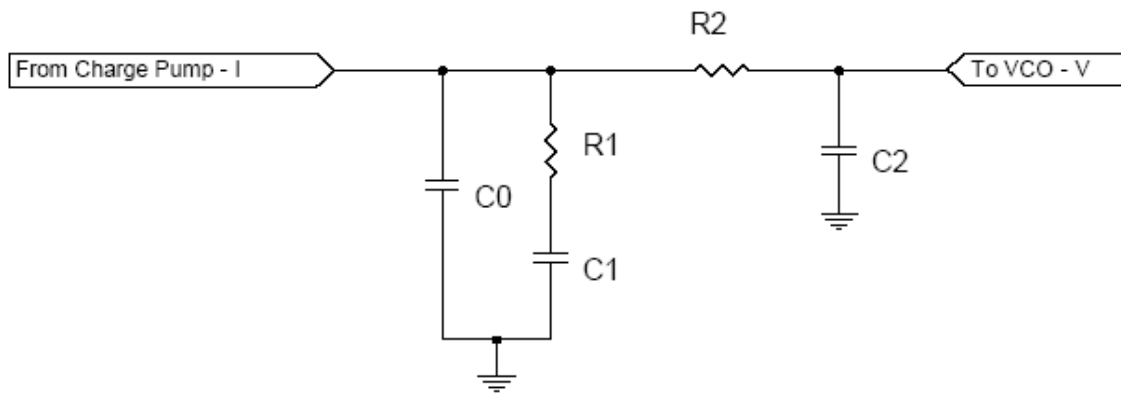
**Πίνακας 7.** Αλλαγές στοιχείων.

Part Designator	Was	Is	Change for
VCO	Z-Comm SMV2100L	Z-Comm SMV2100L	RF Synthesizer
L <sub>1</sub>	12 nH	68 nH	IF Synthesizer
L <sub>2</sub>	12 nH	680 nH	IF Synthesizer
LF <sub>1</sub>	12 nH	39 nH	IF Synthesizer
CF <sub>1</sub>	5.6 pF	8 pF	IF Synthesizer
CF <sub>2</sub>	5.6 pF	8pF	IF Synthesizer
RA <sub>4</sub>	20 Ω	5.5 Ω	IF Synthesizer
RA <sub>5</sub>	20 Ω	5.5 Ω	IF Synthesizer
RA <sub>6</sub>	51 Ω	220 Ω	IF Synthesizer
RA <sub>21</sub>	10 KΩ	5.1 KΩ	5V Supply
RA <sub>23</sub>	10 KΩ	5.1 KΩ	5V Supply
RA <sub>25</sub>	10 KΩ	5.1 KΩ	5V Supply
R <sub>REF</sub>	50 Ω	Nil	VCTCXO TTL Output

### 3.2.3.2 Φίλτρο βρόχων

Το φίλτρο βρόχων είναι το σημαντικότερο μέρος του σχεδίου του PLL. Είναι το μέρος το οποίο είναι διαθέσιμο στους σχεδιαστές για βελτιστοποίηση της απόδοσης του PLL, καθώς τα υπόλοιπα μέρη είναι έξω από τις δυνατότητές τους.

Το φίλτρο βρόχων σχεδιάστηκε να έχει εύρος ζώνης 25KHz και περίοδο φάσης 45 μοίρες. Το εύρος ζώνης του φίλτρου βρόχων των 25KHz είναι ένα εκατοστό της απαίτησης των βρόχων των 2.5MHz. Έτσι παρέχεται καλή καταστολή της αναφοράς και αποβολή της διαμόρφωσης των πλευρικών ζωνών συχνοτήτων. Πρέπει να αναφέρουμε επίσης ότι ο πομπός παραμένει στο κανάλι κατά τη διάρκεια της συνομιλίας, επομένως το έγκαιρο κλείδωμα του βρόχου δεν είναι μια κρίσιμη απαίτηση. Τελικά η σταθερότητα του βρόχου έγινε ένα κριτήριο σχεδίασης και το περιθώριο που παρέχει τη σταθερότητα αυτή επιλέχθηκε να είναι 45 μοίρες. Επιπλέον ορίστηκε σαν επιλεγόμενος τύπος βρόχου ο 2.4.

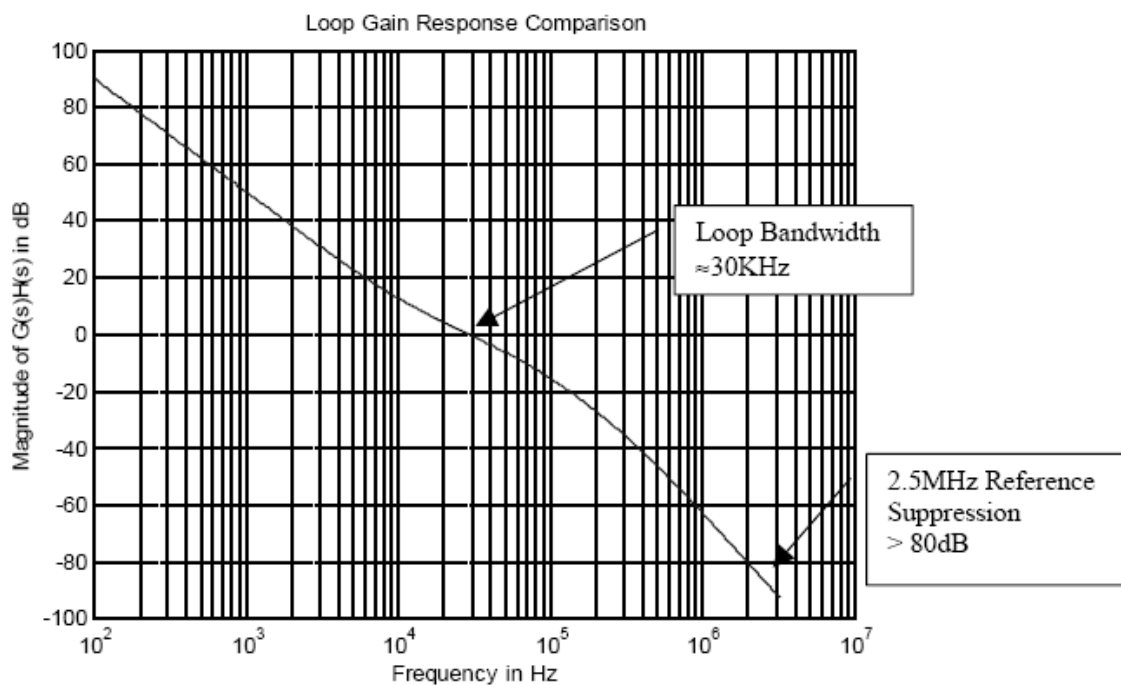


**Σχήμα 37.** Το απαιτούμενο φίλτρο βρόχων

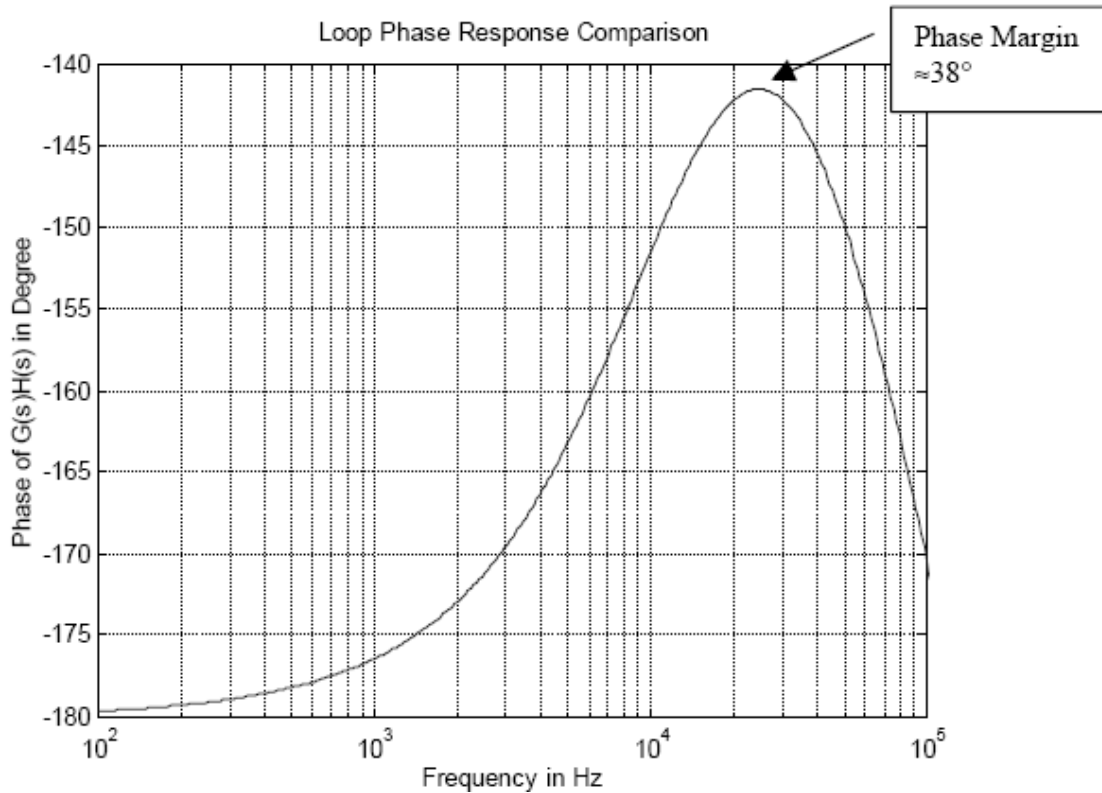
Η λειτουργία μεταφοράς για το φίλτρο βρόχων δίνεται από την σχέση

$$K_f(s) = \frac{sR_1C_1 + 1}{s^2[R_1R_2C_0C_1C_2 + s(R_1C_0C_1 + R_2C_0C_2 + R_2C_1C_2 + R_1C_1C_2) + C_0 + C_1 + C_2]} \quad (3.2.4)$$

Τα σχήματα 38 και 39 παρουσιάζουν το δειγματοληπτούμενο κέρδος και την απολαβή φάσης του βρόχου αντίστοιχα.



**Σχήμα 38.** Απολαβή κέρδους του βρόχου με τύπο 2.4.



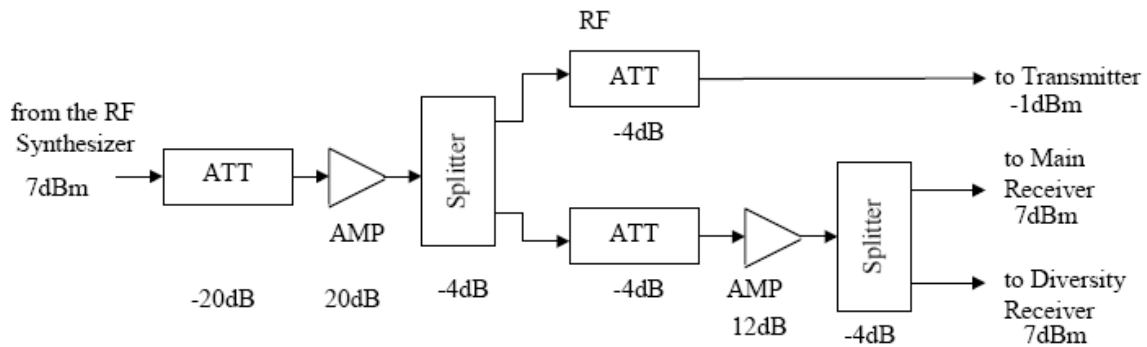
Σχήμα 39. Απολαβή φάσης του βρόγχου με τύπο 2.4.

Η προσομοίωση είναι βασισμένη στην απολαβή του βρόγχου για το μέσο κανάλι των (1952.5MHz). Η επιλογή του καναλιού αυτού έχει αρκετές επιπτώσεις στις τιμές των N-διαιρετών του PLL. Αλλά η χρήση των τυποποιημένων τιμών βελτιώνει την απόκλιση της απόδοσης μεταξύ του στόχου μας και της προσομοίωσης, έτσι η απόκλιση είναι μικρή και δεν δημιουργεί προβλήματα.

### 3.2.4 Πλακέτα διαχωριστή.

Η πλακέτα του διαχωριστή αποτελείται από κανάλια RF και IF, παρέχει επίσης τα LO για συγκεκριμένα επίπεδα ισχύος. Επιπλέον προσφέρει και επαρκή αντιστροφή της απομόνωσης.

#### 3.2.4.1 Κανάλι RF



**Σχήμα 40.** Διάγραμμα φραγμών του καναλιού RF.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 50, το επίπεδο εξόδου του συνθέτη RF είναι 7dBm. Ο διαμορφωτής RF2422 απαιτεί μια LO ισχύ μεταξύ των  $-3$  και 3dBm και σχεδιάστηκε να παρέχει -1dBm στο πομπό. Επιπλέον παρέχει τα LO των 7dBm στον πρώτο μίκτη του δέκτη.

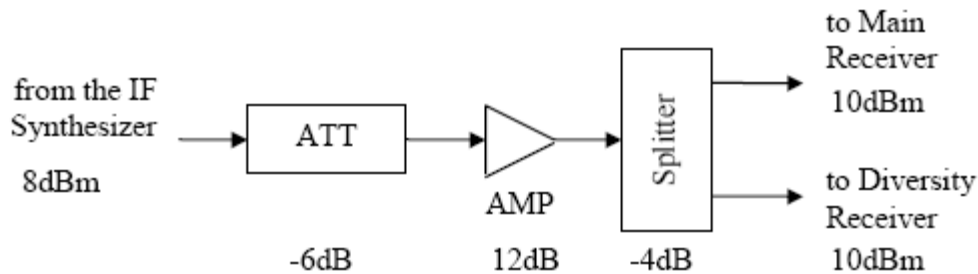
Τα πρώτα δύο στάδια του καναλιού τα καταλαμβάνει ένας εξασθενητής 20dB (στο παράρτημα C-6: R350-352) και ένας φραγμός κέρδους 20dB (στο παράρτημα C-6: U35). Τα δύο αυτά μαζί παρέχουν μια ανάστροφη απομόνωση μεταξύ συνθέτη και διαμορφωτή. Χωρίς τον απομονωτή η διαδικασία διαμόρφωσης προκαλεί μια διαταραχή στην παραγωγή του VCO του συνθέτη RF, γιατί ο βρόχος δεν αντισταθμίζει οποιαδήποτε διαταραχή έξω από το εύρος ζώνης του. Οι διαμορφωμένες πλευρικές ζώνες της διαταραχής αναπτύσσονται στην έξοδο του συνθέτη. Από τότε που οι δέκτες μοιράζονται τις ίδιες εξόδους του συνθέτη, αυτές οι πλευρικές ζώνες συχνοτήτων έγιναν μια επιπλέον πηγή θορύβου για τους δέκτες αυτούς. Ο εξασθενητής και ο φραγμός κέρδους παρέχουν συνολικά ανάστροφη απομόνωση 43dB. Οι ERA-3SM επιλέχθηκαν για τη μικρή ανάστροφη μετάδοσή τους ( $S_{12} = -23\text{dB}$ ).

Επιλέχτηκε επίσης και ο διαχωριστής LRPS-2-25 της Mini-Circuits. Ο διαχωριστής με έναν διπλό διαχωρισμό του σήματος προκαλεί έξοδο 3dB χαμηλότερη από την είσοδο ενώ οι απώλειες στην εισαγωγή του είναι 1dB. Επομένως, η συνολική μείωση του σήματος στο διαχωριστή είναι 4dB. Ο διαχωριστής αυτός (στο παράρτημα C-6: U30) διαιρεί το RF σήμα σε δύο εξόδους. Η μια έξοδος μειώνεται κατά 4dB (στο παράρτημα C-6: R300-302) και παρέχεται στο διαμορφωτή του πομπού όπως φαίνεται και στο σχήμα 50. Το επίπεδο ισχύος αυτής της εισαγωγής είναι -1dBm. Η άλλη έξοδος διαιρείται περαιτέρω με έναν διαχωριστή (στο παράρτημα C-6, U32) στα δύο για να

παρέχει τους δύο δέκτες όπως φαίνεται και στο σχήμα 50. Ο ενισχυτής ERA-1SM της Mini-Circuits (στο παράρτημα C-6: U33) αντισταθμίζει την απώλεια λόγω του εξασθενητή (στο παράρτημα C-6: R310-312) και των διαχωριστών έτσι ώστε η συνολική ισχύς εξόδου των δύο διαφορετικών εξόδων του να είναι 7dBm.

### 3.2.4.2 Το κανάλι IF

Το κανάλι IF παρέχει ένα διπλό διαχωρισμό για την IF έξοδο του συνθέτη. Αυτό το κανάλι έχει κέρδος 2dB έτσι ώστε τα IF και LO να είναι 10dBm.



**Σχήμα 41.** Διάγραμμα φραγμών του καναλιού IF.

Ο διαχωριστής (στο παράρτημα C-6: U33) είναι διαφορετικός από το διαχωριστή που χρησιμοποιείται στο κανάλι RF γιατί η IF συχνότητα είναι πολύ χαμηλότερη από τη συχνότητα RF. Ο διαχωριστής LRPS-2-1 της Mini-Circuits προκαλεί μείωση σήματος 4dB. Από την άλλη ο ανθεκτικός εξασθενητής (στο παράρτημα C-6: R330-331) είναι ένα μαξιλάρι στα 6dB και ο ίδιος ERA-1SM ενισχυτής (στο παράρτημα C-6, U33) χρησιμοποιείται ως φραγμός κέρδους. Το συνολικό κέρδος του καναλιού αυτού είναι 2dB επομένως, τα 8dBm της εισαγωγής παράγουν μια έξοδο 10dBm.

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Απόδοση πομπού**

- Πομπός
- Έλεγχος μεταδιδόμενης ισχύος
- Ισχύς του πομπού

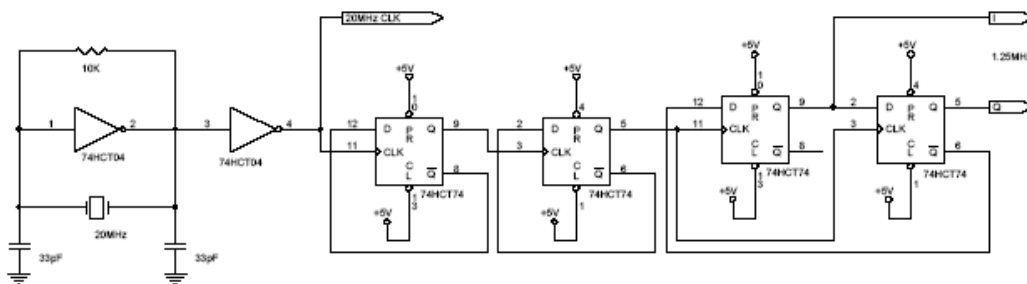
### **Περίληψη**

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται η απόδοση του πομπού. Ο έλεγχος της ισχύος μετάδοσης καθίσταται απαραίτητος για αυτό γίνεται και μία εκτενής αναφορά. Τέλος παρουσιάζεται η ισχύς λειτουργίας του πομπού και αναλύεται ο τρόπος επιλογής της.

## 4.1 Πομπός

### 4.1.1 Ισχύς του πομπού

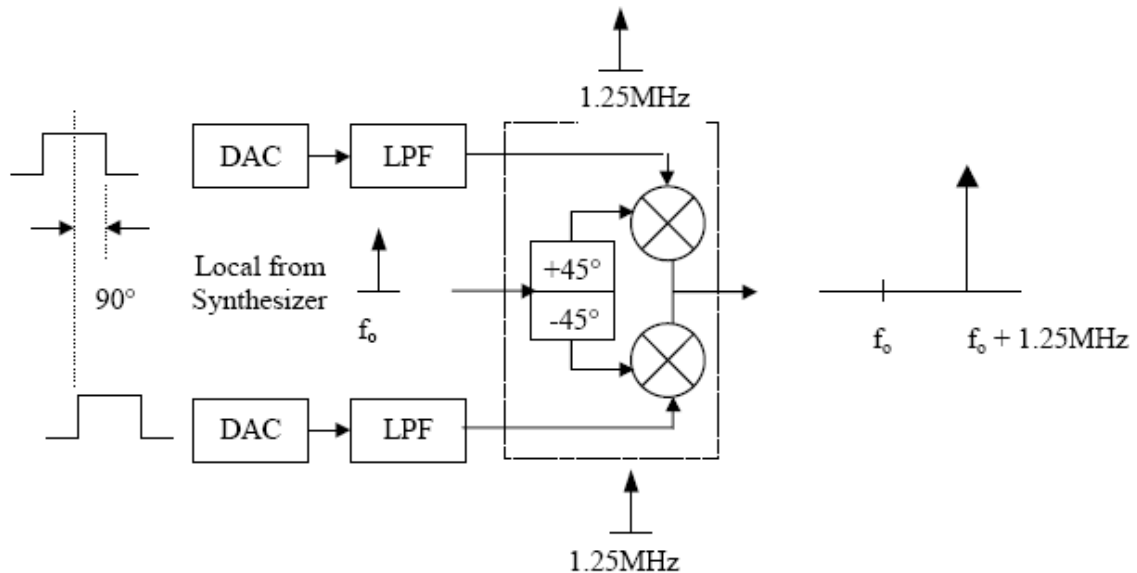
Στο W-CDMA τα σήματα δοκιμής δεν είναι διαθέσιμα. επομένως, η ισχύς μετάδοσης μετριέται επάνω στην έξοδο των συνεχόμενων κυμάτων (CW). Η διαμόρφωση QPSK είναι ίδια με την γεννήτρια μίας μόνο πλευρικής ζώνης συχνοτήτων, εάν το άμεσο (I) και το τετραγωνισμένο (Q) σήμα είναι τα ίδια αλλά το σήμα (I) προηγείται του σήματος (Q) κατά  $90^\circ$ . Γι' αυτό δημιουργήθηκε μια γεννήτρια διαμόρφωσης όπως φαίνεται στο σχήμα 42 για παραγωγή του φέροντος δοκιμής. Η γεννήτρια αυτή παράγει δύο συμβατά τετραγωνικά κύματα TTL με γωνία φάσης  $90^\circ$ . Η συχνότητα των τετραγωνικών κυμάτων είναι 1.25MHz και περιέχεται στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου βασικής ζώνης.



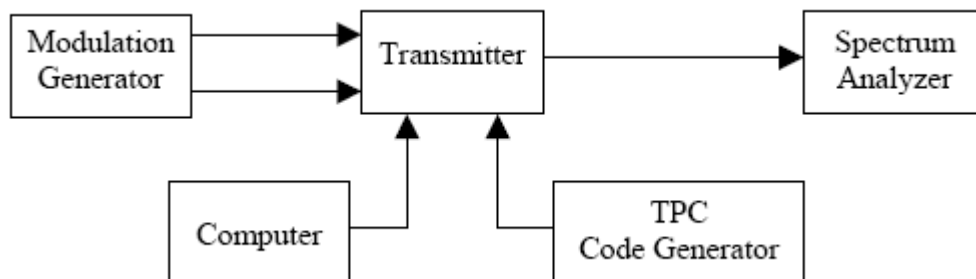
**Σχήμα 42.** Μία γεννήτρια διαμόρφωσης

Τα τετραγωνισμένα κύματα προσθήθωντε στην πλακέτα του DAC της συσκευής αποστολής σημάτων. Το τετραγωνισμένο κύμα με τη φάση που οδηγεί εφαρμόζεται στο κανάλι (I) του DAC. Όλα τα ποδαράκια εισαγωγής του DAC είναι συνδεδεμένα και έτσι παρέχονται οι κώδικες μεταξύ 00000000B και 11111111B. Η έξοδος του DAC είναι ένα τετραγωνισμένο κύμα 0.5V. Το φίλτρο βασικής ζώνης αφαιρεί τις αρμονικές της εισόδου του DAC και παρέχει ένα σήμα με τόνο 1.25MHz. Ομοίως, ένας τόνος 1.25MHz, ο οποίος έχει καθυστέρηση  $90^\circ$  παράγεται στο κανάλι (Q).

Οι δύο τόνοι πηγαίνουν στο διαμορφωτή του πομπού για να παραγάγουν την έξοδο μίας μόνο πλευρικής ζώνης συχνοτήτων CW . Η έξοδος CW είναι 1.25MHz μακριά από τον διαμορφωτή LO όπως φαίνεται στο σχήμα 43. Μετά από την ενίσχυση ισχύος, η έξοδος CW μπορεί να μετρηθεί για την ισχύ μετάδοσης. Το σχήμα 44 παρουσιάζει την οργάνωση της μέτρησης.



Σχήμα 43. Παραγωγή μόνης πλευρικής ζώνης συχνοτήτων.



Σχήμα 44. Οργάνωση δοκιμής της μεταβιβαστήσας ισχύος.

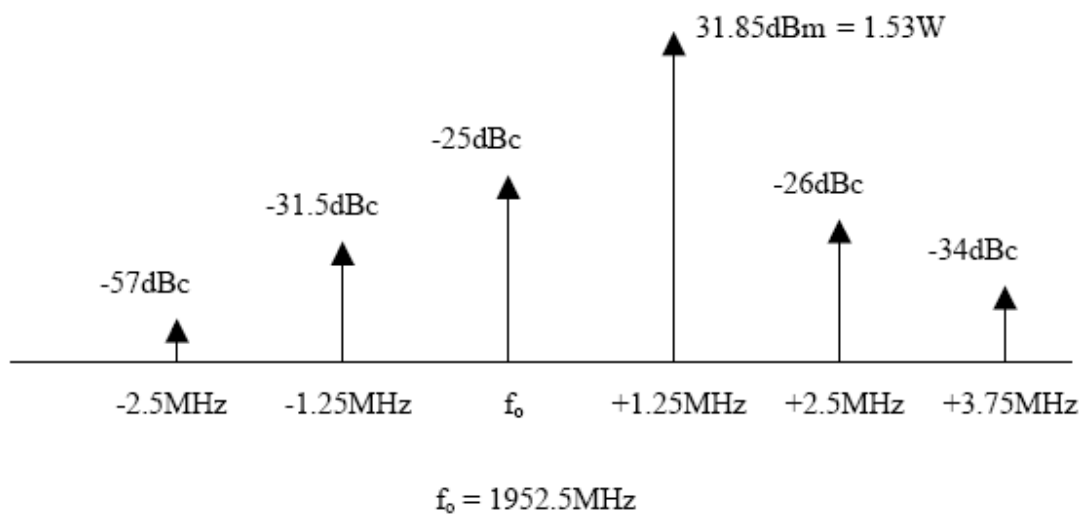
Ο υπολογιστής χρησιμοποιείται για να φορτώσει τις εντολές στο συνθέτη για τον καθορισμό του καναλιού που θα χρησιμοποιήσει ο πομπός. Η δοκιμή αυτή γίνεται στο μέσο κανάλι. Η γεννήτρια κώδικα TPC παρέχει των κώδικα εντολών για να ορίσει το επίπεδο της μεταδιδόμενης ισχύος και η γεννήτρια διαμόρφωσης παρέχει σήματα για



την παραγωγή μονής πλευρικής ζώνης συχνοτήτων. Τέλος η συσκευή ανάλυσης φάσματος μετρά την έξοδο του πομπού.

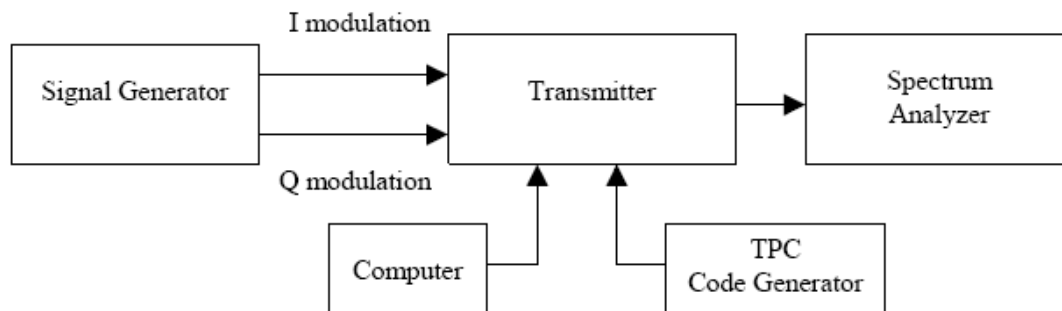
### Διαδικασία μέτρησης:

1. Ορίζουμε τον πομπό να λειτουργήσει στο μέσο κανάλι (π.χ. 1952.5MHz).
2. Ορίζουμε τον κώδικα της εντολής TPC για το 0 (το δυαδικό 0000000B).
3. Ρυθμίζουμε το μεταβλητό αντιστάτη (στο παράρτημα C-5: R18) στην πλακέτα του AFC για το μέγιστο της μεταδιδόμενης ισχύος, περίπου 32dBm.
4. Ορίζουμε τον κώδικα της εντολής TPC για το 70 (το δυαδικό 1000110B).
5. Ρυθμίζουμε το μεταβλητό αντιστάτη (στο παράρτημα C-5: R19) στην πλακέτα του AFC για 70dB μύωση στη μεταδιδόμενη ισχύς.
6. Επαναλάβετε τη διαδικασία 2 έως 5 έως ότου μεταδοθεί το μέγιστο της ισχύος και τα 70dB μύωσης της μεταδιδόμενης ισχύος λαμβάνονται ταυτόχρονα.
7. Μετρήστε την έξοδο της μονής πλευρικής ζώνης συχνοτήτων με τη συσκευή ανάλυσης φάσματος για τη μετάδοση ισχύος.

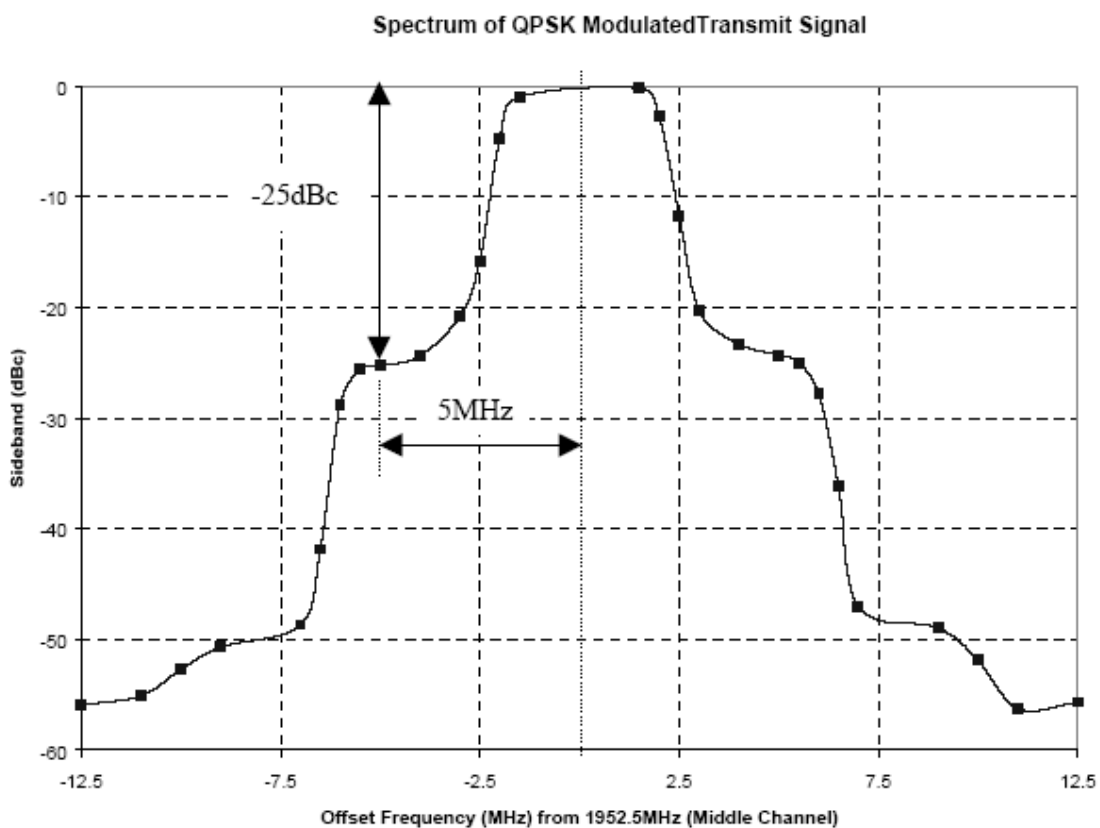


**Σχήμα 45.** Φάσμα εξόδου της συσκευής αποστολής σημάτων.

Η ισχύς εξόδου ανταποκρίνεται στην προδιαγραφή των 1.6W (+ 20% -50%). Αυτό είναι ένα μετρημένο δεδομένο του σχεδίου της ενίσχυσης ισχύος μίας πλευρικής ζώνης. Αυτό το σχέδιο μπορεί να παρέχει ικανοποιητική ισχύς μετάδοσης αλλά απορρίπτει της πλευρικές των καναλιών με την προδιαγραφόμενη ισχύ.



Σχήμα 46. Οργάνωση δοκιμής για την μέτρηση της ισχύος των πλευρικών καναλιών.



Σχήμα 47. Το μετρημένο φάσμα της QPSK για το διαμορφωμένο μεταδοθέν σήμα.

Γεννήτρια σημάτων επιλέχτηκε να είναι η HP4433B. Είναι γεννήτρια σημάτων RF αλλά παρέχει επίσης και τα αναλογικά (I και Q) φιλτραρισμένα σήματα βασικής ζώνης. Το ποσοστό συμβόλων είναι 4.096Msps και 0,22 η διαμόρφωση παλμού τετραγωνικής ρίζας αυξημένου συνημιτόνου που εφαρμόστηκε στα σύμβολα. Δεδομένου ότι τα σήματα βασικής ζώνης είναι σε αναλογική μορφή, τα σήματα

οδηγήθηκαν στον διαμορφωτή του πομπού αντί της ψηφιακής διεπαφής. Η διαμορφωμένη έξοδος ορίστηκε στα  $-2\text{dBm}$  για να ελαχιστοποιήσει την παραγόμενη ισχύ των πλευρικών καναλιών από τον ενισχυτή ισχύος ενός σταδίου. Η διαμορφωμένη έξοδος που θα είναι μικρότερη από  $-2\text{dBm}$  δεν θα μπορεί να μεταδώσει την απαιτούμενη ισχύ.

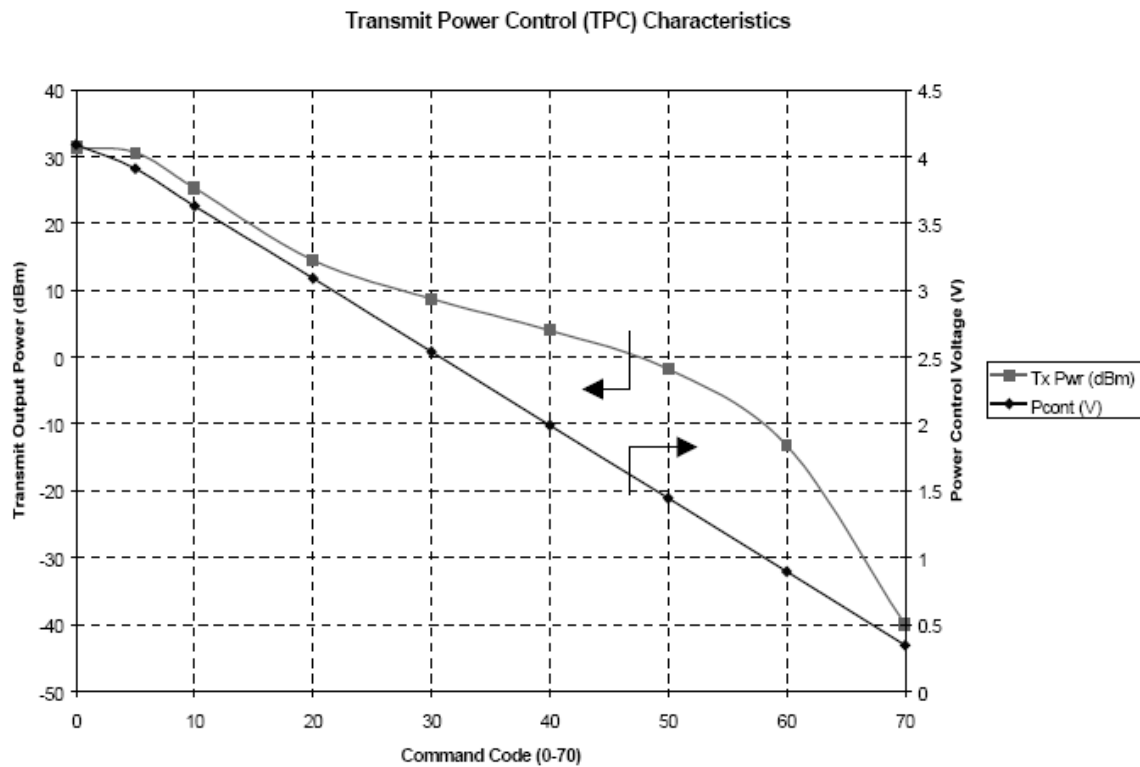
Εντούτοις, η ισχύς των πλευρικών καναλιών είναι  $-25\text{dBc}$  όπως φαίνεται στο σχήμα 39. Η ισχύς των πλευρικών καναλιών είναι υψηλότερη από την απαίτηση των  $-40\text{dBc}$ . Γι' αυτό ένας ενισχυτής ισχύος δυο επιπέδων χρησιμοποιήθηκε με σκοπό να βελτιώσει το ψαλίδισμα της ισχύος των πλευρικών καναλιών όπως είδαμε στην παράγραφο 3.1.4.4

#### **4.1.2 Έλεγχος μεταδιδόμενης ισχύος (TPC).**

Η οργάνωση δοκιμής του σχήματος 54 ισχύει και σε αυτήν την μέτρηση.

##### **Διαδικασία μέτρησης:**

1. Ορίζω τον πομπού στο μέσο κανάλι (π.χ.  $1952.5\text{MHz}$ ).
2. Ορίζω κώδικα εντολής TPC για την τιμή 0 (το δυαδικό 0000000B) για τη μέγιστη μεταδιδόμενη ισχύ.
3. Καταγράφω την ισχύ εξόδου του πομπού και την ισχύ ελέγχου της τάσεως.
4. Αυξάνω τον κώδικα εντολής TPC κατά 10.
5. Επανέλαβα τη διαδικασία 3 έως 4 έως ότου ο κώδικας εντολής γίνει 70 (το δυαδικό 1000110B).



**Σχήμα 48.** Τα αποτελέσματα της μέτρησης.

Η καμπύλη της μεταδιδόμενης τάσης ελέγχου ισχύος ( $P_{cont}$ ) δείχνει ότι η μεταδιδόμενη τάση ελέγχου ισχύος αποκρίνεται γραμμικά στον κώδικα εντολών, ενώ η μεταδιδόμενη καμπύλη ισχύος ( $Tx\ pwr$ ) δείχνει ότι η έξοδος της μεταδιδόμενης ισχύος αποκρίνεται μη-γραμμικά στον κώδικα εντολών. Η μεταδιδόμενη ισχύς συμπεριφέρεται μη-γραμμικά λόγω της μη γραμμικής εξασθένισης τάσης των εξασθενιτών AT-108. Εντούτοις, η μεταδιδόμενη ισχύς εξόδου έχει ένα μονοτονικό χαρακτηριστικό μείωσης επομένως ο στόχος του ελέγχου της ισχύος μπορεί να εκτελεσθεί. Τέλος, η σειρά ελέγχου ανταποκρίνεται στην προδιαγραφή των 70dB.

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Συμπεράσματα**

- Προτάσεις
- Περίληψη

### **Περίληψη**

Στο κεφάλαιο αυτό αναφέρονται τα συμπεράσματα που βγάλαμε μετά την ολοκλήρωση της εργασίας. Γίνονται επίσης κάποιες προτάσεις για περαιτέρω συνέχιση της εργασίας αυτής. Τελειώνοντας έχουμε μια περίληψη όλης της πτυχιακής.

## 5.1 Περίληψη

Ο πομπός που συμμορφώνεται με τις προδιαγραφές του συστήματος W- Cdma έχει ήδη ολοκληρωθεί καθώς παρουσιάστηκε η μεθοδολογία του σχεδίου και η εφαρμογή του υλικού του. Ο πομπός αυτός ανταποκρίνεται σε όλες τις προδιαγραφές εκτός της προδιαγραφής ισχύος των πλευρικών καναλιών. Η γραμμική διαμόρφωση QPSK και οι ζώνες διαχωρισμού του συστήματος W- Cdma επέβαλαν μια αυστηρή προδιαγραφή για την ισχύς των πλευρικών καναλιών στο σχέδιο του πομπού. Η χρήση ενισχυτή ισχύος ενός σταδίου απέτυχε να ανταποκριθεί σε αυτήν την αυστηρή προδιαγραφή έτσι εκτελέστηκε η προσομοίωση του μέγιστου-μέσου παράγοντα. Με βάση τη δειγματοληψία του μέγιστου-μέσου παράγοντα, προτάθηκε ένα σχέδιο ενισχυτών ισχύος δύο σταδίων.

Η προσέγγιση του σχεδίου αυτού είναι να μελετήσει τις απαιτήσεις των συστημάτων και έπειτα να μεταφράσει τις απαιτήσεις αυτές σε απαιτήσεις του επιπέδου του κυκλώματος. Αυτή η διαδικασία σχεδίου τελικά ήταν επιτυχής. Ο περίπλοκος και συνάμα ακριβός εξοπλισμός δοκιμής του W- Cdma δεν ήταν διαθέσιμος επομένως εισήχθησαν μερικές έμμεσες τεχνικές μέτρησης της απόδοσης. Παρόλα αυτά οι τεχνικές αυτές έδειξαν επιτυχώς την απόδοση του πομπού.

## 5.2 Προτάσεις

Το πρόβλημα της ανεπαρκούς ισχύος των πλευρικών καναλιών πρέπει να εξεταστεί περαιτέρω γιατί μας δημιουργεί αρκετά προβλήματα. Επίσης η προτεινόμενη προσέγγιση για χρήση ενισχυτών ισχύος δυο επιπέδων πρέπει να μελετηθεί διεξοδικότερα γιατί τα αποτελέσματά τους δεν ήταν τα αναμενόμενα.

Ο ενισχυτής ισχύος που επιλέξαμε είναι κλάσης A για υψηλή γραμμικότητα με προκατειλημμένο όρο άσχετα από το επίπεδο ισχύος στην έξοδο. Για τα κινητά τερματικά, η αποδοτικότητα των ενισχυτών ισχύος είναι σημαντική γιατί επηρεάζουν τη ζωή των μπαταριών.

Εντούτοις, οι ενισχυτές ισχύος που βελτιστοποιούν την αποδοτικότητα τους στη μέγιστη ισχύς εξόδου δεν αυξάνουν αποτελεσματικά τη ζωή των μπαταριών στα συστήματα W-Cdma. Λόγω του ελέγχου ισχύος, η μέση ισχύς εξόδου είναι πολύ μικρότερη από τη μέγιστη ισχύς. Μια πρόταση για μελλοντική έρευνα είναι η σχεδίαση ενισχυτών ισχύος που θα μπορούν να μεγιστοποιήσουν την ενισχυτική αποδοτικότητα πέρα από την καθιερωμένη μεταδιδόμενη ισχύς.

Πρέπει τελειώνοντας να αναφέρουμε ότι τα μειονέκτημα αυτού του σχεδίου είναι μηδαμινά γιατί στον πομπό W- Cdma η μετάδοση ισχύς είναι από  $-40\text{dBm}$  έως  $30\text{dBm}$ .

## Παράρτημα

- Παράρτημα C-1: Η πλακέτα του DAC
- Παράρτημα C-2: Η πλακέτα του MODULATOR
- Παράρτημα C-3: Πίνακας χαρακτηριστικών του Mobile transmitter
- Παράρτημα C-4: Η πλακέτα του VGC DRIVER
- Παράρτημα C-5: Η πλακέτα του AFC
- Παράρτημα C-6: Η πλακέτα του SPLITTER
- Παράρτημα C-7: Το τελικό σχηματικό διάγραμμα του πομπού
- Παράρτημα C-8: Το Layout

## Περίληψη

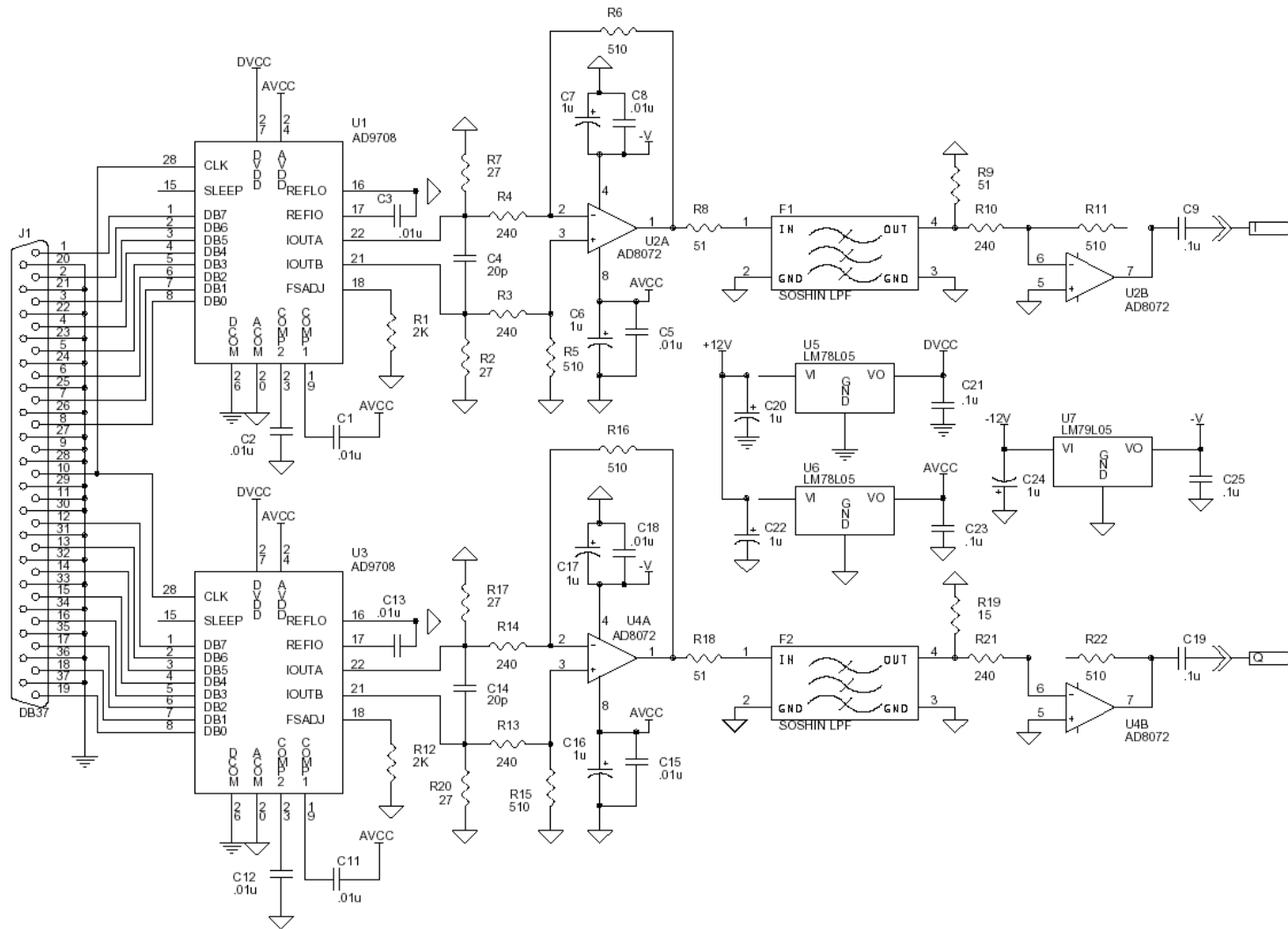
Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η σχεδίαση των πλακετών του πομπού και του συνθέτη καθώς επίσης και μερικά επιμέρους κυκλώματα. Αρχικά όμως έχουμε των πίνακα με τα χαρακτηριστικά του πομπού.



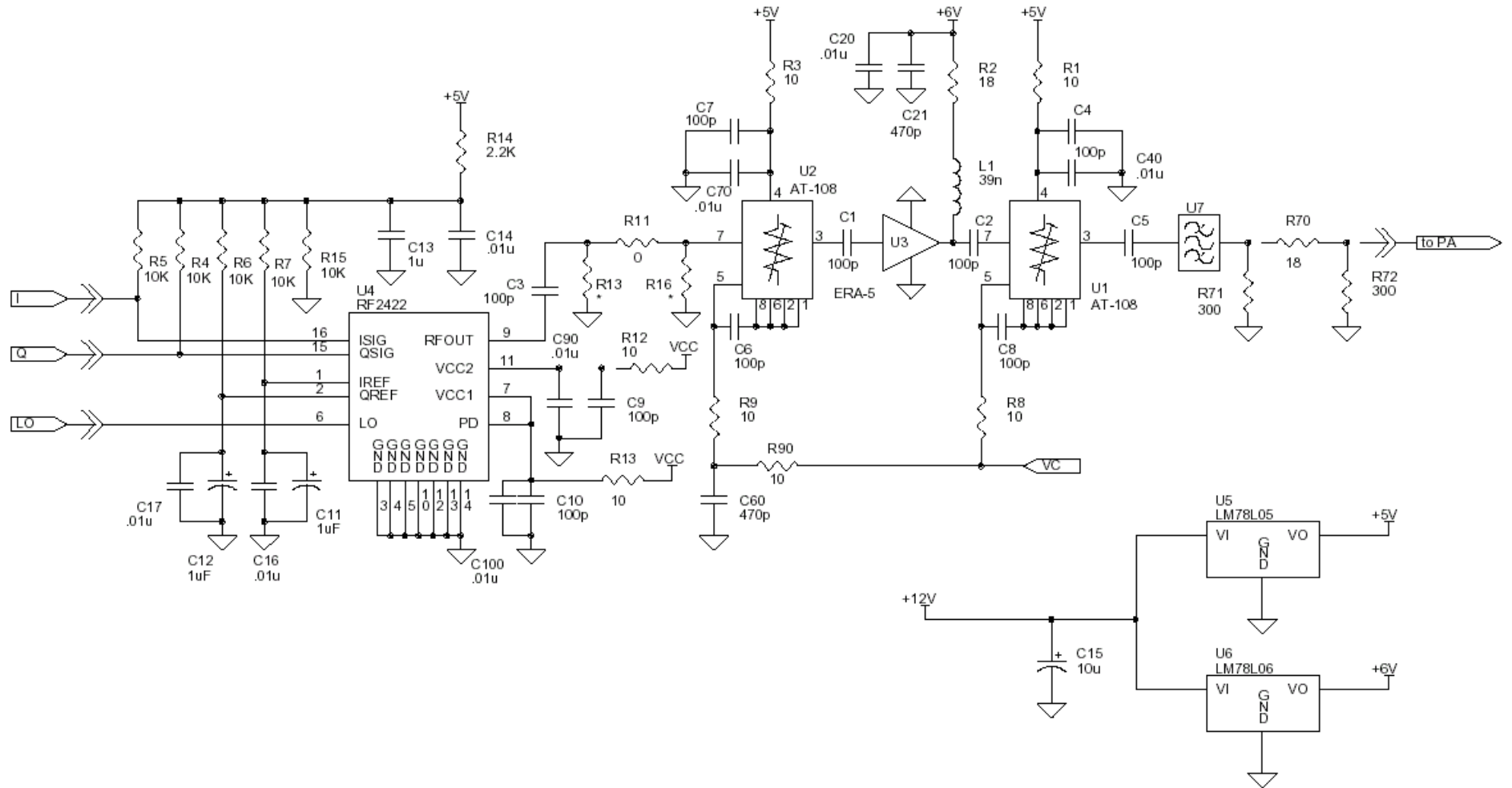
Παράρτημα C-3: Πίνακας χαρακτηριστικών  
Mobile Transmitter

Parameter	Requirement	Comments
Radio Interface	Direct Sequence CDMA FDD	
Frequency Range	1922.5 – 1977.5 MHz	
Modulation (Up Link)	Data QPSK Spreading QPSK	
Modulation Bandwidth Limit	Root-Nyquist Roll-off (R=0.22)	99% within 4.096MHz
Maximum Average Transmit Power and Information Bit Rate	Type II 1.6W 128 kbps	Control Range: +20%, -50%
Frequency Stability	Within $\pm 1.0$ ppm Within $\pm 1.0$ ppm	Absolute accuracy Relative to base station pilot, using AFC at receiver
Transmission ON/OFF Ratio	With voice activity 25 dB With carrier on/off 70 dB	
Power Control Range	70 dB	
Power Control Step Size	+ or -1 dB	Toggled by digital signal
Modulation Accuracy	12.5% or less	Error Vector Magnitude
Adjacent Channel Leakage	-40dBc in 5MHz band -60dBc in 5MHz band	5 MHz from Fo 10MHz from Fo
Transmitter Intermodulation	-60dBc or less	External CW interferer
Spurious Emissions	-60dBc or less	All spurs
Output Impedance	Nominally 50 $\Omega$	

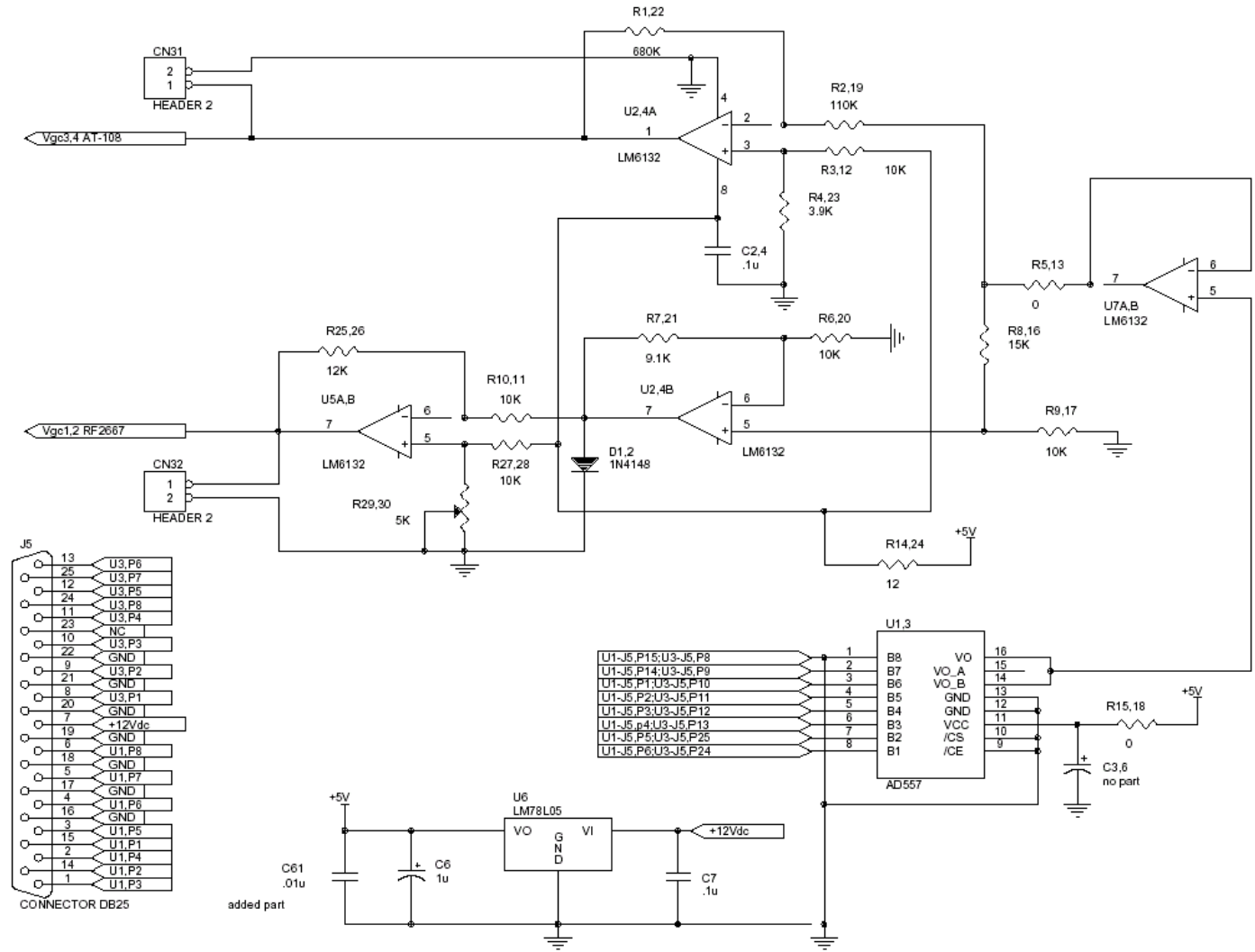
Παράρτημα C-1: Η πλακέτα του DAC



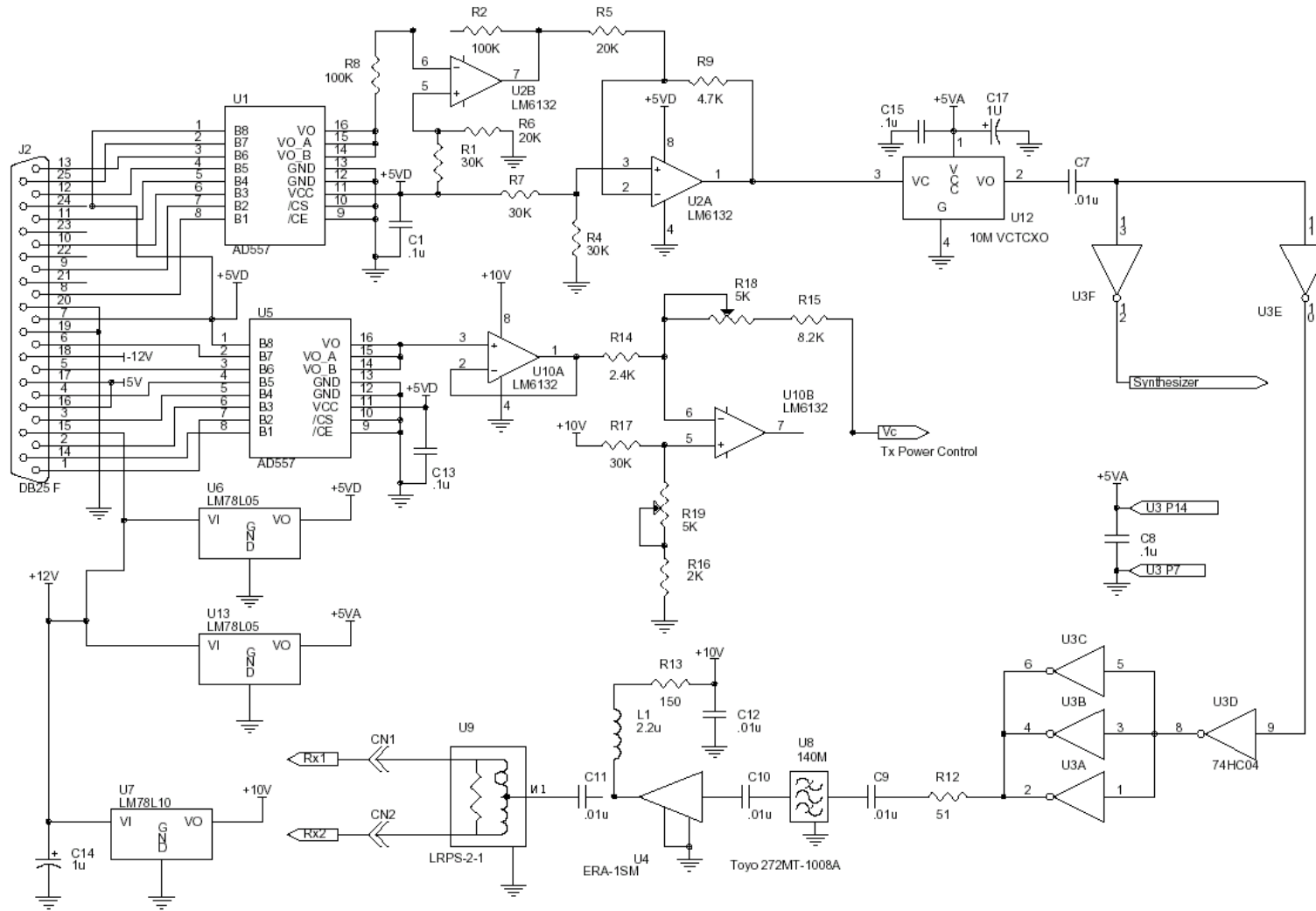
Παράρτημα C-2: Η πλακέτα του MODULATOR



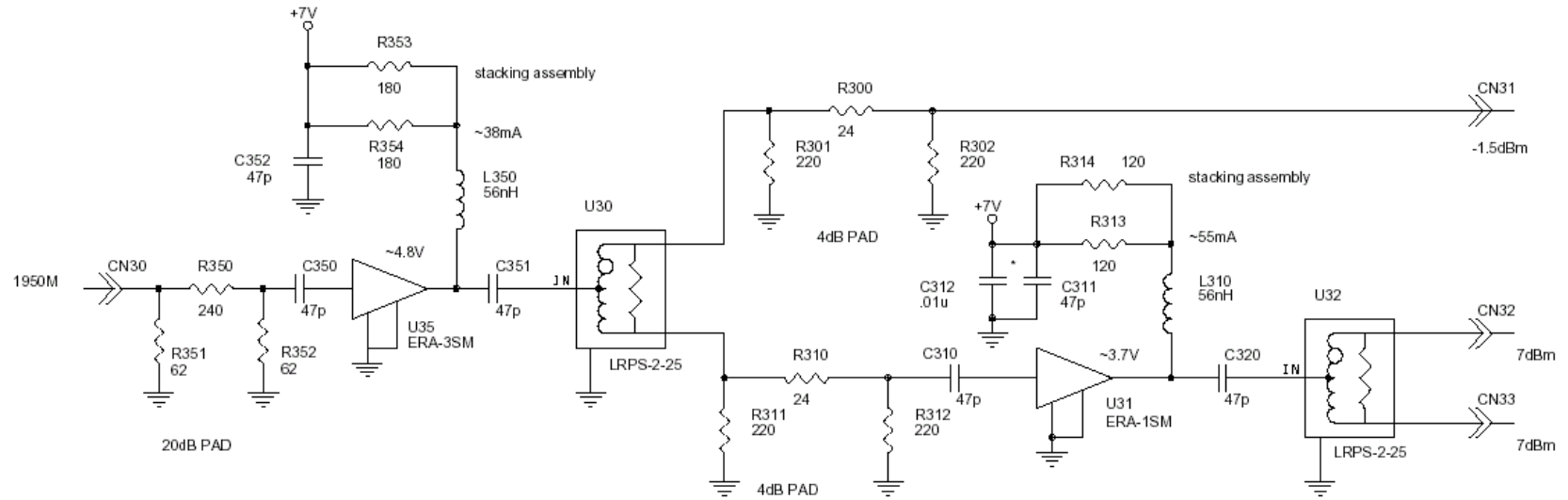
# Παράρτημα C-4: Η πλακέτα του VGC DRIVER



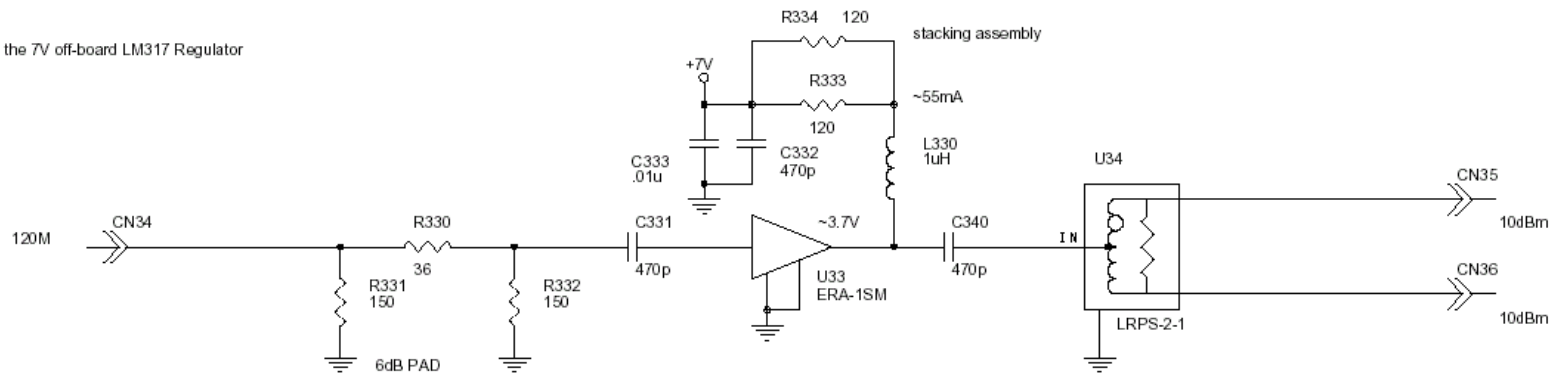
### Παράρτημα C-5: Η πλακέτα του AFC



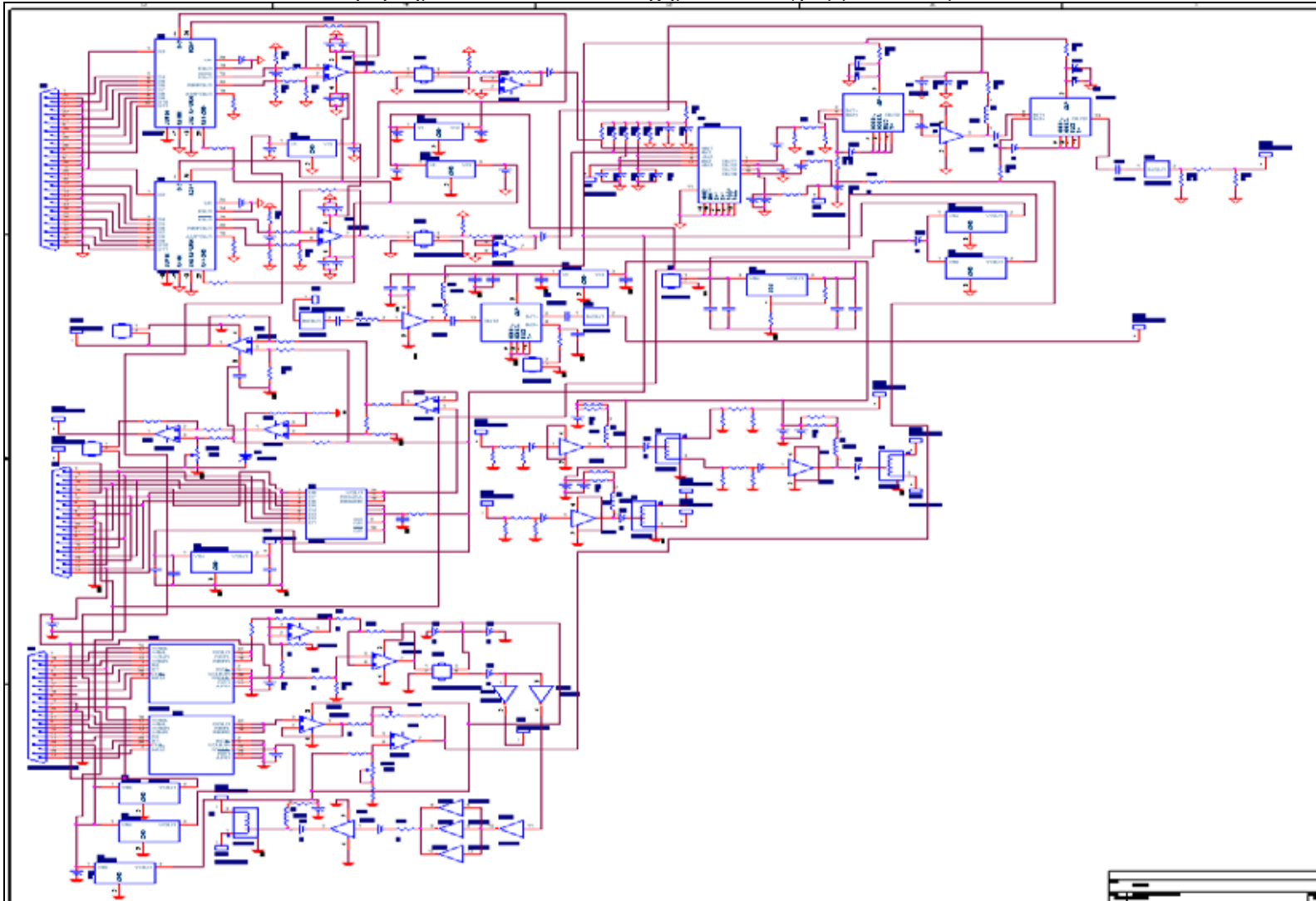
## Παράρτημα C-6: Η πλακέτα του SPLITTER



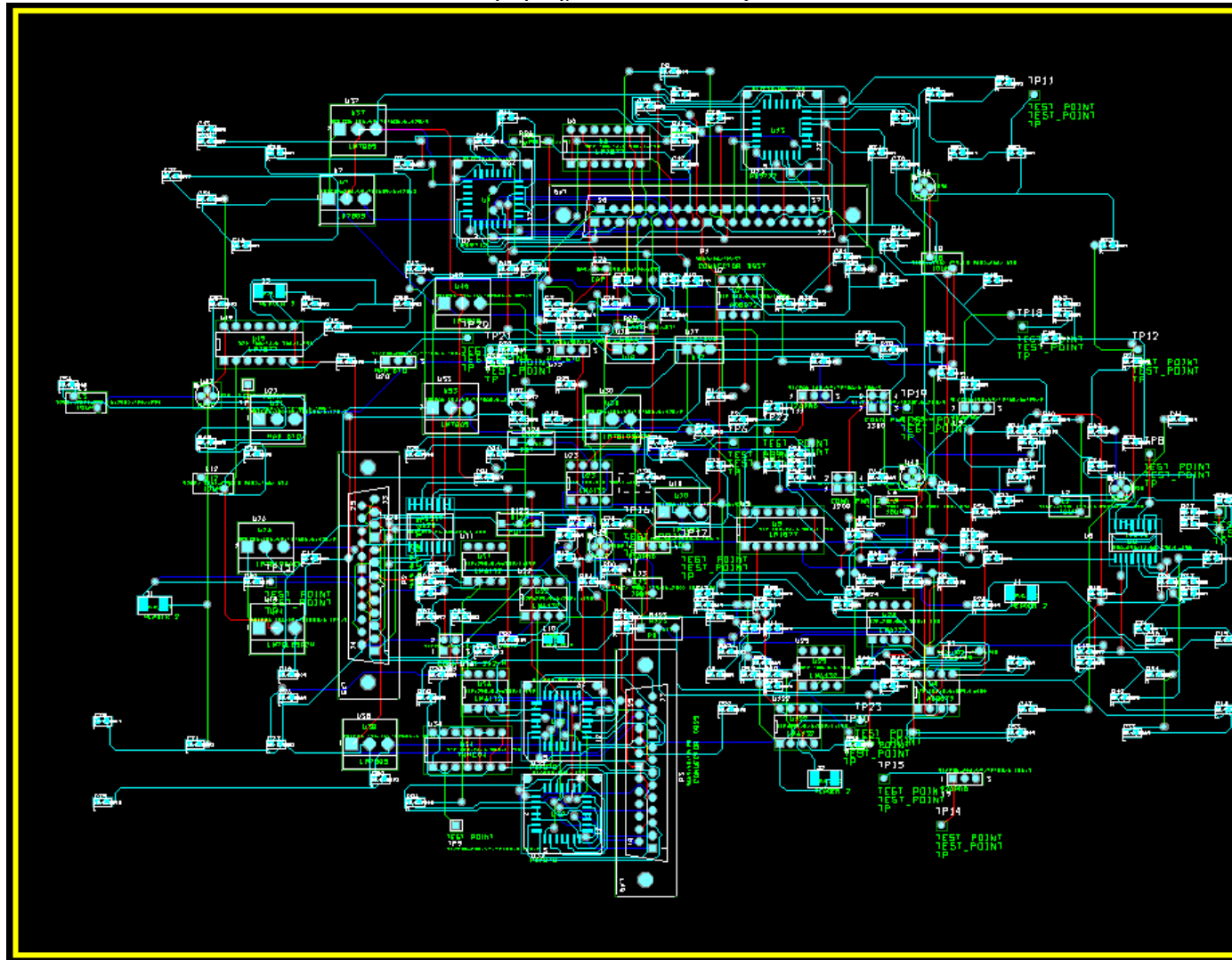
Supplier - the 7V off-board LM317 Regulator



Παράρτημα C-7: Το τελικό σχηματικό διάγραμμα του πομπού



Παράρτημα C-8: To Layout





- 
- [1] Michael H.Callentar, "International Mombile Telecommunications-2000 standard Effort of the ITU," IEEE Perconal Communications, vol.4, no.4, pp. 6-7 Αυγούστου 1997.]
  - [2] Akio Sasaki, "The Curent Situation of IMT-2000 Standardization Activities," IEEE Communications Magazine, vol.36, no.9, pp. 145-153, Σεπτέμβριος 1998.
  - [3] Stephen McClelland, "Mobilizing the Third Generation," Telecommunications, vol.31, no.11, pp. 50-54, Νοέμβριος 1997.
  - [4] Erik Dahlman, "UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA," IEEE Communications Magazine, vol.36, no.9, pp. 70-80, Σεπτέμβριος 1998.
  - [5] Esmael H.Dinan, "Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellylar Networks," IEEE Communications Magazine, vol.36, no.9, pp.48-54, Σεπτέμβριος 1998.
  - [6] Raimond A. Birgenheier, "Overview of Code-Domain Power, Timing and Phase Mesurmements,"Hewlett-Packard Journal, vol.47, no.1, pp 73-93, Φεβρουάριος 1996.
  - [7] Theodore S. Rappaport, "Communications Principles and Practice, Prentice-Hall PTR, New Jersey 1996.
  - [8] John G. Proakis, "Digital Communications WCB/McGraw-Hill," 1995.
  - [9] Biasing ERA Amplifiers, Mini-Circuits Application Note AN-60-010, 18 Σεπτέμβρη 1998.
  - [10] The ARRL Handbook for Radio Amateurs, 26 Edition, American Radio Relay League, Connecticut 1996.
  - [11] Bernard Sklar, Digital Communications Fundamentals and Applications, Prentice-Hall PTR, New Jersey 1998.
  - [12] Bahzad Razavi, RF Microelectronics, Prentice-Hall PTR, New Jersey 1998.
  - [13] Robert R. Kyle, Spurious and Filter Analisis, Artech House Inc, 1998.
  - [14] William E. Sabin, "Single-Sideband Systems and Circuits, McGraw-Hill 1987.
  - [15] Charles W. Bostian, "EE4606 Radio Engineering Lecture Note", Φθινόπωρο 1998.
  - [16] Tim Bozych, "Using the HFA3524 Evaluation Board,"Harris Application Note AN9630, Νοέμβριος 1996.
-

- 
- [17] William f. Egan, Phase Lock Basics, Wiley 1998.
- [18] John F. Sevic, ‘Statistical Characterization of RF Power Amplifier Efficiency for CDMA Wireless Communications Systems,’ Proceedings of 1997 Wireless Communications Conference, pp.110-113, Αύγουστος 1997.
- [19] Victor Fung, ‘Bit Error Simulation of FSK, BPSK and  $\pi/4$  DQPSK in Flat and Frequency-Selective Fading Mobile Radio Channels using Two-Ray and Measurement-Based Impulse Response Models’, Master Thesis in Electrical Engineering, Virginia Tech, Αύγουστος 1991.
- [20] Fabio Letie, ‘Regulatory Considerations Relating to IMT-2000,’ IEEE Personal Communications, vol.4, no.4, pp. 14-19, Αύγουστος 1997.
- [21] Atrushi Fukasawa, ‘Wideband CDMA Systems for Personal Radio Communications,’ IEEE Communications Magazine, vol.34, no.10, pp.116-123, Οκτώβριος 1996.
- [22] Fumiyuki Adachi, ‘Wideband Multi-rate DS-CDMA Mombile Radio Access,’ 1997 Asia Pasific Microwave Conference Proceedings, vol.1 of 3, pp.149-152 2-5 Δεκέμβρη 1997.