



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΜΕΣΗΣ ΑΝΑΓΝΩΡΙΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ IFMS

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΜΙΧΑΗΛ Ν. ΣΟΦΡΑΣ

**Επιβλέπων :** Νικόλαος Ουζούνογλου  
Ομότιμος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2022





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΜΕΣΗΣ ΑΝΑΓΝΩΡΙΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ IFMS

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΜΙΧΑΗΛ Ν. ΣΟΦΡΑΣ

**Επιβλέπων :** Νικόλαος Ουζούνογλου  
Ομότιμος Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 3<sup>η</sup> Οκτωβρίου 2022.

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

.....  
Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....  
Γεώργιος Ματσόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2022

.....  
Μιχαήλ Ν. Σοφράς

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

Copyright © Μιχαήλ Σοφράς 2022

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## Περίληψη

Ο σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και εξομοίωση τον αρχικού τμήματος ενός συστήματος άμεσης αναγνώρισης συχνότητας IFMs για ανίχνευση σημάτων με συχνότητες 0.1-12 GHz .

Στην είσοδο χρησιμοποιήθηκε μια αλυσίδα μικροκυματικών φίλτρων η οποία σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε αφού προηγήθηκε μια θεωρητική ανάλυση σύμφωνα με βαθυπερατά πρότυπα. Έπειτα σχεδιάστηκε μια ενισχυτική διάταξη με χρήση ενισχυτών χαμηλού θορύβου και μέσω της εξομοίωσης επιτεύχθηκε σωστή προσαρμογή .Παράλληλα χρησιμοποιήθηκαν ορισμένα κυκλώματα διαίρεσης συχνότητας , διαιρέτες ισχύος καθώς και μετρητής διαφοράς φάσης. Τέλος η όλη διάταξη σχεδιάστηκε σε τεχνολογία μικροταινίας και η εξομοίωση επιτεύχθηκε με την χρήση του σχεδιαστικού πακέτου ADS 1.5 .

Στο δεύτερο κεφάλαιο υπάρχει η γενική περιγραφή της συνολικής δομής τον συστήματος IFM . Στο τρίτο κεφάλαιο κρίθηκε αναγκαίο να γίνει μια απλή αναφορά στην μικροταινία ως γραμμή μεταφοράς σε τυπωμένα κυκλώματα. Το τέταρτο κεφάλαιο αναφέρεται στα μικροκυματικά φίλτρα που σχεδιάστηκαν και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων καθώς και το θεωρητικό υπόβαθρο που χρησιμοποιήθηκε. Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι μικροκυματικοί ενισχυτές και γίνεται μια αναφορά στη διάταξη της προσαρμογής που χρησιμοποιήθηκε .Στο έκτο κεφάλαιο αναλύεται η λειτουργία του διαιρέτη συχνότητας καθώς και τον IFM κυκλώματος

## Λέξεις Κλειδιά

IFM σύστημα , μικροκυματικό φίλτρο , μικροταινία μικροκυματικοί ενισχυτές , προσαρμογή , διαιρέτης συχνότητας , μετρητής διαφοράς φάσης

## Abstract

The purpose of the thesis is to design and simulate the initial part of a system of direct frequency identification of IFMs for detection of signals with frequencies of 0.1-12 GHz.

A microwave filter chain was used at the input which was designed and simulated after a theoretical analysis according to filter standards. An amplifier setup was designed using low noise amplifiers and through simulation a proper match was achieved. Additionally, frequency division circuits, power dividers and a phase difference meter were used. Finally, the entire arrangement was designed in microstrip technology and the simulation was achieved using the ADS 1.5 design package.

In the second chapter it is described the overall structure of the IFM system. In the third chapter it was deemed necessary to make a simple reference to microstrip as a transfer line in printed circuits. The fourth chapter refers to the microwave filters that were designed and presents the results of the simulations as well as the theoretical background that was used. In the fifth chapter, the microwave amplifiers are presented and a reference is made to the device of the adaptation that was used. In the sixth chapter, the function of the frequency divider and the IFM circuit are analyzed.

## Keywords

IFMS, ESM, ELINT, microstrip, microwave amplifiers

## Πίνακας περιεχομένων

<b>1</b>	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>9</b>
<b>2</b>	<b>ΓΕΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ</b> .....	<b>11</b>
2.1	Βασικό κύκλωμα IFMs .....	11
2.2	Προσαρμοστικό κύκλωμα εισαγωγής.....	12
<b>3</b>	<b>ΓΡΑΜΜΕΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ-ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑ-ΔΙΘΥΡΑ ΔΙΚΤΥΑ</b> .....	<b>17</b>
3.1	Εισαγωγή.....	17
3.2	Μικροκυματικές Γραμμές μεταφοράς .....	18
3.3	Η μικροταινία.....	22
3.4	Δίθυρα δίκτυα .....	29
<b>4</b>	<b>ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ</b> .....	<b>32</b>
4.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	32
4.2	<b>Σχεδίαση φίλτρου 0.1-2 GHz</b> .....	<b>35</b>
4.2.1	<i>ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 2GHz</i> .....	<i>35</i>
4.2.2	<i>ΥΨΙΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 0.1 GHz</i> .....	<i>44</i>
4.2.3	<i>ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 0.1-2 GHz</i> .....	<i>49</i>
4.2.4	<i>ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΦΙΛΤΡΟΥ ΑΠΟΚΟΠΗΣ</i> .....	<i>51</i>
4.2.5	<i>ΒΕΛΤΙΣΤΟ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 0.1-2 GHz</i> .....	<i>58</i>
4.3	Σχεδίαση Φίλτρου 2-4 GHz .....	61
4.3.1	<i>ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 4 GHz</i> .....	<i>61</i>
4.3.2	<i>ΥΨΙΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 2 GHz</i> .....	<i>65</i>
4.3.3	<i>Ζωνοπερατο φίλτρο 2-4 GHz</i> .....	<i>70</i>

<b>5</b>	<b>ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ – ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ .....</b>	<b>73</b>
5.1	Εισαγωγή.....	73
5.2	Ενισχυτική διάταξη.....	74
5.2.1	<i>ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ 0.1-2 GHz</i> .....	74
5.2.2	<i>ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ 2-4 GHz</i> .....	84
5.3	Προσαρμογή .....	92
5.3.1	<i>ΧΑΡΤΗΣ SMITH</i> .....	92
5.3.2	<i>ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 0.1-2 GHz</i> .....	96
5.3.3	<i>ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 2-4 GHz</i> .....	101
<b>6</b>	<b>ΒΑΣΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ IFM.....</b>	<b>117</b>
6.1	Εισαγωγή.....	117
6.2	Διαίρεση συχνότητας .....	117
6.2.1	<i>ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 2-4 GHz</i> .....	118
6.2.2	<i>ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 4-8 GHz</i> .....	119
6.2.3	<i>ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 8-12 GHz</i> .....	121
6.3	Κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης .....	143
6.3.1	<i>POWER SPLITTER</i> .....	143
6.3.2	<i>Η ΓΡΑΜΜΗ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ</i> .....	144
6.4	Κύκλωμα μέτρησης φάσης .....	145
6.4.1	<i>ΑΝΕΞΑΡΤΗΣΙΑ ΑΠΟ ΙΣΧΥ ΣΗΜΑΤΟΣ</i> .....	145
6.4.2	<i>ΑΝΕΞΑΡΤΗΣΙΑ ΑΠΟ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΣΗΜΑΤΟΣ</i> .....	146
6.4.3	<i>ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ</i> .....	147
<b>7</b>	<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....</b>	<b>177</b>



# 1

## *Εισαγωγή*

Η διάταξη που σχεδιάστηκε αποτελεί το αρχικό τμήμα ενός συστήματος άμεσης αναγνώρισης συχνότητας **IFMs**. (*instantaneous frequency measurement system*). Το IFM σύστημα δέχεται στην είσοδό του ένα άγνωστο σήμα και μετά την επεξεργασία προσδιορίζεται η ακριβής συχνότητά του .

Τα συστήματα IFM χρησιμοποιούνται κυρίως σαν ηλεκτρονικά μέτρα υποστήριξης (ESM) στον ηλεκτρονικό πόλεμο αφού βελτιώνουν ουσιαστικά την απόδοση των ανιχνευτών ραντάρ (Radar Warning Receivers) και των συστημάτων ηλεκτρονικής νοημοσύνης ELINT (Electronic Intelligence Systems) . Ανιχνεύοντας ταχύτατα τις συχνότητες των εχθρικών σημάτων (100nsec) επιτρέπει την παρακολούθηση και άμεση αντίδραση σε εχθρικές ενέργειες αρκετά πιο γρήγορα από τον αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer). Παράλληλα ένα IFMs μπορεί να λειτουργήσει για την ανίχνευση και καταστολή συχνοτήτων σε συστήματα ελέγχου με RF συχνότητες όπου η παρεμβολή ανεπιθύμητων σημάτων μπορεί να προκαλέσει σοβαρά προβλήματα .

Η σημαντικότερη απαίτηση για ένα IFM σύστημα είναι η ταχύτητα εύρεσης και εκτίμησης των παραμέτρων του αγνώστου σήματος . Επιπρόσθετα η σωστή λειτουργία της διάταξης θα πρέπει να είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα και την ισχύ του εισερχόμενου σήματος . Ανάμεσα στις διάφορες αρχιτεκτονικές συστημάτων αναγνώρισης επιλέχθηκε η αρχιτεκτονική του IFM δέκτη .

Η βασική λειτουργία του συστήματος αναγνώρισης συχνότητας υλοποιείται με δυο κυκλώματα . Το πρώτο κύκλωμα δημιουργεί μια κατάλληλη διαφορά φάσης και το δεύτερο την μετρά , προσδιορίζοντας με αυτόν τον τρόπο το συχνοτικό περιεχόμενο του εισερχόμενου σήματος.

Όλη η διάταξη έχει σχεδιαστεί για να υλοποιηθεί με χρήση μικροταινίας (microstrip) σε ένα εύρος συχνοτήτων από 100 MHz έως 12 GHz και η δομή της αναλύεται λεπτομερώς στα παρακάτω κεφάλαια.

Στο δεύτερο κεφάλαιο υπάρχει η γενική περιγραφή της συνολικής δομής του συστήματος IFM . Στο τρίτο κεφάλαιο κρίθηκε αναγκαίο να γίνει μια απλή αναφορά στην μικροταινία ως γραμμή μεταφοράς σε τυπωμένα κυκλώματα.. Το τέταρτο κεφάλαιο αναφέρεται στα μικροκυματικά φίλτρα που σχεδιάστηκαν και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων καθώς και το θεωρητικό υπόβαθρο που χρησιμοποιήθηκε .Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι μικροκυματικοί ενισχυτές και γίνεται μια αναφορά στη διάταξη της προσαρμογής που χρησιμοποιήθηκε .Στο έκτο κεφάλαιο αναλύεται η λειτουργία του διαιρέτη συχνότητας καθώς και του IFM κυκλώματος .

*Όλες οι προσομοιώσεις έγιναν με τη χρήση του σχεδιαστικού πακέτου ADS 1.5 (Advanced Design System) της Agilent Technologies . Τέλος όλα τα φύλλα προδιαγραφών επισυνάπτονται στα οικεία κεφάλαια .*

# 2

## ΓΕΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

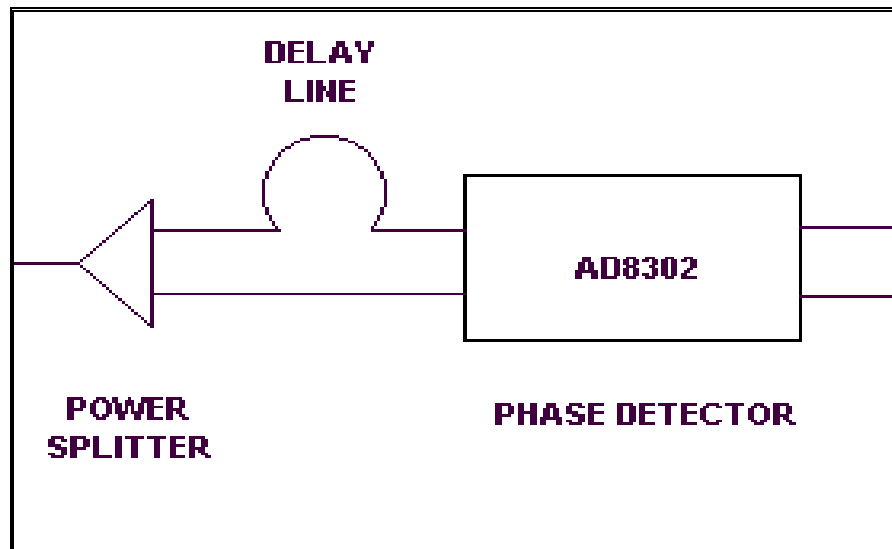
Το σύστημα αναγνώρισης συχνότητας διαιρείται σε δυο βασικά κυκλώματα . Στο **βασικό κύκλωμα IFM** και στο **το προσαρμοστικό κύκλωμα εισαγωγής** της διάταξης

### 2.1 Βασικό κύκλωμα IFMs

Η βασική λειτουργία ενός συστήματος αναγνώρισης συχνότητας είναι η δημιουργία μιας διαφοράς φάσης και η μετέπειτα μέτρηση της . Συνεπώς υπάρχει ένα βασικό κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης και ένα βασικό κύκλωμα μέτρησης .

Το βασικό κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης μετατρέπει το σήμα εισόδου σε δυο παράγωγα σήματα με κατάλληλη διαφορά φάσης από την οποία μπορούμε να εξάγουμε το συχνοτικό περιεχόμενο του άγνωστου σήματος . Τα δομικά στοιχεία του κυκλώματος είναι ένας διαιρέτης ισχύος και μια μικροταινία (microstrip) που με το ανάλογο μήκος εισάγει και την ανάλογη διαφορά φάσης στο παραγόμενο σήμα

Το δεύτερο βασικό κύκλωμα του συστήματος IFM είναι το κύκλωμα μέτρησης φάσης . Το κύκλωμα που επιλέχθηκε για την υλοποίηση της μέτρησης φάσης , τηρώντας τις υπάρχουσες προδιαγραφές για ακρίβεια μέτρησης και ανεξαρτησία από τη συχνότητα και την ισχύ του σήματος , είναι ο AD8302 Phase Detector της *Analog Devices* .Να τονίσουμε ότι η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του AD8302 Phase Detector είναι τα 2.7 GHz

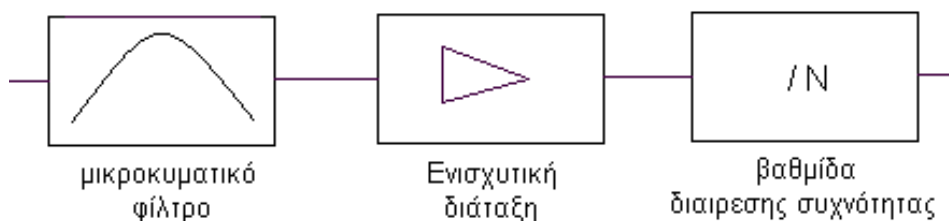


Εικόνα 2.1 Βασικό κύκλωμα IFM συστήματος

## 2.2 Προσαρμοστικό κύκλωμα εισαγωγής

Το σύστημα μας πέρα από το βασικό IFM τμήμα περιλαμβάνει και ένα προσαρμοστικό κύκλωμα εισαγωγής το οποίο φροντίζει για την σωστό φιλτράρισμα και ενίσχυση του εισερχόμενου σήματος ώστε να είναι κατάλληλο για περαιτέρω επεξεργασία από το IFMs.

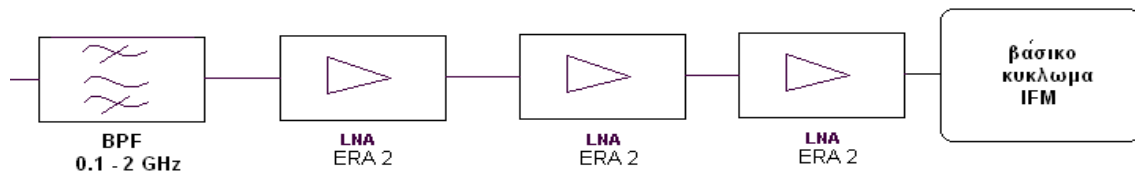
Το κύκλωμα εισαγωγής όπως εμφανίζεται στο παρακάτω σχήμα αποτελείται από μια διάταξη μικροκυματικών φίλτρων, μια ενισχυτική διάταξη και μια βαθμίδα διαίρεσης συχνότητας



Εικόνα 2.2.1 κύκλωμα εισαγωγής

Το συνολικό σύστημα ανιχνεύει συχνότητες από 0.1 GHz έως 12 GHz. Το συνολικό εύρος ζώνης καλύπτεται με παράλληλη λειτουργία τεσσάρων υποδιατάξεων οι οποίες σχεδιάστηκαν με βάση το παραπάνω κύκλωμα και η ανάλυση τους παρατίθεται παρακάτω

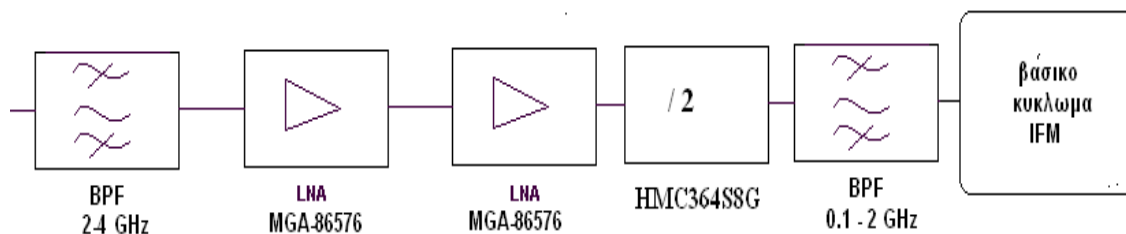
### ➤ 100 MHz – 2 GHz



Εικόνα 2.2.2 υποδιάταξη 0.1-2 GHz

Η πρώτη υποδιάταξη καλύπτει τις συχνότητες από 0.1 GHz έως 2 GHz . Αποτελείται από ένα μικροκυματικό ζωνοπερατό φίλτρο που απομονώνει την επιθυμητή συχνότητα , και από τρεις μονolithic ενισχυτές ERA-2 της Mini-Circuits που οδηγούν με ασφάλεια την βασική βαθμίδα IFM καλύπτοντας πλήρως τις ζητούμενες προδιαγραφές με σταθερό κέρδος στο εύρος αυτό

### ➤ 2GHz – 4GHz



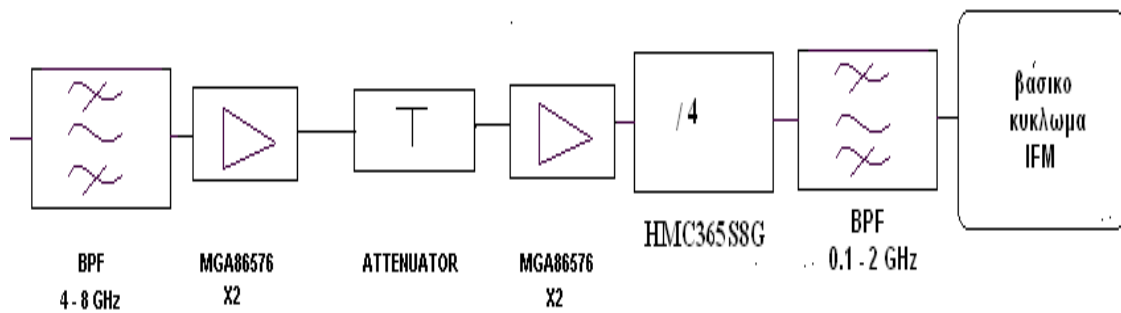
Εικόνα 2.2.3 υποδιάταξη 2-4 GHz

Η δεύτερη υποδιάταξη καλύπτει τις συχνότητες από 2GHz έως 4 GHz . Το αρχικό ζωνοπερατό φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση των επιθυμητών συχνοτήτων και ακολουθείται από μια ενισχυτική διάταξη. Η ενισχυτική διάταξη περιλαμβάνει δυο ενισχυτές χαμηλού θορύβου **MGA – 86576** της *Agilent Technologies*. Έπειτα ακολουθεί ένας διαιρέτης συχνότητας (δια 2) ο **HMC 364S8G** της *Hittite microwave corporation* .

Ο HMC 364S8G υποδιπλασιάζει τη συχνότητα του σήματος , μεταφέροντας την στο εύρος 0.1-2 GHz . Ο υποδιπλασιασμός της συχνότητας είναι απαραίτητος διότι η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του μετρητή φάσης είναι τα 2.7 GHz οπότε το εύρος των 0.1-2 GHz

είναι στα επιτρεπτά όρια λειτουργίας . Για να κατασταλούν ορισμένες παρασιτικές ανεπιθύμητες συχνότητες τοποθετήθηκε και ένα φίλτρο 0.1-2 GHz ακριβώς πριν το βασικό IFM κύκλωμα

➤ **4GHz – 8GHz**

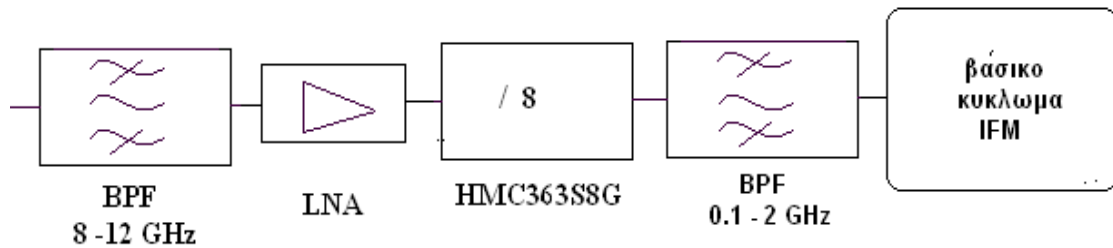


Εικόνα 2.2.4 υποδιάταξη 4 – 8 GHz

Η τρίτη υποδιάταξη καλύπτει τις συχνότητες από 4 GHz έως 8 GHz . Το αρχικό ζωνοπερατό φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση των επιθυμητών συχνοτήτων και ακολουθείται από μια ενισχυτική διάταξη .Η ενισχυτική διάταξη αποτελείται από τέσσερις ενισχυτές χαμηλού θορύβου **MGA – 86576** της *Agilent Technologies* .

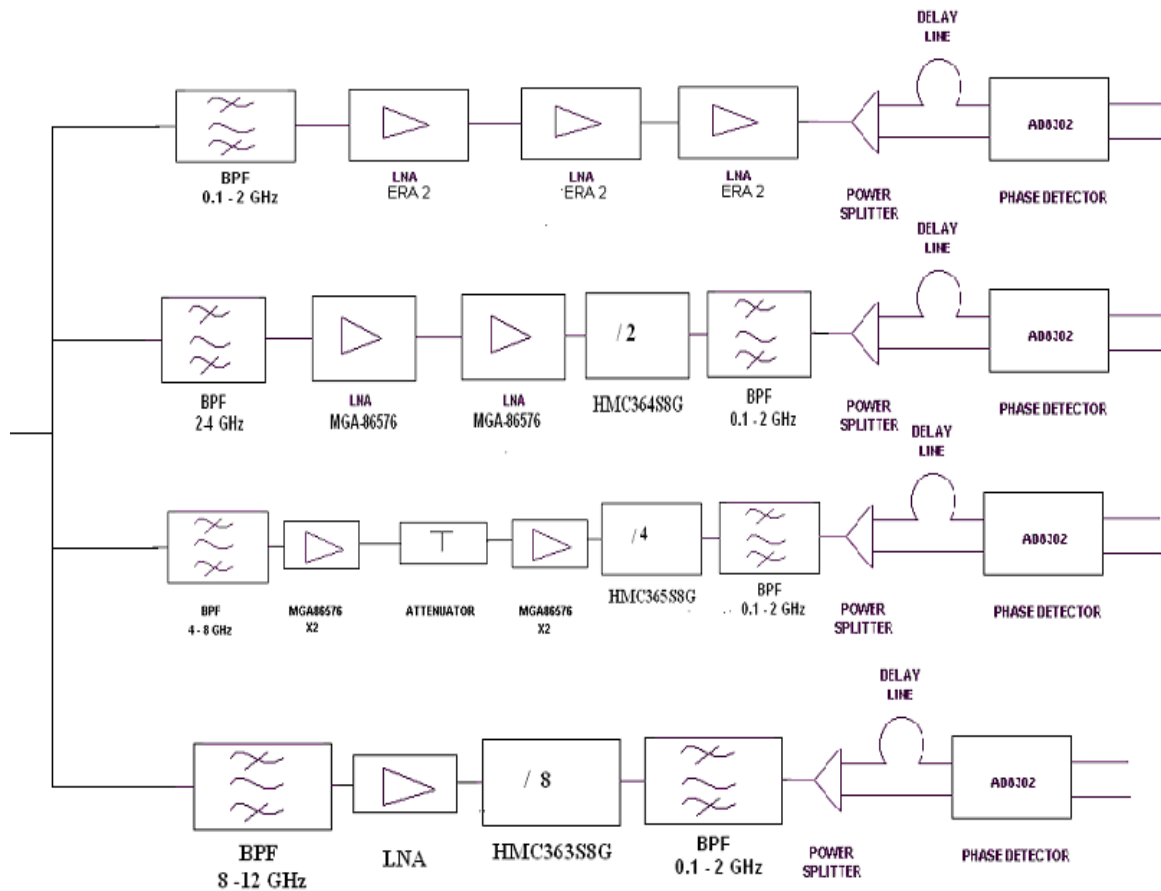
Για την αποφυγή τυχόν ταλαντώσεων μετά τους δύο πρώτους ενισχυτές τοποθετείται ένας εξασθενητής όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα . Έπειτα ακολουθεί ένας διαιρέτης συχνότητας (δια 4) ο **HMC 365S8G** της *Hittite microwave corporation* ώστε τα σήματα από την ζώνη 4-8 GHz να μεταβιβαστούν στη ζώνη 0.1-2 GHz. Τέλος τοποθετήθηκε και ένα φίλτρο 0.1-2 GHz ακριβώς πριν το βασικό IFM κύκλωμα

➤ **8GHz – 12GHz**



Εικόνα 2.2.5 υποδιάζη 8 – 12 GHz

Η τέταρτη υποδιάταξη καλύπτει τις συχνότητες από 8 GHz έως 12 GHz . Το αρχικό ζωνοπερατό φίλτρο 8-12 GHz επιτρέπει τη διέλευση των επιθυμητών συχνοτήτων και ακολουθείται από μια ενισχυτική διάταξη .Η ενισχυτική διάταξη αποτελείται από έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου LNA ο οποίος ενισχύει την επιθυμητή ζώνη . Έπειτα ακολουθεί ένας διαιρέτης συχνότητας (δια 8) ο **HMC 363S8G** της *Hittite microwave corporation* ώστε τα σήματα από την ζώνη 8-12 GHz να μεταβιβαστούν στη ζώνη λειτουργίας 0.1-2 GHz . Τέλος τοποθετήθηκε και ένα φίλτρο 0.1-2 GHz ακριβώς πριν το βασικό IFM κύκλωμα για να περιορίζει τυχόν παρασιτικές συχνότητες



Εικόνα 2.2.6 Σύστημα IFM

Συνοψίζοντας , το άγνωστο σήμα εισέρχεται σε ένα σύστημα που αποτελείται από τέσσερις παράλληλες διατάξεις .Σε κάθε μια διάταξη εισαγωγής το σήμα φιλτράρεται από τα ζωνοπερατό φίλτρο και ενισχύεται στην βαθμίδα ενίσχυσης .Επειτα μετατίθεται στην περιοχή 0.1-2 GHz και το σήμα διαιρείται σε δυο νέα σήματα .Στη συνέχεια ο κυματοδηγός microstrip εισάγει μια διαφορά φάσης στα δυο σήματα που μετράται από τον AD8302 Phase Detector .

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι στα πλαίσια τις εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας σχεδιάσθηκαν και προσομοιώθηκαν οι δυο υποδιατάξεις 0.1-2 GHz και 2-4 GHz οι οποίες αποτελούν και τη βάση του συστήματος . Οι υποδιατάξεις 4-8 GHz , 8-12 GHz αναφέρονται επιγραμματικά για λόγους πληρότητας .



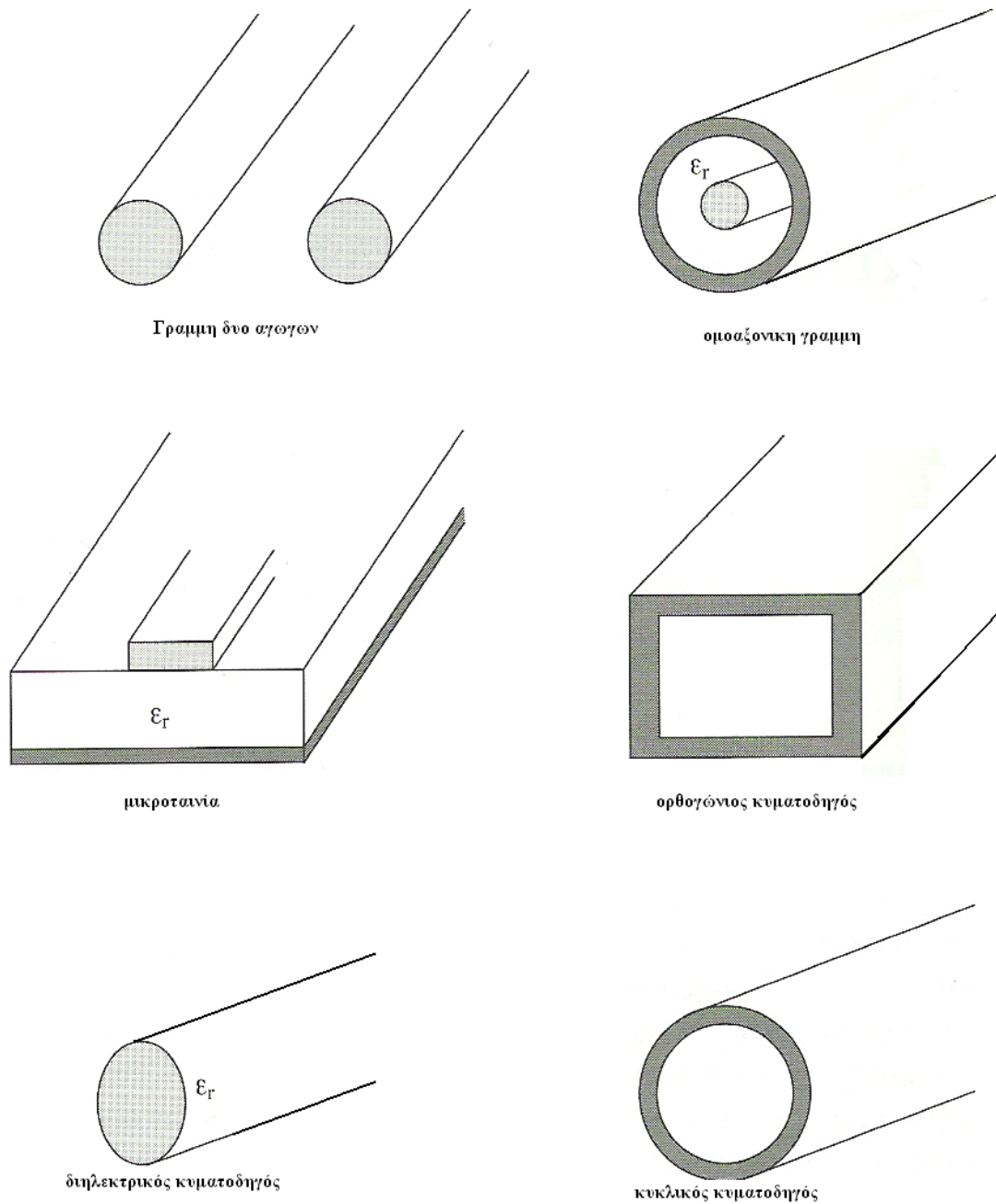
# 3

## *Γραμμές μεταφοράς- Μικροταινια-Διθυρα δίκτυα*

### *3.1 Εισαγωγή*

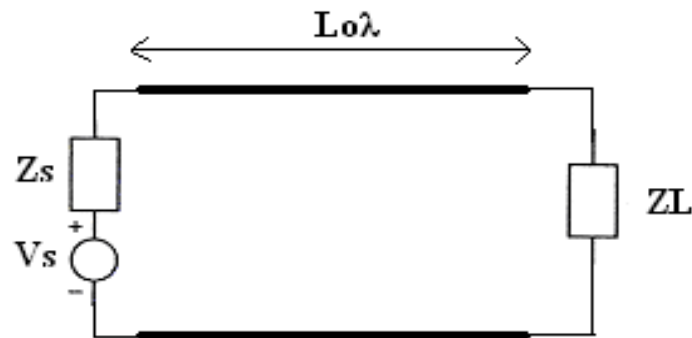
Πριν παρουσιαστεί η σχεδίαση και εξομοίωση του IFM συστήματος , κρίθηκε αναγκαίο να εξεταστούν κάποια θεωρητικά στοιχεία για την microstrip τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε . Το κεφάλαιο διαιρείται σε τρεις βασικές ενότητες . Στην πρώτη ενότητα αναφέρονται ορισμένα εισαγωγικά στοιχεία για τις γραμμές μεταφοράς και τη κυματοδότηση .Στην δεύτερη ενότητα αναλύεται η μικροταινία (microstrip) ως γραμμή μεταφοράς . Τέλος στην τρίτη ενότητα περιγράφονται βασικά στοιχεία θεωρίας δίθυρων δικτύων .

### 3.2 Μικροκυματικές Γραμμές μεταφοράς



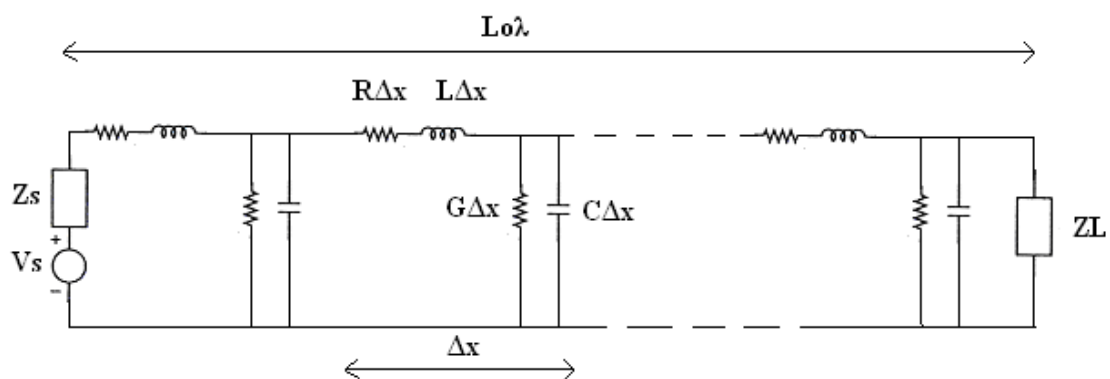
Εικόνα 3.2.1 τύποι γραμμών μεταφοράς

Στο κεφάλαιο θα παρουσιαστούν οι βασικές έννοιες των γραμμών μεταφοράς. Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα υπάρχουν αρκετά είδη μικροκυματικών γραμμών μεταφοράς που χρησιμοποιούνται στη κατασκευή μικροκυματικών διατάξεων. Συνεπώς προαπαιτούμενο στην ανάλυση των μικροκυματικών διατάξεων είναι η κατανόηση της λειτουργίας των γραμμών μεταφοράς.



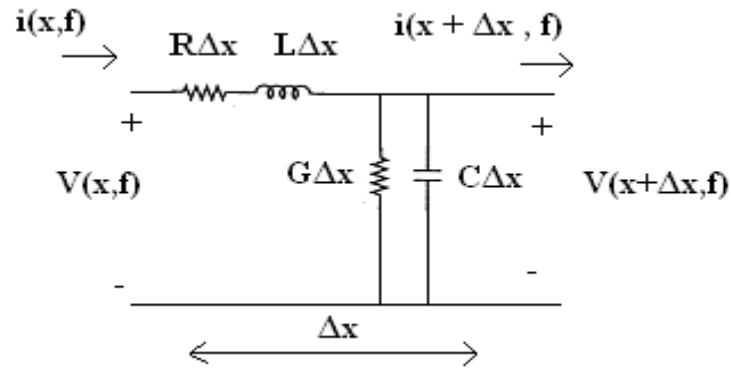
Εικόνα 3.2.2 απλοποιημένο κύκλωμα γραμμής μεταφοράς

Στις μικροκυματικές συχνότητες οι γραμμές μεταφοράς δεν λειτουργούν απλά ως αγωγοί αλλά εμφανίζουν ορισμένες ιδιότητες. Οι ιδιότητες αυτές θα διερευνηθούν αναλύοντας το παρακάτω ισοδύναμο κύκλωμα .



Εικόνα 3.2.3 Ισοδύναμο κύκλωμα γραμμής μεταφοράς με απώλειες

Σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα η γραμμή μεταφοράς μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα δίθυρο όπου εισέρχεται ισχύς από τη πηγή  $V_s$  και εξέρχεται ισχύς προς το φορτίο  $Z_L$ . Χωρίζοντας το συνολικό μήκος  $L_{ολ}$  της γραμμής μεταφοράς σε στοιχειώδη τμήματα μήκους  $\Delta x$  είναι εμφανές ότι κάθε στοιχειώδες τμήμα  $\Delta x$  έχει αντίσταση  $R$  ανά μονάδα μήκους, επαγωγή  $L$  ανά μονάδα μήκους, αγωγιμότητα  $G$  ανά μονάδα μήκους και χωρητικότητα  $C$  ανά μονάδα μήκους.



Εικόνα 3.2.4 στοιχειώδες τμήμα γραμμής μεταφοράς

Αναλύοντας το στοιχειώδες τμήμα της γραμμής μεταφοράς προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = -Ri(x,t) - L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -Gv(x,t) - C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t}$$

$$\Delta x \rightarrow 0$$

Η γενική λύση των παραπάνω διαφορικών εξισώσεων είναι :

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x}$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$\gamma$  : σύνθετη σταθερά διάδοσης

$\alpha$  : σταθερά εξασθένησης (nepers/m)

$\beta$  : σταθερά διάδοσης (rad/m).

$$\Rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad \mathbf{Z_0} : \text{ σύνθετη χαρακτηριστική αντίσταση γραμμής μεταφοράς}$$

Οι σταθερές  $A, B$  υπολογίζονται από τις εκάστοτε συνοριακές συνθήκες για την γραμμή μεταφοράς

Ο λόγος του προσπίπτοντος κύματος προς το ανακλώμενο κύμα ορίζεται ως συντελεστή ανάκλασης  $\Gamma$

$$\Gamma_{IN}(d) = \Gamma_0 e^{-2\gamma d}$$

$$\Rightarrow \Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\Rightarrow d = l - x, \quad \mathbf{d} : \text{η απόσταση από το τέλος της γραμμής μεταφοράς}$$

Τέλος ορίζονται και οι βασικές έννοιες :

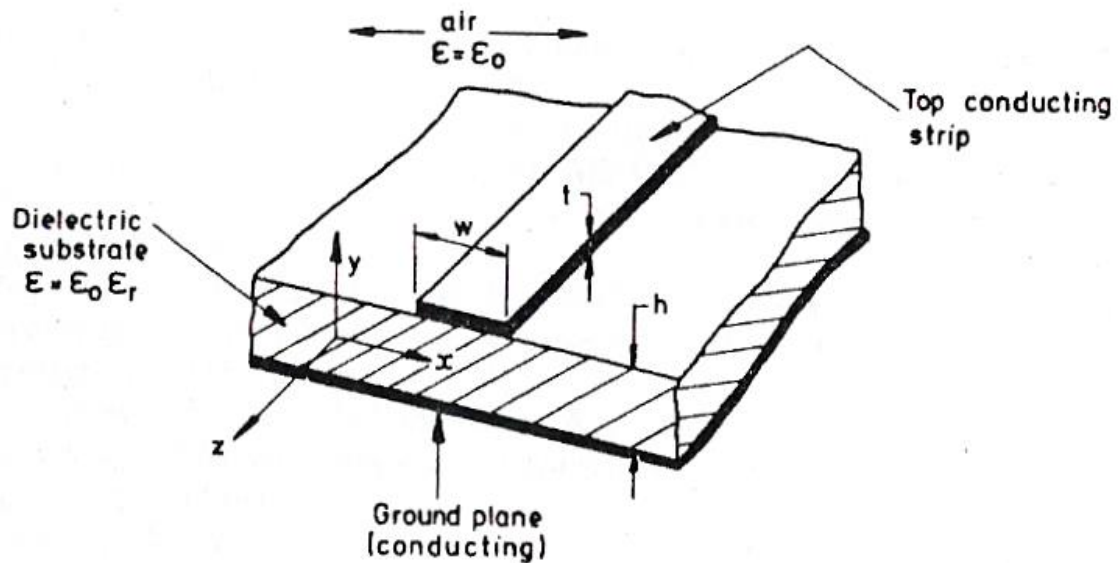
$$\Rightarrow \text{αντίσταση εισόδου σε τυχαίο σημείο} \quad Z_{IN}(d) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma d}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma d}$$

$$\Rightarrow \text{λόγος στάσιμου κύματος VSWR} \quad VSWR = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|} \quad \text{όπου}$$

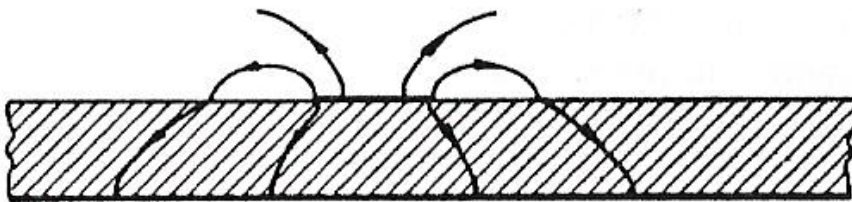
$|V_{\max}|, |V_{\min}|$  τα ακραία πλάτη της τάσης κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς

### 3.3 Η μικροταινία

Η μικροταινία (microstrip) αποτελεί μια ευρέως διαδεδομένη γραμμή μεταφοράς κυρίως λόγω της εμφάνισης της σε τυπωμένα κυκλώματα . Αποτελείται από έναν αγωγό και μια πλάκα γης που διαχωρίζονται από ένα διηλεκτρικό μέσο που λειτουργεί σαν υπόστρωμα



Εικόνα 3.3.1 γεωμετρία μικροταινίας



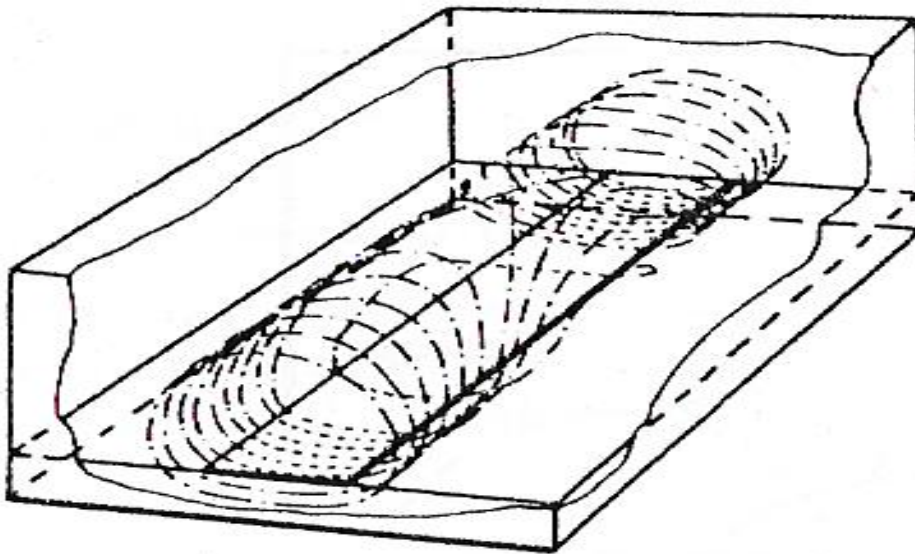
Εικόνα 3.3.2 τομή μικροταινίας

Όπως φαίνεται στη τομή και στις παρακάτω τρισδιάστατες απεικονίσεις , κάποιες από τις δυναμικές γραμμές του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου βρίσκονται στον αέρα. Συνεπώς η διάδοση στην μικροταινία δεν είναι TEM ρυθμού. Λόγω του ισχυρού διηλεκτρικού , οι περισσότερες δυναμικές γραμμές περνάνε μέσα από αυτό οπότε η απόκλιση από τον ρυθμό TEM είναι μικρή.

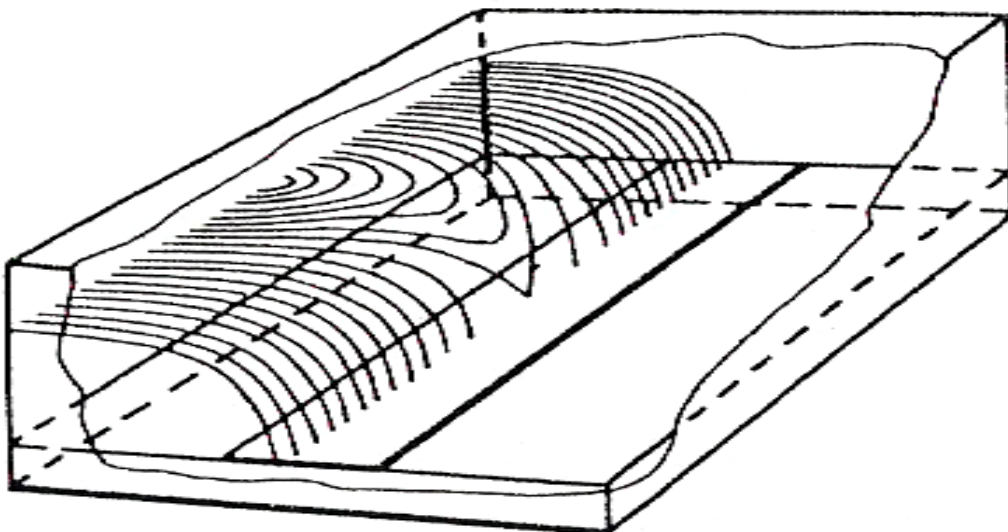
Αν θεωρηθεί ότι η διάδοση στην μικροταινία είναι ρυθμού quasi -TEM , η ταχύτητα φάσης δίνεται από τον τύπο :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}}}$$

- ⇒  $c$  η ταχύτητα του φωτός
- ⇒  $\epsilon_{ff}$  η αποτελεσματική σχετική διηλεκτρική σταθερά της μικροταινίας , η οποία εξαρτάται από την σχετική διηλεκτρική σταθερά του υποστρώματος και από τα εξωτερικά ηλεκτρομαγνητικά πεδία.



Εικόνα 3.3.3 τρισδιάστατη απεικόνιση μαγνητικού πεδίου



Εικόνα 3.3.4 τρισδιάστατη απεικόνιση ηλεκτρικού πεδίου

Αποδεικνύεται ότι η χαρακτηριστική αντίσταση της μικροταινίας δίνεται από τον τύπο :

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C}$$

όπου  $C$  η χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους της μικροταινίας.

Αν αφαιρεθεί το διηλεκτρικό από την μικροταινία τότε ισχύει στην υποθετική μικροταινία

$$Z_{01} = \frac{1}{c C_1}$$

όπου  $c$  η ταχύτητα φωτός και  $C_1$  υποθετική χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους

Άρα

$$\frac{C}{C_1} = \left( \frac{c}{v_\phi} \right)^2 \Rightarrow e_{eff} = \left( \frac{c}{v_\phi} \right)^2 \Rightarrow Z_{01} = Z_0 \sqrt{e_{eff}}$$

αντίστοιχα για τα μήκη κύματος ισχύει:

$$e_{eff} = \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2 \Rightarrow \lambda_g = \frac{300}{F \sqrt{e_{eff}}} \text{ mm}$$

όπου  $\lambda_g$  το μήκος κύματος και  $F$  η συχνότητα σε GHz

Επίσης καλό θα ήταν να αναφερθεί και η σχέση ηλεκτρικού μήκους  $\theta$  και φυσικού μήκους  $l$

$$l = \frac{\theta \cdot \lambda_g}{360}$$



**ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΙΚΗ ΣΧΕΤΙΚΗ ΔΙΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΣΤΑΘΕΡΑ  $e_{eff}$** 

Για να υπολογιστεί η αποτελεσματική σχετική διηλεκτρική σταθερά της μικροταινίας υπάρχουν αρκετές μεθοδολογίες.

❖ **Γραφική λύση**

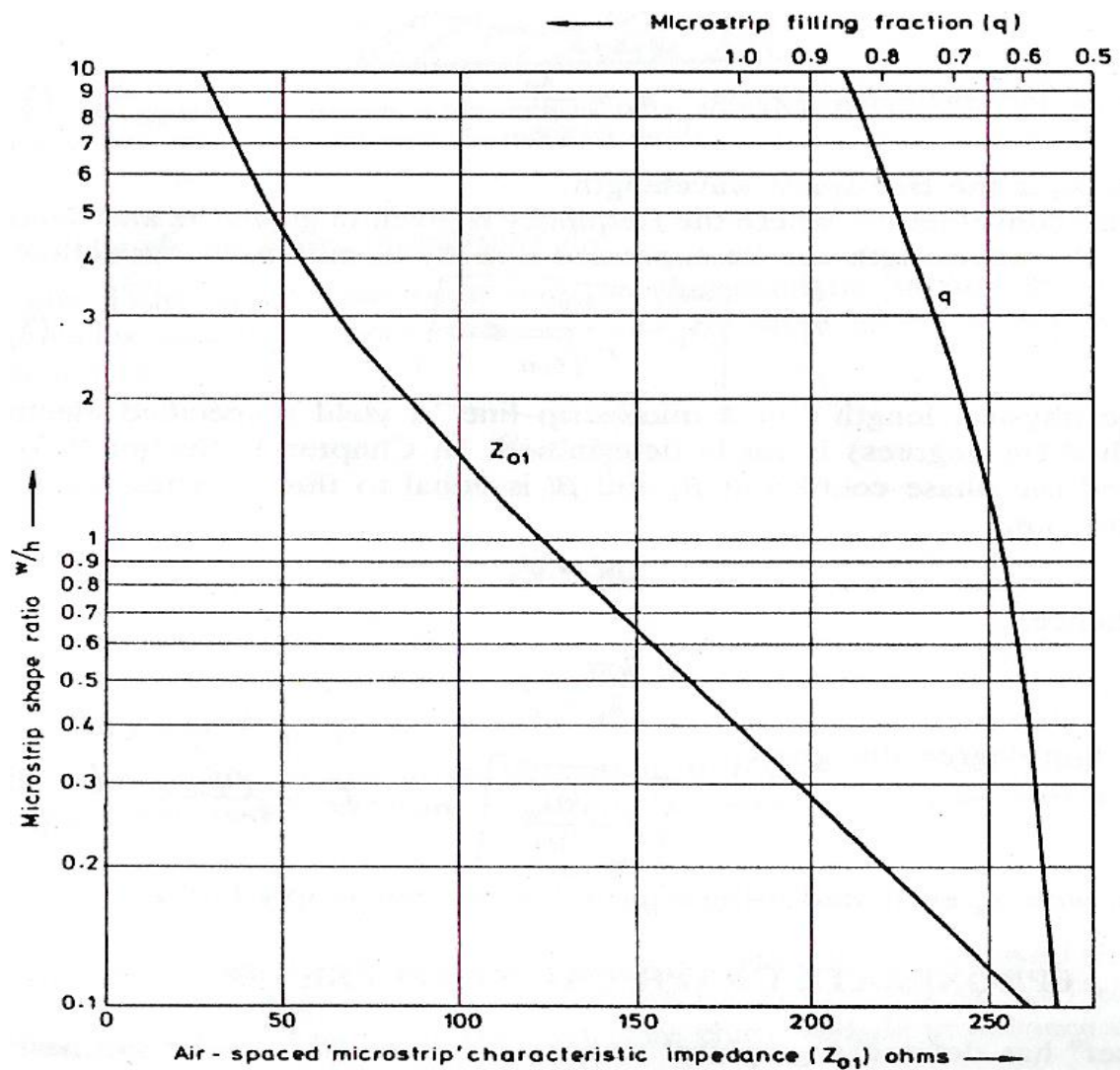
Σύμφωνα με τη γραφική λύση η αποτελεσματική σχετική διηλεκτρική σταθερά κυμαίνεται μεταξύ των παρακάτω τιμών:

$$\frac{1}{2}(e_r + 1) \leq e_{eff} \leq e_r$$

εισάγοντας έναν νέο όρο τον filling factor  $q$  ισχύει:

$$e_{eff} = 1 + q(e_r - 1) \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1$$

Συνεπώς η αποτελεσματική σχετική διηλεκτρική σταθερά  $e_{eff}$  υπολογίζεται από το παρακάτω διάγραμμα



Εικόνα 3.3.5 γενικές καμπύλες υλοποίησης microstrip

❖ Υπολογιστική λύση

⇒ Για στενές μικροταινίες όπου  $Z_0 > 44 - 2\epsilon_r \Omega$

$$\frac{w}{h} = \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4\exp H'} \right)^{-1}$$

όπου

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right)$$

⇒ Για περιπτώσεις όπου  $w/h < 1.3$ ,  $Z_0 > 63 - 2\epsilon_r \Omega$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2}$$

$$H' = \ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left( \frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\}$$

⇒ Μια εξίσωση που δίνεται από τον Owens

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 + \frac{29.98}{Z_0} \left( \frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{1/2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^2$$

⇒ Για πλατιές μικροταινίες όπου  $Z_0 < 44 - 2\epsilon_r \Omega$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d_\epsilon - 1) - \ln (2d_\epsilon - 1) \right\} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ \ln (d_\epsilon - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\}$$

$$d = \frac{59.95 \pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

⇒ Για περιπτώσεις όπου  $w/h > 1.3$ ,  $Z_0 > 63 - 2\epsilon_r \Omega$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-0.555}$$

Τα σφάλματα που εμφανίζονται κατά τον υπολογισμό της αποτελεσματικής σχετικής διηλεκτρικής σταθεράς είναι +0.5-0.0 %

Σε υψηλότερες συχνότητες των 2 GHz το μοντέλο quasi TEM αλλοιώνεται αρκετά. Συνεπώς είναι αναγκαίο να διορθωθούν ορισμένες αποκλίσεις από το βασικό μοντέλο. Αρκετά ακριβής (σφάλμα  $\pm 0.8\%$ ) είναι ο τύπος των Edwards-Owens

$$e_{eff}(f) = e_r - \frac{e_r - e_{eff}}{1 + \left( \frac{h}{Z_0} \right)^{1.33} (0.43 f^2 - 0.009 f^3)}$$

### ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ

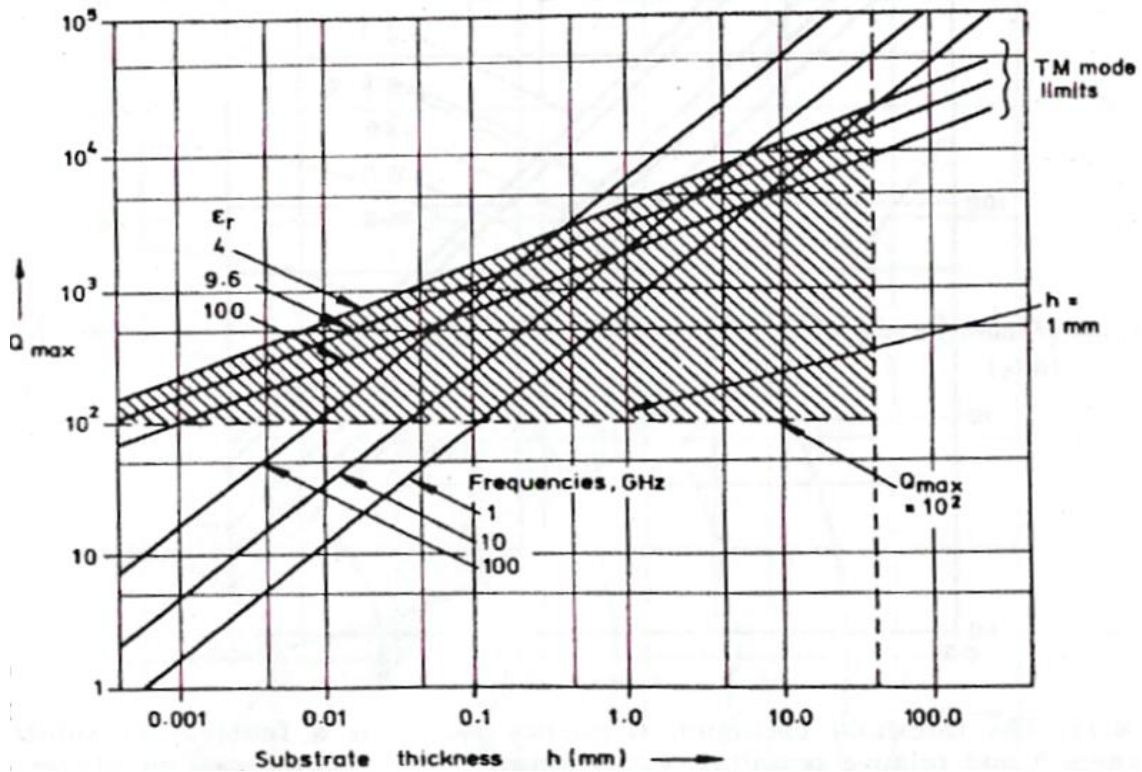
Ένα άλλο χαρακτηριστικό της μικροταινίας είναι η εξασθένηση. Η σταθερά εξασθένησης  $\alpha$  εξαρτάται από την γεωμετρία της μικροταινίας, τη συχνότητα, τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του υποστρώματος και των αγωγών. Υπάρχουν δύο τύποι απωλειών στην μικροταινία: οι απώλειες του διηλεκτρικού υποστρώματος και οι ωμικές απώλειες στην επιφάνεια των αγωγών. Η εξασθένηση προσδιορίζεται πραγματοποιείται είτε γραφικά είτε υπολογιστικά

⇒ **Γραφική λύση**

Η συνολική εξασθένηση υπολογίζεται απευθείας από τον παρακάτω τύπο:

$$\alpha(l) = \frac{8.686 \pi l}{Q \lambda_g} \quad \text{dB}$$

όπου  $\lambda_g$  το μήκος κύματος και η σταθερά  $Q$  προσδιορίζεται από τις καμπύλες



Εικόνα 3.3.6 καμπύλες εύρεσης Q factor

## ⇒ Υπολογιστική λύση

Υπάρχουν δύο τύποι απωλειών στην μικροταινία : οι απώλειες του διηλεκτρικού υποστρώματος και οι ωμικές απώλειες στην επιφάνεια των αγωγών. Η συνολική εξασθένηση δίνεται από τον τύπο :

$$a = a_d + a_c$$

όπου  $a_d$  είναι οι απώλειες του διηλεκτρικού και  $a_c$  οι απώλειες των αγωγών.

Κάποιες χρήσιμες σχέσεις για τον υπολογισμό των  $a_d, a_c$  είναι :

Για διηλεκτρικό με μικρές απώλειες :

$$a_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \frac{\epsilon_{ff} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad \frac{dB}{cm}$$

όπου  $\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon}$

οι απώλειες των αγωγών υπολογίζονται:

$$a_c = 0.0072 \frac{\sqrt{f}}{w Z_0} \lambda_g \quad \text{dB/μήκος κύματος}$$

### 3.4 Δίθυρα δίκτυα

Στην ενότητα αυτή θα γίνει μια αναφορά στις παραμέτρους σκέδασης και την μήτρα σκέδασης προκειμένου να αναλυθεί η συμπεριφορά των δίθυρων δικτύων.

Από τις βασικές εξισώσεις της στοιχειώδους γραμμής μεταφοράς προκύπτει

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = -Ri(x,t) - L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \qquad \frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -Gv(x,t) - C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t}$$

Ορίζοντας

$$V^+(x) = Ae^{-jbx} \qquad V^-(x) = Be^{jbx}$$

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \qquad I(x) = I^+(x) - I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0}$$

Ο συντελεστής ανάκλασης ορίζεται

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)}$$

Συνεπώς :

$$\Gamma(x) = \frac{a(x)}{b(x)} \Rightarrow b(x) = \Gamma(x)a(x)$$

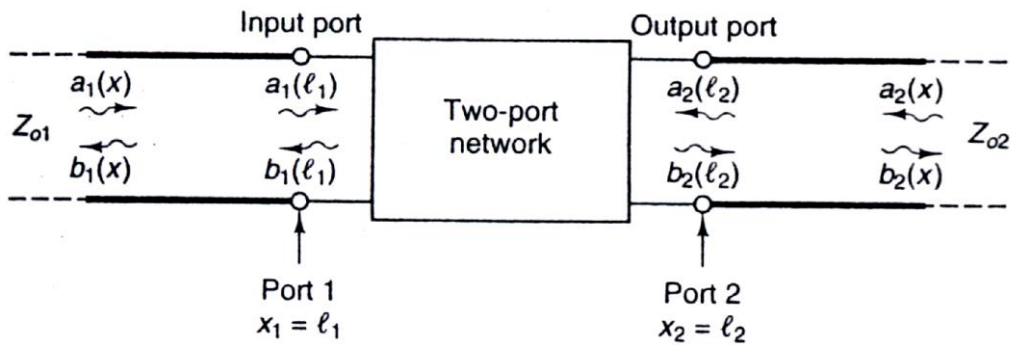
$$V(x) = \sqrt{Z_0} [a(x) + b(x)] \qquad I(x) = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} [a(x) - b(x)]$$

$$a(x) = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) + Z_0 I(x)]$$

$$b(x) = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} [V(x) - Z_0 I(x)]$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad \text{προσπίπτουσα κανονικοποιημένη τάση}$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad \text{ανακλώμενη κανονικοποιημένη τάση}$$



Εικόνα 3.4.1 δίθυρο δίκτυο

Στην θύρα εισόδου ( $x_1 = l_1$ ) το προσπίπτον κύμα είναι  $a_1(l_1)$  και το ανακλώμενο κύμα είναι  $b_1(l_1)$ . Ομοίως στην θύρα εξόδου ( $x_2 = l_2$ ) το προσπίπτον κύμα είναι  $a_2(l_2)$  και το ανακλώμενο κύμα είναι  $b_2(l_2)$ .

$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2) \quad b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2)$$

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{pmatrix}$$

Οι παράμετροι  $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$  ονομάζονται παράμετροι σκέδασης (S-parameters) και ορίζονται ως εξής:

$\Rightarrow S_{11}$  είναι ο συντελεστής ανάκλασης της εισόδου με την έξοδο τερματισμένη.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)} \right|_{a_2(l_2) = 0}$$

$\Rightarrow S_{21}$  είναι ο συντελεστής διάδοσης από την θύρα εισόδου στην θύρα εξόδου με την έξοδο τερματισμένη.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)} \right|_{a_2(l_2) = 0}$$

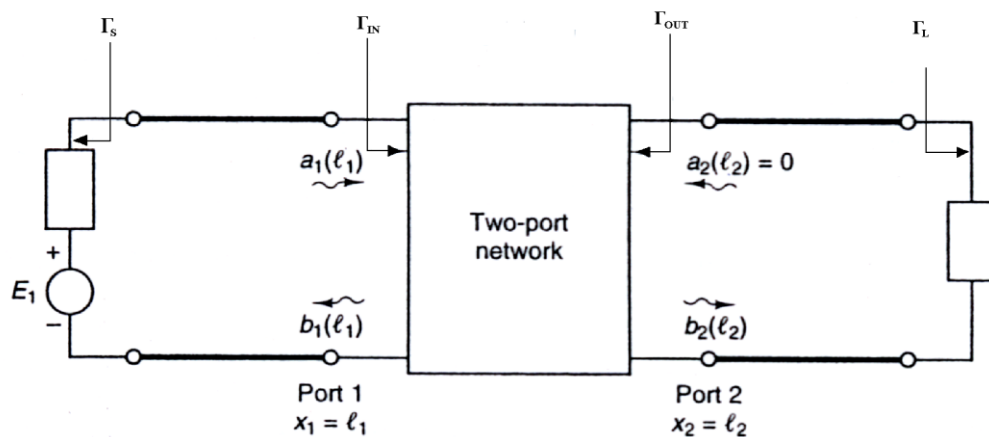
$\Rightarrow S_{22}$  είναι ο συντελεστής ανάκλασης της θύρας εξόδου με την είσοδο τερματισμένη .

$$S_{22} = \frac{b_2(\ell_2)}{a_2(\ell_2)} \Big|_{a_1(\ell_1) = 0}$$

$\Rightarrow S_{12}$  είναι ο συντελεστής μετάδοσης από την θύρα εξόδου στην θύρα εισόδου με την είσοδο τερματισμένη .

$$S_{12} = \frac{b_1(\ell_1)}{a_2(\ell_2)} \Big|_{a_1(\ell_1) = 0}$$

Ο πίνακας  $(S) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$  ονομάζεται **μήτρα σκέδασης**



Εικόνα 3.4.2

$\Rightarrow$  συντελεστής ανάκλασης στην πηγή τάσης  $\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$

$\Rightarrow$  συντελεστής ανάκλασης στο φορτίο  $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$\Rightarrow$  συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο του δίθρου δικτύου  $\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1}$

$\Rightarrow$  συντελεστής ανάκλασης στην έξοδο του δίθρου δικτύου  $\Gamma_{OUT} = \frac{b_2}{a_2}$

άρα προκύπτει

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

# 4

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ

## ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ

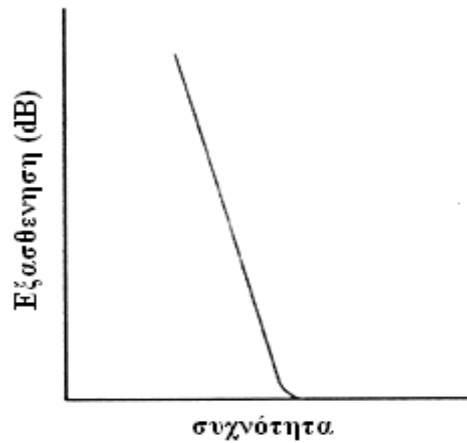
## ΦΙΛΤΡΩΝ

### 4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ένα ιδανικό μικροκυματικό φίλτρο αποτελεί μια διάταξη που επιτυγχάνει τέλεια διάδοση για ορισμένες περιοχές συχνοτήτων, και άπειρη εξασθένηση για τις υπόλοιπες περιοχές συχνοτήτων. Στην πραγματικότητα, τα μικροκυματικά φίλτρα είναι παθητικά δίθυρα δίκτυα τα οποία προσεγγίζουν το ιδανικό φίλτρο με κάποια αποδεκτή ανοχή. Τα φίλτρα χωρίζονται σε τέσσερις βασικές κατηγορίες, με βάση τις περιοχές συχνοτήτων στις οποίες επιτρέπουν την διέλευση του σήματος εισόδου.

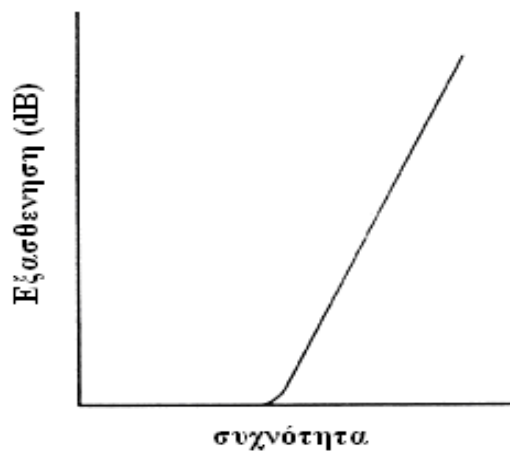
⇒ Τα **υψιπερατά φίλτρα**, τα οποία επιτρέπουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες μεγαλύτερες από την συχνότητα αποκοπής  $\omega_c$  και απορρίπτουν τα σήματα με συχνότητες μικρότερες από την  $\omega_c$ .





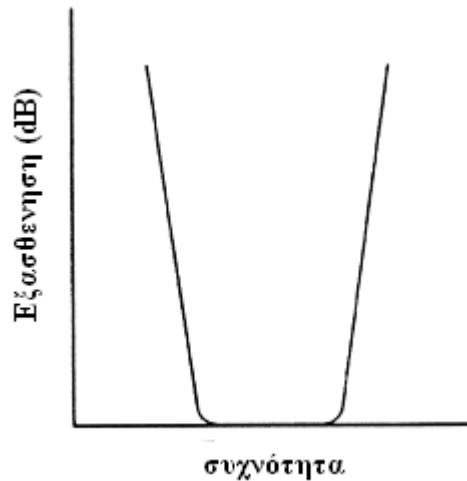
Εικόνα 4.1.1 ιδανικό υπιπερατό φίλτρο

- ⇒ **Τα βαθυπερατά φίλτρα** , τα οποία επιτρέπουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες από μηδέν μέχρι τη συχνότητα αποκοπής  $\omega_c$  και εξασθενούν σήματα με συχνότητες μεγαλύτερες από την συχνότητα αποκοπής  $\omega_c$  .



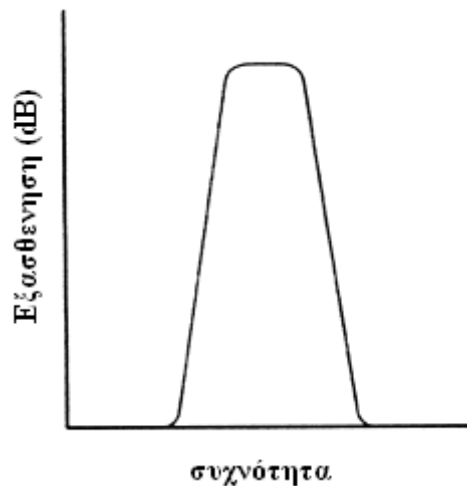
Εικόνα 4.1.2 ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο

- ⇒ **Τα ζωνοπερατά φίλτρα** , τα οποία επιτρέπουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες εντός της περιοχής  $\omega_1, \omega_2$  και απορρίπτουν όλα τα άλλα σήματα.



Εικόνα 4.1.3 ιδανικό ζωνοπερατό φίλτρο

⇒ Τα φίλτρα αποκοπής, τα οποία απορρίπτουν την διέλευση σημάτων με συχνότητες εντός της περιοχής  $\omega_1, \omega_2$  και επιτρέπουν την διέλευση σε όλες τις υπόλοιπες συχνότητες



Εικόνα 4.1.4 ιδανικό φίλτρο ζώνης αποκοπής

Τα φίλτρα μπορούν να διαχωριστούν επίσης σε ανακλαστικά και απορροφητικά. Τα ανακλαστικά φίλτρα ανακλούν την ισχύ του σήματος εισόδου στις περιοχές αποκοπής, ενώ τα απορροφητικά καταναλώνουν εσωτερικά την ισχύ του σήματος εισόδου στις περιοχές αποκοπής. Στις περισσότερες εφαρμογές χρησιμοποιούνται ανακλαστικά φίλτρα.

Τέλος το κεφάλαιο αυτό χωρίζεται σε δυο ενότητες. Στην πρώτη ενότητα αναλύεται η σχεδίαση του φίλτρου 0.1-2 GHz και στη δεύτερη η σχεδίαση του φίλτρου 2-4 GHz. Παράλληλα επισυνάπτονται και οι τα αποτελέσματα και οι προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν με το ADS 1.5

## 4.2 Σχεδίαση φίλτρου 0.1-2 GHz

Το μικροκυματικό φίλτρο που σχεδιάστηκε είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο με ζώνη διέλευσης τα 0.1 GHz – 2 GHz . Το φίλτρο υλοποιήθηκε με την εν σειρά διάταξη ενός βαθυπερατού φίλτρου με συχνότητα αποκοπής 2 GHz και ενός υψιπερατού φίλτρου με συχνότητα αποκοπής τα 100 MHz .Αυτό προτιμήθηκε διότι το εύρος ζώνης ήταν αρκετά μεγάλο για να έχουμε τα επιθυμητά αποτελέσματα σχεδιάζοντας απλά ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Παράλληλα όπως είδαμε και στο κεφάλαιο 1 το φίλτρο θα πρέπει να κόβει όλες τις συχνότητες μέχρι τα 12GHz με ελάχιστη εξασθένιση -20 dB .Συνεπώς κρίθηκε αναγκαία η τοποθέτηση ενός νέου βαθυπερατού φίλτρου στο τέλος της διάταξης ώστε να κατασταλούν οι ανεπιθύμητες συχνότητες.

### 4.2.1 ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 2GHz

#### ➤ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ

Το βαθυπερατό φίλτρο στα 2 GHz σχεδιάστηκε επιλέγοντας αρχικά ένα θεωρητικό βαθυπερατό πρωτότυπο φίλτρο ( *LP prototype filter* ) . Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου αυτού μοντελοποιείται από μια πολυωνυμική συνάρτηση μεταφοράς τύπου *Tchebyscheff* .

Η εξασθένιση που εισάγει το φίλτρο περιγράφεται από το παρακάτω μαθηματικό μοντέλο :

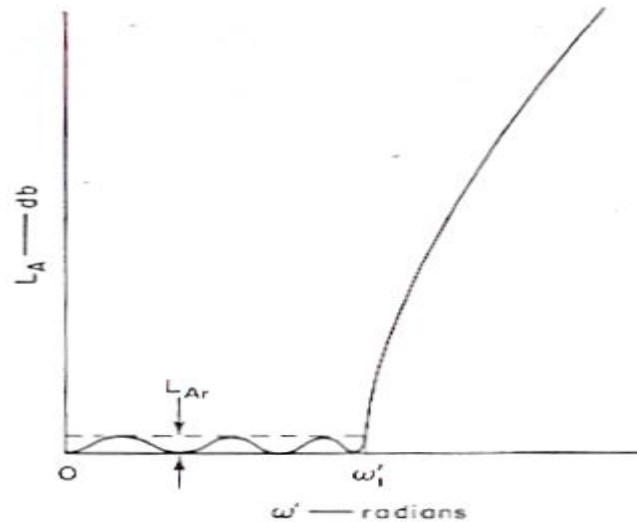
$$L_A(\omega') = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \varepsilon \cos^2 \left[ n \cos^{-1} \left( \frac{\omega'}{\omega_1'} \right) \right] \right\}_{\omega' \leq \omega_1'}$$

$$L_A(\omega') = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \varepsilon \cosh^2 \left[ n \cosh^{-1} \left( \frac{\omega'}{\omega_1'} \right) \right] \right\}_{\omega' \geq \omega_1'}$$

όπου

$$\varepsilon = \left[ \text{anti log}_{10} \left( \frac{L_{Ar}}{10} \right) \right] - 1$$

$L_{Ar}$  είναι η εξασθένιση πού εισάγει το φίλτρο στην περιοχή διέλευσης και  $n$  ο αριθμός των στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν προκειμένου να κατασκευαστεί το φίλτρο. Επιπρόσθετα πρέπει να σημειωθεί ότι προτιμήθηκε το μοντέλο *Tchebyscheff* επειδή εισάγει πιο απότομη αποκοπή σε σχέση με άλλα μοντέλα αν και η εξασθένιση του στην περιοχή διέλευσης είναι μεγαλύτερη .



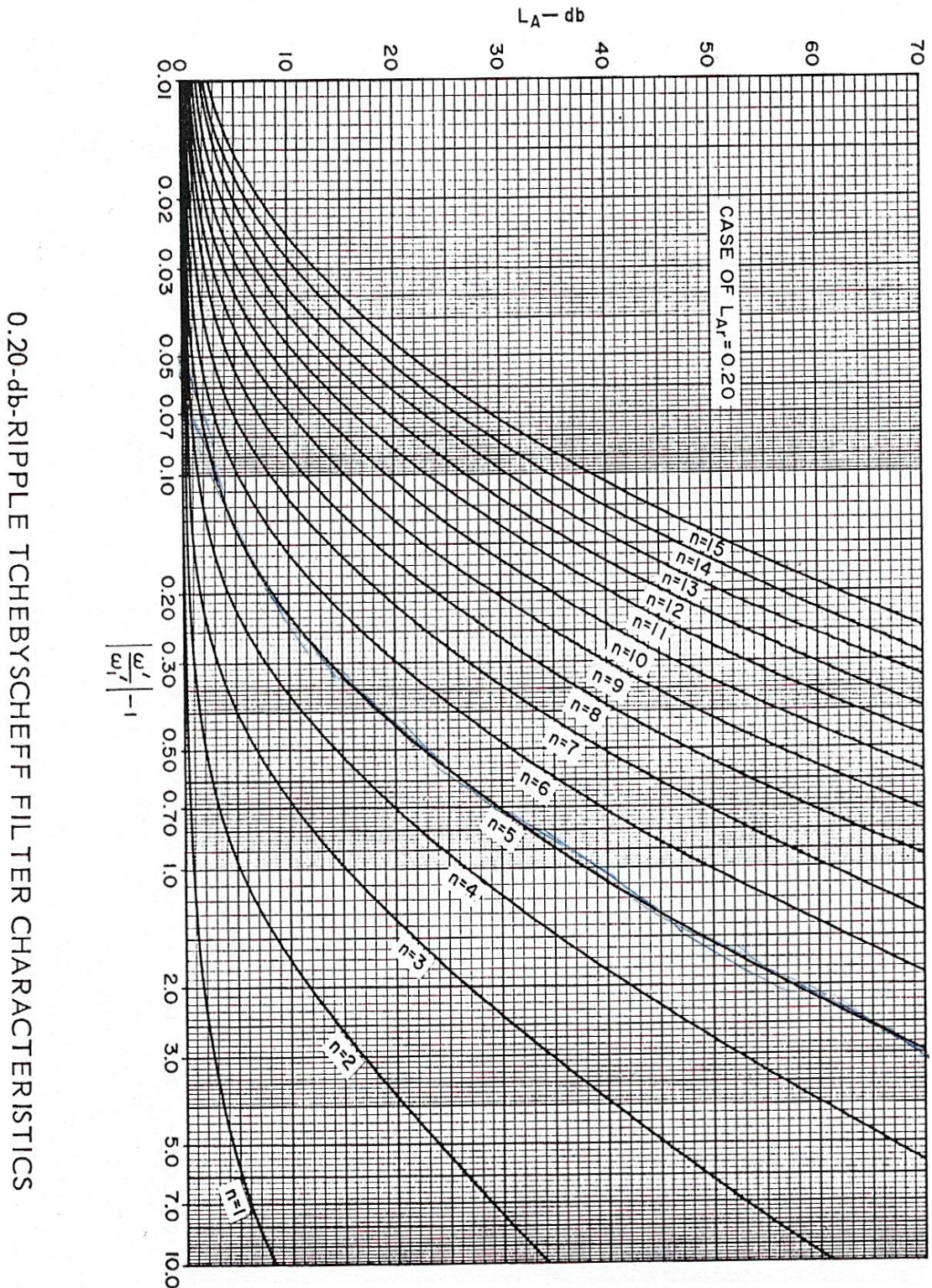
Εικόνα 4.2.1.1 Η χαρακτηριστική ενός LP Tchebyscheff

Συνεπώς δεδομένων των προδιαγραφών για Tchebyscheff μοντέλο με 0.20 dB κυμάτωση στη περιοχή διέλευσης ( $L_{Ar}$  dB ripple) επιλέγεται από το παρακάτω διάγραμμα η ιδανική καμπύλη της εφαρμογής μας. Η καμπύλη που επιλέχθηκε σύμφωνα με τα επιθυμητά cut-off χαρακτηριστικά είναι η  $n=5$ . Άρα θα χρησιμοποιηθούν **πέντε στοιχεία** για την σχεδίαση του μικροκυματικού φίλτρου .

VALUE OF $n$	$\varepsilon_1$	$\varepsilon_2$	$\varepsilon_3$	$\varepsilon_4$	$\varepsilon_5$	$\varepsilon_6$	$\varepsilon_7$	$\varepsilon_8$	$\varepsilon_9$	$\varepsilon_{10}$	$\varepsilon_{11}$
1	0.4342	1.0000									
2	1.0378	0.6745	1.5386								
3	1.2275	1.1525	1.2275	1.0000							
4	1.3028	1.2844	1.9761	0.8468	1.5386						
5	1.3394	1.3370	2.1660	1.3370	1.3394	1.0000					
6	1.3598	1.3632	2.2394	1.4555	2.0974	0.8838	1.5386				
7	1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722	1.0000			
8	1.3804	1.3875	2.2963	1.5217	2.3413	1.4925	2.1349	0.8972	1.5386		
9	1.3860	1.3938	2.3093	1.5340	2.3728	1.5340	2.3093	1.3938	1.3860	1.0000	
10	1.3901	1.3983	2.3181	1.5417	2.3904	1.5536	2.3720	1.5066	2.1514	0.9034	1.5386

Εικόνα 4.2.1.2 τιμές στοιχείων για Tchebyscheff φίλτρα με 0.2 dB ripple

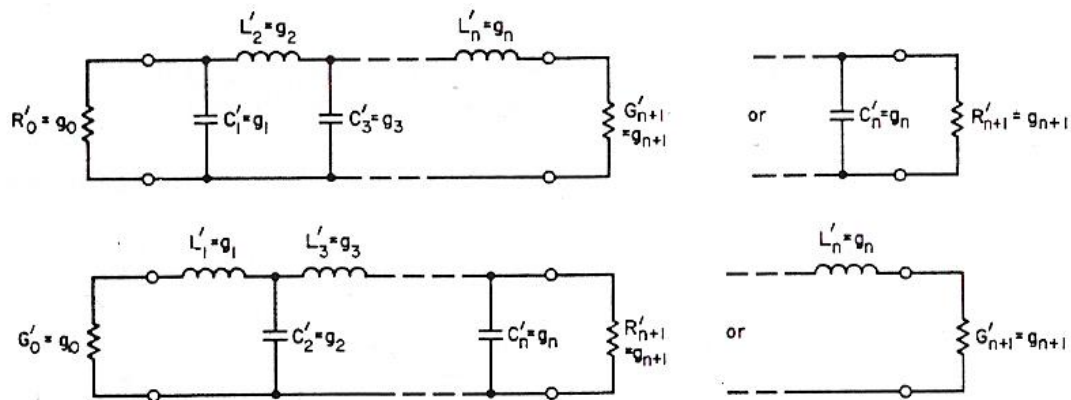




Εικόνα 4.2.1.3 καμπύλες Tchebyscheff για 0.20 dB ripple

Από τον παραπάνω πίνακα εξάγονται οι τιμές για  $n=5$

<b>g<sub>1</sub></b>	<b>g<sub>2</sub></b>	<b>g<sub>3</sub></b>	<b>g<sub>4</sub></b>	<b>g<sub>5</sub></b>	<b>g<sub>6</sub></b>
1.3394	1.3370	2.166	1.3370	1.3394	1.0000



Εικόνα 4.2.1.4 υλοποίηση πρωτότυπου κυκλώματος

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα η υλοποίηση γίνεται με δυο τρόπους , στην προκειμένη περίπτωση χρησιμοποιήθηκε το δεύτερο κύκλωμα. Συνεπώς προκύπτουν οι παρακάτω παράμετροι

<b>L<sub>1</sub>'</b>	<b>C<sub>1</sub>'</b>	<b>L<sub>2</sub>'</b>	<b>C<sub>2</sub>'</b>	<b>L<sub>3</sub>'</b>
1.3394	1.3370	2.166	1.3370	1.3394

Θέτοντας στους παρακάτω τύπους τις παραμέτρους και για  $R_0=50 \Omega$  ,  $R_0'=1$   $\omega_1 = 2\pi f$  ,  $\omega_1'=1$  και  $f = 2 \text{ GHz}$

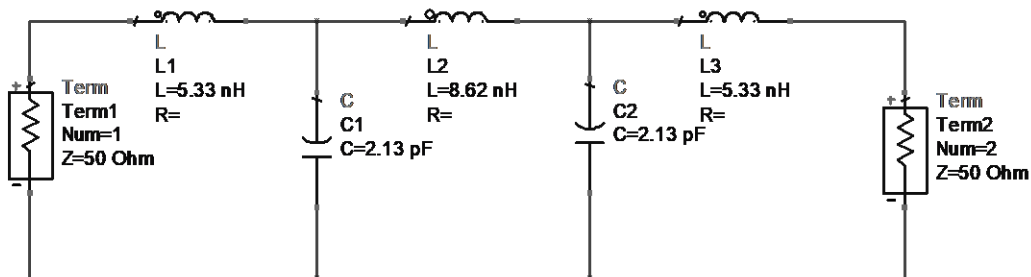
$$L = \left( \frac{R_0}{R_0'} \right) \left( \frac{\omega_1'}{\omega_1} \right) L'$$

$$C = \left( \frac{R_0'}{R_0} \right) \left( \frac{\omega_1'}{\omega_1} \right) C'$$

υπολογίζονται τα παρακάτω αποτελέσματα

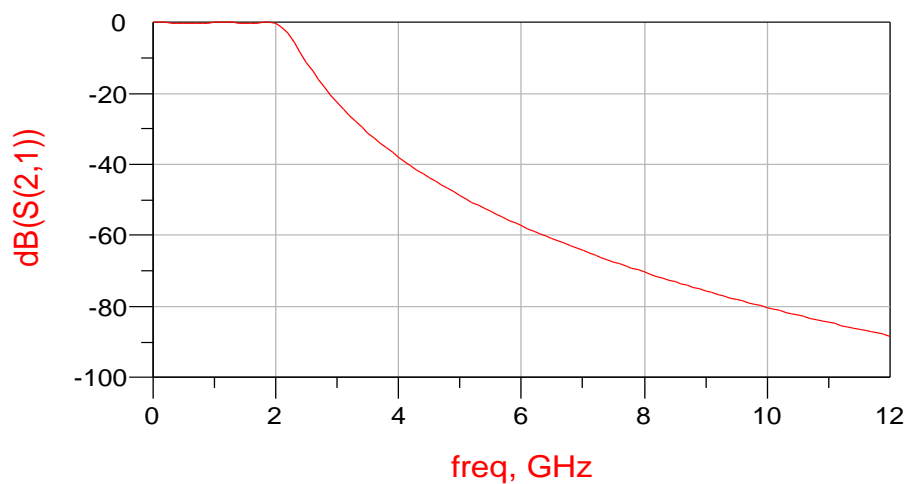
$L_1$	$C_1$	$L_2$	$C_2$	$L_3$
5,33 nH	2,13 pF	8,62 nH	2.13 pF	5,33 nH

### ➤ ΙΔΑΝΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ



Εικόνα 4.2.1.5 ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο 2GHz

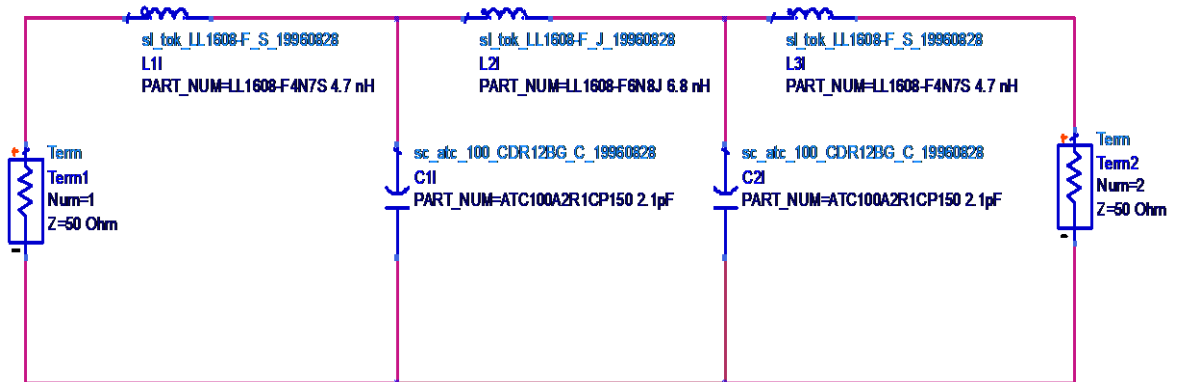
Το παραπάνω κύκλωμα προσομοιώθηκε με τα ιδανικά lumped elements με τις τιμές που υπολογίστηκαν παραπάνω. Έγινε ανάλυση  $S$  παραμέτρων και κυρίως παρουσιάζεται η παράμετρος  $S_{21}$ . Όπως ήταν αναμενόμενο τα αποτελέσματα ήταν ιδανικά.



Εικόνα 4.2.1.6

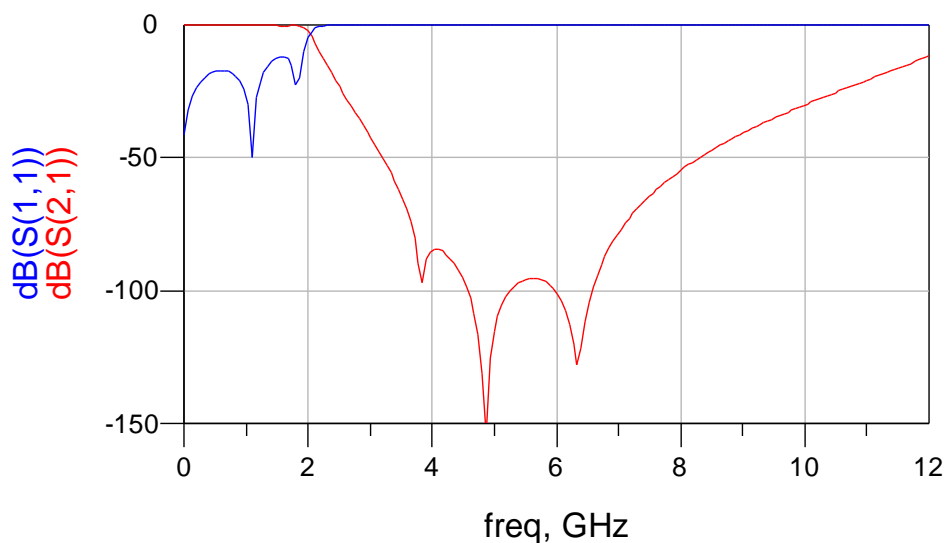
### ➤ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Στο επόμενο βήμα θα προσομοιάσουμε το ίδιο κύκλωμα με lumped elements πραγματικά. Ως γνωστόν τα πραγματικά στοιχεία έχουν παρασιτικές χωρητικότητες, εμπεδησεις και αντιστάσεις. Συγκεκριμένα τα πηνία εισάγουν παρασιτικές χωρητικότητες και αντιστάσεις ενώ οι πυκνωτές εισάγουν παρασιτικές εμπεδησεις και αντιστάσεις. Συνεπώς τα παρασιτικά στοιχεία αλλάζουν την συμπεριφορά του ιδανικού φίλτρου.



Εικόνα 4.2.1.7

Τα πραγματικά στοιχεία L C που χρησιμοποιήθηκαν είναι των εταιρειών TOKO και ATC αντίστοιχα (οι τιμές φαίνονται στο σχήμα) Η προσομοίωση έδωσε τα παρακάτω αποτελέσματα



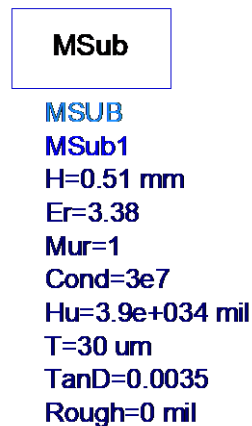
Εικόνα 4.2.1.8



Όπως φαίνεται στο σχήμα τα αποτελέσματα είναι αρκετά αποδεκτά για την περιοχή συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Παρουσιάζεται και η παράμετρος S11 η οποία είναι κυμαίνεται σε επίπεδα χαμηλότερα των -10 dB για την περιοχή διέλευσης οπότε ελαχιστοποιούνται οι ανεπιθύμητες ανακλάσεις.

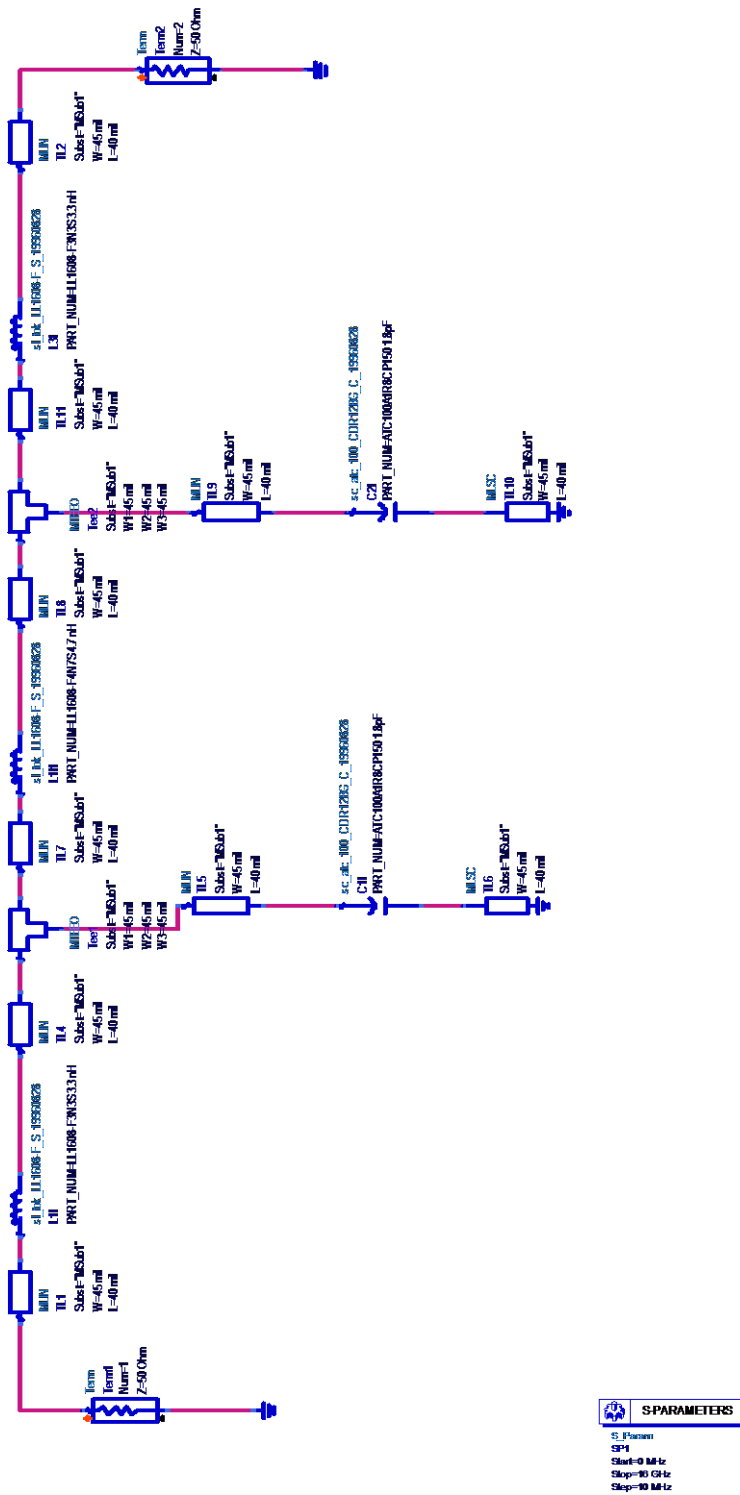
## ➤ MICROSTRIP ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Στο τελευταίο στάδιο της σχεδίασης αντικαθιστούμε τις ιδανικές καλωδιώσεις με γραμμές μεταφοράς **microstrip**. Το substrate υλικό το οποίο χρησιμοποιήθηκε είναι το **R0-4003** της Rogers με διηλεκτρική σταθερά  $\epsilon_r=3.38$  και εφαπτομένη απωλειών  $\tan\delta=0.0035$ . Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα

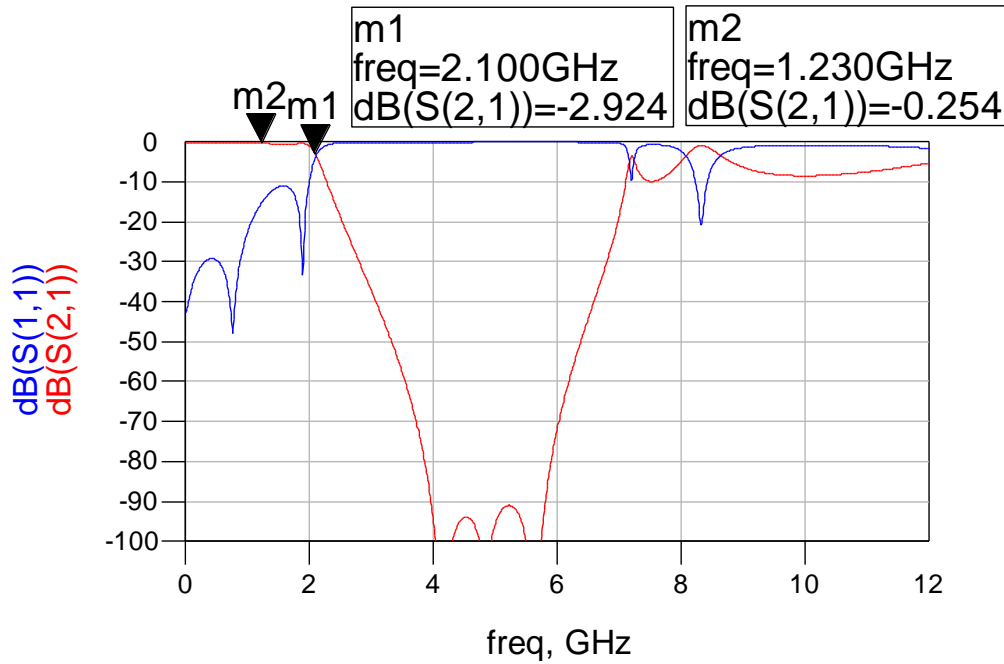


Εικόνα 4.2.1.9 παράμετροι υποστρώματος

Οι διαστάσεις των microstrip γραμμών υπολογίστηκαν  $w=45$  mil και  $l=40$  mil. Για τον υπολογισμό των διαστάσεων χρησιμοποιήθηκε η εφαρμογή **LineCalc** του ADS 1.5 δεδομένων των παραμέτρων του υποστρώματος με σκοπό η αντίσταση κάθε γραμμής να είναι 50 Ω έτσι ώστε λόγω προσαρμογής να αποφύγουμε δυσάρεστες ανακλάσεις

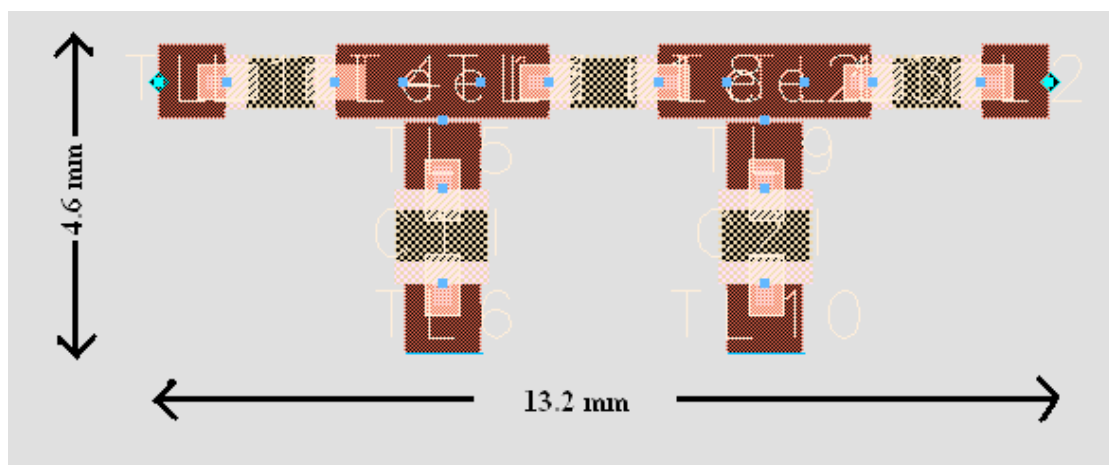


Εικόνα 4.2.1.10 microstrip κύκλωμα με πραγματικά lumped elements



Εικόνα 4.2.1.11

Στην τελική προσομοίωση εμφανίζονται οι παράμετροι **S11** και **S21**. Είναι φανερό ότι τα αποτελέσματα αν και αποδεκτά για την περιοχή των συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει αλλάζουν δραματικά σε μεγαλύτερες συχνότητες. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα lumped elements κυρίως τα πηνία λειτουργούν σωστά σε χαμηλές μικροκυματικές συχνότητες. Συνεπώς δεν χρησιμοποιούνται τα lumped elements για συχνότητες άνω των 2-3 GHz. Τώρα στην περιοχή μέχρι 2 GHz το passband ripple αν και μεγαλύτερο του ιδανικού είναι ανεκτό ενώ το cut-off κρίνεται ιδανικό αφού στα 2.1 GHz υπάρχει 3dB εξασθένιση. Τέλος ως προς τη παράμετρο S11 βλέπουμε ότι οι ανακλάσεις στην περιοχή διέλευσης είναι μικρότερες από το όριο των -10dB



Εικόνα 4.2.1.12 microstrip layout

#### 4.2.2 ΥΨΙΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 0.1 GHz

##### ➤ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ

Η θεωρητική ανάλυση που πραγματοποιήθηκε για την σχεδίαση του υψιπερατού φίλτρου 0.1GHz είναι ανάλογη της ανάλυσης που προηγήθηκε για την σχεδίαση του βαθυπερατού φίλτρου 2GHz. Αρχικά επιλέγεται ένα low pass prototype το οποίο καλύπτει τις δοθείσες προδιαγραφές. Παρατηρώντας τις cut off καμπύλες για  $L_{At}=0.20$  dB επιλέγεται η καμπύλη  $n=5$ .

Άρα

$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$
1.3394	1.3370	2.166	1.3370	1.3394	1.0000

Και αντίστοιχα

$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$	$L_3'$
1.3394	1.3370	2.166	1.3370	1.3394

Τώρα έχοντας προσδιορίσει τις LP παραμέτρους, μέσω των παρακάτω τύπων μετασχηματίζεται το ιδανικό βαθυπερατό σε ιδανικό υψιπερατό φίλτρο

$$C = \left( \frac{R_0'}{R_0} \right) \left( \frac{1}{\omega_1 \omega_1' L'} \right)$$

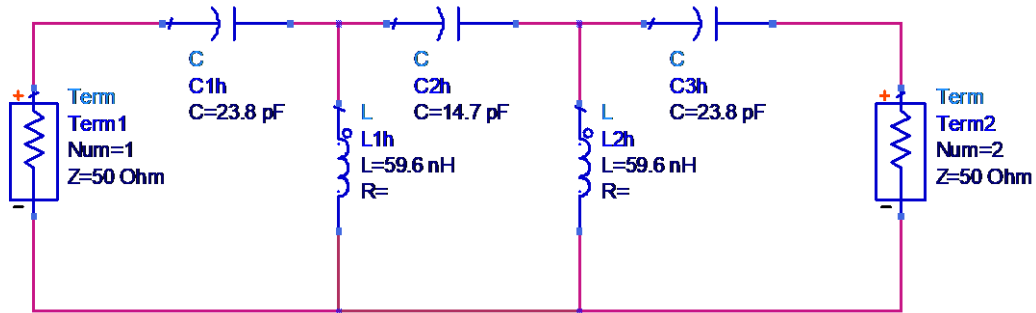
$$L = \left( \frac{R_0}{R_0'} \right) \left( \frac{1}{\omega_1 \omega_1' C'} \right)$$

όπου  $R_0=50 \Omega$ ,  $R_0'=1$ ,  $\omega_1 = 2\pi f$ ,  $\omega_1'=1$  και  $f = 0.1$  GHz

Υπολογίζονται τα παρακάτω αποτελέσματα

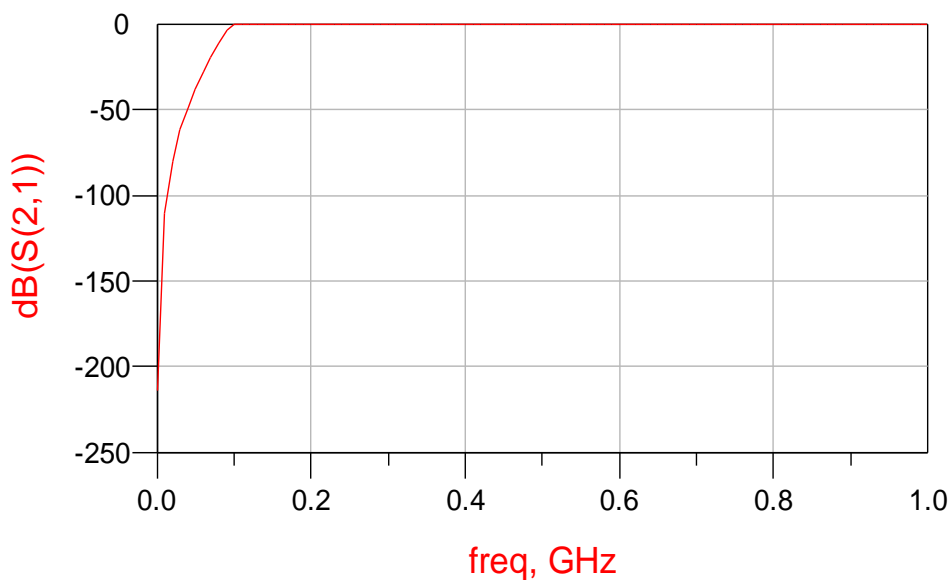
$C_1$	$L_1$	$C_2$	$L_2$	$C_3$
23.8 pF	59.6 nH	14.7 pF	59.6 nH	23.8 pF

### ➤ ΙΔΑΝΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ



εικόνα 4.2.2.1 ιδανικό υπερατά φίλτρο 0.1GHz

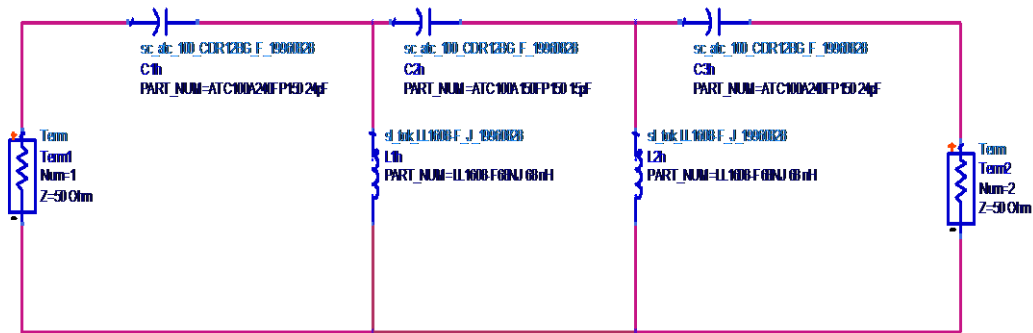
Το παραπάνω κύκλωμα προσομοιώθηκε με τα ιδανικά lumped elements με τις τιμές που υπολογίστηκαν παραπάνω. Έγινε ανάλυση S παραμέτρων και κυρίως παρουσιάζεται η παράμετρος  $S_{21}$ . Όπως ήταν αναμενόμενο τα αποτελέσματα ήταν ιδανικά.



εικόνα 4.2.2.2

## ➤ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

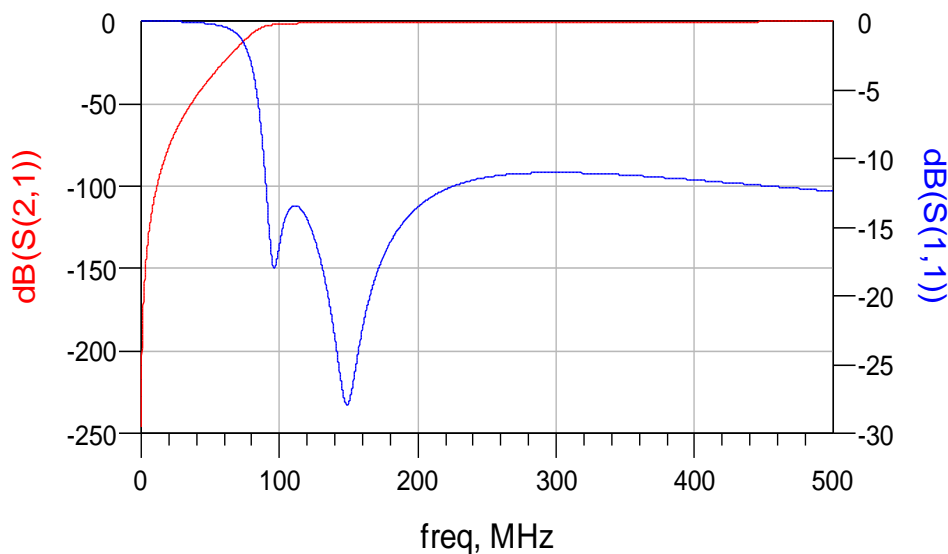
Στο επόμενο βήμα θα προσομοιώσουμε το ίδιο κύκλωμα με lumped elements πραγματικά .



Εικόνα 4.2.2.3

Τα πραγματικά στοιχεία L C που χρησιμοποιήθηκαν είναι των εταιρειών TOKO και ATC αντίστοιχα (οι τιμές φαίνονται στο σχήμα)

Η προσομοίωση έδωσε τα παρακάτω αποτελέσματα

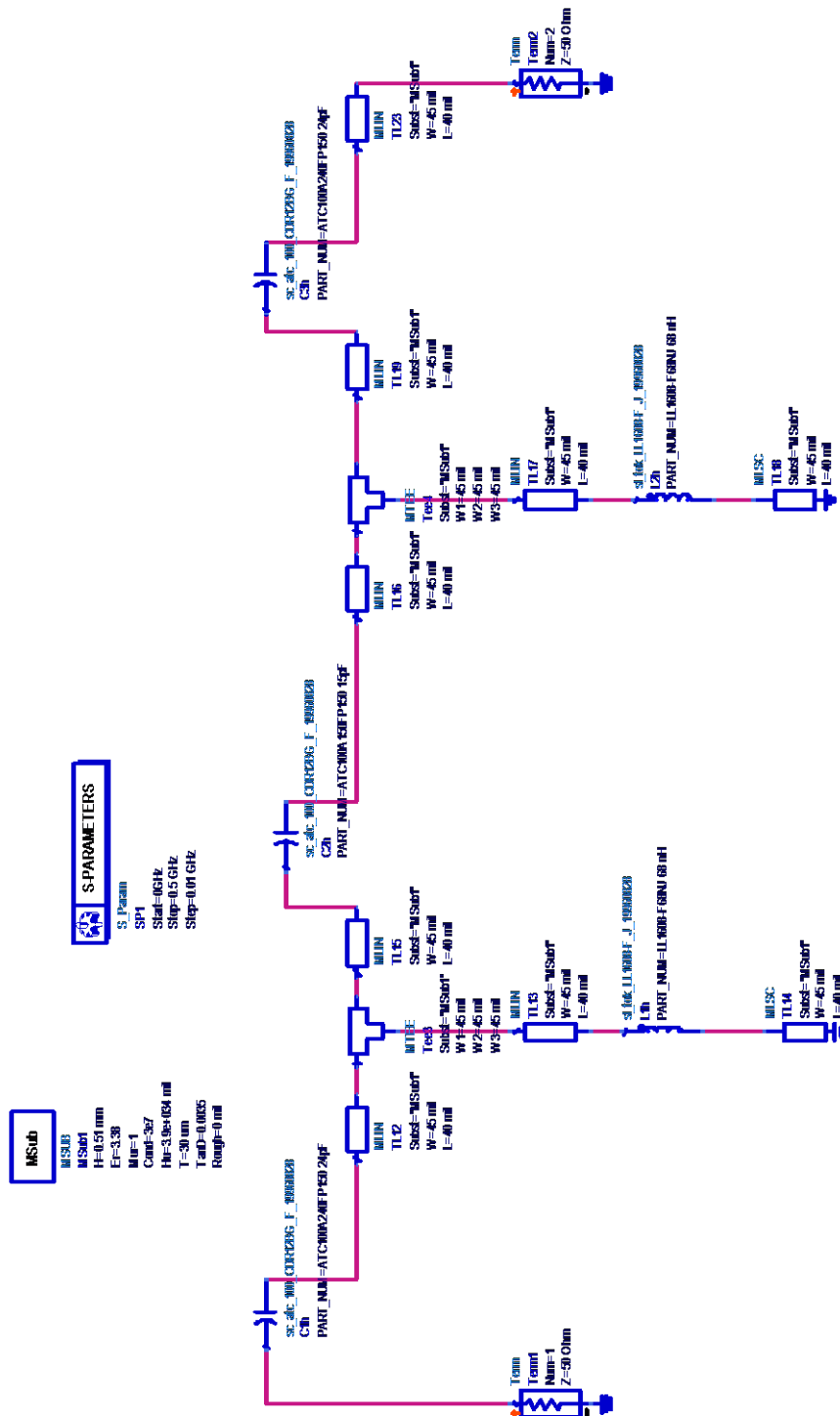


Εικόνα 4.2.2.4

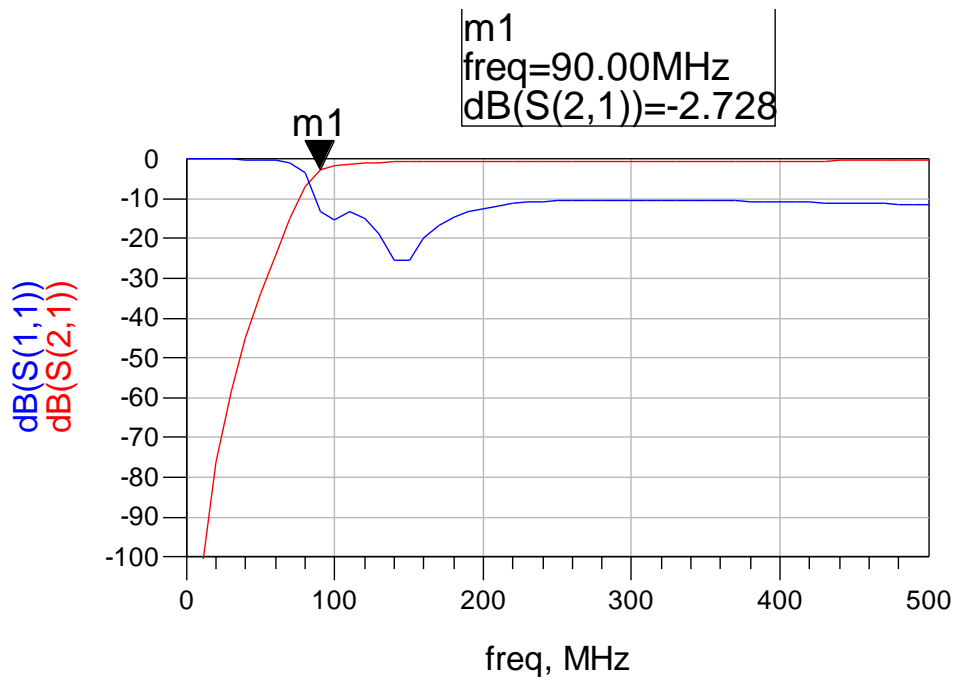
Όπως φαίνεται στο σχήμα τα αποτελέσματα είναι αρκετά αποδεκτά για την περιοχή συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει . Παρουσιάζεται και η παράμετρος  $S_{11}$  η οποία είναι κυμαίνεται σε επίπεδα χαμηλότερα των -10 dB για την περιοχή διέλευσης οπότε ελαχιστοποιούνται οι ανεπιθύμητες ανακλάσεις .

➤ **MICROSTRIP ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ**

Πριν αναλυθεί η σχεδίαση και η εξομοίωση του microstrip κυκλώματος να σημειωθεί ότι χρησιμοποιήθηκε το ίδιο substrate και οι ίδιες διαστάσεις στις γραμμές microstrip με το βαθυπερατό φίλτρο .

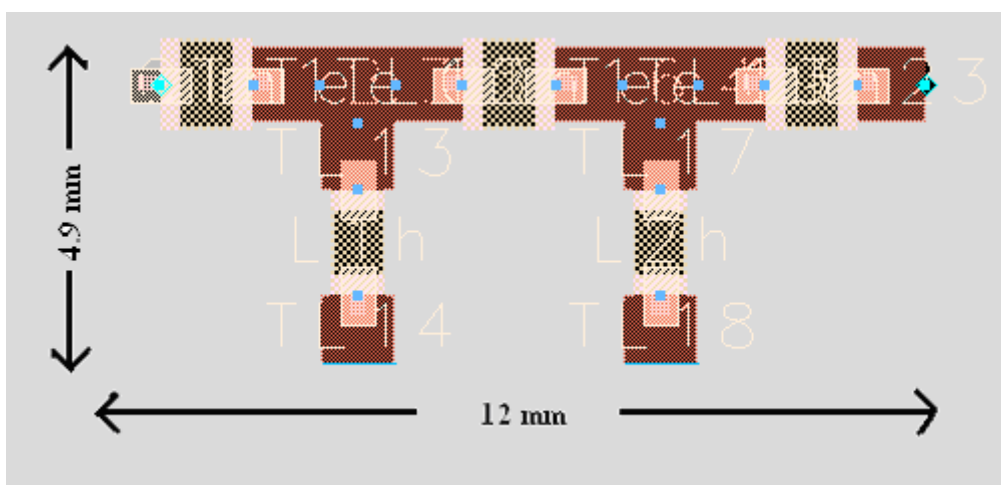


εικόνα 4.2.2.5 microstrip κύκλωμα με πραγματικά lumped elements



Εικόνα 4.2.2.6

Στην τελική προσομοίωση εμφανίζονται οι παράμετροι **S11** και **S21** . Είναι φανερό ότι τα αποτελέσματα είναι αποδεκτά για την περιοχή των συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει .Στην περιοχή διέλευσης το passband ripple αν και μεγαλύτερο του ιδανικού είναι ανεκτό ενώ το cut-off κρίνεται αρκετά καλό αφού στα 90 MHz υπάρχει 3dB εξασθένηση .Τέλος ως προς τη παράμετρο S11 βλέπουμε ότι οι ανακλάσεις στην περιοχή διέλευσης είναι μικρότερες από το όριο των -10dB οπότε οι προδιαγραφές τηρούνται .

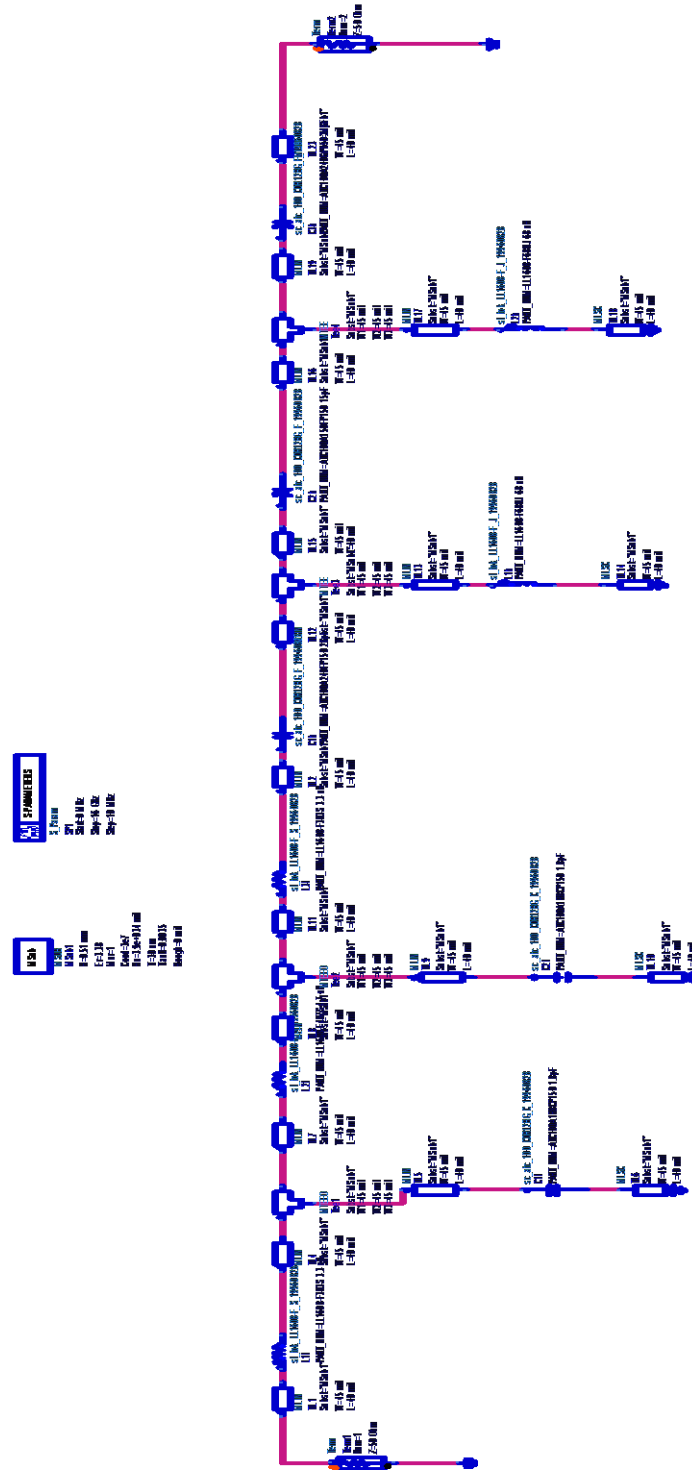


εικόνα 4.2.2.7 microstrip layout

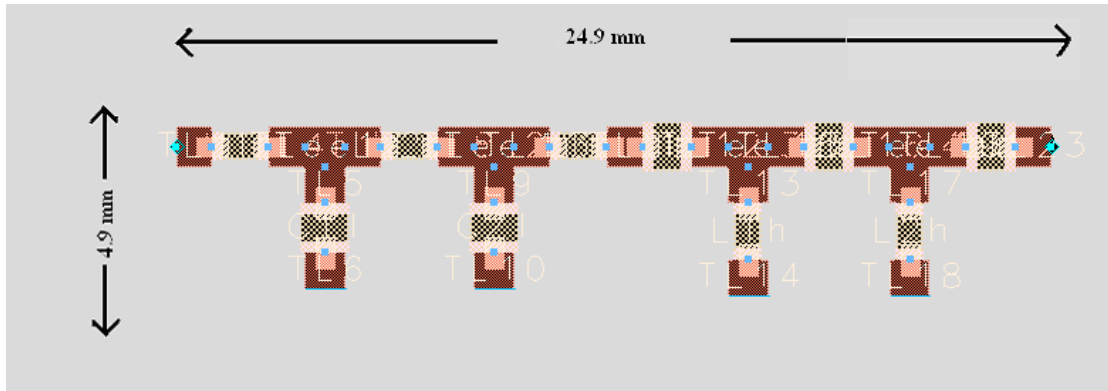


4.2.3 ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 0.1-2 GHz

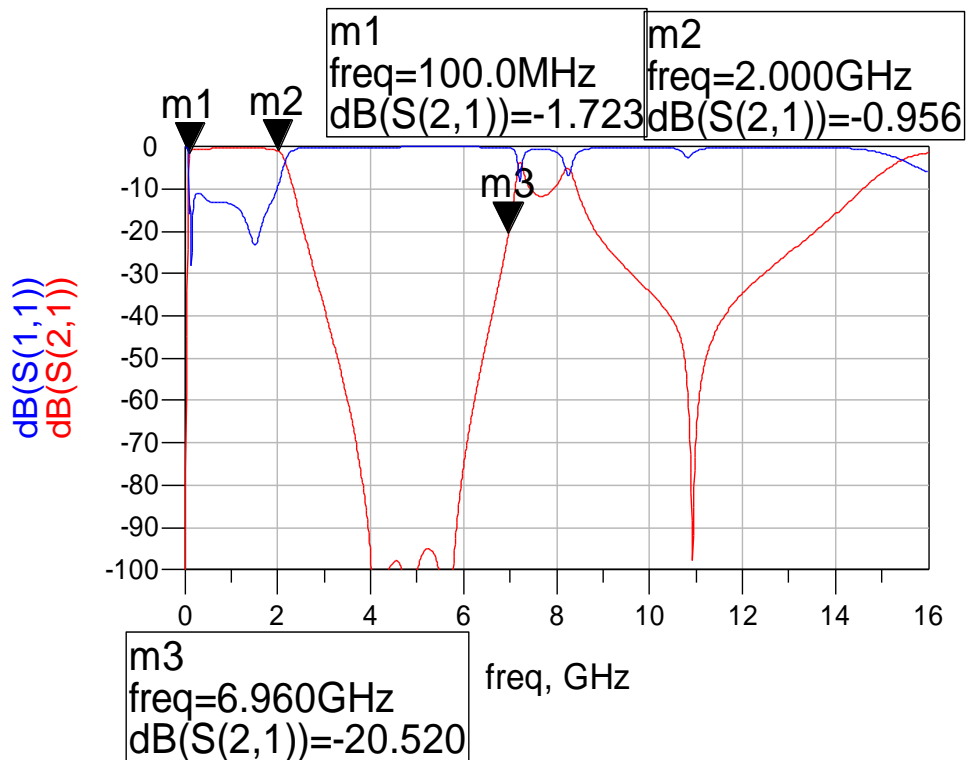
Τοποθετώντας σε σειρά τα δυο φίλτρα που σχεδιάσαμε προκύπτει το παρακάτω microstrip κύκλωμα



εικόνα 4.2.3.1 microstrip BPF 0.1-2 GHz



εικόνα 4.2.3.2 microstrip layout



Εικόνα 4.2.3.3

Το παραπάνω διάγραμμα παρουσιάζει τα αποτελέσματα της εξομοίωσης στο ADS 1.5. Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου 0.1-2 GHz δεν είναι ιδανικά όμως υπερκαλύπτουν τις δοθείσες προδιαγραφές. Επιπρόσθετα οι ανακλάσεις S11 είναι μικρότερες των -10dB στην περιοχή διέλευσης.

Το πρόβλημα που προκύπτει από την παρατήρηση της συμπεριφοράς τις S21 παραμέτρου είναι ότι στις **συχνότητες 6.960 - 8.9 GHz** υπάρχει ένα peak το οποίο ξεπερνά τα -20dB .Οι προδιαγραφές απαιτούν μέχρι τα 12GHz , όπου εκεί είναι και το πάνω όριο λειτουργίας του IFMs , τα peak να μην ξεπερνούν τα -20 dB . Συνεπώς για να μην δημιουργηθεί επιπλοκή θα πρέπει αυτό το peak να κατασταλεί χρησιμοποιώντας το κατάλληλο βαθυπερατό φίλτρο .Η σχεδίαση του κατασταλτικού φίλτρου παρουσιάζεται στην επόμενη υποενότητα .

#### 4.2.4 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΦΙΛΤΡΟΥ ΑΠΟΚΟΠΗΣ

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη ενότητα είναι αναγκαία η σχεδίαση ενός ουσιαστικά βαθυπερατού φίλτρου που θα καταστέλλει όλες τα peak μεγαλύτερα από -20 db έως τα 12 GHz. Συνεπώς ακολουθείται διαδικασία σχεδίασης παρόμοια με τα προαναφερθέντα φίλτρα

Επιλέγεται από το διάγραμμα των *Tchebyscheff* καμπύλων για  $L_{ar} = 0.20$  dB η καμπύλη  $n=7$  λόγω της πιο απότομης cut off συμπεριφοράς σε σχέση με την  $n=5$  .

VALUE OF n	$\epsilon_1$	$\epsilon_2$	$\epsilon_3$	$\epsilon_4$	$\epsilon_5$	$\epsilon_6$	$\epsilon_7$	$\epsilon_8$	$\epsilon_9$	$\epsilon_{10}$	$\epsilon_{11}$
1	0.4342	1.0000									
2	1.0378	0.6745	1.5386								
3	1.2275	1.1525	1.2275	1.0000							
4	1.3028	1.2844	1.9761	0.8468	1.5386						
5	1.3394	1.3370	2.1660	1.3370	1.3394	1.0000					
6	1.3598	1.3632	2.2394	1.4555	2.0974	0.8838	1.5386				
7	1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722	1.0000			
8	1.3804	1.3875	2.2963	1.5217	2.3413	1.4925	2.1349	0.8972	1.5386		
9	1.3860	1.3938	2.3093	1.5340	2.3728	1.5340	2.3093	1.3938	1.3860	1.0000	
10	1.3901	1.3983	2.3181	1.5417	2.3904	1.5536	2.3720	1.5066	2.1514	0.9034	1.5386

εικόνα 4.2.4.1 τιμές στοιχείων για Tchebyscheff φίλτρα με 0.2 dB ripple

$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$	$L_3'$	$C_3'$	$L_4'$
1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722

Θέτοντας στους παρακάτω τύπους τις παραμέτρους και για  $R_0=50 \Omega$  ,  $R_0'=1$   $\omega_1 = 2\pi f$  ,  $\omega_1'=1$  και  $f=3$  GHz

$$L = \left( \frac{R_0}{R_0'} \right) \left( \frac{\omega_1'}{\omega_1} \right) L'$$

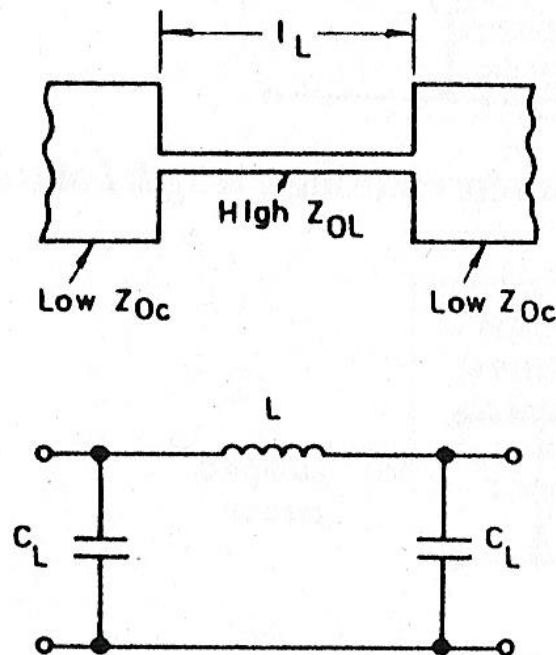
$$C = \left( \frac{R_0'}{R_0} \right) \left( \frac{\omega_1'}{\omega_1} \right) C'$$

υπολογίζονται τα παρακάτω αποτελέσματα

L <sub>1</sub>	C <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	C <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	C <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>
3.6 nH	1.46 pF	6 nH	1.6 pF	6 nH	1.46 pF	3.6 nH

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο στη συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν lumped elements για τη σύνθεση των φίλτρων. Συνεπώς θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν αποκλειστικά microstrip στοιχεία. Αναλύοντας τη μικροταινία ως γραμμή μεταφοράς διαπιστώνεται ότι μεταβάλλοντας τις διαστάσεις της, εισάγονται στοιχεία επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία.

⇒ Δημιουργία microstrip επαγωγικού στοιχείου



εικόνα 4.2.4.2 microstrip επαγωγικό στοιχείο

Το μήκος που εισάγει την κύρια επαγωγή υπολογίζεται:

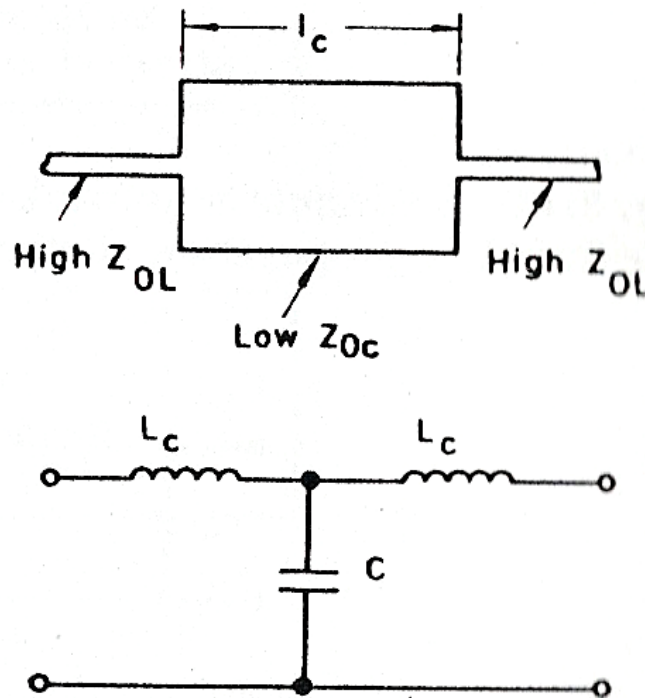
$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega L}{Z_{0L}} \right)$$

οι παρασιτικές χωρητικότητες  $C_L$  που εισάγονται

$$C_L = \frac{l_L}{2f \cdot Z_{0L} \lambda_{gL}}$$

ενώ για μικρά μήκη  $l_L \cong \frac{f \lambda_{gL} L}{Z_{0L}}$

⇒ Δημιουργία microstrip χωρητικού στοιχείου



εικόνα 4.2.4.3 microstrip χωρητικό στοιχείο

Το μήκος που εισάγει την κύρια χωρητικότητα υπολογίζεται:

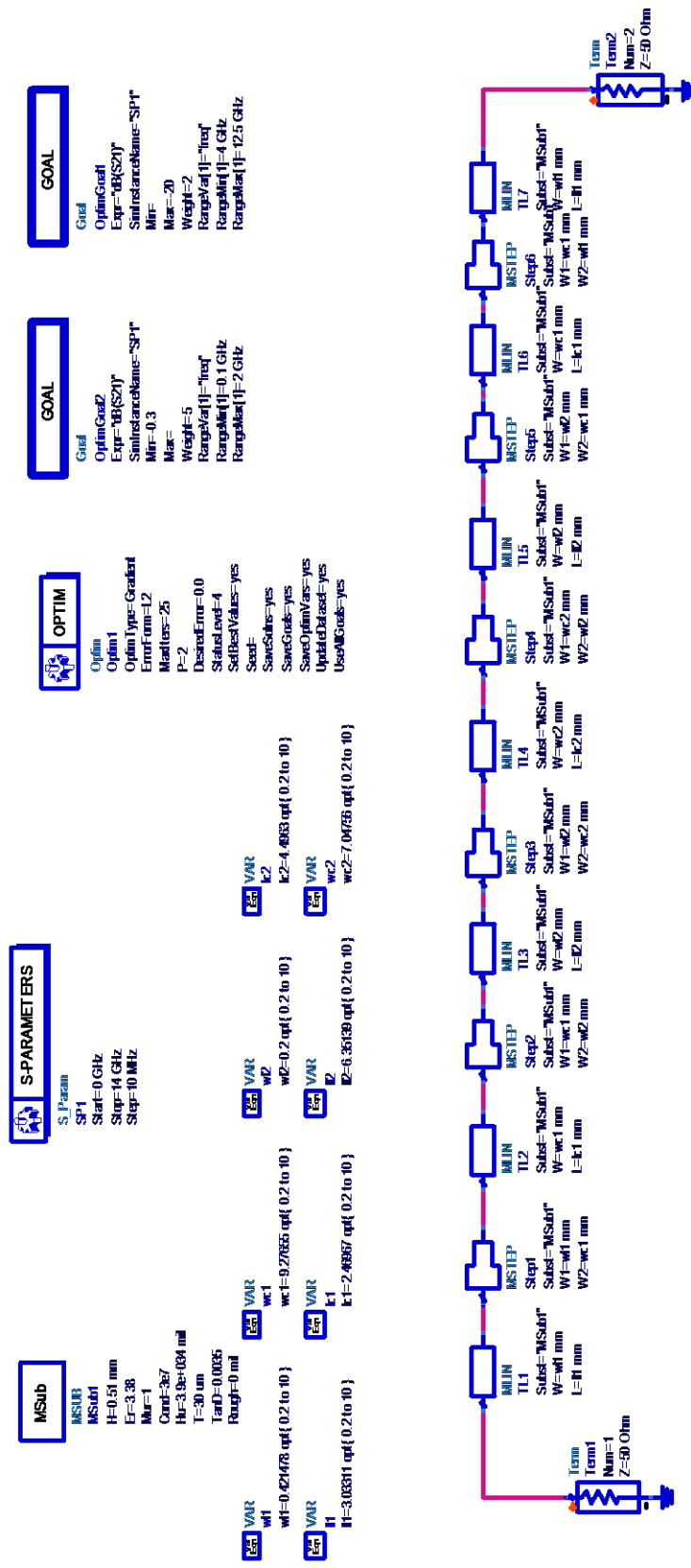
$$l_C = \frac{\lambda_{gc}}{2\pi} \sin^{-1}(\omega C Z_{oc})$$

οι παρασιτικές επαγωγές  $L_C$  που εισάγονται

$$L_C = \frac{l_C Z_{0C}}{2f \cdot \lambda_{gC}}$$

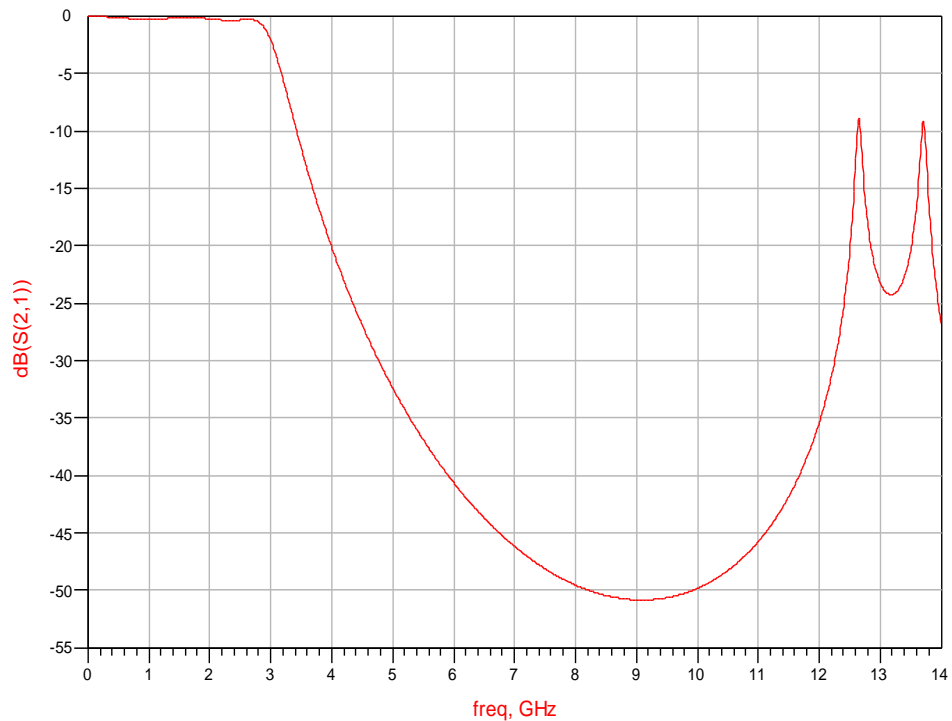
ενώ για μικρά μήκη  $L_C \cong f \lambda_{gC} Z_{oc} C$

Αναγκαίο είναι να σημειωθεί ότι οι τιμές εμπεδήσεων  $Z_{0L}$  και  $Z_{0C}$  που χρησιμοποιήθηκαν είναι 90 Ω και 25 Ω αντίστοιχα. Παράλληλα μέσω αυτών των τιμών χρησιμοποιώντας τις καμπύλες υλοποίησης microstrip που παρουσιάστηκαν στο 2° κεφάλαιο υπολογίστηκαν η  $e_{eff}$ , η  $\lambda_g$  και το πλάτος  $W$  κάθε γραμμής, επαγωγικής και χωρητικής. Με αυτόν τον τρόπο προσδιορίστηκαν οι διαστάσεις  $w$  και  $l$  των microstrip επαγωγικών και χωρητικών στοιχείων.



εικόνα 4.2.4.4

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται το microstrip κύκλωμα όπως σχεδιάστηκε στο ADS 1.5 .Αρχικά εισάχθηκαν τα θεωρητικά στοιχεία  $w,l$  και χρησιμοποιώντας την λειτουργία **optimization** τελειοποιήθηκε το κύκλωμα . Ως τιμές των μεταβλητών τοποθετήθηκαν οι θεωρητικά υπολογιζόμενες , και το εύρος σε mm που μπορούν να κινηθούν . Παράλληλα τοποθετήθηκαν και δυο **Goals** όπως φαίνεται στο σχήμα , το πρώτο καθορίζει το dB ripple στη περιοχή διέλευσης να είναι μικρότερο των 0.3 dB ενώ το δεύτερο θέτει την εξασθένηση μεγαλύτερη από 20 dB από 4GHz έως 12 GHz .Η διαδικασία βελτιστοποίησης επιτεύχθηκε με gradient ανάλυση .



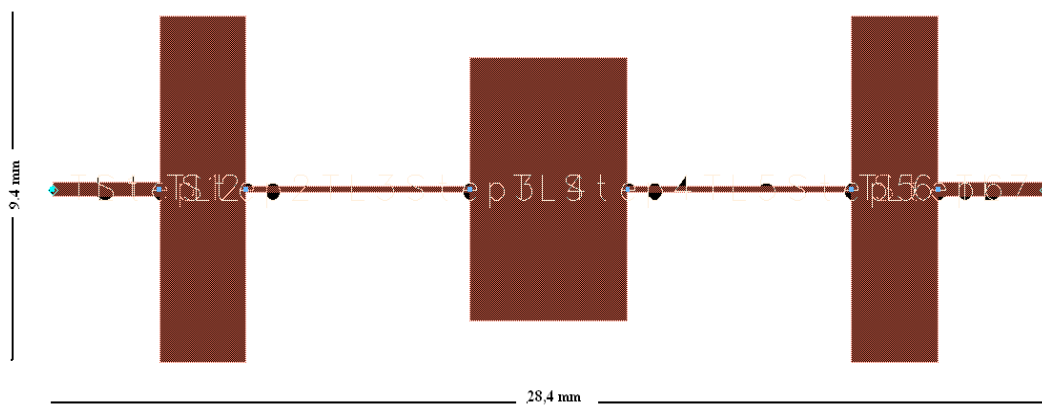
εικόνα 4.2.4.5 προσομοίωση κατασταλτικού φίλτρου

Από την παραπάνω γραφική αναπαράσταση του  $S_{21}$  διαφαίνεται ότι το φίλτρο λειτουργεί κατασταλτικά στην περιοχή συχνοτήτων 6.5-9 GHz εισάγοντας εξασθένηση μεγαλύτερη από 45 dB .



Οι διαστάσεις των microstrip στοιχείων που σχεδιάστηκαν εμφανίζονται στον πίνακα

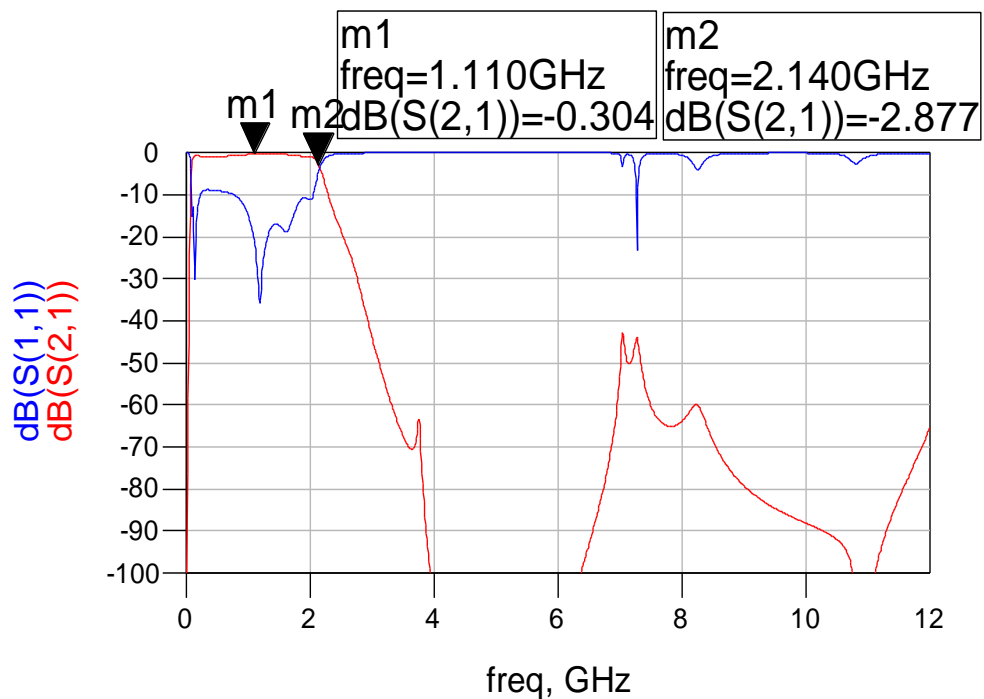
Στοιχείο microstrip	Πλάτος γραμμής w	Μήκος γραμμής l
Επαγωγικό 1	0.4 mm	3 mm
Χωρητικό 1	9.2 mm	2.4 mm
Επαγωγικό 2	0.2 mm	6.4 mm
Χωρητικό 2	7 mm	4.5 mm
Επαγωγικό 3	0.2 mm	6.4 mm
Χωρητικό 3	9.2 mm	2.4 mm
Επαγωγικό 4	0.4 mm	3 mm



εικόνα 4.2.4.6 layout φίλτρου αποκοπής

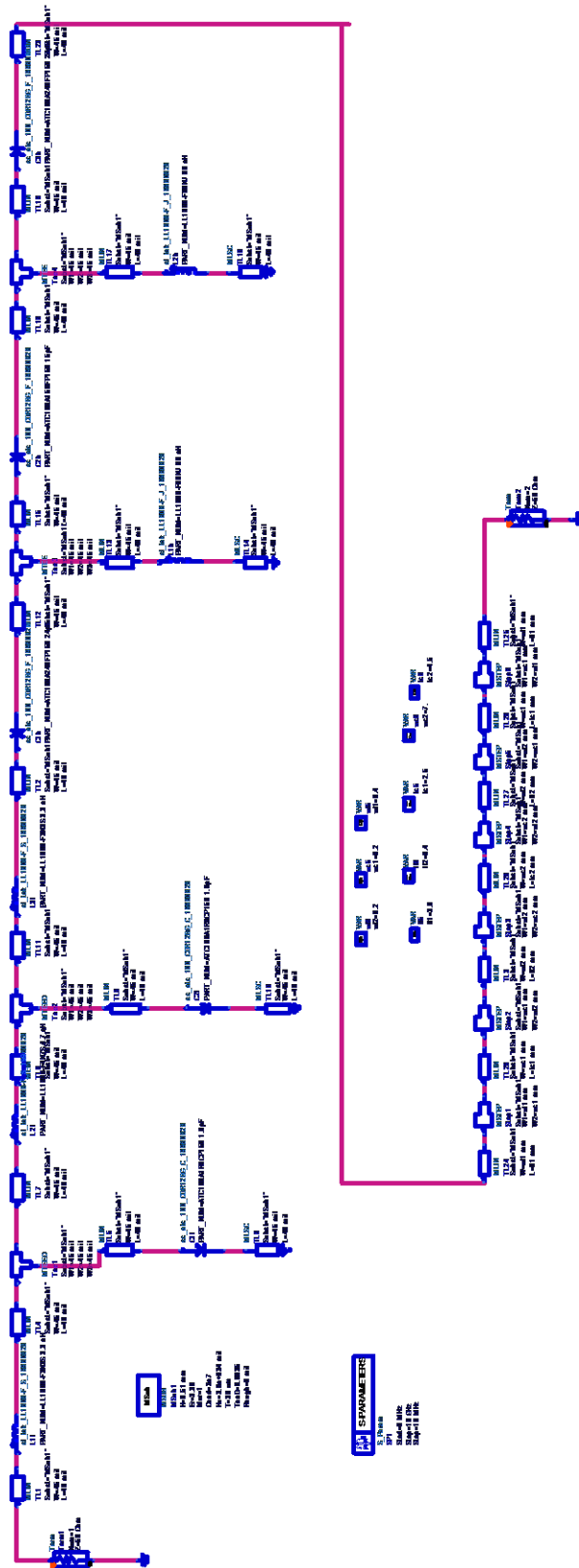
#### 4.2.5 ΒΕΛΤΙΣΤΟ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 0.1-2 GHz

Αφού προσδιορίστηκε το κατασταλτικό φίλτρο θα παρουσιαστεί η συνολική εικόνα της microstrip διάταξης .Η διάταξη τοποθετήθηκε στο ADS 1.5 όπου και έγινε η προσομοίωση καθώς και η βελτιστοποίηση των παραμέτρων . Το αποτέλεσμα τις προσομοίωσης εμφανίζεται στο παρακάτω γράφημα με την μορφή των παραμέτρων S21 και S11

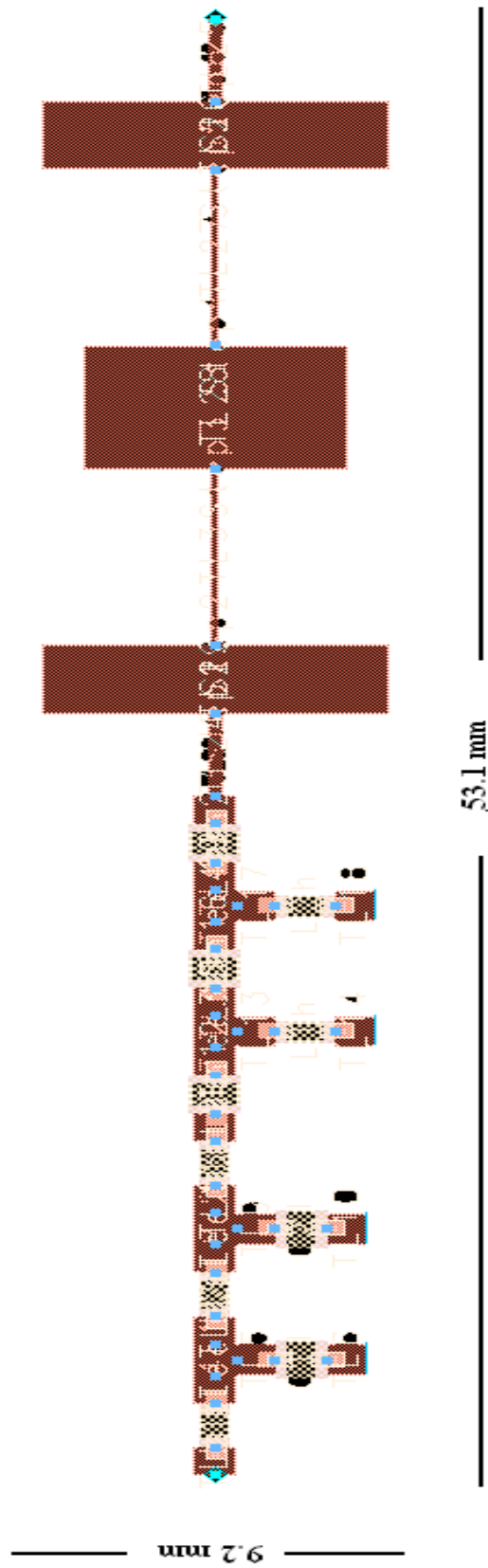


Εικόνα 4.2.5.1

Η S11 παράμετρος είναι μικρότερη από 10 dB στη ζώνη διέλευσης οπότε αποφεύγονται ανεπιθύμητες ανακλάσεις εισόδου .Παράλληλα η cut – off καμπύλη του φίλτρου διατηρείται στα επιθυμητά επίπεδα αποκοπής όπως και το dB ripple στη περιοχή διέλευσης . Τέλος η τοποθέτηση του κατασταλτικού φίλτρου απέδωσε τα κατάλληλα αποτελέσματα αφού το μέγιστο peak είναι στα -42 dB υπερκαλύπτοντας τις δοθείσες προδιαγραφές των -20 dB.



Εικόνα 4.2.5.2



Εικόνα 4.2.5.3

### 4.3 Σχεδίαση Φίλτρου 2-4 GHz

Το μικροκυματικό φίλτρο που σχεδιάστηκε είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο με ζώνη διέλευσης τα 2 GHz – 4 GHz . Το φίλτρο υλοποιήθηκε με την εν σειρά διάταξη ενός βαθυπερατού φίλτρου με συχνότητα αποκοπής 4 GHz και ενός υψιπερατού φίλτρου με συχνότητα αποκοπής τα 2 MHz .Αυτό προτιμήθηκε διότι το εύρος ζώνης ήταν αρκετά μεγάλο για να έχουμε τα επιθυμητά αποτελέσματα σχεδιάζοντας απλά ένα ζωνοπερατό φίλτρο

#### 4.3.1 ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 4 GHz

Η διαδικασία σχεδίασης που ακολουθείται είναι ανάλογη της ανάλυσης των προαναφερθέντων φίλτρων. Αρχικά επιλέγεται από το διάγραμμα των *Tchebyscheff* καμπύλων για  $L_{ar} = 0.20$  dB η καμπύλη  $n=7$  λόγω της πιο απότομης χαρακτηριστικής καμπύλης

VALUE OF n	$\epsilon_1$	$\epsilon_2$	$\epsilon_3$	$\epsilon_4$	$\epsilon_5$	$\epsilon_6$	$\epsilon_7$	$\epsilon_8$	$\epsilon_9$	$\epsilon_{10}$	$\epsilon_{11}$
1	0.4342	1.0000									
2	1.0378	0.6745	1.5386								
3	1.2275	1.1525	1.2275	1.0000							
4	1.3028	1.2844	1.9761	0.8468	1.5386						
5	1.3394	1.3370	2.1660	1.3370	1.3394	1.0000					
6	1.3598	1.3632	2.2394	1.4555	2.0974	0.8838	1.5386				
7	1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722	1.0000			
8	1.3804	1.3875	2.2963	1.5217	2.3413	1.4925	2.1349	0.8972	1.5386		
9	1.3860	1.3938	2.3093	1.5340	2.3728	1.5340	2.3093	1.3938	1.3860	1.0000	
10	1.3901	1.3983	2.3181	1.5417	2.3904	1.5536	2.3720	1.5066	2.1514	0.9034	1.5386

Εικόνα 4.3.1.1 τιμές στοιχείων για Tchebyscheff φίλτρα με 0.2 dB ripple

$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$	$L_3'$	$C_3'$	$L_4'$
1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722

Θέτοντας στους παρακάτω τύπους τις παραμέτρους και για  $R_0=50 \Omega$  ,  $R_0'=1$   $\omega_1 = 2\pi f$  ,  $\omega_1'=1$  και  $f=4$  GHz

$$L = \left( \frac{R_0}{R_0'} \right) \left( \frac{\omega_1'}{\omega_1} \right) L'$$

$$C = \left( \frac{R_0'}{R_0} \right) \left( \frac{\omega_1}{\omega_1'} \right) C'$$

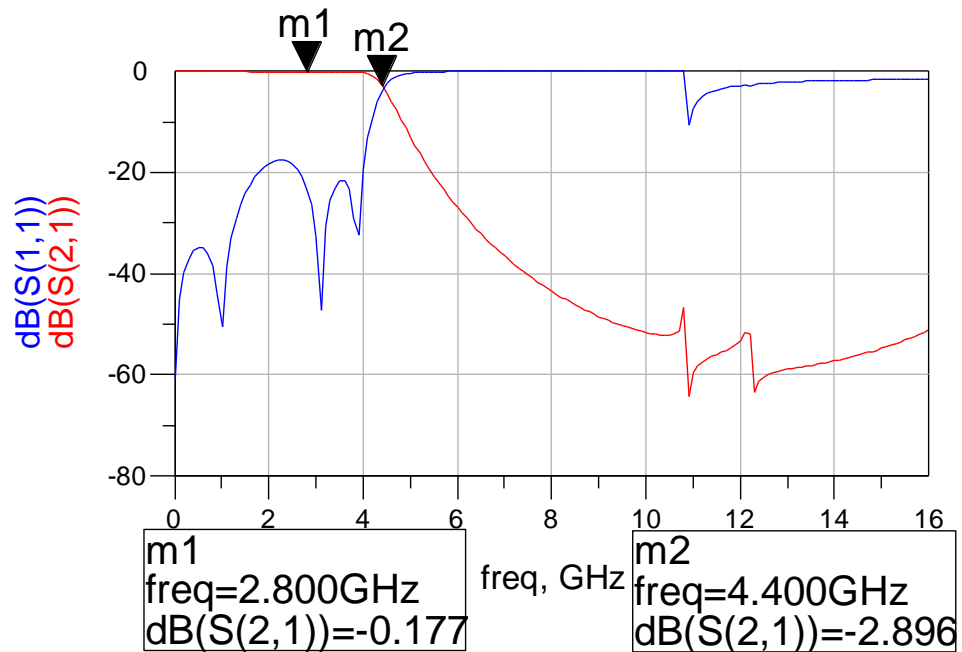
υπολογίζονται τα παρακάτω αποτελέσματα

$L_1$	$C_1$	$L_2$	$C_2$	$L_3$	$C_3$	$L_4$
2.7 nH	1.1 pF	4.5 nH	1.2 pF	4.5 nH	1.1 pF	2.7 nH

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο στη συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν lumped elements για τη σύνθεση των φίλτρων.

Συνεπώς θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν αποκλειστικά microstrip στοιχεία. Η σύνθεση microstrip επαγωγικών και χωρητικών στοιχείων πραγματοποιήθηκε σε προηγούμενη ενότητα (3.1.4 ) και κρίθηκε άσκοπο να επαναληφθεί η περιγραφή της .Συνεπώς θα προχωρήσουμε στην σχεδίαση και εξομοίωση στο ADS 1.5 .





Εικόνα 4.3.1.3

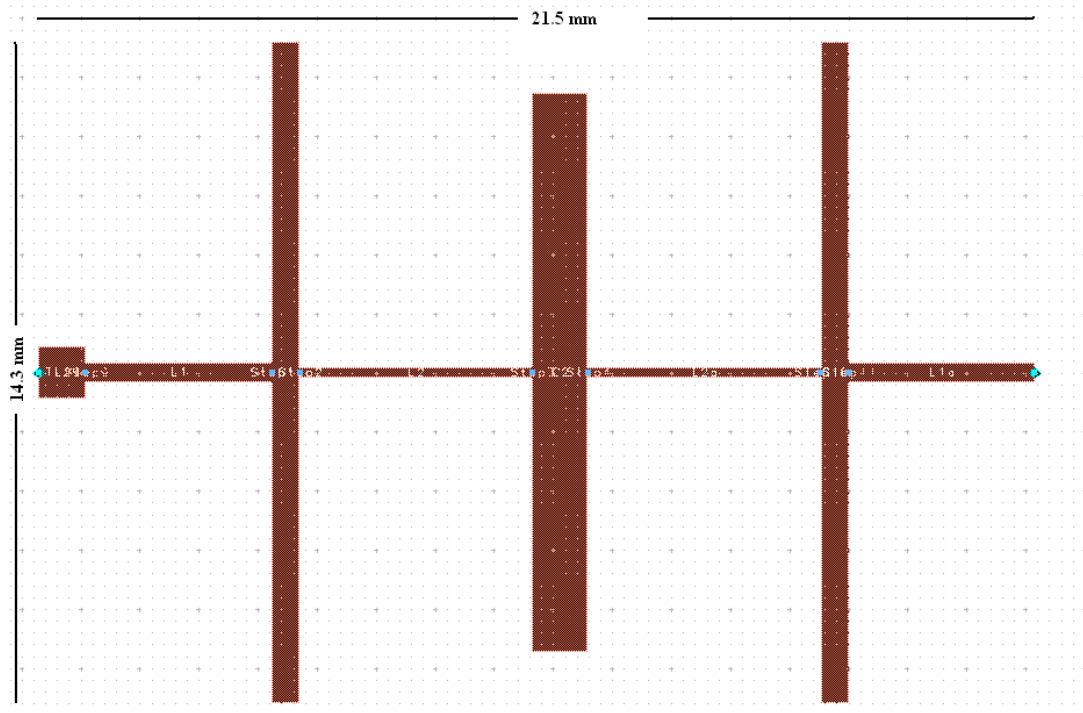
Από την παραπάνω εξομοίωση είναι φανερό ότι οι απαιτήσεις των προδιαγραφών εκπληρώνονται αφού η εξασθένηση στη περιοχή διέλευσης είναι κάτω από 0.2 dB και χαρακτηριστική καμπύλη του φίλτρου έχει την επιθυμητή αποκοπή. Τέλος Η S11 παράμετρος είναι αρκετά μικρότερη από 10 dB στη ζώνη διέλευσης οπότε αποφεύγονται ανεπιθύμητες ανακλάσεις εισόδου

Οι διαστάσεις των microstrip στοιχείων που σχεδιάστηκαν εμφανίζονται στον πίνακα

Στοιχείο microstrip	Πλάτος γραμμής w	Μήκος γραμμής l
Επαγωγικό 1	0.2 mm	3.4 mm
Χωρητικό 1	14.6 mm	0.6 mm
Επαγωγικό 2	0.2 mm	5.4 mm
Χωρητικό 2	13 mm	1 mm
Επαγωγικό 3	0.2 mm	5.4 mm
Χωρητικό 3	14.6 mm	0.6 mm
Επαγωγικό 4	0.2 mm	3.4 mm

Πίνακας 4.3.1.4





Εικόνα 4.3.1.5 microstrip layout

### 4.3.2 ΥΨΙΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ 2 GHz

#### ➤ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ

Η θεωρητική ανάλυση που πραγματοποιήθηκε για την σχεδίαση του υψιπερατού φίλτρου 2 GHz είναι ανάλογη της ανάλυσης που προηγήθηκε για την σχεδίαση του βαθυπερατού φίλτρου 2GHz. Αρχικά επιλέγεται ένα low pass prototype το οποίο καλύπτει τις δοθείσες προδιαγραφές . Παρατηρώντας τις cut off καμπύλες για  $L_{Ar}=0.20$  dB κρίνεται ιδανική η καμπύλη  $n=5$ .

$L_1'$	$C_1'$	$L_2'$	$C_2'$	$L_3'$
1.3394	1.3370	2.166	1.3370	1.3394

Τώρα έχοντας προσδιορίσει τις LP παραμέτρους, μέσω των παρακάτω τύπων μετασχηματίζεται το ιδανικό βαθυπερατό σε ιδανικό υψιπερατό φίλτρο

$$C = \left( \frac{R_0'}{R_0} \right) \left( \frac{1}{\omega_1 \omega_1' L'} \right)$$

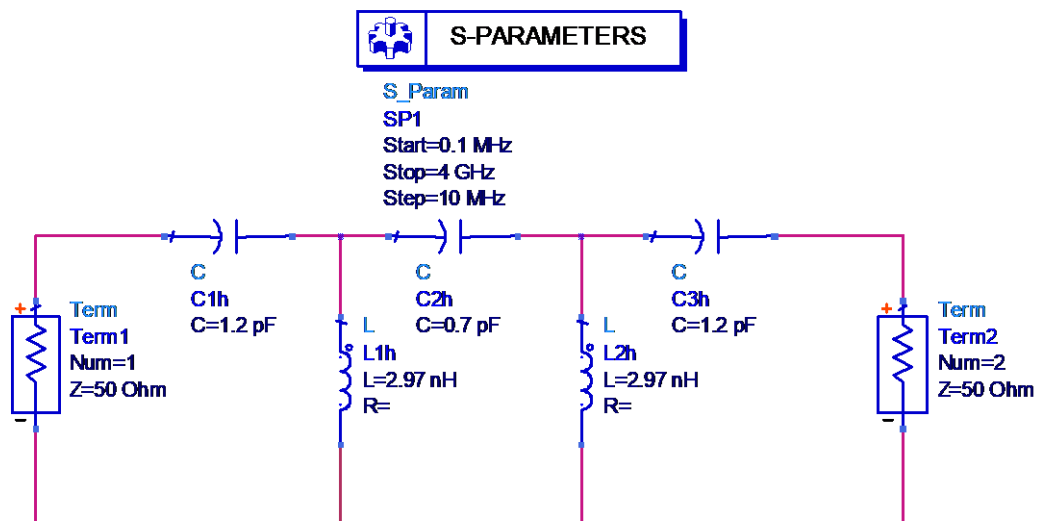
$$L = \left( \frac{R_0}{R_0'} \right) \left( \frac{1}{\omega_1 \omega_1' C'} \right)$$

όπου  $R_0=50 \Omega$ ,  $R_0'=1$ ,  $\omega_1 = 2\pi f$ ,  $\omega_1'=1$  και  $f = 2 \text{ GHz}$

Υπολογίζονται τα παρακάτω αποτελέσματα

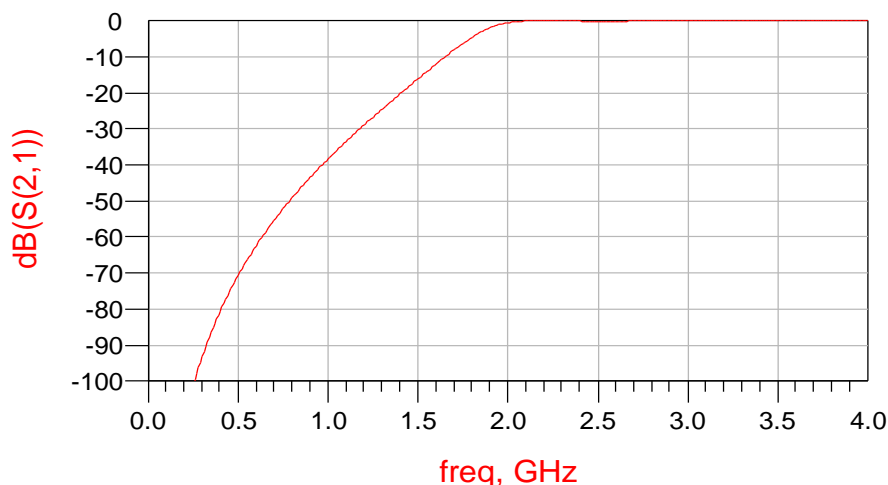
$C_1$	$L_1$	$C_2$	$L_2$	$C_3$
1.2 pF	2.97 nH	0.7 pF	2.97 nH	1.2 pF

### ➤ ΙΔΑΝΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ



εικόνα 4.3.2.1 ιδανικό υψιπερατό φίλτρο 2 GHz

Το παραπάνω κύκλωμα προσομοιώθηκε με τα ιδανικά lumped elements με τις τιμές που υπολογίστηκαν παραπάνω . Έγινε ανάλυση S παραμέτρων και κυρίως παρουσιάζεται η παράμετρος  $S_{21}$ . Όπως ήταν αναμενόμενο τα αποτελέσματα ήταν ιδανικά .

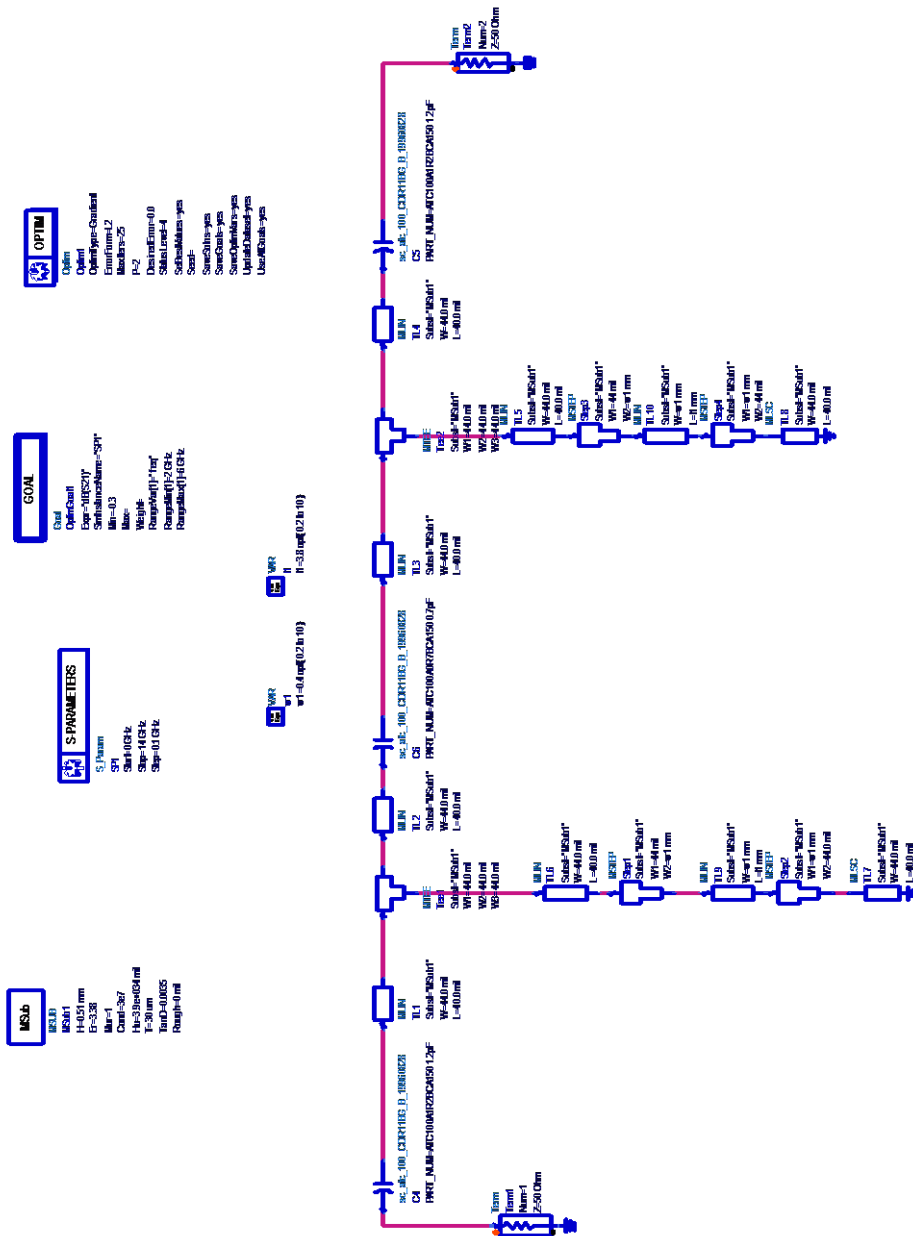


εικόνα 4.3.2.2

## ➤ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ

Το πραγματικό κύκλωμα σχεδιάστηκε χρησιμοποιώντας microstrip τεχνολογία με lumped elements .Πιο συγκεκριμένα παρατηρώντας το ιδανικό κύκλωμα φαίνεται ότι θα πρέπει να τοποθετηθούν τρία χωρητικά στοιχεία σε σειρά και δύο επαγωγικά στοιχεία παράλληλα .Ως προς τα χωρητικά στοιχεία θα τοποθετηθούν lumped elements πυκνωτές αφού μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε υψηλές συχνότητες . Όπως φαίνεται και στο σχήμα οι πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν είναι της ATC .

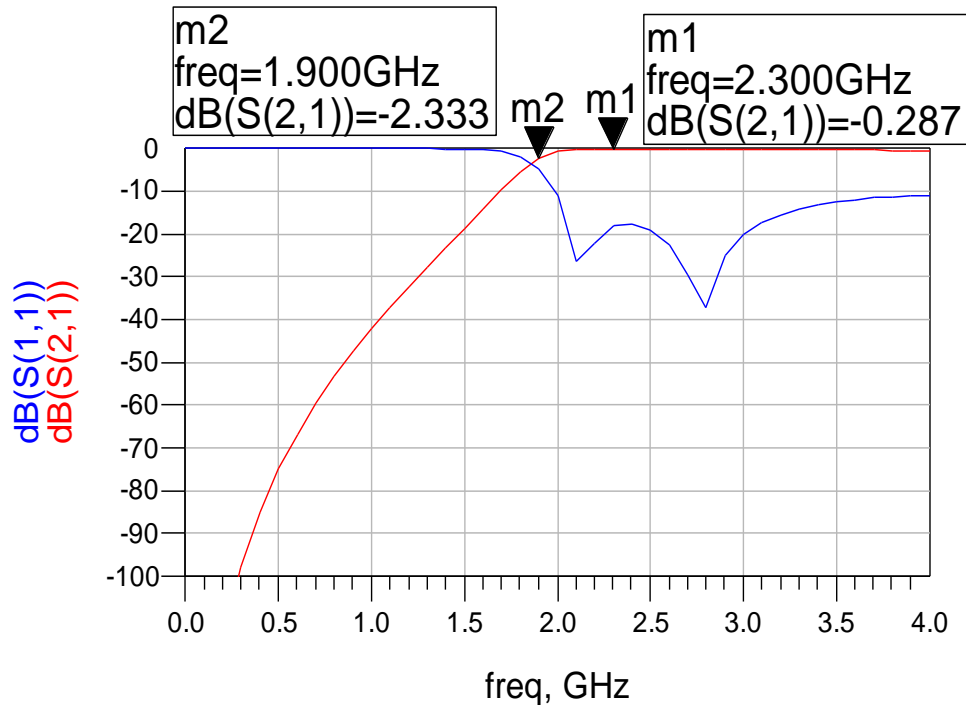
Αντίθετα με τους πυκνωτές , τα πηνία δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε υψηλές συχνότητες αφού σε αυτή την περιοχή ουσιαστικά δεν μπορούν να λειτουργήσουν . Συνεπώς θα καταφύγουμε στην λύση των microstrip επαγωγικών στοιχείων σε παράλληλη συνδεσμολογία με την υπόλοιπη αλυσίδα . Η σύνθεση των επαγωγικών στοιχείων αναπτύχθηκε σε προηγούμενη παράγραφο οπότε θα παρουσιαστεί απευθείας η σχεδίαση στο ADS .1.5 .



εικόνα 4.3.2.3

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται το microstrip κύκλωμα όπως σχεδιάστηκε στο ADS 1.5 .. Ως τιμές των μεταβλητών διαστάσεων της μικροταινίας τοποθετήθηκαν οι θεωρητικά υπολογιζόμενες , και το εύρος σε mm που μπορούν να κινηθούν . Παράλληλα τοποθετήθηκε ένα **Goal** όπως φαίνεται στο σχήμα οποίο καθορίζει το dB ripple στη περιοχή διέλευσης να είναι μικρότερο των 0.3 dB Η διαδικασία βελτιστοποίησης (**optimization**) επιτεύχθηκε με gradient ανάλυση.

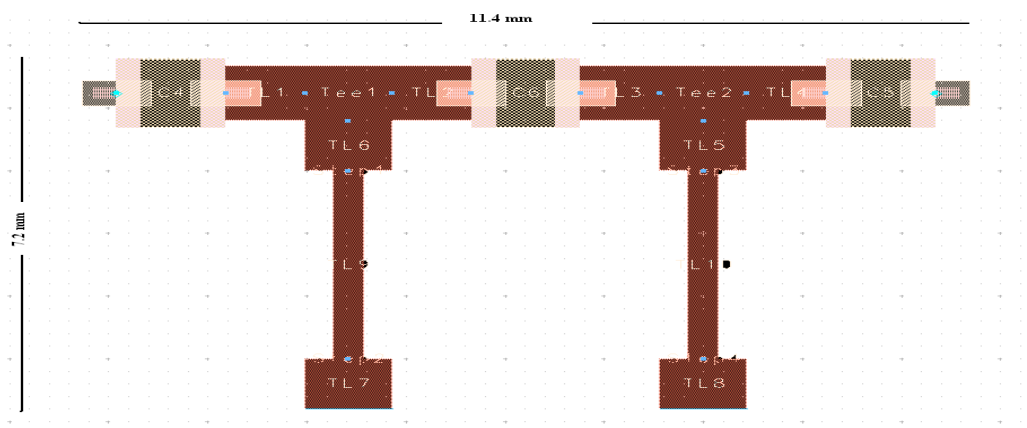
Το παραπάνω κύκλωμα ορίζεται ως **υβριδικό** αφού αποτελείται από *lumped* και *microstrip* στοιχεία .



Εικόνα 4.3.2.4

Στην παραπάνω προσομοίωση παρουσιάζονται οι παράμετροι S11 και S21 . Η καμπύλη S21 χαρακτηρίζεται από την αρκετά καλή αποκοπή της και ταυτόχρονα από την πολύ χαμηλή (<0.3 dB) εξασθένιση στην περιοχή διέλευσης . Τέλος ως προς τη παράμετρο S11 βλέπουμε ότι οι ανακλάσεις στην περιοχή διέλευσης είναι μικρότερες από το όριο των -10dB .

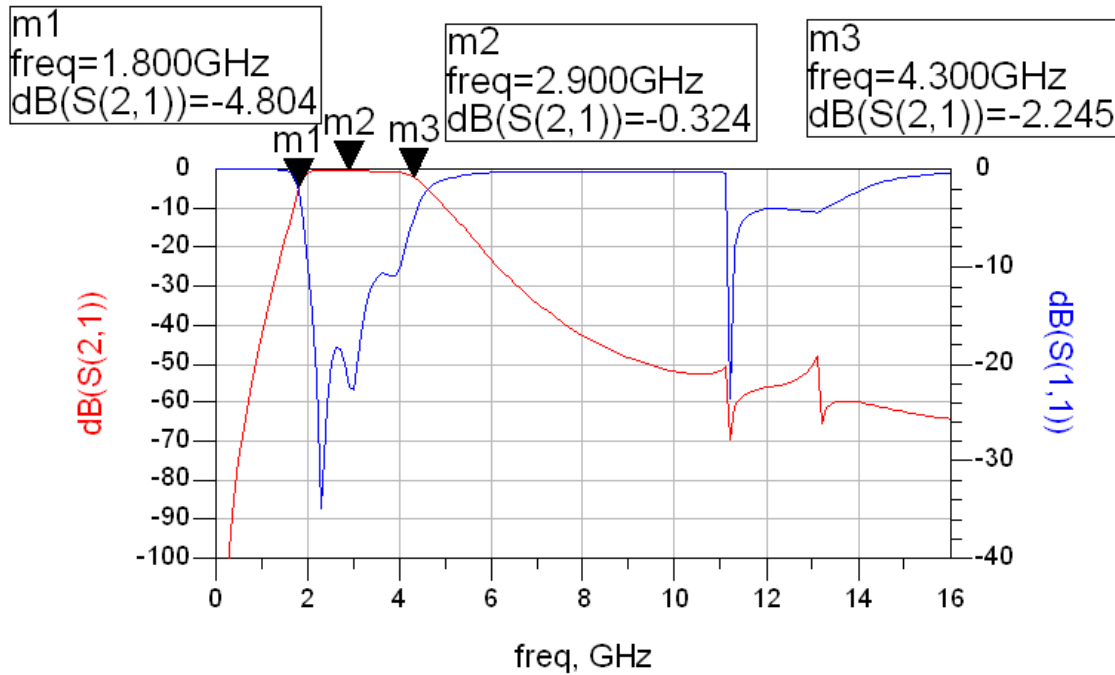
Επίσης πρέπει να σημειωθεί ότι το substrate που χρησιμοποιήθηκε είναι το R04003 και οι μικροταινίες είναι κανονικοποιημένες στα 50 Ω με διαστάσεις  $w=44$  mil και  $l=40$  mil . Οι μικροταινίες που χρησιμοποιήθηκαν ως επαγωγικά στοιχεία έχουν διαστάσεις  $w=0.4$  mm και  $l=3.8$  mm .



εικόνα 4.3.2.5 microstrip layout

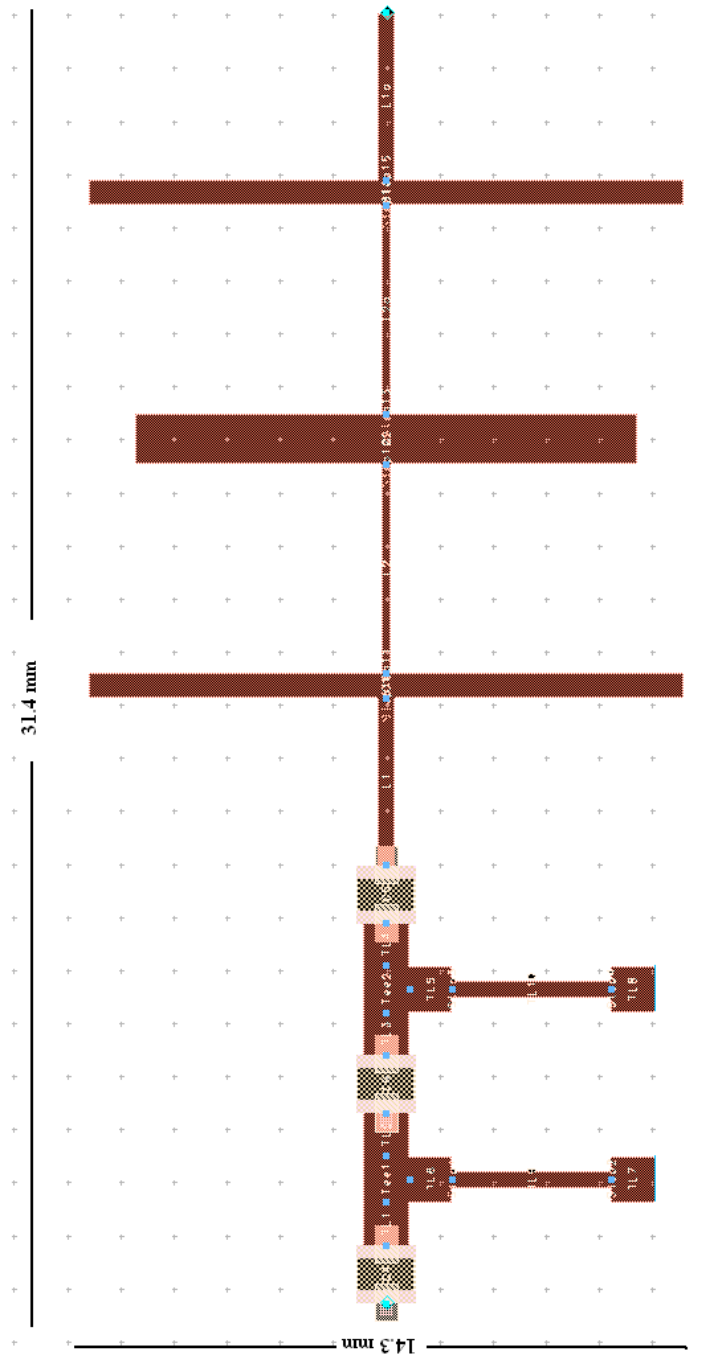
### 4.3.3 Ζωνοπερατο φίλτρο 2-4 GHz

Τοποθετώντας σε σειρά τα δυο φίλτρα που σχεδιάσαμε στο ADS 1.5 εμφανίζονται τα παρακάτω αποτελέσματα . Παράλληλα τοποθετήθηκαν και δυο **Goals** όπου το πρώτο καθορίζει το dB ripple στη περιοχή διέλευσης να είναι μικρότερο των 0.5 dB ενώ το δεύτερο καθορίζει τη σωστή κλίση της καμπύλης αποκοπής . Η διαδικασία βελτιστοποίησης επιτεύχθηκε με gradient ανάλυση



εικόνα 4.3.3.1

Από την παραπάνω εξομοίωση είναι φανερό ότι οι απαιτήσεις των προδιαγραφών εκπληρώνονται αφού η εξασθένιση στη περιοχή διέλευσης είναι κάτω από 0.5 dB και η χαρακτηριστική καμπύλη του φίλτρου έχει την επιθυμητή αποκοπή στις συχνότητες 2 GHz και 4 GHz . Τέλος η S11 παράμετρος είναι μικρότερη από -10 dB στη ζώνη διέλευσης οπότε αποφεύγονται ανεπιθύμητες ανακλάσεις εισόδου



εικόνα 4.3.3.2  
microstrip layout





# 5

## Σχεδίαση ενισχυτικής διάταξης – Προσαρμογή

### 5.1 Εισαγωγή

Έχοντας αναλύσει τη σχεδίαση των μικροκυματικών φίλτρων , θα παρουσιαστεί στο κεφάλαιο αυτό η σύνθεση των ενισχυτικών διατάξεων . Σχεδιάστηκαν δυο ενισχυτικές διατάξεις , η πρώτη ενισχύει σήματα με συχνοτικό περιεχόμενο 0.1-2GHz ενώ η δεύτερη ενισχύει σήματα 2-4 GHz . Βασικά δομικά στοιχεία των ενισχυτικών βαθμίδων αποτελούν οι ενισχυτές **ERA-2** της Mini-Circuits και **MGA – 86576** της Agilent Technologies . Οι δυο ενισχυτές είναι ενισχυτές χαμηλού θορύβου LNA με σχετικά σταθερό κέρδος στην επιθυμητή περιοχή συχνοτήτων . Στο τέλος του κεφαλαίου επισυνάπτονται και τα φύλλα προδιαγραφών των ενισχυτών

Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου είναι ένα από τα πλέον σημαντικά και κρίσιμα τμήματα ενός τηλεπικοινωνιακού πομποδέκτη. Είναι το πρώτο ενεργό κύκλωμα του δέκτη μετά την κεραία και το φίλτρο. Σχεδιάζεται έτσι ώστε να μπορεί να ενισχύει ασθενή RF σήματα λήψης, τα οποία θα οδηγηθούν τελικά στον πομποδέκτη για κάτω μετατροπή και αποδιαμόρφωση. Λόγω της θέσης του αυτής στο σύστημα, η επίδοση του καθορίζει σε μεγάλο βαθμό το συντελεστή θορύβου (Noise Figure) και το λόγο στασίμων κυμάτων (VSWR) ολόκληρου του δέκτη. Έτσι ένας LNA πρέπει να έχει χαμηλό συντελεστή θορύβου, υψηλό κέρδος, καλή γραμμικότητα και όσο το δυνατό καλύτερη προσαρμογή εισόδου.

Ο LNA απαιτείται να έχει μεγάλη δυναμική περιοχή έτσι ώστε να μπορεί να επεξεργασθεί οιασδήποτε στάθμης σήμα φτάσει στην είσοδο του. Επιπλέον, θα πρέπει να παρουσιάζει υψηλή γραμμικότητα, ώστε να ελαχιστοποιεί τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (IM) στην έξοδό του, ιδιαίτερα στην περίπτωση ισχυρών σημάτων εισόδου.

Επιπρόσθετα το δεύτερο τμήμα του κεφαλαίου καλύπτει την προσαρμογή των ενισχυτικών διατάξεων με σκοπό την ελαχιστοποίηση των ανακλάσεων. Τέλος για λόγους πληρότητας έγινε και μια αναφορά στη θεωρία προσαρμογής γραμμών μεταφοράς

## 5.2 Ενισχυτική διάταξη

### 5.2.1 ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ 0.1-2 GHz

Βασικό δομικό στοιχείο της ενισχυτικής διάταξης 0.1 – 2 GHz είναι ο monolithic ενισχυτής ERA – 2 από την Mini-Circuits. Τα βασικά του χαρακτηριστικά είναι

- ⇒ Συχνότητα λειτουργίας από DC μέχρι 6 GHz.
- ⇒ Κέρδος 16.2 dB (100 MHz) 15.2 dB (2 GHz)
- ⇒ Ελαχιστο κέρδος 13 dB
- ⇒ Ισχύς εξόδου στο 1dB Compression Point 13 dBm.
- ⇒ Δείκτης Θορύβου 4 dB
- ⇒ Τυπική τιμή λόγου στάσιμων κυμάτων (VSWR) 1.3 είσοδο και 1.2 έξοδο.
- ⇒ Τάση τροφοδοσίας 3.4 V και ρεύμα 40 mA.

Οι προδιαγραφές που δίνονται για την σύνθεση της ενισχυτικής βαθμίδας απαιτούν ελάχιστο κέρδος μεγαλύτερο από 35 dB σε όλη την περιοχή των συχνοτήτων λειτουργίας καθώς και Noise Figure μικρότερο από 4.5 dB. Για να επιτευχθούν οι παραπάνω απαιτήσεις σχεδιάστηκε η παρακάτω διάταξη.



εικόνα 5.2.1.1 ενισχυτική διάταξη 0.1-2 GHz

Όπως φαίνεται και στο σχήμα η ενισχυτική βαθμίδα αποτελείται από τρεις ενισχυτές ERA – 2 συνδεδεμένους σε σειρά . Το συνολικό ελάχιστο κέρδος υπολογίζεται από τον τύπο:

$$G_{ολ\ min} = G_{1\ min} G_{2\ min} G_{3\ min}$$

οπότε το ελάχιστο κέρδος υπολογίζεται  $G_{ολ\ min} = 39\ dB$

όσο για το noise figure ισχύει

$$F_{\max} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

όπου  $F_n$  το noise figure κάθε ενισχυτή και  $F_{\max}$  το noise figure της αλυσίδας . οπότε έχω  **$F_{\max}=4,13\ dB$**

Συνεπώς όπως φαίνεται από τα παραπάνω αποτελέσματα η διάταξη των τριών ERA-2 σε σειρά καλύπτει επαρκώς τις δοθείσες προδιαγραφές

### ➤ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΣΤΟ ADS

Αφού επιλέχθηκε ο τύπος του ενισχυτή αναγκαία είναι η προσομοίωση του στο ADS 1.5 . για να μελετηθεί διεξοδικά . Ο ενισχυτής ERA-2 δεν υπάρχει στην πρότυπη βιβλιοθήκη S παραμέτρων του ADS 1.5 (S parameter library ) οπότε θα πρέπει να αναζητηθεί άλλος τρόπος προσομοίωσης .

Στο δικτυακό τόπο της MiniCircuits (<http://www.minicircuits.com>) αναζητήθηκαν οι S - parameters του ERA-2 που παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα :

## ERA 2 S parameters

FREQ MHz	S11			S21			S12			S22			K
	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
100.00	-26.41	0.05	126.22	16.50	6.68	176.90	-19.34	0.11	-1.79	-34.32	0.02	178.60	1.05
200.00	-26.67	0.05	131.48	16.49	6.68	173.51	-19.25	0.11	-3.25	-35.21	0.02	118.84	1.05
300.00	-25.83	0.05	121.87	16.39	6.60	169.95	-19.07	0.11	0.65	-32.52	0.02	179.43	1.05
400.00	-23.67	0.07	115.39	16.39	6.60	166.64	-18.96	0.11	-1.58	-35.04	0.02	-178.23	1.04
500.00	-22.89	0.07	100.11	16.33	6.55	163.21	-19.17	0.11	-2.14	-35.82	0.02	179.73	1.05
600.00	-21.40	0.09	102.28	16.28	6.52	160.01	-19.21	0.11	-1.97	-34.83	0.02	-178.66	1.05
700.00	-20.46	0.09	96.36	16.17	6.43	157.08	-18.91	0.11	-1.47	-33.93	0.02	176.53	1.04
800.00	-19.44	0.11	92.07	16.15	6.42	154.02	-19.12	0.11	-2.29	-32.37	0.02	174.16	1.05
900.00	-18.80	0.11	88.45	16.05	6.35	150.86	-19.14	0.11	-3.14	-32.28	0.02	169.86	1.06
1000.00	-18.19	0.12	85.64	16.01	6.32	147.94	-19.14	0.11	-3.49	-31.90	0.03	171.37	1.06
1200.00	-17.27	0.14	78.18	15.79	6.16	141.79	-19.00	0.11	-4.49	-30.42	0.03	169.26	1.06
1400.00	-16.35	0.15	73.43	15.66	6.07	136.04	-19.08	0.11	-4.62	-29.37	0.03	161.50	1.06
1600.00	-15.68	0.16	69.33	15.52	5.97	130.34	-19.13	0.11	-4.86	-27.94	0.04	156.10	1.07
1800.00	-15.27	0.17	65.08	15.29	5.81	124.70	-19.20	0.11	-5.67	-26.57	0.05	147.47	1.08
2000.00	-15.15	0.17	60.21	15.08	5.68	119.38	-19.24	0.11	-5.67	-25.15	0.06	145.51	1.09
2200.00	-15.07	0.18	56.16	14.91	5.57	113.70	-19.24	0.11	-7.01	-24.14	0.06	141.70	1.10
2400.00	-14.80	0.18	51.70	14.73	5.45	108.62	-19.18	0.11	-7.52	-23.05	0.07	136.50	1.10
2600.00	-14.75	0.18	48.66	14.50	5.31	103.30	-19.29	0.11	-7.59	-21.54	0.08	132.52	1.12
2800.00	-15.06	0.18	44.66	14.27	5.17	98.16	-19.23	0.11	-8.64	-20.70	0.09	127.80	1.13
3000.00	-15.22	0.17	42.15	14.11	5.08	92.82	-19.16	0.11	-8.95	-19.90	0.10	123.93	1.14
3200.00	-15.33	0.17	39.62	13.91	4.96	88.05	-19.18	0.11	-9.91	-18.93	0.11	120.61	1.15
3400.00	-15.50	0.17	37.02	13.66	4.82	83.66	-19.26	0.11	-9.12	-17.89	0.13	116.68	1.17
3600.00	-15.61	0.17	35.00	13.45	4.70	78.52	-19.22	0.11	-10.06	-16.88	0.14	116.50	1.18
3800.00	-15.82	0.16	35.19	13.23	4.59	73.77	-19.46	0.11	-11.68	-16.03	0.16	115.54	1.22
4000.00	-16.33	0.15	33.04	12.98	4.46	68.80	-19.44	0.11	-12.37	-15.07	0.18	115.01	1.23
4500.00	-16.10	0.16	32.95	12.34	4.14	58.01	-19.50	0.11	-13.47	-13.64	0.21	110.34	1.29
5000.00	-15.57	0.17	32.80	11.67	3.83	48.74	-19.79	0.10	-17.00	-12.31	0.24	108.45	1.38
5500.00	-15.11	0.18	25.55	11.18	3.62	40.11	-20.21	0.10	-18.58	-11.91	0.25	108.23	1.48
6000.00	-15.32	0.17	12.25	11.01	3.55	33.16	-20.62	0.09	-19.17	-12.61	0.23	109.15	1.56
6500.00	-16.71	0.15	-8.57	11.27	3.66	24.18	-21.09	0.09	-17.25	-13.10	0.22	116.20	1.61
7000.00	-19.98	0.10	-49.90	11.62	3.81	13.07	-21.17	0.09	-15.18	-13.20	0.22	123.91	1.58
7500.00	-23.12	0.07	-114.73	11.72	3.85	-0.43	-20.49	0.09	-14.27	-12.11	0.25	124.05	1.45
8000.00	-19.17	0.11	-164.35	11.91	3.94	-13.80	-20.42	0.10	-16.51	-11.15	0.28	114.62	1.37

Για να γίνει η προσομοίωση στο ADS χρειάζεται μεσώ των S parameters να δημιουργηθεί ένα **touchstone** αρχείο .Το touchstone αρχείο σε μορφή txt εμφανίζεται παρακάτω .

```
# MHz S DB R 50

100.00 -26.41 126.22 16.50 176.90 -19.34 -1.79 -34.32 178.60
200.00 -26.67 131.48 16.49 173.51 -19.25 -3.25 -35.21 118.84
300.00 -25.83 121.87 16.39 169.95 -19.07 0.65 -32.52 179.43
400.00 -23.67 115.39 16.39 166.64 -18.96 -1.58 -35.04 -178.23
500.00 -22.89 100.11 16.33 163.21 -19.17 -2.14 -35.82 179.73
600.00 -21.40 102.28 16.28 160.01 -19.21 -1.97 -34.83 -178.66
700.00 -20.46 96.36 16.17 157.08 -18.91 -1.47 -33.93 176.53
800.00 -19.44 92.07 16.15 154.02 -19.12 -2.29 -32.37 174.16
900.00 -18.80 88.45 16.05 150.86 -19.14 -3.14 -32.28 169.86
1000.00 -18.19 85.64 16.01 147.94 -19.14 -3.49 -31.90 171.37
1200.00 -17.27 78.18 15.79 141.79 -19.00 -4.49 -30.42 169.26
1400.00 -16.35 73.43 15.66 136.04 -19.08 -4.62 -29.37 161.50
1600.00 -15.68 69.33 15.52 130.34 -19.13 -4.86 -27.94 156.10
1800.00 -15.27 65.08 15.29 124.70 -19.20 -5.67 -26.57 147.47
2000.00 -15.15 60.21 15.08 119.38 -19.24 -5.67 -25.15 145.51
2200.00 -15.07 56.16 14.91 113.70 -19.24 -7.01 -24.14 141.70
2400.00 -14.80 51.70 14.73 108.62 -19.18 -7.52 -23.05 136.50
2600.00 -14.75 48.66 14.50 103.30 -19.29 -7.59 -21.54 132.52
2800.00 -15.06 44.66 14.27 98.16 -19.23 -8.64 -20.70 127.80
3000.00 -15.22 42.15 14.11 92.82 -19.16 -8.95 -19.90 123.93
3200.00 -15.33 39.62 13.91 88.05 -19.18 -9.91 -18.93 120.61
3400.00 -15.50 37.02 13.66 83.66 -19.26 -9.12 -17.89 116.68
3600.00 -15.61 35.00 13.45 78.52 -19.22 -10.06 -16.88 116.50
3800.00 -15.82 35.19 13.23 73.77 -19.46 -11.68 -16.03 115.54
4000.00 -16.33 33.04 12.98 68.80 -19.44 -12.37 -15.07 115.01
4500.00 -16.10 32.95 12.34 58.01 -19.50 -13.47 -13.64 110.34
5000.00 -15.57 32.80 11.67 48.74 -19.79 -17.00 -12.31 108.45
5500.00 -15.11 25.55 11.18 40.11 -20.21 -18.58 -11.91 108.23
6000.00 -15.32 12.25 11.01 33.16 -20.62 -19.17 -12.61 109.15
6500.00 -16.71 -8.57 11.27 24.18 -21.09 -17.25 -13.10 116.20
7000.00 -19.98 -49.90 11.62 13.07 -21.17 -15.18 -13.20 123.91
7500.00 -23.12 -114.73 11.72 -0.43 -20.49 -14.27 -12.11 124.05
8000.00 -19.17 -164.35 11.91 -13.80 -20.42 -16.51 -11.15 114.62
```

Η πρώτη εντολή του αρχείου υποδηλώνει :

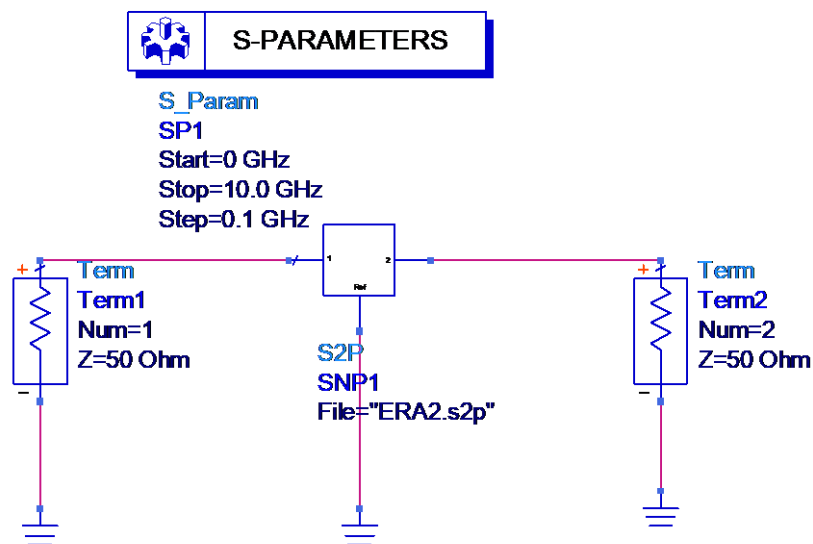
**MHz** : την μονάδα της συχνότητας που εμφανίζεται στην πρώτη στήλη

**S DB** : τον τρόπο με τον οποίο διαβάζονται οι στήλες από το πρόγραμμα

( S παράμετροι σε dB και γωνία Ang)

**R 50** : αντίσταση εισόδου και τερματισμού 50 Ω

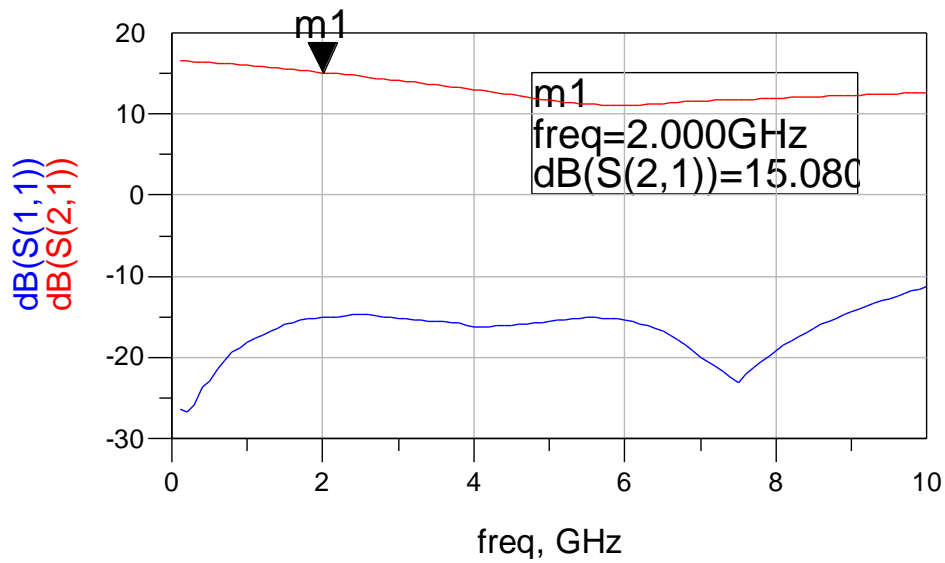
Τέλος το αρχείο **.txt** σώζεται ως **.s2p** αφού είναι αρχείο S παραμέτρων δίθυρου δικτύου ενώ στο ADS εισάγεται ένα νέο data item πού αντιστοιχεί στο touchstone αρχείο.



εικόνα 5.2.1.2

Στο παρακάτω διάγραμμα εμφανίζεται το αποτέλεσμα της προσομοίωσης , το οποίο συμπίπτει με τον πίνακα των S παραμέτρων που προηγήθηκε .

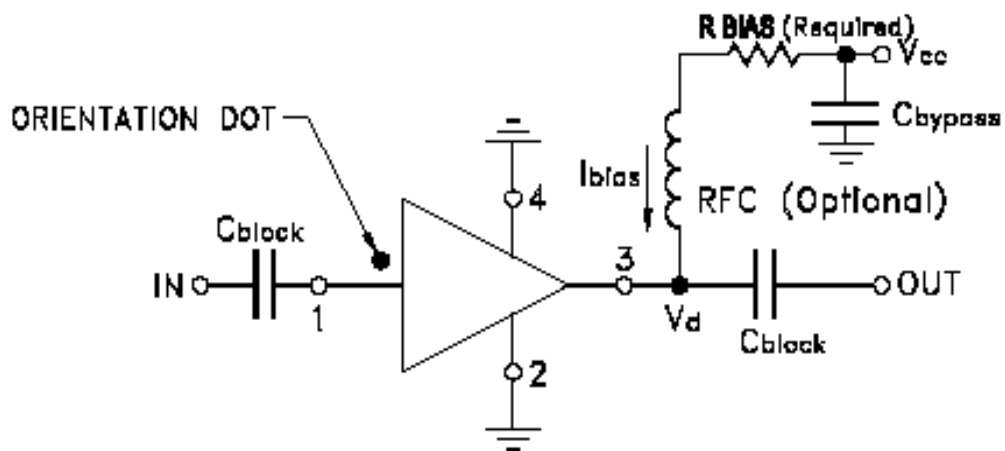
Η καμπύλη του κέρδους ξεκινά από την τιμή 16.5 dB για 0.1 GHz και καταλήγει στην τιμή 15 dB για 2GHz .Η παράμετρος S11 είναι στα επιθυμητά επίπεδα (<-10 dB)



εικόνα 5.2.1.3

Τα παραπάνω αποτελέσματα είναι μια πρώτη προσέγγιση της λειτουργίας του ενισχυτή όμως πέρα από τις S παραμέτρους είναι αναγκαίο να μελετηθεί και η πόλωση του ενισχυτή από τη οποία εξαρτάται αρκετά η συμπεριφορά του .

### ➤ ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΟΛΩΣΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ



εικόνα 5.2.1.4 κύκλωμα πόλωσης ERA-2

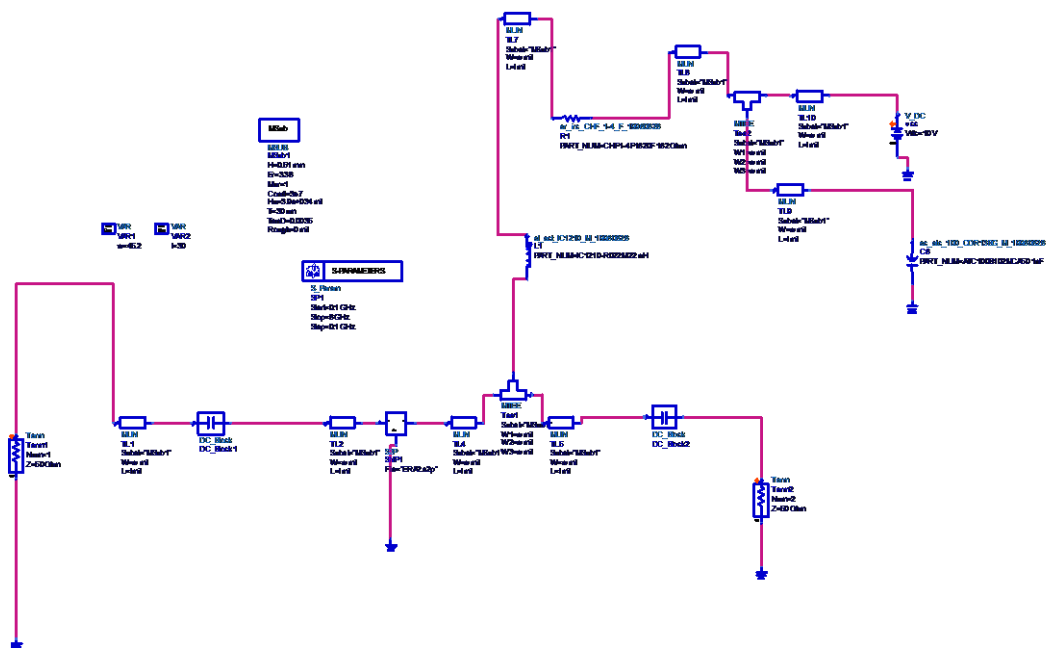
Το παραπάνω κύκλωμα υλοποιήθηκε στο ADS όπου η R bias προσδιορίζεται από τον παραπάνω πίνακα

R BIAS "1%" Resistor Values (ohms) for Optimum Biasing of ERA Models									
V <sub>cc</sub>	ERA-1, 1SM	ERA-2, 2SM	ERA- 21SM	ERA-3, 3SM	ERA- 33SM	ERA-4, 4SM	ERA-5, 5SM	ERA-50SM, 51SM	ERA-6, 6SM
7	90.9	88.7	88.7	107	69.8	38.3	40.2	40.2	30.1
8	113	113	113	133	93.1	52.3	53.6	53.6	43.2
9	137	137	137	162	115	66.5	68.1	68.1	56.2
10	162	162	162	191	140	80.6	82.5	82.5	69.8
11	187	187	187	221	165	95.3	97.6	97.6	84.5
12	215	215	210	249	191	110	113	113	97.6
13	237	237	237	280	215	127	127	127	113
14	261	261	261	309	243	143	143	143	127
15	287	287	287	340	267	158	158	158	140
16	309	316	316	365	287	174	174	174	154
17	332	340	340	392	316	187	191	191	169
18	357	365	365	422	340	205	205	205	182
19	383	392	392	453	365	221	221	221	196
20	412	412	412	475	392	237	237	237	210

πίνακας 5.2.1.5

Συνεπώς για  $V_{cc}=10\text{ V}$  προκύπτει  $R_{BIAS} = 162\ \Omega$ . Η όλη διάταξη υλοποιείται σε microstrip με υπόστρωμα το R04003 και με κανονικοποιημένη εμπέδηση  $50\ \Omega$ .

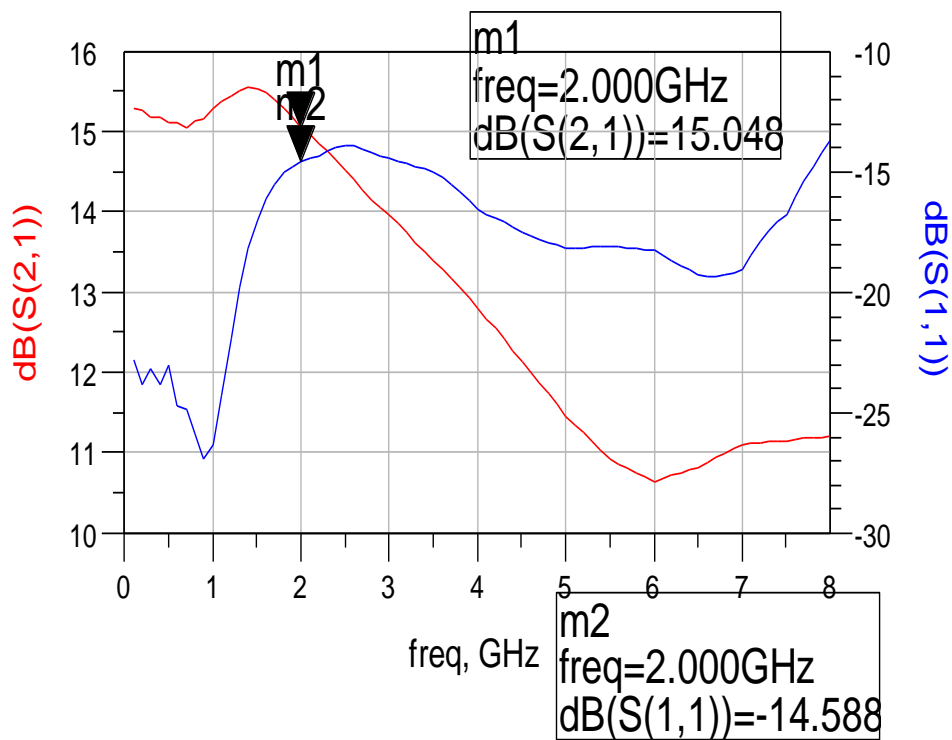
Οι μικροταινίες έχουν διαστάσεις  $W = 45\text{ mil}$ ,  $l = 30\text{ mil}$



εικόνα 5.2.1.6 ERA-2 με κύκλωμα πόλωσης



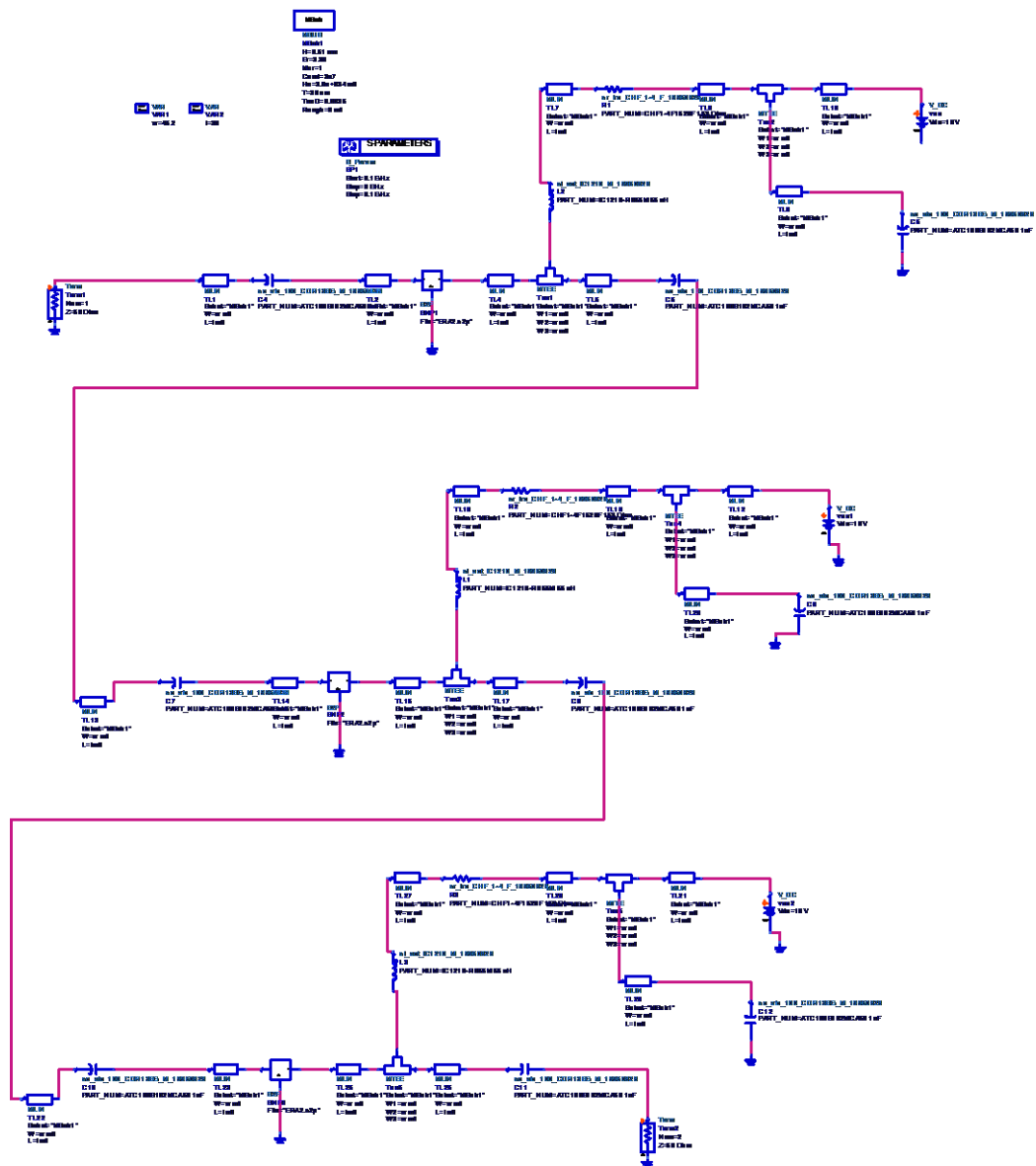
Το κύκλωμα προσομοιώθηκε και έδωσε το παρακάτω γράφημα . Παρατηρείται ότι η μεταβολή του κέρδους στη συχνότητα 0.1-2 GHz έχει μειωθεί στο 0.5 dB γεγονός που βοηθά στην ομαλή λειτουργία της ενισχυτικής διάταξης . Παράλληλα οι ανακλάσεις βρίσκονται στα επιθυμητά επίπεδα



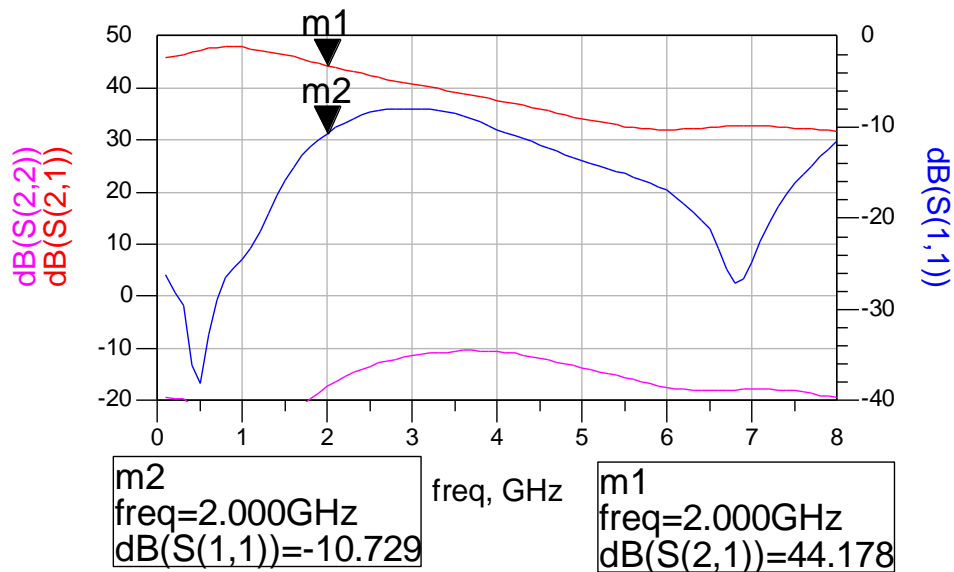
εικόνα 5.2.1.7

➤ **ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ 0.1 -2 GHz**

Στην ενότητα αυτή οι τρεις ERA-2 συνδέονται σε σειρά όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα και προσομοιώνονται στο ADS 1.5



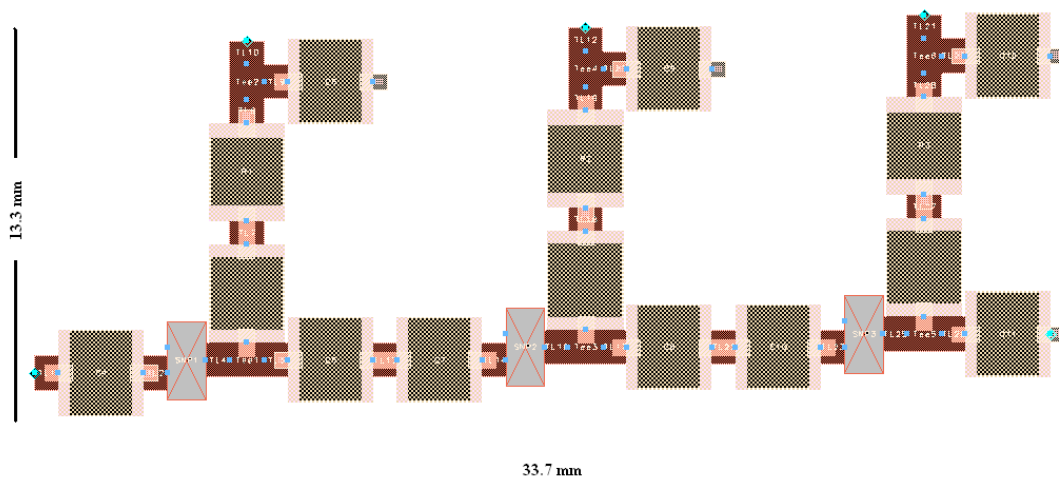
εικόνα 5.2.1.8



εικόνα 5.2.1.9

Στο παραπάνω διάγραμμα εμφανίζονται οι παράμετροι  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ . Ως προς το κέρδος  $S_{21}$  η μικρότερη τιμή του είναι τα 44 dB με συνολική μεταβολή περίπου 4dB στις επιθυμητές συχνότητες. Επιπρόσθετα η παράμετρος  $S_{11}$  αγγίζει τα -10 dB οπότε μπορεί να εμφανιστούν ανεπιθύμητες ανακλάσεις.

Συνεπώς για να ελαχιστοποιηθεί η ανάκλαση εισόδου θα πρέπει να γίνει προσαρμογή εισόδου, διαδικασία που θα μελετηθεί σε επόμενη παράγραφο.



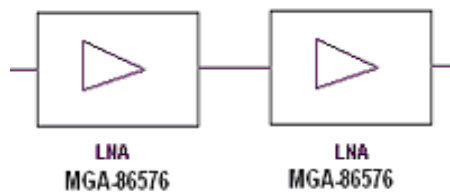
εικόνα 5.2.1.10 microstrip layout

### 5.2.2 ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ 2-4 GHz

Βασικό δομικό στοιχείο της ενισχυτικής διάταξης 2 – 4 GHz είναι ο LNA GaAs MMIC MGA – 86576 ενισχυτής από την Agilent . Τα βασικά του χαρακτηριστικά είναι

- ⇒ Συχνότητα λειτουργίας από 0.5 μέχρι 10 GHz.
- ⇒ Κέρδος 22.8 dB (2 GHz) 23.2 dB (4 GHz)
- ⇒ Ελάχιστο κέρδος 12.7 dB (10GHz)
- ⇒ Ισχύς εξόδου στο 1dB Compression Point 7 dBm.
- ⇒ Δείκτης Θορύβου 1.9 dB
- ⇒ Τυπική τιμή λόγου στάσιμων κυμάτων (VSWR) 3.3 είσοδο και 2.1 έξοδο.
- ⇒ Τάση τροφοδοσίας 5 V

Οι προδιαγραφές που δίνονται για την σύνθεση της ενισχυτικής βαθμίδας απαιτούν ελάχιστο κέρδος μεγαλύτερο από 35 dB σε όλη την περιοχή των συχνοτήτων λειτουργίας καθώς και Noise Figure μικρότερο από 3 dB . Για να επιτευχθούν οι παραπάνω απαιτήσεις σχεδιάστηκε η παρακάτω διάταξη.



εικόνα 5.2.2.1 ενισχυτική διάταξη 2-4 GHz

Όπως φαίνεται και στο σχήμα η ενισχυτική βαθμίδα αποτελείται από δυο ενισχυτές MGA -86576 συνδεδεμένους σε σειρά . Το συνολικό ελάχιστο κέρδος υπολογίζεται από τον τύπο:

$$G_{ολ\min} = G_{1\min} G_{2\min}$$

οπότε το ελάχιστο κέρδος υπολογίζεται  $G_{ολ\min} = 45.6 \text{ dB}$

όσο για το noise figure ισχύει

$$F_{\max} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

όπου  $F_n$  το noise figure κάθε ενισχυτή και  $F_{\max}$  το noise figure της αλυσίδας . Συνεπώς  $F_{\max} \cong 1.9dB$  . Όπως φαίνεται από την παραπάνω σχέση ο συντελεστής θορύβου αλυσίδας εξαρτάται από τον συντελεστή θορύβου και το κέρδος κυρίως του πρώτου ενισχυτή. Συνεπώς οι προδιαγραφές σχεδίασης καλύπτονται .

### ➤ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΣΤΟ ADS

Αφού επιλέχθηκε ο τύπος του ενισχυτή αναγκαία είναι η προσομοίωση του MGA -86576 στο ADS 1.5 . για να μελετηθεί διεξοδικά . Ο ενισχυτής MGA -86576 βρέθηκε στην βιβλιοθήκη των S παραμέτρων του ADS οπότε δεν θα δημιουργηθεί touchstone αρχείο . Για λόγους πληρότητας στον επόμενο πίνακα παρουσιάζονται οι S – parameters που βρέθηκαν στον δικτυακό τόπο της Agilent (<http://www.agilent.com>).

**MGA-86576 Typical Scattering Parameters** [3],  $T_C = 25^\circ C$ ,  $Z_o = 50 \Omega$ ,  $V_d = 5 V$

Freq. GHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>			S <sub>12</sub>			S <sub>22</sub>	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.5	0.57	-21	15.5	5.99	46	-46.5	0.005	-15	0.62	-35
1.0	0.55	-30	19.8	9.72	17	-51.3	0.003	11	0.49	-47
1.5	0.54	-44	21.7	12.15	-7	-51.2	0.003	58	0.43	-57
2.0	0.52	-59	22.8	13.84	-31	-47.0	0.004	85	0.39	-68
2.5	0.48	-77	23.5	14.98	-54	-43.0	0.007	96	0.36	-79
3.0	0.43	-96	23.8	15.56	-77	-39.7	0.010	100	0.33	-92
3.5	0.37	-116	23.7	15.28	-100	-37.0	0.014	99	0.29	-105
4.0	0.30	-137	23.2	14.49	-122	-35.0	0.018	95	0.25	-118
4.5	0.24	-159	22.4	13.18	-142	-33.2	0.022	92	0.21	-130
5.0	0.19	178	21.5	11.82	-160	-31.9	0.026	89	0.19	-139
5.5	0.14	151	20.5	10.54	-177	-30.6	0.030	85	0.14	-151
6.0	0.12	129	19.2	9.14	166	-29.6	0.033	81	0.17	-151
6.5	0.10	111	18.1	8.08	156	-28.7	0.037	82	0.14	-116
7.0	0.08	91	17.5	7.48	142	-27.4	0.042	76	0.08	-158
7.5	0.08	75	16.4	6.64	129	-26.6	0.047	72	0.11	-153
8.0	0.07	64	15.5	5.99	118	-25.8	0.051	69	0.09	-151
8.5	0.06	48	14.7	5.45	107	-25.0	0.056	65	0.09	-146
9.0	0.04	31	14.0	5.03	96	-24.2	0.062	62	0.09	-140
9.5	0.02	18	13.4	4.66	86	-23.4	0.068	58	0.11	-143
10.0	0.01	93	12.7	4.33	76	-22.6	0.074	53	0.11	-154

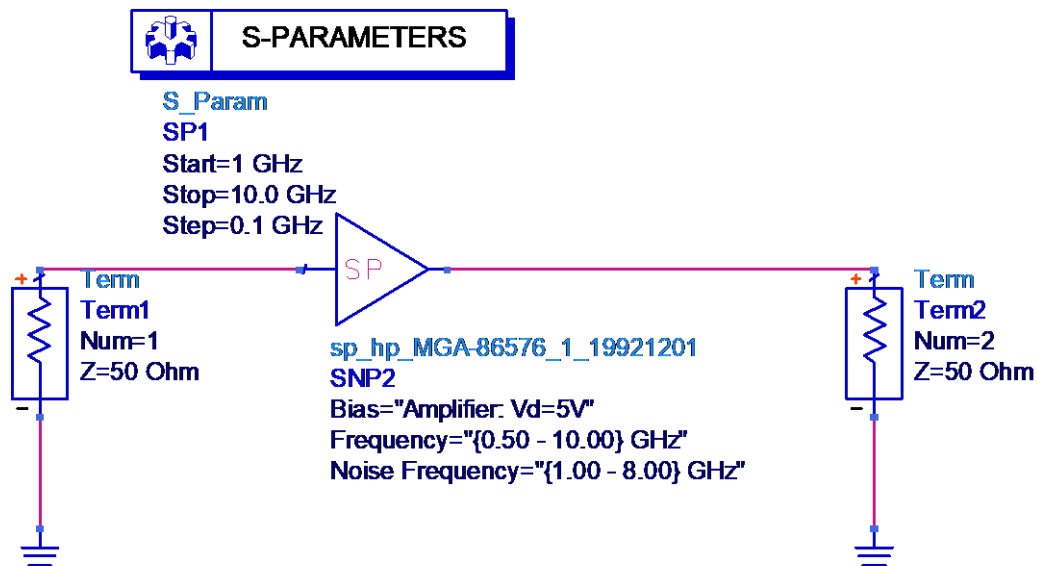
πίνακας 5.2.2.2

## MGA-86576 Typical Noise Parameters<sup>[3]</sup>,

$T_C = 25^\circ\text{C}$ ,  $Z_o = 50 \Omega$ ,  $V_d = 5 \text{ V}$

Frequency GHz	NF <sub>o</sub> dB	Γ <sub>opt</sub>		R <sub>N</sub> /50 Ω
		Mag.	Ang.	
1.0	2.1	0.56	27	0.43
1.5	1.6	0.54	31	0.40
2.5	1.5	0.47	40	0.36
4.0	1.6	0.38	54	0.32
6.0	1.8	0.28	77	0.28
8.0	2.1	0.22	107	0.25

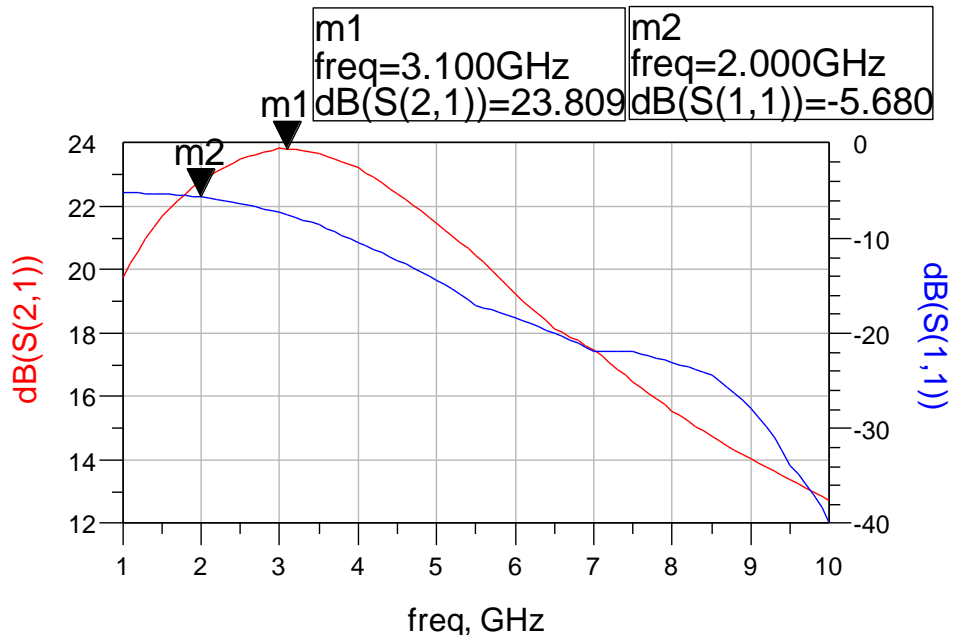
πίνακας 5.2.2.3



εικόνα 5.2.2.4

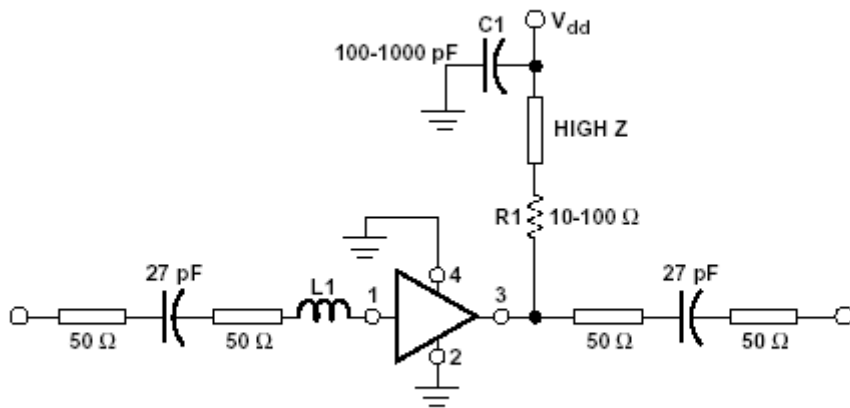
Στο παρακάτω διάγραμμα εμφανίζεται το αποτέλεσμα της προσομοίωσης, το οποίο συμπίπτει με τον πίνακα των S παραμέτρων που προηγήθηκε. Η καμπύλη του κέρδους ξεκινά από την τιμή 22.8 dB για 2 GHz και καταλήγει στην τιμή 23.2 dB για 4GHz. Παράλληλα η μεταβολή του κέρδους στη συχνότητα 2-4 GHz κυμαίνεται στο 1 dB.

Η παράμετρος S11 δεν είναι στα επιθυμητά επίπεδα (<-10 dB) όπως φαίνεται στα 2 GHz βρίσκεται στα -5.6 dB. Συνεπώς αφού μελετηθεί η πόλωση του ενισχυτή θα αναζητηθεί τρόπος προσαρμογής για ελαχιστοποίηση της ανάκλασης εισόδου.



εικόνα 5.2.2.5

➤ **ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΟΛΩΣΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ**

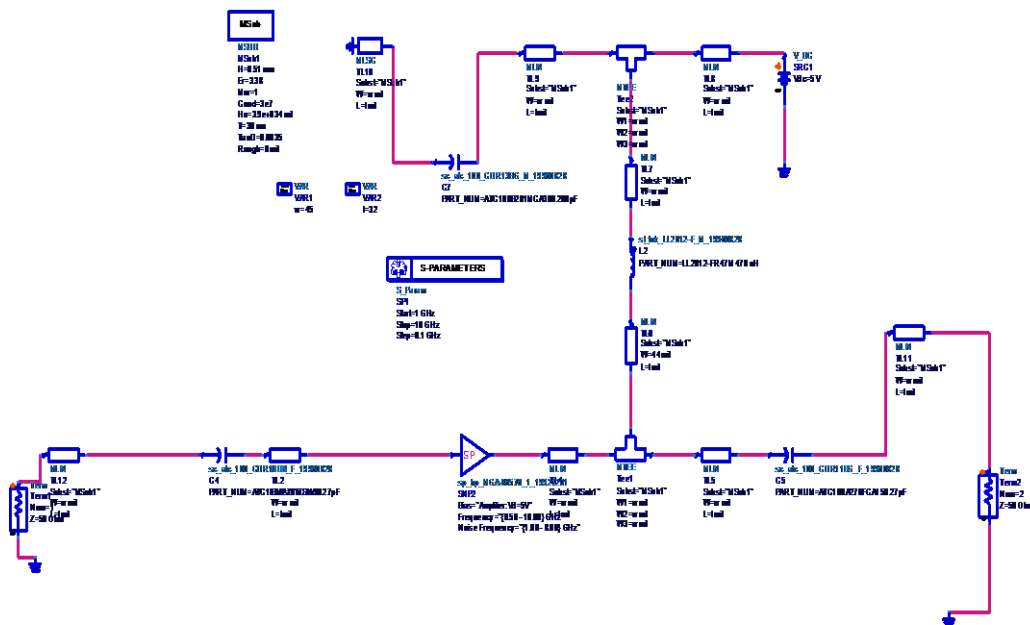


εικόνα 5.2.2.6 κύκλωμα πόλωσης MGA -86576

Η όλη διάταξη υλοποιείται σε microstrip με υπόστρωμα το R04003 και με κανονικοποιημένη εμπέδηση  $50\Omega$ . Στον κλάδο εξόδου χρησιμοποιείται μια υψηλή τιμή εμπέδησης έτσι ώστε και ο ενισχυτής να πολώνεται σωστά αλλά και το εξερχόμενο σήμα να κατευθύνεται στον κλάδο της εξόδου και όχι στον κλάδο Vdd. Οι προδιαγραφές, λοιπόν, που πρέπει να τηρεί ένα κύκλωμα πόλωσης είναι το να φαίνεται σαν ανοιχτοκύκλωμα από την αλυσίδα για τις συχνότητες λειτουργίας. Αυτό σημαίνει, ότι θα πρέπει η είσοδος του κυκλώματος πόλωσης, όπως αυτή φαίνεται από την αλυσίδα, να έχει συντελεστή ανάκλασης με μέτρο τη μονάδα και φάση μηδέν. Πολλές φορές αυτό ισχύει για μια μεγάλη μπάνα συχνοτήτων που επεκτείνεται πολύ πέρα από τις συχνότητες λειτουργίας.

Η λογική πάντως είναι το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης να είναι κοντά στην μονάδα στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας και να μειώνεται καθώς απομακρυνόμαστε από αυτή, έτσι ώστε σε συχνότητες έξω από την επιθυμητή ζώνη το κύκλωμα πόλωσης να χαλαίει την προσαρμογή της αλυσίδας, με αποτέλεσμα ακόμα και αν στις συχνότητες αυτές τα τρανζίστορ εμφανίζουν κέρδος να μην υπάρχει κίνδυνος ταλάντωσης. Μια καλή σχεδιαστική συνήθεια είναι να τοποθετούνται πυκνωτές απορρόφησης υψηλών και χαμηλών συχνοτήτων ώστε στις συχνότητες αυτές να απορροφάται ισχύς από το κύκλωμα πόλωσης, μη επιτρέποντας την ενίσχυση σημάτων σε αυτές τις συχνότητες και βελτιώνοντας συνεπώς την ευστάθεια του ενισχυτή.

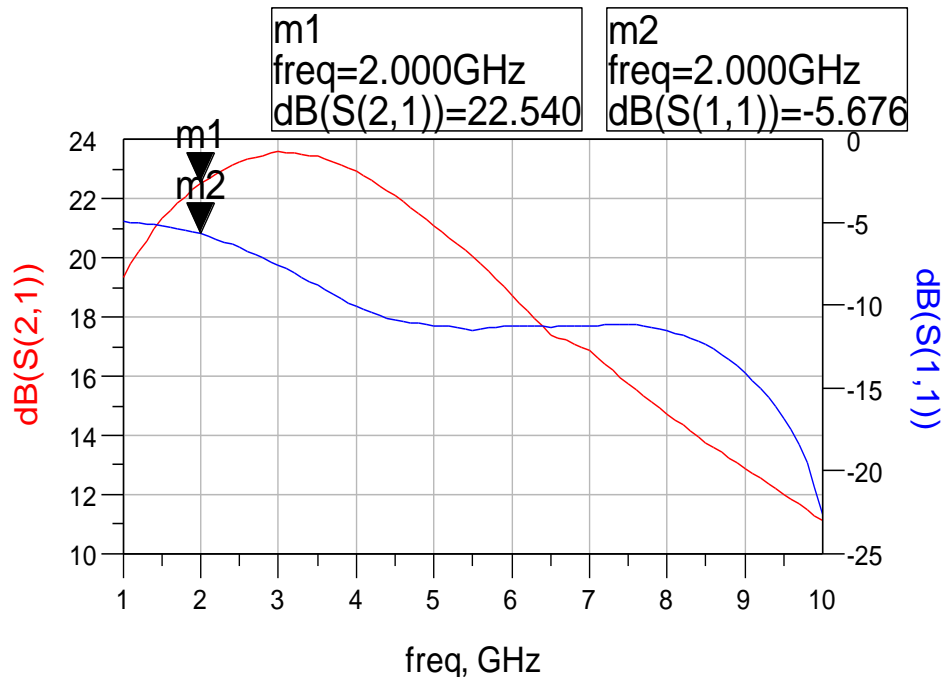
Οι μικροταινίες έχουν διαστάσεις  $W = 45 \text{ mil}$ ,  $l = 32 \text{ mil}$



εικόνα 5.2.2.7



Το κύκλωμα προσομοιώθηκε και έδωσε το παρακάτω γράφημα . Παρατηρείται ότι η μεταβολή του κέρδους στη συχνότητα 2-4 GHz έχει αυξηθεί στο 1.1 dB γεγονός που δεν συνεισφέρει στην ομαλή λειτουργία της ενισχυτικής διάταξης . Παράλληλα οι ανακλάσεις βρίσκονται σε ανεπιθύμητα επίπεδα αφού όπως φαίνεται στα 2 GHz βρίσκεται στα -5.6 dB .



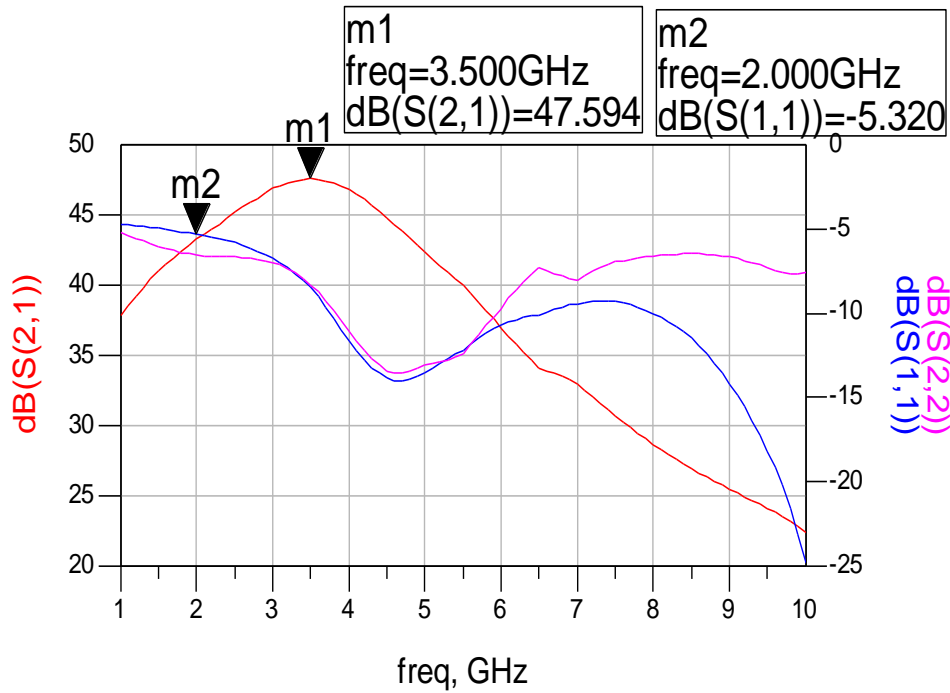
εικόνα 5.2.2.8

Πριν αναλυθεί η προσαρμογή θα παρουσιαστεί και η συνολική ενισχυτική διάταξη 2-4 GHz ώστε να φανούν τα αποτελέσματα της σωστής προσαρμογής σε όλη τη διάταξη

### ➤ ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ 2 -4 GHz

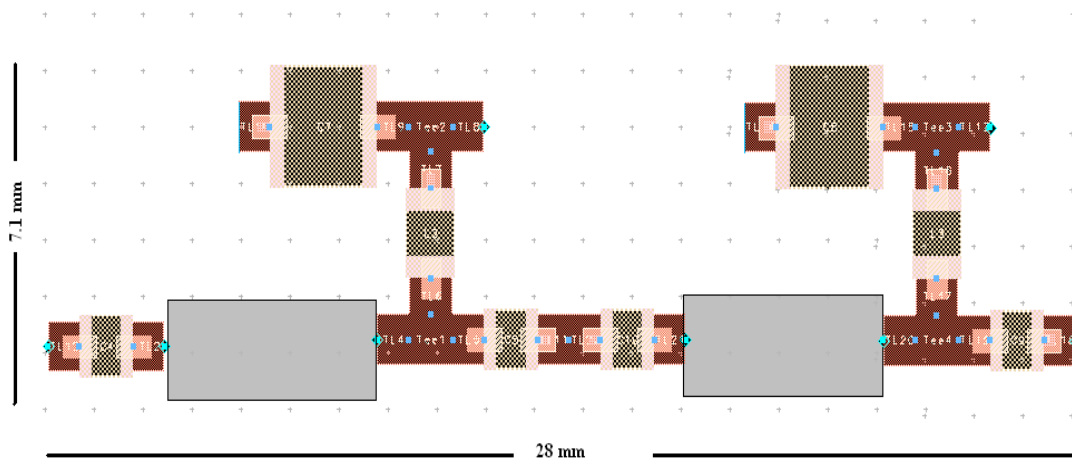
Στην ενότητα αυτή οι δύο MGA -86576 συνδέονται σε σειρά όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα και προσομοιώνονται στο ADS 1.5





εικόνα 5.2.2.10

Στο παραπάνω διάγραμμα εμφανίζονται οι παράμετροι S11 , S21 ,S22 .Ως προς το κέρδος S21 η μικρότερη τιμή του είναι τα 43.2 dB με συνολική μεταβολή περίπου 4.3dB στις επιθυμητές συχνότητες γεγονός που μειώνει την σταθερότητα του συστήματος . Επιπρόσθετα η παράμετρος S11 αγγίζει τα -5 dB με αποτέλεσμα να εμφανιστούν ανεπιθύμητες ανακλάσεις στην είσοδο .Συνεπώς είναι εμφανής η ανάγκη για προσαρμογή της ενισχυτικής διάταξης .



εικόνα 5.2.2.11 microstrip layout

### 5.3 Προσαρμογή

Η σωστή προσαρμογή αποτελεί ένα από τα σοβαρότερα προβλήματα της μικροκυματικής τεχνολογίας . Εφόσον η σύνθετη αντίσταση τερματισμού  $Z_L$  είναι διαφορετική από την χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_0$  τότε εμφανίζονται ανακλώμενα κύματα στη γραμμή μεταφοράς . Αποτέλεσμα των στάσιμων κυμάτων είναι η ανεπιθύμητη απώλεια ισχύος καθώς και η ανάκλαση της στην είσοδο με αρνητικά αποτελέσματα στην λειτουργία των πηγών .Συνεπώς ζωτικής σημασίας για ένα μικροκυματικό σύστημα είναι η ελαχιστοποίηση του συντελεστή ανάκλασης για να υπάρχει σωστή προσαρμογή . Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση προσαρμοστικών διατάξεων στην αρχή της γραμμής μεταφοράς

#### 5.3.1 ΧΑΡΤΗΣ SMITH

Η ανάλυση προβλημάτων γραμμών μεταφοράς ή κυκλωμάτων προσαρμογής στις μικροκυματικές συχνότητες χρειάζεται πολλούς και δύσκολους υπολογισμούς. Ο χάρτης Smith παρέχει μια σημαντική βοήθεια κατά την ανάλυση μικροκυματικών κυκλωμάτων. Επιτρέπει μια εύκολη απεικόνιση σύνθετης αντίστασης ,του συντελεστή ανάκλασης και του λόγου στάσιμου κύματος **VSWR** σε ένα διάγραμμα. Παράλληλα με χρήση του χάρτη Smith πραγματοποιούνται εύκολα και γρήγορα μετατροπές μεταξύ συντελεστή ανάκλασης, σύνθετης αντίστασης και σύνθετης αγωγιμότητας σε κάποιο σημείο της γραμμής μεταφοράς . Τέλος διευκολύνεται ο υπολογισμός του μετασχηματισμού των σύνθετων αντιστάσεων σε γραμμές μεταφοράς.

Ο χάρτης Smith είναι η αναπαράσταση στο επίπεδο του συντελεστή ανάκλασης ή Γ-επίπεδο της σχέσης

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

Ορίζοντας την σύνθετη ανηγμένη αντίσταση σαν

$$z = \frac{Z}{Z_0} = \frac{R + jX}{Z_0} = r + jx$$

προκύπτει

$$\Gamma = \frac{z - 1}{z + 1}$$

$$\Gamma = u + jv = \frac{(r - 1) + jx}{(r + 1) + jx}$$

Εμφανίζεται μια σύμμορφη απεικόνιση από το επίπεδο  $(r,x)$  στο επίπεδο  $(u,v)$ . Ο χάρτης Smith μπορεί να θεωρηθεί ότι σχεδιάζεται σε ορθογώνιες συντεταγμένες των πραγματικών και φανταστικών συνιστωσών του συντελεστή ανάκλασης. Υπάρχει αντιστοιχία μεταξύ του επιπέδου  $z(r,x)$  και του επιπέδου  $\Gamma(u,v)$ . Αν απεικονιστεί στο μιγαδικό επίπεδο  $\Gamma = u + jv$  ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ορίζονται από τη συνθήκη  $r = \text{σταθερό}$  και  $-\infty < x < +\infty$  προκύπτει κύκλος που έχει ακτίνα  $\frac{1}{1+r}$  με κέντρο  $(u=r/(1+r), v=0)$ .

Με παρόμοιο τρόπο απεικονίζεται ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ορίζονται από την εξίσωση  $x = \text{σταθερό}$  και  $0 < r < \infty$ , έχοντας υποθέσει ότι το πραγματικό μέρος της ανηγμένης αντίστασης είναι πάντοτε θετικό, προκύπτουν κύκλοι με κέντρο  $(u=1, v=1/x)$  και ακτίνα  $1/x$ .

Ο χάρτης Smith μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως χάρτης αγωγιμοτήτων με τον μετασχηματισμό

$$\Gamma' = \frac{y-1}{y+1}$$

$$y = \frac{Y}{Y_0} = \frac{G + jB}{Y_0} = g + jb,$$

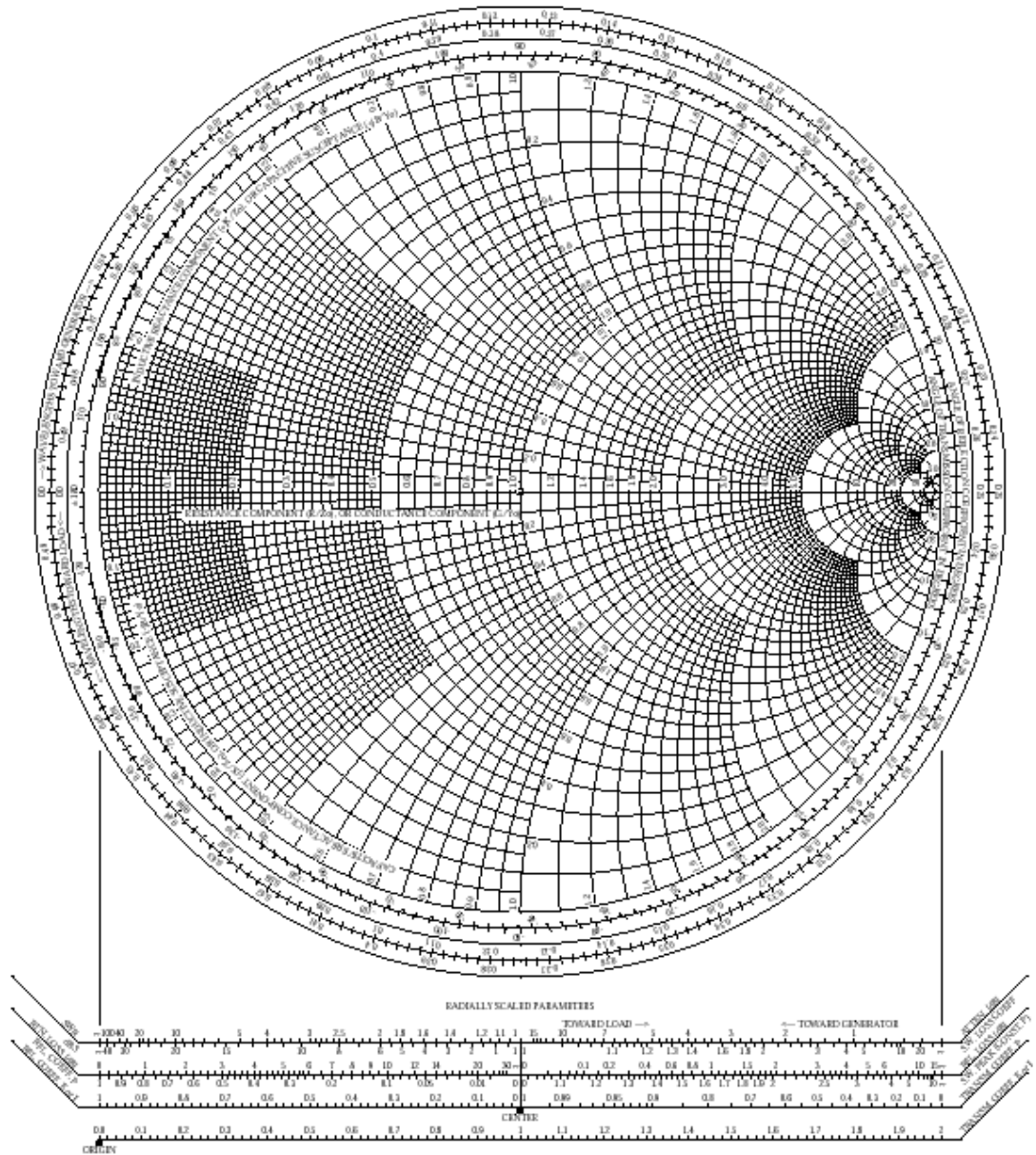
$$y = \frac{Y}{Y_0} \quad \text{η σύνθετη ανηγμένη αγωγιμότητα.}$$

$$\text{Αφού } z = \frac{1}{y} \text{ τότε ισχύει } \Gamma' = -\Gamma \Rightarrow \Gamma' = \Gamma e^{j\pi}.$$

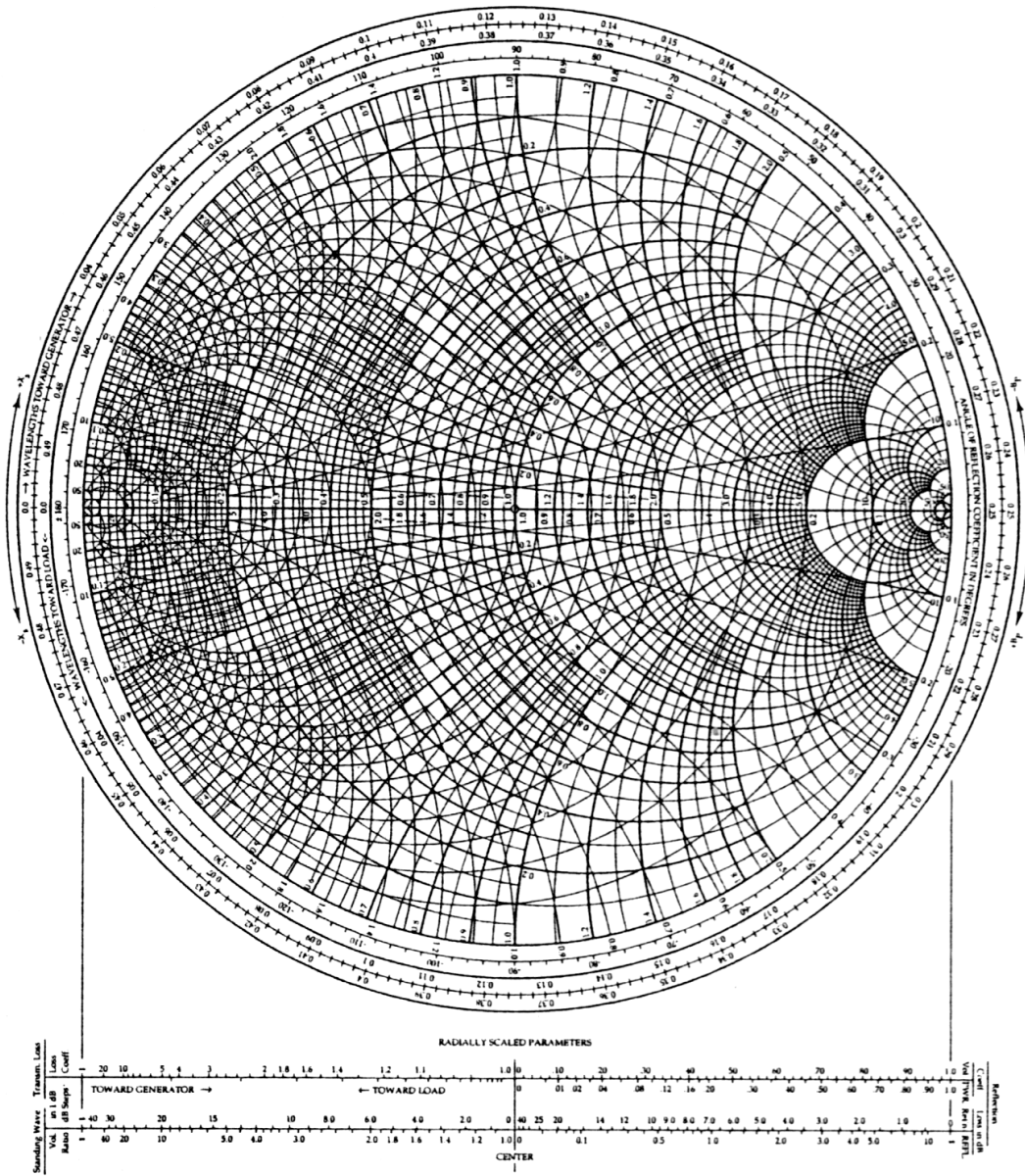
$$y = \frac{Y}{Y_0} = \frac{G + jB}{Y_0} = g + jb$$

Συνεπώς στον χάρτη αγωγιμότητας οι κύκλοι σταθερής αντίστασης μετασχηματίζονται σε κύκλους σταθερής αγωγιμότητας και οι κύκλοι σταθερής αντίδρασης μετασχηματίζονται σε κύκλους σταθερής φαινόμενης αγωγιμότητας. Από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει ότι ο χάρτης Smith συνθέτων αγωγιμοτήτων προκύπτει με στροφή του χάρτη Smith περί του κέντρου του για 180 μοίρες.

The Complete Smith Chart  
Black Magic Design



εικόνα 5.3.1.1 Χάρτης Smith ανηγμένης σύνθετης αντίστασης

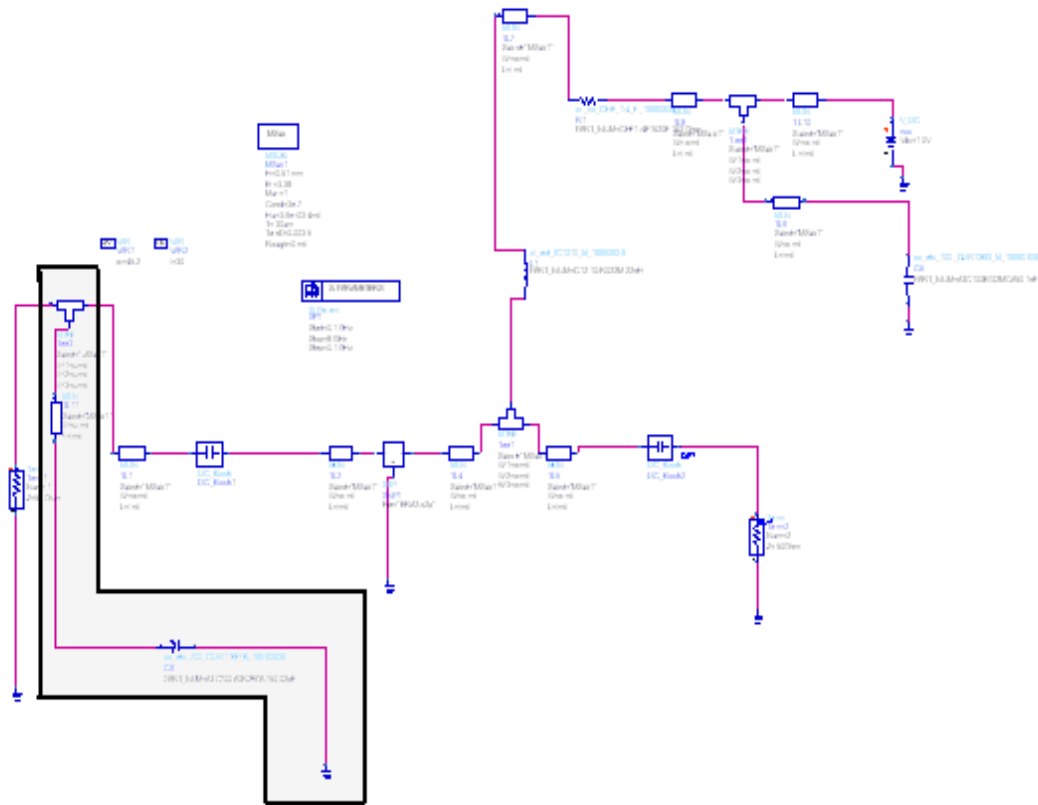


εικόνα 5.3.1.2 Χάρτης Smith ανηγμένης σύνθετης αντίστασης και αγωγιμότητας

### 5.3.2 ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 0.1-2 GHz

#### ⇒ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ERA – 2

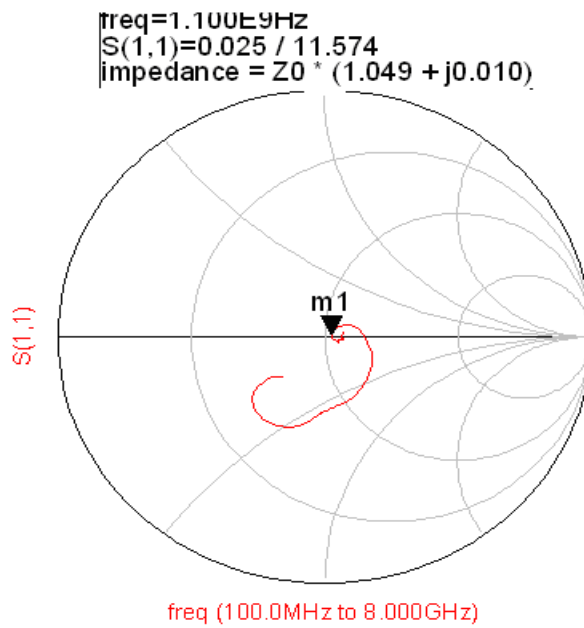
Βασικό δομικό στοιχείο της ενισχυτικής διάταξης 0.1-2 GHz αποτελεί ο ενισχυτής ERA – 2 . Όπως έγινε φανερό στην εξομοίωση της λειτουργίας του ενισχυτή αναγκαία είναι η προσθήκη μιας διάταξης προσαρμογής στην είσοδο του για την ελαχιστοποίηση των ανακλάσεων εισόδου . Η διάταξη προσαρμογής υλοποιείται με μια βοηθητική γραμμή μεταφοράς και έναν πυκνωτή σε παράλληλη σύνδεση με το βασικό κύκλωμα εισόδου . Η διάταξη προσαρμογής εμφανίζεται γραμμοσκιασμένη στο παρακάτω κύκλωμα



εικόνα 5.3.2.1 προσαρμοσμένο κύκλωμα ERA - 2

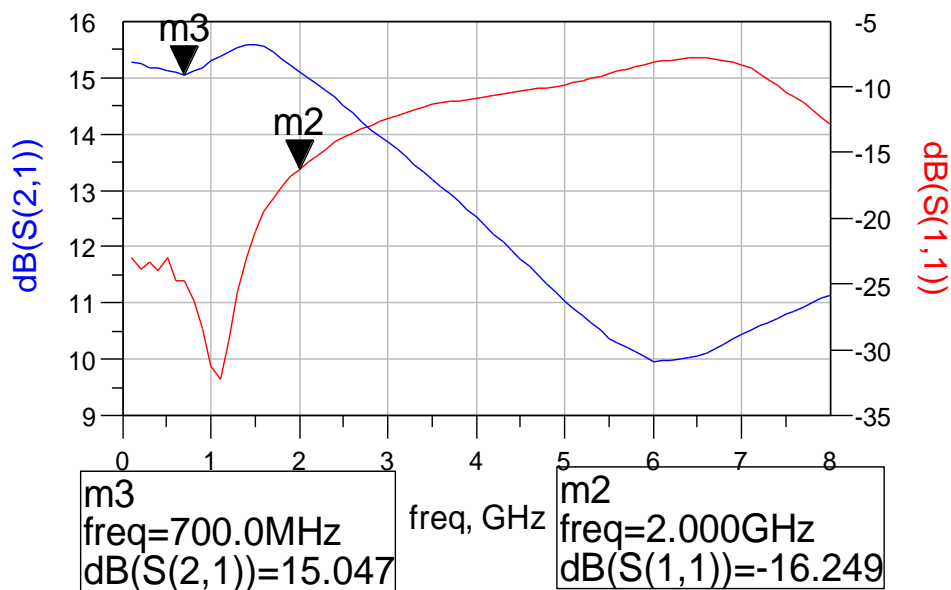
Ο πυκνωτής που χρησιμοποιήθηκε για προσαρμογή είναι 0.2 pF της ATC ενώ η γραμμή μεταφοράς έχει διαστάσεις  $w = 45.2\text{mil}$  και  $l = 30\text{mil}$



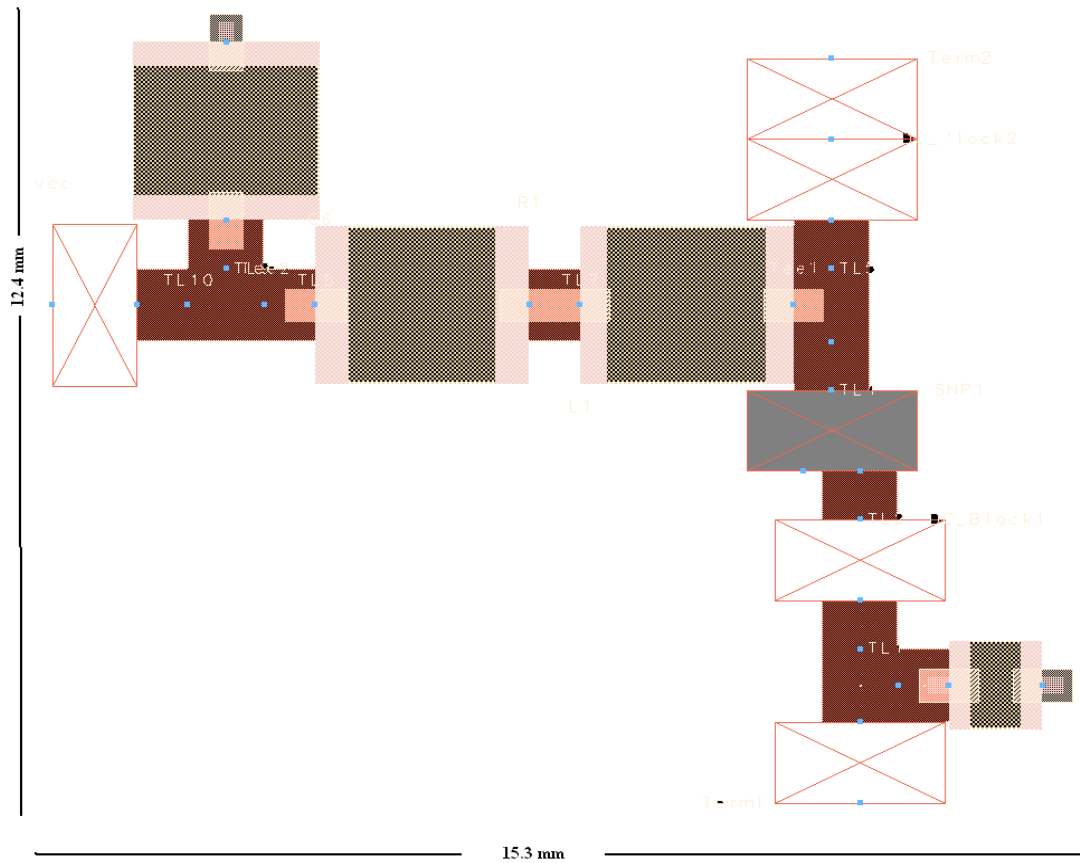


εικόνα 5.3.2.2 χάρτης smith

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης παρουσιάζονται με δυο διαφορετικά διαγράμματα . Στο πρώτο διάγραμμα εμφανίζεται ο χάρτης Smith όπου φαίνεται ότι στη περιοχή 0.1-2 GHz η εμπέδηση αγγίζει την τιμή  $Z_0$  συνεπώς η προσαρμογή είναι επιτυχημένη . Αυτό εμφανίζεται και στο παρακάτω διάγραμμα όπου η τιμή της παραμέτρου S11 έχει μειωθεί αισθητά συγκρινόμενη με το μη προσαρμοσμένο κύκλωμα



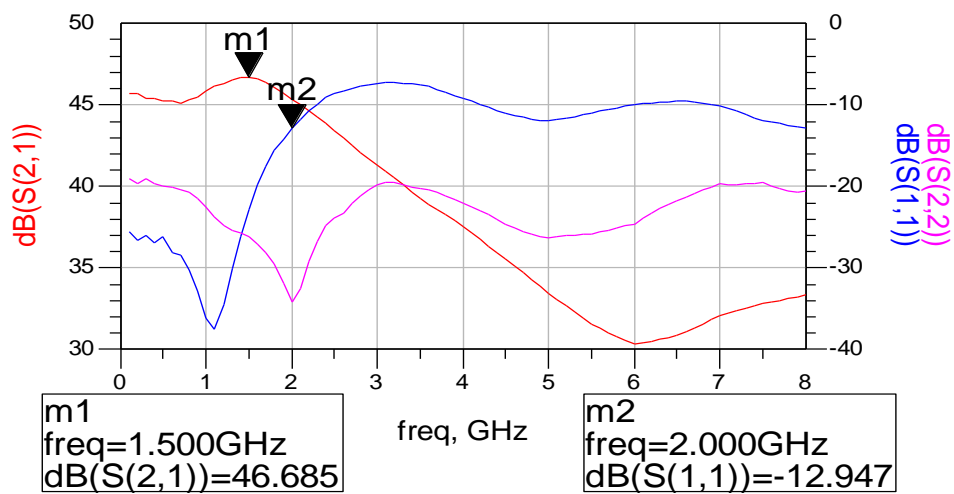
εικόνα 5.3.2.3



εικόνα 5.3.2.4 microstrip layout

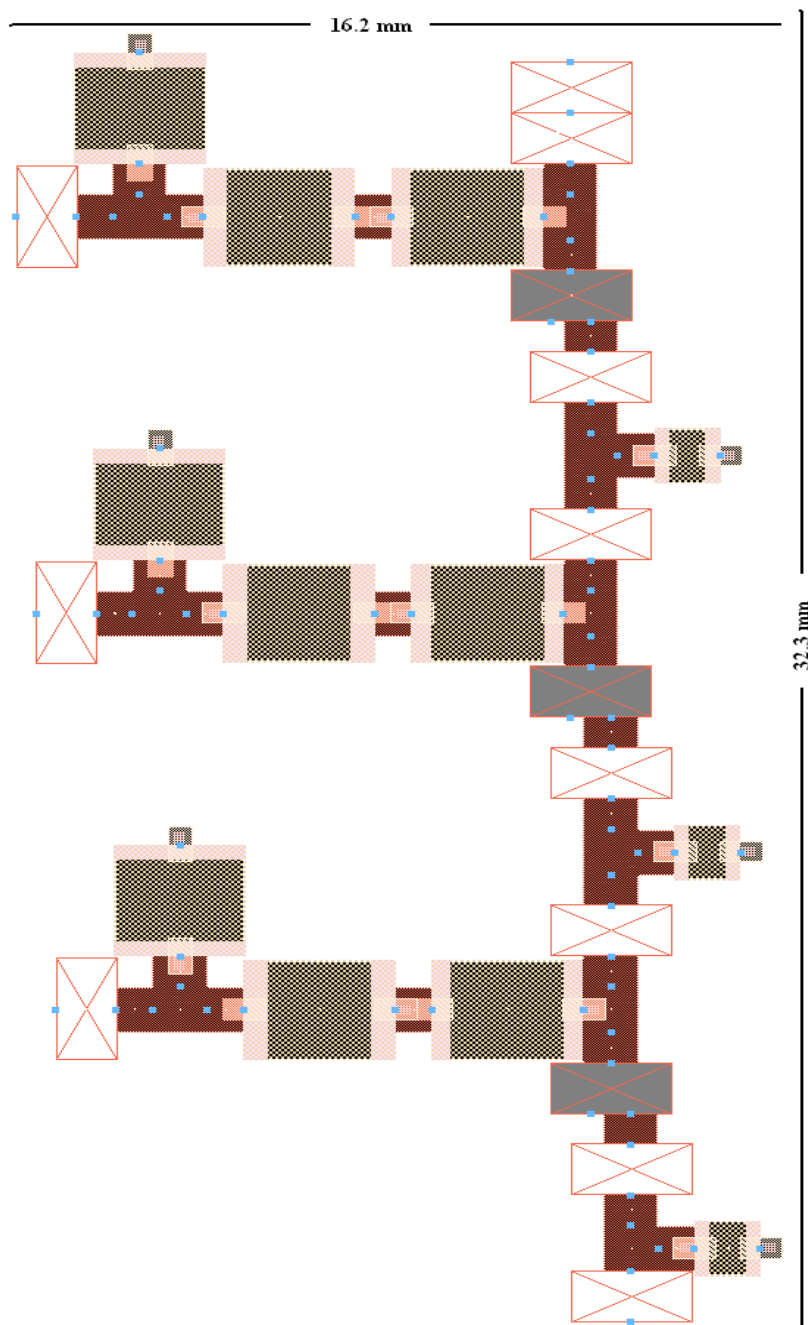
⇒ **ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΔΙΑΤΑΞΗΣ**

Στην ενότητα αυτή οι τρεις προσαρμοσμένοι ERA-2 συνδέονται σε σειρά και προσομοιώνονται στο ADS 1.5

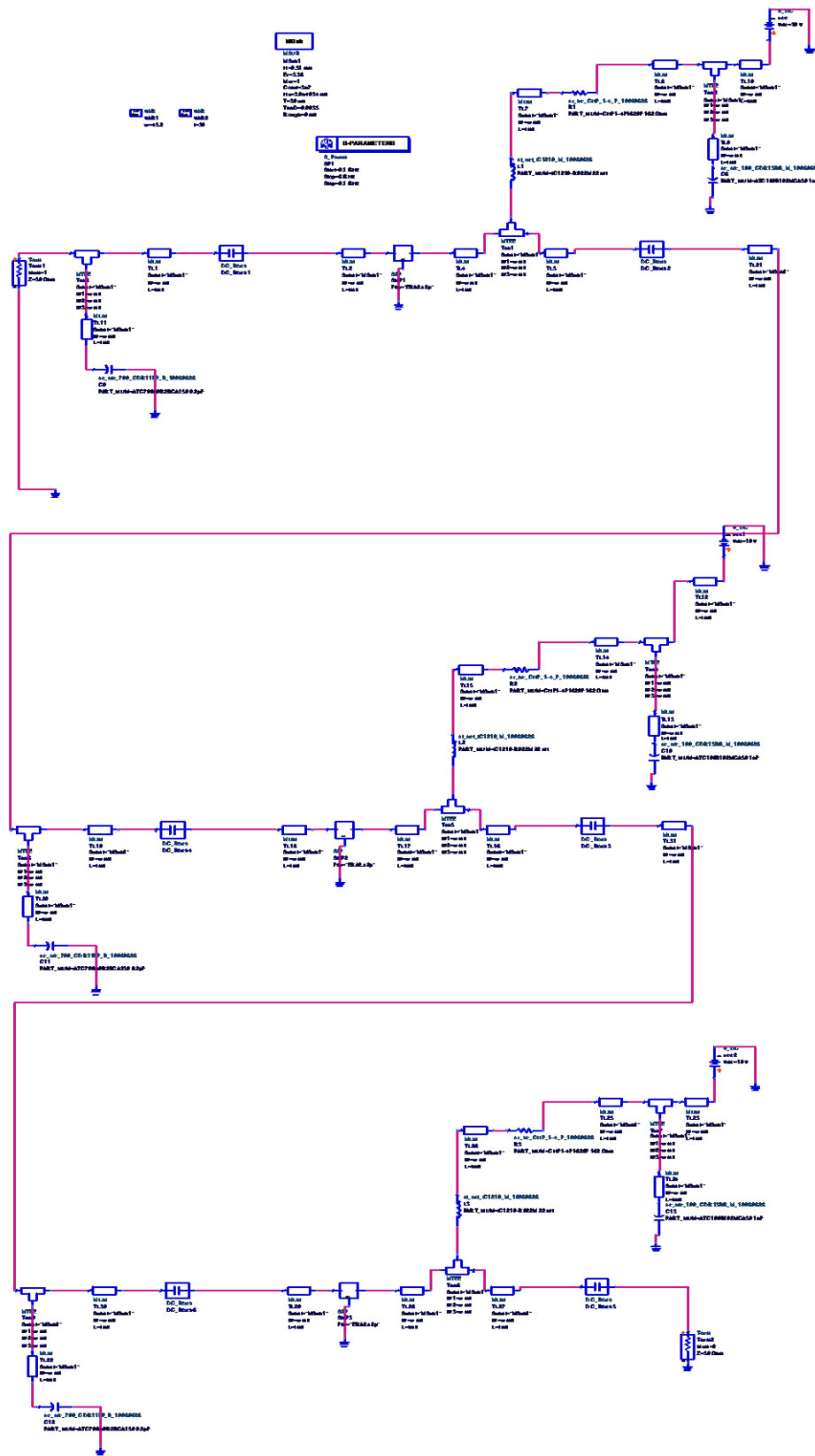


εικόνα 5.3.2.5

Στο παραπάνω διάγραμμα τα αποτελέσματα της προσαρμογής είναι εμφανέστατα .Ως προς τη παράμετρο  $S_{21}$  αυξάνεται η τιμή του ελαχίστου κέρδους από 44 dB χωρίς προσαρμογή σε 45 dB στο κύκλωμα με προσαρμογή . Παράλληλα η συνολική μεταβολή του κέρδους στις επιθυμητές συχνότητες μειώνεται από τα 4dB χωρίς προσαρμογή σε 1.6 dB με προσαρμογή . Ως προς τη μέγιστη τιμή της παραμέτρου  $S_{11}$  από -10 dB στη μη προσαρμογή έχει μειωθεί στα -13 dB στο προσαρμοσμένο κύκλωμα . Συνεπώς ο ρόλος της προσαρμογής είναι διττός με αποτέλεσμα να υπάρχει μείωση των ανεπιθύμητων ανακλάσεων και ταυτόχρονα μια ομαλότερη λειτουργία της ενισχυτικής διάταξης .



εικόνα 5.3.2.6

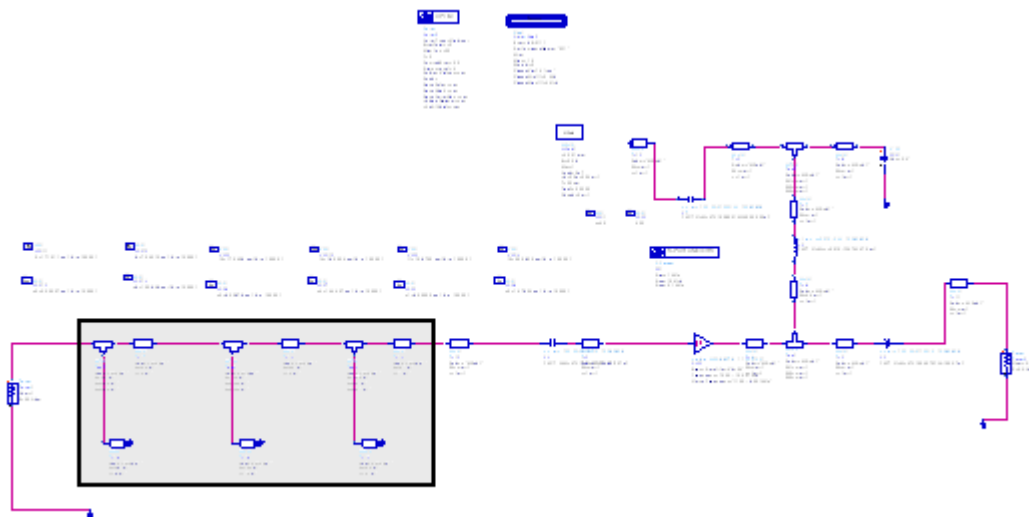


εικόνα 5.3.2.7

### 5.3.3 ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 2-4 GHz

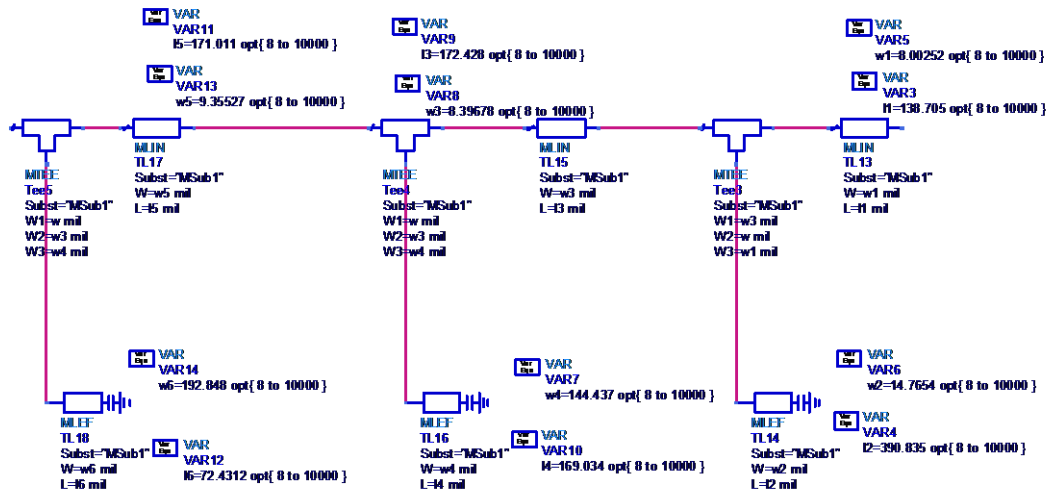
#### ⇒ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ MGA -86576

Βασικό δομικό στοιχείο της ενισχυτικής διάταξης 2-4 GHz αποτελεί ο ενισχυτής MGA - 86576. Όπως έγινε φανερό στην εξομοίωση της λειτουργίας του ενισχυτή αναγκαία είναι η προσθήκη μιας διάταξης προσαρμογής στην είσοδο του για την ελαχιστοποίηση των ανακλάσεων εισόδου. Η διάταξη προσαρμογής υλοποιείται με 3 stubs σε σύνδεση με το βασικό κύκλωμα εισόδου. Η διάταξη προσαρμογής εμφανίζεται γραμμοσκιασμένη στο παρακάτω κύκλωμα.

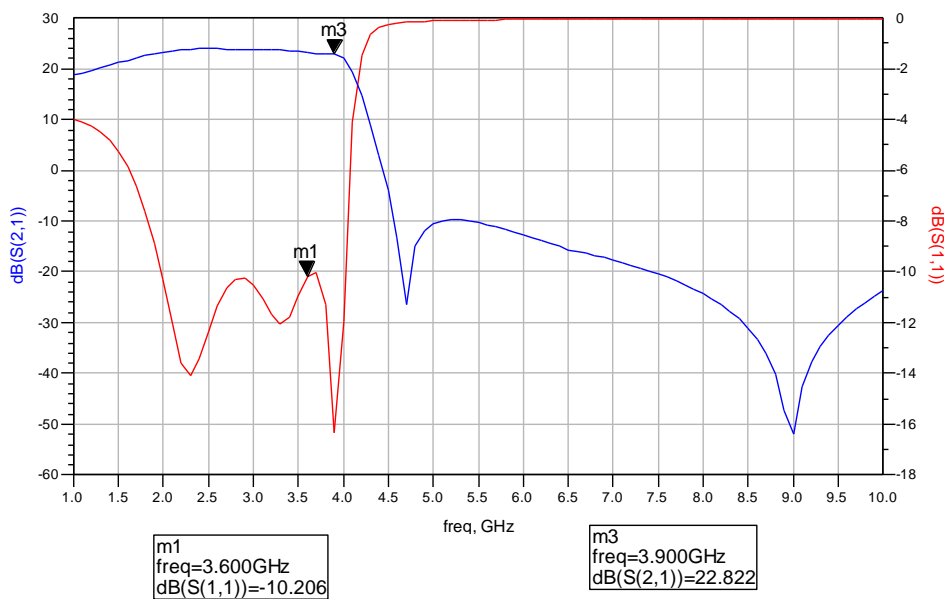


εικόνα 5.3.3.1 προσαρμοσμένο κύκλωμα MGA -86576

Οι διαστάσεις των microstrip φαίνονται στο παρακάτω σχήμα

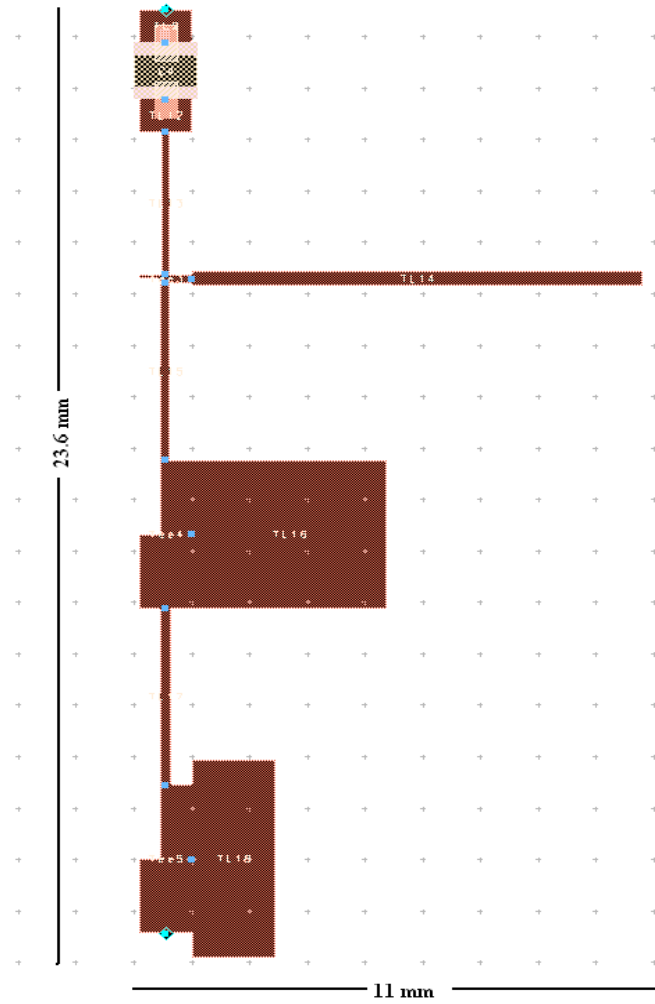


εικόνα 5.3.3.2



εικόνα 5.3.3.3

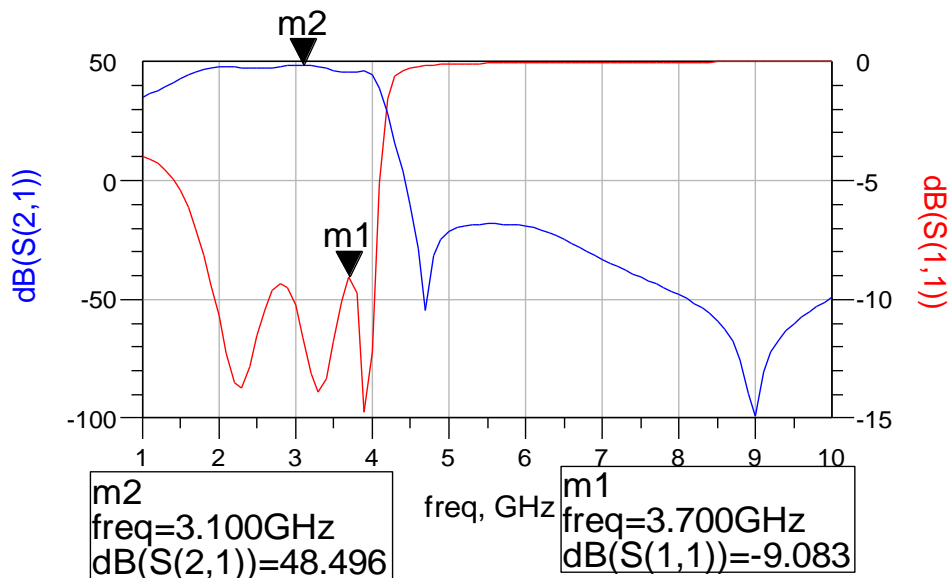
Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης παρουσιάζονται στο παραπάνω διάγραμμα . Η τιμή της παραμέτρου  $S_{11}$  έχει μειωθεί αισθητά συγκρινόμενη με το μη προσαρμοσμένο κύκλωμα αφού από  $-5.6$  έχει φτάσει στα  $-10 \text{ dB}$  . Παράλληλα το κέρδος του ενισχυτή έχει σταθεροποιηθεί στις συχνότητες 2-4 GHz



εικόνα 5.3.3.4 microstrip layout

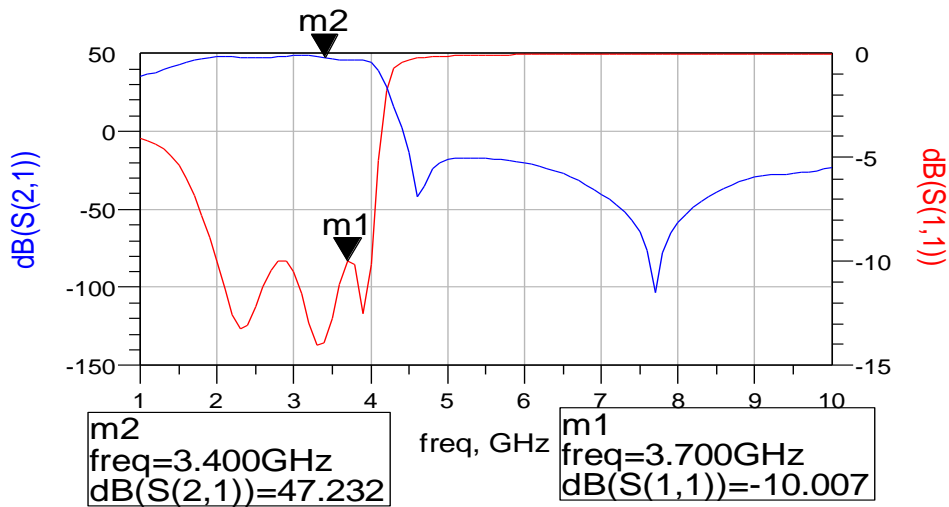






εικόνα 5.3.3.6

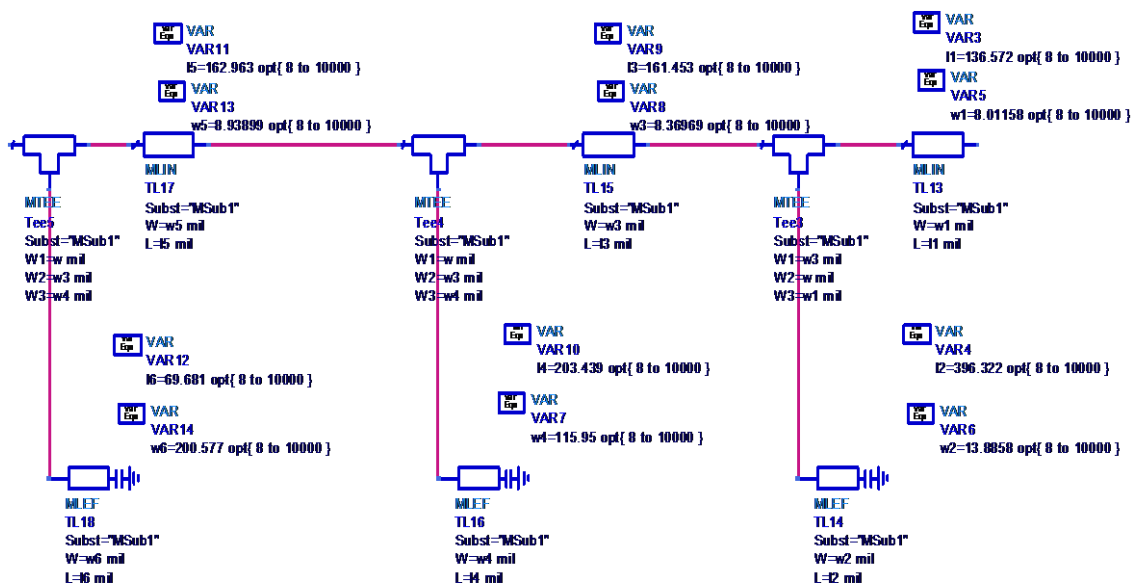
Στο παραπάνω διάγραμμα τα αποτελέσματα της προσαρμογής είναι εμφανέστατα .Ως προς τη παράμετρο S21 αυξάνεται η τιμή του ελαχίστου κέρδους από 43.2 dB χωρίς προσαρμογή σε 48 dB στο κύκλωμα με προσαρμογή . Παράλληλα η συνολική μεταβολή του κέρδους στις επιθυμητές συχνότητες μειώνεται από τα 4.3dB χωρίς προσαρμογή σε 3.5 dB με προσαρμογή . Ως προς τη μέγιστη τιμή της παραμέτρου S11 από -5 dB στη μη προσαρμογή έχει μειωθεί στα -9 dB στο προσαρμοσμένο κύκλωμα Χρησιμοποιώντας την διαδικασία βελτιστοποίησης και θέτοντας ως παραμέτρους τα μήκη και πλάτη των stubs προκύπτει το παρακάτω γράφημα .



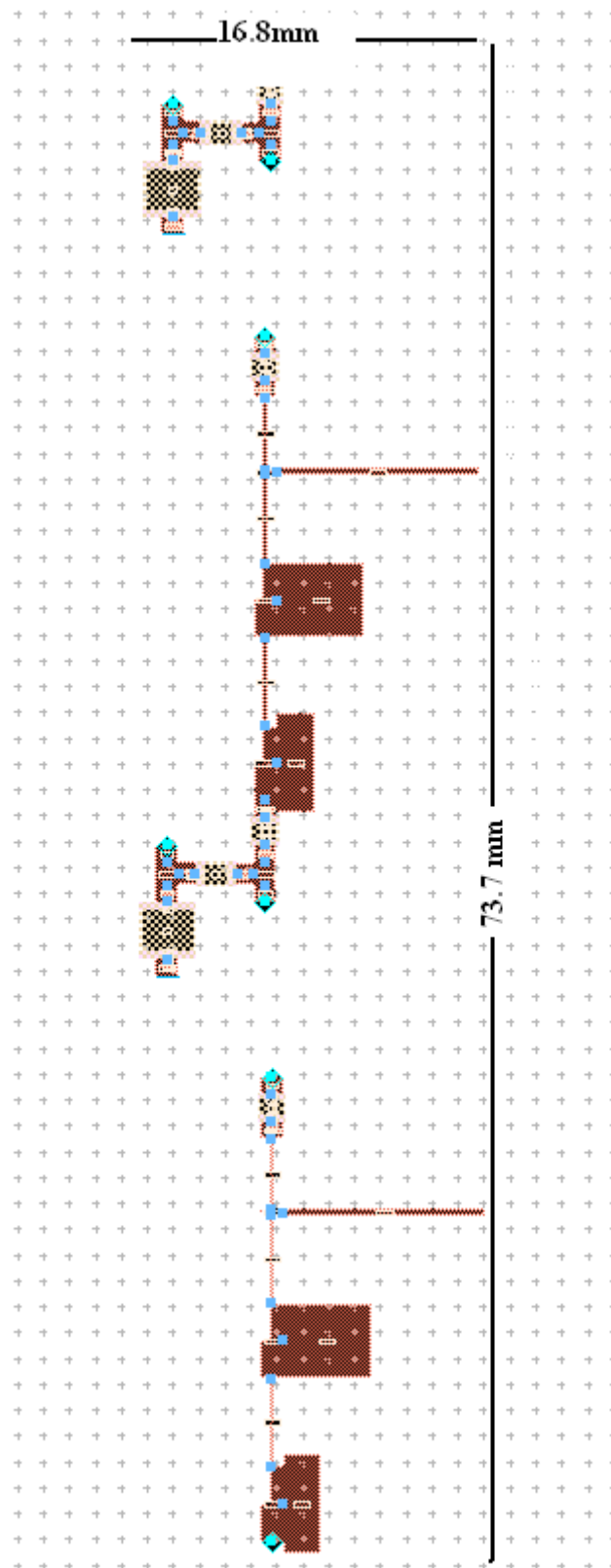
εικόνα 5.3.3.7

Στο παραπάνω διάγραμμα εμφανίζονται τα αποτελέσματα της βελτιστοποιημένης προσαρμογής. Ως προς τη παράμετρο S21 αυξάνεται η τιμή του ελαχίστου κέρδους από 43.2 dB χωρίς προσαρμογή σε 46 dB στο κύκλωμα με προσαρμογή. Παράλληλα η συνολική μεταβολή του κέρδους στις επιθυμητές συχνότητες μειώνεται από τα 4.3dB χωρίς προσαρμογή σε 3 dB με προσαρμογή. Ως προς τη μέγιστη τιμή της παραμέτρου S11 από -5 dB στη μη προσαρμογή έχει μειωθεί στα -10 dB στο προσαρμοσμένο κύκλωμα. Συνεπώς με την προσαρμογή υπάρχει μείωση των ανεπιθύμητων ανακλάσεων και ταυτόχρονα ομαλότερη λειτουργία της ενισχυτικής διάταξης.

Οι διαστάσεις των stubs εμφανίζονται στο παρακάτω σχήμα



εικόνα 5.3.3.8 διαστάσεις stubs προσαρμογής στην είσοδο κάθε MGA -86576



εικόνα 5.3.3.9 microstrip layout

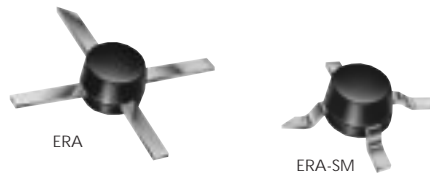
5.3.4

**DATA SHEETS ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ**

# MONOLITHIC AMPLIFIERS

50Ω

**BROADBAND** DC to 8 GHz



low power, up to +13.5 dBm output

all specifications at 25°C

MODEL NO.	FREQ. GHz f <sub>c</sub> - f <sub>u</sub>	GAIN, dB Typical								MAXIMUM POWER (dBm) at 2 GHz*		DYNAMIC RANGE at 2 GHz*		VSWR (:1) Typ.				ABSOLUTE MAX. RATING <sup>3</sup>		DC OPERATING POWER <sup>4</sup> at Pin 3			THERMAL RESISTANCE	CASE STYLE	CONNECTION	PRICE \$			
		over frequency, GHz								Output (1 dB Comp.) Typ.	Input (no dmg) Min.	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In DC-3 GHz	3-f <sub>u</sub> ** GHz	Out DC-3-f <sub>u</sub> ** GHz	3-f <sub>u</sub> ** GHz	I (mA)	P (mW)	Current (mA)	Volt. (V)	Typ	Min	Max	θ <sub>jc</sub> Typ. °C/W	Note B	ION	Qty. (30)	
ERA-1	DC-8	12.3	12.1	11.8	10.9	9.7	7.9	8.2	9	±0.3	12.0	10.0	15	4.3	26	1.5	1.8	1.5	1.9	75	330	40	3.4	3.0	4.1	178	VV105	cb	1.37
ERA-2	DC-6	16.2	15.8	15.2	14.4	13.1	11.2	—	13	±0.5	13.0	11.0	15	4.0	26	1.3	1.4	1.2	1.6	75	330	40	3.4	3.0	4.1	155	VV105	cb	1.52
ERA-3	DC-3	22.1	21.0	18.7	16.8	—	—	—	16	±1.7	12.5	9	13	3.5	25	1.5	—	1.4	—	75	330	35	3.2	3.0	4.1	154	VV105	cb	1.67
ERA-1SM	DC-8	12.3	12.1	11.8	10.9	9.7	7.9	8.2	9	±0.3	12.0	10.0	15	4.3	26	1.5	1.8	1.5	1.9	75	330	40	3.4	3.0	4.1	183	WW107	cb	1.42
NEW ERA-21SM	DC-8	14.2	13.9	13.2	12.2	10.8	8.7	8.9	11.2	±0.5	12.6	10.6	15	4.7	26	1.1	1.4	1.3	1.9	75	330	40	3.5	3.0	4.1	194	WW107	cb	1.57
ERA-2SM	DC-6	16.2	15.8	15.2	14.4	13.1	11.2	—	13	±0.5	13.0	11.0	15	4.0	26	1.3	1.4	1.2	1.6	75	330	40	3.4	3.0	4.1	160	WW107	cb	1.57
NEW ERA-33SM	DC-3	19.3	18.7	17.4	15.9	—	—	—	15	±0.9	13.5	11.5	13	3.9	28.5	1.6	—	1.25	—	75	330	40	4.3	3.8	4.8	140	WW107	cb	1.72
ERA-3SM	DC-3	22.1	21.0	18.7	16.8	—	—	—	16	±1.7	12.5	9	13	3.5	25	1.5	—	1.4	—	75	330	35	3.2	3.0	4.1	159	WW107	cb	1.72

## features

- low thermal resistance
- miniature microwave amplifier
- available in drop-in & surface mount (sm) versions
- frequency range, DC to 8 GHz, usable to 10 GHz
- up to 18.5 dBm typ. (16.5 dBm min) output power

## absolute maximum ratings

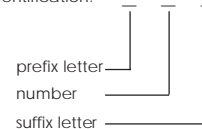
operating temperature: -45°C to 85°C  
storage temperature: -65° to 150°C

## model identification

Model marking (see note below)

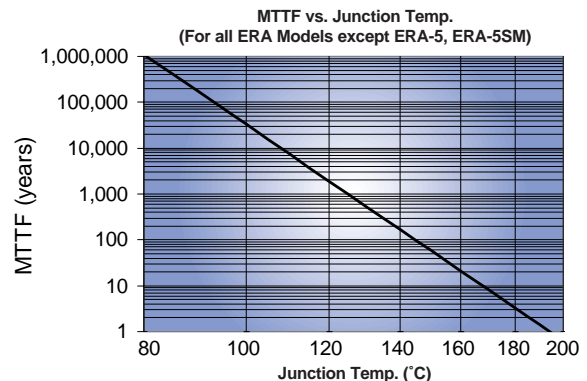
ERA-1, ERA-1SM	1
ERA-2, ERA-2SM	2
ERA-21SM	21
ERA-3, ERA-3SM	3
ERA-33SM	33
ERA-4, ERA-4SM	4
ERA-5, ERA-5SM	5
ERA-50SM	50
ERA-51SM	51
ERA-6, ERA-6SM	6

Note: Prefix letter (optional) designates assembly location. Suffix letters (optional) are for wafer identification.

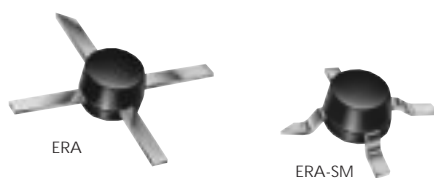


## NOTES:

- ◆ Aqueous washable
- \* at 1 GHz for ERA-4,5,6, 4SM, 5SM, 50SM, 51SM, 6SM
- \*\* f<sub>u</sub> is the upper frequency limit for each model as shown in the table.
- \*\*\* Gain, gain flatness, and VSWR are specified at 1.5 GHz.
- ⊕ Low frequency cutoff determined by external coupling capacitors.
- A. Environmental specifications and re-flow soldering information available in General Information Section.
- B. Units are non-hermetic unless otherwise noted. For details on case dimensions & finishes see "Case Styles & Outline Drawings".
- C. Prices and Specifications subject to change without notice.
- D. For Quality Control Procedures see Table of Contents, Section 0, "Mini-Circuits Guarantees Quality" article. For Environmental Specifications see Amplifier Selection Guide.
- 1. Model number designated by alphanumeric code marking.
- 2. ERA-SM models available on tape and reel.
- 3. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. These ratings are not intended for continuous normal operation.
- 4. Supply voltage must be connected to pin 3 through a bias resistor in order to prevent damage. See "Biasing MMIC Amplifiers" in [minicircuits.com/application.html](http://minicircuits.com/application.html). Reliability predictions are applicable at specified current & normal operating conditions.



# Drop-In & Surface Mount



medium power, up to +18.4 dBm output

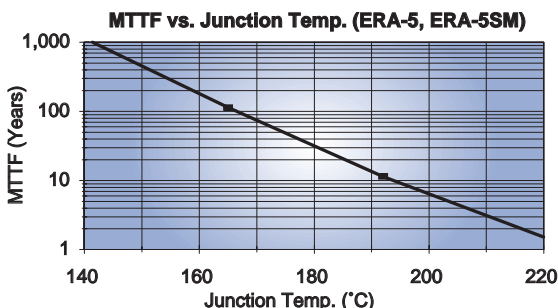
all specifications at 25°C

MODEL NO.	FREQ. GHz $f_c - f_u$	GAIN, dB Typical								MAXIMUM POWER (dBm) at 2 GHz*			DYNAMIC RANGE at 2 GHz*		VSWR (-1) Typ.				ABSOLUTE MAX. RATING <sup>3</sup>		DC OPERATING POWER <sup>4</sup> at Pin 3			THERMAL RESISTANCE	CASE STYLE	CONNECTION	PRICE \$	
		over frequency, GHz								Output (1 dB Comp.) Typ.	Input (no dmg) Min.	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In DC-3 GHz	Out 3-f <sub>u</sub> ** DC-3 GHz	I (mA)	P (mW)	Current (mA)	Volt. Min	Max	θ <sub>j-c</sub> Typ. °C/W	Note B	Qty. (30)					
		0.1	1	2	3	4	6	8	Min. @ 2 GHz															Flatness DC-2 GHz				
ERA-6	DC-4	12.6	12.5	12.2	11.7	11.3	—	—	10.5 ±0.2	17.9	16	20	4.5	36	1.3	1.2	1.6	1.8	120	650	70	5.0	4.6	5.6	170	VV105	cb	3.85
ERA-4	DC-4	14.3	14.0	13.4	12.7	11.8	—	—	11 ±0.4	17.3	15	20	4.2	34	1.2	1.2	1.3	1.8	120	650	65	4.5	4.2	5.5	163	VV105	cb	3.85
ERA-5	DC-4	20.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	16 ±1.0	18.4	16.5	13	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	650	65	4.9	4.2	5.5	278	VV105	cb	3.85
ERA-6SM	DC-4	12.6	12.5	12.2	11.7	11.3	—	—	10.5 ±0.2	17.9	16	20	4.5	36	1.3	1.2	1.6	1.8	120	650	70	5.0	4.6	5.6	175	WW107	cb	3.90
NEW ERA-4SM	DC-4	14.3	14.0	13.4	12.7	11.8	—	—	11 ±0.4	17.3	15	20	4.2	34	1.2	1.2	1.3	1.8	120	650	65	4.5	4.2	5.5	168	WW107	cb	3.90
NEW ERA-51SM	DC-4	18.0	17.4	16.1	14.8	12.5	—	—	14 ±1.0	18.1	16.5	13	4.1	33	1.1	1.2	1.2	1.9	120	650	65	4.5	4.2	5.5	154	WW107	cb	3.90
ERA-5SM	DC-4	20.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	16 ±1.0	18.4	16.5	13	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	650	65	4.9	4.2	5.5	283	WW107	cb	3.90
NEW ERA-50SM**	DC-1.5	20.7	19.4	18.3	—	—	—	—	16 ±1.2	17.2	16.0	13	3.5	32.5	1.3	—	1.2	—	120	650	60	4.4	4.0	4.9	177	WW107	cb	2.95

see suggested PCB layout PL-075 for ERA models

## typical biasing configuration

R BIAS "1%" Resistor Values (ohms) for Optimum Biasing of ERA Models									
Vcc	ERA-1, 1SM	ERA-2, 2SM	ERA-21SM	ERA-3, 3SM	ERA-33SM	ERA-4, 4SM	ERA-5, 5SM	ERA-50SM, 51SM	ERA-6, 6SM
7	90.9	88.7	88.7	107	69.8	38.3	40.2	40.2	30.1
8	113	113	113	133	93.1	52.3	53.6	53.6	43.2
9	137	137	137	162	115	66.5	68.1	68.1	56.2
10	162	162	162	191	140	80.6	82.5	82.5	69.8
11	187	187	187	221	165	95.3	97.6	97.6	84.5
12	215	215	210	249	191	110	113	113	97.6
13	237	237	237	280	215	127	127	127	113
14	261	261	261	309	243	143	143	143	127
15	287	287	287	340	267	158	158	158	140
16	309	316	316	365	287	174	174	174	154
17	332	340	340	392	316	187	191	191	169
18	357	365	365	422	340	205	205	205	182
19	383	392	392	453	365	221	221	221	196
20	412	412	412	475	392	237	237	237	210



## designers kits available

KIT NO.	Model Type	No. of Units in Kit	Description	Price \$ per kit
K1-ERA	ERA	30	10 of each 1,2,3	49.95
K2-ERA	ERA	20	10 of each 4,5	69.95
K1-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 1SM, 2SM,3SM	49.95
K2-ERASM	ERA-SM	20	10 of each 4SM, 5SM	69.95
K3-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 4SM, 5SM, 6SM	99.95

## pin connections

PORT	cb
RF IN	1
RF OUT	3
DC	3
CASE GND	2,4
NOT USED	—

## NSN GUIDE

MCL NO.	NSN
ERA-1SM	5962-01-459-9075
ERA-2SM	5962-01-459-7410
ERA-3SM	5962-01-459-9314



The Design Engineers Search Engine  
Provides Actual Data Instantly  
At: <http://www.minicircuits.com>

In Stock... Immediate Delivery  
For Custom Versions Of Standard Models  
Consult Our Applications Dept.



# 1.5 – 8 GHz Low Noise GaAs MMIC Amplifier

## Technical Data

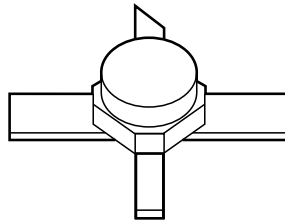
### Features

- 1.6 dB Noise Figure at 4 GHz
- 23 dB Gain at 4 GHz
- +6 dBm  $P_{1dB}$  at 4 GHz
- Single +5 V Bias Supply

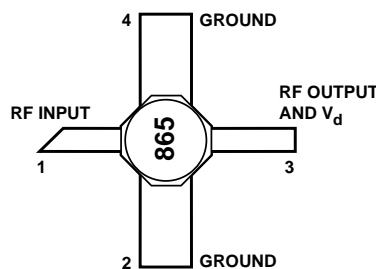
### Applications

- LNA or Gain Stage for 2.4 GHz and 5.7 GHz ISM Bands
- Front End Amplifier for GPS Receivers
- LNA or Gain Stage for PCN and MMDS Applications
- C-Band Satellite Receivers
- Broadband Amplifier for Instrumentation

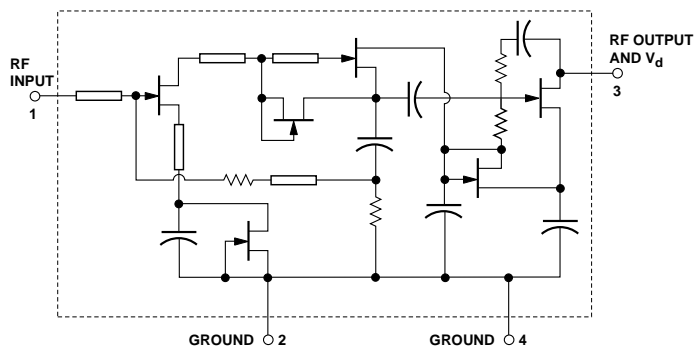
### Surface Mount Ceramic Package



### Pin Connections



### Schematic Diagram



## MGA-86576

### Description

Hewlett-Packard's MGA-86576 is an economical, easy-to-use GaAs MMIC amplifier that offers low noise and excellent gain for applications from 1.5 to 8 GHz.

The MGA-86576 may be used without impedance matching as a high performance 2 dB NF gain block. Alternatively, with the addition of a simple series inductor at the input, the device noise figure can be reduced to 1.6 dB at 4 GHz.

The circuit uses state-of-the-art PHEMT technology with self-biasing current sources, a source-follower interstage, resistive feedback, and on chip impedance matching networks.

A patented, on-chip active bias circuit allows operation from a single +5 V power supply. Current consumption is only 16 mA.

These devices are 100% RF tested to assure consistent performance.

## Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum <sup>[1]</sup>
V <sub>d</sub>	Device Voltage, RF output to ground	V	9
V <sub>g</sub>	Device Voltage, RF input to ground	V	+0.5 -1.0
P <sub>in</sub>	CW RF Input Power	dBm	+13
T <sub>ch</sub>	Channel Temperature	°C	150
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	°C	-65 to 150

### Thermal Resistance<sup>[2]</sup>:

$$\theta_{ch-c} = 110^{\circ}\text{C/W}$$

#### Notes:

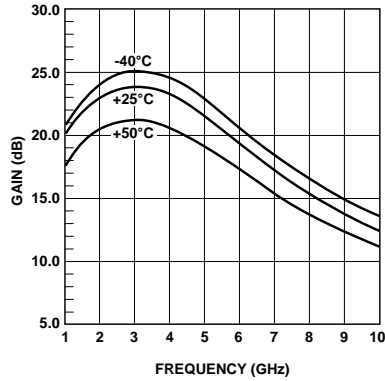
1. Operation of this device above any one of these limits may cause permanent damage.
2. T<sub>c</sub> = 25°C (T<sub>c</sub> is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board).

## MGA-86576 Electrical Specifications, T<sub>c</sub> = 25°C, Z<sub>0</sub> = 50 Ω, V<sub>d</sub> = 5 V

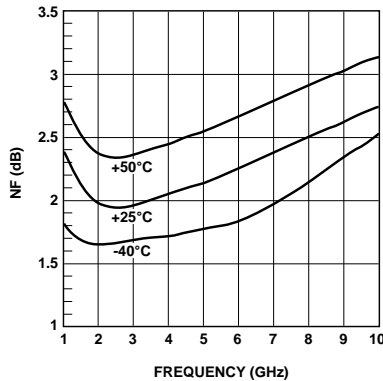
Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
G <sub>p</sub>	Power Gain ( S <sub>21</sub>   <sup>2</sup> ) f = 1.5 GHz f = 2.5 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz f = 8.0 GHz	dB	20	21.2 23.7 23.1 19.3 15.4	
NF <sub>50</sub>	50 Ω Noise Figure f = 1.5 GHz f = 2.5 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz f = 8.0 GHz	dB		2.2 1.9 2.0 2.3 2.5	2.3
NF <sub>0</sub>	Optimum Noise Figure (Input tuned for lowest noise figure) f = 1.5 GHz f = 2.5 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz f = 8.0 GHz	dB		1.6 1.5 1.6 1.8 2.1	
P <sub>1dB</sub>	Output Power at 1 dB Gain Compression f = 1.5 GHz f = 2.5 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz f = 8.0 GHz	dBm		6.4 7.0 6.3 4.3 3.8	
IP <sub>3</sub>	Third Order Intercept Point f = 4.0 GHz	dBm		16.0	
VSWR	Input VSWR f = 1.5 GHz f = 2.5 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz f = 8.0 GHz			3.6:1 3.3:1 2.2:1 1.4:1 1.2:1	3.6:1
	Output VSWR f = 1.5 GHz f = 2.5 GHz f = 4.0 GHz f = 6.0 GHz f = 8.0 GHz			2.5:1 2.1:1 1.7:1 1.4:1 1.3:1	
I <sub>d</sub>	Device Current	mA	9	16	22



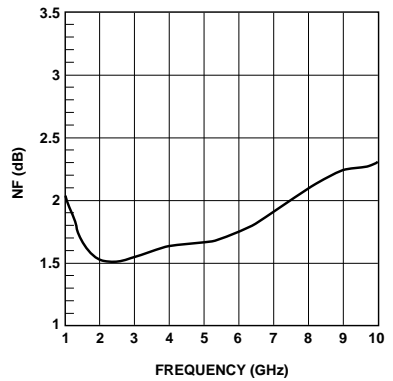
**MGA-86576 Typical Performance,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ,  $Z_o = 50 \Omega$ ,  $V_d = 5 \text{ V}$**



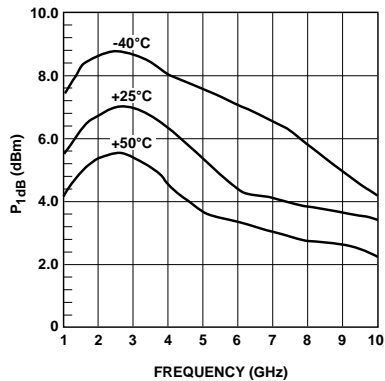
**Figure 1. Power Gain vs. Frequency at Three Temperatures.**



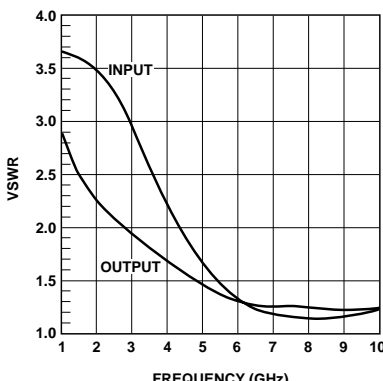
**Figure 2. 50 Ω Noise Figure vs. Frequency at Three Temperatures.**



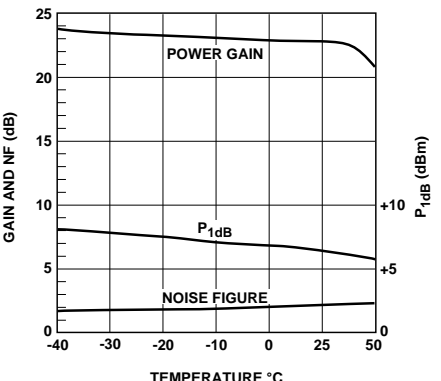
**Figure 3. Matched Noise Figure vs. Frequency.**



**Figure 4.  $P_{1dB}$  vs. Frequency at Three Temperatures.**



**Figure 5. Input and Output VSWR vs. Frequency.**



**Figure 6. Gain,  $NF_{50}$ , and  $P_{1dB}$  vs. Temperature at 4 GHz.**

**MGA-86576 Typical Scattering Parameters [3],  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ,  $Z_o = 50 \Omega$ ,  $V_d = 5 \text{ V}$**

Freq. GHz	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$		$S_{22}$		
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.5	0.57	-21	15.5	5.99	46	-46.5	0.005	-15	0.62	-35
1.0	0.55	-30	19.8	9.72	17	-51.3	0.003	11	0.49	-47
1.5	0.54	-44	21.7	12.15	-7	-51.2	0.003	58	0.43	-57
2.0	0.52	-59	22.8	13.84	-31	-47.0	0.004	85	0.39	-68
2.5	0.48	-77	23.5	14.98	-54	-43.0	0.007	96	0.36	-79
3.0	0.43	-96	23.8	15.56	-77	-39.7	0.010	100	0.33	-92
3.5	0.37	-116	23.7	15.28	-100	-37.0	0.014	99	0.29	-105
4.0	0.30	-137	23.2	14.49	-122	-35.0	0.018	95	0.25	-118
4.5	0.24	-159	22.4	13.18	-142	-33.2	0.022	92	0.21	-130
5.0	0.19	178	21.5	11.82	-160	-31.9	0.026	89	0.19	-139
5.5	0.14	151	20.5	10.54	-177	-30.6	0.030	85	0.14	-151
6.0	0.12	129	19.2	9.14	166	-29.6	0.033	81	0.17	-151
6.5	0.10	111	18.1	8.08	156	-28.7	0.037	82	0.14	-116
7.0	0.08	91	17.5	7.48	142	-27.4	0.042	76	0.08	-158
7.5	0.08	75	16.4	6.64	129	-26.6	0.047	72	0.11	-153
8.0	0.07	64	15.5	5.99	118	-25.8	0.051	69	0.09	-151
8.5	0.06	48	14.7	5.45	107	-25.0	0.056	65	0.09	-146
9.0	0.04	31	14.0	5.03	96	-24.2	0.062	62	0.09	-140
9.5	0.02	18	13.4	4.66	86	-23.4	0.068	58	0.11	-143
10.0	0.01	93	12.7	4.33	76	-22.6	0.074	53	0.11	-154

## MGA-86576 Typical Noise Parameters<sup>[3]</sup>,

$T_C = 25^\circ\text{C}$ ,  $Z_0 = 50\ \Omega$ ,  $V_d = 5\ \text{V}$

Frequency GHz	NF <sub>o</sub> dB	$\Gamma_{\text{opt}}$		R <sub>N</sub> /50 $\Omega$
		Mag.	Ang.	
1.0	2.1	0.56	27	0.43
1.5	1.6	0.54	31	0.40
2.5	1.5	0.47	40	0.36
4.0	1.6	0.38	54	0.32
6.0	1.8	0.28	77	0.28
8.0	2.1	0.22	107	0.25

<sup>[3]</sup>Reference plane taken at point where leads meet body of package.

## MGA-86576 Applications Information

### Introduction

The MGA-86576 is a high gain, broad band, low noise amplifier. The use of plated through holes or an equivalent minimal inductance grounding technique placed precisely under each ground lead at the device is highly recommended. A minimum of two plated through holes under each ground lead is preferred with four being highly suggested. A long ground path to pins 2 and 4 will add additional inductance which can cause gain peaking in the 2 to 4 GHz frequency range. This can also be accompanied by a decrease in stability. A suggested

layout is shown in Figure 7. The circuit is designed for use on 0.031 inch thick FR-4/G-10 epoxy glass dielectric material.

Printed circuit board thickness is also a major consideration. Thicker printed circuit boards dictate longer plated through holes which provide greater undesired inductance. The parasitic inductance associated with a pair of plated through holes passing through 0.031 inch thick printed circuit board is approximately 0.1 nH, while the inductance of a pair of plated through holes passing through 0.062 inch thick board is about 0.2 nH. Hewlett-Packard does not

recommend using the MGA-86576 MMIC on boards thicker than 0.040 inch.

The effects of inductance associated with the board material are easily analyzed and very predictable. As a minimum, the circuit simulation should consist of the data sheet S-Parameters and an additional circuit file describing the plated through holes and any additional inductance associated with lead length between the device and the start of the plated through hole. To obtain a complete analysis of the entire amplifier circuit, the effects of the input and output microstriplines and bias decoupling circuits should be incorporated into the circuit file.

### Device Connections V<sub>d</sub> and RF Output (Pin 3)

RF and DC connections are shown in Figure 8. DC power is provided to the MMIC through the same pin used to obtain RF output. A 50  $\Omega$  microstripline is used to connect the device to the following stage or output connector. A bias decoupling network is used to feed in V<sub>dd</sub>

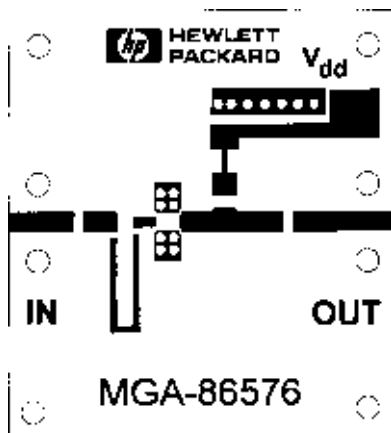


Figure 7. Layout for MGA-86576 Demonstration Amplifier. PCB dimensions are 1.18 inches wide by 1.30 inches high.

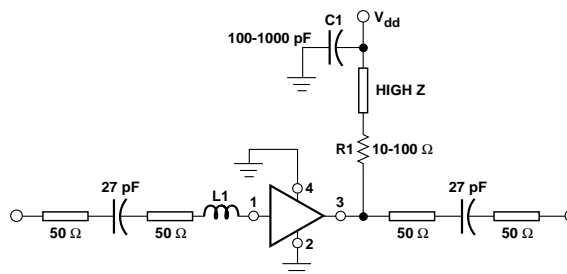
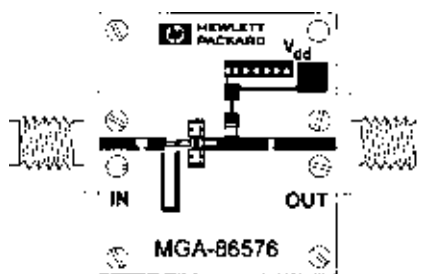


Figure 8. Demonstration Amplifier Schematic.

while simultaneously providing a DC block to the RF signal. The bias decoupling network shown in Figure 8, consisting of resistor R1, a short length of high impedance microstripline, and bypass capacitor C1, provides the best overall performance in the 2 to 8 GHz frequency range.

The use of lumped inductors is not desired since they tend to radiate and cause undesired feedback. Moving the bypass capacitor, C1, down the microstripline towards the  $V_{dd}$  terminal, as shown in Figure 9, will improve the gain below 2 GHz by trading off some high end gain. A minimum value of  $10\ \Omega$  for R1 is



**Figure 9. Complete MGA-86576 Demonstration Amplifier.**

recommended to de-Q the bias decoupling network, although  $100\ \Omega$  will provide the highest circuit gain over the entire 1.5 to 8 GHz frequency range.  $V_{dd}$  will have to be increased accordingly for higher values of R1. For operation in the 2 to 6 GHz frequency range, a  $10\ \text{pF}$  capacitor may be used for DC blocking on the output microstripline. A larger value such as  $27\ \text{pF}$  is more appropriate for operation at 1.5 GHz.

#### Ground (Pins 2 and 4)

Ground pins should attach directly to the backside ground plane by the shortest distance possible using the design hints suggested in the earlier section. Liberal use of plated through vias is recommended.

#### RF Input (Pin 1)

A  $50\ \Omega$  microstripline can be used to feed RF to the device. A blocking capacitor in the  $10\ \text{pF}$  range will provide a suitable DC block in the 2 to 6 GHz frequency range. Although there is no voltage present at pin 1, it is highly suggested that a DC blocking capacitor be used to prevent accidental application of a voltage from a previous amplifier stage. With no further input matching, the MGA-86576 is capable of noise figures as low as 2 dB in the 2 to 6 GHz frequency range. Since  $\Gamma_o$  is not  $50\ \Omega$ , it is possible to design and implement a very simple matching network in order to improve noise figure and input return loss over a narrow frequency range. The circuit board layout shown in Figure 7 provides an option for tuning for a low noise match anywhere in the 1.5 to 4 GHz frequency range. For optimum noise figure performance in the 4 GHz frequency range, L1 can be a  $0.007$  inch diameter wire  $0.080$  inches in length as shown in Figure 9. Alternatively, L1 can be replaced by a  $0.020$  inch wide microstripline whose length can be adjusted for minimum noise figure in the 1.5 to 4 GHz frequency range.

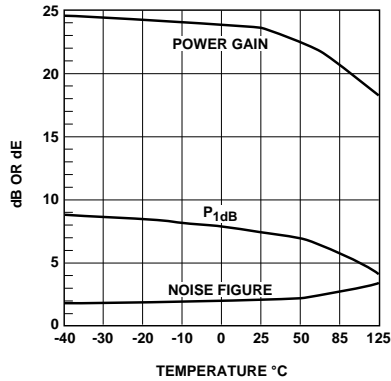
Table 1 provides the approximate inductor length for minimum noise figure at a given frequency for the circuit board shown in Figure 7.

**Table 1. L1 Length vs. Frequency for Optimum Noise Figure.**

Frequency GHz	Length Inches
1.5	0.70
1.8	0.60
2.1	0.50
2.4	0.40
2.5	0.30
3.0	0.20
3.7	0.10
4.0	0.05

#### 7 Volt Bias for Operation at Higher Temperatures

The MGA-86576 was designed primarily for 5 volt operation over the  $-25$  to  $+50^\circ\text{C}$  temperature range. For applications requiring use to  $+85^\circ\text{C}$ , a 7 volt bias supply is recommended to minimize changes in gain and noise figure at elevated temperature. Figure 10 shows typical gain, noise figure, and output power performance over temperature at 4 GHz with 7 volts applied. With a 7 volt bias supply, output power is increased approximately 1.5 dB. Other parameters are relatively unchanged from 5 volt data. S-parameter and noise parameter data for 7 volts are available upon request from Hewlett-Packard.



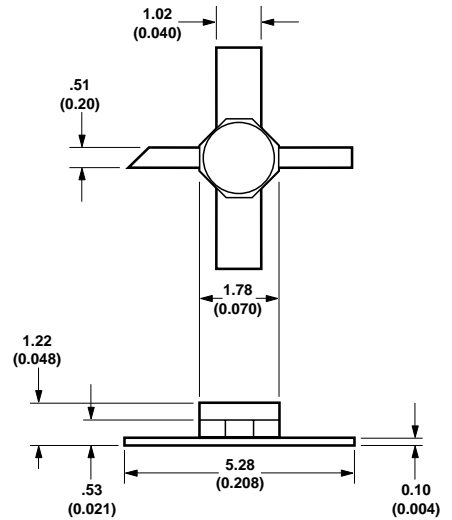
**Figure 10.** Gain, NF<sub>50</sub>, and P<sub>1dB</sub> vs. Temperature at 4 GHz with 7 Volt Bias Supply.

### Printed Circuit Board Materials

Most commercial applications dictate the need to use inexpensive epoxy glass materials such as FR-4 or G-10. Unfortunately the losses of this type of material can become excessive above 2 GHz. As an example, a 0.5 inch long 50 Ω microstripline etched on FR-4 along with a blocking capacitor has a measured loss of 0.35 dB at 4 GHz. The 0.35 dB loss adds directly to the noise figure of the MGA-86576. The use of a low

loss PTFE based dielectric material will preserve the inherent low noise of the MGA-86576.

### Package Dimensions 76 Package



TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

### MGA-86576 Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
MGA-86576-STR	10	Strip
MGA-86576-TR1	1000	7-inch Reel

For more information call your nearest HP sales office.

For technical assistance or the location of your nearest Hewlett-Packard sales office, distributor or representative call:

**Americas/Canada:** 1-800-235-0312 or 408-654-8675

**Far East/Australasia:** Call your local HP sales office.

**Japan:** (81 3) 3335-8152

**Europe:** Call your local HP sales office.

Data subject to change.  
Copyright © 1997 Hewlett-Packard Co.

Obsoletes 5962-6909E  
Printed in U.S.A. 5965-9687E (9/97)

# 6

## *Βασικό κύκλωμα IFM*

### *6.1 Εισαγωγή*

Το κεφάλαιο ουσιαστικά διαιρείται σε τρεις ανεξάρτητες ενότητες . Η πρώτη ενότητα αποτελεί μια περαιτέρω αναφορά και ανάλυση στο κύκλωμα διαίρεσης συχνότητας και παρουσιάζονται τα φύλλα προδιαγραφών των κυκλωμάτων που χρησιμοποιήθηκαν . Στη δεύτερη ενότητα περιγράφεται επιγραμματικά η λειτουργία της διάταξης δημιουργίας διαφοράς φάσης . Τέλος στην τρίτη ενότητα παρουσιάζεται το κύκλωμα μέτρησης φάσης

### *6.2 Διαίρεση συχνότητας*

Όπως έγινε κατανοητό στο κεφάλαιο 1 , σύμφωνα με τη γενική περιγραφή του συστήματος είναι απαραίτητη η χρήση ενός κυκλώματος διαίρεσης συχνότητας έτσι ώστε το σήμα που εισέρχεται στο κύκλωμα μέτρησης φάσης να είναι στα όρια λειτουργίας (0.1-2 GHz) . Συνεπώς πέρα από την πρώτη αλυσίδα , όπου το συχνοτικό περιεχόμενο ανήκει στις επιθυμητές τιμές , στις επόμενες τρεις διατάξεις είναι αναγκαία η χρήση διαιρέτη συχνότητας . Στην διάταξη 2-4 GHz χρησιμοποιείται υποδιπλασιαστής συχνότητας  $n/2$  , στην διάταξη 4-8 χρησιμοποιείται υποτετραπλασιαστής συχνότητας  $n/4$  και τέλος στην διάταξη 8-12 χρησιμοποιείται υποοκταπλασιαστής συχνότητας  $n/8$  ώστε το σήμα να έχει το επιθυμητό συχνοτικό περιεχόμενο .

### 6.2.1 ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 2-4 GHz

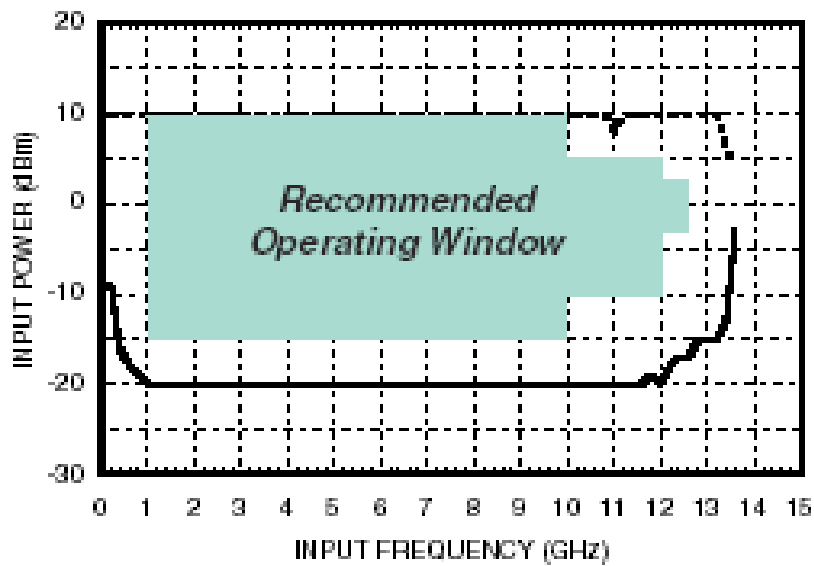
Στην διάταξη 2-4 GHz είναι αναγκαία η χρήση ενός υποδιπλασιαστή συχνότητας . Για τον σκοπό αυτό επιλέχθηκε ο διαιρέτης **HMC 364S8G** της *Hittite microwave corporation* . Ο HMC 364S8G υποδιπλασιάζει τη συχνότητα του σήματος , μεταφέροντας την στο εύρος 0.1-2 GHz . Τα χαρακτηριστικά του εμφανίζονται στον παρακάτω πίνακα

Χαρακτηριστικά **HMC 364S8G** για  $+25^{\circ} \text{C}$ ,  $V_{cc}=5\text{V}$  και κανονικοποιημένη είσοδο και έξοδο σε  $50 \Omega$

Παράμετροι	Συνθήκες	Ελάχιστη τιμή	Τυπική τιμή	Μέγιστη τιμή	Μονάδες
Μέγιστη συχνότητα εισόδου		12.5	13.5		GHz
Ελάχιστη συχνότητα εισόδου			0.2	0.5	GHz
Ισχύς εισόδου	Fin = 1 - 10 GHz	-15	>-20	+10	dBm
	Fin = 10 - 12 GHz	-10	>-15	+5	dBm
	Fin = 12 - 12.5 GHz	-4	>-8	+2	dBm
Ισχύς εξόδου	Fin = 6 GHz	2	5		dBm
	Fin = 9 GHz	-2			dBm
	Fin = 11 GHz	-5			dBm
	Fin = 12.5 GHz	-8			dBm
Reverse Leakage	οι έξοδοι τερματισμένες		40		dB
SSB θόρυβος φάσης	Pin = 0 dBm, Fin = 6 GHz		-145		dBc/Hz
Χρόνος μετάδοσης	Pin = 0 dBm, Fout = 882 MHz		100		ps
Ρεύμα τροφοδοσίας			105		mA

Όπως είναι φανερό από τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του διαιρέτη συχνότητας οι προβλεπόμενες προδιαγραφές τηρούνται αφού στην περιοχή συχνοτήτων 2-4 GHz η λειτουργία του υποδιπλασιαστη συχνότητας είναι υποδειγματική με χαμηλό εισερχόμενο θόρυβο .

### *Input Sensitivity Window, T= 25 °C*



Εικόνα 6.2.1

### **6.2.2 ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 4-8 GHz**

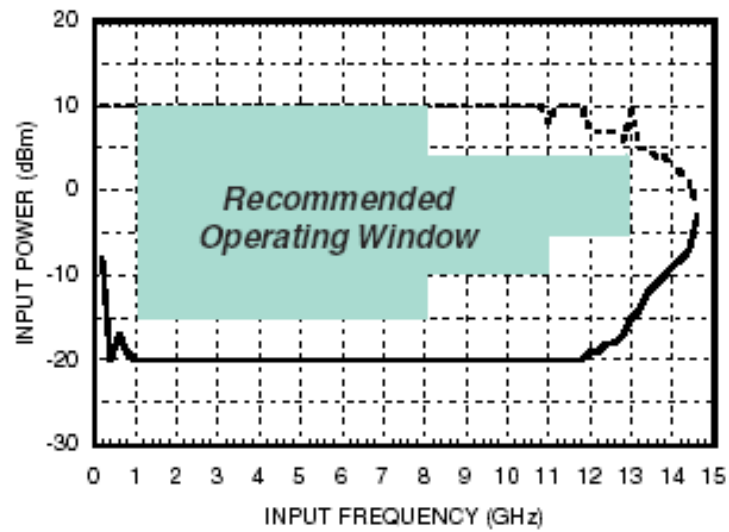
Στην διάταξη 4-8 GHz είναι αναγκαία η χρήση ενός υποτετραπλασιαστη συχνότητας . Για τον σκοπό αυτό επιλέχθηκε ο διαιρέτης **HMC 365S8G** της *Hittite microwave corporation*. Τα χαρακτηριστικά του εμφανίζονται στον παρακάτω πίνακα

+25° C, Vcc= 5V και κανονικοποιημένη είσοδος και έξοδος σε 50 Ω

Παράμετροι	Συνθήκες	Ελάχιστη τιμή	Τυπική τιμή	Μέγιστη τιμή	Μονάδες
Μέγιστη συχνότητα εισόδου		13	14		GHz
Ελάχιστη συχνότητα εισόδου			0.2	0.5	GHz
Ισχύς εισόδου	Fin = 1 - 8 GHz	-15	>-20	+10	dBm
	Fin = 8 - 11 GHz	-10	>-15	+3	dBm
	Fin = 11 - 13 GHz	-5	>-8	+3	dBm
Ισχύς εξόδου	Fin = 13 GHz	2	5		dBm
Reverse Leakage	οι έξοδοι τερματισμένες		45		dB
SSB θόρυβος φάσης	Pin = 0 dBm, Fin = 6 GHz		-151		dBc/Hz
Χρόνος μετάδοσης	Pin = 0 dBm, Fout = 882 MHz		100		ps
Ρεύμα τροφοδοσίας			110		mA



### Input Sensitivity Window, $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$



Εικόνα 6.2.2

Όπως είναι φανερό από τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του διαιρέτη συχνότητας οι προβλεπόμενες προδιαγραφές τηρούνται αφού στην περιοχή συχνοτήτων 4-8 GHz η λειτουργία του υποδιπλασιαστή συχνότητας είναι υποδειγματική

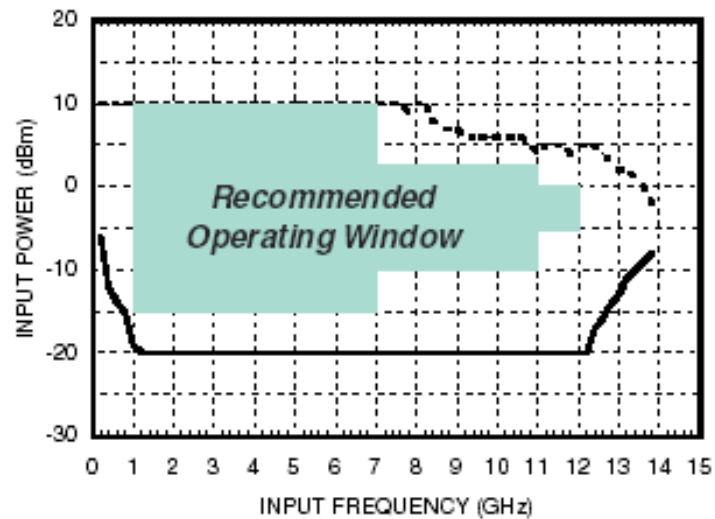
#### 6.2.3 ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ 8-12 GHz

Στην διάταξη 4-8 GHz είναι αναγκαία η χρήση ενός υποοκταπλασιαστή συχνότητας. Για τον σκοπό αυτό επιλέχθηκε ο διαιρέτης **HMC 363S8G** της *Hittite microwave corporation*. Τα χαρακτηριστικά του εμφανίζονται στον παρακάτω πίνακα

+25° C,  $V_{cc} = 5V$  και κανονικοποιημένη είσοδος και έξοδος σε  $50\ \Omega$

Παράμετροι	Συνθήκες	Ελάχιστη τιμή	Τυπική τιμή	Μέγιστη τιμή	Μονάδες
Μέγιστη συχνότητα εισόδου		12	13		GHz
Ελάχιστη συχνότητα εισόδου			0.2	0.5	GHz
Ισχύς εισόδου	$F_{in} = 1 - 7\text{ GHz}$	-15	>-20	+10	dBm
	$F_{in} = 7 - 11\text{ GHz}$	-10	>-15	+2	dBm
	$F_{in} = 11 - 12\text{ GHz}$	-5	>-8	0	dBm

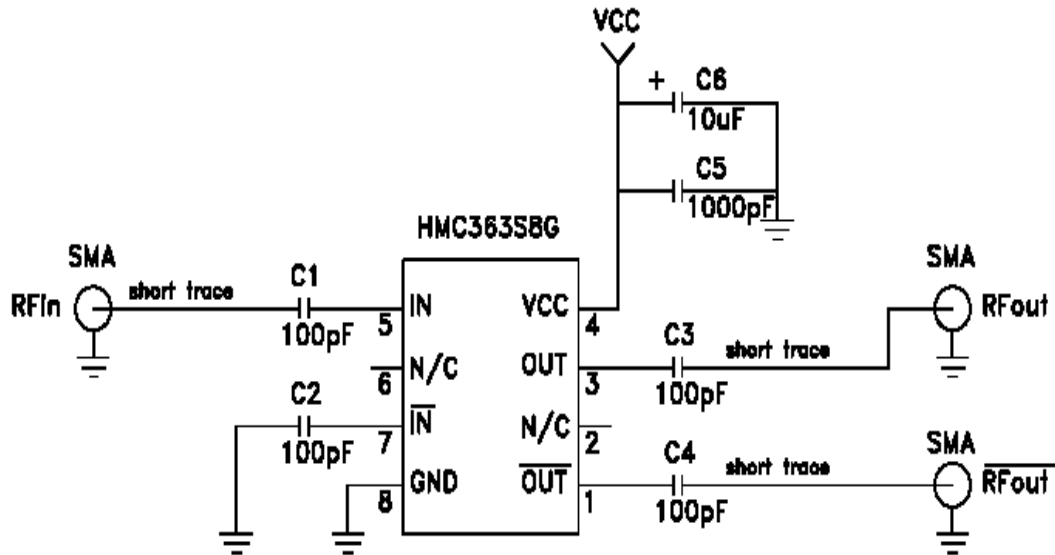
<b>Ισχύς εξόδου</b>	$F_{in} = 13 \text{ GHz}$	-9	-6		dBm
<b>Reverse Leakage</b>	οι έξοδοι τερματισμένες		65		dB
<b>SSB θόρυβος φάσης</b>	$P_{in} = 0 \text{ dBm},$ $F_{in} = 6 \text{ GHz}$		-153		dBc/Hz
<b>Χρόνος μετάδοσης</b>	$P_{in} = 0 \text{ dBm},$ $F_{out} = 882$ MHz		100		ps
<b>Ρεύμα τροφοδοσίας</b>			70		mA

**Input Sensitivity Window,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$** **Εικόνα 6.2.3.1**

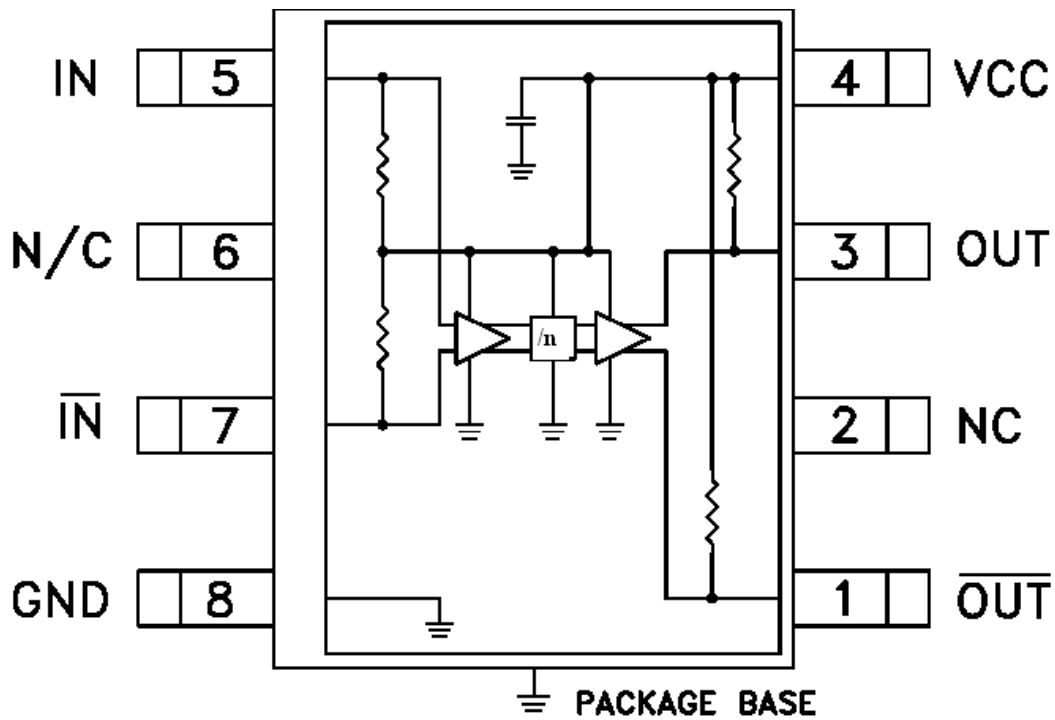
Οι προβλεπόμενες προδιαγραφές τηρούνται στην περιοχή συχνοτήτων 8-12 GHz

➤ **ΚΥΚΛΩΜΑ ΣΥΝΔΕΣΗΣ ΔΙΑΙΡΕΤΗ**

Οι και οι τρεις διαιρέτες συχνότητας συνδέονται με την υπόλοιπη διάταξη ως εξής



Εικόνα 6.2.3.2



Εικόνα 6.2.3.3 σχηματικό διάγραμμα

## **DATA SHEET ΔΙΑΙΠΕΤΩΝ**

### Typical Applications

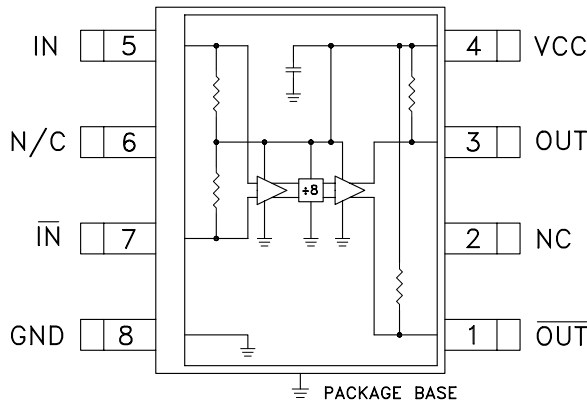
Prescaler for DC to X Band PLL Applications:

- Satellite Communication Systems
- Fiber Optic
- Pt-Pt and Pt-MPt Radios
- VSAT

### Features

- Ultra Low SSB Phase Noise: -153 dBc/Hz
- Wide Bandwidth
- Output Power: -6 dBm
- Single DC Supply: +5V
- S8G SMT Package

### Functional Diagram



### General Description

The HMC363S8G is a low noise Divide-by-8 Static Divider with InGaP GaAs HBT technology in an 8 lead surface mount plastic package. This device operates from DC (with a square wave input) to 12 GHz input frequency with a single +5.0V DC supply. The low additive SSB phase noise of -153 dBc/Hz at 100 kHz offset helps the user maintain good system noise performance.

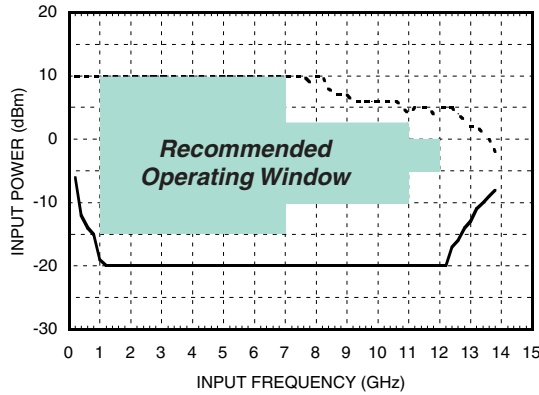
### Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ C$ , 50 Ohm System, $V_{cc} = 5V$

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Maximum Input Frequency		12	13		GHz
Minimum Input Frequency	Sine Wave Input. [1]		0.2	0.5	GHz
Input Power Range	$F_{in} = 1$ to 7 GHz	-15	>-20	+10	dBm
	$F_{in} = 7$ to 11 GHz	-10	>-15	+2	dBm
	$F_{in} = 11$ to 12 GHz	-5	>-8	0	dBm
Output Power	$F_{in} = 12$ GHz	-9	-6		dBm
Reverse Leakage	Both RF Outputs Terminated		65		dB
SSB Phase Noise (100 kHz offset)	$P_{in} = 0$ dBm, $F_{in} = 6$ GHz		-153		dBc/Hz
Output Transition Time	$P_{in} = 0$ dBm, $F_{out} = 882$ MHz		100		ps
Supply Current ( $I_{cc}$ )			70		mA

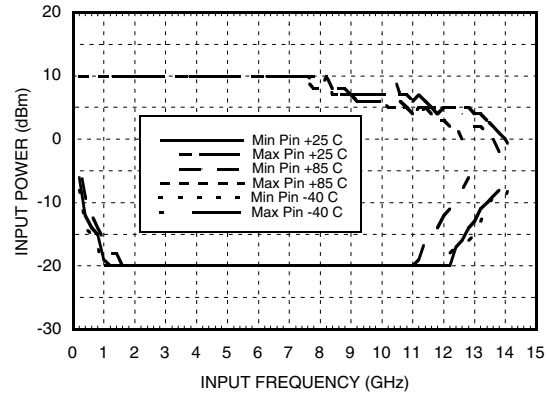
1. Divider will operate down to DC for square-wave input signal.

## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-8, DC - 12.0 GHz

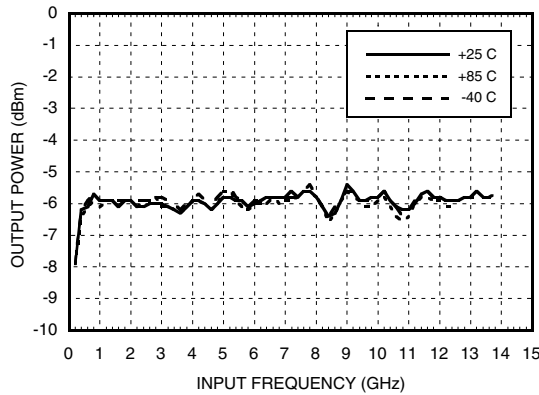
**Input Sensitivity Window,  $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$**



**Input Sensitivity Window vs. Temperature**

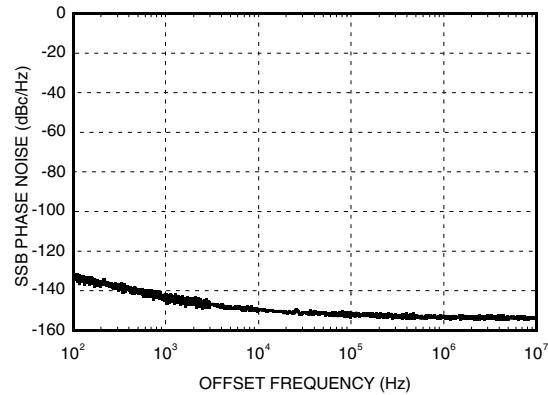


**Output Power vs. Temperature**



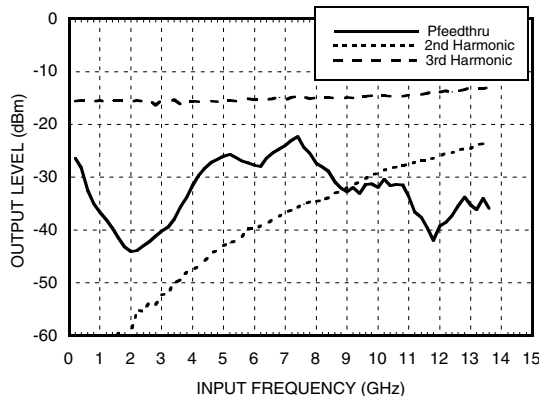
**SSB Phase Noise**

**Performance,  $P_{in} = 0\text{ dBm}$ ,  $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$**

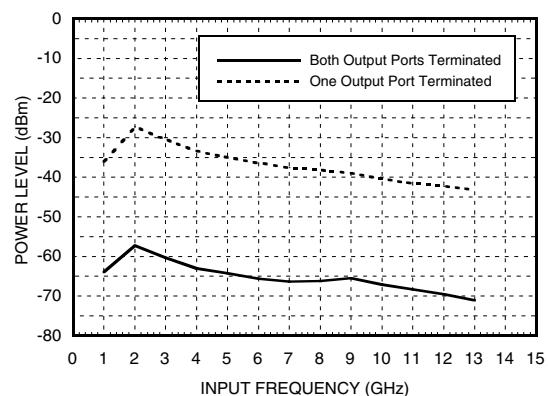


**Output Harmonic**

**Content,  $P_{in} = 0\text{ dBm}$ ,  $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$**

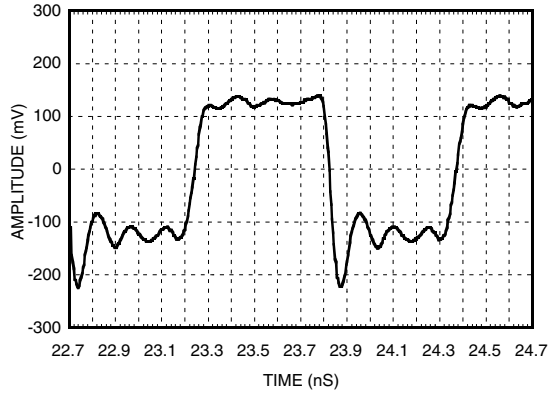


**Reverse Leakage,  $P_{in} = 0\text{ dBm}$ ,  $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$**



## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-8, DC - 12.0 GHz

**Output Voltage Waveform,**  
*Pin= 0 dBm, Fout= 882 MHz, T= 25 °C*



### Absolute Maximum Ratings

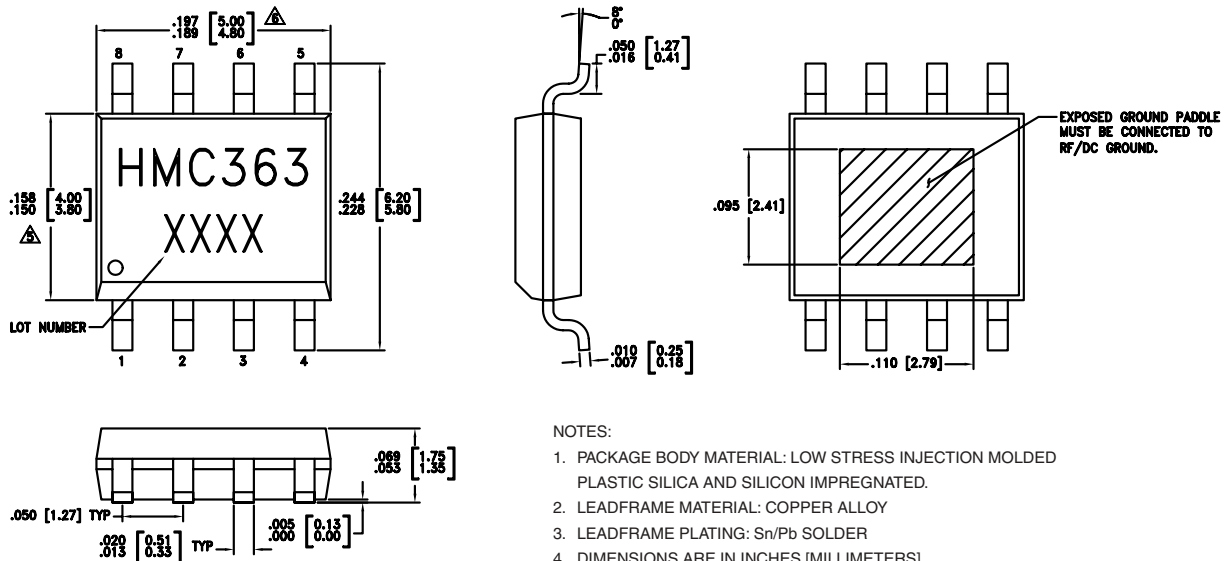
RF Input (Vcc = +5V)	+13 dBm
Vcc	+5.5V
VLogic	Vcc -1.6V to Vcc -1.2V
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C

### Typical Supply Current vs. Vcc

Vcc (V)	Icc (mA)
4.75	64
5.0	70
5.25	75

Note: Divider will operate over full voltage range shown above

### Outline Drawing

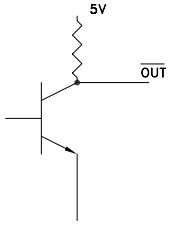
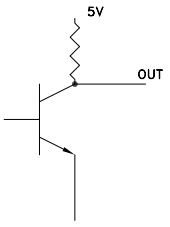
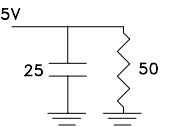
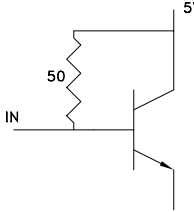
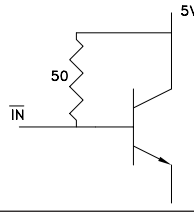



#### NOTES:

1. PACKAGE BODY MATERIAL: LOW STRESS INJECTION MOLDED PLASTIC SILICA AND SILICON IMPREGNATED.
2. LEADFRAME MATERIAL: COPPER ALLOY
3. LEADFRAME PLATING: Sn/Pb SOLDER
4. DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS].
5. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.15mm PER SIDE.
6. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.25mm PER SIDE.
7. ALL GROUND LEADS AND GROUND PADDLE MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

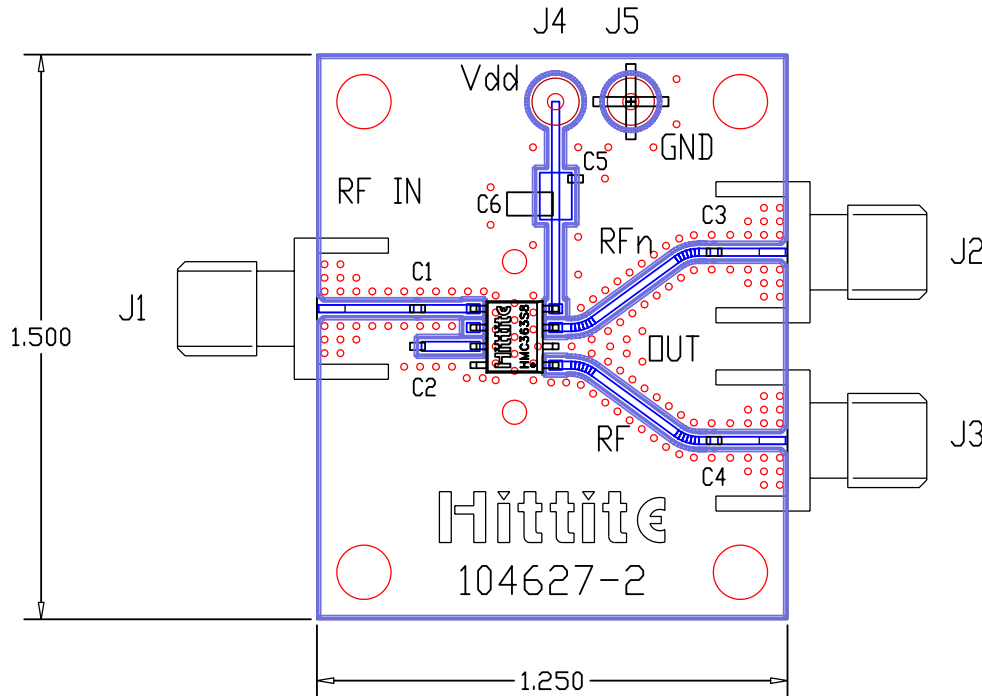
## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-8, DC - 12.0 GHz

### Pin Description

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1	$\overline{\text{OUT}}$	Divided output 180° out of phase with pin 3.	
2, 6	N/C	No connection. These pins must not be grounded.	
3	OUT	Divided Output.	
4	VCC	Supply voltage 5V ± 0.25V.	
5	IN	RF Input must be DC blocked.	
7	$\overline{\text{IN}}$	RF Input 180° out of phase with pin 5 for differential operation. A/C ground for single ended operation	
8	GND	Ground Backside of package has exposed metal ground slug which must be connected to ground.	



### Evaluation PCB

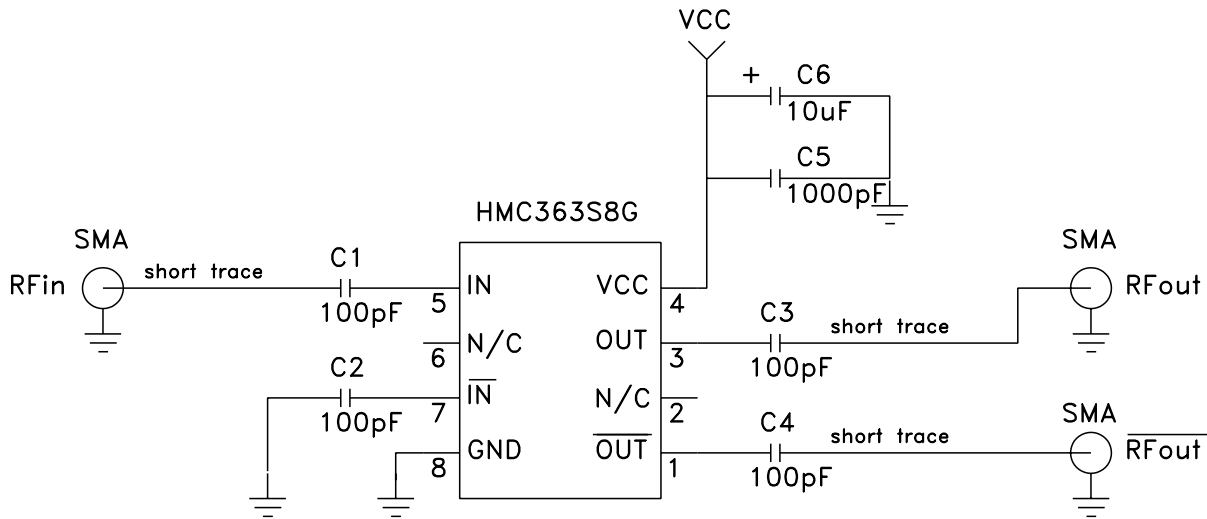


### List of Materials

Item	Description
J1 - J3	PC Mount SMA RF Connector
C1 - C4	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	1000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
C6	10 $\mu$ F Tantalum Capacitor
U1	HMC363S8G Divide-by-8
PCB*	104627 Eval Board
* Circuit Board Material: Rogers 4350	

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and backside ground slug should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request. This evaluation board is designed for single ended input testing. J2 and J3 provide differential output signals.

**Application Circuit**



### Typical Applications

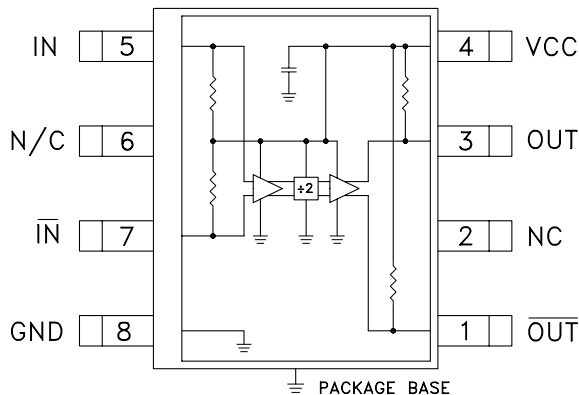
Prescaler for DC to X Band PLL Applications:

- Satellite Communication Systems
- Fiber Optic
- Pt-Pt and Pt-MPt Radios
- VSAT

### Features

- Ultra Low SSB Phase Noise: -145 dBc/Hz
- Wide Bandwidth
- Output Power: 4 dBm
- Single DC Supply: +5V
- S8G SMT Package

### Functional Diagram



### General Description

The HMC364S8G is a low noise Divide-by-2 Static Divider with InGaP GaAs HBT technology in an 8 lead surface mount plastic package. This device operates from DC (with a square wave input) to 12.5 GHz input frequency with a single +5.0V DC supply. The low additive SSB phase noise of -145 dBc/Hz at 100 kHz offset helps the user maintain good system noise performance.

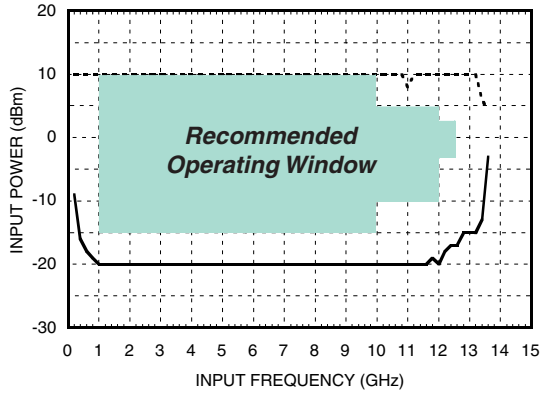
### Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ C$ , 50 Ohm System, $V_{cc} = 5V$

Parameter					
Maximum Input Frequency		12.5	13.5		GHz
Minimum Input Frequency	Sine Wave Input. [1]		0.2	0.5	GHz
Input Power Range	$F_{in} = 1$ to 10 GHz	-15	>-20	+10	dBm
	$F_{in} = 10$ to 12 GHz	-10	>-15	+5	dBm
	$F_{in} = 12$ to 12.5 GHz	-4	>-8	+2	dBm
Output Power	$F_{in} = 6$ GHz	2	5		dBm
	$F_{in} = 9$ GHz	-2			dBm
	$F_{in} = 11$ GHz	-5			dBm
	$F_{in} = 12.5$ GHz	-8			dBm
Reverse Leakage	Both RF Outputs Terminated		40		dB
SSB Phase Noise (100 kHz offset)	$P_{in} = 0$ dBm, $F_{in} = 6$ GHz		-145		dBc/Hz
Output Transition Time	$P_{in} = 0$ dBm, $F_{out} = 882$ MHz		100		ps
Supply Current ( $I_{cc}$ )			105		mA

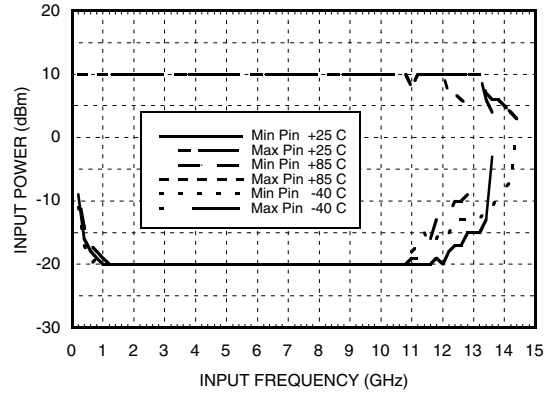
1. Divider will operate down to DC for square-wave input signal.

## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-2, DC - 12.5 GHz

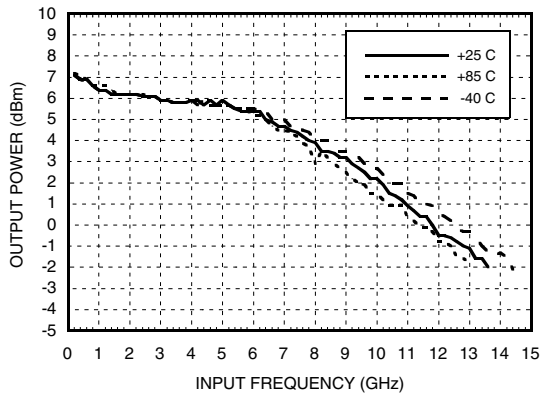
**Input Sensitivity Window, T= 25 °C**



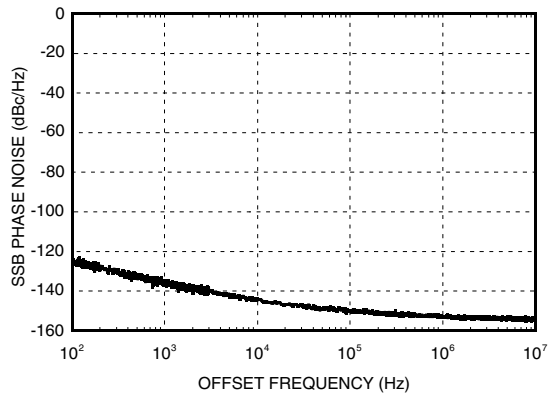
**Input Sensitivity Window vs. Temperature**



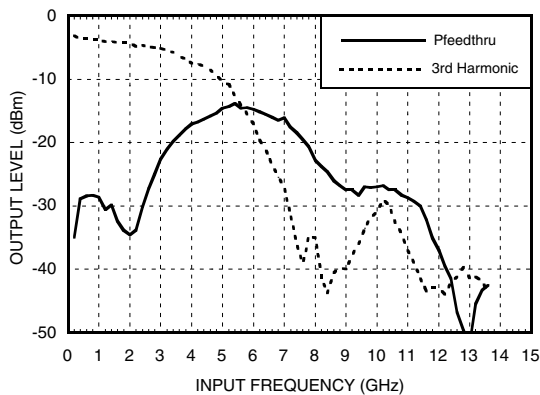
**Output Power vs. Temperature**



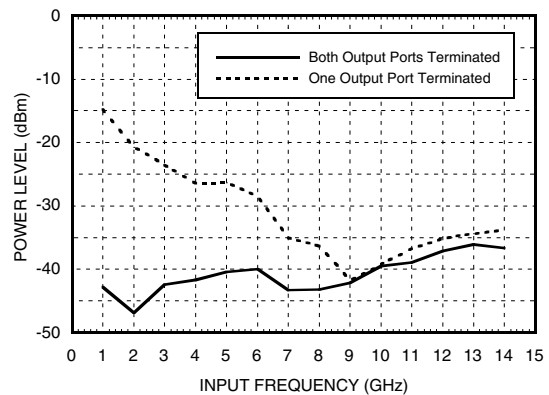
**SSB Phase Noise Performance, Pin= 0 dBm, T= 25 °C**



**Output Harmonic Content, Pin= 0 dBm, T= 25 °C**

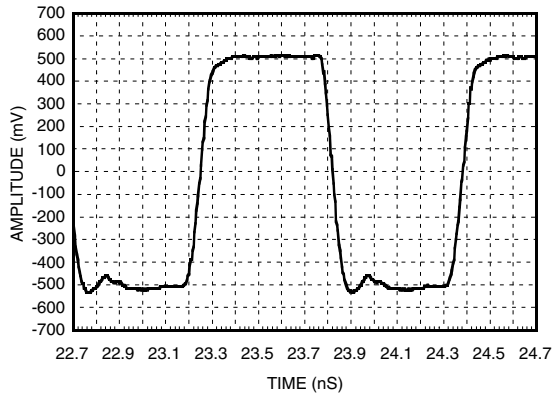


**Reverse Leakage, Pin= 0 dBm, T= 25 °C**



## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-2, DC - 12.5 GHz

**Output Voltage Waveform,**  
*Pin= 0 dBm, Fout= 882 MHz, T= 25 °C*



### Absolute Maximum Ratings

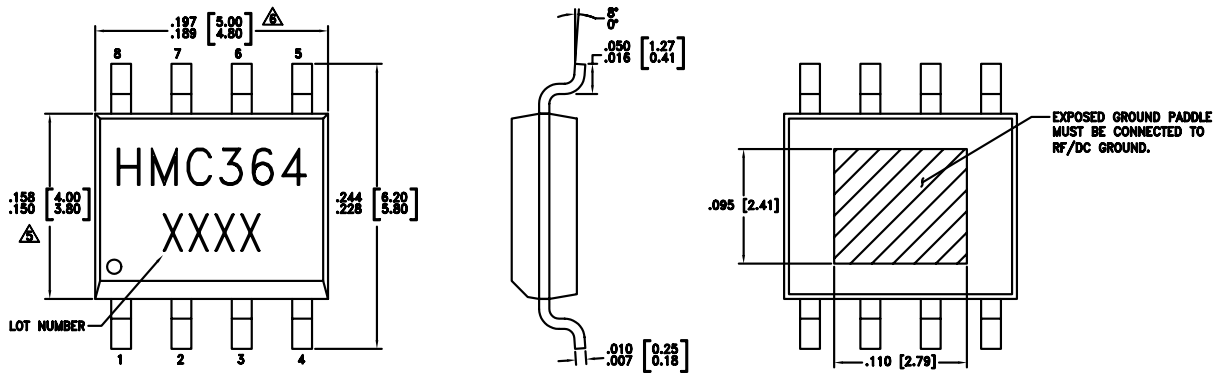
RF Input (Vcc = +5V)	-13 dBm
Vcc	+5.5V
VLogic	Vcc -1.6V to Vcc -1.2V
Storage Temperature	-65 to -150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C

### Typical Supply Current vs. Vcc

Vcc (V)	Icc (mA)
4.75	93
5.0	105
5.25	115

Note: Divider will operate over full voltage range shown above

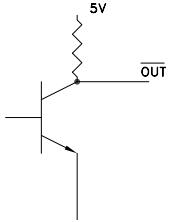
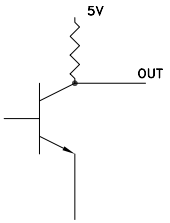
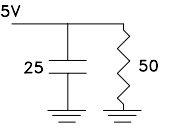
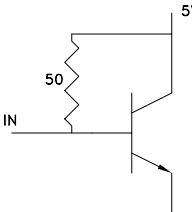
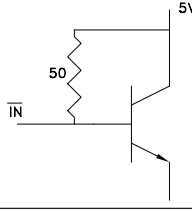

### Outline Drawing



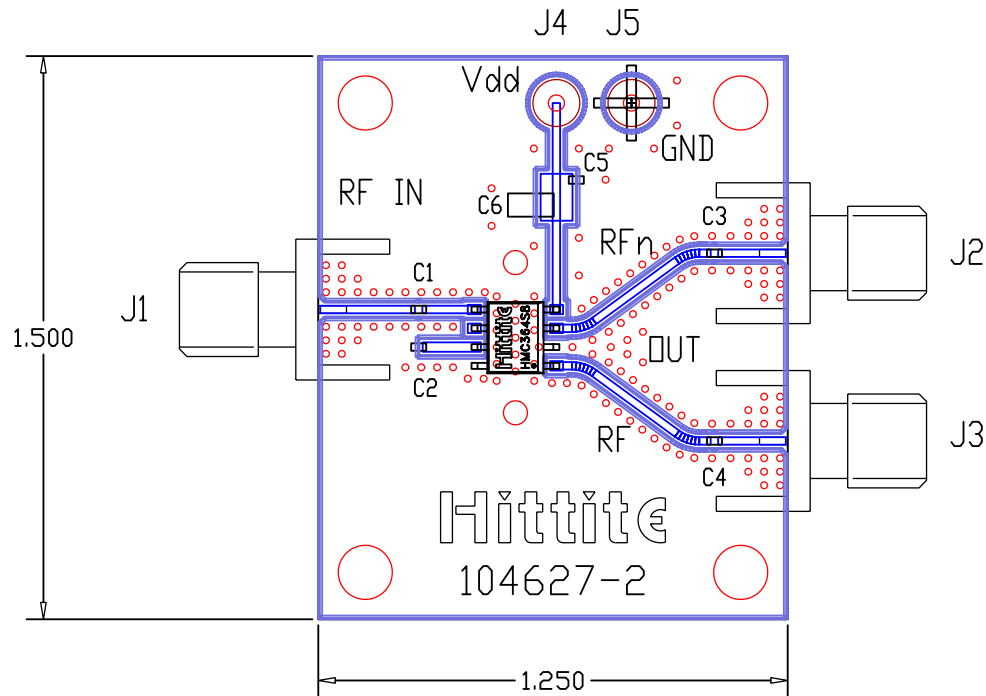
NOTES:

1. PACKAGE BODY MATERIAL: LOW STRESS INJECTION MOLDED PLASTIC SILICA AND SILICON IMPREGNATED.
2. LEADFRAME MATERIAL: COPPER ALLOY
3. LEADFRAME PLATING: Sn/Pb SOLDER
4. DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS].
5. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.15mm PER SIDE.
6. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.25mm PER SIDE.
7. ALL GROUND LEADS AND GROUND PADDLE MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

### Pin Description

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1	$\overline{\text{OUT}}$	Divided output 180° out of phase with pin 3.	
2, 6	N/C	No connection. These pins must not be grounded.	
3	OUT	Divided Output.	
4	VCC	Supply voltage 5V ± 0.25V.	
5	IN	RF Input must be DC blocked.	
7	$\overline{\text{IN}}$	RF Input 180° out of phase with pin 5 for differential operation. A/C ground for single ended operation	
8	GND	Ground Backside of package has exposed metal ground slug which must be connected to ground.	

### Evaluation PCB



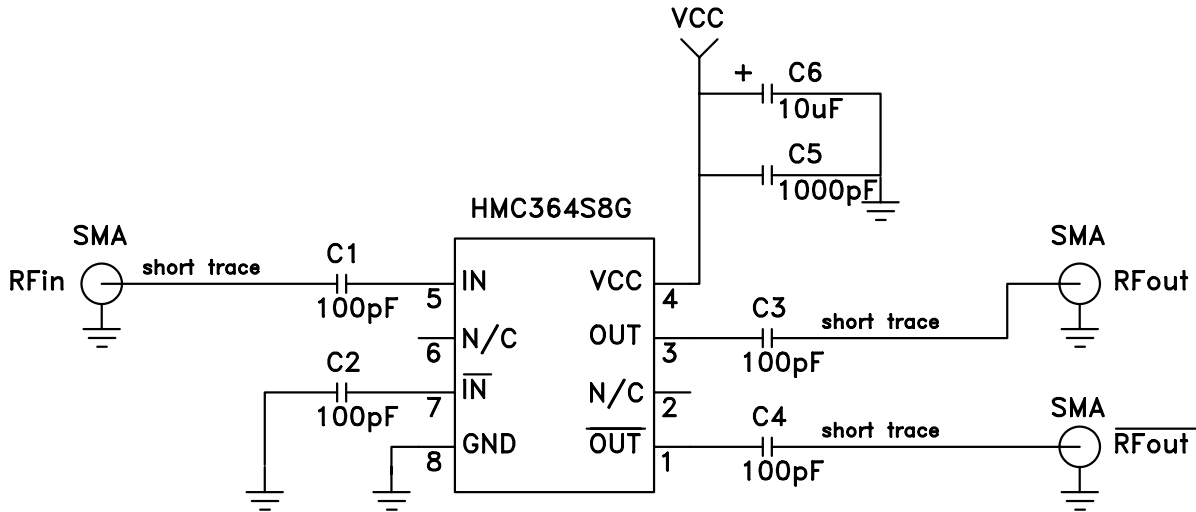
### List of Materials

Item	Description
J1 - J3	PC Mount SMA RF Connector
C1 - C4	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	1000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
C6	10 $\mu$ F Tantalum Capacitor
U1	HMC364S8G Divide-by-2
PCB*	104627 Eval Board
* Circuit Board Material: Rogers 4350	

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and backside ground slug should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request. This evaluation board is designed for single ended input testing. J2 and J3 provide differential output signals.

## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-2, DC - 12.5 GHz

### Application Circuit





### Typical Applications

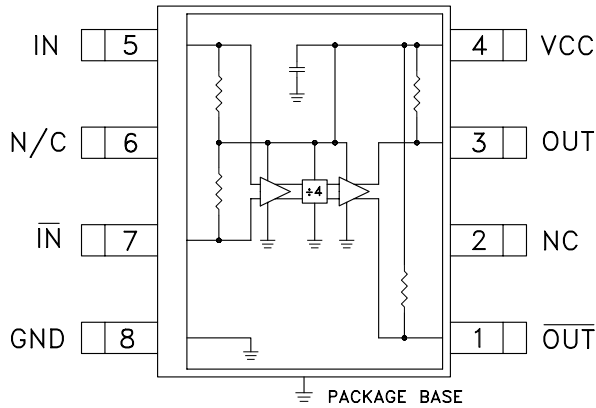
Prescaler for DC to Ku Band PLL Applications:

- Satellite Communication Systems
- Fiber Optic
- Pt-Pt and Pt-MPt Radios
- VSAT

### Features

- Ultra Low SSB Phase Noise: -151 dBc/Hz
- Wide Bandwidth
- Output Power: 5 dBm
- Single DC Supply: +5V
- S8G SMT Package

### Functional Diagram



### General Description

The HMC365S8G is a low noise Divide-by-4 Static Divider with InGaP GaAs HBT technology in an 8 lead surface mount plastic package. This device operates from DC (with a square wave input) to 13.0 GHz input frequency with a single +5.0V DC supply. The low additive SSB phase noise of -151 dBc/Hz at 100 kHz offset helps the user maintain good system noise performance.

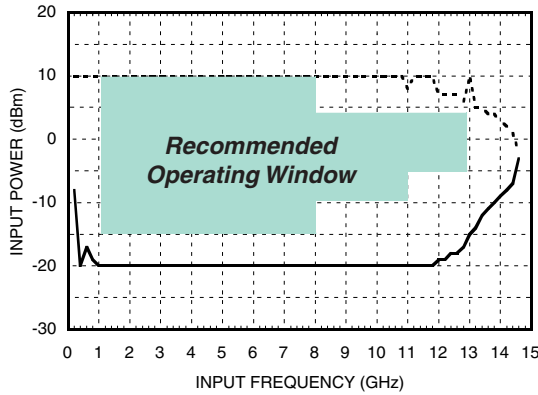
### Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ C$ , 50 Ohm System, $V_{cc} = 5V$

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Maximum Input Frequency		13	14		GHz
Minimum Input Frequency	Sine Wave Input. [1]		0.2	0.5	GHz
Input Power Range	$F_{in} = 1$ to 8 GHz	-15	>-20	+10	dBm
	$F_{in} = 8$ to 11 GHz	-10	>-15	+3	dBm
	$F_{in} = 11$ to 13 GHz	-5	>-8	+3	dBm
Output Power	$F_{in} = 13$ GHz	2	5		dBm
Reverse Leakage	Both RF Outputs Terminated		45		dB
SSB Phase Noise (100 kHz offset)	$P_{in} = 0$ dBm, $F_{in} = 6$ GHz		-151		dBc/Hz
Output Transition Time	$P_{in} = 0$ dBm, $F_{out} = 882$ MHz		100		ps
Supply Current ( $I_{cc}$ )			110		mA

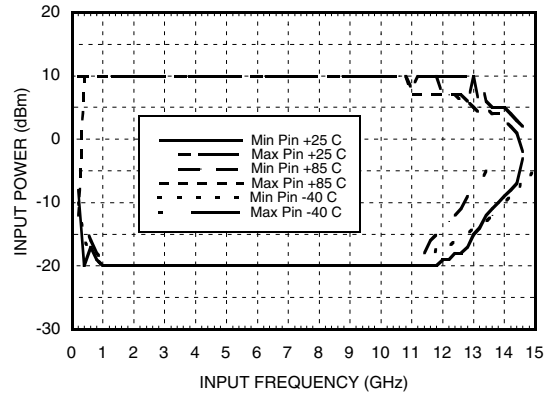
1. Divider will operate down to DC for square-wave input signal.

## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-4, DC - 13.0 GHz

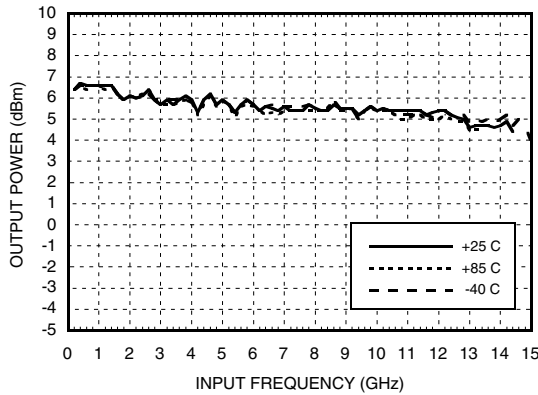
**Input Sensitivity Window, T= 25 °C**



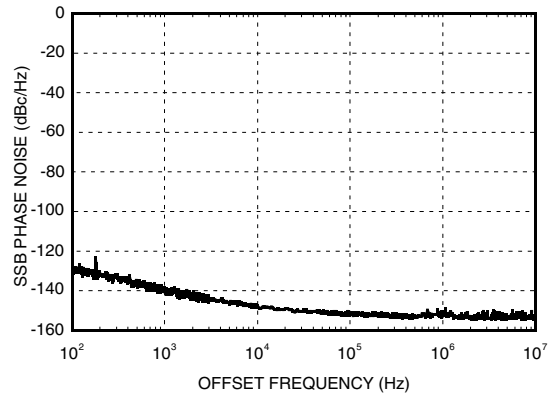
**Input Sensitivity Window vs. Temperature**



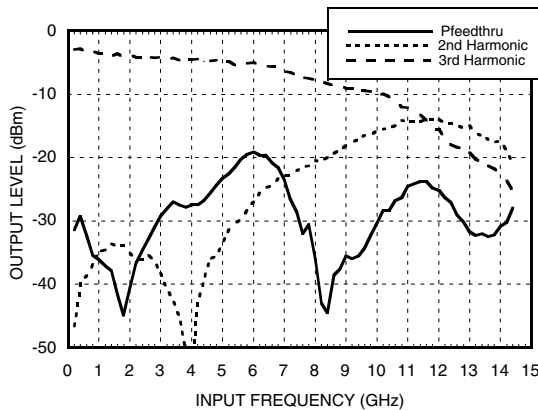
**Output Power vs. Temperature**



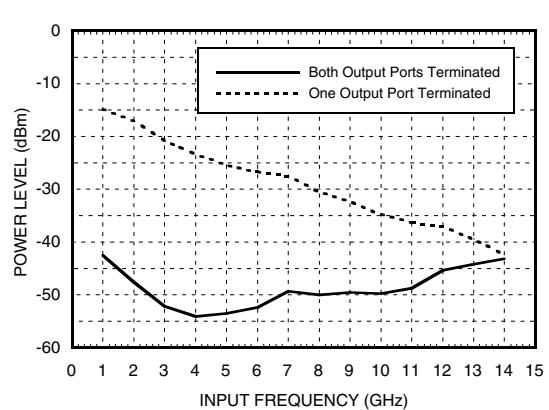
**SSB Phase Noise Performance, Pin= 0 dBm, T= 25 °C**



**Output Harmonic Content, Pin= 0 dBm, T= 25 °C**

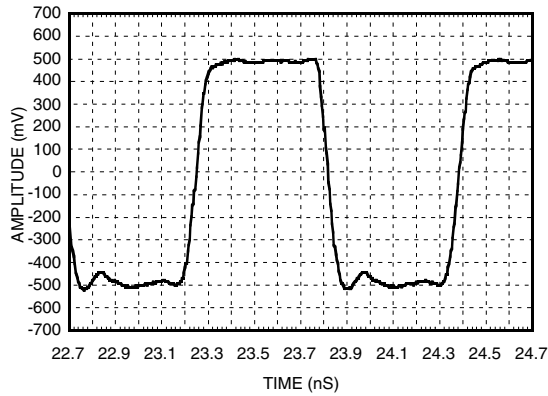


**Reverse Leakage, Pin= 0 dBm, T= 25 °C**



## SMT GaAs HBT MMIC DIVIDE-BY-4, DC - 13.0 GHz

**Output Voltage Waveform,**  
*Pin= 0 dBm, Fout= 882 MHz, T= 25 °C*



### Absolute Maximum Ratings

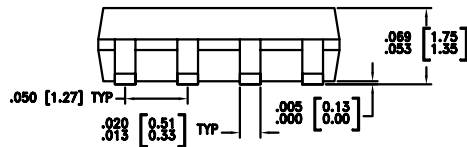
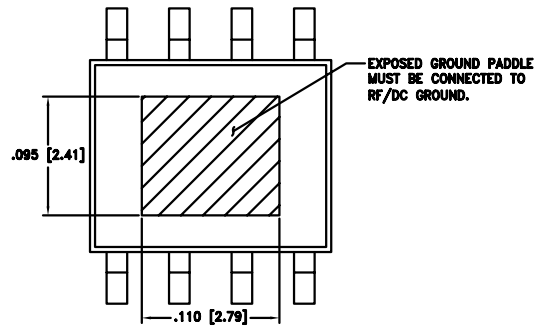
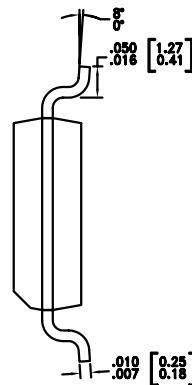
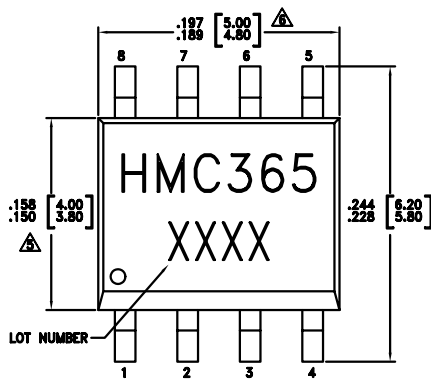
RF Input (Vcc = +5V)	+13 dBm
Vcc	+5.5V
VLogic	Vcc -1.6V to Vcc -1.2V
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C

### Typical Supply Current vs. Vcc

Vcc (V)	Icc (mA)
4.75	94
5.0	110
5.25	118

Note: Divider will operate over full voltage range shown above

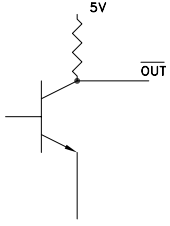
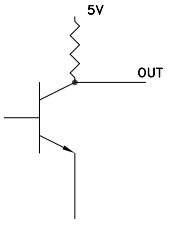
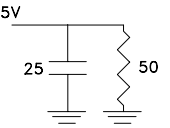
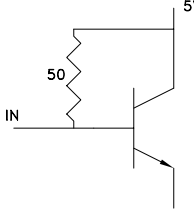
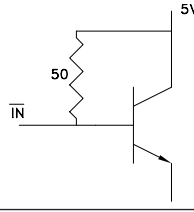

### Outline Drawing



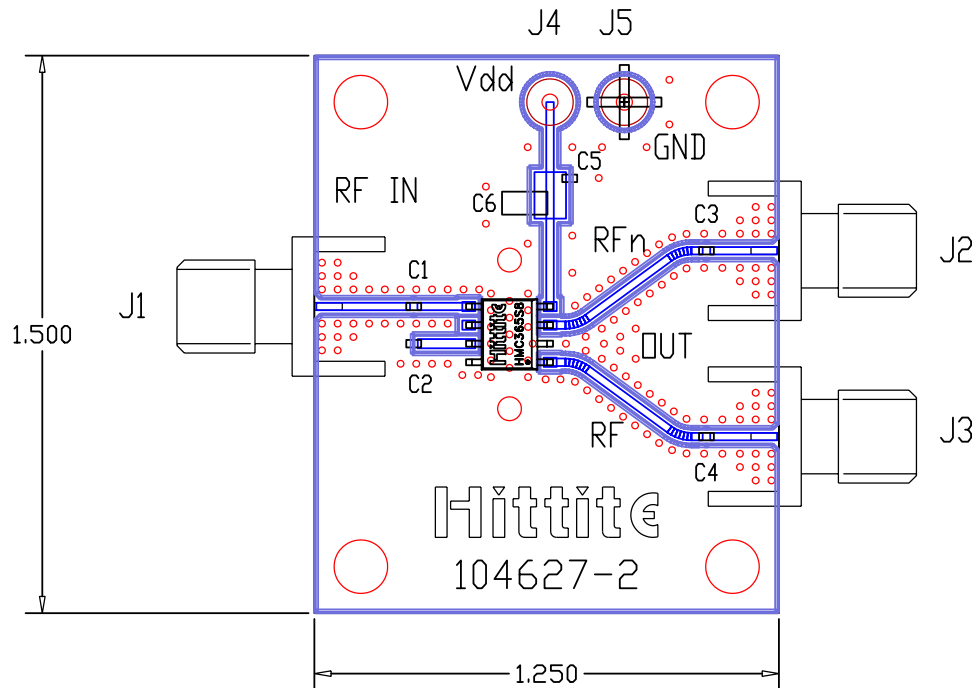
#### NOTES:

1. PACKAGE BODY MATERIAL: LOW STRESS INJECTION MOLDED PLASTIC SILICA AND SILICON IMPREGNATED.
2. LEADFRAME MATERIAL: COPPER ALLOY
3. LEADFRAME PLATING: Sn/Pb SOLDER
4. DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS].
- ⚠ DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.15mm PER SIDE.
- ⚠ DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.25mm PER SIDE.
7. ALL GROUND LEADS AND GROUND PADDLE MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

### Pin Description

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1	$\overline{\text{OUT}}$	Divided output 180° out of phase with pin 3.	
2, 6	N/C	No connection. These pins must not be grounded.	
3	OUT	Divided Output.	
4	VCC	Supply voltage 5V ± 0.25V.	
5	IN	RF Input must be DC blocked.	
7	$\overline{\text{IN}}$	RF Input 180° out of phase with pin 5 for differential operation. A/C ground for single ended operation	
8	GND	Ground Backside of package has exposed metal ground slug which must be connected to ground.	

### Evaluation PCB

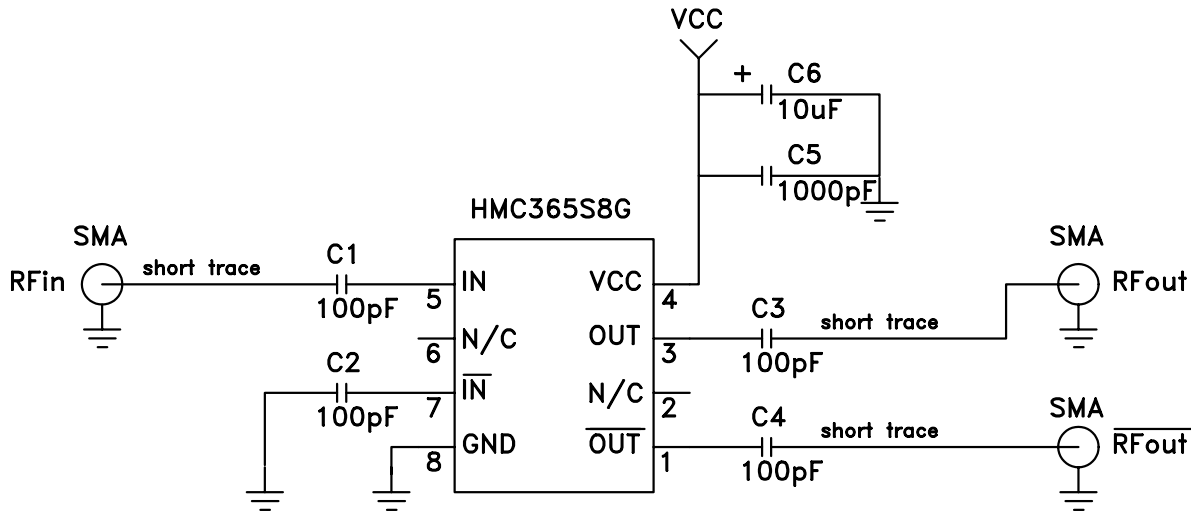


### List of Materials

Item	Description
J1 - J3	PC Mount SMA RF Connector
C1 - C4	100 pF Capacitor, 0402 Pkg.
C5	1000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
C6	10 µF Tantalum Capacitor
U1	HMC365S8G Divide-by-4
PCB*	104627 Eval Board
* Circuit Board Material: Rogers 4350	

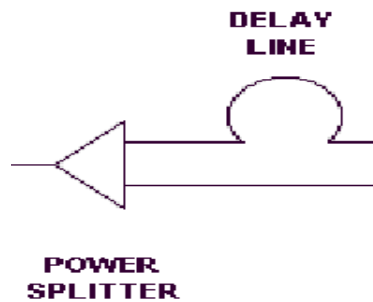
The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and backside ground slug should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request. This evaluation board is designed for single ended input testing. J2 and J3 provide differential output signals.

## Application Circuit



### 6.3 Κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης

Το βασικό κύκλωμα δημιουργίας διαφοράς φάσης μετατρέπει το σήμα εισόδου σε δυο παράγωγα σήματα με κατάλληλη διαφορά φάσης από την οποία μπορούμε να εξάγουμε το συχνοτικό περιεχόμενο του άγνωστου σήματος. Τα δομικά στοιχεία του κυκλώματος είναι ένας **διαιρέτης ισχύος** και μια **μικροταινία (microstrip)** που με το ανάλογο μήκος εισάγει και την ανάλογη διαφορά φάσης στο παραγόμενο σήμα



#### 6.3.1 POWER SPLITTER

Ο Power Splitter είναι ένα απλό παθητικό κύκλωμα χωρίς ιδιαίτερες απαιτήσεις ως προς την λειτουργία του. Τα κύρια χαρακτηριστικά του είναι :

- ⇒ Δυο δρόμων με στροφή φάσης από  $0.1^\circ$  ως  $1^\circ$
- ⇒ Συχνότητα λειτουργίας 20 – 2000 MHz
- ⇒ Insertion Loss από 3.5 dB ( 20 MHz ) ως 4 dB (2000 MHz) και στα δυο σήματα εξόδου
- ⇒

Η σύνδεσή του με στην αλυσίδα του receiver γίνεται με παραλληλισμένους DC-Blocking πυκνωτές οι οποίοι αποκόπτουν τα ισχυρά DC σήματα που μπορούν να επηρεάσουν την λειτουργία του.

### 6.3.2 Η ΓΡΑΜΜΗ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ

Η γραμμή καθυστέρησης είναι μια microstrip γραμμή μεταφοράς 50 Ω. Ο υπολογισμός για το μήκος της έγινε με βάση το γεγονός ότι η διαφορά φάσης πρέπει να έχει μέγιστη τιμή 90°.

Άρα

$$\omega_{\max} \cdot t = \pi/2$$

όπου

$$t = 1/4 f_{\max}$$

Άρα για  $f_{\max} = 2000$  MHz προκύπτει  $t = 10^{-9}/8$  sec.

Μήκος γραμμής μεταφοράς

$$L = V_{ph} \cdot t$$

$V_{ph}$ : φασική ταχύτητα μέσα στη microstrip γραμμή

$$V_{ph} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{e_{eff}}}$$

$U_{ph} = 1.85 \cdot 10^8$  m/sec.

Τελικά υπολογίζεται το μήκος της μικροταινίας **L=23.125 mm.**



## 6.4 Κύκλωμα μέτρησης φάσης

Το κύκλωμα που επιλέχθηκε για την υλοποίηση της μέτρησης φάσης, τηρώντας τις υπάρχουσες προδιαγραφές για ακρίβεια μέτρησης και ανεξαρτησία από τη συχνότητα και την ισχύ του σήματος, είναι ο AD8302 Phase Detector της *Analog Devices*. Τα βασικά χαρακτηριστικά του είναι

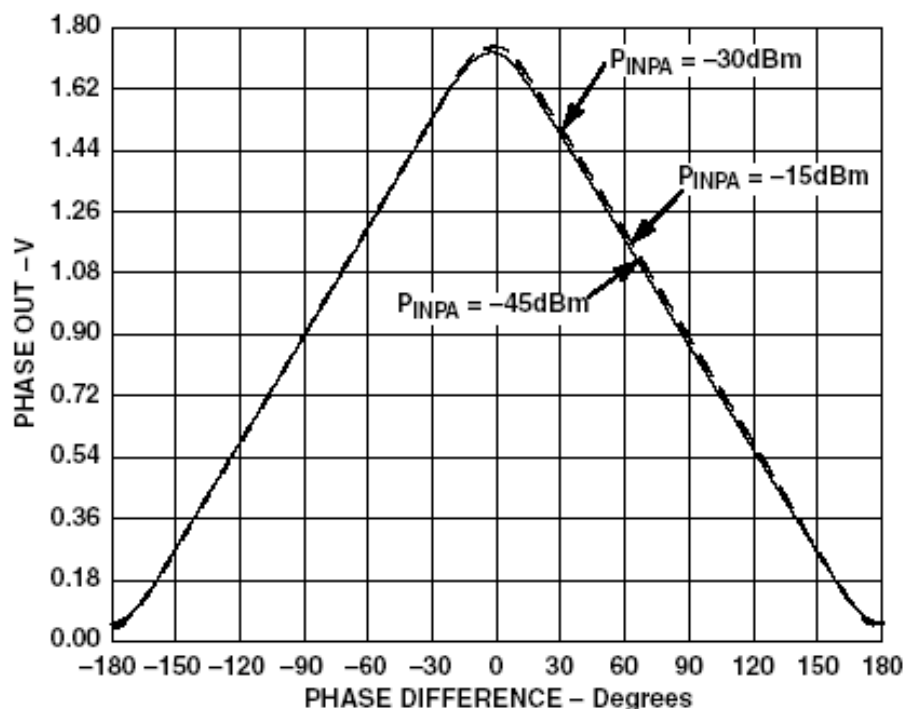
- ⇒ Ισχύς σημάτων εισόδου από  $-60$  dBm ως  $0$  dBm
- ⇒ Μέτρηση κέρδους και φάσης μέχρι τα  $2.7$  GHz.
- ⇒ Τάση τροφοδοσίας  $2.7$  V ως  $5.5$  V
- ⇒ Ακρίβεια μέτρηση φάσης  $10$  mV/Degree

Για την συγκεκριμένη εφαρμογή μας ενδιαφέρει η λειτουργία του ως phase detector.

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή τρεις είναι οι απαιτήσεις για ένα σύστημα IFM, η ανεξαρτησία από **την ισχύ του σήματος**, η ανεξαρτησία από **την συχνότητα του σήματος** και η μεγάλη **ακρίβεια στη μέτρηση**. Συνεπώς θα πρέπει να ερευνηθεί αν ο phase detector καλύπτει τις παραπάνω απαιτήσεις.

### 6.4.1 ΑΝΕΞΑΡΤΗΣΙΑ ΑΠΟ ΙΣΧΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

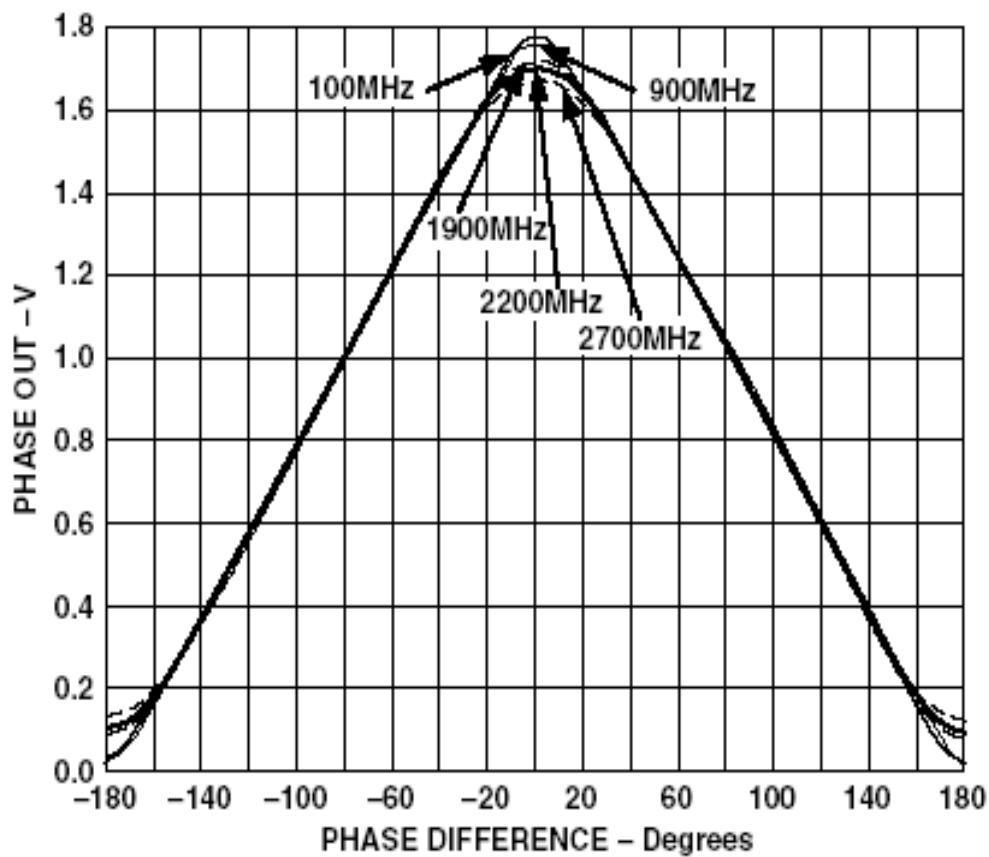
Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η χαρακτηριστική της τάσης εξόδου συναρτήσει της διαφοράς φάσης των σημάτων εισόδου για διαφορετικές ισχύς των σημάτων εισόδου. Είναι εμφανής η ανεξαρτησία του σήματος εξόδου από την ισχύ σημάτων εισόδου.



εικόνα 6.4.1 Τάση εξόδου συναρτήσει της διαφοράς φάσης με παράμετρο την ισχύ εισόδου.

### 6.4.2 ΑΝΕΞΑΡΤΗΣΙΑ ΑΠΟ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΣΗΜΑΤΟΣ

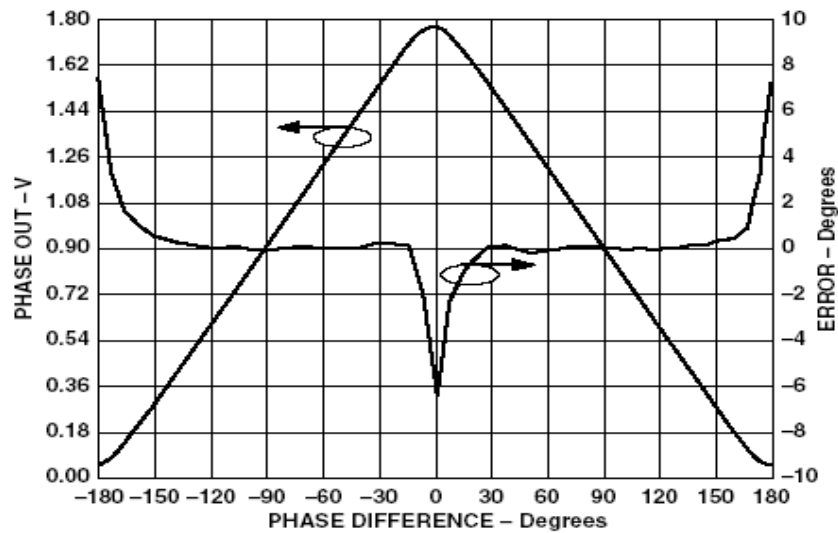
Στο παρακάτω διάγραμμα εμφανίζεται η χαρακτηριστική της τάσης εξόδου συναρτήσει της διαφοράς φάσης των σημάτων εισόδου για διαφορετικές συχνότητες (100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, 2700 MHz). Συνεπώς παρατηρώντας το διάγραμμα φαίνεται ότι σήμα εξόδου είναι ανεξάρτητο από την συχνότητα των σημάτων εισόδου



Εικόνα 6.4.2

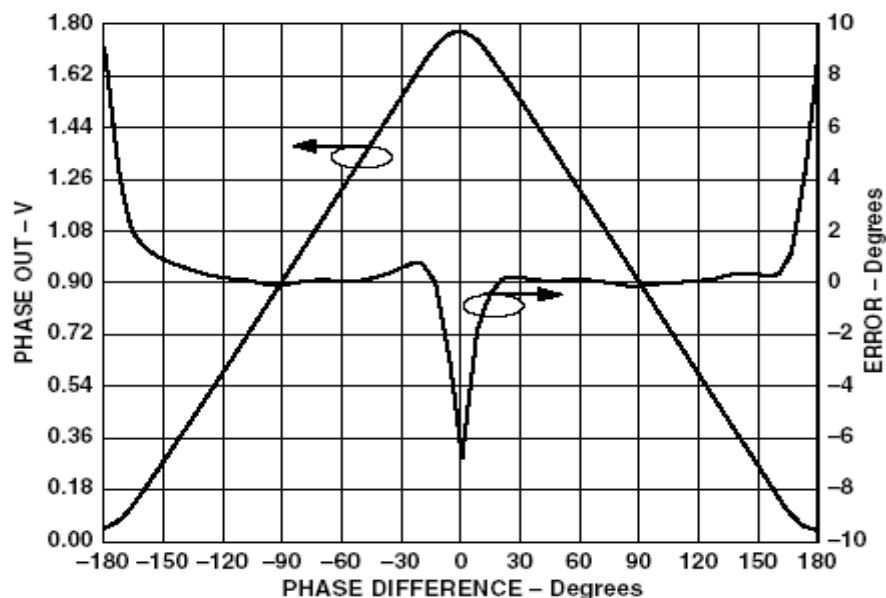
### 6.4.3 ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

Το τρίτο κριτήριο είναι η ακρίβεια στη μέτρηση της διαφοράς φάσης από την οποία στη συνέχεια εξάγεται το συχνοτικό περιεχόμενο του αγνώστου σήματος. Η χαρακτηριστική της τάσης εξόδου συναρτηθεί της εισερχόμενης διαφοράς φάσης και της απόκλισης σε μοίρες εμφανίζονται στα ακόλουθα διαγράμματα για ορισμένες συχνότητες



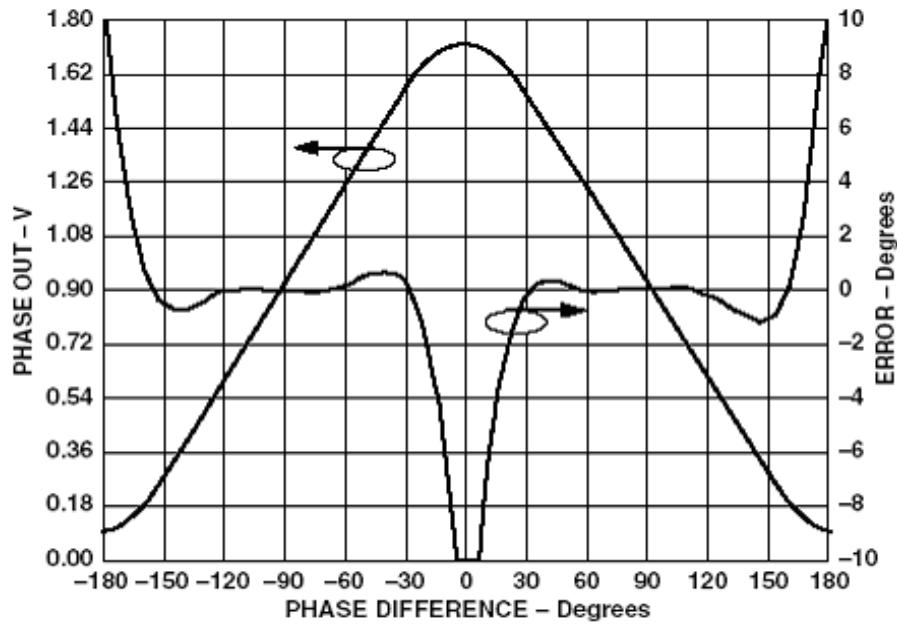
*VPHS Output and Nonlinearity vs. Input Phase Difference, Input Levels -30 dBm, Frequency 100 MHz*

Εικόνα 6.4.3.1



*VPHS Output and Nonlinearity vs. Input Phase Difference, Input Levels -30 dBm, Frequency 900 MHz*

Εικόνα 6.4.3.2



*VPHS Output and Nonlinearity vs. Input Phase Difference, Input Levels -30 dBm, Frequency 1900 MHz*

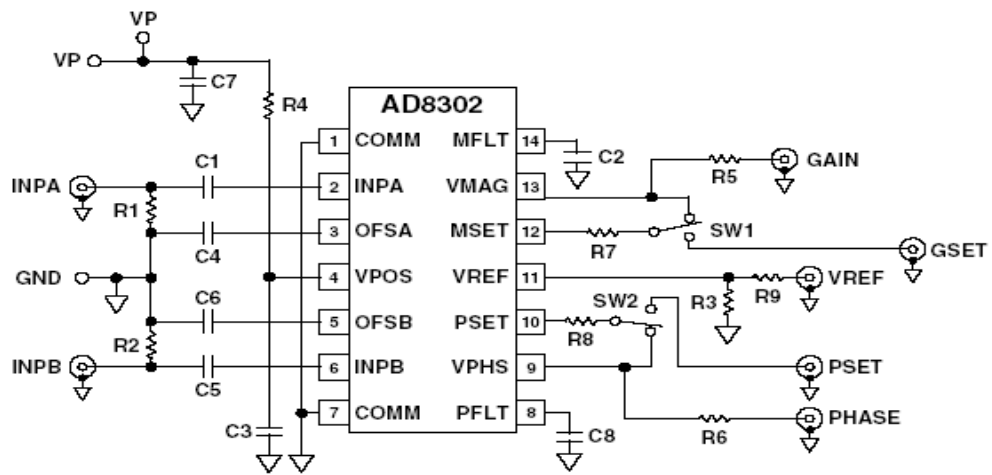
#### Εικόνα 6.4.3.3

Στις παραπάνω χαρακτηριστικές φαίνεται ότι υπάρχει μία μέγιστη απόκλιση  $10^\circ$  για διαφορά φάσης  $180^\circ$  και  $0^\circ$  ενώ για τις υπόλοιπες τιμές υπάρχει μεγάλη ακρίβεια. Το βασικότερο πρόβλημα το οποίο παρουσιάζεται είναι η απροσδιοριστία ανάμεσα σε θετικές και αρνητικές τιμές φάσης. Ουσιαστικά δεν είναι δυνατόν να αναγνωριστεί αν η τιμή 900 mV αντιστοιχεί σε διαφορά φάσης  $+90^\circ$  ή  $-90^\circ$ .

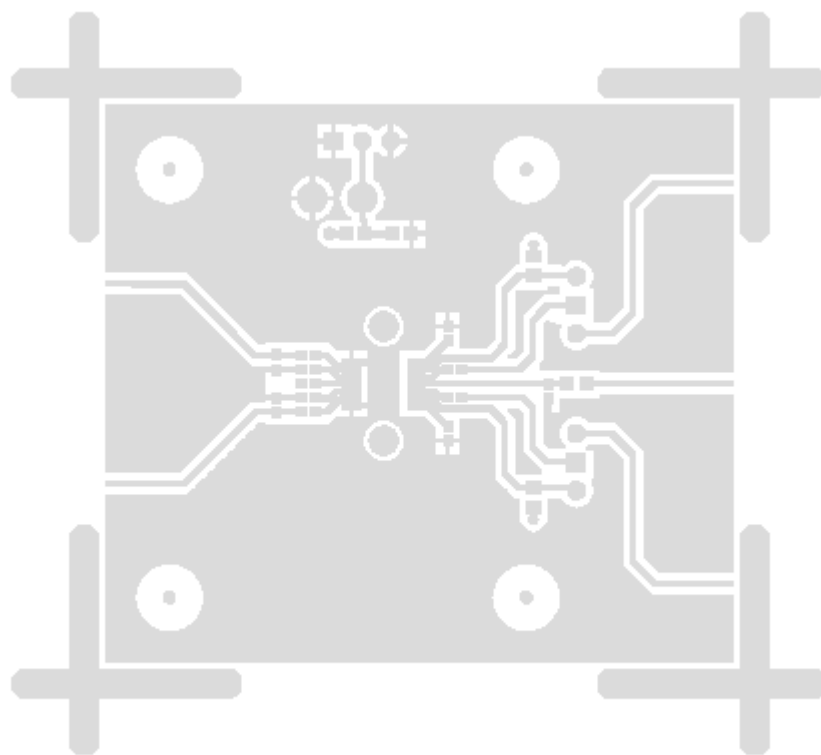
Συνεπώς το γεγονός αυτό οδηγεί στην αξιοποίηση της μισής περιοχής τιμών της χαρακτηριστικής. Για να μειωθεί η απόκλιση της αναγνώρισης φάσης θα περιοριστεί η περιοχή τιμών στο  $\frac{1}{4}$  της χαρακτηριστικής. Τελικά η περιοχή τιμών η οποία επιλέχθηκε είναι από  $0^\circ$  ως  $90^\circ$ .

Ο περιορισμός της χαρακτηριστικής λειτουργίας έχει ως πλεονέκτημα την αύξηση της ακρίβειας στην αναγνώριση της διαφοράς φάσης με μειονέκτημα της αύξησης του εύρους αναγνώρισης των συχνοτήτων. Δηλαδή με το  $\frac{1}{4}$  της χαρακτηριστικής το σύστημα αναγνωρίζει μεταβολές στη συχνότητα κάθε 22,1 MHz ενώ με  $\frac{1}{2}$  της χαρακτηριστικής το σύστημα αναγνωρίζει μεταβολές στη συχνότητα κάθε 10.5 MHz

Στο παρακάτω σχήμα δίνεται το σχηματικό διάγραμμα με τα εξωτερικά στοιχεία του κυκλώματος.

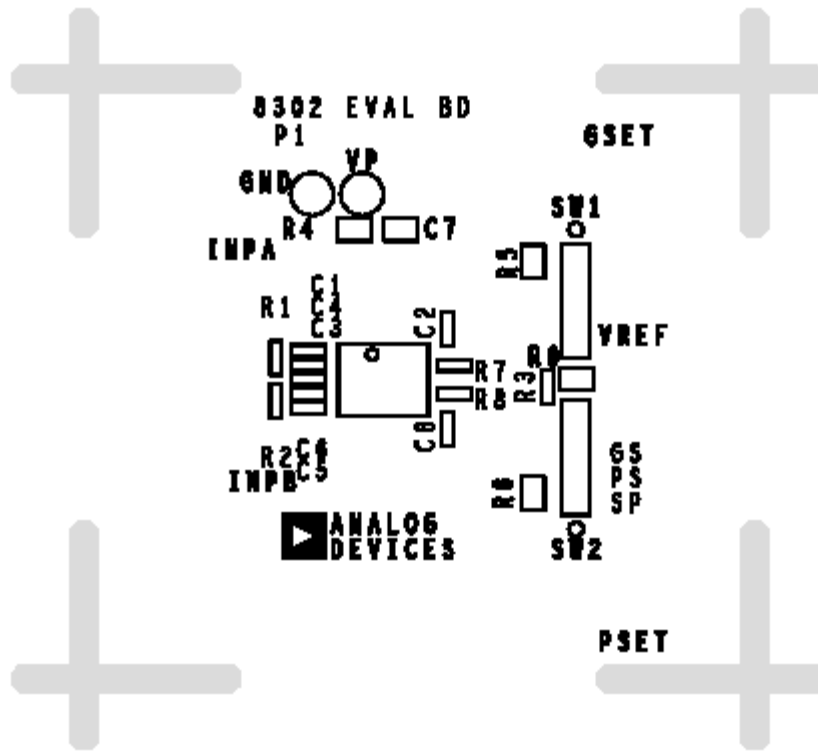


Εικόνα 6.4.3.4



*Component Side Metal of Evaluation Board*

Εικόνα 6.4.3.5



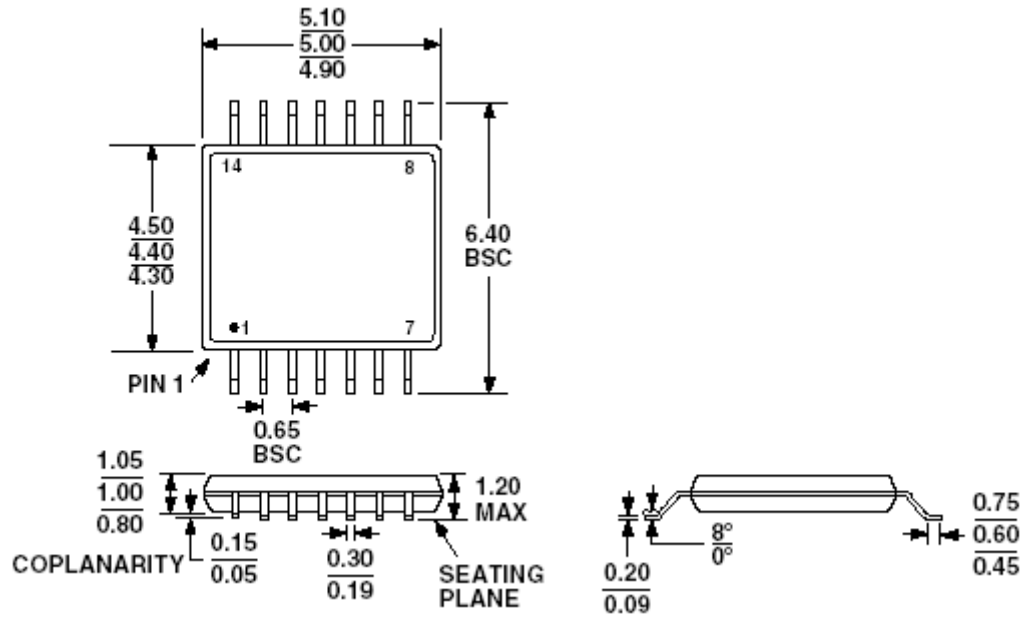
*Component Side Silkscreen of Evaluation Board*

Εικόνα 6.4.3.6 layout κυκλώματος AD8302

Τα στοιχεία που εμφανίζονται στο παραπάνω component layout παρουσιάζονται συνοπτικά στον παρακάτω πίνακα

Στοιχεία	Τιμή	Ποσότητα
R1 , R2	52 Ω	2
R5 , R6	100 Ω	2
C1 ,C4 , C5 , C6	1 nF	4
C3	100 pF	1
C7	0.1 μF	1
C2 , C8	open	2
RSW1,2,3,4	0 Ω	4
R4 , R3 , R7 , R8	0 Ω	4

Πίνακας 6.4.3.7 Πίνακας τιμών των εξωτερικών στοιχείων του AD8302



Εικόνα 6.4.3. 8διαστάσεις AD8302 σε mm

## **Data Sheets Μετρητή φάσης**



### FEATURES

Measures Gain/Loss and Phase up to 2.7 GHz  
 Dual Demodulating Log Amps and Phase Detector  
 Input Range –60 dBm to 0 dBm in a 50 Ω System  
 Accurate Gain Measurement Scaling (30 mV/dB)  
 Typical Nonlinearity < 0.5 dB  
 Accurate Phase Measurement Scaling (10 mV/Degree)  
 Typical Nonlinearity < 1 Degree  
 Measurement/Controller/Level Comparator Modes  
 Operates from Supply Voltages of 2.7 V–5.5 V  
 Stable 1.8 V Reference Voltage Output  
 Small Signal Envelope Bandwidth from DC to 30 MHz

### APPLICATIONS

RF/IF PA Linearization  
 Precise RF Power Control  
 Remote System Monitoring and Diagnostics  
 Return Loss/VSWR Measurements  
 Log Ratio Function for AC Signals

### PRODUCT DESCRIPTION

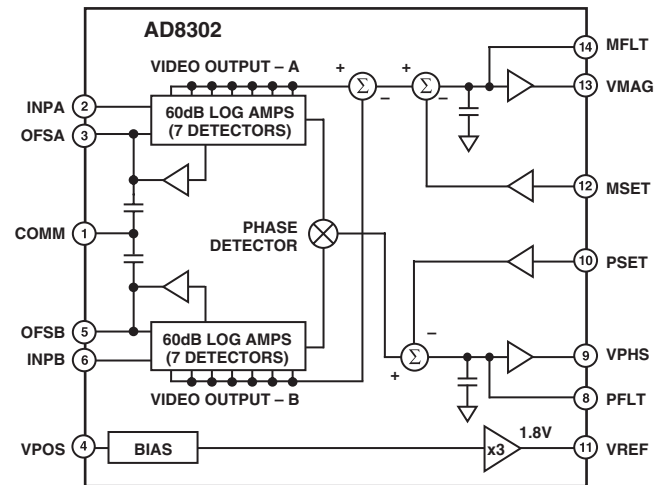
The AD8302 is a fully integrated system for measuring gain/loss and phase in numerous receive, transmit, and instrumentation applications. It requires few external components and a single supply of 2.7 V–5.5 V. The ac-coupled input signals can range from –60 dBm to 0 dBm in a 50 Ω system, from low frequencies up to 2.7 GHz. The outputs provide an accurate measurement of either gain or loss over a ±30 dB range scaled to 30 mV/dB, and of phase over a 0°–180° range scaled to 10 mV/degree. Both subsystems have an output bandwidth of 30 MHz, which may optionally be reduced by the addition of external filter capacitors. The AD8302 can be used in controller mode to force the gain and phase of a signal chain toward predetermined setpoints.

The AD8302 comprises a closely matched pair of demodulating logarithmic amplifiers, each having a 60 dB measurement range. By taking the difference of their outputs, a measurement of the magnitude ratio or gain between the two input signals is available. These signals may even be at different frequencies, allowing the measurement of conversion gain or loss. The AD8302 may be used to determine absolute signal level by applying the unknown signal to one input and a calibrated ac reference signal to the other. With the output stage feedback connection disabled, a comparator may be realized, using the setpoint pins MSET and PSET to program the thresholds.

### REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



The signal inputs are single-ended, allowing them to be matched and connected directly to a directional coupler. Their input impedance is nominally 3 kΩ at low frequencies.

The AD8302 includes a phase detector of the multiplier type, but with precise phase balance driven by the fully limited signals appearing at the outputs of the two logarithmic amplifiers. Thus, the phase accuracy measurement is independent of signal level over a wide range.

The phase and gain output voltages are simultaneously available at loadable ground referenced outputs over the standard output range of 0 V to 1.8 V. The output drivers can source or sink up to 8 mA. A loadable, stable reference voltage of 1.8 V is available for precise repositioning of the output range by the user.

In controller applications, the connection between the gain output pin VMAG and the setpoint control pin MSET is broken. The desired setpoint is presented to MSET and the VMAG control signal drives an appropriate external variable gain device. Likewise, the feedback path between the phase output pin VPHS and its setpoint control pin PSET may be broken to allow operation as a phase controller.

The AD8302 is fabricated on Analog Devices' proprietary, high performance 25 GHz SOI complementary bipolar IC process. It is available in a 14-lead TSSOP package and operates over a –40°C to +85°C temperature range. An evaluation board is available.

# AD8302—SPECIFICATIONS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = 5\text{ V}$ , VMAG shorted to MSET, VPHS shorted to PSET, 52.3 $\Omega$ shunt resistors connected to INPA and INPB, for Phase measurement $P_{INPA} = P_{INPB}$ , unless otherwise noted.)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>OVERALL FUNCTION</b>					
Input Frequency Range		>0		2700	MHz
Gain Measurement Range	$P_{IN}$ at INPA, $P_{IN}$ at INPB = -30 dBm		$\pm 30$		dB
Phase Measurement Range	$\phi_{IN}$ at INPA > $\phi_{IN}$ at INPB		$\pm 90$		Degree
Reference Voltage Output	Pin VREF, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$	1.72	1.8	1.88	V
<b>INPUT INTERFACE</b>					
Input Simplified Equivalent Circuit	Pins INPA and INPB To AC Ground, $f \leq 500\text{ MHz}$		3  2		k $\Omega$   pF
Input Voltage Range	AC-Coupled (0 dBV = 1 V rms) re: 50 $\Omega$	-73 -60		-13 0	dBV dBm
Center of Input Dynamic Range			-43 -30		dBV dBm
<b>MAGNITUDE OUTPUT</b>					
Output Voltage Minimum	Pin VMAG $20 \times \text{Log}(V_{INPA}/V_{INPB}) = -30\text{ dB}$		30		mV
Output Voltage Maximum	$20 \times \text{Log}(V_{INPA}/V_{INPB}) = +30\text{ dB}$		1.8		V
Center Point of Output (MCP)	$V_{INPA} = V_{INPB}$		900		mV
Output Current	Source/Sink		8		mA
Small Signal Envelope Bandwidth	Pin MFLT Open		30		MHz
Slew Rate	40 dB Change, Load 20 pF  10 k $\Omega$		25		V/ $\mu\text{s}$
Response Time					
Rise Time	Any 20 dB Change, 10%–90%		50		ns
Fall Time	Any 20 dB Change, 90%–10%		60		ns
Settling Time	Full-Scale 60 dB Change, to 1% Settling		300		ns
<b>PHASE OUTPUT</b>					
Output Voltage Minimum	Pin VPHS Phase Difference 180 Degrees		30		mV
Output Voltage Maximum	Phase Difference 0 Degrees		1.8		V
Phase Center Point	When $\phi_{INPA} = \phi_{INPB} \pm 90^\circ$		900		mV
Output Current Drive	Source/Sink		8		mA
Slew Rate			25		V/ $\mu\text{s}$
Small Signal Envelope Bandwidth			30		MHz
Response Time	Any 15 Degree Change, 10%–90%		40		ns
	120 Degree Change $C_{FILT} = 1\text{ pF}$ , to 1% Settling		500		ns
<b>100 MHz</b>					
<b>DYNAMIC RANGE</b>					
Dynamic Range	<b>MAGNITUDE OUTPUT</b> $\pm 1\text{ dB}$ Linearity $P_{REF} = -30\text{ dBm}$ ( $V_{REF} = -43\text{ dBV}$ )		58		dB
	$\pm 0.5\text{ dB}$ Linearity $P_{REF} = -30\text{ dBm}$ ( $V_{REF} = -43\text{ dBV}$ )		55		dB
	$\pm 0.2\text{ dB}$ Linearity $P_{REF} = -30\text{ dBm}$ ( $V_{REF} = -43\text{ dBV}$ )		42		dB
Slope	From Linear Regression		29		mV/dB
Deviation vs. Temperature	Deviation from Output at $25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , $P_{INPA} = P_{INPB} = -30\text{ dBm}$		0.25		dB
	Deviation from Best Fit Curve at $25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , $P_{INPA} = \pm 25\text{ dB}$ , $P_{INPB} = -30\text{ dBm}$		0.25		dB
Gain Measurement Balance	$P_{INPA} = P_{INPB} = -5\text{ dBm}$ to $-50\text{ dBm}$		0.2		dB
<b>PHASE OUTPUT</b>					
Dynamic Range	Less than $\pm 1$ Degree Deviation from Best Fit Line		145		Degree
	Less than 10% Deviation in Instantaneous Slope		143		Degree
Slope (Absolute Value)	From Linear Regression about $-90^\circ$ or $+90^\circ$		10		mV/Degree
Deviation vs. Temperature	Deviation from Output at $25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , Delta Phase = 90 Degrees		0.7		Degree
	Deviation from Best Fit Curve at $25^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , Delta Phase = $\pm 30$ Degrees		0.7		Degree

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
900 MHz	MAGNITUDE OUTPUT				
Dynamic Range	$\pm 1$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		58		dB
	$\pm 0.5$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		54		dB
	$\pm 0.2$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		42		dB
Slope	From Linear Regression		28.7		mV/dB
Deviation vs. Temperature	Deviation from Output at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , $P_{INPA} = P_{INPB} = -30$ dBm		0.25		dB
	Deviation from Best Fit Curve at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , $P_{INPA} = \pm 25$ dB, $P_{INPB} = -30$ dBm		0.25		dB
Gain Measurement Balance	$P_{INPA} = P_{INPB} = -5$ dBm to $-50$ dBm		0.2		dB
	PHASE OUTPUT				
Dynamic Range	Less than $\pm 1$ Degree Deviation from Best Fit Line		143		Degree
	Less than 10% Deviation in Instantaneous Slope		143		Degree
Slope (Absolute Value)	From Linear Regression about $-90^{\circ}$ or $+90^{\circ}$		10.1		mV/Degree
Deviation	Linear Deviation from Best Fit Curve at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , Delta Phase = 90 Degrees		0.75		Degree
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , Delta Phase = $\pm 30$ Degrees		0.75		Degree
Phase Measurement Balance	Phase @ INPA = Phase @ INPB, $P_{IN} = -5$ dBm to $-50$ dBm		0.8		Degree
1900 MHz	MAGNITUDE OUTPUT				
Dynamic Range	$\pm 1$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		57		dB
	$\pm 0.5$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		54		dB
	$\pm 0.2$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		42		dB
Slope	From Linear Regression		27.5		mV/dB
Deviation vs. Temperature	Deviation from Output at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , $P_{INPA} = P_{INPB} = -30$ dBm		0.27		dB
	Deviation from Best Fit Curve at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , $P_{INPA} = \pm 25$ dB, $P_{INPB} = -30$ dBm		0.33		dB
Gain Measurement Balance	$P_{INPA} = P_{INPB} = -5$ dBm to $-50$ dBm		0.2		dB
	PHASE OUTPUT				
Dynamic Range	Less than $\pm 1$ Degree Deviation from Best Fit Line		128		Degree
	Less than 10% Deviation in Instantaneous Slope		120		Degree
Slope (Absolute Value)	From Linear Regression about $-90^{\circ}$ or $+90^{\circ}$		10.2		mV/Degree
Deviation	Linear Deviation from Best Fit Curve at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , Delta Phase = 90 Degrees		0.8		Degree
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , Delta Phase = $\pm 30$ Degrees		0.8		Degree
Phase Measurement Balance	Phase @ INPA = Phase @ INPB, $P_{IN} = -5$ dBm to $-50$ dBm		1		Degree
2200 MHz	MAGNITUDE OUTPUT				
Dynamic Range	$\pm 1$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		53		dB
	$\pm 0.5$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		51		dB
	$\pm 0.2$ dB Linearity $P_{REF} = -30$ dBm ( $V_{REF} = -43$ dBV)		38		dB
Slope	From Linear Regression		27.5		mV/dB
Deviation vs. Temperature	Deviation from Output at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , $P_{INPA} = P_{INPB} = -30$ dBm		0.28		dB
	Deviation from Best Fit Curve at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , $P_{INPA} = \pm 25$ dB, $P_{INPB} = -30$ dBm		0.4		dB
Gain Measurement Balance	$P_{INPA} = P_{INPB} = -5$ dBm to $-50$ dBm		0.2		dB
	PHASE OUTPUT				
Dynamic Range	Less than $\pm 1$ Degree Deviation from Best Fit Line		115		Degree
	Less than 10% Deviation in Instantaneous Slope		110		Degree
Slope (Absolute Value)	From Linear Regression about $-90^{\circ}$ or $+90^{\circ}$		10		mV/Degree
Deviation	Linear Deviation from Best Fit Curve at 25°C				
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , Delta Phase = 90 Degrees		0.85		Degree
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ , Delta Phase = $\pm 30$ Degrees		0.9		Degree
REFERENCE VOLTAGE	Pin VREF				
Output Voltage	Load = 2 k $\Omega$	1.7	1.8	1.9	V
PSRR	$V_S = 2.7$ V to 5.5 V		0.25		mV/V
Output Current	Source/Sink (Less than 1% Change)		5		mA
POWER SUPPLY	Pin VPOS				
Supply		2.7	5.0	5.5	V
Operating Current (Quiescent)	$V_S = 5$ V		19	25	mA
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$		21	27	mA

Specifications subject to change without notice.

# AD8302

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

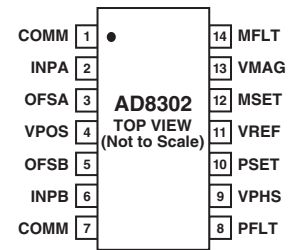
Supply Voltage $V_S$ .....	5.5 V
PSET, MSET Voltage .....	$V_S + 0.3$ V
INPA, INPB Maximum Input .....	-3 dBV
Equivalent Power Re. 50 $\Omega$ .....	10 dBm
$\theta_{JA}$ <sup>2</sup> .....	150°C/W
Maximum Junction Temperature .....	125°C
Operating Temperature Range .....	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to +150°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec) .....	300°C

### NOTES

<sup>1</sup>Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

<sup>2</sup>JEDEC 1S Standard (2-layer) board data.

## PIN CONFIGURATION



## PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin No.	Mnemonic	Function	Equivalent Circuit
1, 7	COMM	Device Common. Connect to low impedance ground.	
2	INPA	High Input Impedance to Channel A. Must be ac-coupled.	Circuit A
3	OFSA	A capacitor to ground at this pin sets the offset compensation filter corner and provides input decoupling.	Circuit A
4	VPOS	Voltage Supply ( $V_S$ ), 2.7 V to 5.5 V	
5	OFSB	A capacitor to ground at this pin sets the offset compensation filter corner and provides input decoupling.	Circuit A
6	INPB	Input to Channel B. Same structure as INPA.	Circuit A
8	PFLT	Low Pass Filter Terminal for the Phase Output	Circuit E
9	VPHS	Single-Ended Output Proportional to the Phase Difference between INPA and INPB.	Circuit B
10	PSET	Feedback Pin for Scaling of VPHS Output Voltage in Measurement Mode. Apply a setpoint voltage for controller mode.	Circuit D
11	VREF	Internally Generated Reference Voltage (1.8 V Nominal)	Circuit C
12	MSET	Feedback Pin for Scaling of VMAG Output Voltage Measurement Mode. Accepts a set point voltage in controller mode.	Circuit D
13	VMAG	Single-Ended Output. Output voltage proportional to the decibel ratio of signals applied to INPA and INPB.	Circuit B
14	MFLT	Low Pass Filter Terminal for the Magnitude Output	Circuit E

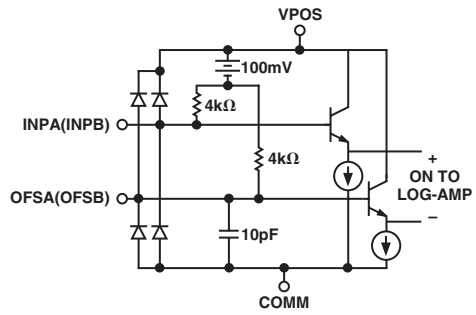
## ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD8302ARU AD8302ARU-REEL AD8302ARU-REEL7 AD8302-EVAL	-40°C to +85°C	Tube, 14-Lead TSSOP 13" Tape and Reel 7" Tape and Reel Evaluation Board	RU-14

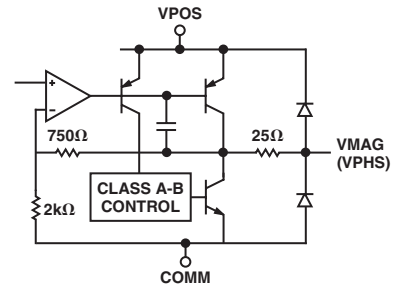
## CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD8302 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

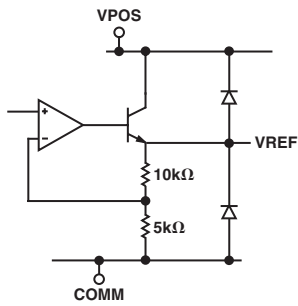




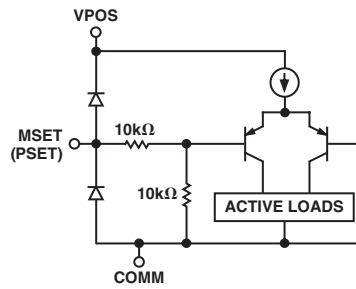
Circuit A



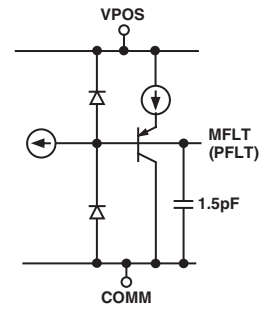
Circuit B



Circuit C



Circuit D

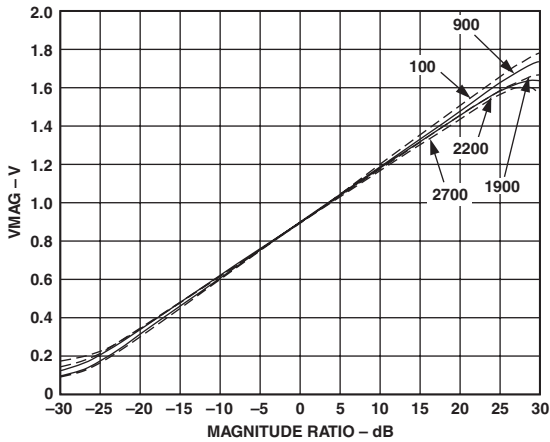


Circuit E

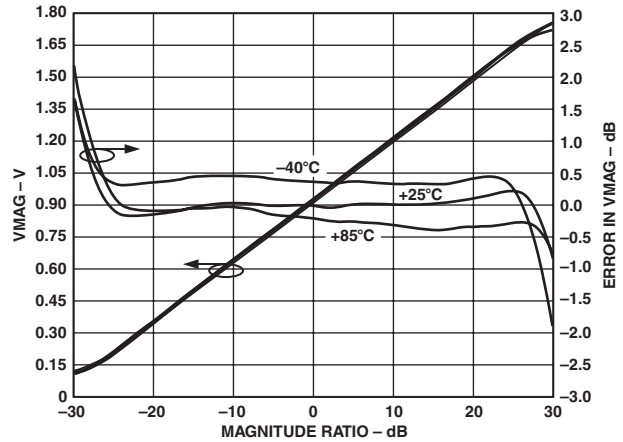
Figure 1. Equivalent Circuits

# AD8302—Typical Performance Characteristics

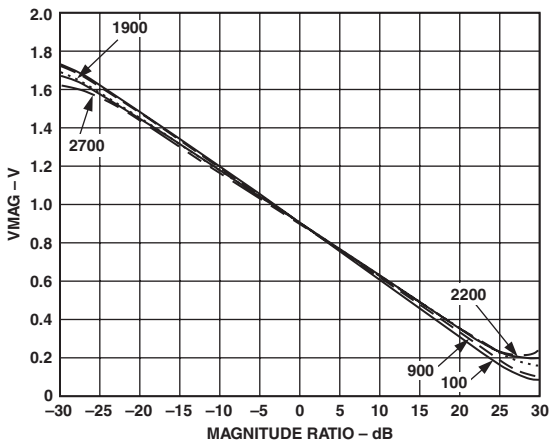
( $V_S = 5\text{ V}$ ,  $V_{INPB}$  is the reference input and  $V_{INPA}$  is swept, unless otherwise noted. All references to dBm are referred to  $50\ \Omega$ . For the phase output curves, the input signal levels are equal, unless otherwise noted.)



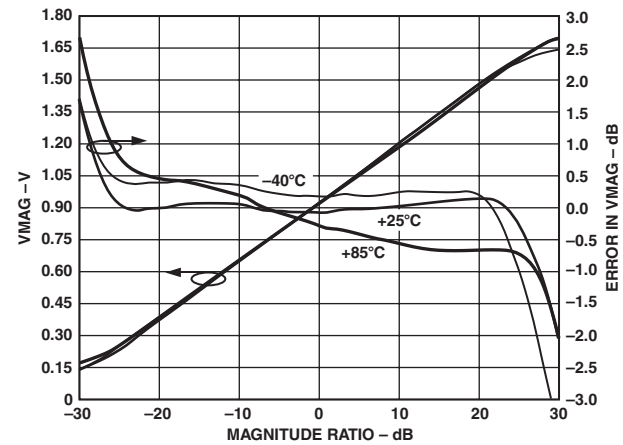
TPC 1. Magnitude Output (VMAG) vs. Input Level Ratio (Gain)  $V_{INPA}/V_{INPB}$ , Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, 2700 MHz, 25°C,  $P_{INPB} = -30\text{ dBm}$ , (Re:  $50\ \Omega$ )



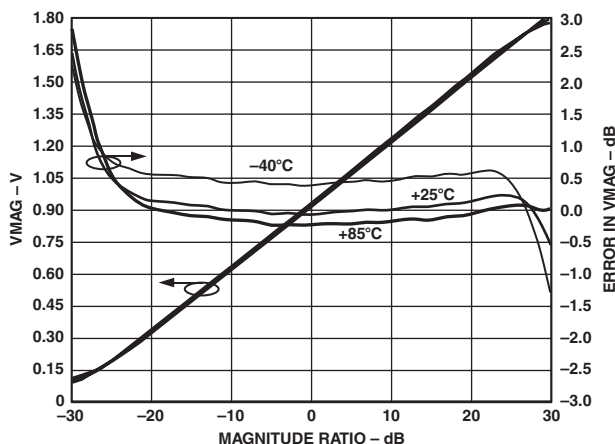
TPC 4. VMAG and Log Conformance vs. Input Level Ratio (Gain), Frequency 900 MHz,  $-40^\circ\text{C}$ ,  $+25^\circ\text{C}$ , and  $+85^\circ\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



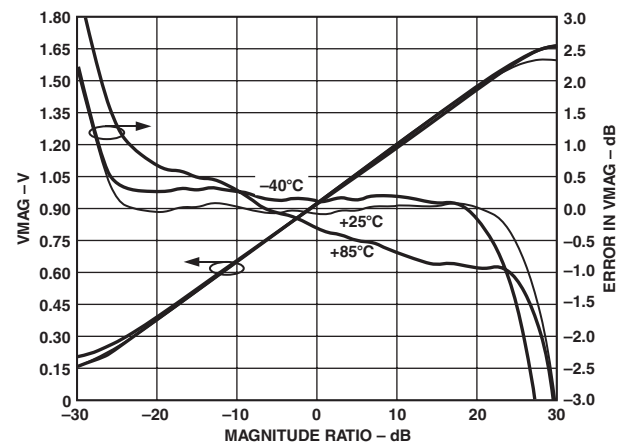
TPC 2. VMAG vs. Input Level Ratio (Gain)  $V_{INPA}/V_{INPB}$ , Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, 2700 MHz,  $P_{INPA} = -30\text{ dBm}$



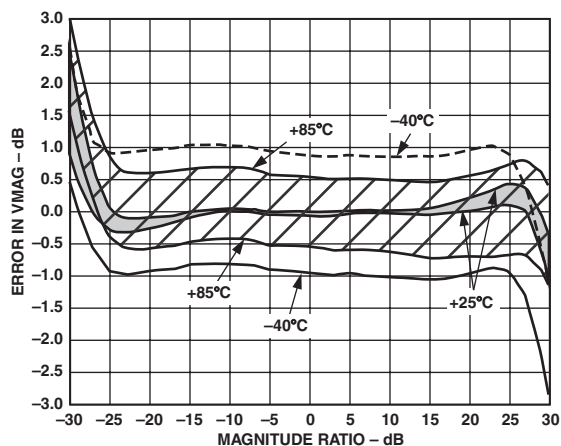
TPC 5. VMAG and Log Conformance vs. Input Level Ratio (Gain), Frequency 1900 MHz,  $-40^\circ\text{C}$ ,  $+25^\circ\text{C}$ , and  $+85^\circ\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



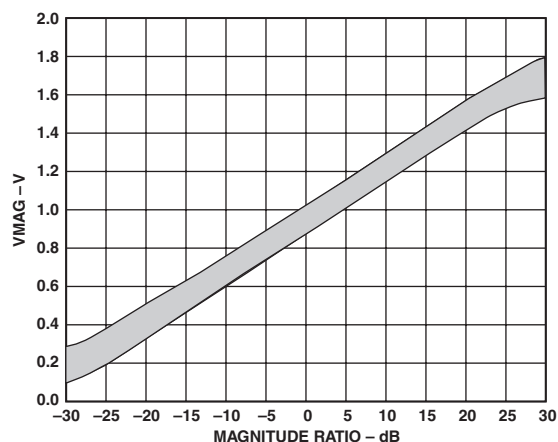
TPC 3. VMAG Output and Log Conformance vs. Input Level Ratio (Gain), Frequency 100 MHz,  $-40^\circ\text{C}$ ,  $+25^\circ\text{C}$ , and  $+85^\circ\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



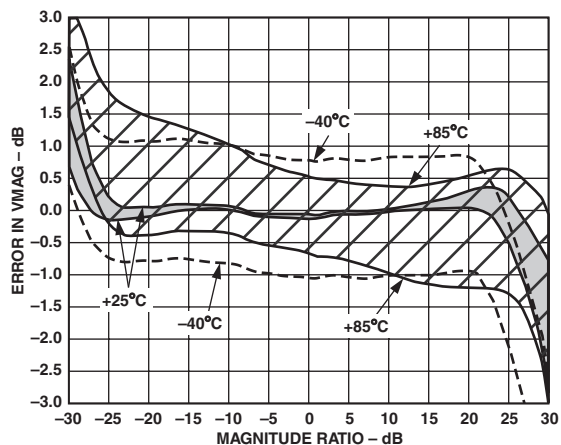
TPC 6. VMAG Output and Log Conformance vs. Input Level Ratio (Gain), Frequency 2200 MHz,  $-40^\circ\text{C}$ ,  $+25^\circ\text{C}$ , and  $+85^\circ\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



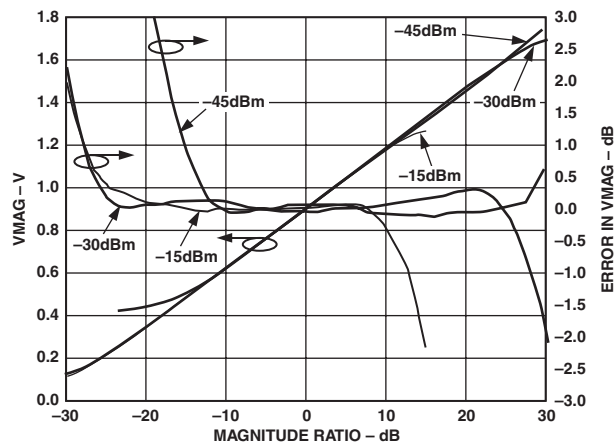
TPC 7. Distribution of Magnitude Error vs. Input Level Ratio (Gain), Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 900 MHz,  $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $+25^{\circ}\text{C}$ , and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



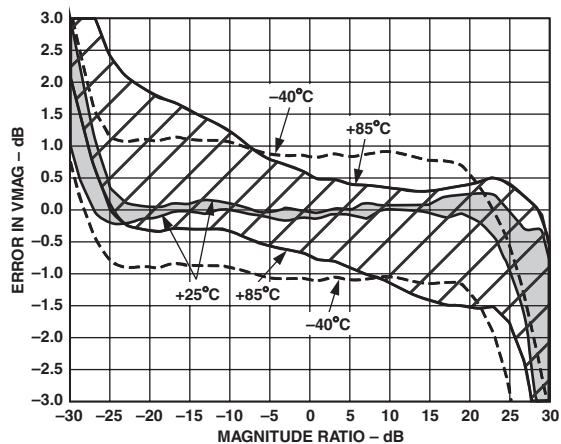
TPC 10. Distribution of VMAG vs. Input Level Ratio (Gain), Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 1900 MHz, Temperatures Between  $-40^{\circ}\text{C}$  and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



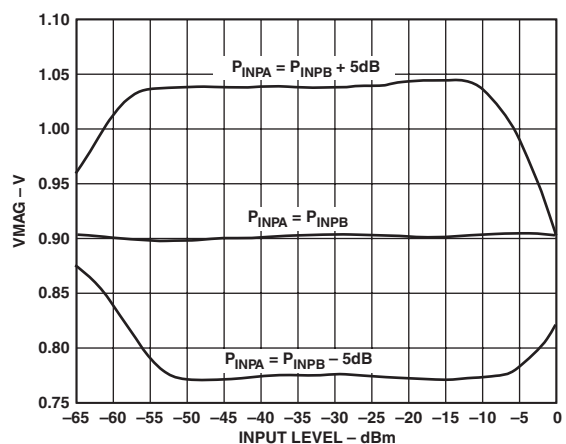
TPC 8. Distribution of Error vs. Input Level Ratio (Gain), Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 1900 MHz,  $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $+25^{\circ}\text{C}$ , and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



TPC 11. VMAG Output and Log Conformance vs. Input Level Ratio (Gain), Reference Level =  $-15\text{ dBm}$ ,  $-30\text{ dBm}$ , and  $-45\text{ dBm}$ , Frequency 1900 MHz



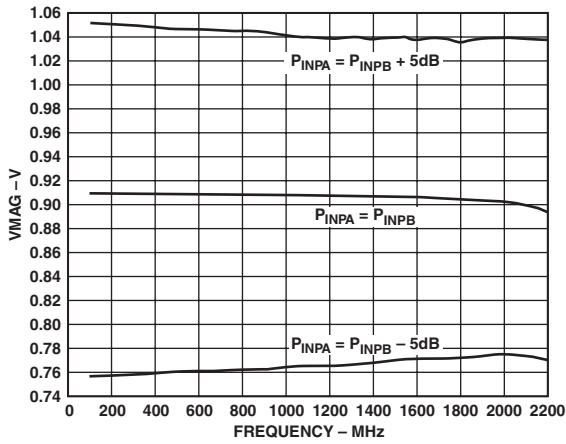
TPC 9. Distribution of Magnitude Error vs. Input Level Ratio (Gain), Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 2200 MHz, Temperatures  $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $+25^{\circ}\text{C}$ , and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Reference Level =  $-30\text{ dBm}$



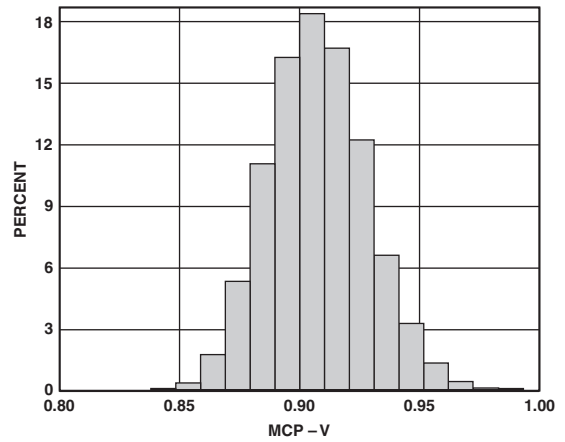
TPC 12. VMAG Output vs. Input Level for  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 5\text{ dB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} - 5\text{ dB}$ , Frequency 1900 MHz



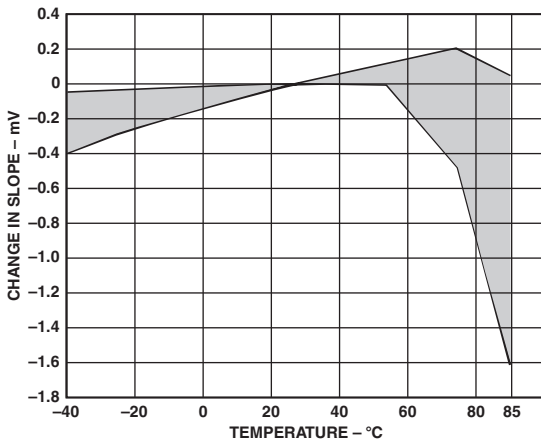
# AD8302



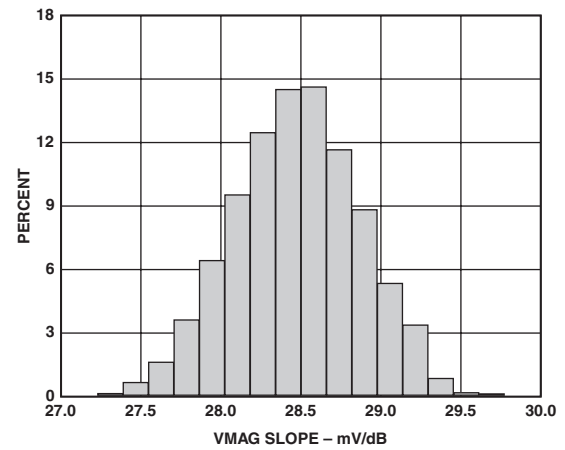
TPC 13. VMAG Output vs. Frequency, for  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 5\text{ dB}$ , and  $P_{INPA} = P_{INPB} - 5\text{ dB}$ ,  $P_{INPB} = -30\text{ dBm}$



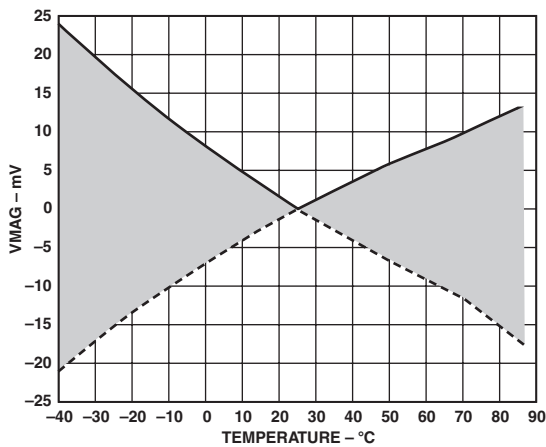
TPC 16. Center Point of Magnitude Output (MCP) Distribution Frequencies 900 MHz, 17,000 Units



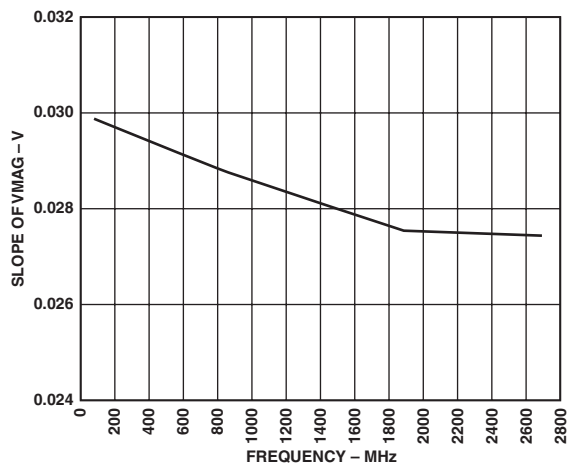
TPC 14. Change in VMAG Slope vs. Temperature, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequencies 1900 MHz



TPC 17. VMAG Slope, Frequency 900 MHz, 17,000 Units

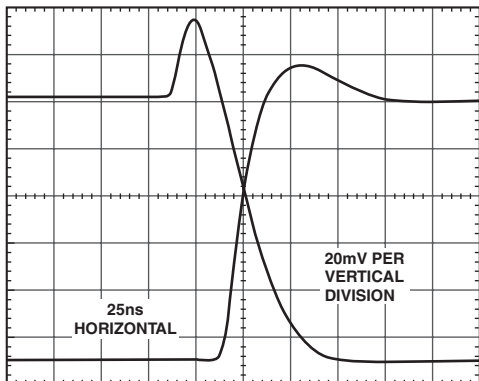


TPC 15. Change in Center Point of Magnitude Output (MCP) vs. Temperature, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequencies 1900 MHz

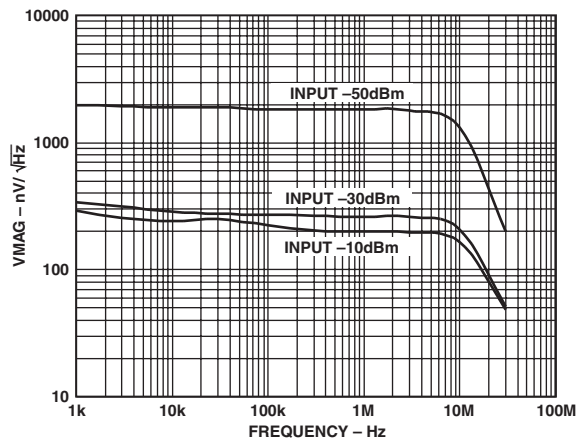


TPC 18. VMAG Slope vs. Frequency

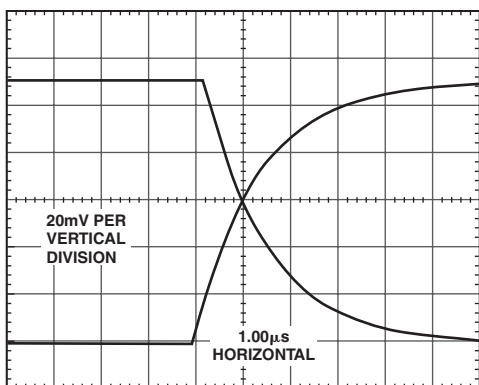




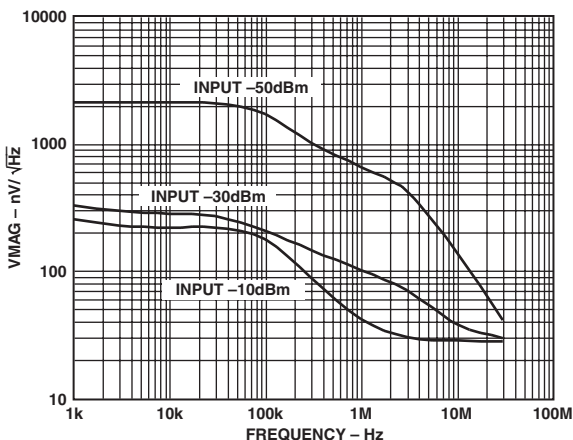
TPC 19. Magnitude Output Response to 4 dB Step, for  $P_{INPB} = -30$  dBm,  $P_{INPA} = -32$  dBm to  $-28$  dBm, Frequency 1900 MHz, No Filter Capacitor



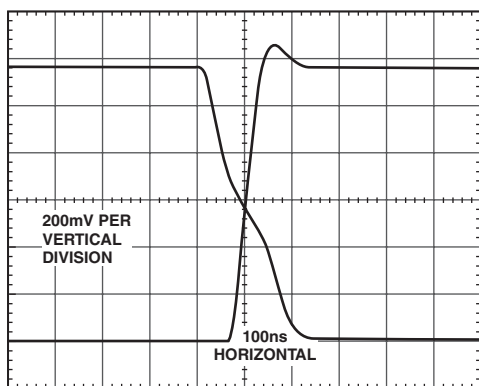
TPC 22. Magnitude Output Noise Spectral Density,  $P_{INPA} = P_{INPB} = -10$  dBm,  $-30$  dBm,  $-50$  dBm, No Filter Capacitor



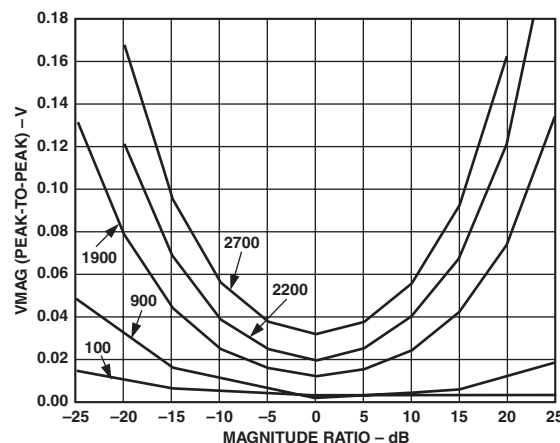
TPC 20. Magnitude Output Response to 4 dB Step, for  $P_{INPB} = -30$  dBm,  $P_{INPA} = -32$  dBm to  $-28$  dBm, Frequency 1900 MHz, 1 nF Filter Capacitor



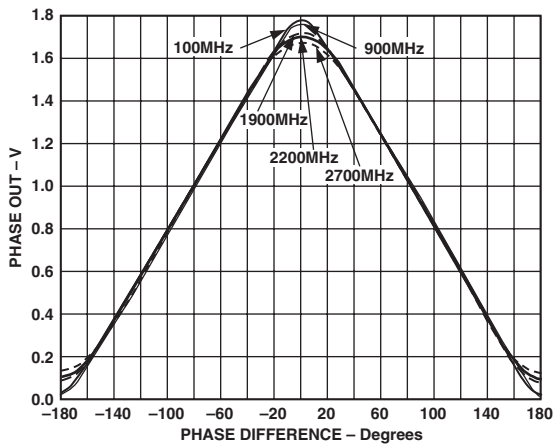
TPC 23. Magnitude Output Noise Spectral Density,  $P_{INPA} = P_{INPB} = -10$  dBm,  $-30$  dBm,  $-50$  dBm, with Filter Capacitor,  $C = 1$  nF



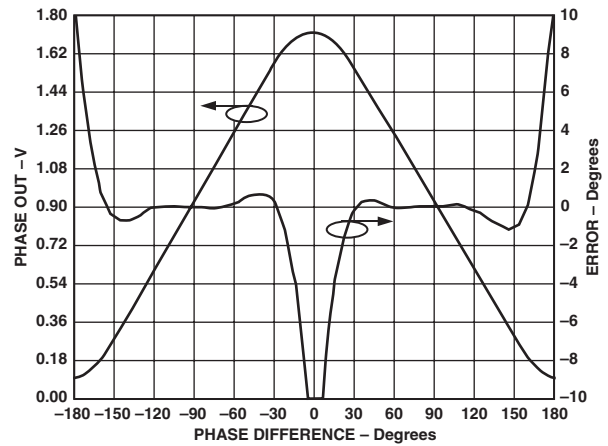
TPC 21. Magnitude Output Response to 40 dB Step, for  $P_{INPB} = -30$  dBm,  $P_{INPA} = -50$  dBm to  $-10$  dBm, Supply 5 V, Frequency 1900 MHz, No Filter Capacitor



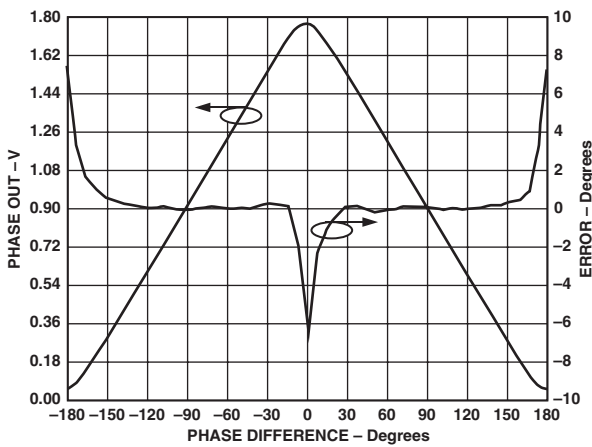
TPC 24. VMAG Peak-to-Peak Output Induced by Sweeping Phase Difference through 360 Degrees vs. Magnitude Ratio, Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, and 2700 MHz



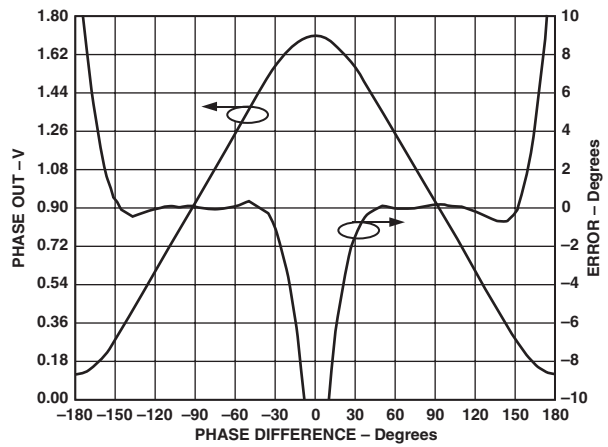
TPC 25. Phase Output (VPHS) vs. Input Phase Difference, Input Levels  $-30$  dBm, Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, Supply 5 V, 2700 MHz



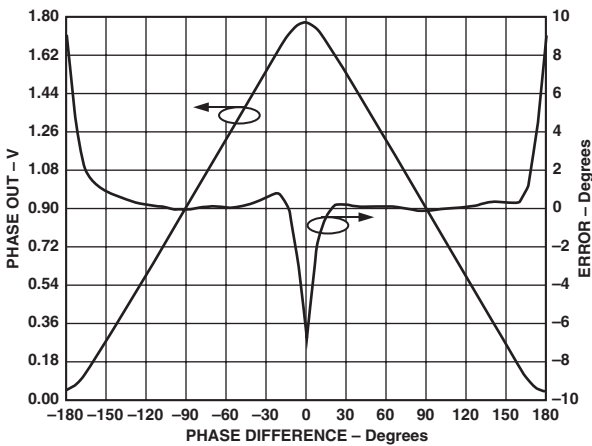
TPC 28. VPHS Output and Nonlinearity vs. Input Phase Difference, Input Levels  $-30$  dBm, Frequency 1900 MHz



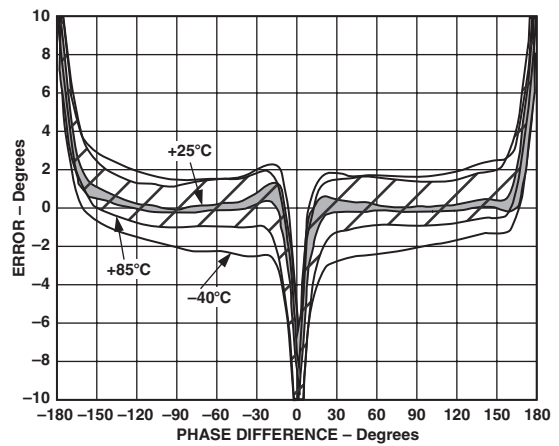
TPC 26. VPHS Output and Nonlinearity vs. Input Phase Difference, Input Levels  $-30$  dBm, Frequency 100 MHz



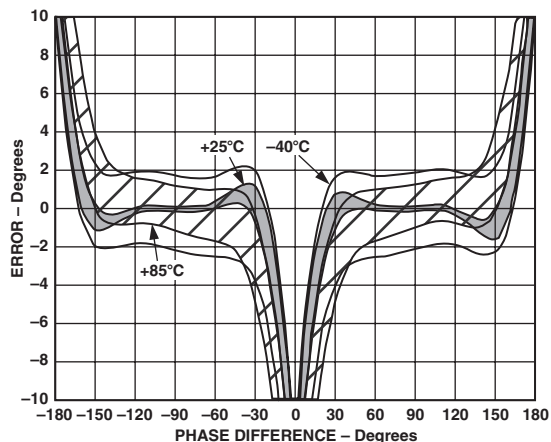
TPC 29. VPHS Output and Nonlinearity vs. Input Phase Difference, Input Levels  $-30$  dBm, Frequency 2200 MHz



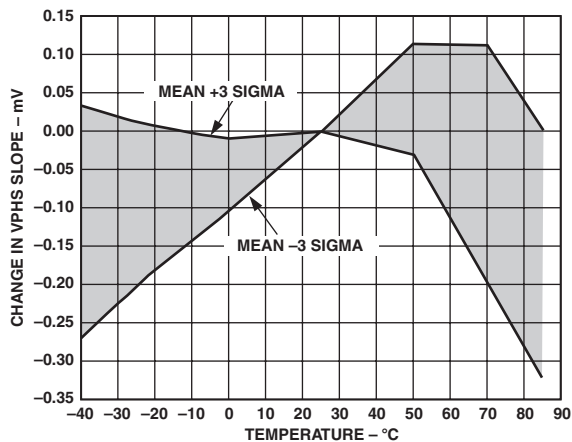
TPC 27. VPHS Output and Nonlinearity vs. Input Phase Difference, Input Levels  $-30$  dBm, Frequency 900 MHz



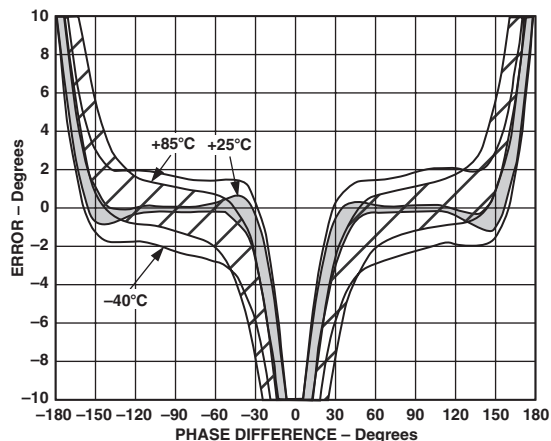
TPC 30. Distribution of VPHS Error vs. Input Phase Difference, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 900 MHz,  $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $+25^{\circ}\text{C}$ , and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Input Levels  $-30$  dBm



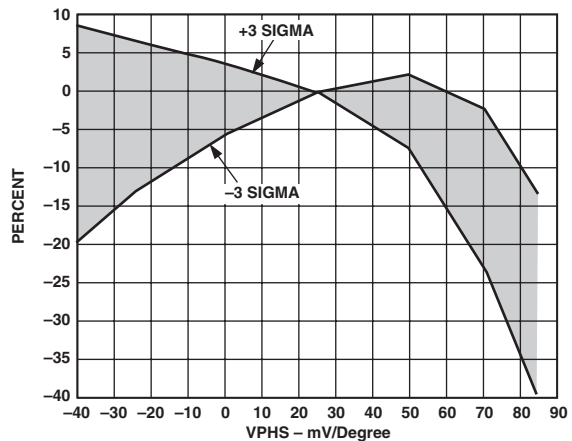
TPC 31. Distribution of VPMS Error vs. Input Phase Difference, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 1900 MHz,  $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $+25^{\circ}\text{C}$ , and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Supply 5 V, Input Levels  $P_{INPA} = P_{INPB} = -30\text{ dBm}$



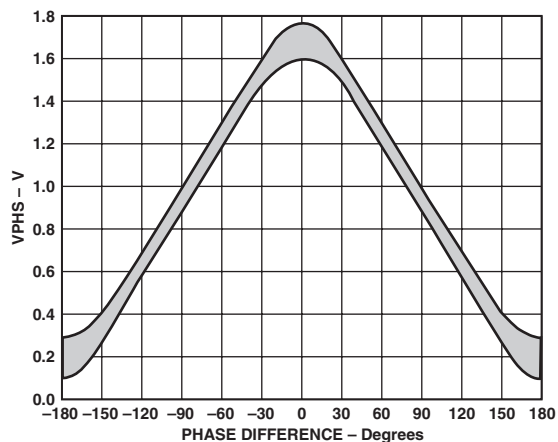
TPC 34. Change in VPMS Slope vs. Temperature, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 1900 MHz



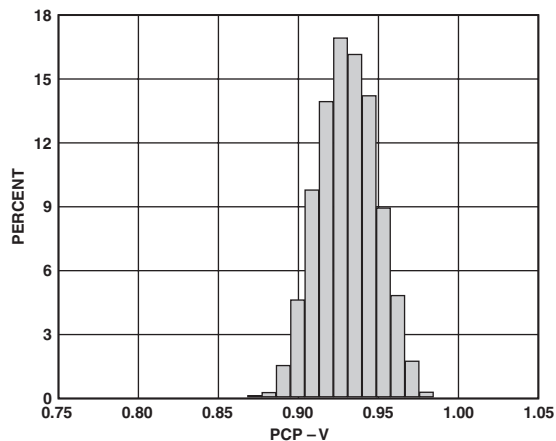
TPC 32. Distribution of VPMS Error vs. Input Phase Difference, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 2200 MHz,  $-40^{\circ}\text{C}$ ,  $+25^{\circ}\text{C}$ , and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Input Levels  $-30\text{ dBm}$



TPC 35. Change in Phase Center Point (PCP) vs. Temperature, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 1900 MHz

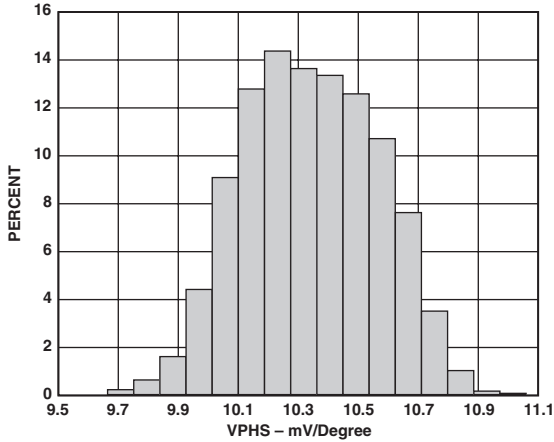


TPC 33. Distribution of VPMS vs. Input Phase Difference, Three Sigma to Either Side of Mean, Frequency 900 MHz, Temperature between  $-40^{\circ}\text{C}$  and  $+85^{\circ}\text{C}$ , Input Levels  $-30\text{ dBm}$

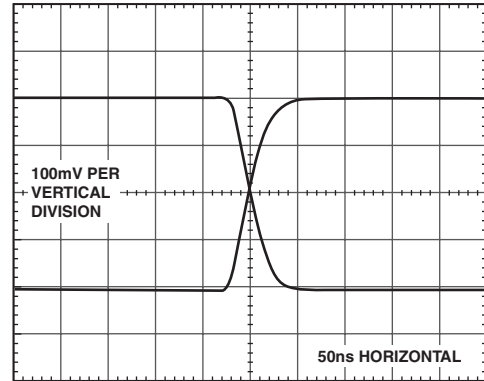


TPC 36. Phase Center Point (PCP) Distribution, Frequency 900 MHz, 17,000 Units

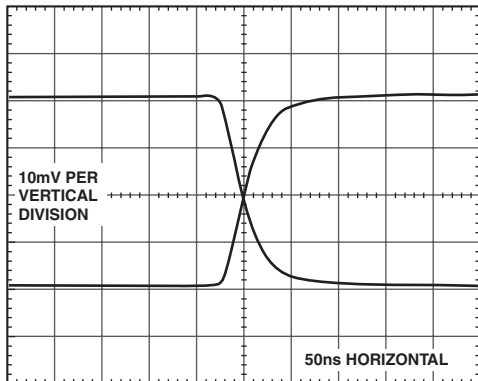
# AD8302



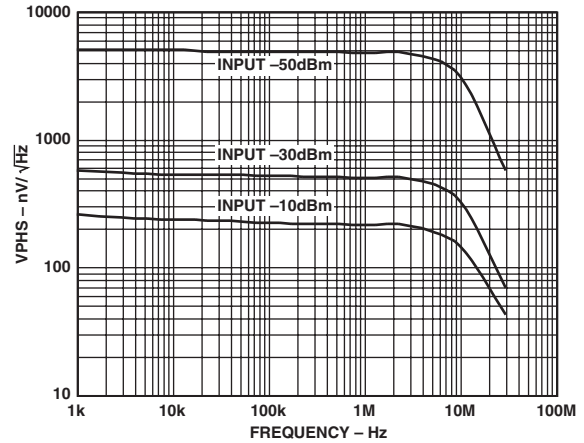
TPC 37. VPHS Slope Distribution, Frequency 900 MHz



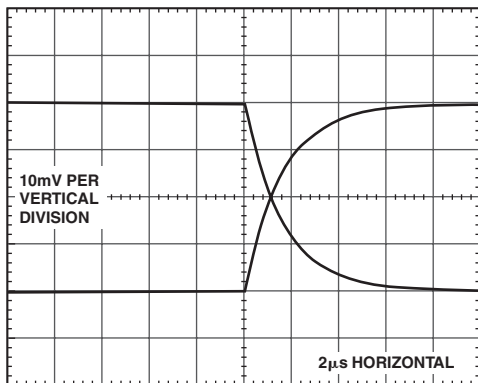
TPC 40. VPHS Output Response to 40° Step with Nominal Phase Shift of 90°, Input Levels  $P_{INPA} = P_{INPB} = -30$  dBm, Frequency 1900 MHz, 1 pF Filter Capacitor



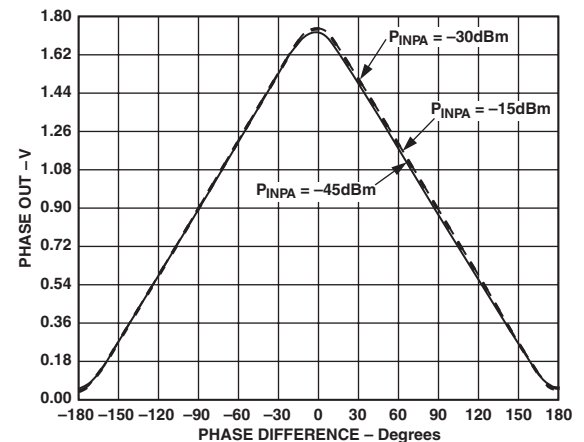
TPC 38. VPHS Output Response to 4° Step with Nominal Phase Shift of 90°, Input Levels -30 dBm, Frequency 1900 MHz, 25°C, 1 pF Filter Capacitor



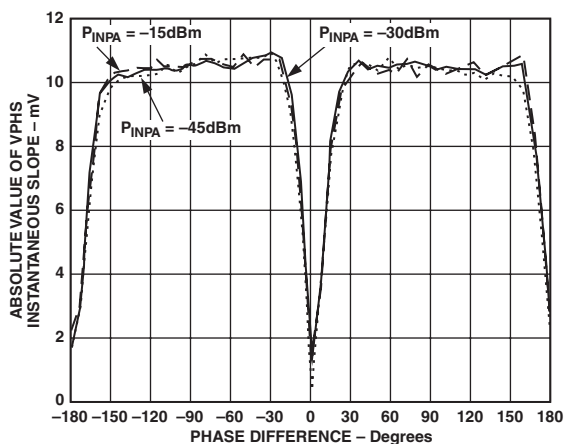
TPC 41. VPHS Output Noise Spectral Density vs. Frequency,  $P_{INPA} = -30$  dBm,  $P_{INPB} = -10$  dBm, -30 dBm, -50 dBm, and 90° Input Phase Difference



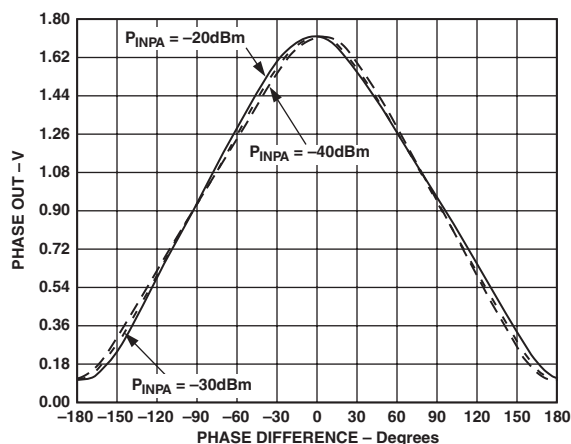
TPC 39. VPHS Output Response to 4° Step with Nominal Phase Shift of 90°, Input Levels  $P_{INPA} = P_{INPB} = -30$  dBm, Supply 5 V, Frequency 1900 MHz, 25°C, with 100 pF Filter Capacitor



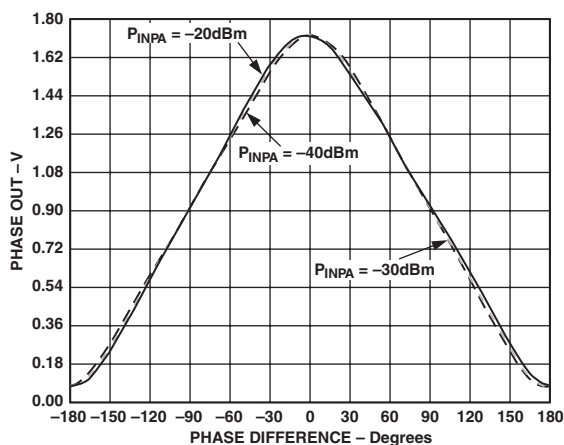
TPC 42. Phase Output vs. Input Phase Difference,  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 15$  dB,  $P_{INPA} = P_{INPB} - 15$  dB, Frequency 900 MHz



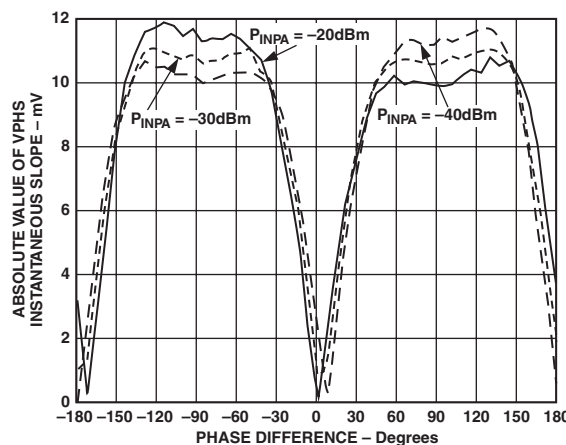
TPC 43. Phase Output Instantaneous Slope,  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 15\text{ dB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} - 15\text{ dB}$ , Frequency 900 MHz



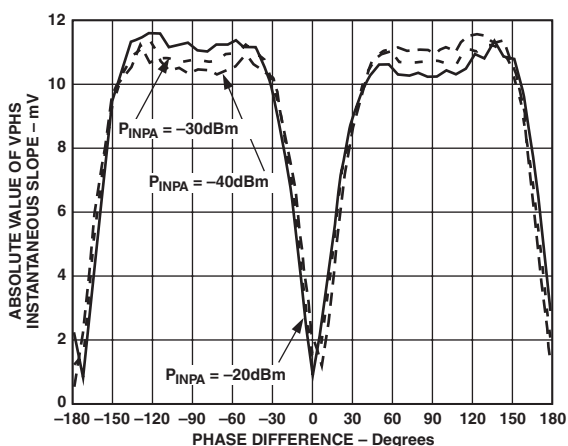
TPC 46. Phase Output vs. Input Phase Difference,  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 10\text{ dB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} - 10\text{ dB}$ , Frequency 2200 MHz



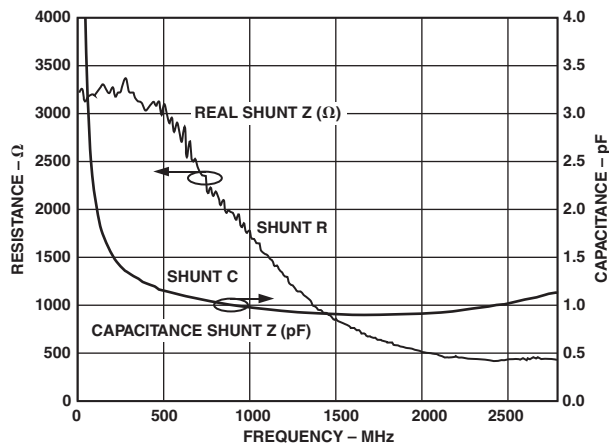
TPC 44. Phase Output vs. Input Phase Difference,  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 10\text{ dB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} - 10\text{ dB}$ , Frequency 1900 MHz, Supply 5 V



TPC 47. Phase Output Instantaneous Slope,  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 10\text{ dB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} - 10\text{ dB}$ , Frequency 2200 MHz

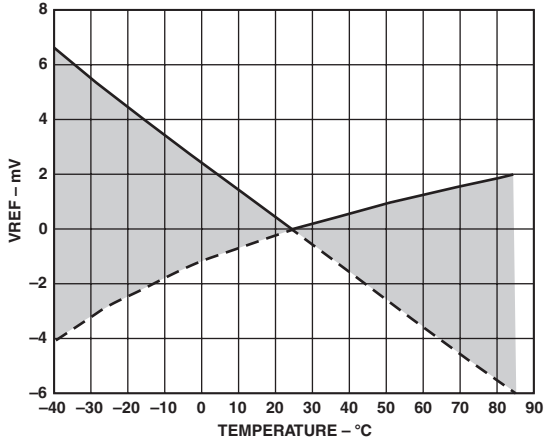


TPC 45. Phase Output Instantaneous Slope,  $P_{INPA} = P_{INPB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} + 10\text{ dB}$ ,  $P_{INPA} = P_{INPB} - 10\text{ dB}$ , Frequency 1900 MHz, Supply 5 V

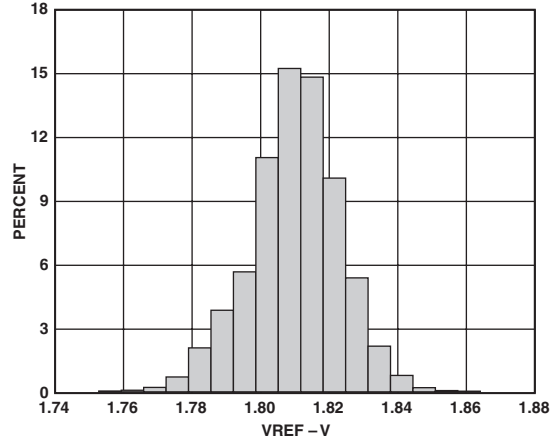


TPC 48. Input Impedance, Modeled as Shunt R in Parallel with Shunt C

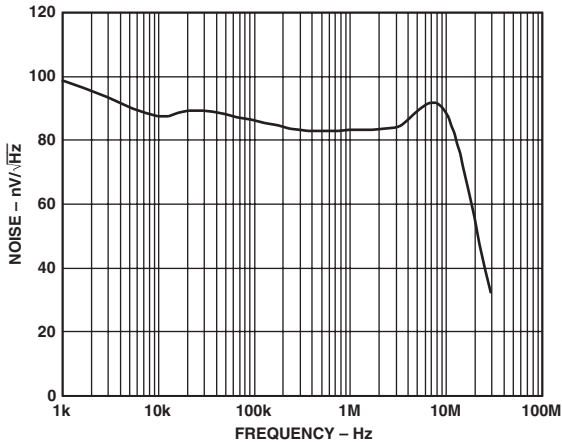
# AD8302



TPC 49. Change in VREF vs. Temperature, Three Sigma to Either Side of Mean



TPC 51. VREF Distribution, 17,000 Units



TPC 50. VREF Output Noise Spectral Density vs. Frequency

**GENERAL DESCRIPTION AND THEORY**

The AD8302 measures the magnitude ratio, defined here as gain, and phase difference between two signals. A pair of matched logarithmic amplifiers provide the measurement, and their hard-limited outputs drive the phase detector.

**Basic Theory**

Logarithmic amplifiers (log amps) provide a logarithmic compression function that converts a large range of input signal levels to a compact decibel-scaled output. The general mathematical form is:

$$V_{OUT} = V_{SLP} \log(V_{IN} / V_Z) \tag{1}$$

where  $V_{IN}$  is the input voltage,  $V_Z$  is called the intercept (voltage), and  $V_{SLP}$  is called the slope (voltage). It is assumed throughout that  $\log(x)$  represents the  $\log_{10}(x)$  function.  $V_{SLP}$  is thus the volts/decade, and since a decade of voltage corresponds to 20 dB,  $V_{SLP}/20$  is the volts/dB.  $V_Z$  is the value of input signal that results in an output of zero and need not correspond to a physically realizable part of the log amp signal range. While the slope is fundamentally a characteristic of the log amp, the intercept is a function of the input waveform as well.<sup>1</sup> Furthermore, the intercept is typically more sensitive to temperature and frequency than the slope. When single log amps are used for power measurement, this variability introduces errors into the absolute accuracy of the measurement since the intercept represents a reference level.

The AD8302 takes the difference in the output of two identical log amps, each driven by signals of similar waveforms but at different levels. Since subtraction in the logarithmic domain corresponds to a ratio in the linear domain, the resulting output becomes:

$$V_{MAG} = V_{SLP} \log(V_{INA} / V_{INB}) \tag{2}$$

where  $V_{INA}$  and  $V_{INB}$  are the input voltages,  $V_{MAG}$  is the output corresponding to the magnitude of the signal level difference, and  $V_{SLP}$  is the slope. Note that the intercept,  $V_Z$ , has dropped out. Unlike the measurement of power, when measuring a dimensionless quantity such as relative signal level, no independent reference or intercept need be invoked. In essence, one signal serves as the intercept for the other. Variations in intercept due to frequency, process, temperature, and supply voltage affect both channels identically and hence do not affect the difference. This technique depends on the two log amps being well matched in slope and intercept to ensure cancellation. This is the case for an integrated pair of log amps. Note that if the two signals have different waveforms (e.g., different peak-to-average ratios) or different frequencies, an intercept difference may appear, introducing a systematic offset.

The log amp structure consists of a cascade of linear/limiting gain stages with demodulating detectors. Further details about the structure and function of log amps can be found in data sheets for other log amps produced by Analog Devices.<sup>2</sup> The output of the final stage of a log amp is a fully limited signal over most of the input dynamic range. The limited outputs from both log amps drive an exclusive-OR style digital phase detector. Operating strictly on the relative zero-crossings of the limited signals, the extracted phase difference is independent of the original input signal levels. The phase output has the general form:

**NOTES**

<sup>1</sup>See the data sheet for the AD640 for a description of the effect of waveform on the intercept of log amps.

<sup>2</sup>For example, see the data sheet for the AD8307.

$$V_{PHS} = V_{\Phi} [\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB})] \tag{3}$$

where  $V_{\Phi}$  is the phase slope in mV/degree and  $\Phi$  is each signal's relative phase in degrees.

**Structure**

The general form of the AD8302 is shown in Figure 2. The major blocks consist of two demodulating log amps, a phase detector, output amplifiers, a biasing cell, and an output reference voltage buffer. The log amps and phase detector process the high frequency signals and deliver the gain and phase information in current form to the output amplifiers. The output amplifiers determine the final gain and phase scaling. External filter capacitors set the averaging time constants for the respective outputs. The reference buffer provides a 1.80 V reference voltage that tracks the internal scaling constants.

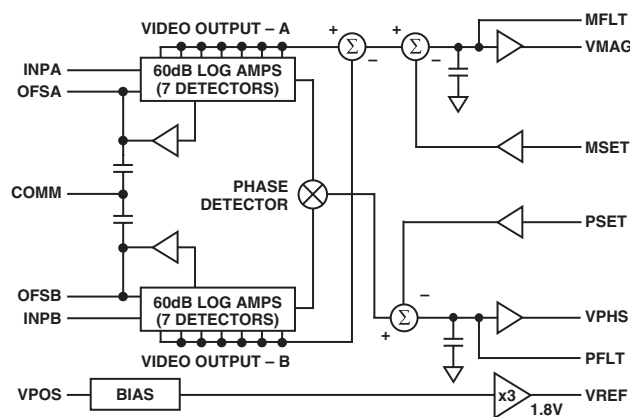


Figure 2. General Structure

Each log amp consists of a cascade of six 10 dB gain stages with seven associated detectors. The individual gain stages have 3 dB bandwidths in excess of 5 GHz. The signal path is fully differential to minimize the effect of common-mode signals and noise. Since there is a total of 60 dB of cascaded gain, slight dc offsets can cause limiting of the latter stages, which may cause measurement errors for small signals. This is corrected by a feedback loop. The nominal high-pass corner frequency,  $f_{HP}$ , of this loop is set internally at 200 MHz but can be lowered by adding external capacitance to the OFSA and OFSB pins. Signals at frequencies well below the high-pass corner are indistinguishable from dc offsets and are also nulled. The difference in the log amp outputs is performed in the current domain, yielding by analogy to Equation 2:

$$I_{LA} = I_{SLP} \log(V_{INA} / V_{INB}) \tag{4}$$

where  $I_{LA}$  and  $I_{SLP}$  are the output current difference and the characteristic slope (current) of the log amps, respectively. The slope is derived from an accurate reference designed to be insensitive to temperature and supply voltage.

The phase detector uses a fully symmetric structure with respect to its two inputs to maintain balanced delays along both signal paths. Fully differential signaling again minimizes the sensitivity to common-mode perturbations. The current-mode equivalent to Equation 3 is:

$$I_{PD} = I_{\Phi} [\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB}) - 90^{\circ}] \tag{5}$$

where  $I_{PD}$  and  $I_{\Phi}$  are the output current and characteristic slope associated with the phase detector, respectively. The slope is derived from the same reference as the log amp slope.



# AD8302

Note that by convention, the phase difference is taken in the range from  $-180^\circ$  to  $+180^\circ$ . Since this style of phase detector does not distinguish between  $\pm 90^\circ$ , it is considered to have an unambiguous  $180^\circ$  phase difference range that can be either  $0^\circ$  to  $+180^\circ$  centered at  $+90^\circ$  or  $0^\circ$  to  $-180^\circ$  centered at  $-90^\circ$ .

The basic structure of both output interfaces is shown in Figure 3. It accepts a setpoint input and includes an internal integrating/averaging capacitor and a buffer amplifier with gain K. External access to these setpoints provides for several modes of operation and enables flexible tailoring of the gain and phase transfer characteristics. The setpoint interface block, characterized by a transresistance  $R_F$ , generates a current proportional to the voltage presented to its input pin, MSET or PSET. A precise offset voltage of 900 mV is introduced internally to establish the center-point ( $V_{CP}$ ) for the gain and phase functions, i.e., the setpoint voltage that corresponds to a gain of 0 dB and a phase difference of  $90^\circ$ . This setpoint current is subtracted from the signal current,  $I_{IN}$ , coming from the log amps in the gain channel or from the phase detector in the phase channel. The resulting difference is integrated on the averaging capacitors at either pin MFLT or PFLT and then buffered by the output amplifier to the respective output pins, VMAG and VPHS. With this open-loop arrangement, the output voltage is a simple integration of the difference between the measured gain/phase and the desired setpoint:

$$V_{OUT} = R_F(I_{IN} - I_{FB}) / (sT) \quad (6)$$

where  $I_{FB}$  is the feedback current equal to  $(V_{SET} - V_{CP})/R_F$ ,  $V_{SET}$  is the setpoint input, and  $T$  is the integration time constant equal to  $R_F C_{AVE}/K$ , where  $C_{AVE}$  is the parallel combination of the internal 1.5 pF and the external capacitor  $C_{FLT}$ .

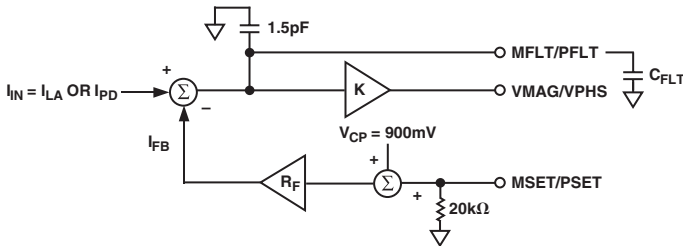


Figure 3. Simplified Block Diagram of the Output Interface

## BASIC CONNECTIONS

### Measurement Mode

The basic function of the AD8302 is the direct measurement of gain and phase. When the output pins, VMAG and VPHS, are connected directly to the feedback setpoint input pins, MSET and PSET, the default slopes and center points are invoked. This basic connection shown in Figure 4 is termed the measurement mode. The current from the setpoint interface is forced by the integrator to be equal to the signal currents coming from the log amps and phase detector. The closed loop transfer function is thus given by:

$$V_{OUT} = (I_{IN} R_F + V_{CP}) / (1 + sT) \quad (7)$$

The time constant  $T$  represents the single-pole response to the envelope of the dB-scaled gain and the degree-scaled phase functions. A small internal capacitor sets the maximum envelope bandwidth to approximately 30 MHz. If no external  $C_{FLT}$  is used, the AD8302 can follow the gain and phase envelopes within this bandwidth. If longer averaging is desired,  $C_{FLT}$  can be added as necessary according to  $T$  (ns) =  $3.3 \times C_{AVE}$  (pF). For best transient response with minimal overshoot, it is recommended that 1 pF minimum value external capacitors be added to the MFLT and PFLT pins.

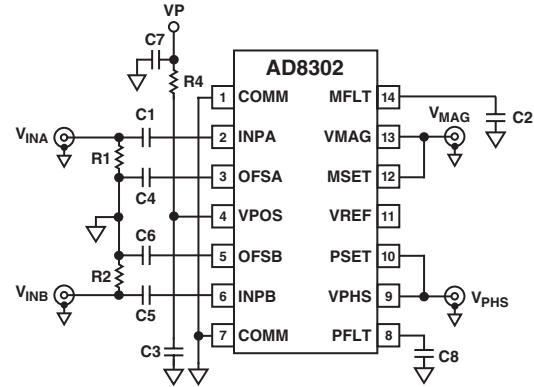


Figure 4. Basic Connections in Measurement Mode with 30 mV/dB and 10 mV/Degree Scaling

In the low frequency limit, the gain and phase transfer functions given in Equations 4 and 5 become:

$$V_{MAG} = R_F I_{SLP} \log(V_{INA} / V_{INB}) + V_{CP} \quad (8a)$$

$$V_{MAG} = (R_F I_{SLP} / 20) (P_{INA} - P_{INB}) + V_{CP} \quad (8b)$$

$$V_{PHS} = -R_F I_{\Phi} (|\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB})| - 90^\circ) + V_{CP} \quad (9)$$

which are illustrated in Figure 5. In Equation 8b,  $P_{INA}$  and  $P_{INB}$  are the power in dBm equivalent to  $V_{INA}$  and  $V_{INB}$  at a specified reference impedance. For the gain function, the slope represented by  $R_F I_{SLP}$  is 600 mV/decade or, dividing by 20 dB/decade, 30 mV/dB. With a center point of 900 mV for 0 dB gain, a range of  $-30$  dB to  $+30$  dB covers the full-scale swing from 0 V to 1.8 V. For the phase function, the slope represented by  $R_F I_{\Phi}$  is 10 mV/degree. With a center point of 900 mV for  $90^\circ$ , a range of  $0^\circ$  to  $180^\circ$  covers the full-scale swing from 1.8 V to 0 V. The range of  $0^\circ$  to  $-180^\circ$  covers the same full-scale swing but with the opposite slope.

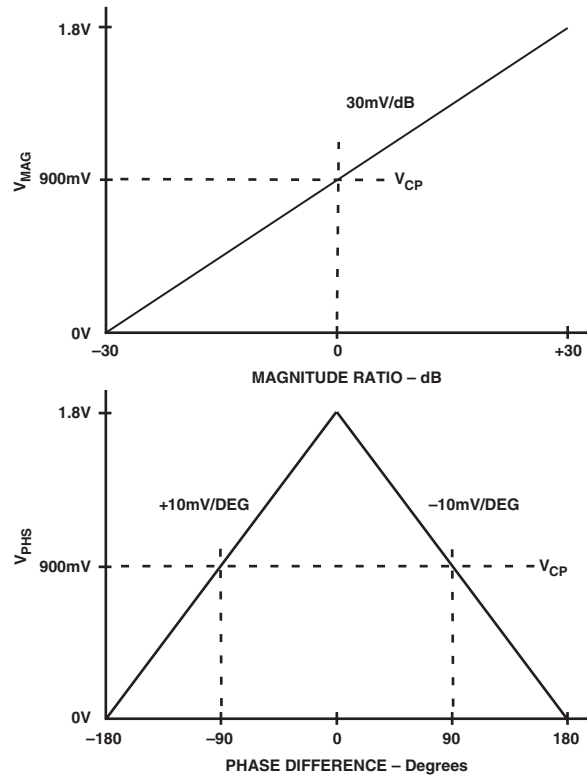


Figure 5. Idealized Transfer Characteristics for the Gain and Phase Measurement Mode



### Interfacing to the Input Channels

The single-ended input interfaces for both channels are identical. Each consists of a driving pin, INPA and INPB, and an ac-grounding pin, OFSA and OFSB. All four pins are internally dc-biased at about 100 mV from the positive supply and should be externally ac-coupled to the input signals and to ground. For the signal pins, the coupling capacitor should offer negligible impedance at the signal frequency. For the grounding pins, the coupling capacitor has two functions: It provides ac grounding and sets the high-pass corner frequency for the internal offset compensation loop. There is an internal 10 pF capacitor to ground that sets the maximum corner to approximately 200 MHz. The corner can be lowered according the formula  $f_{HP} \text{ (MHz)} = 2/C_C \text{ (nF)}$ , where  $C_C$  is the total capacitance from OFSA or OFSB to ground, including the internal 10 pF.

The input impedance to INPA and INPB is a function of frequency, the offset compensation capacitor, and package parasitics. At moderate frequencies above  $f_{HP}$ , the input network can be approximated by a shunt 3 k $\Omega$  resistor in parallel with a 2 pF capacitor. At higher frequencies, the shunt resistance decreases to approximately 500  $\Omega$ . The Smith Chart in Figure 6 shows the input impedance over the frequency range 100 MHz to 3 GHz.

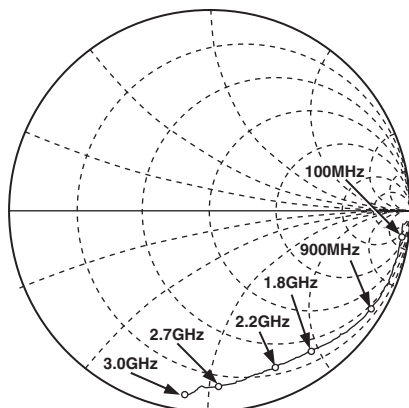


Figure 6. Smith Chart Showing the Input Impedance of a Single Channel from 100 MHz to 3 GHz

A broadband resistive termination on the signal side of the coupling capacitors can be used to match to a given source impedance. The value of the termination resistor,  $R_T$ , is determined by:

$$R_T = R_{IN}R_S / (R_{IN} - R_S) \quad (10)$$

where  $R_{IN}$  is the input resistance and  $R_S$  the source impedance. At higher frequencies, a reactive, narrow-band match might be desirable to tune out the reactive portion of the input impedance. An important attribute of the two-log-amp architecture is that if both channels are at the same frequency and have the same input network, then impedance mismatches and reflection losses become essentially common-mode and hence do not impact the relative gain and phase measurement. However, mismatches in these external components can result in measurement errors.

### Dynamic Range

The maximum measurement range for the gain subsystem is limited to a total of 60 dB distributed from  $-30$  dB to  $+30$  dB. This means that both gain and attenuation can be measured. The limits are determined by the minimum and maximum levels that each individual log amp can detect. In the AD8302, each log amp can detect inputs ranging from  $-73$  dBV [(223  $\mu$ V,  $-60$  dBm re: 50  $\Omega$  to  $-13$  dBV (223 mV, 0 dBm re: 50  $\Omega$ )]. Note that log amps respond to voltages and not power. An equivalent power can be inferred given an impedance level, e.g., to convert from dBV to dBm in a 50  $\Omega$  system, simply add 13 dB. To cover the entire range, it is necessary to apply a reference level to one log amp that corresponds precisely to its midrange. In the AD8302, this level is at  $-43$  dBV, which corresponds to  $-30$  dBm in a 50  $\Omega$  environment. The other channel can now sweep from its low end, 30 dB below midrange, to its high end, 30 dB above midrange. If the reference is displaced from midrange, some measurement range will be lost at the extremes. This can occur either if the log amps run out of range or if the rails at ground or 1.8 V are reached. Figure 7 illustrates the effect of the reference channel level placement. If the reference is chosen lower than midrange by 10 dB, then the lower limit will be at  $-20$  dB rather than  $-30$  dB. If the reference chosen is higher by 10 dB, the upper limit will be 20 dB rather than 30 dB.

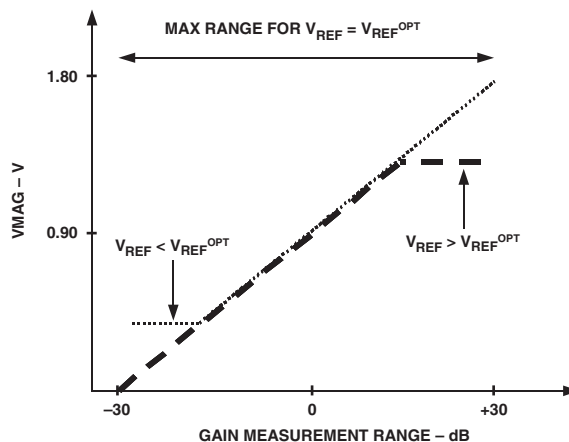


Figure 7. The Effect of Offsetting the Reference Level Is to Reduce the Maximum Dynamic Range

The phase measurement range is of  $0^\circ$  to  $180^\circ$ . For phase differences of  $0^\circ$  to  $-180^\circ$ , the transfer characteristics are mirrored as shown in Figure 5, with a slope of the opposite sign. The phase detector responds to the relative position of the zero crossings between the two input channels. At higher frequencies, the finite rise and fall times of the amplitude limited inputs create an ambiguous situation that leads to inaccessible dead zones at the  $0^\circ$  and  $180^\circ$  limits. For maximum phase difference coverage, the reference phase difference should be set to  $90^\circ$ .

# AD8302

## Cross Modulation of Magnitude and Phase

At high frequencies, unintentional cross coupling between signals in Channels A and B inevitably occurs due to on-chip and board-level parasitics. When the two signals presented to the AD8302 inputs are at very different levels, the cross coupling introduces cross modulation of the phase and magnitude responses. If the two signals are held at the same relative levels and the phase between them is modulated then only the phase output should respond. Due to phase-to-amplitude cross modulation, the magnitude output shows a residual response. A similar effect occurs when the relative phase is held constant while the magnitude difference is modulated, i.e., an expected magnitude response and a residual phase response are observed due to amplitude-to-phase cross modulation. The point where these effects are noticeable depends on the signal frequency and the magnitude of the difference. Typically, for differences <20 dB, the effects of cross modulation are negligible at 900 MHz.

## Modifying the Slope and Center Point

The default slope and center point values can be modified with the addition of external resistors. Since the output interface blocks are generalized for both magnitude and phase functions, the scaling modification techniques are equally valid for both outputs. Figure 8 demonstrates how a simple voltage divider from the VMAG and VPHS pins to the MSET and PSET pins can be used to modify the slope. The increase in slope is given by  $1 + R1/(R2 \parallel 20\text{ k}\Omega)$ . Note that it may be necessary to account for the MSET and PSET input impedance of 20 kΩ which has a ±20% manufacturing tolerance. As is generally true in such feedback systems, envelope bandwidth is decreased and the output noise transferred from the input is increased by the same factor. For example, by selecting R1 and R2 to be 10 kΩ and 20 kΩ, respectively, gain slope increases from the nominal 30 mV/dB by a factor of 2 to 60 mV/dB. The range is reduced by a factor of 2 and the new center point is at -15 dB, i.e., the range now extends from -30 dB, corresponding to  $V_{MAG} = 0\text{ V}$ , to 0 dB, corresponding to  $V_{MAG} = 1.8\text{ V}$ .

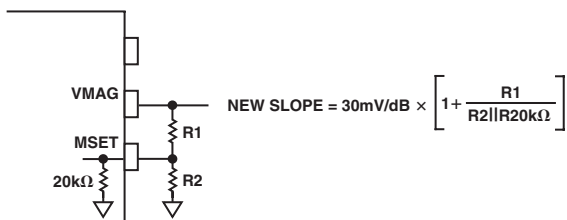


Figure 8. Increasing the Slope Requires the Inclusion of a Voltage Divider

Repositioning the center point back to its original value of 0 dB simply requires that an appropriate voltage be applied to the grounded side of the lower resistor in the voltage divider. This voltage may be provided externally or derived from the internal reference voltage on pin VREF. For the specific choice of  $R2 = 20\text{ k}\Omega$ , the center point is easily readjusted to 0 dB by connecting the VREF pin directly to the lower pin of R2 as shown in Figure 9. The increase in slope is now simplified to  $1 + R1/10\text{ k}\Omega$ . Since this 1.80 V reference voltage is derived from the same band gap

reference that determines the nominal center point, their tracking with temperature, supply, and part-to-part variations should be better in comparison to a fixed external voltage. If the center point is shifted to 0 dB in the previous example where the slope was doubled, then the range spans from -15 dB at  $V_{MAG} = 0\text{ V}$  to 15 dB at  $V_{MAG} = 1.8\text{ V}$ .

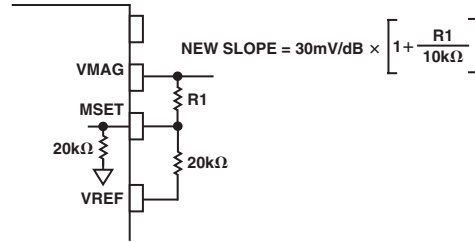


Figure 9. The Center Point Is Repositioned with the Help of the Internal Reference Voltage of 1.80 V

## Comparator and Controller Modes

The AD8302 can also operate in a comparator mode if used in the arrangement shown in Figure 10 where the DUT is the element to be evaluated. The VMAG and VPHS pins are no longer connected to MSET and PSET. The trip-point thresholds for the gain and phase difference comparison are determined by the voltages applied to pins MSET and PSET according to:

$$V_{MSET}(V) = 30\text{ mV/dB} \times Gain^{SP}(dB) + 900\text{ mV} \quad (11)$$

$$V_{PSET}(V) = -10\text{ mV/}^\circ \times (|Phase^{SP}(^\circ)| - 90^\circ) + 900\text{ mV} \quad (12)$$

where  $Gain^{SP}(dB)$  and  $Phase^{SP}(^\circ)$  are the desired gain and phase thresholds. If the actual gain and phase between the two input channels differ from these thresholds, the  $V_{MAG}$  and  $V_{PHS}$  outputs toggle like comparators, i.e.,

$$V_{MAG} = \begin{cases} 1.8\text{ V} & \text{if } Gain > Gain^{SP} \\ 0\text{ V} & \text{if } Gain < Gain^{SP} \end{cases} \quad (13)$$

$$V_{PHS} = \begin{cases} 1.8\text{ V} & \text{if } Phase > Phase^{SP} \\ 0\text{ V} & \text{if } Phase < Phase^{SP} \end{cases} \quad (14)$$

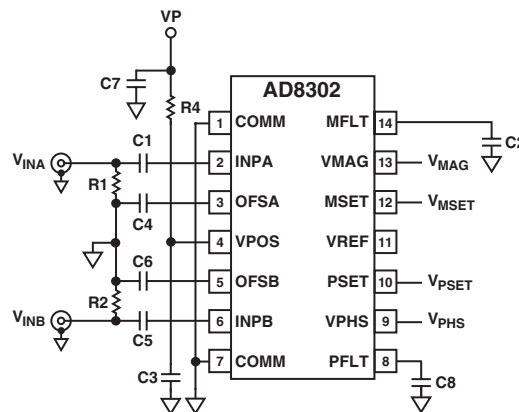


Figure 10. Disconnecting the Feedback to the Setpoint Controls, the AD8302 Operates in Comparator Mode

The comparator mode can be turned into a controller mode by closing the loop around the VMAG and VPHS outputs.

Figure 11 illustrates a closed loop controller that stabilizes the gain and phase of a DUT with gain and phase adjustment elements. If VMAG and VPHS are properly conditioned to drive gain and phase adjustment blocks preceding the DUT, the actual gain and phase of the DUT will be forced toward the prescribed setpoint gain and phase given in Equations 11 and 12. These are essentially AGC and APC loops. Note that as with all control loops of this kind, loop dynamics and appropriate interfaces all must be considered in more detail.

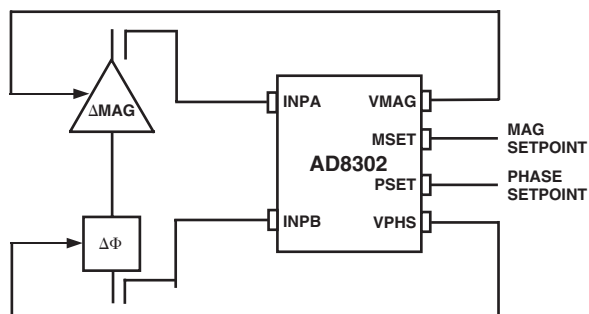


Figure 11. By Applying Overall Feedback to a DUT Via External Gain and Phase Adjusters, the AD8302 Acts as a Controller

## APPLICATIONS

### Measuring Amplifier Gain and Compression

The most fundamental application of AD8302 is the monitoring of the gain and phase response of a functional circuit block such as an amplifier or a mixer. As illustrated in Figure 12, directional couplers,  $DC_B$  and  $DC_A$ , sample the input and output signals of the “Black Box” DUT. The attenuators ensure that the signal levels presented to the AD8302 fall within its dynamic range. From the discussion in the Dynamic Range section, the optimal choice places both channels at  $P_{OPT} = -30$  dBm referenced to 50 Ω, which corresponds to  $-43$  dBV. To achieve this, the combination of coupling factor and attenuation are given by:

$$C_B + L_B = P_{IN} - P_{OPT} \quad (15)$$

$$C_A + L_A = P_{IN} + GAIN_{NOM} - P_{OPT} \quad (16)$$

where  $C_B$  and  $C_A$  are the coupling coefficients,  $L_B$  and  $L_A$  are the attenuation factors, and  $GAIN_{NOM}$  is the nominal DUT gain. If identical couplers are used for both ports, then the difference in the two attenuators compensates for the nominal DUT gain. When the actual gain is nominal, the VMAG output is 900 mV, corresponding to 0 dB. Variations from nominal gain appear as a deviation from 900 mV or 0 dB with a 30 mV/dB scaling. Depending on the nominal insertion phase associated with DUT, the phase measurement may require a fixed phase shift in series with one of the channels to bring the nominal phase difference presented to the AD8302 near the optimal 90° point.

When the insertion phase is nominal, the VPHS output is 900 mV. Deviations from the nominal are reported with a 10 mV/degree scaling. Table I gives suggested component values for the measurement of an amplifier with a nominal gain of 10 dB and an input power of  $-10$  dBm.

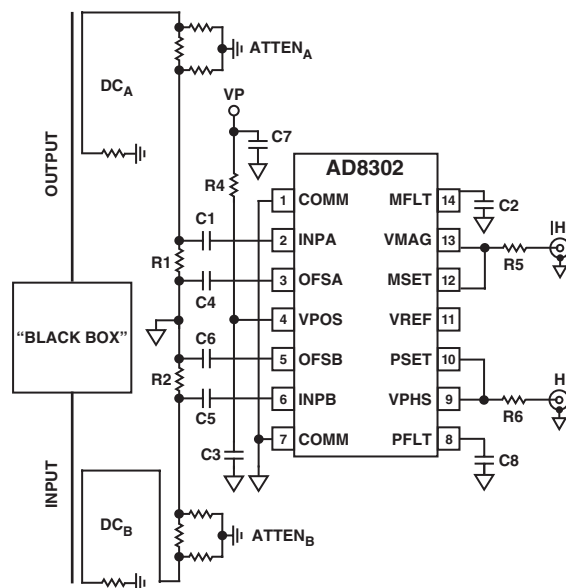


Figure 12. Using the AD8302 to Measure the Gain and Insertion Phase of an Amplifier or Mixer

Table I. Component Values for Measuring a 10 dB Amplifier with an Input Power of  $-10$  dBm

Component	Value	Quantity
R1, R2	52.3 Ω	2
R5, R6	100 Ω	2
C1, C4, C5, C6	0.001 μF	4
C2, C8	Open	
C3	100 pF	1
C7	0.1 μF	1
AttenA	10 dB (See Text)	1
AttenB	1 dB (See Text)	1
DC <sub>A</sub> , DC <sub>B</sub>	20 dB	2

The gain measurement application can also monitor gain and phase distortion in the form of AM-AM (gain compression) and AM-PM conversion. In this case, the nominal gain and phase corresponds to those at low input signal levels. As the input level is increased, output compression and excess phase shifts are measured as deviations from the low level case. Note that the signal levels over which the input is swept must remain within the dynamic range of the AD8302 for proper operation.

# AD8302

## Reflectometer

The AD8302 can be configured to measure the magnitude ratio and phase difference of signals that are incident on and reflected from a load. The vector reflection coefficient,  $\Gamma$ , is defined as,

$$\Gamma = \text{Reflected Voltage} / \text{Incident Voltage} = (Z_L - Z_O) / (Z_L + Z_O) \quad (17)$$

where  $Z_L$  is the complex load impedance and  $Z_O$  is the characteristic system impedance.

The measured reflection coefficient can be used to calculate the level of impedance mismatch or standing wave ratio (SWR) of a particular load condition. This proves particularly useful in diagnosing varying load impedances such as antennas that can degrade performance and even cause physical damage. The vector reflectometer arrangement given in Figure 13 consists of a pair of directional couplers that sample the incident and reflected signals. The attenuators reposition the two signal levels within the dynamic range of the AD8302. In analogy to Equations 15 and 16, the attenuation factors and coupling coefficients are given by:

$$C_B + L_B = P_{IN} - P_{OPT} \quad (18)$$

$$C_A + L_A = P_{IN} + \Gamma_{NOM} - P_{OPT} \quad (19)$$

where  $\Gamma_{NOM}$  is the nominal reflection coefficient in dB and is negative for passive loads. Consider the case where the incident signal is 10 dBm and the nominal reflection coefficient is -19 dB. As shown in Figure 13, using 20 dB couplers on both sides and -30 dBm for  $P_{OPT}$ , the attenuators for Channel A and B paths are 1 dB and 20 dB, respectively. The magnitude and phase of the reflection coefficient are available at the VMAG and VPHS pins scaled to 30 mV/dB and 10 mV/degree. When  $\Gamma$  is -19 dB, the VMAG output is 900 mV.

The measurement accuracy can be compromised if board level details are not addressed. Minimize the physical distance between the series connected couplers since the extra path length adds phase error to  $\Gamma$ . Keep the paths from the couplers to the AD8302 as well matched as possible since any differences introduce measurement errors. The finite directivity,  $D$ , of the couplers sets the minimum detectable reflection coefficient, i.e.,  $|\Gamma_{MIN}(dB)| < |D(dB)|$ .

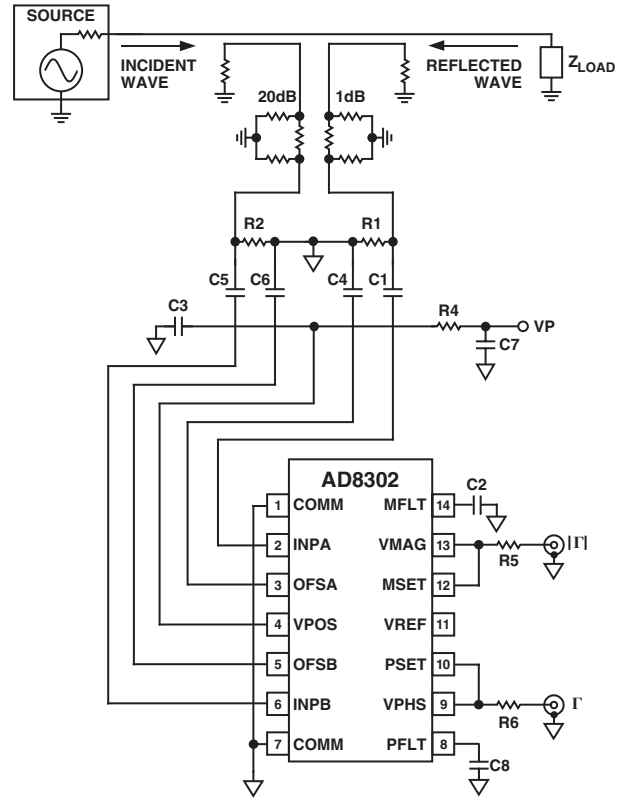


Figure 13. Using the AD8302 to Measure the Vector Reflection Coefficient Off an Arbitrary Load

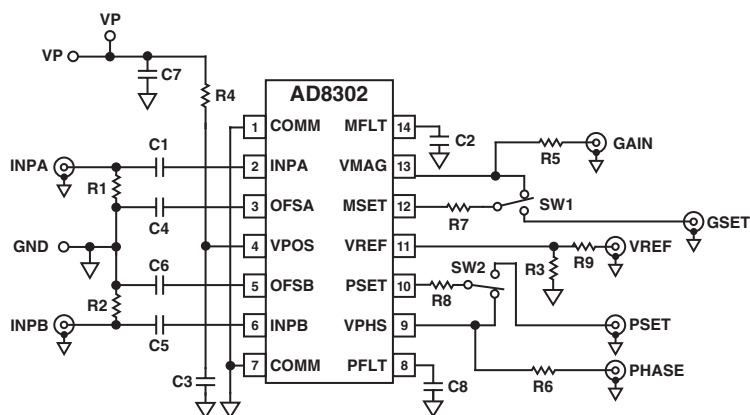


Figure 14. Evaluation Board Schematic

Table II. P1 Pin Allocations

1	Common
2	VPOS
3	Common

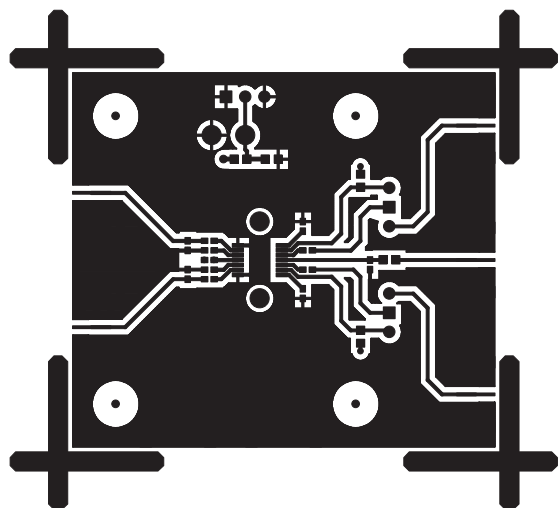


Figure 15a. Component Side Metal of Evaluation Board

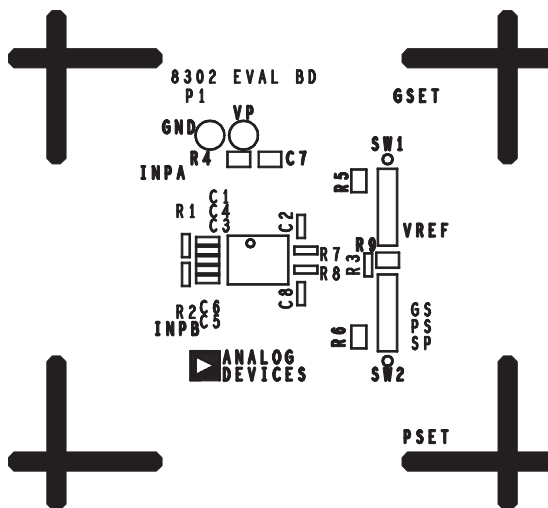


Figure 15b. Component Side Silkscreen of Evaluation Board

Table III. Evaluation Board Configuration Options

Component	Function	Default Condition
P1	Power Supply and Ground Connector: Pin 2 VPOS and Pins 1 and 3 Ground.	Not Applicable
R1, R2	Input Termination. Provide termination for input sources.	R1 = R2 = 52.3 $\Omega$ (Size 0402)
R3	VREF Output Load. This load is optional and is meant to allow the user to simulate their circuit loading of the device.	R3 = 1 k $\Omega$ (Size 0603)
R5, R6, R9	Snubbing Resistor	R5 = R6 = 0 $\Omega$ (Size 0603) R9 = 0 $\Omega$ (Size 0603)
C3, C7, R4	Supply Decoupling	C3 = 100 pF (Size 0603) C7 = 0.1 $\mu$ F (Size 0603) R4 = 0 $\Omega$ (Size 0603)
C1, C5	Input AC-Coupling Capacitors	C1 = C5 = 1 nF (Size 0603)
C2, C8	Video Filtering. C2 and C8 limit the video bandwidth of the gain and phase output respectively.	C2 = C8 = Open (Size 0603)
C4, C6	Offset Feedback. These set the high-pass corner of the offset cancellation loop and thus with the input ac-coupling capacitors the minimum operating frequency.	C4 = C6 = 1 nF (Size 0603)
SW1	GSET Signal Source. When SW1 is in the position shown, the device is in gain measure mode; when switched, it operates in comparator mode and a signal must be applied to GSET.	SW1 = Installed
SW2	PSET Signal Source. When SW2 is in the position shown, the device is in phase measure mode; when switched, it operates in comparator mode and a signal must be applied to PSET.	SW2 = Installed



# AD8302

## CHARACTERIZATION SETUPS AND METHODS

The general hardware configuration used for most of the AD8302 characterization is shown in Figure 16. The characterization board is similar to the Customer Evaluation Board. Two reference-locked R and S SMT03 signal generators are used as the inputs to INPA and INPB, while the gain and phase outputs are monitored using both a TDS 744A oscilloscope with 10× high impedance probes and Agilent 34401A multimeters.

### Gain

The basic technique used to evaluate the static gain (VMAG) performance was to set one source to a fixed level and sweep the amplitude of the other source, while measuring the VMAG output with the DMM. In practice, the two sources were run at 100 kHz frequency offset and average output measured with the DMM to alleviate errors that might be induced by gain/phase modulation due to phase jitter between the two sources.

The errors stated are the difference between a best fit line calculated by a linear regression and the actual measured data divided by the slope of the line to give an error in V/dB. The referred to 25°C error uses this same method while always using the slope and intercept calculated for that device at 25°C.

Response measurement made of the VMAG output used the configuration shown in Figure 17. The variable attenuator, Alpha AD260, is driven with a HP8112A pulse generator producing a change in RF level within 10 ns.

Noise spectral density measurements were made using a HP3589A with the inputs delivered through a Narda 4032C 90° phase splitter.

To measure the modulation of VMAG due to phase variation again the sources were run at a frequency offset,  $f_{OS}$ , effectively creating a continuous linear change in phase going through 360° once every  $1/f_{OS}$  seconds. The VMAG output is then measured with a DSO. When perceivable, only at high frequencies and large input magnitude differences, the linearly ramping phase creates a near sinusoid output riding on the expected VMAG dc output level. The curves in TPC 24 show the peak-to-peak output level measured with averaging.

### Phase

The majority of the VPHS output data was collected by generating phase change, again by operating the two input sources with a small frequency offset (normally 100 kHz) using the same configuration shown in Figure 16. Although this method gives excellent linear phase change, good for measurement of slope and linearity, it lacks an absolute phase reference point. In the curves showing swept phase, the phase at which the VPHS is the same as VPHS with no input signal is taken to be  $-90^\circ$  and all other angles are references to there. Typical Performance Curves show two figures of merit; instantaneous slope and error. Instantaneous slope, as shown in TPCs 43, 44, 45, and 47, was calculated simply by taking the delta in VPHS over angular change for adjacent measurement points.

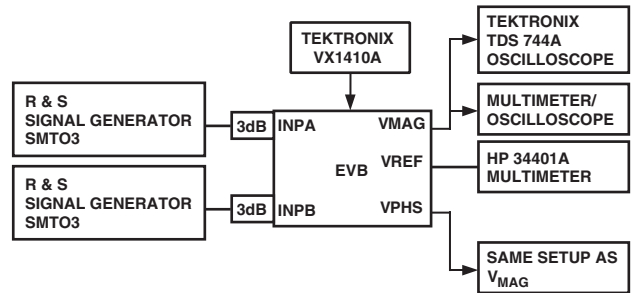


Figure 16. Primary Characterization Setup

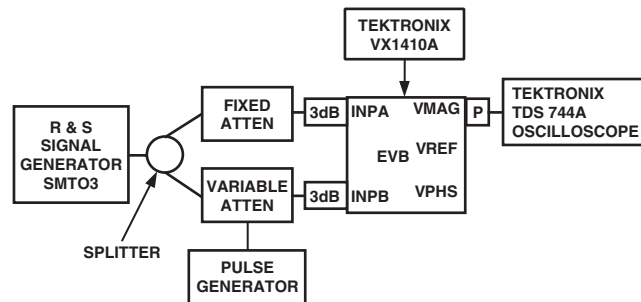
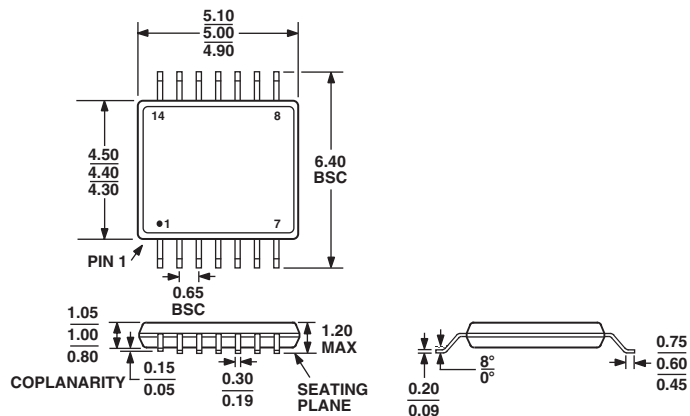


Figure 17. VMAG Dynamic Performance Measurement Setup

**OUTLINE DIMENSIONS**  
**14-Lead Thin Shrink Small Outline Package [TSSOP]**  
**(RU-14)**

Dimensions shown in millimeters



# Revision History

Location	Page
7/02—Data Sheet changed from REV. 0 to REV. A.	
TPCs 3 through 6 replaced .....	6

C02492-0-7/02(A)

PRINTED IN U.S.A.



# 7

## *Βιβλιογραφία*

1. **Αρχές ραντάρ και ηλεκτρονικού πολέμου** . Ν.Γ. Μαλαχίας - Γ.Α. Σαγος
2. **Introduction to Electronic Defence Systems** Filippo Neri
3. **Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures**, G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones
4. **Foundations for Microstrip Circuit Design** Terry Edwards
5. **Εισαγωγή στα Μικροκύματα** Ν.Κ. Ουζούνογλου
6. **Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα**, Sedra/ Smith,
7. **Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες** Φ.Κωνσταντίνου , Χ. Καψάλης , Π . Κωπτής
8. **Σχεδίαση μικροκυματικού στροφέα φάσης και φίλτρου στα 2.4 GHz** Α.Ν .Λιγνός- Ν.Α Πασιπουλαρίδης .
9. **HPADS Manual**, Agilent Technologies.
10. Διευθύνσεις διαδικτύου : [www.agilent.com](http://www.agilent.com) , [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com) ,  
[www.hittite.com](http://www.hittite.com) , [www.analog.com](http://www.analog.com) , [www.nationaldefensemagazine.org](http://www.nationaldefensemagazine.org) ,  
[www.widebandsystems.com](http://www.widebandsystems.com)