



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

Σχεδίαση, Προσομοίωση και Κατασκευή του Τμήματος RF ενός Πομπού WiMAX

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρυσόγελος Πέτρος

Υπεύθυνος: Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου
Καθηγητής
Επιβλέπων : Δρ. Γεώργιος Ε. Στρατάκος

Αθήνα, Φεβρουάριος 2008



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

Σχεδίαση και Προσομοίωση του Τμήματος RF ενός Πομπού WiMAX

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρυσόγελος Πέτρος

Υπεύθυνος: Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου
Καθηγητής
Επιβλέπων: Δρ. Γεώργιος Ε. Στρατάκος

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την 200

.....
Ν.Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ι.Βενιέρης
Αν.Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Δ.Κακλαμάνη
Αν Καθηγήτρια Ε.Μ.Π

Αθήνα, Φεβρουάριος 2008

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

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.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Ολοκληρώνοντας τις σπουδές μου με τη συγγραφή της παρούσας διπλωματικής, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές μου, που μου παρέιχαν τις απαραίτητες γνώσεις κατά τη διάρκεια των σπουδών μου. Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κ. Νικόλαο Κ. Ουζούνογλου καθώς και τον επιβλέποντα της διπλωματικής μου, Δρ. Γεώργιο Ε. Στρατάκο, για την πολύτιμη κι υπομονετική καθοδήγησή τους κατά τη διάρκεια της εκπόνησης και συγγραφής της διπλωματικής μου εργασίας.

Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω τη Γεωργία Ρέγκλη, πολύτιμη συνεργάτιδα μου στη διπλωματική, για την άψογη συνεργασία.

Θα ήθελα να αφιερώσω τη διπλωματική αυτή εργασία στους γονείς μου, και τα αδέρφια μου, που ήταν πάντα δίπλα στις επιλογές μου, στηρίζοντας με ηθικά και οικονομικά, βοηθώντας με στην απόφαση μου να γίνω Ηλεκτρολόγος Μηχανικός.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Ο σκοπός της διπλωματικής εργασίας ήταν η μελέτη, σχεδίαση και προσομοίωση του τμήματος RF ενός πομπού WiMAX. Η μελέτη εστιάστηκε στην εξέλιξη του πρωτοκόλλου IEEE 802.16, του τρόπου λειτουργίας του και των εφαρμογών του. Για το σκοπό αυτό έγινε μέσω αναζήτησης στο διαδίκτυο, καθώς και έρευνα αγοράς για την εύρεση ήδη προωθημένων από εταιρίες chipsets και σύγκριση αυτών.

Η σχεδίαση του τμήματος RF περιλάμβανε λεπτομερή σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος στα 3.5GHz, σε συνδυασμό με κατάλληλα κυκλώματα πόλωσης και προσαρμογής του ενισχυτή για τη μεγιστοποίηση του κέρδους, ελαχιστοποίηση της εικόνας θορύβου και επίτευξη ευστάθειας. Επιπλέον περιλάμβανε τη σχεδίαση ενός ζωνοπερατού μικροκυματικού φίλτρου με κεντρική συχνότητα 3.5GHz σε αρχιτεκτονική ladder και, εναλλακτικά, σε αρχιτεκτονική hairpin.

Η σχεδίαση των ανωτέρω κυκλωμάτων έγινε με χρήση του λογισμικού ADS και εν συνεχεία πραγματοποιήθηκε προσομοίωση αυτών, ώστε να διαπιστωθεί η αξιοπιστία της σχεδίασης.

Σε συνδυασμό, ο ενισχυτής και το φίλτρο μπορούν να αποτελέσουν το τμήμα εξόδου ενός πομπού WiMAX.

Λέξεις κλειδιά

Ασύρματο σύστημα, Πομπός, Μικροταινία, Ενισχυτής Ισχύος, Ευστάθεια Ενισχυτή, Προσαρμοστικό Κύκλωμα, Κέρδος, Ζωνοπερατό Φίλτρο

ABSTRACT

The scope of this thesis is the study, the design and the simulation of the RF section of a WiMAX transceiver. The study was focused on the evolution of the IEEE 802.16 standard, of its function and its applications. For this purpose, we made research through the internet and further research through the market for already completed chipsets made by well known companies.

The design of the RF section involves detailed designs of a Power Amplifier at 3.5GHz, combined with suitable biasing and matching circuits for the maximization of the gain, the minimization of the noise figure and the success of stability. Furthermore, it involves the design of a bandpass microwave filter with center frequency 3.5GHz according to a ladder, alternatively, to hairpin architecture.

The design of the above circuits was made with the aid of the ADS tool and afterwards, a simulation followed, so that the reliability of the design would be proved.

In combination, the amplifier and the filter can form the first section of a WiMAX transceiver.

Key Words

Wireless System, Transceiver, Microstrip, Power Amplifier, Stability, Matching Circuit, Gain, Bandpass Filter

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1^ο : Εισαγωγή στις Βασικές Έννοιες και στις εφαρμογές της ασύρματης τεχνολογίας WiMAX.....	9
1.1 Ασύρματες Τεχνολογίες– Εισαγωγή	9
1.2 Ευρυζωνική Πρόσβαση & Ευρυζωνικές Υπηρεσίες.....	14
1.3 Πρωτόκολλα- IEEE Working Group Standardization Bodies.....	15
1.4 Πρότυπο IEEE 802.16.....	17
1.4.1 Γενικά.....	17
1.4.2 Υποπρότυπα WiMAX.....	18
1.4.3 Ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του WiMAX.....	19
1.4.4 Σύγκριση με το 802.11.....	21
1.4.5 Περιορισμοί.....	22
1.5 Τεχνικές Πληροφορίες.....	23
1.5.1 Στρώμα MAC-Στρώμα Ζεύξεως Δεδομένων.....	23
1.5.2 Στρώμα Φυσικού Μέσου.....	23
1.6 Δομή ενός δικτύου WiMAX.....	24
1.7 Χρήσεις του WiMax.....	25
1.8 Συμπεράσματα.....	26
Κεφάλαιο 2^ο : Περιγραφή WiMAX Chipsets της Αγοράς.....	28
2.1 ATMEL AT86RF535B RF 3.5 GHz Transceiver.....	28
2.2 Texas Instruments TRF1216 3.5 GHz Low-Noise Down-Converter.....	30
Κεφάλαιο 3^ο : Θεωρητικό Υπόβαθρο.....	32
3.1 Μικροκυματική Θεωρία.....	32
3.1.1 Γενικά Στοιχεία.....	32
3.1.2 Γραμμές Μεταφοράς.....	32
3.1.3 Μικροταινίες.....	37
3.1.4 Παράμετροι Σκέδασης.....	40
Κεφάλαιο 4^ο : Μελέτη και Σχεδίαση RF Τμήματος Δέκτη.....	42
4.1 RF Τμήμα Πομπού.....	42
4.2 Ενισχυτής Ισχύος.....	42
4.2.1 Μικροκυματικοί Ενισχυτές.....	43
4.2.2 Σχεδίαση του ενισχυτή.....	47
4.2.2.1 Κύκλωμα dc πόλωσης ενισχυτή.....	48
4.2.2.2 Έλεγχος stability του ενισχυτή.....	50
4.2.2.3 Τελικός ενισχυτής triple-stage.....	55

4.3 Μικροκυματικό RF Φίλτρο.....	61
4.3.1 Ζωνοπερατά φίλτρα μικροταινίας αρχιτεκτονικής ladder.....	66
4.3.1.1 Σχεδίαση του φίλτρου ladder.....	68
4.3.2 Ζωνοπερατά φίλτρα μικροταινίας αρχιτεκτονικής hairpin.....	71
4.3.2.1 Σχεδίαση του φίλτρου hairpin.....	71
Κεφάλαιο 5° : Κατασκευή του RF τμήματος του πομπού.....	75
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....	81
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β.....	94
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ.....	107
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	111

Κεφάλαιο 1^ο : Εισαγωγή στις Βασικές Έννοιες και στις εφαρμογές της ασύρματης τεχνολογίας WiMAX

1.1 Ασύρματες Τεχνολογίες – Εισαγωγή

Με τον όρο **ασύρματες επικοινωνίες** αναφερόμαστε σε εφαρμογές, σε συστήματα, αλλά και σε περιοχές κάλυψης. Οι εφαρμογές περιλαμβάνουν τη φωνή, την πρόσβαση στο Internet, την πλοήγηση και την αναζήτηση στο web, τη μεταφορά γραπτών μηνυμάτων, τη μεταφορά αρχείων μεταξύ υπολογιστών, υπηρεσίες συνδρομητών και video τηλεδιασκέψεις. Με τον όρο συστήματα αναφερόμαστε στα κλασικά κυψελωτά συστήματα επικοινωνιών (GSM, UMTS), στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών (DECT, PHS), στα συστήματα τηλεειδοποίησης (HERMES), στα συστήματα για ευρεία μετάδοση video και ήχου (DVB και DAB) στα ασύρματα τοπικά δίκτυα υπολογιστών WLAN, στα δορυφορικά συστήματα κινητών επικοινωνιών (HAPS, Globalstar, Teledesic) καθώς και στα συστήματα ασύρματης δικτύωσης είτε σε εσωτερικούς χώρους, (HomeRF), είτε σε εξωτερικούς χώρους σε μικρές αποστάσεις, (Bluetooth). Τέλος, με τον όρο περιοχές κάλυψης αναφερόμαστε σε εσωτερικούς και σε εξωτερικούς χώρους, που με τη σειρά τους εκτείνονται από μια μικρή περιοχή, σε μια πόλη, σε μια ευρεία γεωγραφική περιοχή, ή και σε ολόκληρη τη γη.

Η τεράστια ανάπτυξη των κυψελωτών συστημάτων σε συνδυασμό με την μεγάλη ανάπτυξη των φορητών υπολογιστών και των υπολογιστών χειρός αποτελούν μια ισχυρή ένδειξη για την εξέλιξη των ασύρματων τεχνολογιών. Τα μελλοντικά ασύρματα συστήματα επικοινωνιών θα επιτρέπουν την επικοινωνία του ανθρώπου που μετακινείται, με οποιονδήποτε συνδρομητή του ιδίου ή διαφορετικού συστήματος, οπουδήποτε και αν βρίσκεται αυτός, οποιαδήποτε στιγμή, παρέχοντας υπηρεσίες πολυμέσων.

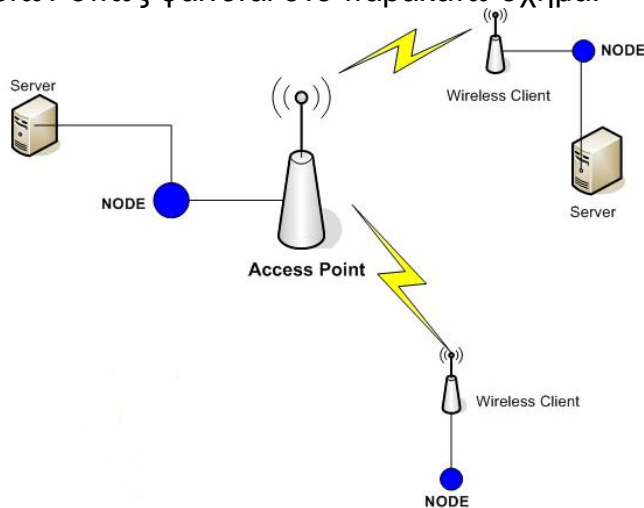
Τα υπάρχοντα ασύρματα ευρυζωνικά δίκτυα επιτυγχάνουν ασύρματες συνδέσεις χρησιμοποιώντας μικροκύματα ή χιλιοστομετρικά ραδιοκύματα, χρησιμοποιούν επιτρεπτές συχνοτικές μπάντες και παρέχουν δημόσιες δικτυακές υπηρεσίες σε πελάτες με χρηματικό ποσό. Επίσης, είναι μητροπολιτικά σε κλίμακα και παρέχουν ικανοποιητική μεταφορά ετερογενών μηνυμάτων, με βασικό στόχο την ποιότητα παροχής υπηρεσιών (QoS).

Ένας τύπος δικτύου είναι το **ad-hoc** ή **peer-to-peer** ασύρματο δίκτυο που αποτελείται από έναν αριθμό Η/Υ, εξοπλισμένων με κάρτα (interface) ασύρματου δικτύου. Ο κάθε Η/Υ μπορεί να συνδεθεί απ' ευθείας με άλλους που έχουν ίδια κάρτα μοιράζοντας αρχεία, εκτυπωτές και άλλους πόρους. Για να συνδεθούν οι παραπάνω Η/Υ με ενσύρματα δίκτυα πρέπει ο ένας Η/Υ να είναι εξοπλισμένος με ειδικό λογισμικό και να λειτουργεί ως bridge (bridging).



Ένας άλλος τύπος είναι το ασύρματο δίκτυο που χρησιμοποιεί ένα **access point** ή ένα **base station**. Σ' αυτόν τον τύπο δικτύου το access point λειτουργεί ως hub, παρέχοντας σύνδεση μεταξύ των ασύρματων τερματικών. Το access point προσφέρει επίσης σύνδεση του ασύρματου με το ενσύρματο δίκτυο Η/Υ, επιτρέποντας ασύρματους Η/Υ να προσπελάσουν συσκευές και υπηρεσίες δικτύου, όπως file servers & Internet.

Πιο συγκεκριμένα, στον τρόπο λειτουργίας υποδομής (infrastructure mode) δύο ενδιάμεσοι κόμβοι δεν ανταλλάσσουν ποτέ απευθείας πακέτα πληροφορίας αλλά πάντοτε μέσω ενός ενδιάμεσου κεντρικού σημείου πρόσβασης (access point). Οι κόμβοι του δικτύου συνδέονται ασύρματα («κουμπώνουν» όπως συνήθως αναφέρεται) ως πελάτες (clients) στο σημείο πρόσβασης (access point). Έπειτα από την διαδικασία αυτή που καλείται association κάθε κόμβος αποστέλλει τα πακέτα πληροφορίας του στο access point και αυτό αναλαμβάνει την αποστολή τους στον τελικό αποδέκτη. Το κέρδος είναι ότι δεν είναι απαραίτητο κάθε κόμβος του δικτύου να «βλέπει», δηλαδή να είναι στην εμβέλεια εκπομπής και λήψης, κάθε πιθανού κόμβου συνομιλητή, αλλά αρκεί να βλέπει το σημείο πρόσβασης (access point). Το access point αναλαμβάνει επίσης την κεντρική διαχείριση των διακινούμενων πακέτων όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



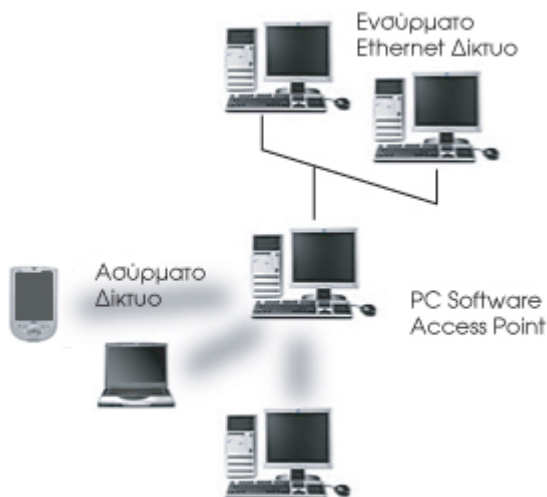
επικοινωνία infrastructure

Υπάρχουν δυο τύποι access point:

- **hardware access point (HAP),**



- **Software access points** που τρέχουν σε Η/Υ εξοπλισμένο με κάρτα ασύρματου δικτύου.



Όσον αναφορά την απόσταση που μπορεί να καλύψει ένα ασύρματο δίκτυο ισχύει το εξής. Κάθε access point έχει μια ακτίνα εμβέλειας μέσα στην οποία μια ασύρματη σύνδεση μεταξύ client Η/Υ και access point μπορεί να λειτουργεί. Η απόσταση πάντα εξαρτάται από τις συνθήκες που επικρατούν στο χώρο. Οι κατασκευαστές δίνουν μια απόσταση καλής λειτουργίας, ωστόσο αν αγγίξουμε τα όριά της, η ποιότητα της σύνδεσης ελαττώνεται.

Τα σήματα πληροφορίας από και προς τους κόμβους του ασύρματου δικτύου διαδίδονται με τη μορφή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας στο κοινό μέσο που είναι ο αέρας. Και μόνο αυτό το γεγονός αποτελεί περιοριστικό παράγοντα. Όπως είπαμε, η φύση του μέσου διάδοσης (αέρας) αλλά και του φορέα(ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία συγκεκριμένου φάσματος συχνοτήτων) καθιστά την ταυτόχρονη χρήση του μέσου από δύο πομπούς απαγορευτική. Εφόσον η εκπομπή και η λήψη πραγματοποιείται στην ίδια ζώνη συχνοτήτων ο δίαυλος επικοινωνίας είναι μονόδρομος κάθε στιγμή (half-duplex). Μπορούμε να πούμε ότι αναλογεί με την τοπολογία κοινού διαύλου (common bus) στα ενσύρματα τοπικά δίκτυα όπου κάθε

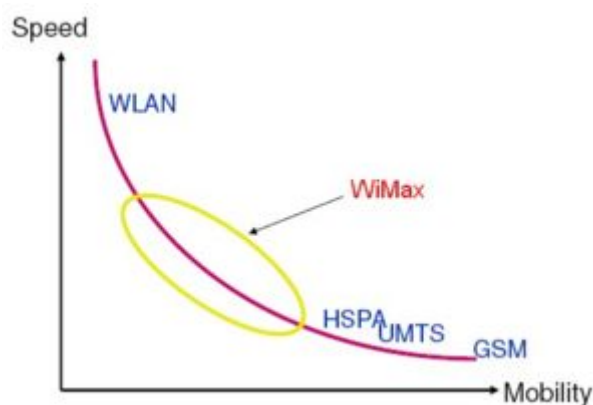
στιγμή ένας κόμβος επιτρέπεται να εκπέμπει. Έτσι η επικοινωνία γίνεται σε κάποιο προκαθορισμένο εύρος συχνοτήτων που αποτελεί το λεγόμενο **κανάλι** (channel).

Κάνοντας τώρα μια ανασκόπηση του τρόπου με τον οποίο η συντριπτική πλειοψηφία των σημερινών χρηστών πλοηγείται στο διαδίκτυο, μάλλον η πιο συνηθισμένη εικόνα που σχηματίζει κανείς στο μυαλό του είναι αυτή των καλωδίων που απαιτούνται για τη σύνδεση του ηλεκτρονικού υπολογιστή με κάποιο modem ή router. Η πρόσβαση στο Internet μέσω ενσύρματων δικτύων μπορεί να παρουσιάζει σαν πλεονέκτημα την υψηλή σταθερότητα της σύνδεσης, ωστόσο περιορίζει σημαντικά την ευελιξία του χρήστη, ο οποίος θα πρέπει να βρίσκεται σε ένα σταθερό σημείο προκειμένου να χρησιμοποιήσει τις υπηρεσίες του διαδικτύου.

Τα τελευταία χρόνια γνώρισε σημαντική απήχηση σε παγκόσμια κλίμακα μια εξελιγμένη τεχνολογία ασύρματης δικτύωσης, το **Wi-Fi**, το οποίο απλοποιεί τις διαδικασίες σύνδεσης ενός χρήστη με το Internet. Το Wi-Fi όμως, αν και αρκετά απλό στη χρήση, δεν έφερε την πραγματική επανάσταση, που όλοι περίμεναν και αυτό οφείλεται κατά κύριο λόγο στην περιορισμένη εμβέλεια της κάλυψής του. Στην πραγματικότητα η εν λόγω τεχνολογία αξιοποιήθηκε κυρίως για σύνδεση ηλεκτρονικών υπολογιστών και δρομολογητών (routers) σε οικιακούς ή εταιρικούς χώρους και όχι για την παροχή υπηρεσιών πρόσβασης στο Internet σε μια γεωγραφικά εκτεταμένη περιοχή. Με την εμβέλειά του να περιορίζεται στα 100 μέτρα, δεν θα μπορούσε φυσικά να περιμένει κανείς κάτι διαφορετικό.

Το μειονέκτημα της περιορισμένης εμβέλειας του Wi-Fi άφησε σαν μοναδική λύση για τους χρήστες που επιθυμούν μόνιμη πρόσβαση στο διαδίκτυο εν κινήσει, τη χρήση των τεχνολογιών GPRS και 3G, μέσω των GSM και UMTS δικτύων κινητής τηλεφωνίας. Οι εν λόγω τεχνολογίες προσφέρουν μόνιμη σταθερή σύνδεση σε κάθε σημείο όπου υπάρχει κάλυψη σήματος από το δίκτυο, κάτι που πρακτικά σημαίνει ότι ο συνδρομητής μπορεί να πλοηγείται στα web sites που τον ενδιαφέρουν, να «κατεβάζει» τα e-mail του και να χρησιμοποιεί οποιαδήποτε άλλη υπηρεσία του Internet ακόμη και στη διάρκεια ενός ταξιδιού από τη μία άκρη μιας χώρας στην άλλη, χωρίς καμία σχεδόν διακοπή της σύνδεσης.

Όμως τόσο το GPRS όσο και το 3G διαθέτουν ένα σημαντικό μειονέκτημα, που κράτησε μειωμένη τη συνδρομητική βάση: τις υψηλές χρεώσεις. Παρόλο που ο χρήστης είναι σε συνεχή σύνδεση με το Internet, χωρίς να υφίσταται χρονοχρέωση, η κοστολόγηση της πρόσβασης γίνεται σύμφωνα με τον όγκο των διακινούμενων δεδομένων. Ενδεικτικά στη χώρα μας, 1 MB δεδομένων που στέλνει ή λαμβάνει ο συνδρομητής GPRS/3G φθάνει να κοστολογείται μέχρι και 5 ευρώ, κάτι που καθιστά απαγορευτική τη χρήση της υπηρεσίας ακόμη και για πλοήγηση σε web sites λίγα λεπτά καθημερινά. Παρακάτω φαίνεται ένα συγκριτικό διάγραμμα των συστημάτων πρόσβασης στο Internet ως προς την ταχύτητα και την κινητικότητα τους.



Άλλα συστήματα πρόσβασης στο Internet, όπως τα WMAN πρότυπα, το Ευρωπαϊκό πρότυπο HIPERMAN και το Κορεάτικο πρότυπο WiBro, έχουν εναρμονιστεί ως μέρος του WiMAX και δεν αντιμετωπίζονται πλέον ως ανταγωνιστικά ή συμπληρωματικά. Όλα τα δίκτυα που αναπτύσσονται τώρα στην Κορέα είναι WiMAX. Ο παρακάτω πίνακας δείχνει μια σχετική σύγκριση μεταξύ προτύπων ασύρματης επικοινωνίας.

Σύγκριση Μεθόδων Κινητής Πρόσβασης στο Internet						
Πρότυπο	Οικογένεια	Κυρίως χρήση	Ράδιο τεχνολογία	Downlink (Mbps)	Uplink (Mbps)	Σημειώσεις
<u>802.16e</u>	WiMAX	Κινητό Internet	MIMO-SOFDMA	70	70	Ονομαστικές ταχύτητες προσβάσιμες σε μικρή εμβέλεια, συνήθως 10 Mbps σε 10 km.
<u>HIPERMAN</u>	HIPERMAN	Κινητό Internet	OFDM	56.9	56.9	
<u>WiBro</u>	WiBro	Κινητό Internet	OFDMA	50	50	Κινητή εμβέλεια (900 m)
<u>iBurst</u>	iBurst 802.20	Κινητό Internet	HC-SDMA	64	64	3-12 km
<u>UMTS W-CDMA HSDPA+H SUPA</u>	UMTS/3GSM	Κινητό Τηλέφωνο	CDMA/FDD	.384 14.4	.384 5.76	HSDPA ευρέως αναπτυγμένο. Τυπικές downlink 1-2Mbps, ~200kbps uplink; μελλοντικά downlink έως 28.8Mbps
<u>UMTS-TDD</u>	UMTS/3GSM	Κινητό Internet	CDMA/TDD	16	16	Παρατηρούνται ταχύτητες, με χρήση 16QAM διαμόρφωση όμοια με HSDPA+HSPA
<u>LTE UMS</u>	UMTS/4GSM	Γενική 4G	OFDMA/MIMO/S C-FDMA (HSOPA)	>100	>50	Βρίσκεται σε ανάπτυξη
<u>1xRTT</u>	CDMA2000	Κινητό Τηλέφωνο	CDMA	0.144	0.144	Εγκαταλείφθηκε λόγω EV-DO

<u>EV-DO 1x Rev. 0 EV-DO 1x Rev. AEV-DO Rev.B</u>	CDMA2000	Κινητό Internet	CDMA/FDD	2.45 3.1 4.9xN	0.15 1.8 1.8xN	Δεν έχει ακόμη αναπτυχθεί
---	----------	-----------------	----------	----------------------	----------------------	---------------------------

Όλες οι ταχύτητες είναι θεωρητικά μέγιστες και μπορεί να ποικίλουν για διάφορους λόγους, συμπεριλαμβανομένου της χρήσης εξωτερικών κεραιών, της απόστασης από τον πύργο και της επίγεια ταχύτητας. Συνήθως το εύρος ζώνης μοιράζεται μεταξύ διαφόρων τερματικών.

Μία μελλοντική ασύρματη τεχνολογία που αναπτύσσεται από το **IEEE 802.20** είναι το **MBWA**. Είναι τα μελλοντικά πρότυπα τεχνολογίας για την true wireless broadband ή 4G και μέχρι τώρα είναι η μόνη προεπιλεγμένη λύση με πέρα από δώδεκα εμπορικές επεκτάσεις παγκοσμίως.

Απαλλαγμένο από τα μειονεκτήματα των σημερινών τεχνολογιών ασύρματης πρόσβασης στο διαδίκτυο και διατηρώντας ή αναβαθμίζοντας τα πλεονεκτήματά τους, το WiMAX είναι η λύση που όπως όλα δείχνουν θα επικρατήσει στο πολύ κοντινό μέλλον, αντικαθιστώντας ακόμη και τις οικιακές ADSL συνδέσεις. Το WiMAX προσφέρει αφενός μεν υψηλότερες ταχύτητες πρόσβασης σε σχέση με το Wi-Fi, αφετέρου δε σημαντικά υψηλότερη εμβέλεια, που υπολογίζεται ότι θα μπορεί να καλύψει σε κάθε της σημείο ακόμη και μια μεγαλούπολη.

Με τον τρόπο που τα κινητά τηλέφωνα σήμερα έχουν επικρατήσει για τις ανάγκες τις επικοινωνίας μας έναντι του ενσύρματου τηλεφωνικού δικτύου, με τον ίδιο τρόπο εκτιμάται από τους ειδικούς ότι πολύ σύντομα το WiMAX θα καλύπτει πολύ μεγαλύτερο ποσοστό συνδρομητών, σε σχέση με αυτούς που συνδέονται στο διαδίκτυο μέσω ενσύρματης γραμμής ADSL, ISDN ή PSTN.

1.2 Ευρυζωνική Πρόσβαση & Ευρυζωνικές Υπηρεσίες

Με τον όρο **Ευρυζωνικότητα** εννοούμε ένα προηγμένο και καινοτόμο περιβάλλον, από κοινωνική και τεχνολογική άποψη, το οποίο αποτελείται από:

- Την παροχή γρήγορων συνδέσεων στο Διαδίκτυο σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο μέρος του πληθυσμού, με ανταγωνιστικές τιμές (με τη μορφή καταναλωτικού αγαθού), χωρίς εγγενείς περιορισμούς στα συστήματα μετάδοσης και τον τερματικό εξοπλισμό των επικοινωνούντων άκρων.

- Την κατάλληλη δικτυακή υποδομή που: α) επιτρέπει την κατανομημένη ανάπτυξη υπαρχόντων και μελλοντικών δικτυακών εφαρμογών και πληροφοριακών υπηρεσιών, β) δίνει τη δυνατότητα αδιάλειπτης σύνδεσης των χρηστών σε αυτές γ) ικανοποιεί τις εκάστοτε ανάγκες των εφαρμογών σε εύρος ζώνης, αναδραστικότητα και διαθεσιμότητα, και δ) είναι ικανή να αναβαθμίζεται συνεχώς και με μικρό επιπλέον κόστος ώστε να εξακολουθεί να ικανοποιεί τις ανάγκες όπως αυτές αυξάνουν και μετεξελίσσονται με ρυθμό και κόστος που επιτάσσονται από την πρόοδο της πληροφορικής και της τεχνολογίας επικοινωνιών.

- Τη δυνατότητα του πολίτη να επιλέγει α) ανάμεσα σε εναλλακτικές προσφορές σύνδεσης που ταιριάζουν στον εξοπλισμό του, β) μεταξύ διαφόρων δικτυακών εφαρμογών και γ) μεταξύ διαφόρων υπηρεσιών πληροφόρησης και ψυχαγωγίας και με πιθανή συμμετοχή του ίδιου του πολίτη στην παροχή περιεχομένου, εφαρμογών και υπηρεσιών

- Το κατάλληλο ρυθμιστικό πλαίσιο αποτελούμενο από πολιτικές, μέτρα, πρωτοβουλίες, άμεσες και έμμεσες παρεμβάσεις, αναγκαίες για την ενδυνάμωση της

καινοτομίας, την προστασία του ανταγωνισμού και την εγγύηση σοβαρής ισορροπημένης οικονομικής ανάπτυξης ικανής να προέλθει από τη γενικευμένη συμμετοχή στην Ευρυζωνικότητα και την Κοινωνία της Πληροφορίας.

Ακολουθώντας την ορολογία της ITU, ο όρος «**ευρεία ζώνη**» σημαίνει ρυθμοί μετάδοσης μεγαλύτεροι από 1.5Mb/s. Η πρόσβαση στο Internet ευρείας ζώνης έγινε μία βιομηχανία μαζικής αγοράς φτάνοντας περισσότερα από 100 εκατομμύρια σπίτια και 3 εκατομμύρια επιχειρήσεις στις ΗΠΑ. Για σχετικά μεγάλο διάστημα, οι κύριες τεχνολογίες για το Internet ευρείας ζώνης είναι το DSL, η καλωδιακή, η ασύρματη και οι επικοινωνίες οπτικών ινών. Από αυτές, οι δύο μόνο- το DSL και η καλωδιακή- είναι ώριμες τεχνολογίες και έχουν φτάσει τη μαζική αγορά.

Η τεχνολογία του DSL απαιτεί από τους πελάτες να είναι κοντά στα κεντρικά γραφεία της τηλεφωνικής εταιρείας και μπορεί να μεταφέρει μέχρι 10 Mb/s σε αποστάσεις περί των 18.000 ποδών. Προς το παρόν, οι περισσότεροι κάτοχοι γραμμής DSL έχουν πολύ μικρότερες ταχύτητες. Οι πελάτες που βρίσκονται σε αποστάσεις πάνω από 18.000 πόδια από το κέντρο της τηλεφωνικής εταιρείας δεν μπορούν να έχουν την υπηρεσία αυτή. Παρόμοια κατάσταση επικρατεί και με την καλωδιακή τεχνολογία, όπου η αντίστοιχη υπηρεσία ευρείας ζώνης παρέχει 1.5Mb/s αλλά απαιτεί καλώδιο τηλεόρασης. Συγκρινόμενη με τα δίκτυα DSL και καλωδίου, η χρήση των ασύρματων τεχνικών έχει ως αποτέλεσμα έναν μεγάλο αριθμό πλεονεκτημάτων για τους χρήστες και τους παρόχους των υπηρεσιών. Για τους παρόχους των υπηρεσιών αυτά τα πλεονεκτήματα συμπεριλαμβάνουν σχετικά χαμηλού κόστους εξοπλισμό. Για τους χρήστες, τα οφέλη περιλαμβάνουν τα οφέλη μιας ασύρματης σύνδεσης.

Η ανάπτυξη των μεγάλων αγορών για τις υπηρεσίες ασύρματων ευρυζωνικών υπηρεσιών κινείται ταυτόχρονα προς την εκπλήρωση των παραπάνω στόχων, καθώς και προς την ανάπτυξη των απαραίτητων πρωτοκόλλων για την ενοποιημένη λειτουργία των αναπτυσσόμενων τεχνολογιών.

1.3 Πρωτόκολλα - IEEE Working Group Standardization Bodies

Ο κύριος λόγος γιατί οι μεγάλες αγορές δεν είναι εφικτές χωρίς τα πρωτόκολλα είναι επειδή οι μεγάλοι πάροχοι τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών θέλουν να έχουν την επιλογή αγοράς εξοπλισμού από πολλαπλούς προμηθευτές και όχι από μια μόνο εταιρεία. Με την απουσία των πρωτοκόλλων οι μεγάλοι πάροχοι υπηρεσιών απέχουν από τη χρήση της υπάρχουσας τεχνολογίας. Τα πρωτόκολλα επιτρέπουν σε εξοπλισμούς από διάφορες εταιρίες να συνεργάζονται σε ένα δίκτυο. Επίσης δημιουργούν μαζικές αγορές για εξοπλισμό, ο οποίος δημιουργεί οικονομία κλιμάκωσης για τους κατασκευαστές. Η οικονομική συνέπεια τους είναι ακόμα πιο σημαντική από την απελευθέρωση της αγοράς. Η αγορά για προϊόντα τυποποιημένα κατά ένα πρωτόκολλο χαρακτηρίζεται από σημαντικό ανταγωνισμό, ο οποίος έχει ως αποτέλεσμα χαμηλότερες τιμές. Για να υπερκεράσουν αυτή την τάση, πολλές εταιρίες ψάχνουν τρόπους να διαφοροποιηθούν μέσα στην αγορά, αλλά παράλληλα να προσφέρουν τα τυποποιημένα κατά το πρωτόκολλο προϊόντα.

Επειδή τα πρωτόκολλα ευνοούν τις μαζικές αγορές, η πνευματική ιδιοκτησία που απαιτείται για τη δημιουργία ενός πρωτοκόλλου αξιολογείται πολύ ψηλά. Άλλωστε, αρκετές από τις πιο υψηλές πατέντες για πνευματική ιδιοκτησία στον κόσμο είναι αυτές που καλύπτουν ένα πρωτόκολλο ή μέρος του. Έτσι η πολιτική πνευματικής ιδιοκτησίας κατά τη δημιουργία ενός πρωτοκόλλου είναι πολύ σημαντική.

Οι ανοιχτοί οργανισμοί, όπως οι οργανισμοί που αναπτύσσουν πρωτόκολλα σχηματίζονται ώστε να μην ευνοούν καμιά εταιρεία, αλλά να έχουν ως σκοπό να ωφελήσουν το κοινό καλό. Η **IEEE** είναι ένα ανοιχτό σώμα ανάπτυξης πρωτοκόλλων. Πριν υιοθετηθεί ένα IEEE πρωτόκολλο ζητείται από εταιρίες που

διαθέτουν απαραίτητες πατέντες γι' αυτό μια επιβεβαίωση ότι η εν λόγω εταιρία δεν θα ενδυναμώσει κάποια από τις τωρινές είτε τις μελλοντικές πατέντες της εμποδίζοντας κάποια άλλη εταιρία, είτε ότι θα διαθέσει άδειες με αποζημίωση ή σε λογικές τιμές σε διάφανη βάση.

Στις διάφορες εταιρίες δεν επιτρέπεται όπως είδαμε να συμμετέχουν ενεργά στις ομάδες εργασίας της IEEE. Μπορούν, όμως, να ιδρύουν οργανισμούς, οι οποίοι θα δοκιμάζουν τα πρωτόκολλα και θα εξετάζουν τη διαλειτουργικότητα τους. Καθώς λοιπόν οι ασύρματες επικοινωνίες είναι το πιο ενδιαφέρον τεχνολογικά κομμάτι των τηλεπικοινωνιών, δεν φαντάζει περίεργο το να αναφέρουμε ότι μόλις παρουσιάστηκε και εγκρίθηκε το πρώτο κομμάτι του 802.16, αμέσως ιδρύθηκε και ένας οργανισμός που θα το εξέταζε και θα προσπαθούσε να το εκμεταλλευτεί. Το όνομα αυτού **WiMAX Forum**, όπως ονομάζεται η ένωση των εταιριών και των οργανισμών που εξετάζουν και παρακολουθούν στενά το WiMAX.



Ειδικότερα στην IEEE τα πρωτόκολλα για τις επικοινωνίες δεδομένων αναπτύσσονται από την κοινότητα IEEE 802, που αποκαλείται επίσης και Επιτροπή Πρωτοκόλλων Τοπικών και Μητροπολιτικών Δικτύων. Η κοινότητα αυτή έχει την ευθύνη της ανάπτυξης και συντήρησης παγκοσμίων πρωτοκόλλων. Μερικά από τα επιτυχημένα πρωτόκολλα της είναι το **IEEE 802.3** ή Ethernet standard, το **IEEE 802.5** ή Token Ring standard και το **IEEE 802.11** ή Wi-Fi standard. Όλα αυτά έχουν υιοθετηθεί από την ISO/IEC Joint Technical Committee ως International Standards.

Στη δεκαετία του '90 δραστηριοποιήθηκε η ομάδα εργασίας του 802.11 με εντυπωσιακά αποτελέσματα, καθώς ήταν το πρώτο πρωτόκολλο με τόσο μεγάλη απήχηση στον κόσμο και φυσικά στην αγορά της ασύρματης τεχνολογίας. Η τεχνολογία όμως δεν μένει στάσιμη και εφόσον το εμπορικό ενδιαφέρον ήταν μεγάλο, το 1999 δυο ακόμα ομάδες εργασίας δημιουργήθηκαν.

- Η **IEEE 802.15** που δραστηριοποιήθηκε στα ασύρματα προσωπικά δίκτυα και
- Η **IEEE 802.16** που δραστηριοποιήθηκε στα ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα και στη λεγόμενη ασύρματη κάλυψη ευρείας ζώνης.

Το ότι ένα παγκόσμιο πρωτόκολλο υπάρχει, δεν σημαίνει απαραίτητα και ότι θα επιτύχει στην αγορά της τεχνολογίας. Η επιτυχία αυτή εξαρτάται όχι μόνο από την ποιότητα της τεχνολογίας, αλλά και από εταιρικούς και πολιτικούς λόγους. Έτσι, πρέπει να υπάρχει μια συγκεκριμένη συμπόρευση μεταξύ των ενδιαφερομένων εταιριών και των αντίστοιχων πολιτικών θεμάτων ώστε να υπάρξει ευτυχής έκβαση. Για να γίνει λοιπόν πραγματικότητα η επιτυχία του πρωτοκόλλου, οι εταιρίες δημιουργούν άλλες μορφές βιομηχανικών, αυτή τη φορά, οργανισμών για τα πρωτόκολλα. Τέτοιοι οργανισμοί συνδεδεμένοι με τα πρωτόκολλα 802.11 και 802.16 είναι οι Wi-Fi και WiMAX. Το εγχείρημα των οργανισμών αυτών περιλαμβάνει δοκιμές για να διαπιστωθεί η διαλειτουργικότητα ανάμεσα στα προϊόντα από διαφορετικές εταιρίες και την προώθηση των προϊόντων που είναι τυποποιημένα κατά ένα πρωτόκολλο στην αγορά.

1.4 Πρότυπο IEEE 802.16

1.4.1 Γενικά

Το 2003 η IEEE υιοθέτησε το πρότυπο **802.16** γνωστό και σαν **WiMAX**, ώστε να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις για ασύρματη πρόσβαση (με σταθερούς ρυθμούς) ευρείας ζώνης. Όπως συμβαίνει με τα πρότυπα της σειράς 802 για ασύρματα τοπικά δίκτυα, έτσι και το 802.16 καθορίζει μια οικογένεια προτύπων με επιλογές για συγκεκριμένες ρυθμίσεις.

Το πρότυπο αυτό σχεδιάστηκε ώστε να λειτουργεί σε μια ευρεία μπάντα συχνοτήτων η οποία εκτείνεται από 2 ως 66 GHz. Υποστηρίζει ταχύτητες μετάδοσης ως και 72 Mbps στον αέρα ενώ η πραγματική ταχύτητα στο Ethernet υπολογίζεται στα 50 Mbps. Οι αποστάσεις που μπορεί να καλυφθούν ξεπερνούν τα 50 Km σε συνθήκες οπτικής επαφής. Μια σημαντική διαφορά του προτύπου **IEEE 802.16** σε σχέση με το **IEEE 802.11** είναι ότι το πρώτο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε συνθήκες μη οπτικής επαφής φυσικά με ρυθμούς μετάδοσης πολύ χαμηλότερους των 50 Mbps.

Το WiMAX σχεδιάστηκε κατά βάση ώστε να καλύπτει κυρίως Point-to-Multipoint (PTM) συνδέσεις χωρίς ωστόσο να αποκλείεται και η χρήση του για point to point συνδέσεις. Έχει δηλαδή πολύ ευέλικτη αρχιτεκτονική. Η διαμόρφωση η οποία χρησιμοποιείται ονομάζεται OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Πρόκειται για μια πολύ ανθεκτική διαμόρφωση σε ότι αφορά το φαινόμενο της πολυδιόδευσης ειδικότερα στις συχνότητες πάνω των 2 GHz όπου το πρότυπο χρησιμοποιεί.

Παραλλαγές του προτύπου, που στοχεύουν στους κινητούς χρήστες (802.16e) και στην παροχή QoS (802.16b) είναι ήδη σε εξέλιξη. Διάφοροι προμηθευτές chip, συμπεριλαμβανομένης και της Intel, εργάζονται στο 802.16a ενσωματωμένο πυρίτιο, και σε χαμηλού κόστους μονάδες συνδρομητών και αναμένεται στο τέλος του 2005 να είναι ευρέως διαθέσιμα σημεία πρόσβασης (Access Points - AP). Αρκετοί προμηθευτές που έχουν ασχοληθεί με εξοπλισμό για ευρείας ζώνης ασύρματη πρόσβαση, έχουν εκδηλώσει το ενδιαφέρον τους για το WiMAX και έτσι δραστηριοποιούνται στην κατασκευή προϊόντων συμβατών με το εν λόγω πρότυπο.

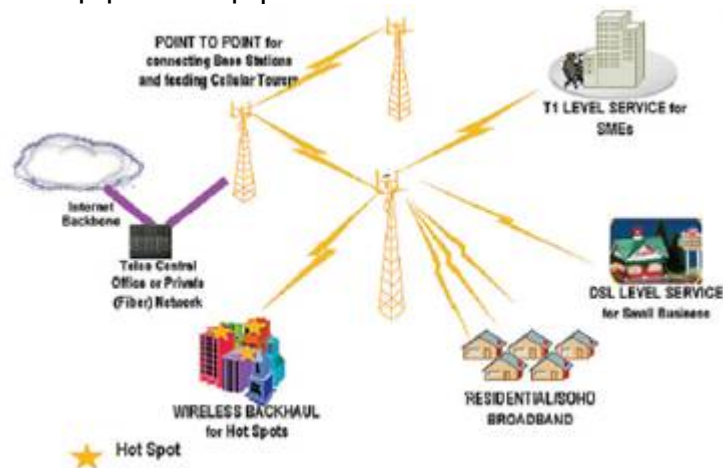
1.4.2 Υποπρότυπα WiMAX

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, στην αρχική του έκδοση το πρότυπο IEEE 802.16 λειτουργούσε στην ζώνη συχνοτήτων 10-66 GHz. Στις παραπάνω συχνότητες η επικοινωνία μεταξύ δύο σταθμών επιτυγχάνεται μόνο όταν οι σταθμοί αυτοί βρίσκονται σε συνθήκες οπτικής επαφής. Η παραπάνω διαδικασία περιγράφεται στο υποπρότυπο **IEEE 802.11 c**. Η ανάγκη για επικοινωνία μεταξύ σταθμών που δεν βρίσκονται σε οπτική επαφή ήταν το κίνητρο για τη δημιουργία του υποπρότυπου **IEEE 802.16 a**. Τον Ιανουάριο του 2003 το πρότυπο επεκτάθηκε ώστε να λειτουργεί και στις συχνότητες από 2-11 GHz όπου στις συχνότητες αυτές ήταν δυνατή η δημιουργία συνδέσεων χωρίς οπτική επαφή πομπού - δέκτη. Το υποπρότυπο το οποίο περιγράφει τη διαδικασία αυτή ονομάστηκε IEEE 802.16 a. Τα πρώτα προϊόντα WiMAX τα οποία σήμερα είναι διαθέσιμα στην αγορά ακολουθούν στην μεγαλύτερή τους πλειοψηφία το υποπρότυπο αυτό.

Καθώς η πολυπλοκότητα των εφαρμογών που διαδίδονται πάνω από ένα ασύρματο δίκτυο ολοένα και αυξάνει, η ποιότητα υπηρεσίας πάνω από τέτοια δίκτυα γίνεται ένας πολύ καθοριστικός παράγοντας για την ποιότητα της επικοινωνίας. Για παράδειγμα, η μετάδοση video σε πραγματικό χρόνο απαιτεί από το δίκτυο συνθήκες πολύ χαμηλής καθυστέρησης μετάδοσης. Για αυτό το λόγο, προκειμένου να ικανοποιηθεί η ανάγκη για ποιότητα υπηρεσίας ορίστηκε το υποπρότυπο **IEEE 802.16 d**.

Η ένωση των υποπροτύπων IEEE 802.11 a, c, d όρισε το πρότυπο **IEEE 802.16-2004** το οποίο περιγράφει τη συνολική λειτουργικότητα των επιμέρους υποπροτύπων που προαναφέρθηκαν για συχνότητες λειτουργίας 2-66 GHz.

Το πρότυπο IEEE 802.16-2004 ορίζει την επικοινωνία χρηστών οι οποίοι βρίσκονται μέσα σε ένα κελί το οποίο καλύπτεται από ένα base station . Όταν κάποιος χρήστης κινηθεί σε περιοχή που βρίσκεται εκτός περιοχής κάλυψης του base station η σύνδεση χάνεται. Το υποπρότυπο **IEEE 802.16 e** εισάγει και περιγράφει την έννοια της κινητικότητας των χρηστών από ένα base station σε άλλο. Στο υποπρότυπο αυτό ορίζεται ότι ένας κινητός χρήστης μπορεί να συνεχίσει να εξυπηρετείται από το δίκτυο ακόμα και αν κινείται με ταχύτητες οι οποίες προσεγγίζουν τα 120 Km / h . Ωστόσο η παραπάνω τιμή είναι ενδεικτική - πειραματική, καθώς μέχρι τη στιγμή αυτή δεν υπάρχει κάποιο διαθέσιμο προϊόν στην αγορά συμβατό με το IEEE 802.16 e υποπρότυπο που να πιστοποιεί την προαναφερθείσα τιμή.



1.4.3 Ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του WiMAX

Αρχικά βασικό χαρακτηριστικό του προτύπου είναι η **διεκπαιρευτική ικανότητα (throughput)**. Το πρότυπο IEEE 802.16 έχει πολύ μεγάλη διεκπαιρευτική ικανότητα, ακόμα και σε μεγάλες αποστάσεις, αφού έχει ένα πολύ μεγάλο φάσμα εκπομπής που είναι ιδιαίτερα ανθεκτικό σε αντανakλάσεις του σήματος κατά τη διάρκεια της διαδρομής του.

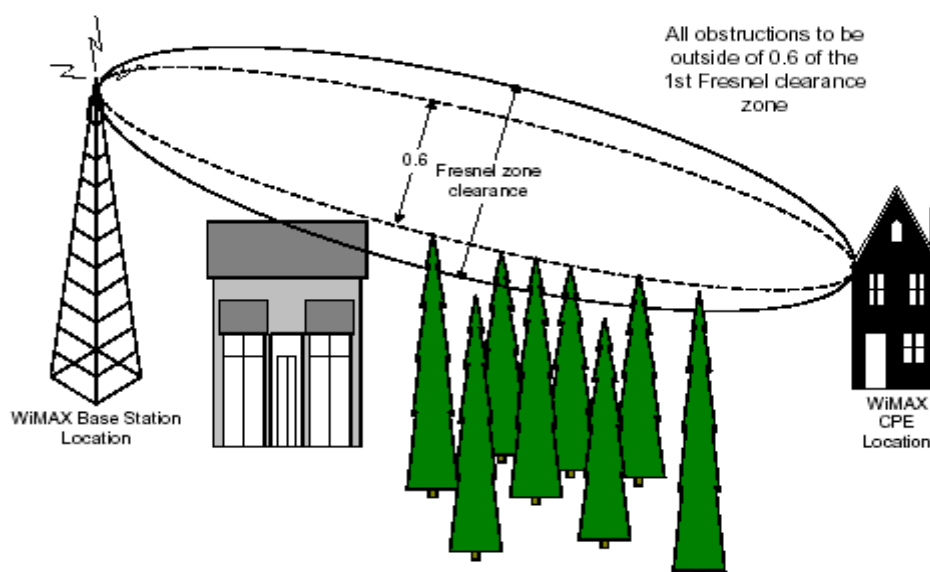
Επίσης πολύ σημαντικό για τη διάδοση του είναι η **κλιμακοσιμότητα (scalability)** ή καλύτερα επεκτασιμότητα. Για να μπορεί να γίνει εύκολος και επεκτάσιμος σχεδιασμός κυψελών (cells) επικοινωνίας σε επιτρεπόμενες και μη συχνοτικές μπάντες ,το πρότυπο IEEE 802.16 υποστηρίζει ευέλικτα από την άποψη εύρους ζώνης κανάλια επικοινωνίας. Για παράδειγμα αν σε κάποιο χειριστή ανατεθεί συχνοτικό φάσμα τον 20 MHz, τότε αυτός μπορεί να χωρίσει το φάσμα σε δύο κομμάτια των 10 MHz ή ακόμα σε τέσσερα κομμάτια των 5 MHz. Συγκεντρώνοντας έτσι όλη την ενέργεια σε ένα πολύ μικρό φάσμα συχνοτήτων ο χειριστής μπορεί να αυξήσει τον αριθμό των χρηστών επιτυγχάνοντας παράλληλα μεγάλο βεληνεκές και throughput. Για να κλιμακώσει ακόμα περισσότερο την εμβέλεια του σήματος, ο χειριστής μπορεί να χωρίσει ακόμα περισσότερο το φάσμα συχνοτήτων δημιουργώντας απομόνωση μεταξύ των κεραιών των σταθμών βάσης.

Ένα άλλο εξίσου σημαντικό χαρακτηριστικό του WiMax είναι η **εμβέλεια (coverage)**. Το πρότυπο IEEE 802.16 κατασκευάζεται έτσι ώστε να υποστηρίζει

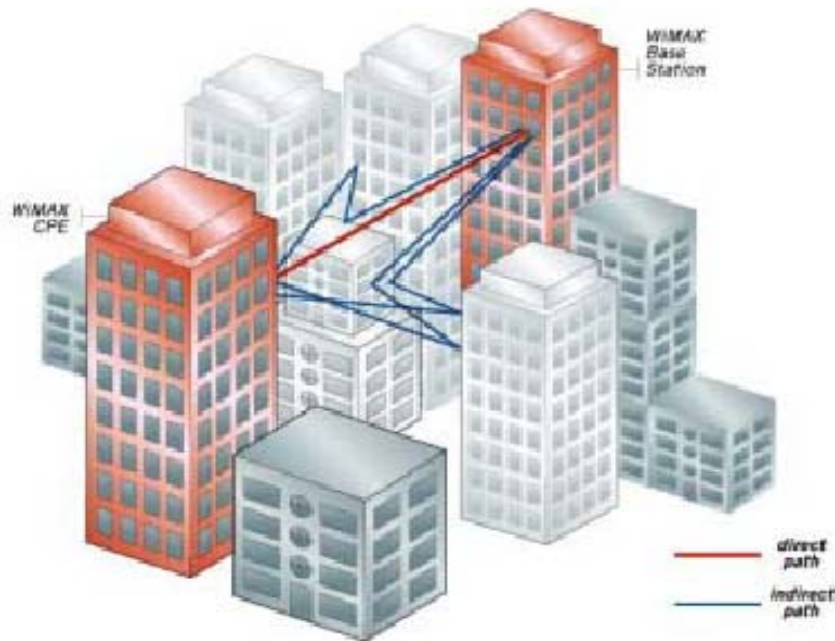
τεχνολογίες που αυξάνουν την εμβέλεια του σήματος όπως mesh τοπολογίες και έξυπνες κεραιές. Αξίζει να σημειώσουμε ότι mesh τοπολογίες είναι αυτές οι τοπολογίες δικτύου όπου κάθε κόμβος συνδέεται άμεσα με κάθε άλλο κόμβο του δικτύου. Όσο λοιπόν η ραδιο-τεχνολογίες βελτιώνονται και το κόστος μειώνεται, μεγαλώνει και η δυνατότητα αύξησης της εμβέλειας και του throughput με τη χρήση πολλαπλών κεραιών καθώς ενθαρρύνεται και η εξάπλωση της εμβέλειας σε περιοχές που παλαιότερα ήταν αδύνατο να εξαπλωθεί.

Επίσης κάτι άλλο που χαρακτηρίζει το πρότυπο IEEE 802.16 είναι τα κανάλια ραδιοκυμάτων ασύρματης επικοινωνίας, στα οποία εκπέμπονται οι συχνότητες. Αυτά διαχωρίζονται σε **LOS** (Line of sight) και σε **NLOS** (Non line of sight).

- Σε μια **σύνδεση LOS** ένα σήμα ταξιδεύει σε μία άμεση και χωρίς εμπόδια διαδρομή από το πομπό στο δέκτη. Μια σύνδεση LOS, απαιτεί το περισσότερο μέρος της ζώνης Fresnel να μην παρεμποδίζεται από κάτι. Αν δεν ισχύει αυτό ο παράγοντας τότε η ισχύς του σήματος ελαττώνεται σημαντικά. Γενικά, γνωρίζουμε ότι η ζώνη Fresnel καλύπτει τη ζώνη οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη. Τα παραπάνω φαίνονται καλύτερα στο παρακάτω σχήμα. Αξίζει να σημειώσουμε ότι η Fresnel zone clearance που αναφέρεται στο σχήμα, εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος και βέβαια από την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη.



- Σε μια **NLOS σύνδεση** ένα σήμα φθάνει στο δέκτη μέσω αντανάκλασεων και διασποράς. Το σήμα αυτό που φθάνει στο δέκτη αποτελείται από σήμα που έφτασε άμεσα από το πομπό, σήμα που έφτασε από πολλαπλά μονοπάτια μέσω αντανάκλασης, διασπαρμένη ενέργεια και μονοπάτια όπου συνέβη περίθλαση. Αυτά τα σήματα έχουν διαφορετική καθυστέρηση διάδοσης, πολώσεις, και σταθερότητα σχετικά με το σήμα που φθάνει άμεσα. Το φαινόμενο αυτό του πολλαπλού μονοπατιού που περιγράφουμε μπορεί να ευθύνεται και για την αλλαγή της πολικότητας του σήματος. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένα παράδειγμα μιας NLOS μετάδοσης.



Γενικά, αν και υπάρχουν προβλήματα, η NLOS μετάδοση έχει αρκετά πλεονεκτήματα έναντι της LOS αφού είναι πιο ευέλικτη, απαιτεί πολύ μικρότερες κεραιές. Η ύπαρξη μικρών κεραιών είναι πολύ μεγάλης σημασίας σε ασύρματα δίκτυα με κυψελοειδής δομές και αυτό συμβαίνει γιατί με μικρές κεραιές μειώνονται οι παρεμβολές μεταξύ των γειτονικών κυψελών. Βέβαια η NLOS μετάδοση μειώνει το κόστος εγκατάσταση σε απομακρυσμένες περιοχές όπου η εγκατάσταση πολλών κεραιών είναι αρκετά δύσκολη.

Οι **ταχύτητες μετάδοσης** του προτύπου εξαρτώνται από την εκάστοτε ψηφιακή διαμόρφωση που χρησιμοποιείται. Συνήθεις διαμορφώσεις είναι η 64 QAM η οποία μπορεί να εξασφαλίσει και τη μεγαλύτερη ταχύτητα μετάδοσης, η 16 QAM και η QPSK η οποία μπορεί να εξασφαλίσει μεγάλη κάλυψη του συστήματος.

Το πρότυπο **IEEE 802.16** παρέχει υψηλού επιπέδου **ποιότητα υπηρεσίας** (QoS). Το επίπεδο MAC του προτύπου είναι σχεδιασμένο κατά τέτοιο τρόπο ώστε να παρέχει στους χρήστες, όταν οι ίδιοι το επιθυμούν, εγγυημένο ρυθμό μετάδοσης και ταυτόχρονα κίνηση best effort σε χρήστες που καλύπτονται από το ίδιο base station κάτι που το πρότυπο **IEEE 802.11** δεν μπορούσε να εξασφαλίσει. Δηλαδή, αν υποθέσουμε ότι δύο χρήστες καλύπτονται από το ίδιο Base Station, είναι δυνατό ο ένας χρήστης να έχει εγγυημένη ποιότητα υπηρεσίας και ο δεύτερος χρήστης να δέχεται και να στέλνει απλή IP κίνηση best effort κάτι που με το πρότυπο **802.11** δεν ήταν δυνατό. Δηλαδή χρήστες που βρισκόταν στην κάλυψη ενός Access Point είχαν την ίδια ποιότητα υπηρεσίας.

Οφείλουμε επίσης να τονίσουμε πως το WiMAX έχει το πλεονέκτημα της **γρήγορης εγκατάστασης**, καθώς, συγκρινόμενο με την εγκατάσταση των καλωδιωμένων λύσεων, απαιτεί μικρή ή καθόλου κατασκευή ή αναμόρφωση ήδη υπάρχοντων εγκαταστάσεων. Οι χειριστές που έχουν αποκτήσει άδεια να χρησιμοποιούν αδειοδοτημένες ζώνες δεν χρειάζεται να λογοδοτούν κάθε φορά στην κυβέρνηση. Άπαξ και η κεραιά και ο αναγκαίος εξοπλισμός έχουν εγκατασταθεί, το WiMAX είναι έτοιμο να παρέχει την υπηρεσία.

Την **ασφαλή μετάδοση** των δεδομένων στο WiMAX αναλαμβάνει ο αλγόριθμος κρυπτογράφησης DES (Data Encryption Standard, Πρότυπο Κωδικοποίησης Δεδομένων) και συγκεκριμένα μια παραλλαγή του αλγορίθμου ο Triple DES. Το DES αναπτύχθηκε το 1970 από το Αμερικανικό Εθνικό Γραφείο Προτύπων. Η βασική ιδέα

ήταν η ανάπτυξη ενός αλγόριθμου κρυπτογράφησης που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί (και να βελτιωθεί) από διάφορες εταιρείες ή οργανισμούς. Το DES ανήκει στην οικογένεια των συμμετρικών αλγόριθμων και κάνει χρήση κλειδιών με μήκος 56 bit. Ο "κλασικός" αλγόριθμος DES είναι πλέον ξεπερασμένος, αφού με τη χρήση ενός σύγχρονου υπολογιστή μπορεί να παραβιαστεί σχετικά εύκολα. Στο μεταξύ, εφαρμόζοντας διάφορες τεχνικές επάνω στο DES, μπορούμε να αυξήσουμε σημαντικά την ασφάλειά του. Με τη μέθοδο Triple - DES, για παράδειγμα, το μήνυμα κωδικοποιείται τρεις φορές, με τρία διαφορετικά κλειδιά.

1.4.4 Σύγκριση με το 802.11

Σαν γενική παρατήρηση, βλέπουμε να γίνεται συχνά σύγκριση ανάμεσα στο Wi-Fi και το WiMAX. Αυτό οφείλεται στο ότι και τα δυο αρχίζουν με τα ίδια γράμματα, βασίζονται σε IEEE πρωτόκολλα με νούμερα που αρχίζουν από 802 και στοχεύουν και τα δύο να παρέχουν ασύρματη επικοινωνία και Internet. Πέρα από αυτά, τα δυο πρωτόκολλα στοχεύουν σε διαφορετικές εφαρμογές.

- Το WiMAX είναι ένα σύστημα μεγάλης εμβέλειας (πολλών χιλιομέτρων) που χρησιμοποιεί αδειοδοτημένο εύρος συχνοτήτων ώστε να παρέχει point-to-point σύνδεση στο Internet από έναν ISP στον τελικό χρήστη. Διαφορετικά είδη 802.16 πρότυπων παρέχουν διαφορετικού τύπου πρόσβαση, από κινητή (ανάλογη της πρόσβασης μέσω κινητού τηλεφώνου) έως σταθερή (μια εναλλακτική λύση της ενσύρματης πρόσβασης, όπου το σημείο ασύρματου τερματισμού του τελικού χρήστη είναι σταθερό σε ένα σημείο)

- Το Wi-Fi είναι ένα σύστημα μικρότερης εμβέλειας (η εμβέλεια τυπικά μετράται σε εκατοντάδες μέτρα) που χρησιμοποιεί μη αδειοδοτημένο εύρος συχνοτήτων για να παρέχει πρόσβαση σε ένα δίκτυο, που συνήθως καλύπτει την ιδιοκτησία του ίδιου του operator του δικτύου. Τυπικά το Wi-Fi χρησιμοποιείται από έναν τελικό χρήστη για να έχει πρόσβαση στο δικό του δίκτυο, το οποίο μπορεί να βρίσκεται ή και να μην βρίσκεται συνδεδεμένο στο Internet. Εάν το WiMAX παρέχει υπηρεσίες ανάλογες του κινητού τηλεφώνου, το Wi-Fi είναι μάλλον ανάλογο του ασύρματου τηλεφώνου.

Μια σημαντική διαφορά του προτύπου IEEE 802.16 σε σχέση με το IEEE 802.11 είναι ότι το πρώτο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε συνθήκες μη οπτικής επαφής φυσικά με ρυθμούς μετάδοσης πολύ χαμηλότερους των 50 Mbps.

Το πρότυπο IEEE 802.16 παρέχει υψηλού επιπέδου ποιότητα υπηρεσίας. Το επίπεδο MAC του προτύπου είναι σχεδιασμένο κατά τέτοιο τρόπο ώστε να παρέχει στους χρήστες, όταν οι ίδιοι το επιθυμούν, εγγυημένο ρυθμό μετάδοσης και ταυτόχρονα κίνηση best effort σε χρήστες που καλύπτονται από το ίδιο base station κάτι που το πρότυπο IEEE 802.11 δεν μπορούσε να εξασφαλίσει. Δηλαδή, αν υποθέσουμε ότι δύο χρήστες καλύπτονται από το ίδιο base station, είναι δυνατό ο ένας χρήστης να έχει εγγυημένη ποιότητα υπηρεσίας και ο δεύτερος να δέχεται και να στέλνει απλή IP κίνηση best effort κάτι που με το πρότυπο 802.11 δεν ήταν δυνατό. Δηλαδή χρήστες που βρισκόταν στην κάλυψη ενός Access Point είχαν την ίδια ποιότητα υπηρεσίας.

Η πιο θεμελιώδης διαφορά είναι ότι το WiFi είναι μια τεχνολογία για τοπική δικτύωση και σχεδιάστηκε για να δώσει μια κινητικότητα σε ιδιωτικά ενσύρματα LAN ενώ το WiMAX σχεδιάστηκε για να παρέχει BWA υπηρεσίες. Η ιδέα πίσω από τις BWA υπηρεσίες είναι η ασύρματη πρόσβαση στο internet χωρίς καλώδια και DSL τεχνολογίες. Έτσι λοιπόν ενώ το WiFi υποστηρίζει εύρος μετάδοσης μερικών

εκατοντάδων μέτρων, τα WiMAX συστήματα μπορούν να υποστηρίξουν υπηρεσίες μεγαλύτερες των 30 μιλίων. Το παραπάνω επιχείρημα μπορεί μάλιστα να δικαιολογήσει γιατί δεν γίνεται τόσο μεγάλος λόγος στην αγορά για το WiMAX όσο για το WiFi, αφού το WiFi στοχεύει στο χρήστη ενώ το WiMAX χρησιμοποιείται σαν η κύρια αρτηρία μεταφοράς δεδομένων σε μακρινές αποστάσεις.

Μια άλλη διαφορά έγκειται στο γεγονός ότι το WiMax παρέχει συμμετρικό εύρος ζώνης για πολλά χιλιόμετρα και σειρά με την ισχυρότερη κρυπτογράφηση (3DES or AES) και συγκεκριμένα με τη λιγότερη παρέμβαση. Αντίθετα το πρότυπο IEEE 802.11 έχει την κρυπτογράφηση WEP ή WPA και δεν μπορεί να υπάρξει μεγάλη παρέμβαση σε περιοχές όπως αυτές όπου υπάρχουν πολλοί συνδεδεμένοι χρήστες.

Επίσης οι δυναμικές ζώνες του προτύπου IEEE 802.11 είναι backhauled στο ADSL, επομένως η πρόσβαση WiFi είναι τυπικά υποστηριζόμενη και έχει πολύ μικρές upload ταχύτητες μεταξύ του δρομολογητή και του Διαδικτύου.

Εκτός από αυτές τις διαφορές σχετικά με το εύρος μετάδοσης των δύο προτύπων, υπάρχουν αρκετές διαφορές στη ραδιοτεχνολογία που διακρίνουν τα δύο πρότυπα. Από τη μια πλευρά το WiMax αποτελείται από ένα πολύ μεγάλο εύρος πιθανών υλοποιήσεων για να μπορεί να παίξει το ρόλο του μεταφορέα σήματος σε ολόκληρο τον κόσμο και από την άλλη το WiFi περιγράφει 4^{ωv} τύπων ραδιοσυνδέσεις οι οποίες δουλεύουν στις συχνότητες 2.4 ή 5 GHz στη μη νόμιμη περιοχή. Και αυτό που είναι αξιόλογο να σημειωθεί εδώ, είναι ότι ενώ όλες οι υλοποιήσεις του WiFi χρησιμοποιούν μη νόμιμες συχνοτικές μπάντες, το WiMAX δουλεύει σε νόμιμες και μη, συχνοτικές μπάντες.

Τέλος έχουν και μία σημαντική διαφορά στο εύρος ζώνης των καναλιών. Το WiFi καθορίζει ένα σταθερό εύρος ζώνης καναλιού που είναι 25MHz για το 802.11b και 20MHz για τα 802.11a και 802.11g. Αντίθετα στο WiMAX, το εύρος ζώνης του καναλιού είναι προσαρμοστικό και κυμαίνεται από το 1.25MHz μέχρι τα 20MHz .

1.4.5 Περιορισμοί

Μια πολύ συνηθισμένη παρεξήγηση που γίνεται είναι ότι το WiMAX θα παρέχει 70 Mb/s , για πάνω από 112km ενώ ο πελάτης κινείται. Κάθε ένα από αυτά ισχύει μεμονωμένα, δεδομένων ιδανικών προϋποθέσεων, αλλά δεν ισχύουν ταυτόχρονα. Στην πράξη αυτό σημαίνει ότι σε line-of-sight(LOS) περιβάλλοντα θα μπορούσαν να επιτευχθούν συμμετρικές ταχύτητες των 10 Mbps στα 10km, αλλά σε αστικά περιβάλλοντα είναι πιο πιθανό το 30% των εγκαταστάσεων να μην είναι line-of-sight(LOS) και επομένως ο χρήστης να μπορεί να επιτύχει μόνο 10Mbps στα 2km και αν βρίσκεται εν κινήσει, η ταχύτητα μειώνεται δραματικά. Το WiMAX παρουσιάζει μερικές ομοιότητες με το DSL σε αυτόν τον τομέα, καθώς κάποιος μπορεί να έχει είτε μεγάλο εύρος ζώνης, είτε πρόσβαση σε μεγάλες αποστάσεις, αλλά όχι και τα δυο ταυτόχρονα.

Ένα άλλο σημείο που πρέπει να τονιστεί για το WiMAX είναι το ότι το διαθέσιμο εύρος ζώνης μοιράζεται στους χρήστες σε μια περιοχή, οπότε αν υπάρχουν πολλοί ενεργοί χρήστες συνδεδεμένοι, ο καθένας θα επιτυγχάνει χαμηλό εύρος ζώνης. Παρόλα αυτά, αντίθετα με το SDSL όπου το παραπάνω φαινόμενο είναι πολύ έντονο αν μοιράζεσαι τη σύνδεσή σου για παράδειγμα με μια μεγάλη εταιρία, με το WiMAX δεν είναι τόσο έντονο. Συνήθως κάθε κελί έχει ένα 100Mbps backhaul οπότε δεν παρατηρείται το φαινόμενο αυτό. Στην πράξη, πολλοί χρήστες θα έχουν ένα εύρος 2-,4-,6-,8- ή 10Mbps υπηρεσιών και το εύρος ζώνης μπορεί να μοιράζεται. Αν

το δίκτυο γίνει απασχολημένο το μοντέλο πλησιάζει περισσότερο αυτό του GSM ή του UMTS παρά του DSL.

1.5 Τεχνικές Πληροφορίες

1.5.1 Στρώμα MAC-Στρώμα Ζεύξεως Δεδομένων

Στο Wi-Fi στο **media access controller** (MAC), όλοι οι σταθμοί-συνδρομητές που επιθυμούν να περάσουν δεδομένα μέσω ενός ασύρματου access point (AP) ανταγωνίζονται ο ένας τον άλλο στη διεκδίκηση του AP. Αυτό μπορεί να έχει σαν αποτέλεσμα σταθμοί που βρίσκονται μακριά από το AP να διακόπτονται συνεχώς από κοντινότερους σταθμούς, μειώνοντας έτσι κατά πολύ την απόδοσή τους. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα υπηρεσίες όπως Voice over IP (VoIP) ή IPTV, οι οποίες βασίζονται σε μια απαραίτητη, συνεχή Quality of Service (QoS), να είναι δύσκολο να υποστηρίξουν παρά μόνο λίγους χρήστες ταυτόχρονα.

Αντίθετα, το **802.16 MAC** χρησιμοποιεί έναν αλγόριθμο για τον οποίο ο σταθμός συνδρομητής χρειάζεται να διαγωνιστεί με τους άλλους μόνο μία φορά (για την αρχική του είσοδο στο δίκτυο). Στη συνέχεια του παραχωρείται μια θυρίδα πρόσβασης από τον σταθμό βάσης. Η χρονοθυρίδα μπορεί να μεγαλώσει ή να αλλάξει, παραμένει όμως πάντα αποδοσμένη στον σταθμό-συνδρομητή, πράγμα που σημαίνει ότι άλλοι συνδρομητές δεν μπορούν να την χρησιμοποιήσουν. Ο 802.16 προγραμματιστικός αλγόριθμος παραμένει σταθερός σε περιπτώσεις overload ή υπερβολικού αριθμού συνδρομητών- αντίθετα με το 802.11. Είναι επίσης περισσότερο δίκαιος στη διαχείριση του εύρους ζώνης. Ο αλγόριθμος αυτός τέλος επιτρέπει στο σταθμό βάση να ελέγχει τις παραμέτρους QoS ισοσταθμίζοντας τις αποδόσεις των χρονοθυρίδων ανάμεσα στις ανάγκες των εφαρμογών των σταθμών συνδρομητών.

1.5.2 Στρώμα Φυσικού Μέσου

Η ομάδα IEEE 802.16 αρχικά καθόρισε το WiMAX να λειτουργεί σε εύρος 10 έως 66 GHz. Στη συνέχεια το 2004 το αναβάθμισε, προσθέτοντας το εύρος 2 έως 11 GHz. Το ευέλικτο WiMAX υποστηρίζει πολλά φυσικά στρώματα, κάτι το οποίο, εκτός των τεχνολογικών και επιχειρηματικών λόγων, αντικατοπτρίζει και το γεγονός ότι η ηλεκτρομαγνητική διάδοση ανάμεσα στα 2 και στα 6 GHz δεν είναι ομοιογενής. Κάθε φυσικό στρώμα είναι κατάλληλο για μια συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων. Το 802.16 είναι σχεδιασμένο να λειτουργεί σε 3 διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων.

- Η πρώτη ζώνη συχνοτήτων είναι οι αδειοδοτημένες συχνότητες ανάμεσα στα 10 και 66 GHz. Στη ζώνη αυτή το μήκος κύματος είναι προφανώς πολύ μικρό και η εξασθένιση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από διάφορες επιγείες και ανθρωπίνες κατασκευές είναι μεγάλη. Για το λόγο αυτό η οπτική επαφή (LOS) ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη επιβάλλεται. Η **πολυδιαδρομική διάδοση (multipath)** δεν αποτελεί πρόβλημα καθώς μόνο το κύριο μονοπάτι από τον πομπό στο δέκτη θα έχει επαρκή ενέργεια. Ενώ όμως η πολυδιαδρομική διάδοση δεν αποτελεί πρόβλημα, ο θερμικός θόρυβος και οι παρεμβολές είναι οι κύριοι παράγοντες που επηρεάζουν αρνητικά την επίδοση των ασύρματων συστημάτων σε αυτή τη ζώνη συχνοτήτων. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούνται σε εξωτερικούς χώρους και η βροχή θα αυξήσει την εξασθένιση που υφίστανται τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Έτσι, ένα αρκετά μεγάλο περιθώριο ζεύξης πρέπει να ληφθεί υπόψη για τις απώλειες λόγω βροχής. Ταυτόχρονα η επιθυμία για υψηλούς ρυθμούς δεδομένων

σημαίνει ότι πρέπει να χρησιμοποιηθούν υψηλής τάξης σχήματα διαμόρφωσης, με μεγάλο σηματοθορυβικό λόγο (SNR).

- Η δεύτερη ζώνη συχνοτήτων είναι οι αδειοδοτημένες άδειες ανάμεσα στα 2 και 11 GHz. Σε αυτή τη ζώνη η οπτική επαφή δεν είναι αναγκαία. Η πολυδιαδρομική λήψη μπορεί να είναι σημαντική και υπολογίσιμη, γι' αυτό και πρέπει να γίνονται οι απαραίτητες μετρήσεις. Επειδή μπορεί να υπάρχει, ή όχι, οπτική επαφή, η ισχύς του σήματος μπορεί να διαφέρει σημαντικά. Οι επανεκπομπές πιθανόν να κρίνονται αναγκαίες εξαιτίας της συμπεριφοράς απωλειών του ασύρματου μέσου. Σαν λύση σε αυτά τα προβλήματα το πρωτόκολλο 802.16 παραέχει αναβαθμισμένες τεχνικές ελέγχου της ισχύος και το φυσικό στρώμα βασίζεται στο OFDM.

- Η τρίτη ζώνη συχνοτήτων είναι οι μη αδειοδοτούμενες ζώνες συχνοτήτων ανάμεσα στα 2 και τα 11 GHz. Ενώ τα φυσικά χαρακτηριστικά των ζωνών αυτών είναι ίδια με αυτά των αδειοδοτούμενων, υπάρχουν δύο διαφορές. Πρώτον, επειδή είναι μη αδειοδοτούμενες, πιθανό να υπάρχουν και άλλοι χρήστες, γεγονός το οποίο δημιουργεί πρόβλημα παρεμβολής. Δεύτερον, οι κανονισμοί οριοθετούν την εκπεμπόμενη ισχύ. Τα προβλήματα αυτά απαιτούν δυναμική επιλογή συχνότητας και ελέγχου της ισχύος.

1.6 Δομή ενός δικτύου WiMAX

Ο τρόπος με τον οποίο υλοποιείται ένα δίκτυο WiMAX, ώστε να παρέχει υπηρεσίες διαδικτύου στους συνδρομητές του, είναι αρκετά απλός. Ο πάροχος υπηρεσιών Internet εγκαθιστά σταθμούς βάσης, δηλαδή τις λεγόμενες κεραιές, οι οποίες αναλαμβάνουν τη διανομή του σήματος σε μια ευρεία γεωγραφική περιοχή. Στη συνέχεια ο συνδρομητής εγκαθιστά στο χώρο του τον απαραίτητο εξοπλισμό, ο οποίος μπορεί να είναι είτε ένας απλός υπολογιστής με υποστήριξη WiMAX, είτε ένας WiMAX router αν η σύνδεση πρόκειται να μοιραστεί σε περισσότερους από έναν υπολογιστές στον ίδιο χώρο. Μάλιστα στις αρχές του 2007 αναμένεται να συναντήσουμε στην αγορά τους πρώτους ηλεκτρονικούς υπολογιστές με εγγενή υποστήριξη δικτύων WiMAX, με τον ίδιο τρόπο που σήμερα ήδη συμβαίνει αυτό με την τεχνολογία Wi-Fi. Για παλαιότερους υπολογιστές φυσικά θα διατεθούν κάρτες επέκτασης σε μορφή PCI για desktop συστήματα, PCMCIA για laptops ή SDIO για Pocket PC, ενώ ήδη στο εξωτερικό έχει αρχίσει η διάθεση WiMAX routers που αναλαμβάνουν να μοιράσουν τη σύνδεση Internet σε 2 ή περισσότερους υπολογιστές ενός τοπικού δικτύου.

Σε γενικές γραμμές εκτιμάται ότι ο χρόνος που θα χρειάζεται ένας απλός χρήστης για να συνδεθεί για πρώτη φορά σε ένα δίκτυο WiMAX δεν θα ξεπερνά τα 3 λεπτά, δεδομένου ότι τα βήματα της σύνδεσης είναι πολύ απλά και συνοψίζονται ως εξής:

1. Ο χρήστης ενεργοποιεί την ασύρματη σύνδεση WiMAX στον ηλεκτρονικό υπολογιστή ή PDA του
2. Το διαθέσιμο δίκτυο εντοπίζεται και αναφέρεται ως εντός εμβέλειας
3. Ο χρήστης πληκτρολογεί ένα κλειδί εισόδου, το οποίο του έχει γνωστοποιηθεί από τον πάροχο υπηρεσιών διαδικτύου (ISP)
4. Η σύνδεση ολοκληρώνεται με επιτυχία και ο χρήστης είναι έτοιμος να πλοηγηθεί στο Internet

Σημειώνεται δε ότι η παραπάνω διαδικασία θα ακολουθηθεί μόνο την πρώτη φορά που θα συνδεθεί κανείς σε ένα δίκτυο WiMAX. Από τη στιγμή που οι απαραίτητες ρυθμίσεις (όνομα δικτύου, κλειδί πρόσβασης) αποθηκευτούν στη συσκευή του, τις επόμενες φορές η σύνδεση θα πραγματοποιείται σε κλάσματα του δευτερολέπτου. Ουσιαστικά, ενεργοποιώντας κάποιος τον ηλεκτρονικό του

υπολογιστή, μόλις ολοκληρωθεί η εκκίνηση του λειτουργικού συστήματος, θα έχει ήδη συνδεθεί στο προκαθορισμένο δίκτυο WiMAX και κατ' επέκταση στο Internet.

Σε ότι αφορά τις χρεώσεις, το WiMAX δεν θα διαφοροποιείται σε σχέση με τη σημερινή τεχνολογία ADSL. Ως εκ τούτου, στα κοινά πακέτα πρόσβασης δεν θα υφίσταται χρονοχρέωση ή ογκοχρέωση, επιτρέποντας έτσι στον χρήστη να παραμένει μόνιμα συνδεδεμένος στο Internet, «κατεβάζοντας» κάθε είδους αρχεία, χωρίς να ανησυχεί για υπερβολικές χρεώσεις. Φυσικά δεν αποκλείεται να διατεθούν και προαιρετικά πρόσθετα προγράμματα ογκοχρέωσης ή χρονοχρέωσης για τους λεγόμενους “light users”, όπως ήδη ισχύει σήμερα για το ADSL.

1.7 Χρήσεις του WiMax

Λόγω των μεγάλων αποστάσεων που καλύπτει και ταυτόχρονα τους υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που μπορεί να παρέχει, το πρότυπο WiMAX βρίσκει πολλές εφαρμογές, λύνοντας σημαντικά προβλήματα που απασχολούσαν του τεχνικούς δικτύων σήμερα. Τρεις είναι οι βασικότερες χρήσεις του:

- **Δίκτυο κορμού στα κυψελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας.** Η εισαγωγή του προτύπου αυτού αναμένεται να μειώσει σημαντικά το κόστος εξάπλωσης των δικτύων κινητής τηλεφωνίας μιας και αποτελεί μια οικονομικότερη πρόταση, αν συγκριθεί με την οπτική ίνα, για τις εταιρίες κινητής τηλεφωνίας. Εξασφαλίζει ταυτόχρονα αξιοπιστία και υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που απαιτούν τα δίκτυα κορμού των κινητών δικτύων επικοινωνιών.

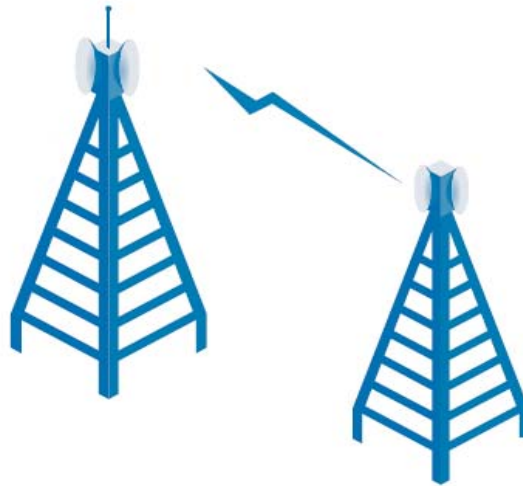
- **Broadband on Demand.** Παρέχει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης κάνοντας εφικτή τη χρήση της τεχνολογίας για εφαρμογές πραγματικού χρόνου κάτι που με το πρότυπο IEEE 802.11 σε μεγάλες αποστάσεις δεν ήταν εφικτό.

- **Παρέχει κάλυψη σε περιοχές που είναι αδύνατο τα καλυφθούν με χρήση χαλκού ή οπτικής ίνας.** Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν συμπλήρωμα δικτύων οπτικών ινών σε τμήματα του εδάφους στα οποία το κόστος εγκατάστασης και συντήρησης δικτύων οπτικών ινών είναι απαγορευτικό.

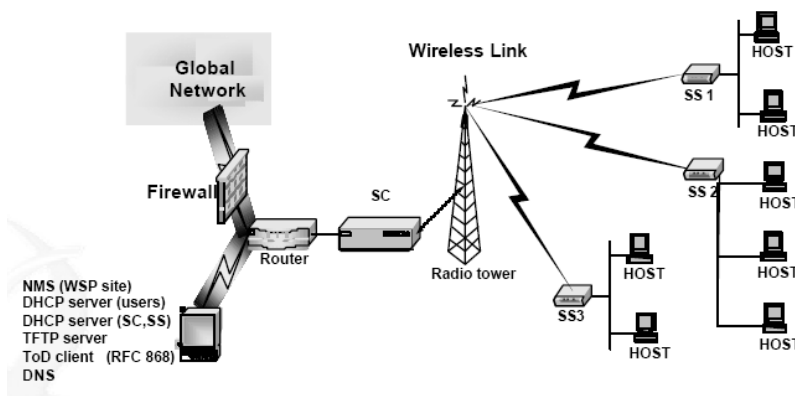
Οι σταθερές εφαρμογές WiMAX είναι **Point-to-Multipoint** επιτρέποντας την ευρυζωνική πρόσβαση στα σπίτια και τις επιχειρήσεις, ενώ κινητό WiMax προσφέρει την πλήρη κινητικότητα των κυψελοειδών δικτύων με τις αληθινές ευρυζωνικές ταχύτητες. Το WiMAX σχεδιάστηκε κατά βάση ώστε να καλύπτει κυρίως Point-to-Multipoint (PTM) συνδέσεις χωρίς ωστόσο να αποκλείεται και η χρήση του για **Point-to-Point** συνδέσεις. Η διαμόρφωση η οποία χρησιμοποιείται ονομάζεται OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Πρόκειται για μια πολύ ανθεκτική διαμόρφωση σε ότι αφορά το φαινόμενο της πολυδιόδευσης ειδικότερα στις συχνότητες πάνω των 2 GHz όπου το πρότυπο χρησιμοποιεί. Συγκεκριμένα, αυτή η διαμόρφωση έχει πλεονεκτήματα στη ρυθμοαπόδοση, στη λανθάνουσα κατάσταση, τη φασματική αποδοτικότητα και την προηγμένη υποστήριξη κεραιών κάνοντάς το ικανό να παρέχει την υψηλότερη απόδοση από τις σημερινές ευρείες ασύρματες τεχνολογίες περιοχής.

Παρακάτω παρουσιάζονται γραφικά οι point to point και οι point-to-multipoint συνδέσεις:

Point-to-Point



Point-to-Multipoint



1.8 Συμπεράσματα

Η μόνιμη και ασύρματη σύνδεση στο διαδίκτυο επιτρέπει ακόμη και στον πιο απλό χρήστη να αξιοποιήσει ένα μεγάλο πλήθος νέων εφαρμογών, που μέχρι στιγμής δεν ήταν διαθέσιμες, είτε λόγω χαμηλού bandwidth, είτε λόγω των περιορισμών που θέτει η χρήση καλωδίων.

Η τηλεφωνία **Voice over IP**, που επιτρέπει την πραγματοποίηση τηλεφωνικών κλήσεων μέσω Internet, μέχρι τώρα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί μόνο σε οικιακούς ή εταιρικούς χώρους που διέθεταν σύνδεση στο διαδίκτυο υψηλών ταχυτήτων. Με το WiMAX, το γρήγορο Internet είναι διαθέσιμο σε κάθε σημείο μιας μεγάλης πόλης και στα περισσότερα τμήματα της χώρας. Μπορείτε να φανταστείτε τον εαυτό σας να μετακινείται με ένα μέσο μαζικής μεταφοράς ή με το αυτοκίνητό του, συνομιλώντας τηλεφωνικά με άτομα που βρίσκονται στην άλλη άκρη του κόσμου, με πολύ χαμηλή ή και μηδενική χρέωση. Μάλιστα οι ταχύτητες που υπόσχεται το WiMAX είναι τόσο υψηλές, που εκτός από τη μετάδοση φωνής, το πιθανότερο είναι ότι θα καταστεί εφικτή και η βιντεοτηλεφωνία μέσω διαδικτύου. Εφαρμογές όπως το Skype, το ICQ ή

ο MSN Messenger που ήδη επιτρέπουν την πραγματοποίηση συνομιλίας με ήχο ή και εικόνα, θα μπορούν άμεσα να χρησιμοποιηθούν σε φορητούς υπολογιστές και PDA εν κινήσει, καθιστώντας απλή υπόθεση την αδιάλειπτη και οικονομική επικοινωνία. Όμως οι διευκολύνσεις που αναμένεται να φέρει το WiMAX στον καθημερινό τρόπο ζωής δεν σταματούν εδώ.

Η παρακολούθηση **video on demand** και online τηλεοπτικών ή ραδιοφωνικών μεταδόσεων προγραμμάτων θα επιτρέψει σε κάποιον φίλαθλο να παρακολουθεί το ματς της αγαπημένης του ομάδας εν κινήσει, μέσω Internet, στον επαγγελματία να ενημερώνεται για τις τιμές των μετοχών κατά τη διαδρομή από το σπίτι προς την εργασία του, αλλά και στον μουσικόφιλο χρήστη να γεμίζει τις ώρες ενός πολύωρου πληκτικού ταξιδιού αγοράζοντας τραγούδια mp3 και video clips από online καταστήματα. Η αποστολή ενός e-mail με μεγάλα συνημμένα αρχεία, ενώ βρίσκεστε καθοδόν, σήμερα είναι πρακτικά ανέφικτη, εκτός φυσικά αν χρησιμοποιήσετε το –όχι και τόσο οικονομικό– 3G. Το WiMAX με πολλαπλάσιες ταχύτητες θα κοστίζει σημαντικά λιγότερο, επιτρέποντας τη διεκπεραίωση κάθε online εργασίας μέσα σε ελάχιστα λεπτά, χωρίς να βάλετε βαθιά το χέρι στην τσέπη.

Τα **Wireless Metropolitan Networks**, όπως αυτά που έχουν ήδη αναπτυχθεί σε πόλεις της Ελλάδας και του εξωτερικού, αυτή τη στιγμή αντιμετωπίζουν ως σημαντικό πρόβλημα τη μειωμένη εμβέλεια της τεχνολογίας Wi-Fi, παρουσιάζοντας μεγάλα κενά στις περιοχές κάλυψής τους. Ως εκ τούτου, τα μέλη των συλλόγων που τα διαχειρίζονται αναγκάζονται να τοποθετούν κεραιές σε πολύ κοντινές αποστάσεις, ώστε να επιτευχθεί πληρέστερη κάλυψη.

Το WiMAX θα επιτρέψει τη δημιουργία ασύρματων μητροπολιτικών δικτύων που θα καλύπτουν αξιόπιστα μεγάλες περιοχές. Χρήστες που βρίσκονται στην ίδια μεγαλούπολη, αλλά σε απόσταση πολλών χιλιομέτρων μεταξύ τους, θα μπορούν να ανταλλάζουν αρχεία δημιουργώντας μεταξύ τους ένα προστατευμένο ιδιωτικό δίκτυο, στο οποίο δεν θα έχουν πρόσβαση τρίτα άτομα, παρά μόνο αν γνωρίζουν το μυστικό κλειδί κρυπτογράφησης.

Σαν νέα τεχνολογία, το WiMAX είναι λογικό και αναμενόμενο να διαθέτει σε παγκόσμια κλίμακα, αρκετά χαμηλή συνδρομητική βάση εν συγκρίσει με τις άλλες τεχνολογίες πρόσβασης στο Internet, όπως οι συνδέσεις ADSL, Cable, ISDN ή μισθωμένων κυκλωμάτων. Αυτό είναι κάτι το δικαιολογημένο, αν αναλογιστεί κανείς ότι τα δίκτυα WiMAX δεν έχουν ακόμη αναπτυχθεί ιδιαίτερα.

Κατά το έτος του 2005 οι συνδρομητές WiMAX δεν ξεπερνούν τα 2 εκατομμύρια συνολικά σε Ευρώπη, Αμερική και Ασία, αλλά κατά το 2006 εκτιμάται ότι θα υπάρξει υπερδιπλασιασμός τους, φθάνοντας ή και ξεπερνώντας τα 5 εκατομμύρια. Στις χρονιές που ακολουθούν μάλιστα η αύξηση αναμένεται να συνεχιστεί με ανάλογους ρυθμούς, φθάνοντας ή και ξεπερνώντας τα 100 εκατομμύρια. Στους υψηλούς ρυθμούς ανάπτυξης του θα συμβάλλει φυσικά η ευκολία εγκατάστασης ενός δικτύου WiMAX, αλλά και η εύκολη εγγραφή και χρήση του από τους συνδρομητές.

Είναι χαρακτηριστικό το γεγονός ότι μετά τον πρόσφατο τυφώνα που έπληξε τη Νέα Ορλεάνη των Ηνωμένων Πολιτειών και τις καταστροφές που επέφερε στο ενσύρματο δίκτυο τηλεπικοινωνιών, τα σωστικά συνεργεία προχώρησαν στην άμεση δημιουργία δικτύου WiMAX για την κάλυψη των αναγκών επικοινωνίας στην περιοχή.

Πρόσφατα διατέθηκαν από την Εθνική Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών και Ταχυδρομείων (ΕΕΤΤ) οι πρώτες άδειες για εγκατάσταση και δοκιμαστική λειτουργία δικτύων WiMAX στην Ελλάδα. Πιλοτική λειτουργία WiMAX έχει επίσης ξεκινήσει και στον Διεθνή Αερολιμένα Αθηνών "Ελευθέριος Βενιζέλος".

Κεφάλαιο 2^ο : Περιγραφή WiMAX Chipsets της Αγοράς

Καθώς το πρότυπο WiMAX 802.16 έχει ήδη αρχίσει να τυγχάνει ιδιαίτερης προσοχής, η προσπάθεια των παροχών baseband για ανάπτυξη νέων προϊόντων ασύρματων επικοινωνιών αυξάνεται. Η χρήση μιας εύχρηστης και με υψηλή απόδοση RF λύσης, η οποία να ανταποκρίνεται στις σχεδιαστικές προκλήσεις, είναι πολύ σημαντική για την επιτυχία στην αγορά. Παρακάτω θα περιγραφούν δυο ήδη λανσαρισμένα στην αγορά chipsets ως παραδείγματα WiMAX εφαρμογών.

2.1 ATMEL AT86RF535B RF 3.5 GHz Transceiver

Ο single-chip **πομποδέκτης WiMAX** Atmel's **AT86RF535B** λειτουργεί σε συχνότητα **3,5 GHz** με πολλαπλές επιλογές εύρους ζώνης ώστε να εκπληρωθεί η προδιαγραφή των εξοπλισμών σταθμών συνδρομητών WiMAX και βάσεων. Αυτό το τσιπ πομποδέκτη Atmel's WiMAX ενσωματώνει PA driver , LNA driver, μίκτη, φίλτρα, VCO, synthesizer, gain control, και power control, όλα ελεγχόμενα ψηφιακά.

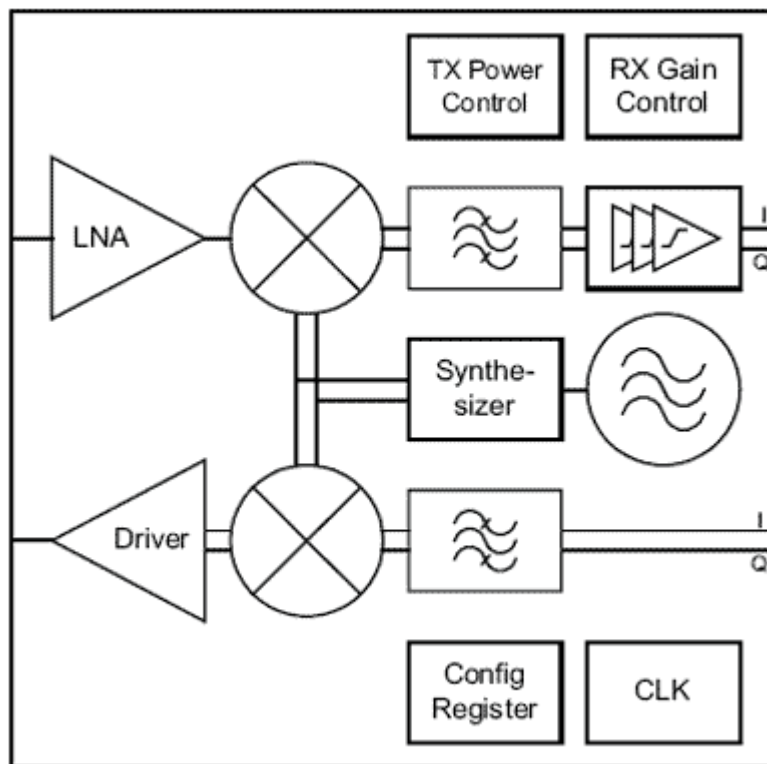


Chip πομποδεκτών ανώτατος-συνδέσεων WiMAX Atmel's AT86RF535B

Το AT86RF535B είναι βασισμένο στα IEEE 802.16-2004 πρότυπα. Το τσιπ παρέχει TX, RX λειτουργίες, χρησιμοποιώντας την τεχνική διαμόρφωσης OFDM. Το AT86RF535B αποτελείται από έναν ευκίνητο ως προς τη συχνότητα πομποδέκτη RF προοριζόμενο για χρήση σε 3.5-GHz για ρυθμούς δεδομένων έως 26 Mbps. Ο πομποδέκτης δεν απαιτεί κανένα εξωτερικό φίλτρο. Οι εφαρμογές του πομποδέκτη AT86RF535B MAXLink 3.5GHz WiMAX περιλαμβάνουν:

- Ασύρματες συσκευές επικοινωνίας 3.5GHz
- Ieee® 802.16-2004 ραδιόφωνα

Παρακάτω φαίνεται η γενική μορφή του chipset σε λειτουργία πομπού και δέκτη.



Διάγραμμα φραγμών πομποδεκτών AT86RF535B WiMAX

Κύρια χαρακτηριστικά του πομποδέκτη AT86RF535B

- Single-chip πομποδέκτης 3.5GHz WiMAX
- Χαμηλή-IF/μηδέν-IF αρχιτεκτονική πομποδεκτών. Δεν απαιτεί κανένα εξωτερικό φίλτρο
- Ενσωματωμένη αυτοβαθμολόγηση IQ
- Υποστήριξη HFDD
- Πλήρως διαφορικό σχέδιο
- Τρόπος αυτοβαθμολόγησης για τα φίλτρα RX/TX
- Διαμόρφωση μέχρι 64QAM
- Εύρη ζώνης καναλιών υποστήριξης 3,5, 5,0, 7,0, 8.75MHz, και 10MHz
- Ultra-fast συνθέτης
- Συνθέτης θορύβου φάσης: 0.8° (-37dBc)
- Ευαισθησία < -74 dBm κατά 64QAM, CR=3/4, BW 7MHz
- Χαμηλή τάση supply: 3.0 V
- RX/ TX ρεύμα λειτουργίας: 270/315mA
- TX output prf: 0 dBm, -34 dB EVM
- Χαμηλό power off ρεύμα: < 20μA
- Χαμηλή εξωτερική αρίθμηση στοιχείων
- Συσσκευασία 56-lead QFN

Συγκεκριμένα τώρα για το RF receive κομμάτι χρησιμοποιείται ένας διαφορικός ενισχυτής DLNA στην είσοδο, ο οποίος κάνει χρήση ενός διαφορικού διπολικού επιπέδου με γραμμικοποίηση εκπομπής. Η εμπέδηση στην είσοδο του LNA είναι $Z_{in}=100\Omega$. Για τη λειτουργία του ψηφιακού ελέγχου κέρδους ο LNA υποστηρίζει τις τέσσερις περιπτώσεις κέρδους 0, 6, 12 και 18dB. Όσο μειώνεται το κέρδος αυξάνεται η γραμμικότητα. Η V_{dd} για την τροφοδότηση είναι ίση με 3.3 V, τυπική τιμή. Τέλος το Noise Figure του LNA έχει τυπική τιμή 5dBm για single-side band.

Το φίλτρο λήψης διαφορετικών φάσεων είναι σχεδιασμένο ώστε να προσφέρει διαφορετικά εύρη ζώνης σε διαφορετικές κεντρικές συχνότητες. Το εύρος ζώνης του φίλτρου αυτού ρυθμίζεται από ένα ενσωματωμένο αυτοτέστ. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές έχουμε 3dB Filter Bandwidth 3.5, 5, 7, 8.75dB για συχνότητες IF αντίστοιχα 1.875, 2.7, 3.75, 5.0MHz.

Τέλος χρησιμοποιούνται τρεις ψηφιακά ελεγχόμενοι ενισχυτές κέρδους, ώστε να παρέχουν την απαραίτητη ενίσχυση στο λαμβανόμενο σήμα.

2.2 Texas Instruments TRF1216 3.5 GHz Low-Noise Down-Converter

Το TRF1216 είναι τμήμα της σειράς chipsets της Texas Instruments TRF12xx με τα οποία υλοποιείται ένας πομποδέκτης WiMAX. Το συγκεκριμένο είναι το πρώτο από τα δύο ολοκληρωμένα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται στο τμήμα του δέκτη του TI 3.5 GHz radio chipset. Λαμβάνει το σήμα και κάνει μια πρώτη κάτω μετατροπή σε ενδιάμεση συχνότητα από 400 έως 500 MHz. Στη συνέχεια το σήμα κατευθύνεται στο TRF1212 για τη δεύτερη κάτω μετατροπή συχνότητας.

Στην είσοδο του chip υπάρχει ένας ενισχυτής LNA με ρυθμιζόμενη εξασθένηση, ένας μίκτης, ένας ενισχυτής IF μεταβλητού κέρδους και ένας διαφορικός ταλαντωτής. Με στόχο να παρέχει πολύ καλή απόρριψη εικόνας το TRF1216 οδηγεί το σήμα σε ένα φίλτρο που βρίσκεται εκτός του chip, με insertion loss της τάξεως των 2dB.

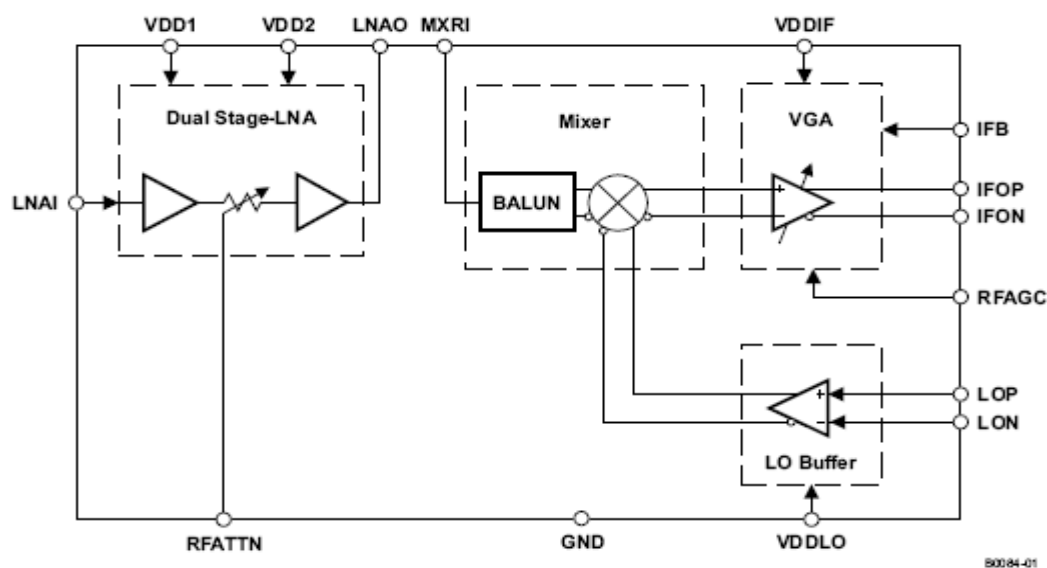
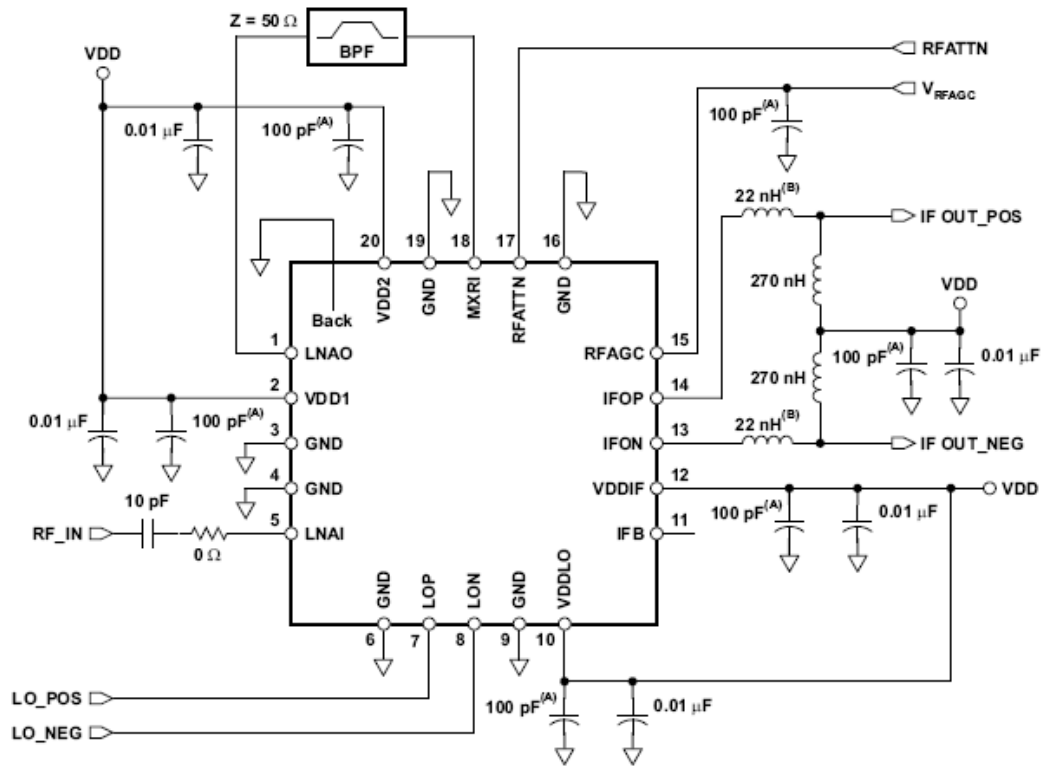


Figure 1. Detailed Block Diagram of TRF1216

Το γενικό σχέδιο του chip φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Μεταξύ των θυρών LNAO και MXRI, δηλαδή στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και στην είσοδο του μίκτη, θα συνδεθεί το εξωτερικό φίλτρο.

Ακόμα καθώς φαίνεται στο σχήμα, χρησιμοποιείται LNA δυο stages για να έχουμε το επιθυμητό κέρδος. Ως DC bias και για τους δύο ενισχυτές εν σειρά έχουμε τα +5Volt. Στη δε θύρα LNAI, στην είσοδο δηλαδή του ενισχυτή απαιτείται να συνδέεται κύκλωμα προσαρμογής για βελτιστοποίηση του Noise Figure.

Η τυπική τιμή του Maximum Gain δίνεται σύμφωνα με τις προδιαγραφές 30dB και με Noise Figure να έχει τιμές 2.5,4.8,3.2,6.8 ανάλογα με την τάση του Gain Control V_{AGC} και με το αν ο RF εξασθενητής RFATTN που έχει το chip για ρυθμιζόμενη εξασθένηση είναι ενεργοποιημένος ή όχι.



- A. Place 100-pF capacitors close to package pins.
- B. Place 22-nH inductors close to package pins.

Figure 9. Recommended Application Schematic

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω τυποποιημένα chipsets και τις προδιαγραφές τους καθορίσαμε τις προδιαγραφές του ενισχυτή LNA και του φίλτρου που αποτελούν το προς σχεδίαση RF τμήμα του δέκτη WiMAX, όπως θα αναλυθεί παρακάτω. Στη συνέχεια γίνεται αναφορά στο θεωρητικό υπόβαθρο που χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη των επιθυμητών components.

Κεφάλαιο 3^ο : Θεωρητικό Υπόβαθρο

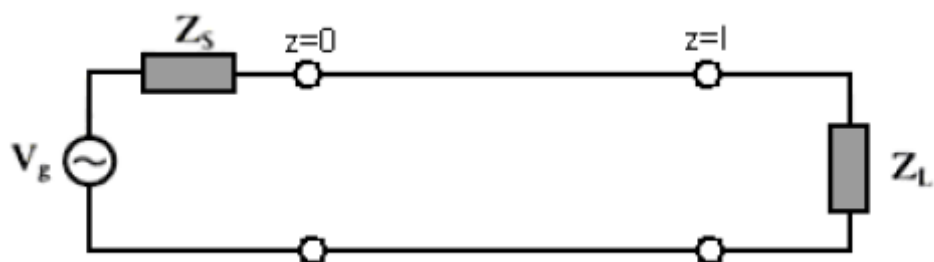
3.1. Μικροκυματική Θεωρία

3.1.1 Γενικά Στοιχεία

Ο όρος μικροκύματα χρησιμοποιείται για να ορίσει ηλεκτρομαγνητικές ταλαντώσεις που έχουν συχνότητα ταλάντωσης από 10⁹ Hz έως 10¹² Hz. Τα αντίστοιχα μήκη κύματος για τις συχνότητες αυτές ανήκουν στην περιοχή 1dm-0,1mm και έτσι δικαιολογείται και η ονομασία των ταλαντώσεων αυτών. Για χαμηλότερες συχνότητες έχουμε ραδιοκύματα ενώ για υψηλότερες την υπέρυθρη ακτινοβολία. Ο διαχωρισμός αυτός δεν είναι αυστηρός, μιας και τα κύματα έχουν ηλεκτρομαγνητικό χαρακτήρα και διέπονται από τους ίδιους νόμους. Στις χαμηλές συχνότητες (ραδιοκύματα), όταν οι διαστάσεις των κυκλωμάτων είναι πολύ μικρές σε σχέση με το μήκος κύματος, η περιγραφή των ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων μπορεί να γίνει με τους νόμους του Kirchhoff που απορρέουν από τη στατική και προσεγγιστικά στατική θεωρία των 46 πεδίων. Όταν όμως η συχνότητα ταλάντωσης των ηλεκτρομαγνητικών σημάτων είναι αρκετά υψηλή, επειδή το μήκος κύματος της ακτινοβολίας γίνεται συγκρίσιμο με τις χαρακτηριστικές διαστάσεις των κυκλωμάτων πρέπει να χρησιμοποιηθούν οι πλήρεις εξισώσεις του πεδίου, δηλαδή η ηλεκτρομαγνητική θεωρία του Maxwell. Συνεπώς, η θεωρία των μικροκυμάτων αποτελεί άμεση εφαρμογή της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας. Σήμερα, η τεχνολογία των μικροκυμάτων βρίσκει ευρεία εφαρμογή σε πολλές τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, στη ναυτιλία, στη μετεωρολογία ή στα ραντάρ.

3.1.2 Γραμμές Μεταφοράς

Στη μικροκυματική ορολογία ο όρος **γραμμή μεταφοράς** αναφέρεται στο υλικό μέσο που χρησιμοποιείται για τη σύνδεση δύο σημείων μεταξύ τους με σκοπό τη μεταφορά μικροκυματικής ισχύος από το μέσο αυτό. Η μεταφορά της μικροκυματικής ισχύος πρέπει να γίνεται με όσον το δυνατόν μικρότερη απόσβεση και παραμόρφωση της κυματομορφής του σήματος που μεταφέρεται. Οι γραμμές μεταφοράς μπορούν να ταξινομηθούν σε κατηγορίες. Υπάρχουν οι γραμμές δύο η περισσότερων απομονωμένων αγωγών. Σε αυτές, η μεταφορά ισχύος γίνεται με κύματα που έχουν τα ηλεκτρικά και τα μαγνητικά τους πεδία κάθετα στην κατεύθυνση διάδοσης. Τα κύματα αυτά ονομάζονται εγκάρσια. Εκτός από τα εγκάρσια κύματα μπορούν να διαδοθούν και άλλοι τύποι κυμάτων στις γραμμές αυτές. Μια άλλη κατηγορία γραμμών μεταφοράς είναι οι κυματοδηγοί, οι οποίοι είναι κενοί κυλινδρικοί σωλήνες που έχουν αγωγή τοιχώματα. Τέλος, υπάρχουν και οι διηλεκτρικές γραμμές που κατασκευάζονται από διηλεκτρικούς κυλίνδρους ή πλάκες. Η ανάλυση που ακολουθεί εστιάζει στις γραμμές μεταφοράς της πρώτης κατηγορίας, στην οποία μπορούν να διαδοθούν κύματα με κάθετο το ηλεκτρικό και το μαγνητικό τους πεδίο (εγκάρσια κύματα, TEM). Η θεωρία αυτή, βέβαια, μπορεί να γενικευτεί και για άλλους τύπους γραμμών μεταφοράς. Παρακάτω θα θεωρήσουμε διάδοση κυμάτων με ημιτονοειδή χρονική εξάρτηση $\cos(\omega t)$ ή $\sin(\omega t)$. Για να γίνει αυτό πρέπει η γραμμή να διεγείρεται από μια πηγή που έχει συχνότητα ταλάντωσης $f = \omega/2\pi$. Θεωρούμε τη γραμμή μεταφοράς του σχήματος παρακάτω. Σε αυτήν έχουμε συνδέσει μια πηγή με συχνότητα όπως αναφέρεται παραπάνω, τάσης V_g και εσωτερικής αντίστασης Z_g και ένα φορτίο Z_L . Θεωρούμε ότι η πηγή σημάτων έχει εφαρμοστεί για πολύ χρόνο και ότι τα μεταβατικά φαινόμενα έχουν εξαφανιστεί.



Τα μιγαδικά μεγέθη της τάσης $V(z)$ και του ρεύματος $I(z)$ (φασιθέτες, phasors), στη θέση z της γραμμής εκφράζονται ως:

$$V(z, t) = \text{Re}(e^{j\omega t} V(z))$$

$$I(z, t) = \text{Re}(e^{j\omega t} I(z))$$

Εφαρμόζοντας τις εξισώσεις Maxwell και με χρήση των οριακών συνθηκών στα όρια της γραμμής ($z=0$ και $z=l$, όπου l το μήκος της γραμμής) η γενική λύση του παραπάνω προβλήματος για τα μεγέθη

$V(z)$ και $I(z)$ είναι:

$$V(z) = A_+ e^{z} + A_- e^{-z}$$

$$I(z) = -\frac{A_+}{Z_o} e^{z} + \frac{A_-}{Z_o} e^{-z}$$

Όπου

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

η κυματική ή χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής και $+A$, $-A$ σταθερές που προσδιορίζονται με χρήση των οριακών συνθηκών :

$$A_+ = \frac{V_g}{Z_g + Z_o} \cdot \frac{\rho_L e^{-2l}}{1 - \rho_g \rho_L e^{-2l}} Z_o$$

$$A_- = \frac{V_g}{Z_g + Z_o} \cdot \frac{1}{1 - \rho_g \rho_L e^{-2l}} Z_o$$

Με

$$\rho_g = \frac{Z_L - Z_o}{Z_g + Z_o} \text{ και } \rho_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Ακόμη $\gamma = ((R + j\omega L) (G + j\omega C))^{1/2} = \alpha + j\beta$ και είναι εν γένει ένας μιγαδικός αριθμός. Στις παραπάνω σχέσεις R , L , G , C είναι τα ανά μονάδα μήκους ηλεκτρικά μεγέθη της γραμμής.. Όπως φαίνεται από τις παραπάνω σχέσεις τόσο η τάση όσο

και το ρεύμα αποτελούνται από ένα προσπίπτων κύμα και ένα ανακλώμενο με σταθερά διάδοσης $\beta = 2\pi/\lambda$ (rad/m) και πλάτος που εξασθενεί εκθετικά με την απόσταση με σταθερά απωλειών α (Nepers/m). Τα δύο κύματα συμβάλλουν, δημιουργώντας πάνω στη γραμμή μεταφοράς το στάσιμο κύμα τάσης και ρεύματος. Ορίζουμε ως συντελεστή ανάκλασης, $\rho(z)$ ή $\Gamma(z)$, σε τυχαία θέση z πάνω στη γραμμή μεταφοράς το λόγο του προσπίπτοντος κύματος προς το ανακλώμενο. Ορίζοντας ως $\rho_L = \rho(L)$ το συντελεστή ανάκλασης στο τέλος της γραμμής (στο φορτίο) τότε ο συντελεστής ανάκλασης σε τυχαίο σημείο της γραμμής δίνεται από τον τύπο:

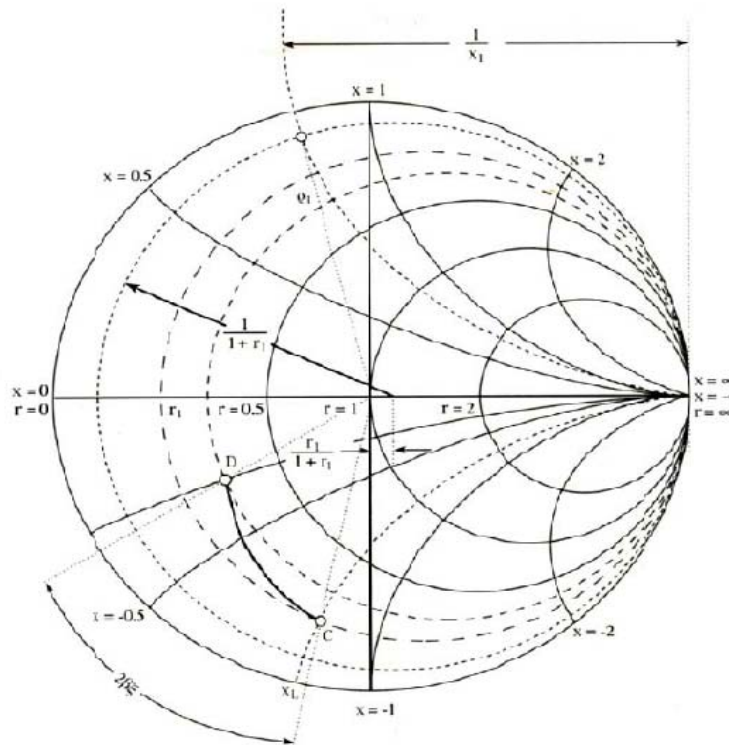
$$\rho(z) = \rho_L e^{2\gamma(z-L)}$$

Ο λόγος $V(z)/I(z)$ ονομάζεται αντίσταση εισόδου $Z(z)$. Αποδεικνύεται εύκολα ότι ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$Z(z) = Z_o \frac{1 + \rho(z)}{1 - \rho(z)} \quad \text{και} \quad \rho(z) = \frac{Z(z) - Z_o}{Z(z) + Z_o}$$

$$\zeta(z) = \frac{1 + \rho(z)}{1 - \rho(z)} \quad \text{και} \quad \rho(z) = \frac{\zeta(z) - 1}{\zeta(z) + 1}$$

όπου το μέγεθος $\zeta(z) = Z(z)/Z_o$ ονομάζεται ανηγμένη αντίσταση εισόδου της γραμμής. Όπως προκύπτει από τις παραπάνω σχέσεις ανοιχτοκύκλωμα (άπειρη αντίσταση εισόδου) έχουμε όταν $\rho(z) = 1$ και βραχυκύκλωμα (μηδενική αντίσταση εισόδου) όταν $\rho(z) = -1$. Η συνήθης μέθοδος μετασχηματισμού μεταξύ ρ και ζ είναι γραφική και γίνεται με τη βοήθεια του χάρτη Smith.



Ο **χάρτης Smith** είναι μια απεικόνιση του μιγαδικού επιπέδου του συντελεστή ανάκλασης που μας επιτρέπει να δούμε τι αλλαγές θα επιφέρει η αλλαγή της γραμμής μεταφοράς. Πάνω στο χάρτη έχουν χαραχθεί κύκλοι σταθερού πραγματικού και φανταστικού μέρους της ανηγμένης αντίστασης, Κάθε σημείο της γραμμής μεταφοράς μπορεί, λοιπόν, να προσδιοριστεί είτε από το συντελεστή ανάκλασης είτε από ένα σημείο πάνω στο χάρτη Smith του οποίου το πραγματικό και το φανταστικό μέρος αντιστοιχούν στην ανηγμένη αντίσταση. Χαρακτηριστικές κυκλωματικές διατάξεις, όπως το ανοιχτοκύκλωμα είναι το δεξιότερο σημείο του χάρτη ενώ το βραχυκύκλωμα στο αριστερότερο. Σε περίπτωση που η αντίσταση εισόδου έχει την ίδια τιμή με τη χαρακτηριστική αντίσταση τότε η ανηγμένη αντίσταση είναι το κέντρο του χάρτη. Συχνά, μας ενδιαφέρει η ανηγμένη σύνθετη αγωγιμότητα, $\psi(\xi) = 1/\zeta(\xi)$ η οποία επίσης μπορεί να προσδιοριστεί από το χάρτη Smith βρίσκοντας την ανηγμένη σύνθετη αντίσταση $\zeta(\xi)$ και παίρνοντας ακολούθως το συμμετρικό σημείο πάνω στο χάρτη ως προς το κέντρο του.

Στις μικροκυματικές συχνότητες βασική απαίτηση από τις γραμμές μεταφοράς είναι να έχουν μικρή εξασθένιση, δηλαδή $\alpha = 0$. Για να ισχύει η συνθήκη αυτή πρέπει η γραμμή να έχει $R = G = 0$, οπότε η χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 έχει πραγματική τιμή. Η σταθερά διάδοσης είναι τότε

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Ο φασιθέτης της τάσης γίνεται στην περίπτωση αυτή:

$$V(z) = V_0 (e^{-j\beta z} + \rho_L e^{j\beta(z-2l)})$$

όπου έχουμε το προσπίπτων κύμα και το ανακλώμενο. Η υπέρθεση των δύο αυτών κυμάτων δημιουργεί στάσιμα κύματα στη γραμμή. Εισάγοντας τον ορισμό

$$\rho_L = |\rho_L| e^{j\phi_L}$$

το μέτρο της τάσης $V(z)$ είναι:

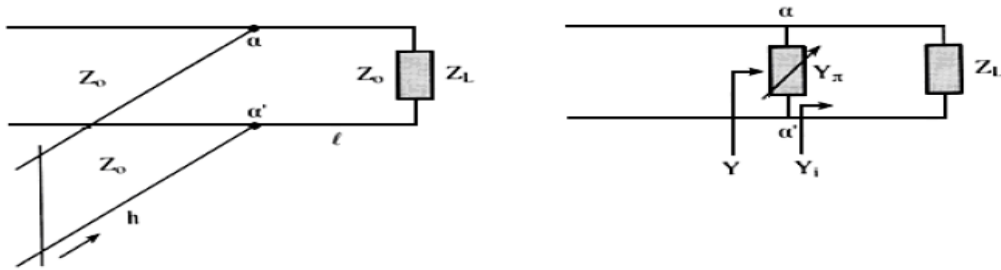
$$|V(z)| = V_0 \sqrt{1 + |\rho_L|^2 + 2|\rho_L| \cos(2\beta(z-l) + \phi_L)}$$

Όπως προκύπτει από τις παραπάνω σχέσεις τα $\rho(z)$ και $V(z)$ είναι περιοδικά με περίοδο $\lambda/2$. Η τάση $V(z)$ μεταβάλλεται από την τιμή $-V(z)$ έως την τιμή $+V(z)$. Ο λόγος της μέγιστης τιμής της τάσης προς την ελάχιστη ονομάζεται Λόγος Στάσιμου Κύματος (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) και είναι:

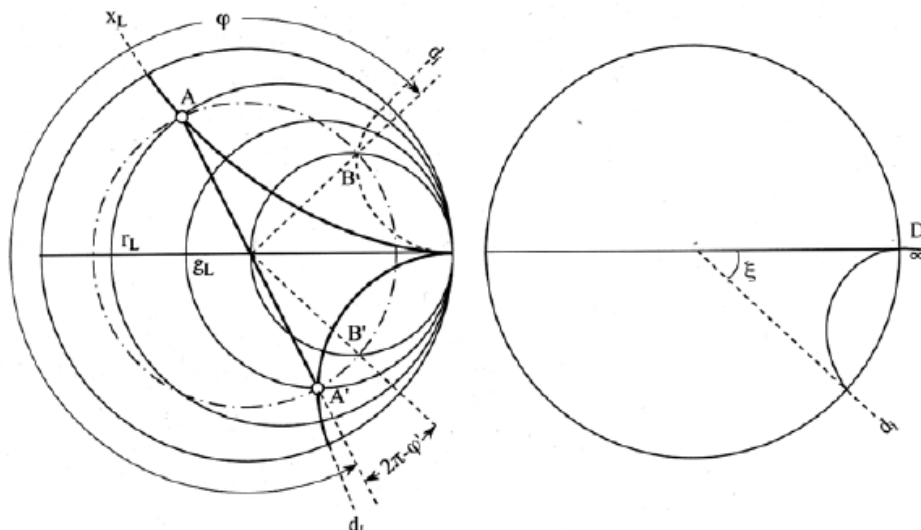
$$VSWR = \frac{1 + |\rho_L|}{1 - |\rho_L|}$$

Επειδή $|\rho_L| \leq 1$ προκύπτει ότι $VSWR \in [1, +\infty)$. Εν γένει είναι $Z_L \neq Z_0$. Αυτός είναι ο λόγος που προκύπτουν ανακλώμενα κύματα στη γραμμή μεταφοράς. Η ιδανική συνθήκη $Z_L = Z_0$ ισχύει σπάνια και συνήθως σε μια συχνότητα για δεδομένο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Στην πράξη χρειάζεται πάντα να χρησιμοποιείται κάποια **προσαρμοστική διάταξη** που να βελτιώνει τη συμπεριφορά του συστήματος. Το πόσο καλή είναι η προσαρμογή χαρακτηρίζεται από το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης ρ_L ή το λόγο στάσιμων κυμάτων VSWR. Όσο ο VSWR πλησιάζει τη

μονάδα έχουμε καλύτερη προσαρμογή. Μια συνηθισμένη προσαρμοστική διάταξη δίνεται στο ακόλουθο σχήμα



Όπως φαίνεται, χρησιμοποιούμε ένα βοηθητικό στέλεχος (stub). Η παραπάνω διάταξη ονομάζεται μετασχηματιστής ενός παράλληλα βραχυκυκλωμένου στελέχους. Η λειτουργία της μπορεί να εξηγηθεί εύκολα με χρήση του χάρτη Smith.



Κύριο μέλημα είναι ο προσδιορισμός των h και l του παραπάνω σχήματος. Για να έχουμε προσαρμογή στο επίπεδο $\alpha\alpha'$ πρέπει η μεταφερόμενη σύνθετη αγωγιμότητα του φορτίου στο σημείο αυτό να είναι $Y_i = Y_o + jB$ όπου Y_o είναι η χαρακτηριστική αγωγιμότητα $Y_o = 1/Z_o$ και B ένας πραγματικός αριθμός. Εκλέγοντας τη σύνθετη αγωγιμότητα εισόδου της βοηθητικής γραμμής $Y_{\pi} = -jB$ και επειδή στο επίπεδο $\alpha\alpha'$ η συνολική αγωγιμότητα θα είναι $Y = Y_i + Y_{\pi} = Y_o$ πράγματι επιτυγχάνουμε προσαρμογή. Γνωρίζοντας τη σύνθετη αντίσταση τερματισμού βρίσκουμε την ανηγμένη αντίσταση

$$\zeta_L = \frac{Z_L}{Z_o} = r_L + jx_L$$

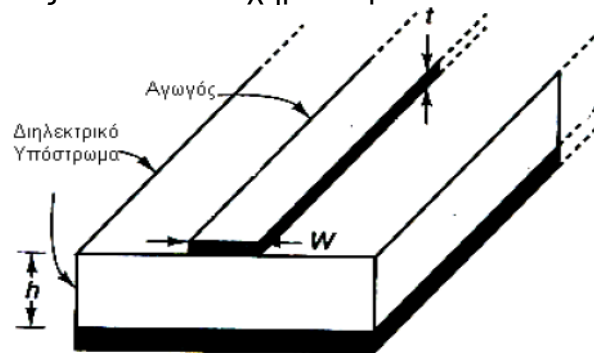
και τοποθετούμε στο χάρτη Smith το αντίστοιχο σημείο (σημείο A στο σχήμα) Ακολουθώντας βρίσκουμε την ανηγμένη αγωγιμότητα $\psi_L = g_L + jb_L$

(σημείο A', συμμετρικό του A). Διαγράφοντας τον κύκλο $(0, OA)$ βρίσκουμε τα σημεία τομής του με τον κύκλο $r=1$ του χάρτη (σημεία B και B'). Από τις γωνίες φ και φ' , όπως αυτές φαίνονται στο σχήμα, προκύπτουν οι αποστάσεις από το φορτίο στις οποίες πρέπει να τοποθετηθεί το βοηθητικό στέλεχος, μέσω της σχέσης $l = \varphi/2\beta$ και $l' = \varphi'/2\beta$. Το μήκος της βοηθητικής γραμμής h υπολογίζεται με τη βοήθεια του χάρτη Smith μετρώντας τη γωνία που πρέπει να στραφεί η ακτίνα που ενώνει το σημείο 0 και το A (ακτίνα OA) ώστε να συμπίπτει με την ακτίνα OD, όπως φαίνεται στο σχήμα. Το μήκος της βοηθητικής γραμμής δίνεται από τη σχέση $h = \xi/2\beta$. Εκτός από την παραπάνω υπάρχουν και άλλες προσαρμοστικές διατάξεις που λειτουργούν με αντίστοιχο τρόπο όπως η χρήση εν σειρά μιας βοηθητικής γραμμής, η χρήση ενός

παράλληλα ανοιχτοκυκλωμένου στελέχους ή η χρήση δύο βραχυκυκλωμένων στελεχών. Εναλλακτικά, σε χαμηλές συχνότητες, η προσαρμογή επιτυγχάνεται με χρήση συγκεντρωμένων στοιχείων, όπως πηνία και πυκνωτές.

3.1.3 Μικροταινίες

Για την κατασκευή μικροκυματικών ενισχυτών με τρανζίστορ χρησιμοποιούνται κυρίως οι μικροταινίες, που αποτελούν μια ειδική μορφή γραμμής μεταφοράς. Οι μικροταινίες κατασκευάζονται εύκολα με χρήση τεχνικών τυπωμένου κυκλώματος. Η μορφή μιας μικροταινίας δίνεται στο σχήμα παρακάτω.



Η μικροταινία αποτελείται από έναν αγωγό πλάτους W και πάχους t . Ο αγωγός βρίσκεται τοποθετημένος πάνω σε διηλεκτρικό υπόστρωμα, το οποίο είναι μια διηλεκτρική πλάκα πάχους h . Η άλλη πλευρά είναι καλυμμένη με αγωγό και λειτουργεί ως γείωση. Το υπόστρωμα είναι συνήθως μαγνητικά αδρανές ($\mu = \mu_0$) και εμφανίζει σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα ϵ_r . Στις μικροταινίες, σε αντίθεση με τις υπόλοιπες γραμμές μεταφοράς δεν διαδίδεται ο καθαρός ρυθμός TEM, αλλά κύματα που μπορούν να προσεγγιστούν από κύματα TEM (quasi-TEM). Η ταχύτητα φάσης και το μήκος κύματος είναι:

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \text{ και } \lambda_g = \frac{V_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

όπου ϵ_{eff} είναι η ενεργός σχετική διηλεκτρική σταθερά. Το μέγεθος αυτό συνδέεται με τη σχετική διηλεκτρική σταθερά του υποστρώματος και λαμβάνει υπόψη φαινόμενα εξωτερικών ηλεκτρομαγνητικών πεδίων. Θεωρώντας αμελητέο πάχος του αγωγού, δηλαδή $t/h < 0.005$, η χαρακτηριστική αντίσταση και η ενεργός διηλεκτρική σταθερά δίνονται από τους τύπους:

$$Z_o = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right), & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right)}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

Και

$$\varepsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

Για σχεδιαστικούς λόγους είναι επιθυμητό να υπάρχουν κάποιες σχέσεις που συνδέουν το λόγο W/h με τη χαρακτηριστική αντίσταση και τη διηλεκτρική σταθερά. Θεωρώντας και πάλι αμελητέο πάχος του αγωγού η σχέση αυτή είναι:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, & \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases}$$

Όπου

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_o \sqrt{\varepsilon_r}}$$

Σε περίπτωση που το πάχος του αγωγού δεν είναι αμελητέο θα πρέπει να ληφθεί υπόψη και να ενσωματωθεί στις παραπάνω σχέσεις. Μια πρώτη διόρθωση είναι η αντικατάσταση του πάχους W με ενεργό πάχος W_{eff} . Η σχέση μεταξύ W_{eff} και W είναι:

$$\frac{W_{eff}}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right), & \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right), & \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

Όλα τα παραπάνω ισχύουν για τις συχνότητες στην οποίες μπορεί να θεωρηθεί ότι οδηγείται ο ρυθμός quasi-TEM. Σε περίπτωση που η υπόθεση αυτή δεν είναι έγκυρη, η χαρακτηριστική αντίσταση και η ενεργός διηλεκτρική σταθερά εξαρτώνται από τη συχνότητα και η μικροταινία εμφανίζει διασπορά. Η ταχύτητα φάσης, επομένως και η ε_{eff} , αυξάνουν με τη συχνότητα. Το ίδιο ισχύει και για τη χαρακτηριστική αντίσταση και, επομένως, το ενεργό μήκος W_{eff} μειώνεται. Η συχνότητα μέχρι την οποία η διασπορά μπορεί να αγνοηθεί είναι:

$$f_o (GHz) = 0.3 \sqrt{\frac{Z_o}{h\sqrt{\epsilon_r} - 1}}$$

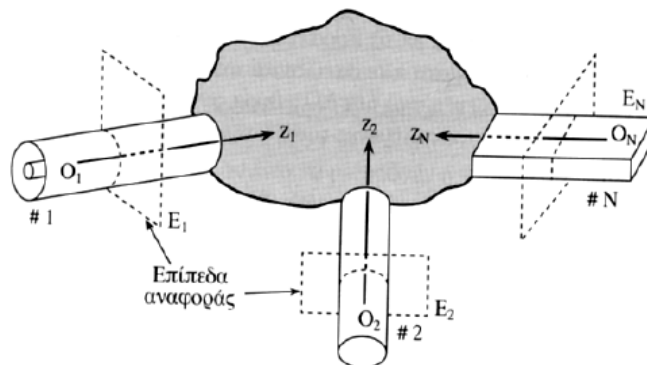
Ένα άλλο χαρακτηριστικό της μικροταινίας είναι η εξασθένιση που εμφανίζει. Εξαρτάται από τη γεωμετρία της, τις ηλεκτρικές ιδιότητες του υποστρώματος και του αγωγού και τη συχνότητα. Στις μικροταινίες εμφανίζονται δύο ειδών εξασθενίσεις. οι απώλειες του διηλεκτρικού υποστρώματος και η ωμικές απώλειες του αγωγού. Ειδικά για την εκτίμηση των απωλειών του διηλεκτρικού χρησιμοποιείται η παρακάτω σχέση:

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

όπου η εφαπτομένη των απωλειών δίνεται από τη σχέση $\tan \delta = \sigma / \omega \epsilon$.

3.1.4 Παράμετροι Σκέδασης

Για την υλοποίηση μικροκυματικών συστημάτων χρησιμοποιούνται μικροκυματικά στοιχεία που έχουν τη μορφή πολύθυρων και κατασκευάζονται από αγωγούς, διηλεκτρικά και φερριτικά υλικά. Οι είσοδοι και οι έξοδοι στα πολύθυρα γίνονται με γραμμές μεταφοράς που μεταδίδουν τα μικροκυματικά σήματα με έναν συγκεκριμένο ρυθμό. Η γεωμετρία ενός πολύθυρου δίνεται στο σχήμα



Στο παραπάνω σχήμα έχουμε εκλέξει σε κάθε γραμμή μεταφοράς τους άξονες z_1, z_2, \dots, z_N έτσι ώστε να δείχνουν την κατεύθυνση διάδοσης των κυμάτων. Τα σημεία τομής των αξόνων z_1, z_2, \dots, z_N με τα επίπεδα E_1, E_2, \dots, E_N ορίζουν τα σημεία αρχής O_1, O_2, \dots, O_N που χρησιμοποιούνται για την περιγραφή των εγκάρσιων συνιστωσών του ηλεκτρομαγνητικού κύματος πάνω σε μια γραμμή μεταφοράς.

Η ανάλυση που ακολουθεί χρησιμοποιεί τις κανονικοποιημένες τάσεις εισόδου και εξόδου οι οποίες ορίζονται ακολούθως. Σε δεδομένη συχνότητα ω , θεωρώντας κατά τα γνωστά χρονική εξάρτηση $e^{j\omega t}$, η προσπίπτουσα κυματική τάση είναι:

$$a(z,t) = \text{Re}\{a(z)e^{j\omega t}\} \text{ με } a(z,t) = \sqrt{P_-} e^{j\beta z}$$

Η αντίστοιχη σχέση για την ανακλώμενη κυματική τάση $b(z,t)$ είναι:

$$b(z,t) = \text{Re}\{b(z)e^{j\omega t}\} \text{ με } b(z,t) = \sqrt{P_+} e^{j\beta z} e^{j\phi}$$

Στις παραπάνω σχέσεις $+P$ είναι η ανακλώμενη ισχύς, $-P$ η προσπίπτουσα ισχύς, β η σταθερά διάδοσης, z η απόσταση πάνω στη γραμμή μεταφοράς και ϕ η διαφορά φάσης μεταξύ προσπίπτοντος και ανακλώμενου κύματος.

Το προσπίπτον κύμα $a_i(0)$ στην είσοδο της i -οστής θύρας και το ανακλώμενο $b_i(0)$ στην ίδια θύρα, εφόσον το πολύθυρο είναι κατασκευασμένο από γραμμικά

στοιχεία (που κατά κανόνα ισχύει), επειδή οι εξισώσεις Maxwell είναι γραμμικές, συνδέονται μέσω της σχέσης:

$$\begin{bmatrix} b_1(0) \\ b_2(0) \\ \dots \\ b_N(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{N1} & s_{N2} & \dots & s_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1(0) \\ a_2(0) \\ \dots \\ a_N(0) \end{bmatrix} \Rightarrow [b] = \bar{S} \cdot [a]$$

όπου οι μιγαδικοί αριθμοί S_{ij} ($i = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, N$) ονομάζονται **παράμετροι σκέδασης** (scattering parameters) του μικροκυματικού πολυθύρου. Ο πίνακας S ονομάζεται **μήτρα σκέδασης** (scattering matrix). Οι παράμετροι S_{ij} είναι αδιάστατα μεγέθη και, εξ ορισμού είναι:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i(0)}{a_j(0)} \right|_{a_k(0)=0 \quad (K=1, 2, \dots, j-1, j+1, \dots, N)}$$

Για να έχουμε $a_K(0) = 0$ πρέπει στην υπ' αριθμόν K θύρα να μην προσπίπτει κύμα. Για να γίνει αυτό πρέπει η θύρα να τερματιστεί με τη σωστή χαρακτηριστική αντίσταση. Άρα είναι δυνατό να μετρηθούν ή να υπολογιστούν οι παράμετροι S_{ij} τερματίζοντας όλες τις γραμμές μεταφοράς και εισάγοντας σήμα μόνο σε μια γραμμή. Μετρώντας τα ανακλώμενα-σκεδαζόμενα κύματα σε όλες τις γραμμές μεταφοράς μπορούμε να καθορίσουμε τις παραμέτρους S_{ij} . Τα διαγώνια στοιχεία S_{ii} της μήτρας σκέδασης, με βάση τον παραπάνω ορισμό, για $i = j$ είναι:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i(0)}{a_i(0)} \right|_{a_k(0)=0 \quad (K=1, 2, \dots, i-1, i+1, \dots, N)}$$

συμπίπτουν, δηλαδή, με το συντελεστή ανάκλασης στην i -οστή θύρα. Ανάλογα με τις ιδιότητες του πολυθύρου η μήτρα σκέδασης μπορεί να απλοποιηθεί. Στα αμφίδρομα πολύθυρα, στα πολύθυρα δηλαδή στα οποία ισχύει το θεώρημα της αμοιβαιότητας, οι συντελεστές σκέδασης ικανοποιούν τη σχέση:

$$S_{ji} = S_{ij} \text{ για κάθε } i, j$$

Τα πολύθυρα τα οποία δεν περιέχουν ημιαγωγικά υλικά δεν καταναλώνουν μικροκυματική ενέργεια. Τέτοια πολύθυρα ονομάζονται πολύθυρα χωρίς απώλειες. Στην περίπτωση αυτή η ισχύς που συνολικά εισέρχεται ισούται με την ισχύ που συνολικά εξέρχεται, δηλαδή:

$$\sum_{i=1}^N |a_i|^2 = \sum_{i=1}^N |b_i|^2$$

Η παραπάνω σχέση δείχνει ότι μεταξύ των συντελεστών της μήτρας σκέδασης για ένα πολύθυρο χωρίς απώλειες ισχύουν οι συνθήκες ορθογωνιότητας

$$\bar{S} \cdot \bar{S}^{T*} = \bar{I}$$

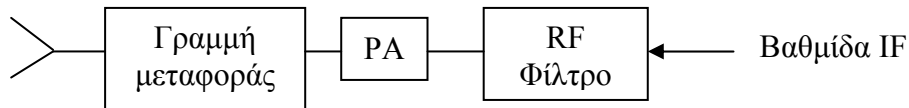
Τέλος, ένα πολύθυρο λέγεται προσαρμοσμένο στη θύρα K όταν οι υπόλοιπες θύρες είναι τερματισμένες στις χαρακτηριστικές τους αντιστάσεις και ενώ εισέρχεται ισχύς στη θύρα K , δεν εξέρχεται τίποτα από αυτήν, δηλαδή $S_{ii} = 0$. Επομένως, σε ένα προσαρμοσμένο πολύθυρο η κύρια διαγώνιος είναι μηδενική.

Με τη βοήθεια της μικροκυματικής θεωρίας και της θεωρίας των δίθυρων και της μήτρας σκέδασης προχωράμε στη μελέτη της βαθμίδας εισόδου του δέκτη WiMAX.

Κεφάλαιο 4^ο : Μελέτη και Σχεδίαση RF Τμήματος Πομπού

4.1 RF Τμήμα Πομπού

Η βαθμίδα εισόδου του πομπού περιγράφεται γενικά από το λειτουργικό διάγραμμα του παρακάτω σχήματος. Οι βαθμίδες φίλτρου ραδιοσυχνοτήτων τροφοδοτούν τον ενισχυτή ισχύος και οι γραμμές μεταφοράς με τη σειρά τους την κεραία με το σήμα. Η βαθμίδα εισόδου καθορίζει κατά κύριο λόγο τη στάθμη του σηματοθορυβικού λόγου που χαρακτηρίζει τη συνολική λειτουργία ενός δέκτη.



Η μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος στην είσοδο κάποιας βαθμίδας της αλυσίδας προκύπτει από τη σχέση :

$$n_0 = k (T_b + T_{eq})$$

όπου T_b η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας λήψης και T_{eq} η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου της αλυσίδας μέχρι την είσοδο της υπόψη βαθμίδας. Η τιμή της παραμέτρου αυτής προκύπτει από τη σχέση:

$$T_{eq} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{eN}}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Όπου T_{ei} , G_i , $i=1,2,\dots,N$ η θερμοκρασία θορύβου και το κέρδος ισχύος των επιμέρους δικτύων που σε διαδοχή απαρτίζουν την αλυσίδα επεξεργασίας. Όπως είναι φανερό από τη σχέση αυτή, η βαθμίδα εισόδου και κατά κύριο λόγο οι πρώτες βαθμίδες αυτής καθορίζουν τη συμμετοχή του εσωτερικού θορύβου ενός δέκτη στη διαμόρφωση της συνολικής στάθμης ισχύος θορύβου. Επομένως βασική απαίτηση για τη σχεδίαση δεκτών υψηλής αξιοπιστίας αποτελεί η χρήση ενισχυτών χαμηλού θορύβου με υψηλό κέρδος και φίλτρων με στενό εύρος ζώνης θορύβου.

Με βάση λοιπόν τα παραπάνω ξεκινάμε τη μελέτη του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και του φίλτρου για το τμήμα εισόδου ενός δέκτη WiMAX που λειτουργεί σε συχνότητα 3.5GHz.

4.2 Ενισχυτής ισχύος

Όπως έχει ήδη αναφερθεί ο Ενισχυτής Ισχύος (Power Amplifier, PA) αποτελεί την τελευταία βαθμίδα ενίσχυσης στην πλευρά του πομπού. Το μεγαλύτερο πρόβλημα που πρέπει να αντιμετωπιστεί σε ένα ασύρματο δίκτυο είναι το πολύ εξασθενημένο σήμα που λαμβάνει ο δέκτης. Το σήμα αυτό πρέπει να ενισχυθεί αρκετά ώστε να είναι δυνατή η περαιτέρω επεξεργασία του από τις υπόλοιπες βαθμίδες του δέκτη, χωρίς όμως να εισάγεται θόρυβος στο σύστημα, στο βαθμό που αυτό είναι δυνατό.

Χαρακτηριστικά μεγέθη του PA είναι η **εικόνα θορύβου**, Nf , ή συντελεστής θορύβου F και το κέρδος του. Η εικόνα θορύβου αποτελεί το μέτρο του πόσο θορυβώδες είναι το δίκτυο. Παριστάνει ακόμα τη χειρότερη περίπτωση του σηματοθορυβικού λόγου από την είσοδο προς την έξοδο. Θεωρώντας μια αλυσίδα m δικτύων, όπως

αυτή του δέκτη, ο συνολικός συντελεστής θορύβου από την είσοδο ως την έξοδο δίνεται από τη σχέση

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \dots G_{m-1}}$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται ότι, για να είναι ένας πομπός όσο λιγότερο θορυβώδης είναι εφικτό πρέπει η πρώτη βαθμίδα του να χαρακτηρίζεται από χαμηλό συντελεστή θορύβου και μεγάλο κέρδος. Στην περίπτωση αυτή, ο κύριος όρος του παραπάνω αθροίσματος είναι ο συντελεστής θορύβου της πρώτης βαθμίδας, του PA δηλαδή, και οι υπόλοιποι όροι αμελητέοι. Ο συνολικός συντελεστής, δηλαδή, καθορίζεται από την πρώτη βαθμίδα. Ο συντελεστής θορύβου, όπως αναφέρθηκε, μπορεί να οριστεί και από τη σχέση:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \Big|_{T=290K}$$

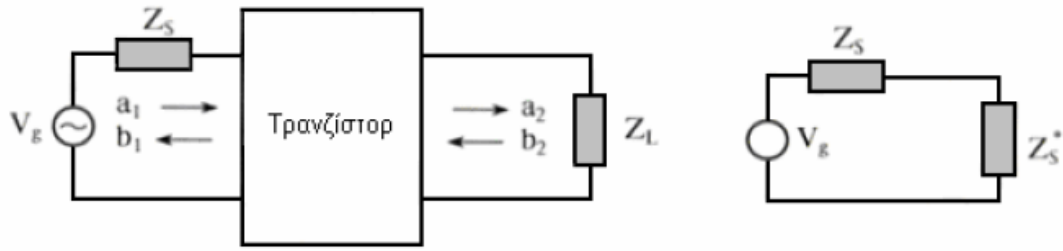
Ο χαμηλός συντελεστής θορύβου του PA, λοιπόν, οδηγεί σε μικρή διαφορά μεταξύ του σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του αποδιαμορφωτή σε σχέση με την είσοδο του δέκτη. Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό μιας και ο σηματοθορυβικός αυτός λόγος επηρεάζει άμεσα την πιθανότητα σφάλματος στις ψηφιακές επικοινωνίες.

Η λειτουργία του ενισχυτή, Power Amplifier στην πλευρά του πομπού, στη μη γραμμική περιοχή οδηγεί στην εμφάνιση παρεμβολών, προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης εντός της ζώνης διέλευσης του φίλτρου, γεγονός που δυσκολεύει τη διαδικασία ανάκτησης του σήματος και μειώνει την αξιοπιστία του δέκτη. Για την αποφυγή των παραπάνω φαινομένων ο LNA πρέπει να λειτουργεί στη **γραμμική περιοχή**, σε απόσταση ασφαλείας από το σημείο συμπίεσής του.

Στην παρούσα εργασία σχεδιάστηκε ένας ενισχυτής ισχύος προς χρήση στην είσοδο ενός δέκτη WIMAX με συχνότητα λειτουργίας τα 3.5 GHz που λειτουργεί στη γραμμική περιοχή. Για τη σχεδίαση χρησιμοποιήσαμε ως βάση το κομμάτι της μικροκυματικής θεωρίας που έχει να κάνει με τους μικροκυματικούς ενισχυτές και αναλύεται συνοπτικά παρακάτω.

4.2.1 Μικροκυματικοί Ενισχυτές

Στις μικροκυματικές συχνότητες είναι απαραίτητο τα σήματα να ενισχύονται από ειδικές διατάξεις, τους μικροκυματικούς ενισχυτές. Οι ενισχυτές αυτοί αποτελούνται από μία ή περισσότερες βαθμίδες, κάθε μία από τις οποίες αποτελείται από ένα τρανζίστορ και το κύκλωμα πόλωσης του. Οι παράμετροι που λαμβάνονται υπόψη κατά τη σχεδίαση είναι το κέρδος ισχύος, η ευστάθεια, ο συντελεστής θορύβου, το εύρος ζώνης και οι απαιτήσεις dc πόλωσης. Το ακόλουθο σχήμα δίνει το λειτουργικό διάγραμμα ενός μικροκυματικού ενισχυτή, που οδηγείται από μια πηγή τάσης με εσωτερική αντίσταση $s Z$. Το φορτίο του ενισχυτή είναι Z_L . Στο ίδιο σχήμα φαίνονται και οι κανονικοποιημένες κυματικές τάσεις στην είσοδο και στην έξοδο του δίθυρου. Το τρανζίστορ του ενισχυτή παριστάνεται σαν δίθυρο.



Αφού το τρανζίστορ προσομοιώνεται με ένα μικροκυματικό δίθυρο, μπορεί να οριστεί για αυτό η μήτρα σκέδασης

$$\vec{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Οι συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου θα δίνονται τότε από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\Gamma_{\text{εισόδου}} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_{\text{εισοδου}} - Z_o}{Z_{\text{εισοδου}} + Z_o} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{\text{εξόδου}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{V_g=0, Z_L=\infty} = \frac{Z_{\text{εξοδου}} - Z_o}{Z_{\text{εξοδου}} + Z_o} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

Όπου,

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

$$\Gamma_S = \frac{a_1}{b_1} \Big|_{V_g=0, Z_L=\infty} = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o}$$

Οι $Z_{\text{εισόδου}}$, $Z_{\text{εξόδου}}$, Z_o , η αντίσταση εισόδου, η αντίσταση εξόδου και η χαρακτηριστική αντίσταση αντίστοιχα. Ως κέρδος μετατροπής G_T , ορίζεται ο λόγος της ισχύος που καταναλώνεται σε ένα φορτίο για το οποίο ισχύουν οι παραπάνω σχέσεις, προς τη μέγιστη ισχύ που μπορεί να αποδώσει η πηγή. Το κέρδος αυτό, όπως αποδεικνύεται με μαθηματική ανάλυση του παραπάνω κυκλώματος είναι ίσο με

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2}$$

Συνήθως, οι σύνθετες αντιστάσεις Z_S , Z_L δεν έχουν τυχαίες τιμές, αλλά είναι προσαρμοσμένες ώστε ο ενισχυτής να οδηγείται από πηγή με εσωτερική αντίσταση

Z_0 , όπως επίσης να «βλέπει» στην έξοδο του φορτίο με αντίσταση ίση με τη χαρακτηριστική.

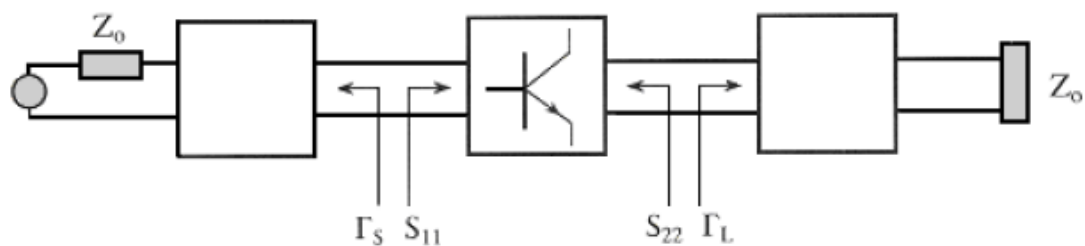
Για να επιτευχθεί μέγιστη μεταφορά ισχύος στην είσοδο και στην έξοδο του ενισχυτή οι συντελεστές ανάκλασης που φαίνονται από το τρανζίστορ πρέπει να είναι S_{11}^* και S_{22}^* αντίστοιχα. Μεταξύ πηγής και δίθυρου πρέπει, λοιπόν, να παρεμβάλλεται ένα δίθυρο που να μετασχηματίζει την αντίσταση Z_0 σε

$$Z_0 \frac{1 + S_{11}^*}{1 - S_{11}^*}$$

Κατ' αναλογία, στην έξοδο, το φορτίο πρέπει να μετασχηματίζεται σε

$$Z_0 \frac{1 + S_{22}^*}{1 - S_{22}^*}$$

Ένα τέτοιο κύκλωμα δίνεται στο σχήμα παρακάτω:



Για να έχουμε μέγιστο κέρδος πρέπει να ισχύουν $\Gamma_s = S_{11}^*$ και $\Gamma_L = S_{22}^*$. Η παραπάνω σχέση ισχύει μόνο για μονοδρομικούς ενισχυτές, για ενισχυτές, δηλαδή, στους οποίους ισχύει $S_{12} \approx 0$. Η παραδοχή αυτή, γενικά, ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα και μπορεί να γίνει δεκτή για την εξέταση του κέρδους μετατροπής. Στην περίπτωση αυτή το κέρδος μετατροπής γράφεται στη μορφή:

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{22}\Gamma_L)|^2} = G_s |S_{21}|^2 G_L$$

Το κέρδος μετατροπής αποτελείται από τρεις όρους. Ο πρώτος και ο τρίτος σχετίζονται με την προσαρμογή στην είσοδο και στην έξοδο του ενισχυτή αντίστοιχα. Θεωρώντας δεδομένες τις παραμέτρους σκέδασης, ο μόνος τρόπος να μεταβάλλουμε το κέρδος μετατροπής είναι να μεταβάλλουμε τους συντελεστές ανάκλασης. Με χρήση κατάλληλων μεθόδων και προσαρμοστικών κυκλωμάτων, είτε με συγκεντρωμένα στοιχεία είτε με γραμμές μεταφοράς, είναι δυνατόν να ικανοποιηθούν οι συνθήκες $\Gamma_s = S_{11}^*$ και $\Gamma_L = S_{22}^*$ και έτσι το μέγιστο κέρδος γίνεται

$$G_T = G_{s,\max} |S_{21}|^2 G_{L,\max} = \frac{1}{|1 - |S_{11}|^2|} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - |S_{22}|^2|}$$

Οι μικροκυματικοί ενισχυτές σχεδόν πάντα κατασκευάζονται με μικροταινιακές διατάξεις. Για την πόλωση των τρανζίστορ είναι απαραίτητη η αποσύζευξη των πηγών σταθερού ρεύματος από τα μικροκυματικά σήματα. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται πηνία και πυκνωτές σε διαστάσεις φίλτρων.

Παράλληλα με τη μεγιστοποίηση του κέρδους, μια άλλη ιδιαίτερα σημαντική παράμετρος που εξετάζεται είναι η συμπεριφορά του παρουσία θορύβου. Ειδικά στην περίπτωση προενισχυτών στους δέκτες, η μεγιστοποίηση του κέρδους έχει δευτερεύουσα σημασία ενώ η μείωση του προστιθέμενου θορύβου από τον ίδιο τον ενισχυτή αποκτά ιδιαίτερη σημασία. Ο παράγοντας που χαρακτηρίζει την αύξηση του θορύβου ονομάζεται εικόνα θορύβου N_f . Με μαθηματικό τρόπο, η εξίσωση που περιγράφει την εικόνα θορύβου, εκφρασμένη σε μονάδες dB είναι

$$N_f(dB) = \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{είσοδου}} - \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{έξοδου}}$$

Η εικόνα θορύβου έχει πάντοτε θετικές τιμές και η παρεμβολή του ενισχυτή, από πλευράς σηματοθορυβικού λόγου, προκαλεί κάποια μείωση του λόγου S/N στην έξοδο του ενισχυτή. Η μείωση αυτή είναι αναπόφευκτο κόστος από το κέρδος που έχουμε από την ενίσχυση. Η εικόνα του θορύβου δεν είναι, όμως, συνάρτηση μόνο της εσωτερικής δομής του αλλά σημαντικό ρόλο παίζει και η εσωτερική αντίσταση της πηγής που οδηγεί τον ενισχυτή. Με θεωρητικές και πειραματικές μεθόδους αποδεικνύεται ότι σε κάθε ενισχυτή αντιστοιχεί μια βέλτιστη τιμή εσωτερικής αντίστασης πηγής θορύβου $Z_s = Z_B = G_B + jB_B$ για την οποία παρουσιάζεται ελάχιστη τιμή της εικόνας θορύβου $N_f = N_{f\mu}$. Σε περίπτωση που η τιμή της εσωτερικής αντίστασης δεν είναι η βέλτιστη η εικόνα θορύβου προσεγγίζεται από τη σχέση

$$N_f = N_{f\mu} + \frac{R_N}{G_S} \left[(G_S - G_B)^2 + (B_S - B_B)^2 \right]$$

όπου $Z_s = G_s + jB_s$ η τιμή της μη βέλτιστης εσωτερικής αντίστασης.

Γενικά η τιμή της βέλτιστης αντίστασης για την ελαχιστοποίηση της εικόνας θορύβου δεν ταυτίζεται με την τιμή $Z_s = Z_{\text{είσοδου}}$, που μεγιστοποιεί το κέρδος μετατροπής. Επομένως, γενικά, δεν μπορούμε να ικανοποιήσουμε τους δύο αυτούς στόχους ταυτόχρονα.

Στην παραπάνω ανάλυση το τρανζίστορ του ενισχυτή θεωρήθηκε μονοδρομικό στοιχείο ($S_{12} = 0$), δηλαδή η ανάδραση από την έξοδο στην είσοδο του τρανζίστορ είναι αμελητέα. Μη έχοντας ανάδραση ο ενισχυτής είναι πάντοτε ευσταθής (unconditionally stable, ευσταθής άνευ όρων). Ο συντελεστής αυτός όμως, ειδικά στις υψηλές συχνότητες του φάσματος λειτουργίας δεν είναι πάντοτε μηδέν. Στις περιπτώσεις αυτές εμφανίζεται ένας επιπλέον περιορισμός στη λειτουργία του ενισχυτή. Ο ενισχυτής πρέπει να είναι ευσταθής για να αποφεύγονται ταλαντώσεις. Ταλάντωση εμφανίζεται όταν, στην είσοδο ή στην έξοδο του, εμφανιστεί αρνητική αντίσταση. Η μαθηματική συνθήκη για την εμφάνιση ταλάντωσης είναι $| \Gamma_{\text{είσοδου}} | > 1$ και $| \Gamma_{\text{έξοδου}} | > 1$, αντίστοιχα. Από τα παραπάνω καθίσταται σαφές ότι η ευστάθεια ή όχι του ενισχυτή εξαρτάται τόσο από τις παραμέτρους σκέδασης όσο και από τους συντελεστές ανάκλασης Γ_L και Γ_S .

Υπάρχουν δύο τύποι ευστάθειας:

- **Ευστάθεια με όρους:** Ισχύει όταν οι συντελεστές ανάκλασης $\Gamma_{\text{είσοδου}}$ και $\Gamma_{\text{έξοδου}}$ έχουν μέτρο μικρότερο από τη μονάδα για ορισμένες τιμές των συντελεστών ανάκλασης Γ_L και Γ_S και για μια ορισμένη συχνότητα λειτουργίας.

- **Ευστάθεια άνευ όρων:** Ισχύει όταν οι συντελεστές ανάκλασης $\Gamma_{\text{είσοδου}}$ και $\Gamma_{\text{έξοδου}}$ έχουν μέτρο μικρότερο από τη μονάδα για όλες τις πιθανές τιμές των συντελεστών ανάκλασης Γ_L και Γ_S σε μια ορισμένη συχνότητα λειτουργίας.

Οι παραπάνω συνθήκες ισχύουν μόνο σε μια συγκεκριμένη συχνότητα. Τα κριτήρια ευστάθειας, λοιπόν, πρέπει να εφαρμόζονται για αρκετές συχνότητες για να εξασφαλιστεί ευστάθεια ευρείας ζώνης. Είναι ακόμη ιδιαίτερα σημαντικό οι συντελεστές ανάκλασης που προκύπτουν από τη σχεδίαση του ενισχυτή να μην πλησιάζουν την περιοχή αστάθειας. Η αιτία για αυτό είναι ότι τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ μπορεί να μεταβληθούν από την αλλαγή της θερμοκρασίας ή τη γήρανση τους. Έτσι, ακόμα και σε περιπτώσεις αντικατάστασης του τρανζίστορ αποφεύγονται οι ταλαντώσεις, οι οποίες μπορούν να αποβούν καταστροφικές για τον ενισχυτή.

Το τελευταίο θέμα που απασχολεί κατά τη σχεδίαση του μικροκυματικού ενισχυτή είναι η επιλογή του **dc κυκλώματος πόλωσης**. Η επιλογή αυτή καθορίζει το σωστό σημείο ηρεμίας που δεν θα αλλάζει με τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ και της θερμοκρασίας και φροντίζει για την αποσύζευξη των πηγών τροφοδοσίας από τα μικροκυματικά σήματα.

Το σημείο πόλωσης καθορίζεται από τις αντιστάσεις R_d και τις τάσεις τροφοδοσίας και πρέπει να βρίσκεται στην περιοχή πόλωσης του τρανζίστορ. Οι πυκνωτές χρησιμοποιούνται για να αποκόψουν τα υψίσυχνα σήματα που επηρεάζουν δυσμενώς τη λειτουργία του ενισχυτή. Τα πηνία, τέλος, δρουν σαν ανοιχτοκυκλώματα για το ac σήμα, αποτρέποντας τη διαρροή του προς τη γη, και ως βραχυκυκλώματα για τα dc σήματα.

Συχνά, για την επίτευξη του επιθυμητού κέρδους είναι απαραίτητη η σύζευξη περισσοτέρων από μιας βαθμίδων. Στην περίπτωση αυτή η αντίσταση εξόδου της κάθε βαθμίδας είναι, ταυτόχρονα, και η αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Τα προσαρμοστικά κυκλώματα, λοιπόν, εισόδου και εξόδου για κάθε βαθμίδα πρέπει να τροποποιηθούν κατάλληλα ώστε να επιτυγχάνουν το μετασχηματισμό της αντίστασης εξόδου της (n-1)-οστής βαθμίδας σε αντίσταση εισόδου της n-οστής βαθμίδας.

4.2.2 Σχεδίαση του ενισχυτή

Με βάση τα παραπάνω και κάνοντας χρήση του προγράμματος Advanced Design System (ADS) σχεδιάσαμε και προσομοιώσαμε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου με κεντρική συχνότητα 3.5GHz, εύρος ζώνης 200MHz, Noise Figure μικρότερο του 1.2dB, Gain άνω των 30dB, πόλωση των τρανζίστορ στα 12Volt, και VSWR<1.

Χρησιμοποιήθηκαν τα transistor MGF2407A και MGF2445A της Mitsubishi Electric Corporation με typical Gain 7 dB στα 14.5 GHz και 5.5 dB στα 12 GHz αντίστοιχα. Για κέρδος μεγαλύτερο από 30dB που χρειαζόμαστε σε αυτήν την εφαρμογή, θα σχεδιαστεί ένας 3-stage PA με δύο transistor MGF2407A και ένα MGF2445A σε σειρά. Στην αρχή χρησιμοποιούνται τα chips μεγαλύτερου κέρδους και χαμηλότερης ισχύος εξόδου (αλλά και χαμηλότερης κατανάλωσης ισχύος) ενώ στο τελευταίο στάδιο χρησιμοποιείται το chip χαμηλότερου κέρδους αλλά μεγαλύτερης ισχύος εξόδου- τουλάχιστον 30dBm (όπως και μεγαλύτερης κατανάλωσης ισχύος).

Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος για την κατασκευή των μικροταινιών που χρησιμοποιούνται στον ενισχυτή είναι το R04350 με χαρακτηριστικά:

H= 0.762 mm,

$\epsilon_r= 3.55,$

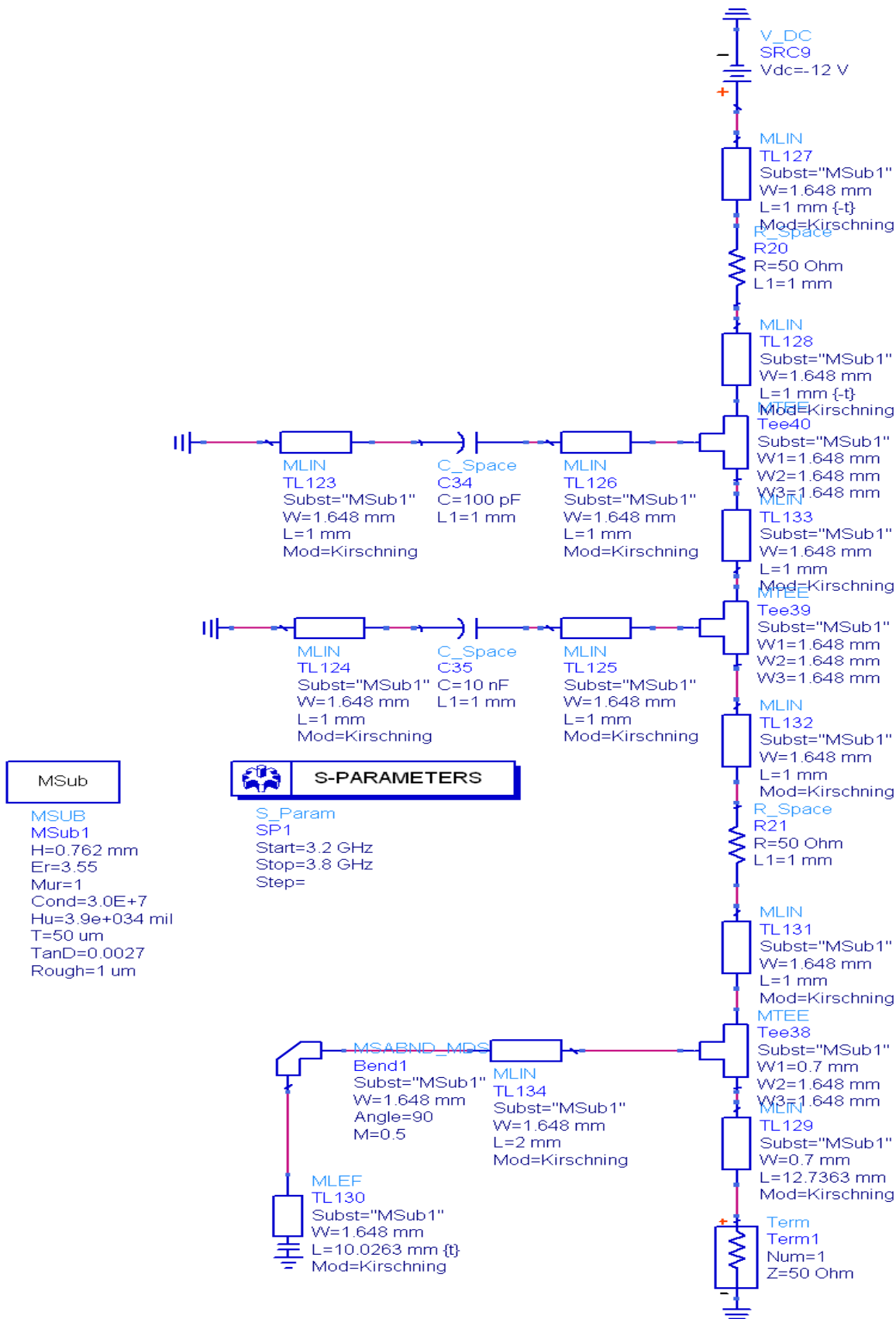
cond = 3×10^7 ,
T= 50 μm ,
tand= 0.0027
και roughness 1 μm .

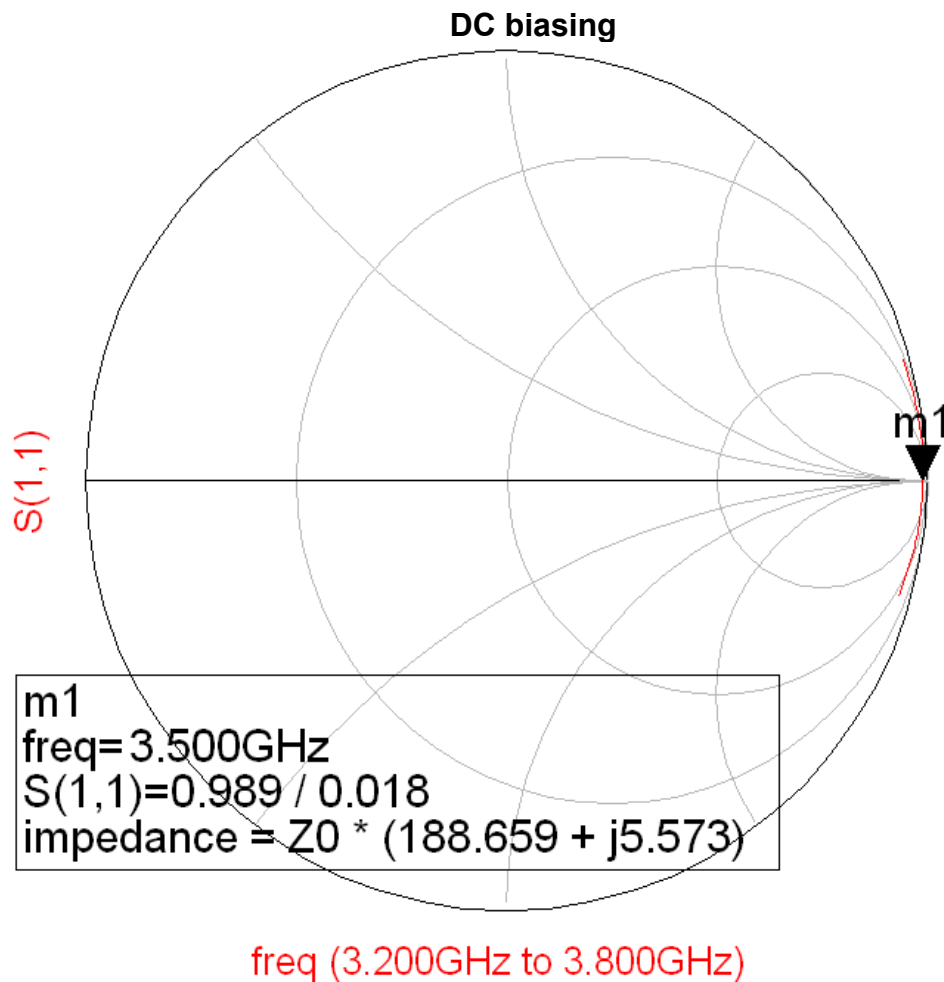
Το πάχος μιας γραμμής μεταφοράς για το ανάλογο υπόστρωμα, ώστε να έχει αντίσταση 50 Ω , είναι 1.648 mm.

4.2.2.1 Κύκλωμα dc πόλωσης ενισχυτή

Η σχεδίαση του κυκλώματος έγινε για τάση 12Volt με βάση το σωστό σημείο ηρεμίας που δεν θα αλλάζει με τις μεταβολές της θερμοκρασίας και που επιτυγχάνει την αποσύζευξη των πηγών τροφοδοσίας από τα μικροκυματικά σήματα.

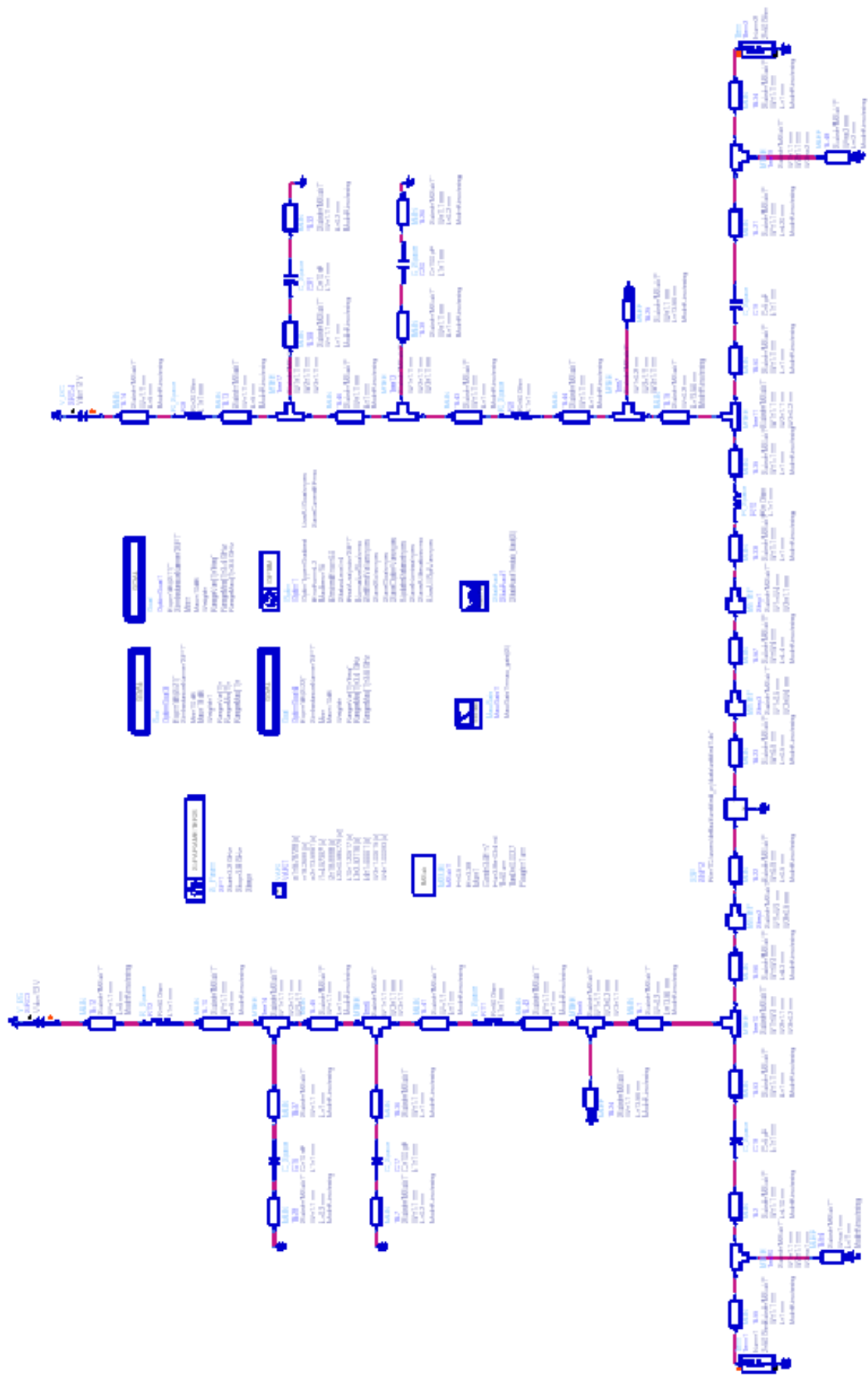
Οι πυκνωτές των 100pF και 10nF χρησιμοποιούνται για να αποκόψουν τα υψίσυχνα σήματα που επηρεάζουν δυσμενώς τη λειτουργία του ενισχυτή και να προστατέψουν την πόλωση από τα σήματα αυτά. Κύριος στόχος της σχεδίασης αποτελεί η επίτευξη μηδενικών ανακλάσεων του σήματος. Αυτό επιτεύχθηκε με κατάλληλη επιλογή του μήκους των μικροταινιών. Στο χάρτη Smith που προκύπτει από το simulation του κυκλώματος βλέπουμε πως η παραπάνω απαίτηση ικανοποιείται σε μεγάλο βαθμό.

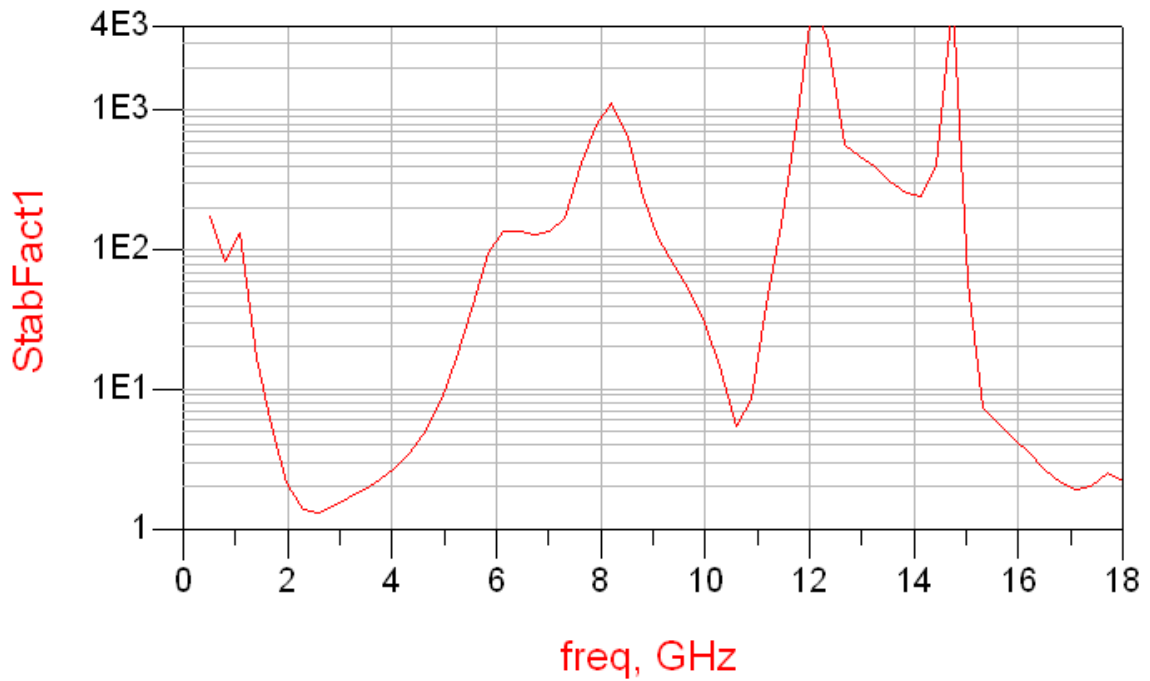




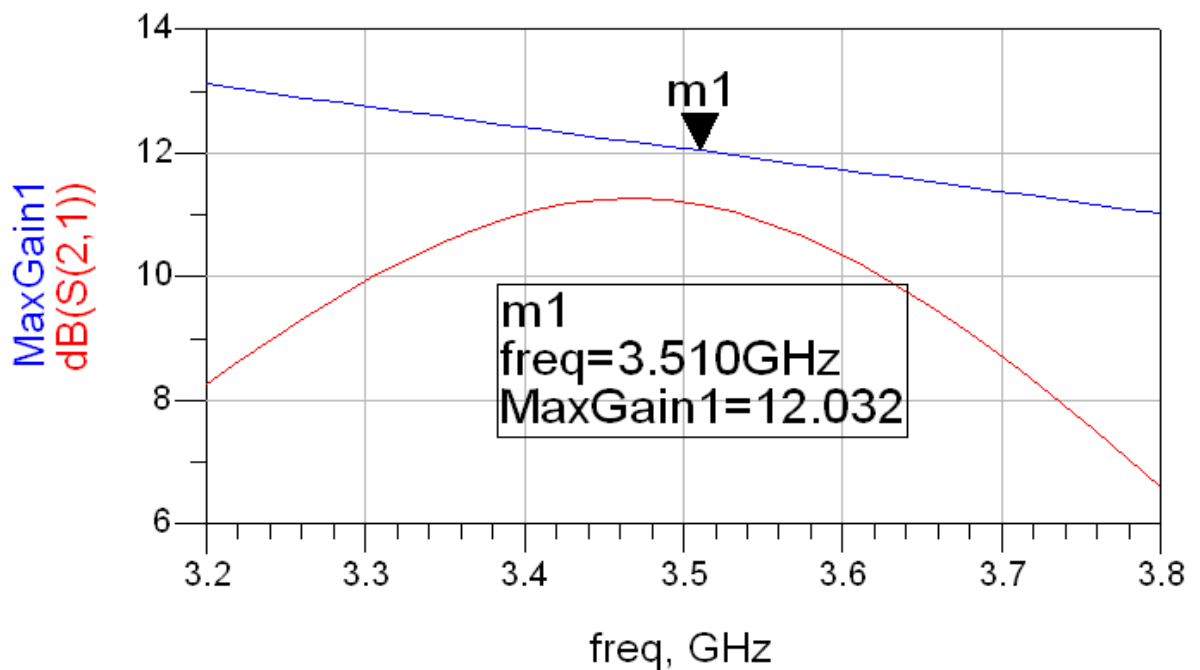
4.2.2.2 Έλεγχος stability του ενισχυτή

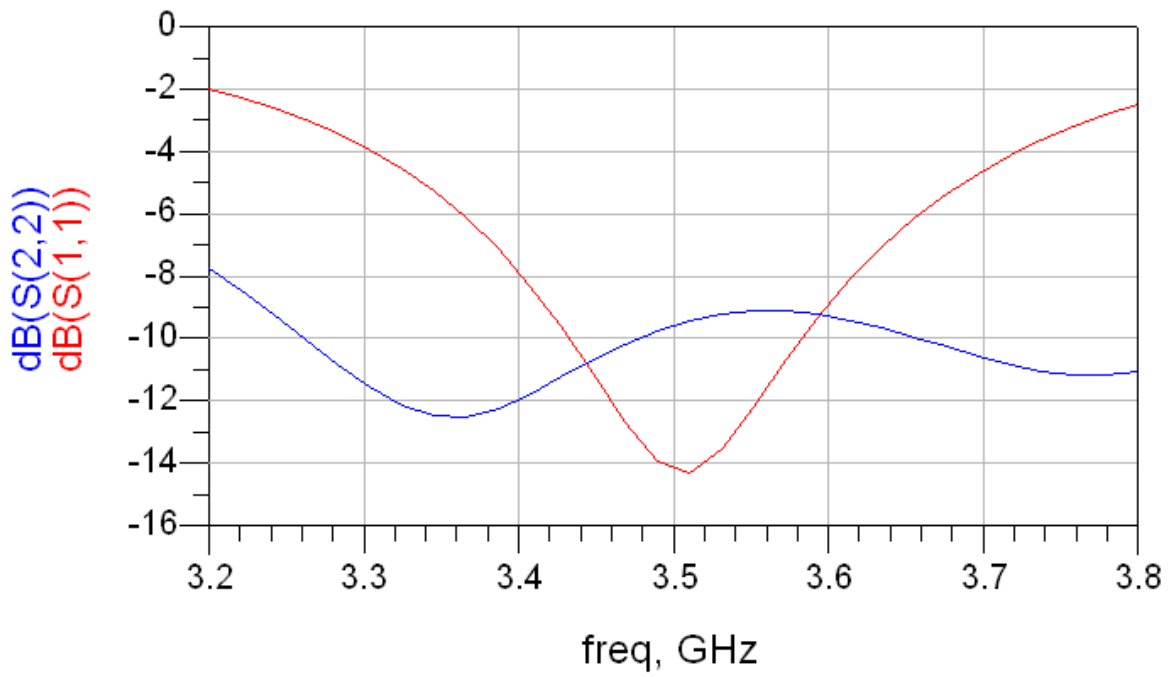
Στη συνέχεια πολώσαμε ένα τρανζίστορ MGF2407A κι ένα MGF2445A με το παραπάνω κύκλωμα πόλωσης και ελέγξαμε ώστε να είναι αυτό ευσταθές για όλο το εύρος 0.5-18GHz λειτουργίας του τρανζίστορ. Για την παρατήρηση της ευστάθειας τρέξαμε την προσομοίωση για S-parameters από 0.5-18 GHz και ζητήθηκε παρακολούθηση του Stability Factor στο φάσμα αυτό. Η απαίτηση για ευστάθεια είναι $StabFact > 1$ παντού κάτι που όπως μπορούμε να δούμε στα διαγράμματα που ακολουθούν ισχύει.



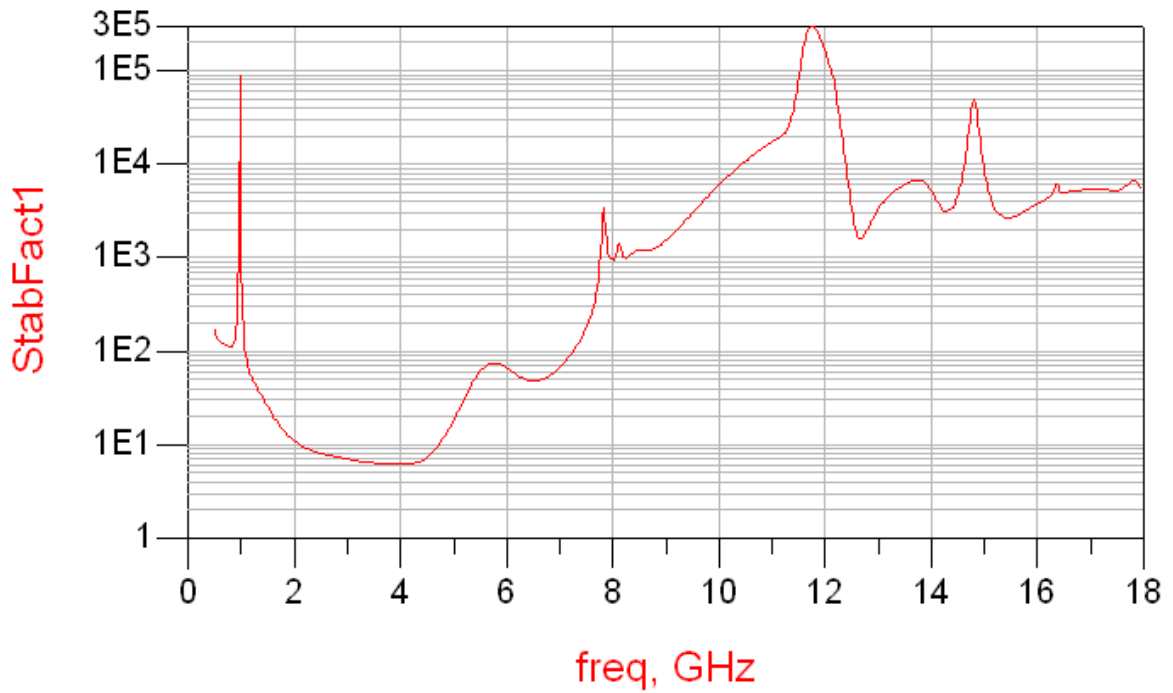


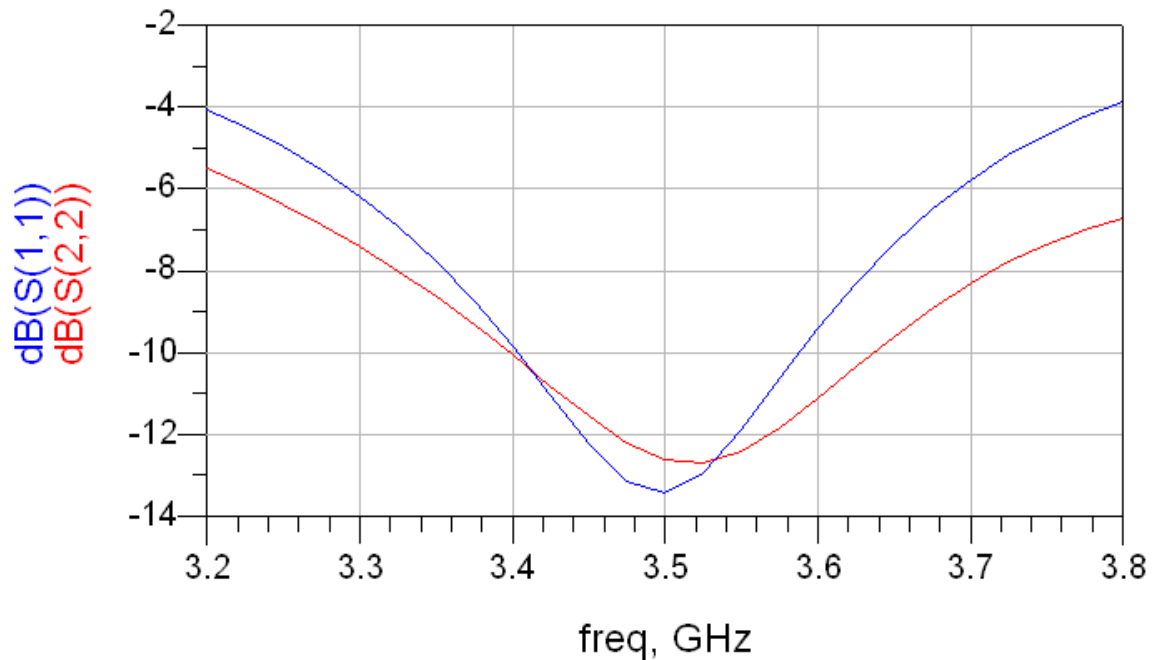
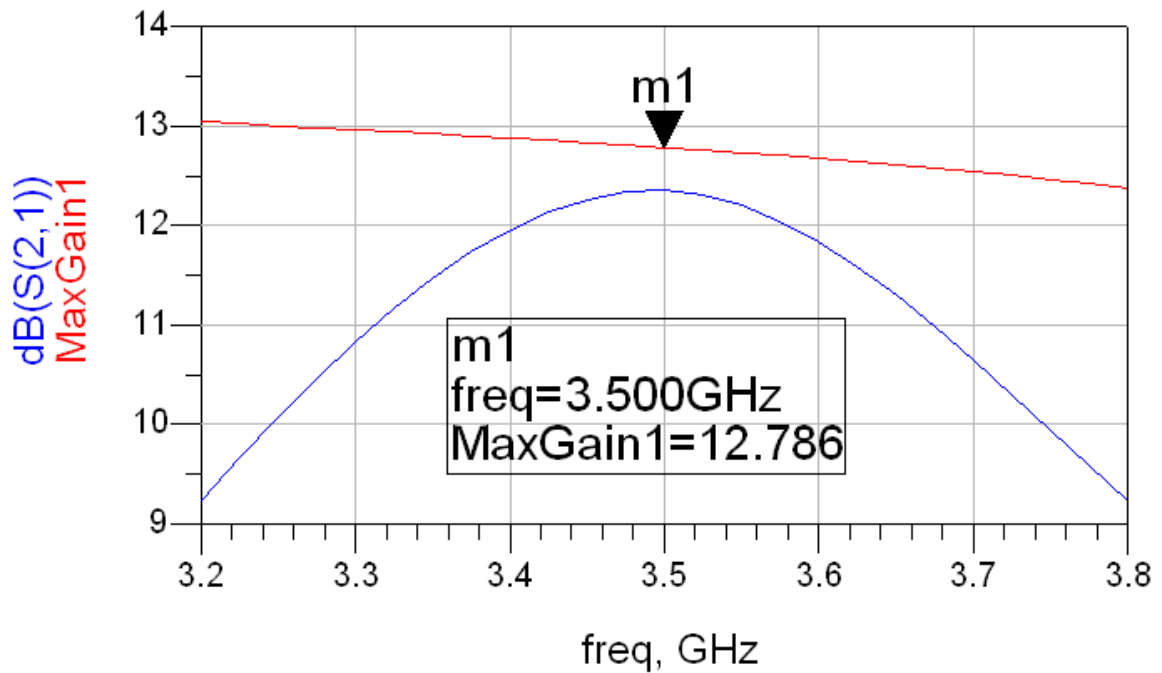
Επιπλέον, για προσομοίωση γύρω από την κεντρική μας συχνότητα, και αφού προσαρμόσαμε το κύκλωμα ώστε $S(1,1), S(2,2) < -10\text{dB}$, όπως φαίνεται παρακάτω, ελέγξαμε το max κέρδος που μπορεί να αποδώσει ο ενισχυτής ενός σταδίου και είδαμε πως αυτό είναι ίσο με 12.032 dB.





Αντίστοιχο είναι το κύκλωμα για το δεύτερο chip που χρησιμοποιείται, το MGF2445A (με κάποιες αλλαγές φυσικά, σε κάποια μήκη γραμμών μεταφοράς). Τα αντίστοιχα διαγράμματα ευσταθείας και κέρδους είναι τα ακόλουθα.

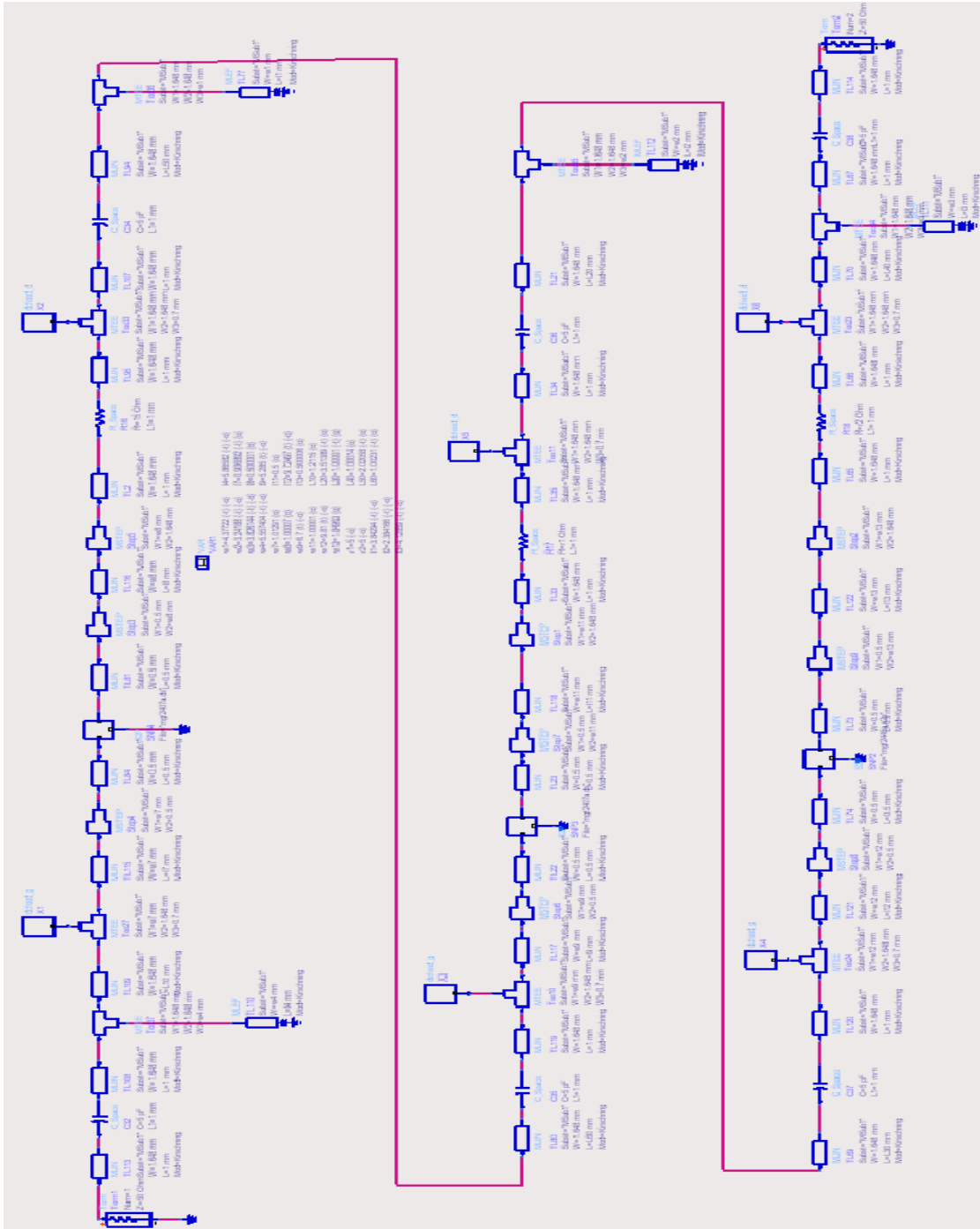




Γύρω από την κεντρική μας συχνότητα, και αφού προσαρμόσαμε το κύκλωμα ώστε $S(1,1), S(2,2) < -10\text{dB}$, όπως φαίνεται παρακάτω, ελέγξαμε το max κέρδος που μπορεί να αποδώσει ο ενισχυτής ενός σταδίου και είδαμε πως αυτό είναι ίσο με 12.786 dB. Από αυτήν την παρατήρηση καταλήξαμε πως θα χρειαστεί να σχεδιάσουμε έναν 3-stage ενισχυτή για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις μας σε κέρδος, χρησιμοποιώντας μάλιστα 2 chips MGF2407A και 1 MGF2445A. Τα chips MGF2407A χρησιμοποιούνται επειδή έχουν μικρή κατανάλωση ισχύος αλλά η ισχύς εξόδου τους δε μπορεί να ξεπεράσει τα 24.5dBm. Επειδή στο τελευταίο στάδιο ενίσχυσης χρειαζόμαστε έναν ενισχυτή ο οποίος να μπορεί να δώσει ισχύ εξόδου 30dBm το chip MGF2445A ικανοποιεί αυτή την συνθήκη.

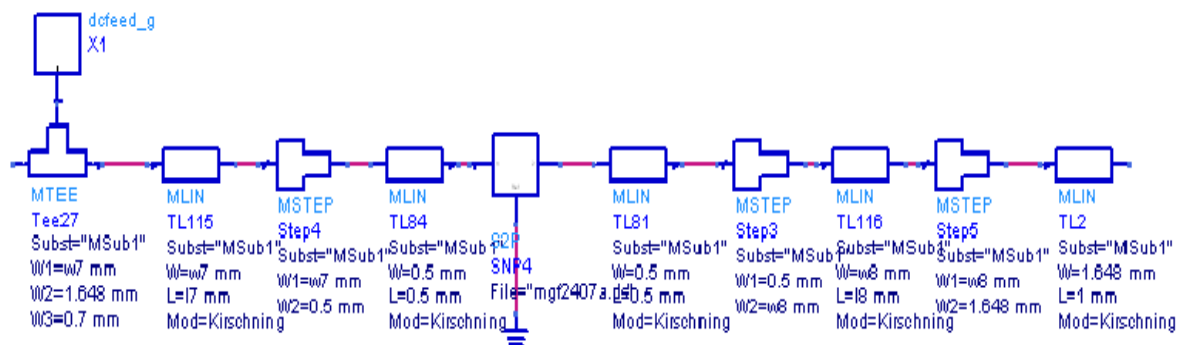
4.2.2.3 Τελικός ενισχυτής 3-stage

Παρακάτω παρατίθεται το τελικό σχέδιο του ενισχυτή όπως σχεδιάστηκε στο ADS και στη συνέχεια ακολουθούν τα διαγράμματα που προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος.

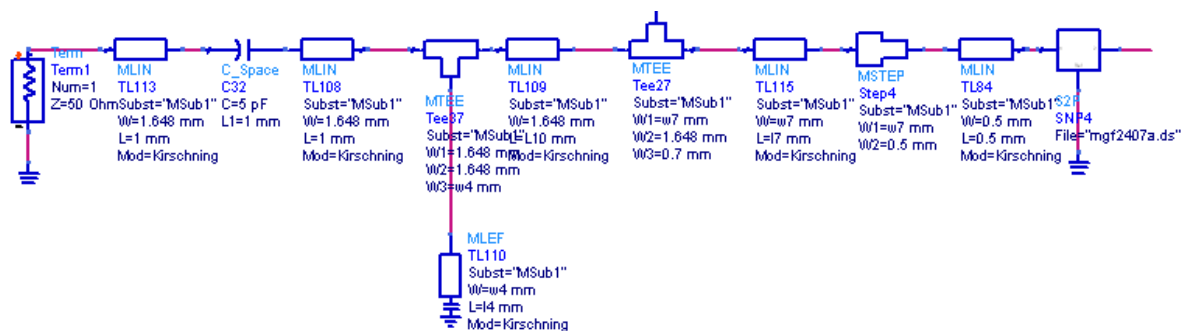


Ως παθητικά στοιχεία όπου χρειάστηκαν στο κύκλωμα χρησιμοποιήθηκαν τα components του ADS C_space και R_space με L=1mm. Στις εισόδους των τρανζίστορ λάβαμε υπόψη τα μήκη των υποδοχών με γραμμές μεταφοράς μήκους 0.5mm, όπως δείχνουμε παρακάτω. Η περεταίρω σύνδεση με το κύκλωμα πόλωσης γίνεται με το κατάλληλο MTEE component και με το προσαρμοστικό κύκλωμα με

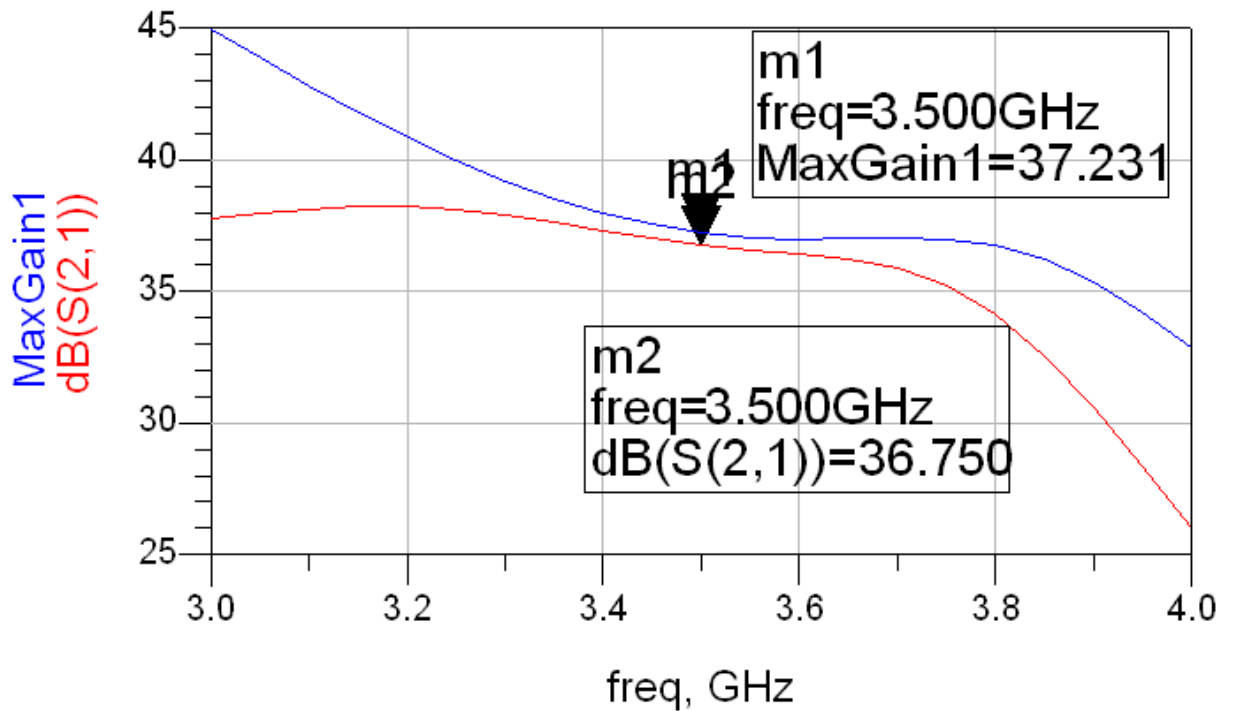
κατάλληλο MSTEP όπως επίσης φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί, ώστε να έχουμε ταύτιση στα πλάτη των γραμμών μεταφοράς και επομένως ελάχιστες απώλειες. Επίσης, αμέσως μετά τις γραμμές μεταφοράς μικρού μήκους (0.5mm), τοποθετούμε γραμμές μεταφοράς πάχους 1-15 mm και μήκους 0.5-7 mm προκειμένου να επιτύχουμε τις επιθυμητές συνθήκες ευκολότερα.



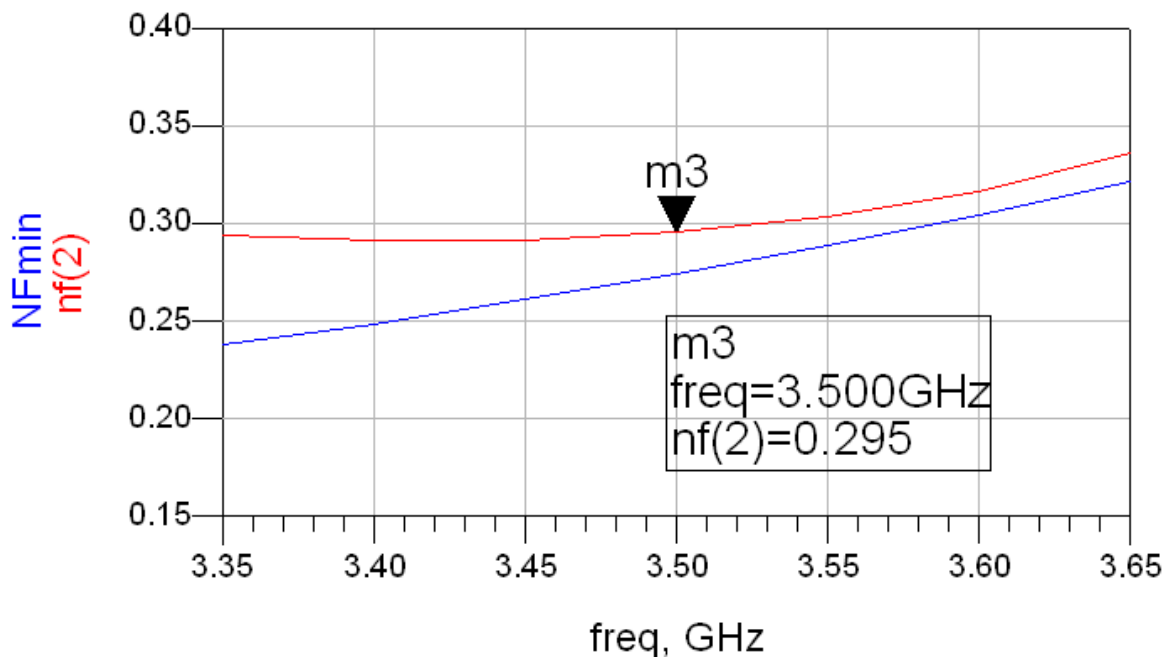
Το προσαρμοστικό κύκλωμα εισόδου του πρώτου τρανζίστορ δείχνεται παρακάτω. Για την προσαρμογή χρησιμοποιήθηκε το component MLEF που στην ουσία είναι μια ανοιχτοκυκλωμένη γραμμή μεταφοράς με κατάλληλο μήκος. Ο πυκνωτής των 5pF αποκόπτει την dc συνιστώσα ώστε να μη επηρεάζεται η πόλωση. Αντίστοιχα προσαρμοστικά κυκλώματα χρησιμοποιήθηκαν μεταξύ των δυο τρανζίστορ και στην έξοδο του δεύτερου τρανζίστορ, ώστε συνολικά να έχουμε προσαρμογή στο κύκλωμα.



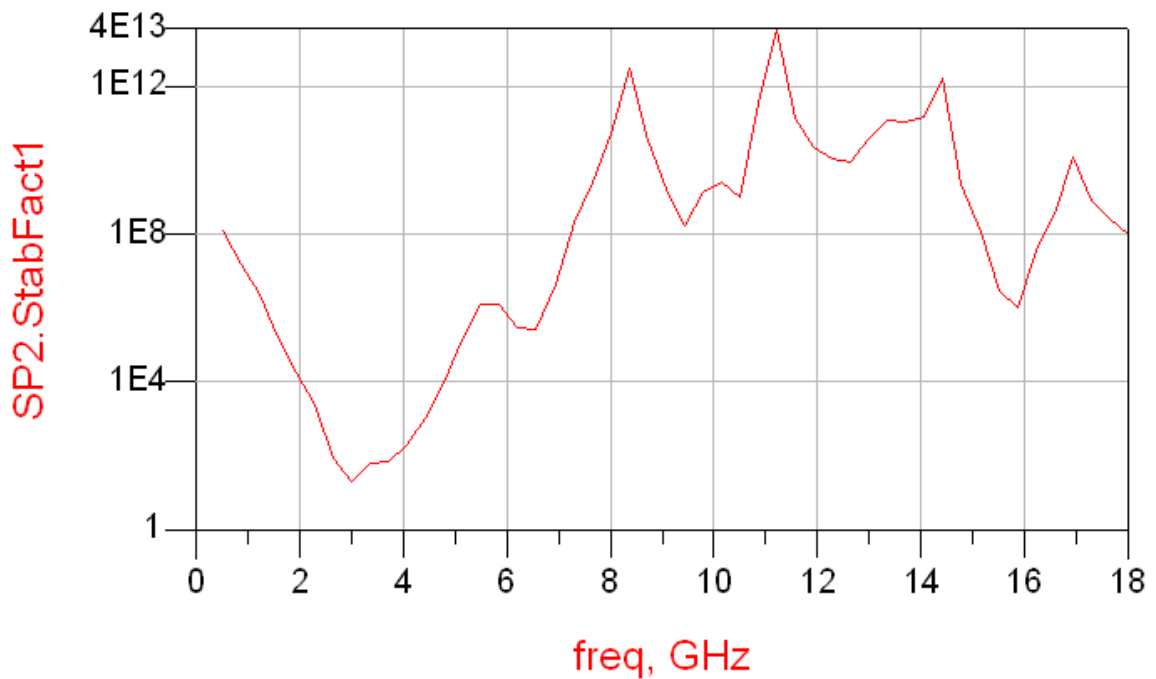
Στη συνέχεια ακολουθούν τα διαγράμματα που προέκυψαν από την προσομοίωση του κυκλώματος.



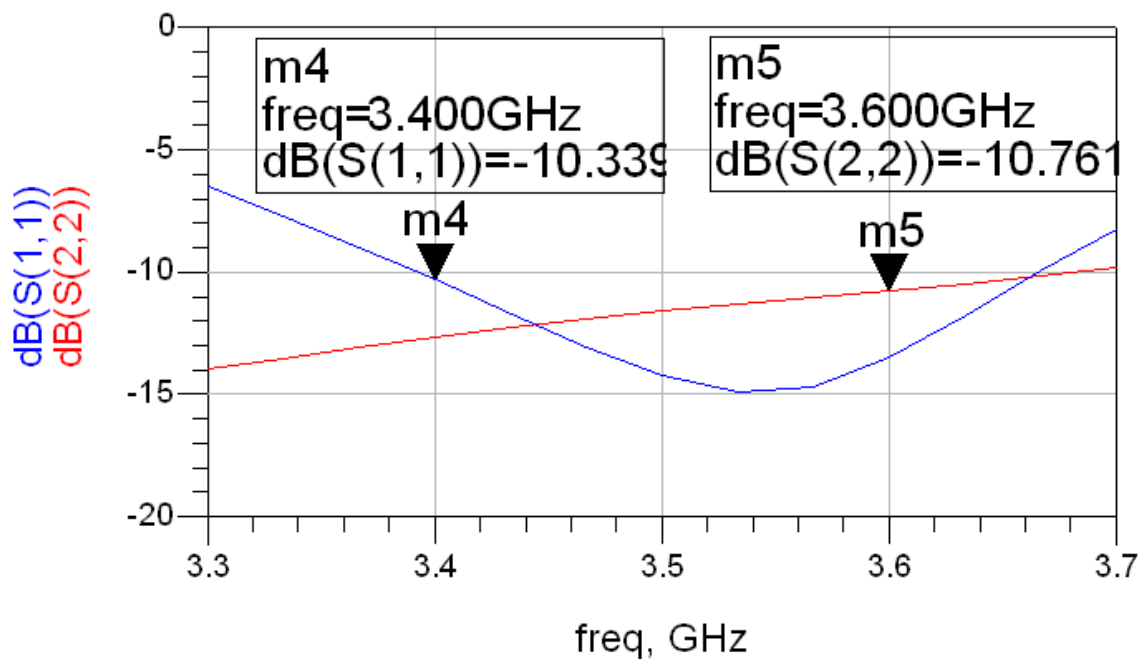
Όπως βλέπουμε από το διάγραμμα του κέρδους προκύπτει πως επιτυγχάνουμε με την ανωτέρω συνδεσμολογία κέρδος 36.75 dB, πολύ κοντά στο max gain και αρκετό ώστε να πληρούνται οι προδιαγραφές μας.



Το Noise Figure του ενισχυτή ισχύος που σχεδιάσαμε προκύπτει ίσο με 0.295dB, πολύ καλό εφόσον είχαμε ως προδιαγραφή να μην ξεπερνά τα 1.2dB. Αυτό είναι πολύ σημαντικό διότι, καθώς αναλύθηκε παραπάνω, ένας πομπός είναι λιγότερο θορυβώδης όταν η πρώτη βαθμίδα του να χαρακτηρίζεται από χαμηλό συντελεστή θορύβου και μεγάλο κέρδος.



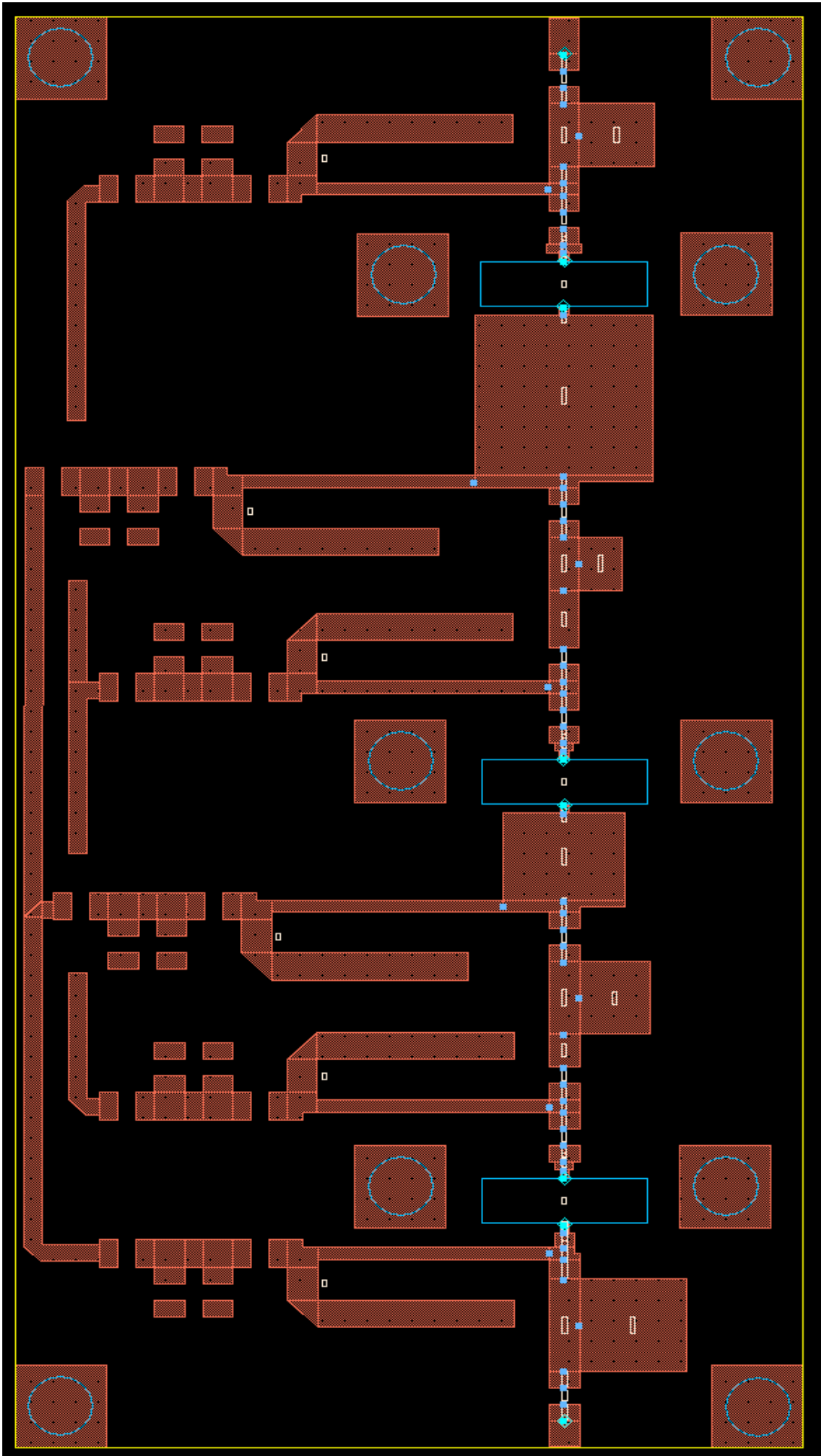
Σχετικά με την ευστάθεια βλέπουμε στο παραπάνω διάγραμμα πως είναι $StabFact > 1$ σε όλο το εύρος λειτουργίας των τρανζίστορ, και επομένως έχουμε επιτύχει ευστάθεια και γύρω από την κεντρική συχνότητα του ενισχυτή μας.



Τέλος, στο παραπάνω διάγραμμα φαίνεται πως έχουμε επιτύχει την προσαρμογή του κυκλώματος μας στην είσοδο και την έξοδό του ώστε να έχουμε μεγιστοποίηση του κέρδους και ελαχιστοποίηση της εικόνας θορύβου. Για την προσαρμογή χρησιμοποιήθηκαν ανοιχτοκυκλωμένες γραμμές μεταφοράς τύπου μικροταινίας σε κατάλληλα μήκη. Επίσης έγινε προσπάθεια να μικρύνουν τα μήκη γραμμών μεταφοράς ώστε το τελικό layout του κυκλώματος να είναι κατά το δυνατόν μικρότερο. Στις τέσσερις γωνίες του κυκλώματος έχουν προβλεφτεί και σχεδιαστεί οι τρύπες για τις βίδες της πλακέτας. Επίσης ανάλογες τρύπες έχουν προληφθεί και

σχεδιαστεί γύρω από κάθε chip. Οι διαστάσεις κάθε chip αντιστοιχούν στο πραγματικό του μέγεθος.

Παρακάτω παρατίθεται το κύκλωμα όπως θα φαινόταν πάνω σε πλακέτα, δηλαδή το τελικό layout της υλοποίησης.



4.3 Μικροκυματικό RF Φίλτρο

Η επιλογή των κατάλληλων RF φίλτρων έχει καθοριστική επίδραση στην αξιοπιστία των συστημάτων επικοινωνιών, αφού τα φίλτρα καθορίζουν κατά κύριο λόγο το εύρος ζώνης θορύβου των δεκτών, ενώ ενδεχόμενη κακή επιλογή ή σχεδίαση μεταφράζεται σε παραμόρφωση των σημάτων με δυσμενή αξιοπιστία στην αξιοπιστία του αντίστοιχου συστήματος. Το φιλτράρισμα των σημάτων γίνεται με στόχο την ικανοποίηση των διεθνών προδιαγραφών που αφορούν τις ραδιοσυχνότητες, την απόρριψη του εκτός ζώνης θορύβου και την καταστολή των παρεμβολών από φασματικά γειτονικούς διαύλους. Τα φίλτρα είναι συσκευές που παίρνουν την κυματομορφή εισόδου και διαμορφώνουν το φάσμα έτσι ώστε να παράγουν την επιθυμητή κυματομορφή εξόδου. Υπάρχουν διάφορων ειδών φίλτρα. κατωδιαβατά, ανωδιαβατά, ζωνοπερατά. Τα κατωδιαβατά φίλτρα επιτρέπουν σήματα χαμηλής συχνότητας να περνούν ανεπηρέαστα μέχρι μια ορισμένη συχνότητα, τη συχνότητα αποκοπής. Το ακριβώς αντίθετο συμβαίνει στην περίπτωση των ανωδιαβατών φίλτρων. Τα ζωνοπερατά φίλτρα επιτρέπουν τη διέλευση σημάτων με συχνότητα μέσα σε ένα ορισμένο εύρος συχνοτήτων, το εύρος λειτουργίας του φίλτρου. Σημαντικές παράμετροι ενός φίλτρου είναι:

- **Insertion Loss:** Ιδανικά, το τέλειο φίλτρο σε ένα κύκλωμα θα είχε μηδενικές απώλειες ισχύος, ή, ισοδύναμα, μηδενικές απώλειες επιστροφής. Στην πραγματικότητα όμως υπάρχουν απώλειες και είναι ένα μέτρο του πόσο κάτω από τα 0dB πέφτει η απόκριση του ενισχυτή ισχύος. Μαθηματικά δίνεται από τη σχέση

$$IL = 10 \log \frac{P_{in}}{P_L}$$

όπου P_{in} είναι η ισχύς εισόδου και P_L η ισχύς που μεταφέρεται στο φορτίο.

- **Κυμάτωση:** Η ομαλότητα του σήματος στη ζώνη διέλευσης μπορεί να καθοριστεί μελετώντας την κυμάτωση του φίλτρου, με άλλα λόγια τη διαφορά μεταξύ μέγιστης και ελάχιστης τιμής της απόκρισης (σε dB ή Nepers)

- **Εύρος ζώνης:** Για ένα ζωνοπερατό φίλτρο το εύρος ζώνης είναι η διαφορά μεταξύ της άνω και της κάτω συχνότητας διέλευσης, υπολογιζόμενη στα σημεία 3dB. Δηλαδή:

$$BW^{3dB} = f_U^{3dB} - f_L^{3dB}$$

- **Απόρριψη:** Σε ένα ιδανικό φίλτρο αναμένουμε απότομη και άπειρη μείωση της απόκρισης στις συχνότητες αποκοπής. Στα πραγματικά φίλτρα αυτό δεν είναι δυνατόν να συμβεί.. Στις πρακτικές εφαρμογές συχνά τα 60dB ορίζονται ως το κριτήριο απόρριψης.

- **Συντελεστής απόδοσης Q:** Ορίζεται ως ο λόγος της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου, προς το εύρος ζώνης αυτού. Αποτελεί ένα μέτρο της επιλεκτικότητας του φίλτρου.

Σε ένα πομποδέκτη τα φίλτρα, ανάλογα με τη θέση τους, επιτελούν διάφορες λειτουργίες. Έτσι, το RF φίλτρο πριν από τον ενισχυτή ισχύος του πομπού απορρίπτει την άνω πλευρική που έχει προκύψει μετά το μίκτη καθώς και άλλων ανεπιθύμητων παραγώγων που έχουν προκύψει από τη διαδικασία της μίξης. Το αντίστοιχο φίλτρο στην πλευρά του δέκτη χρησιμεύει για να καθοριστεί η ζώνη λήψης και να περιοριστεί ο εισερχόμενος στο σύστημα θόρυβος. Χρησιμεύει, ακόμη,

για την απόρριψη της συμμετρικής της RF συχνότητας πριν αυτή περάσει στην υπόλοιπη αλυσίδα του δέκτη και δημιουργήσει, κατά την περαιτέρω επεξεργασία του σήματος, παρεμβολές στο σήμα. Σε συστήματα full-duplex, τα δύο αυτά φίλτρα παρέχουν και την αναγκαία απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη.

Το IF φίλτρο του πομπού περιορίζει φασματικά το διαμορφωμένο σήμα, ώστε να ικανοποιούνται οι παγκόσμιες προδιαγραφές εκπομπής. Το IF φίλτρο του δέκτη, από την άλλη, αποκόπτει την άνω πλευρική στην έξοδο του μίκτη κάτω μετατροπής καθώς και όλα τα υπόλοιπα ανεπιθύμητα σήματα, εξασφαλίζοντας ένα «καθαρότερο» σήμα στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

Η χρήση φίλτρων είναι απαραίτητη, εμφανίζουν όμως και σημαντικά μειονεκτήματα. Ενδεικτικά, αναφέρεται ότι η χρήση τους αυξάνει τις απώλειες διάδοσης, ενώ, παράλληλα, λόγω του φασματικού περιορισμού που επιβάλλουν, προκαλούν παραμόρφωση του σήματος. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητο η σχεδίαση τους να γίνεται ιδιαίτερα προσεκτικά για την ελαχιστοποίηση τέτοιων φαινομένων.

Η συνάρτηση μεταφοράς ενός δίθυρου φίλτρου δικτύου, είναι η μαθηματική περιγραφή των χαρακτηριστικών της απόκρισης S_{21} . Σε πολλές περιπτώσεις, η συνάρτηση μεταφοράς τετραγωνικού τύπου που περιγράφει ένα παθητικό φίλτρο χωρίς απώλειες, είναι

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}$$

Όπου ε ο παράγοντας κυματισμού, $F_n(\Omega)$ η χαρακτηριστική συνάρτηση του φίλτρου και Ω η μεταβλητή της συχνότητας.

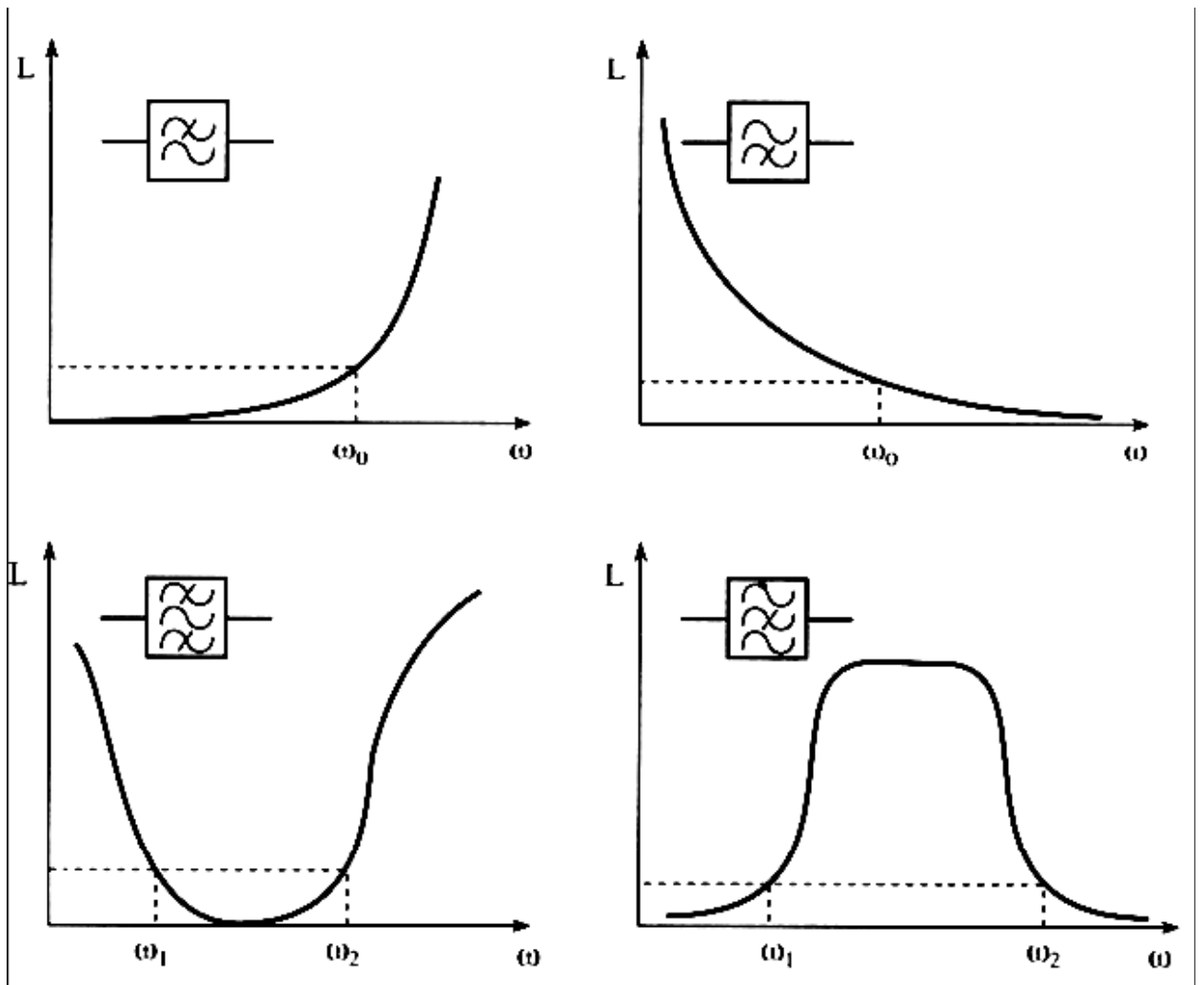
Τα μικροκυματικά φίλτρα είναι παθητικά δίθυρα που επιτρέπουν τη μεταφορά ισχύος σε ένα προσαρμοσμένο φορτίο από μια πηγή σύμφωνα με μια προκαθορισμένη συνάρτηση της εξασθένησης με τη συχνότητα. Η προστιθέμενη από το δίθυρο εξασθένηση υπολογίζεται από την εξίσωση

$$L(\omega) = \frac{1}{|S_{12}|^2}$$

Το μέγεθος $L(\omega)$ κάτω από συνθήκες προσαρμοσμένου φορτίου περιγράφει την εξασθένηση που

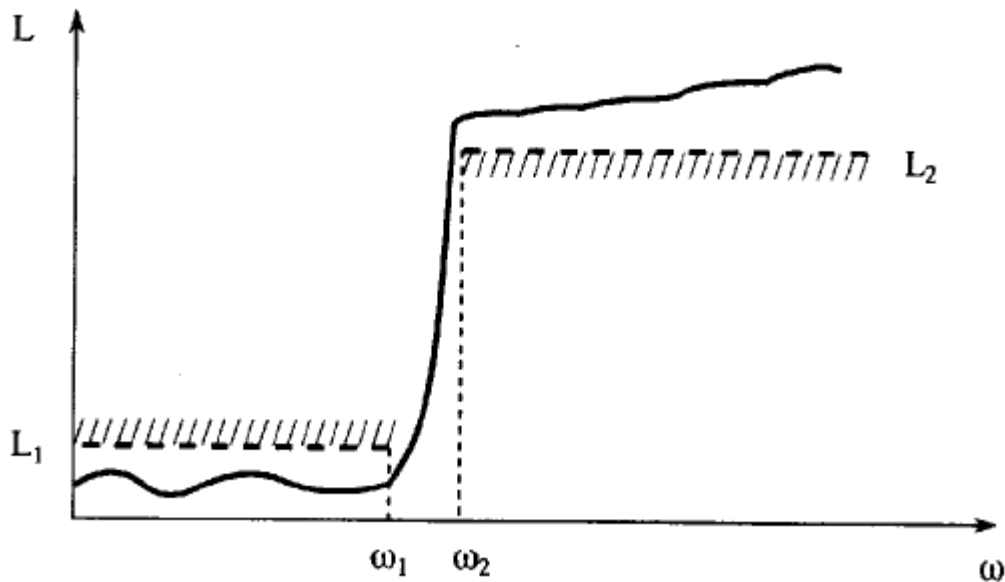
προσθέτει μεταξύ πηγής και φορτίου το φίλτρο, σε μια συχνότητα ω . Ανάλογα με τη μορφή της συνάρτησης $L(\omega)$ διακρίνουμε διάφορους τύπους φίλτρων που δίνονται στο σχήμα. Για να έχουμε μικρή εξασθένηση από το φίλτρο στη ζώνη συχνοτήτων διέλευσης πρέπει $L(\omega) \rightarrow 1$ ή, ισοδύναμα, $|S_{12}|^2 \rightarrow 1$. Όταν έχουμε αποκοπή είναι $|S_{12}|^2 \rightarrow 0$, δηλαδή $L(\omega) \rightarrow \infty$. Στην

περίπτωση αυτή, στην είσοδο του φίλτρου έχουμε ισχύ επιστροφής προς την πηγή $|S_{11}|^2 = 1 - |S_{12}|^2$, με την υπόθεση ότι τα φίλτρα είναι παθητικά στοιχεία. Με άλλα λόγια, όταν το φίλτρο απορρίπτει το προσπίπτον σήμα όλη η ισχύς επιστρέφει προς την πηγή. Τα μικροκυματικά φίλτρα υλοποιούνται συνήθως με τη σύνδεση σε σειρά αριθμού συντονισμένων στοιχείων. Η θεωρία σχεδίασης μικροκυματικών φίλτρων θα αναπτυχθεί για την περίπτωση των κατωδιαβατών φίλτρων. Άλλωστε, είναι δυνατόν με κατάλληλους μετασχηματισμούς στο πεδίο συχνοτήτων να προκύψουν όλες οι υπόλοιπες μορφές.



Οι προδιαγραφές για την κατασκευή ενός κατωδιαβατού φίλτρου δίνονται ως συνάρτηση της εξασθένισης L σε μια συχνότητα ω . Τις περισσότερες φορές είναι επιθυμητό να ικανοποιούνται οι ακόλουθες προδιαγραφές:

- $L < L_1$ για $\omega < \omega_1$
- $L_1 < L < L_2$ για $\omega_1 < \omega < \omega_2$
- $L > L_2$ για $\omega > \omega_2$



Με την πρώτη συνθήκη καθορίζεται η ζώνη διέλευσης του φίλτρου. Η τελευταία συνθήκη καθορίζει την κλίση του στη ζώνη αποκοπής. Η συχνότητα ω_1 ονομάζεται συχνότητα αποκοπής ή γονάτου του φίλτρου. Η σχεδίαση του φίλτρου πρέπει να γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε να ικανοποιείται η παραπάνω εξίσωση με το μικρότερο δυνατό αριθμό στοιχείων. Οι πλέον συνηθισμένες μορφές χαρακτηριστικών συναρτήσεων που χρησιμοποιούνται για το σκοπό αυτό είναι οι συναρτήσεις Butterworth και Chebushev.

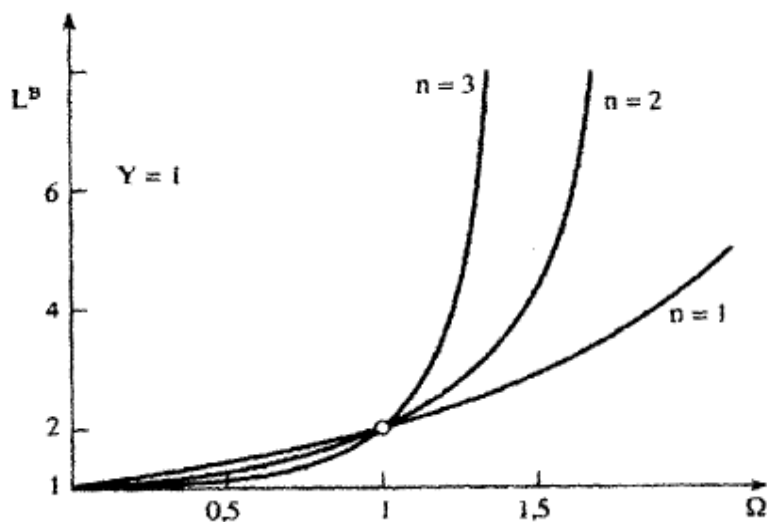
Οι **συναρτήσεις Butterworth** ορίζονται από την εξίσωση

$$L_n^B(\omega) = 1 + \gamma^2 \Omega^{2n}, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

όπου Ω είναι η ανηγμένη συχνότητα $\Omega = \frac{\omega}{\omega_1}$. Η συνάρτηση $L_n^B(\omega)$ για $n = 1, 2, 3, \dots$

δίνεται στο ακόλουθο σχήμα.

Η συνάρτηση αυτή για $\Omega > 1$ αυξάνει σταθερά όταν $\Omega \rightarrow \infty$. Για $\Omega = 1$ η προστιθέμενη εξασθένιση είναι ανεξάρτητη της τάξης n του πολυωνύμου. Όσο μεγαλώνει η τάξη του πολυωνύμου τόσο πιο απότομη γίνεται η γραφική της συνάρτησης για $\Omega > 1$.



Γραφική παράσταση των πολυωνύμων Butterworth

Οι συναρτήσεις Chebyshev ορίζονται από τη σχέση:

$$L_n^C(\Omega) = 1 + \gamma T_n^2(\Omega), n = 1, 2, 3, \dots$$

όπου $(x)_n T$ είναι τα πολυώνυμα Chebyshev που υπολογίζονται με τη βοήθεια των σχέσεων:

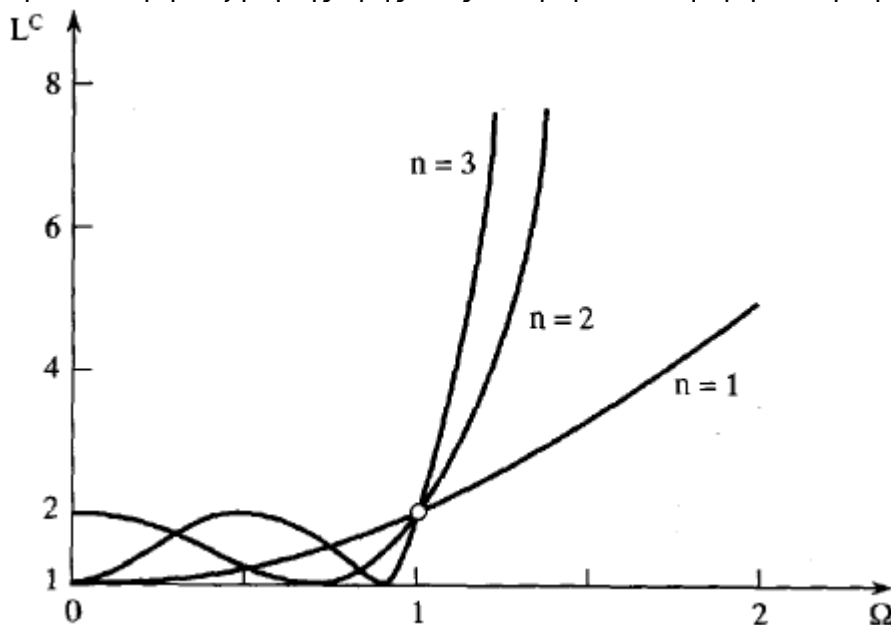
$$T_0(x) = 1, T_1(x) = x, T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x)$$

ή, ισοδύναμα,

$$T_n(x) = \cos(n \cos^{-1} x), |x| < 1$$

$$T_n(x) = \cosh(n \cosh^{-1} x), |x| > 1.$$

Ακολούθως δίνεται η μορφή των πολυωνύμων για $n = 1, 2, 3$. Όταν $x < 1$ τα πολυώνυμα παρουσιάζουν ταλαντώσεις που κυμαίνονται μεταξύ -1 και $+1$. Στην αντίθετη περίπτωση έχουμε απότομη αύξηση της τιμής τους όσο μεγαλώνει η τιμή του ορίσματος.



Η πιο ενδιαφέρουσα ιδιότητα των πολυωνύμων Chebyshev είναι ότι για δοθείσα τάξη n τα πολυώνυμα αυτά παρουσιάζουν τη μικρότερη απόκλιση από το μηδέν. Για το λόγο αυτό τα πολυώνυμα Chebyshev αποτελούν τη βέλτιστη προσέγγιση στην ιδανική συνάρτηση εξασθένισης μεταξύ όλων των πιθανών πολυωνύμων που έχουν τάξη n και πραγματικούς συντελεστές.

Ο Rhodes κατέληξε σε μια γενική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ενός φίλτρου Chebyshev.

$$S_{21}(p) = \frac{\sqrt{\prod_{i=1}^n [\eta^2 + \sin(i\pi/n)]}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \text{ με}$$

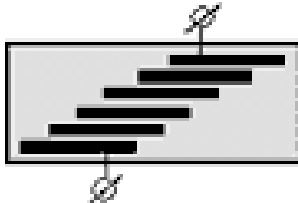
$$p_i = j \cos \left[\sin^{-1} j \eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \text{ και } \eta = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right).$$

Η υλοποίηση των συναρτήσεων εξασθένισης για χαμηλές συχνότητες γίνεται με κυκλωματικές διατάξεις L - C. Στις μικροκυματικές συχνότητες αυτό δεν είναι εφικτό και χρησιμοποιούνται συντονισμένα μικροκυματικά στοιχεία, όπως συζευγμένες γραμμές μεταφοράς.

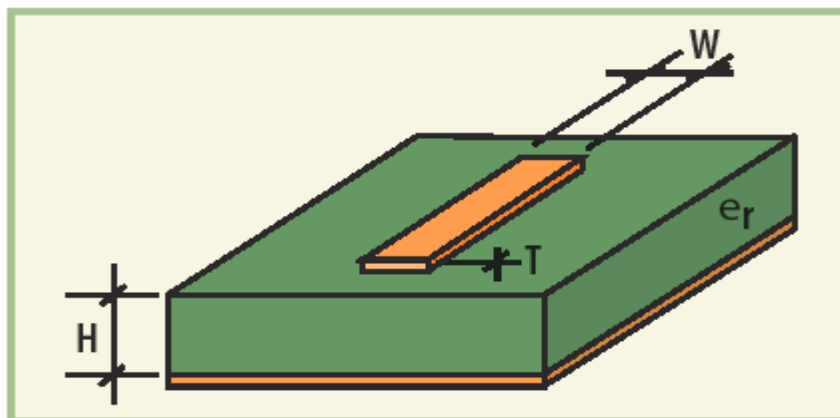
Τα φίλτρα τα οποία μελετήσαμε ήταν ζωνοπερατά φίλτρα μικροταινίας, απόκρισης τύπου Chebyshev υλοποιημένα με δυο διαφορετικούς τρόπους, ladder και hairpin.

4.3.1 Ζωνοπερατά φίλτρα μικροταινίας αρχιτεκτονικής ladder

Τα ζωνοπερατά φίλτρα μικροταινίας αρχιτεκτονικής ladder της παρακάτω μορφής.



Όπως φαίνεται από το σχήμα κάθε ένα από τα τμήματα του φίλτρου είναι παράλληλα διαταγμένα και ταιριασμένα. Γενικά το μήκος καθενός από αυτά τα τμήματα είναι $\lambda/2$ (με κάποιες αυξομειώσεις). Τα τμήματα αυτά αποτίθενται πάνω σε υλικό όπως στο ακόλουθο σχήμα.



1. This simple cross-sectional diagram shows the basic dimensional parameters of a microstrip line on a printed-circuit board with relative dielectric constant ϵ_r .

Τα χαρακτηριστικά της κατασκευής είναι
 $H=0.5\text{mm}$,
 $\epsilon_r=3.38$,
 $\text{cond} = 3 \times 10^7$,
 $T=50\ \mu\text{m}$,
 $\text{tand}=0.0027$
και roughness $1\ \mu\text{m}$.

Επίσης κάθε τμήμα είναι τοποθετημένο από το μισό και μετά, του επομένου. Ο συγκεκριμένος τρόπος κατασκευής ενδείκνυται για φίλτρα σχετικά μεγάλου εύρους ζώνης.

Ας δούμε τώρα λίγο τις διαστάσεις αυτών των τμημάτων γραμμών μεταφοράς.

$$W = \frac{7.48 \cdot H}{e^{\frac{Z_0}{87} \sqrt{(\epsilon_r + 1.41)}}} - 1.25 \cdot T \quad (C)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \eta = 120\pi \quad W/h \leq 1 \text{ και}$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right]$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad W/h \geq 1$$

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^e}}{1 - Q_4 \sqrt{\epsilon_{re}} Z_c / 377}$$

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + [16.6 \left(\frac{8.4}{g} \right)^6]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left(\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right)$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)] u^{Q_3}}$$

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}} Z_c / 377}$$

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left(1 + \frac{0.638}{g + 0.516g^{2.43}} \right)$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{5.8} \right)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln \left(1 + 0.598g^{1.154} \right)$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3}$$

$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - \left(\frac{g}{0.15} \right)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) (Q_8 + 1/16.5)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right]$$

Με $u=W/h$ και $u=s/h$

Από τις παραπάνω σχέσεις μπορούμε να καταλήξουμε στις απαραίτητες διαστάσεις W , s έχοντας το h .

Για να βρούμε το μήκος των παράλληλων τμημάτων των γραμμών μεταφοράς χρησιμοποιούμε τις παρακάτω σχέσεις.

$\Delta l = \frac{cZ_c C_p}{\sqrt{\epsilon_{re}}}$, c η ταχύτητα του φωτός και C_p η αντίστοιχη χωρητικότητα του τμήματος Δl .

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_0 g_1}} \quad (Y_0 = 50 \Omega)$$

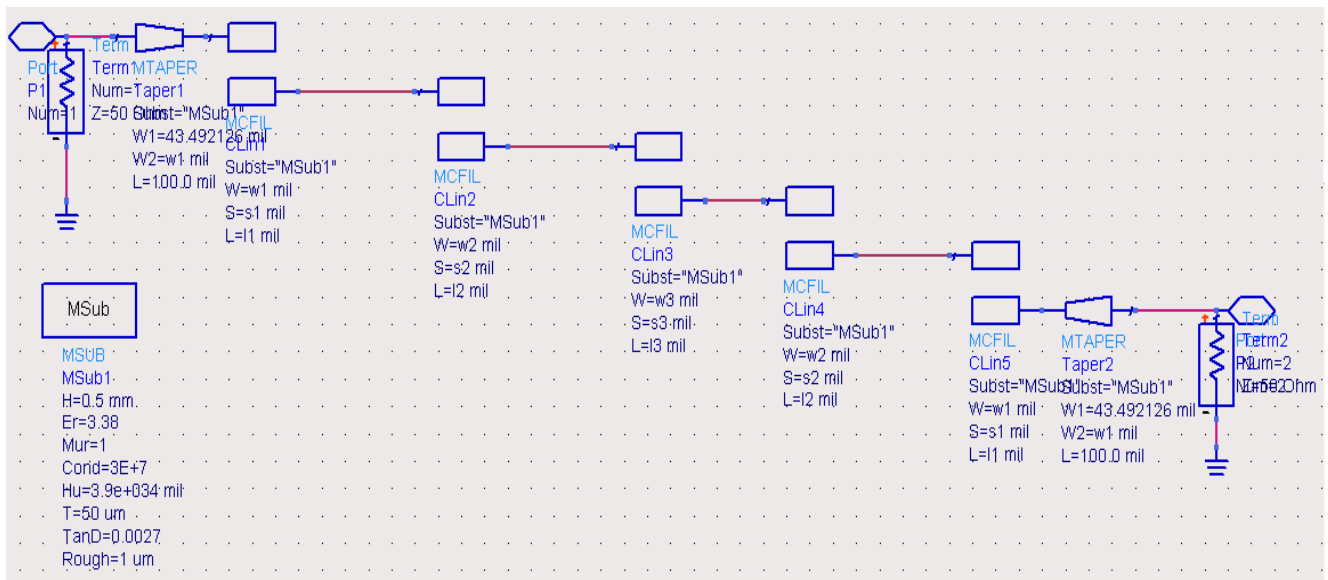
$$\frac{J_{jj+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}} \frac{\pi FBW}{2}}, j = 1..n - 1$$

Όπου $g_0...g_n$ είναι τα στοιχεία ενός βαθυπερατού φίλτρου ladder τύπου (από πίνακα), με κανονικοποιημένη κεντρική συχνότητα $\Omega_c=1$ και FBW το αντίστοιχα κανονικοποιημένο εύρος ζώνης.

$$\text{Επίσης, } l_j = \frac{\lambda}{4 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} - \Delta l_j.$$

4.3.1.1 Σχεδίαση του φίλτρου ladder

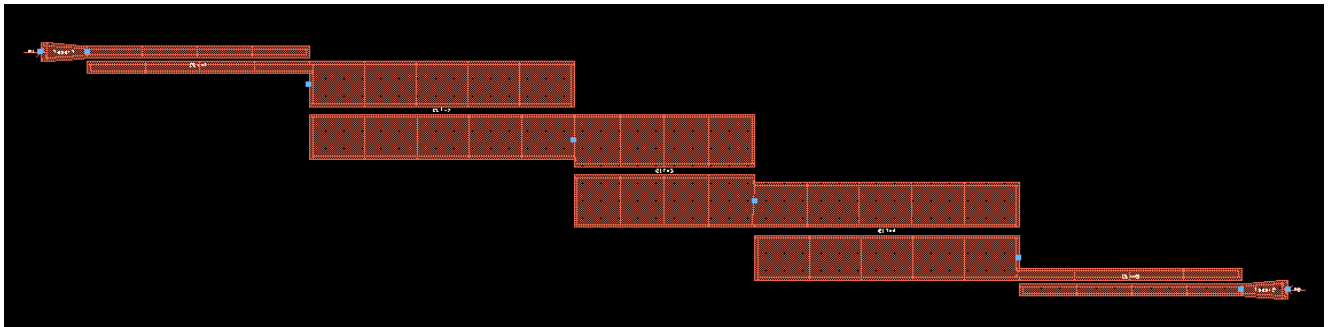
Ακολουθεί η σχεδίαση του φίλτρου ladder. Το εν λόγω φίλτρο έχει κεντρική συχνότητα 3.5 GHz, εύρος ζώνης 200 MHz, IL της τάξης των -2dB, απόρριψη σήματος στα $\pm 200\text{MHz}$ της τάξης των -20 dB.



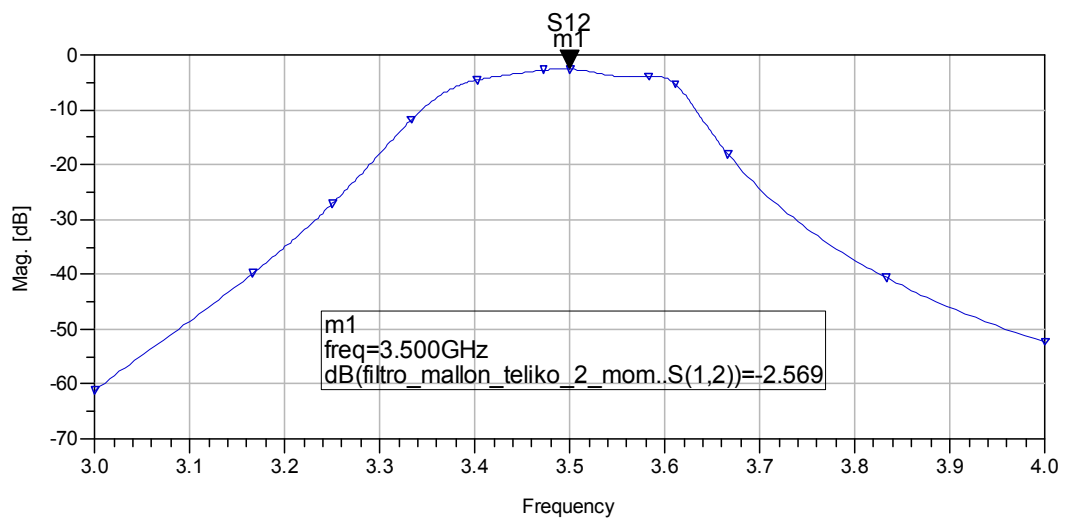
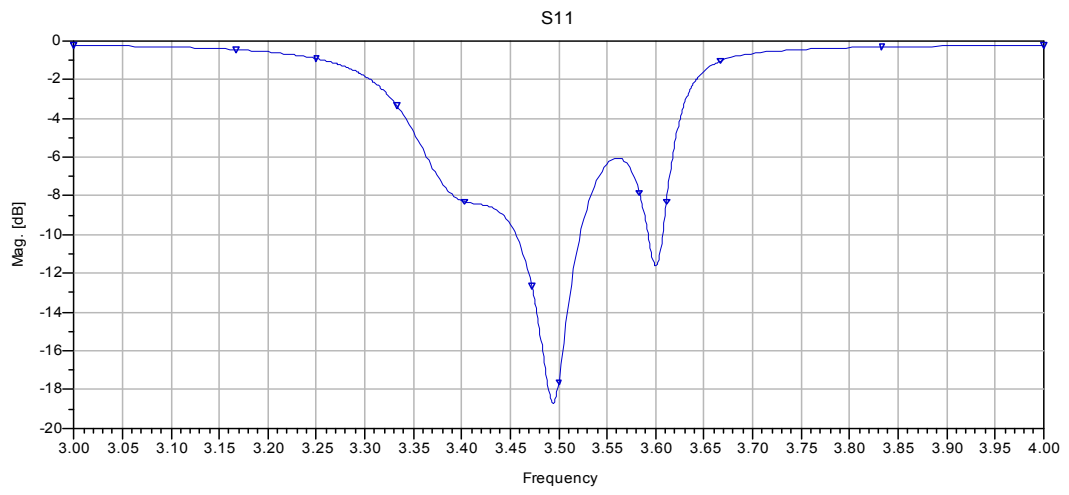
Οι διαστάσεις των στοιχείων του φίλτρου είναι

w1=27.4026
w3=119.714
w2=102.529
s1=8.00002
s2=17.4591
s3=17.6673
l1=480.73
l2=571.753
l3=390.554

Η πραγματική διάταξη του φίλτρου πάνω σε πλακέτα είναι

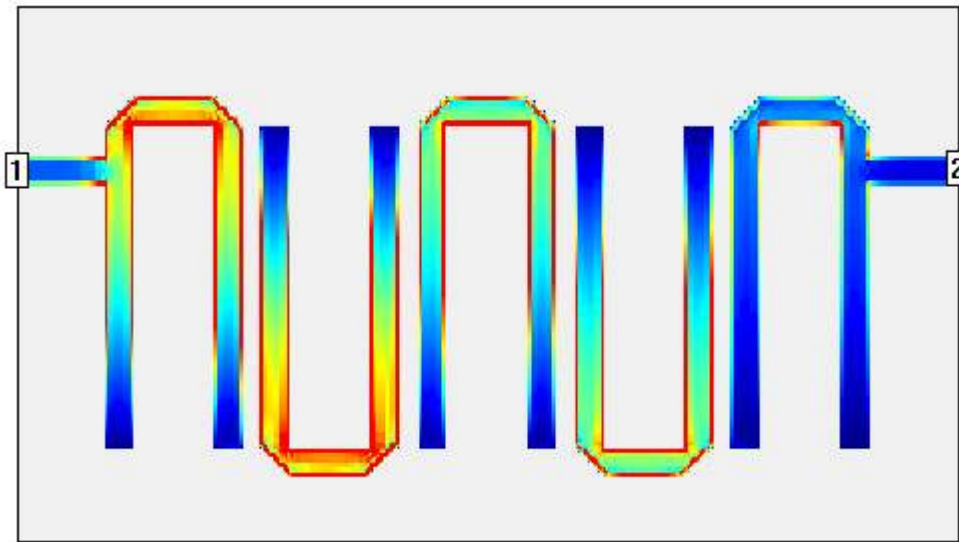


Και τα αποτελέσματα της momentum προσομοίωσης του κυκλώματος με τη βοήθεια του προγράμματος ADS2005 είναι τα παρακάτω.



4.3.2 Ζωνοπερατά φίλτρα μικροταινίας αρχιτεκτονικής hairpin

Τα ζωνοπερατά φίλτρα μικροταινίας αρχιτεκτονικής hairpin, προκύπτουν «διπλώνοντας» τα προηγούμενα τμήματα γραμμών μεταφοράς σε σχήμα U.



Φυσικά, κάνοντας αυτές τις μορφοποιητικές αλλαγές, χρειάζεται να λάβουμε υπόψη μας, και τις απαραίτητες αλλαγές που προκύπτουν στο coupling των γραμμών. Συγκεκριμένα τα στοιχεία που αλλάζουν είναι

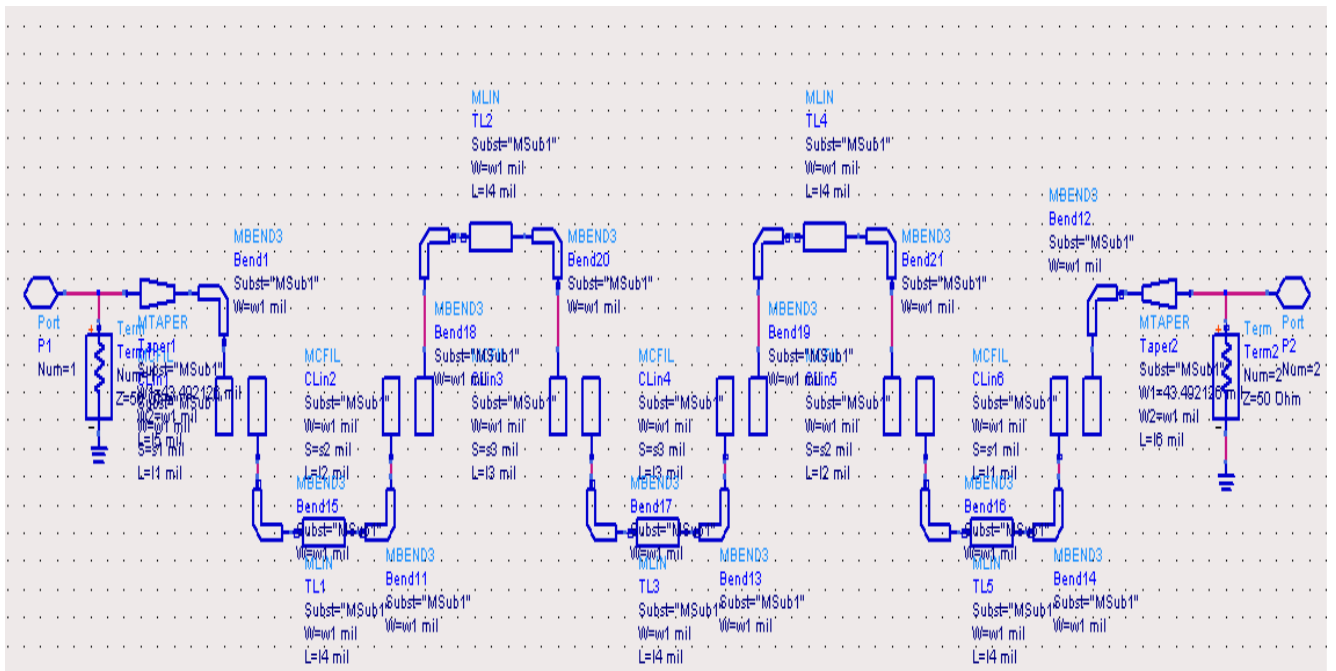
$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, i = 1..n - 1$$

Όπου, Q_{e1} , Q_{en} είναι ο εξωτερικός παράγοντας ποιότητας των τμημάτων γραμμών μεταφοράς σε είσοδο και έξοδο και $M_{i,i+1}$ οι σχετικές συνιστώσες coupling για τα γειτονικά τμήματα γραμμών μεταφοράς.

4.3.2.1 Σχεδίαση του φίλτρου hairpin

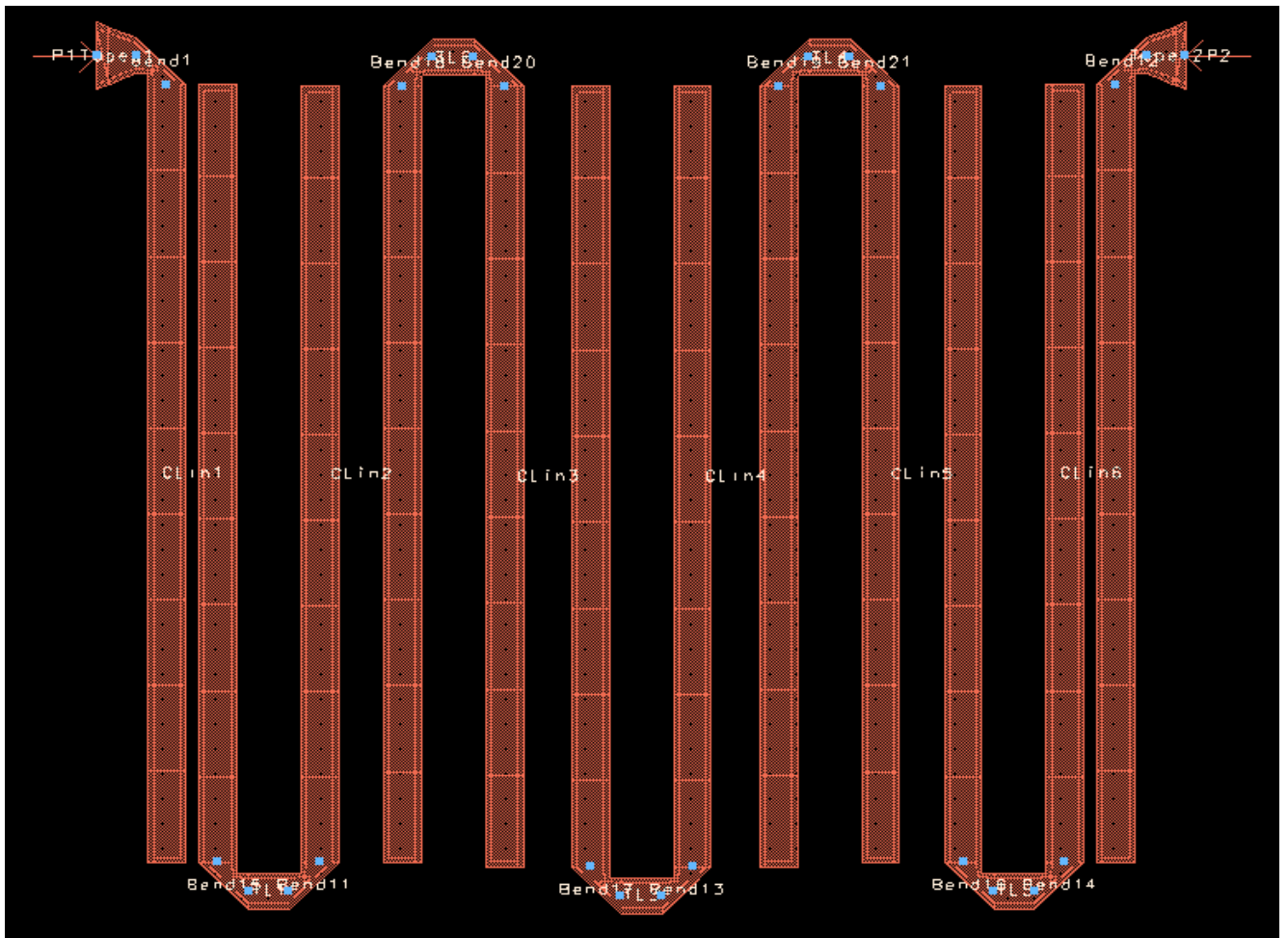
Ακολουθεί η σχεδίαση του φίλτρου hairpin. Το εν λόγω φίλτρο έχει πάλι, κεντρική συχνότητα 3.5 GHz, εύρος ζώνης 200 MHz, IL της τάξης των -2dB, απόρριψη σήματος στα ± 200 MHz της τάξης των -20 dB.



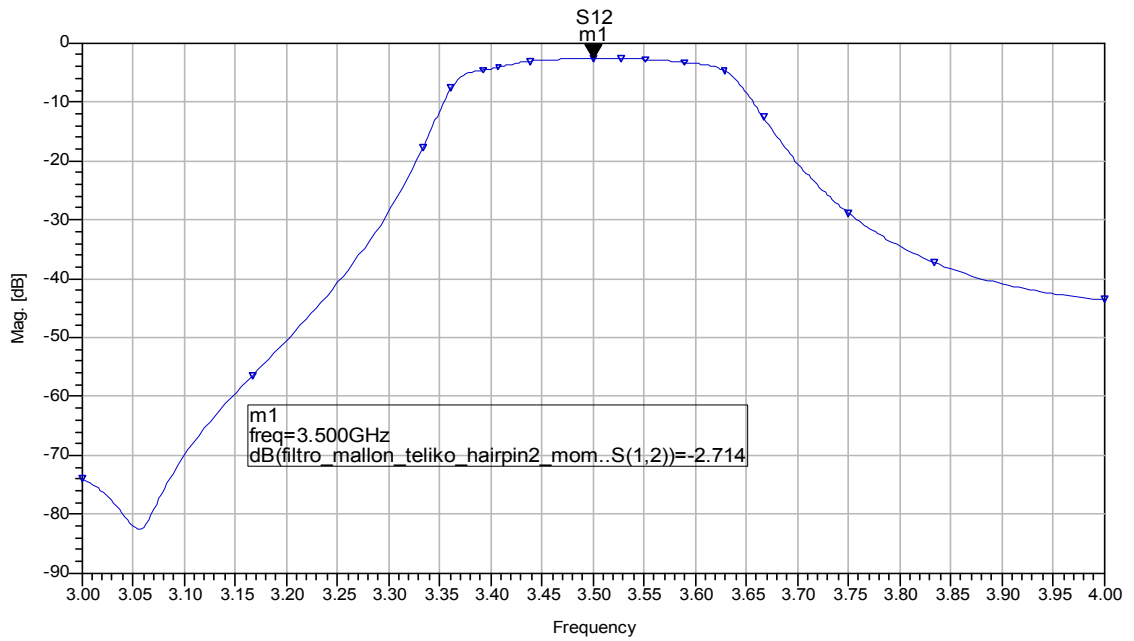
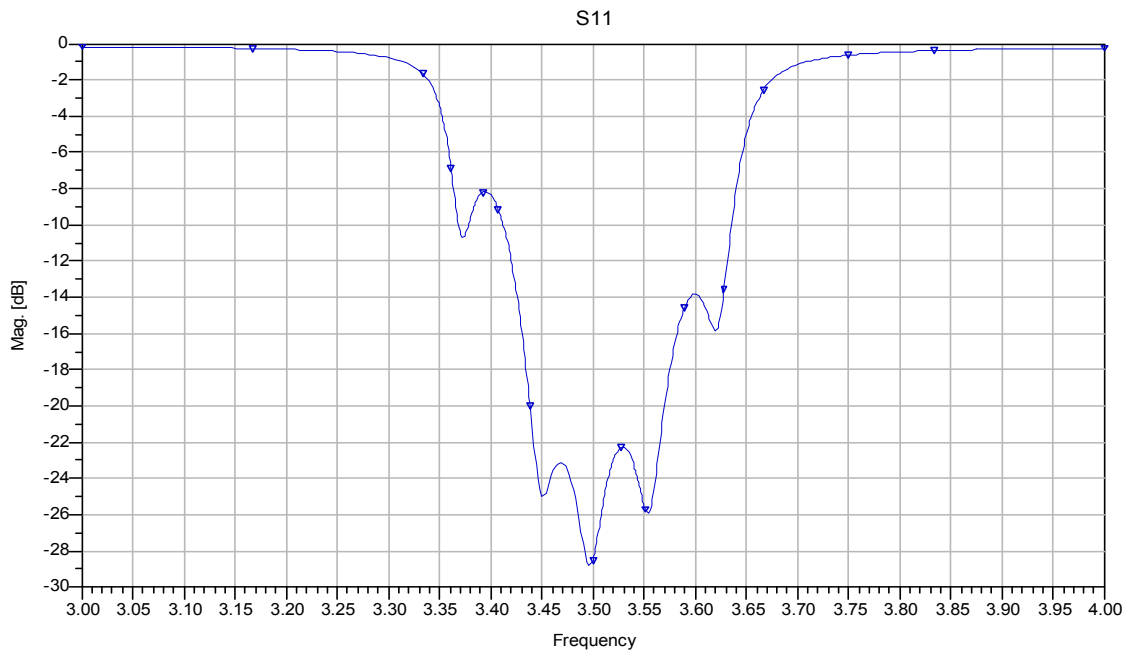
Οι διαστάσεις των στοιχείων του φίλτρου είναι

- I4=25.0001 {o}
- w1=22.9969 {o}
- w3=110 {o}
- w2=17.7736 {o}
- s1=8 {o}
- s2=27.3248 {o}
- s3=29.5167 {o}
- I1=502.751 {o}
- I2=501.729 {o}
- I3=504.562 {o}
- I5=24 {-o}
- I6=24 {-o}

Η πραγματική διάταξη του φίλτρου πάνω σε πλακέτα είναι



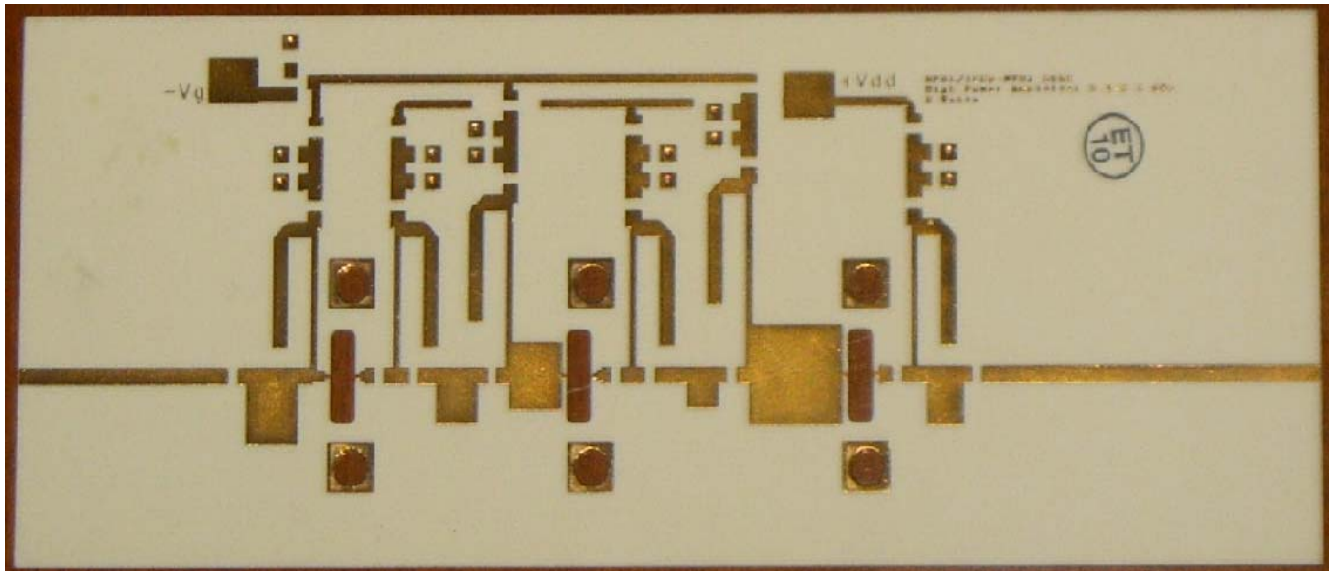
Και τα αποτελέσματα της momentum προσομοίωσης του κυκλώματος με τη βοήθεια του προγράμματος ADS2005 είναι τα παρακάτω.



Κεφάλαιο 5^ο : Κατασκευή του RF τμήματος του πομπού

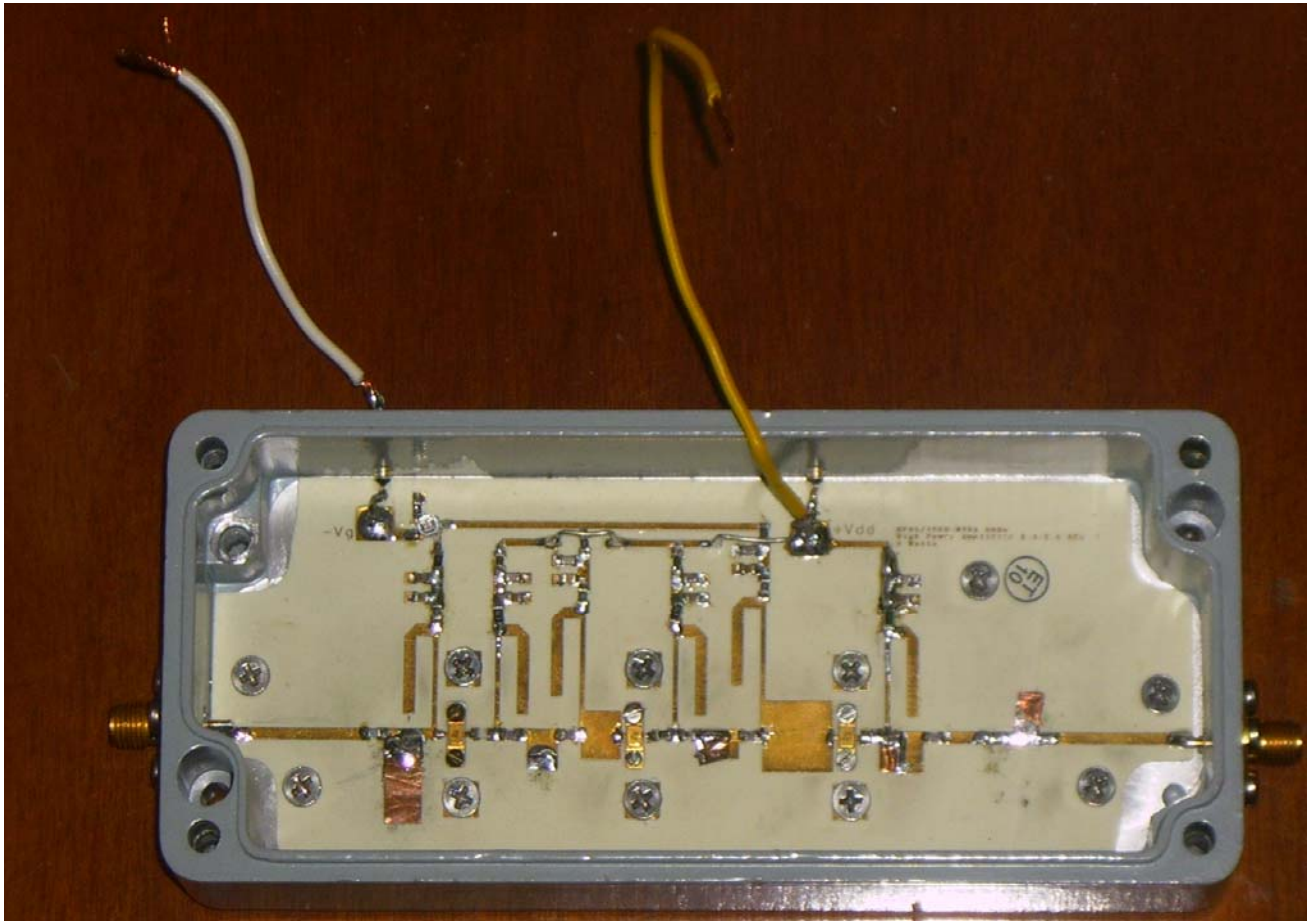
Μετά το πέρας της σχεδίασης και της μελέτης του πομπού το μόνο που απέμενε για την ολοκλήρωση της όλης εργασίας, ήταν η πραγματική κατασκευή του πομπού.

Από το διαμορφωμένο layout του ADS λοιπόν στο οποίο έχουν προβλεφθεί οι πραγματικές διαστάσεις των chips, παίρνουμε το πρώτο τύπωμα του κυκλώματος μας.



Δυστυχώς η συμπεριφορά του κυκλώματος δεν είναι η προσδοκώμενη. Το κύκλωμα επιδέχεται βελτιώσεων κατά μήκος ή κατά πλάτος των γραμμών μεταφοράς.

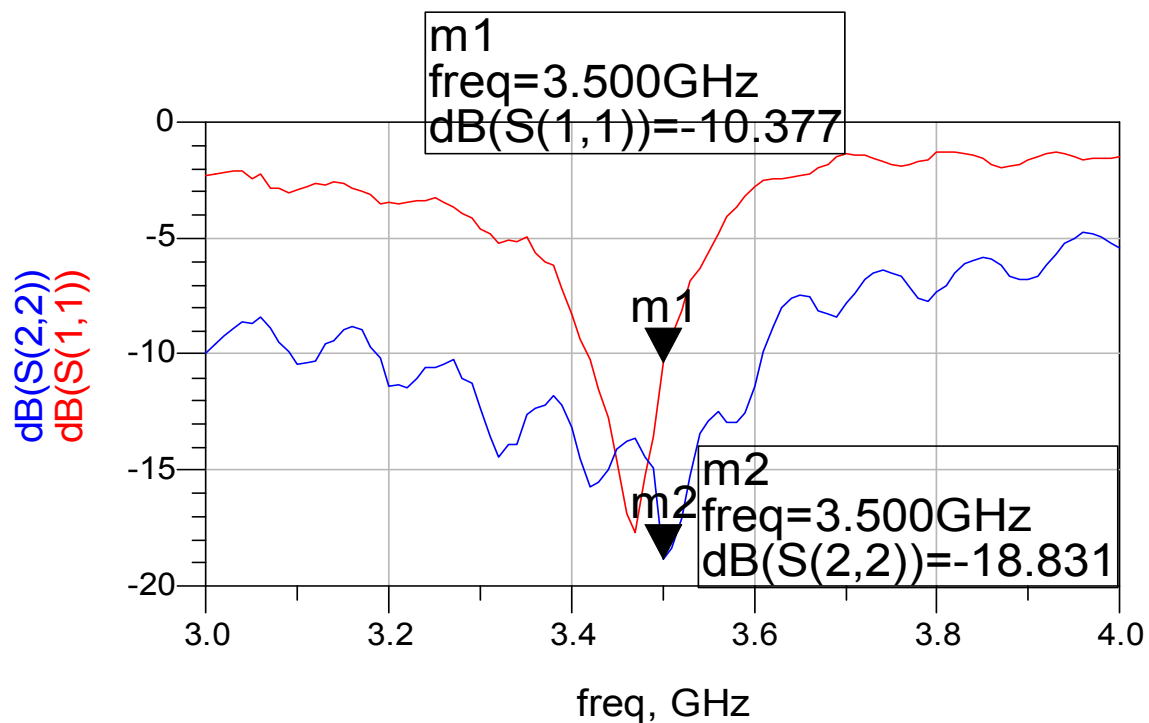
Μετά από κάποιες πειραματικές δοκιμές η τελική κατάληξη του κυκλώματος είναι η παρακάτω.

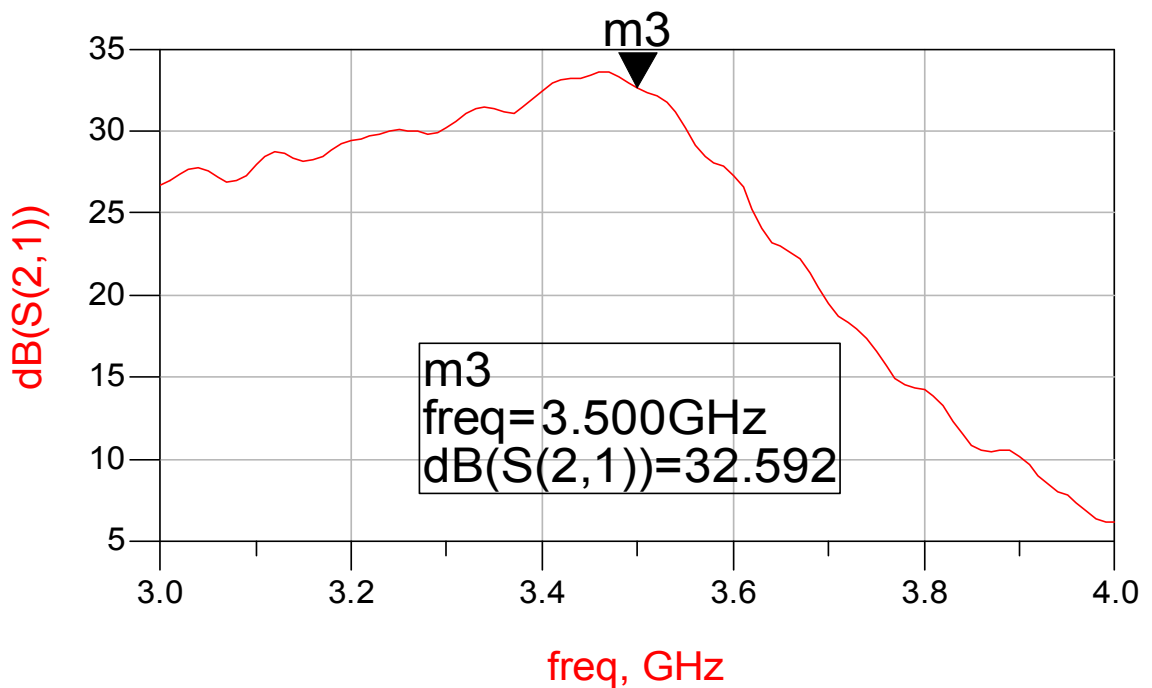


Έχουν προστεθεί stubs (στελέχη προσαρμογής) τόσο στην είσοδο όσο και την έξοδο του ενισχυτή, αλλά κι ενδιάμεσα για την βελτιστοποίηση της συμπεριφοράς του και κυρίως των S_{11} S_{21} S_{22} . Φυσικά, πάνω από τον ενισχυτή προσαρτάται κάλυμα, το οποίο έχει απορροφητικό υλικό ώστε να αποφεύγονται τα όποια προβλήματα στη συμπεριφορά του κυκλώματος εξαιτίας καθετών (στο επίπεδο του κυκλώματος) ανακλάσεων του σήματος.



Οι τελικές μετρήσεις της συμπεριφοράς του πομπού οι οποίες έγιναν με τη βοήθεια φασματογράφου (Spectrum Analyzer Agilent 8565E) παρουσιάζονται παρακάτω.



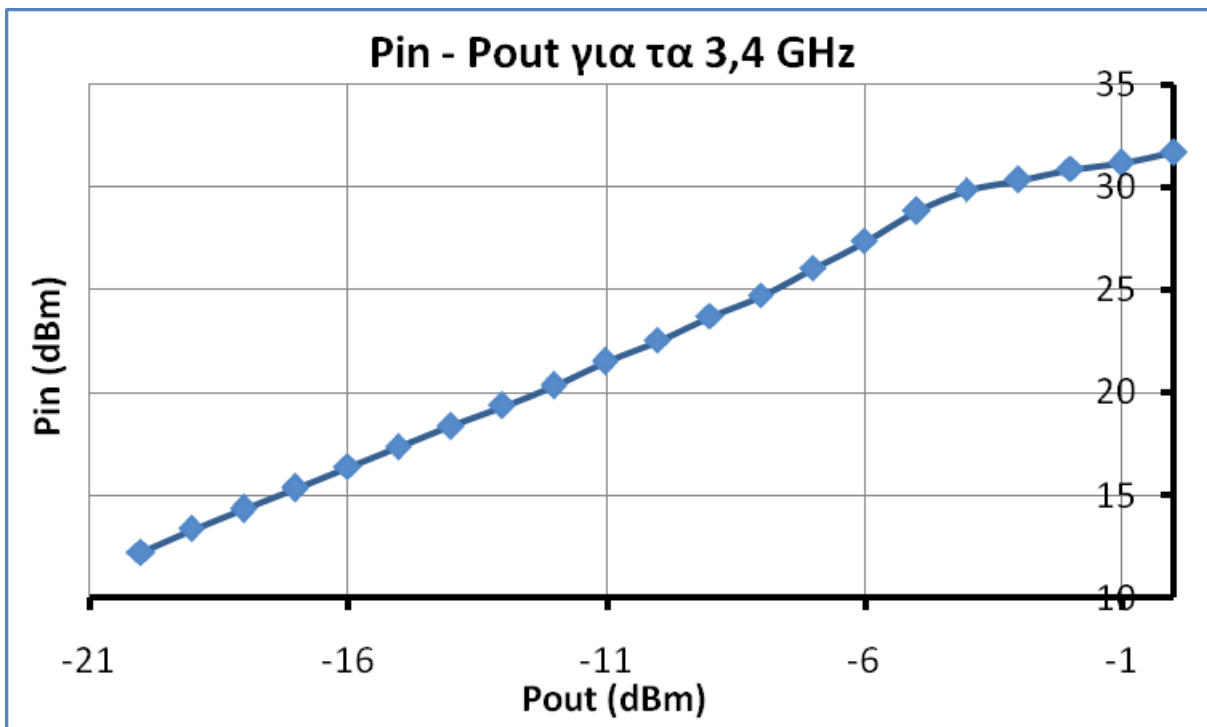


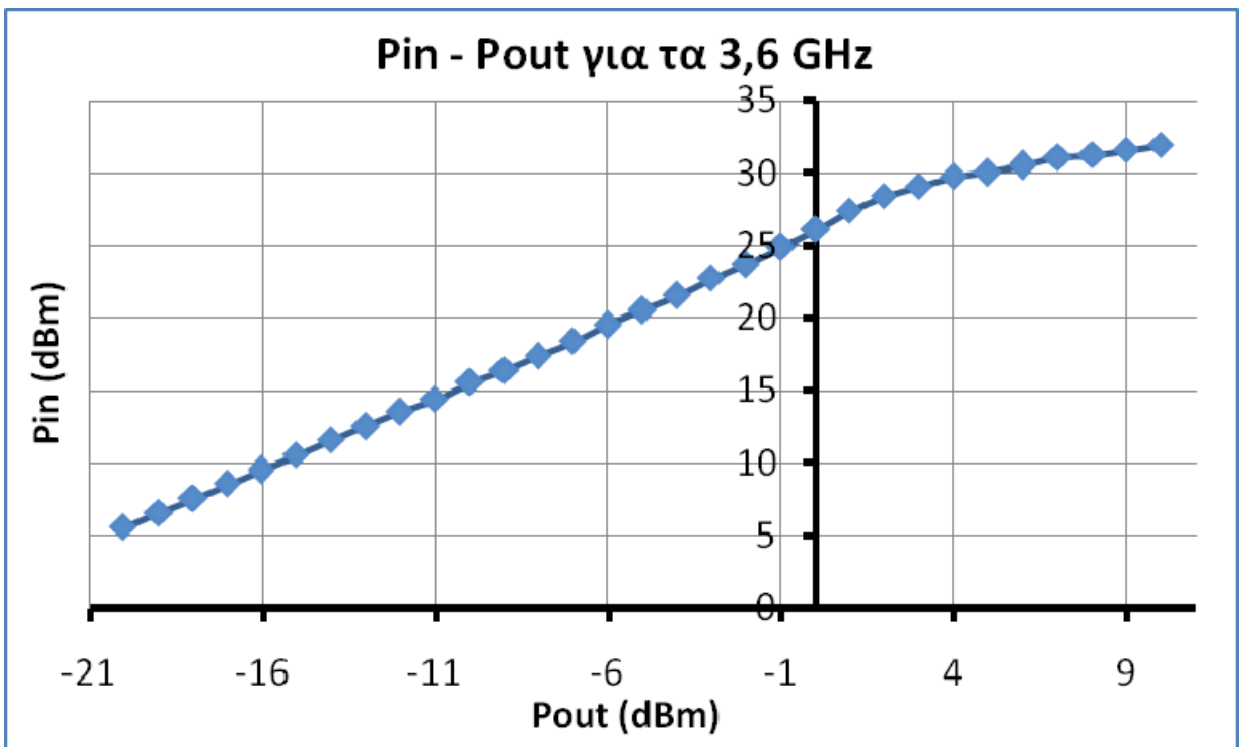
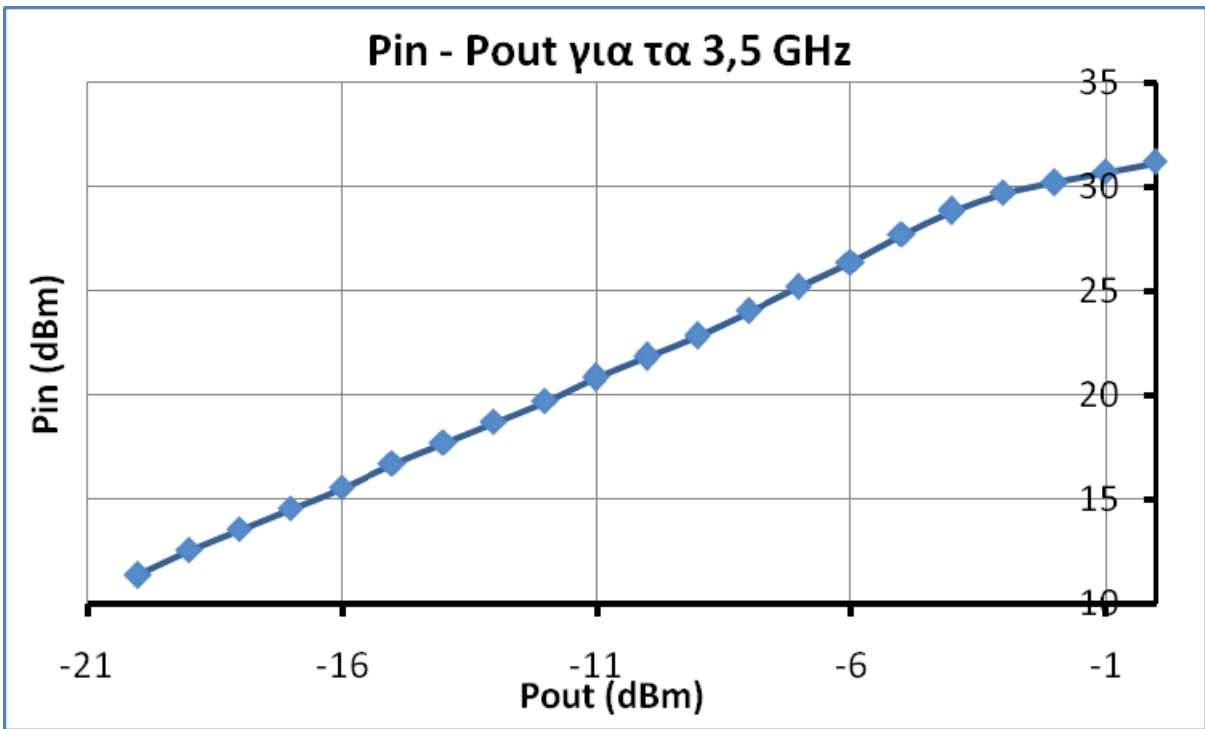
Στη συνέχεια, με τη βοήθεια γεννήτριας σήματος (Agilent ESG-4000A) και παλμογράφου μετρήθηκαν οι αποδόσεις του ενισχυτή προκειμένου να βρεθούν τα σημεία συμπίεσης (compression points) και τα σημεία κορεσμού του (saturation points) για τρεις ενδεικτικές συχνότητες (3.4, 3.5 και 3.6 GHz). Πρέπει να σημειωθεί ότι στην έξοδο του ενισχυτή ήταν συνδεδεμένος attenuator ώστε να προκαλεί εξασθένηση 20dB προκειμένου να μην προκληθεί σήμα ισχύος παραπάνω από αυτήν που αντέχει ο παλμογράφος. Επομένως η εξασθένηση της μετρούμενης ισχύος ήταν τουλάχιστον 20dB συν την όποια εξασθένηση που πιθανόν προκαλείται από τα καλώδια.

Ακολουθούν λοιπόν ο πίνακας των μετρήσεων και τα γραφήματα αυτών.

P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)		
	3,4 GHz	3,5 GHz	3,6 GHz
-20	12,17	11,33	5,5
-19	13,33	12,5	6,5
-18	14,33	13,5	7,5
-17	15,33	14,5	8,5
-16	16,33	15,5	9,5
-15	17,33	16,67	10,5
-14	18,33	17,67	11,5
-13	19,33	18,67	12,5
-12	20,33	19,67	13,5

-11	21,5	20,83	14,33
-10	22,5	21,83	15,5
-9	23,67	22,83	16,33
-8	24,67	24	17,33
-7	26	25,17	18,33
-6	27,33	26,33	19,5
-5	28,83	27,67	20,5
-4	29,83	28,83	21,5
-3	30,33	29,67	22,67
-2	30,83	30,17	23,67
-1	31,17	30,67	24,83
0	31,67	31,17	26
1			27,33
2			28,33
3			29
4			29,67
5			30
6			30,5
7			31
8			31,17
9			31,5
10			31,83





Κατ'αρχήν πρέπει να παρατηρηθεί ότι το κέρδος του ενισχυτή για τη συχνότητα των 3.6 GHz είναι μικρότερο από τις δύο προηγούμενες κατά 5dB. Για τη συχνότητα λοιπόν των 3.4 GHz το σημείο συμπίεσης είναι το (-4, 29.83), για τα 3.5 GHz το (-3, 29.67) και για τα 3.6 GHz το (3, 29). Τα σημεία κορεσμού δεν παρατηρούνται για τις ίδιες μετρούμενες τιμές εισόδου.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Features

- Single-chip 3.5GHz WiMAX Transceiver
- Fully Differential Design
- Low-IF/Zero-IF Transceiver Architecture; Requires No External Filters
- Self Calibration Mode for RX / TX Filters
- Support Channel Bandwidths of 3.5, 5.0, 7.0, 8.75MHz, and 10MHz
- Modulation up to 64QAM
- Ultra-fast Fractional-N Synthesizer
- Sensitivity < -74 dBm at 64-QAM, CR=3/4, 7MHz BW
- Phase Noise Synthesizer: 0.8° (-37dBc)
- Low Supply Voltage: 3.0 V
- TX Output PRF: 0 dBm, -34 dB EVM
- RX/TX Operating Current: 270/315mA Typical
- Low Power Off Current: < 20µA Typical
- 56-lead QFN Package
- Low External Component Count
- Integrated Self IQ Calibration (no external components or control)
- HFDD Support

Applications

- 3.5 GHz Band Wireless Communication Devices
- IEEE® 802.16-2004 Radios
- Supports OFDM up to 64QAM

Description

Atmel's AT86RF535B is a fully integrated, low cost RF 3.5GHz Low-IF/Zero-IF conversion transceiver for WiMAX applications. It combines excellent RF performance, small size, and low current consumption. The AT86RF535 chip is fabricated on the advanced SiGe BiCMOS process AT46000. The transceiver combines LNA, PA driver, RX/TX mixer, RX/TX filters, VCO, Synthesizer, RX Gain control, and TX Power control, all fully digitally controlled. Only a minimum number of external components are required.



**3.5GHz WiMAX
Transceiver**

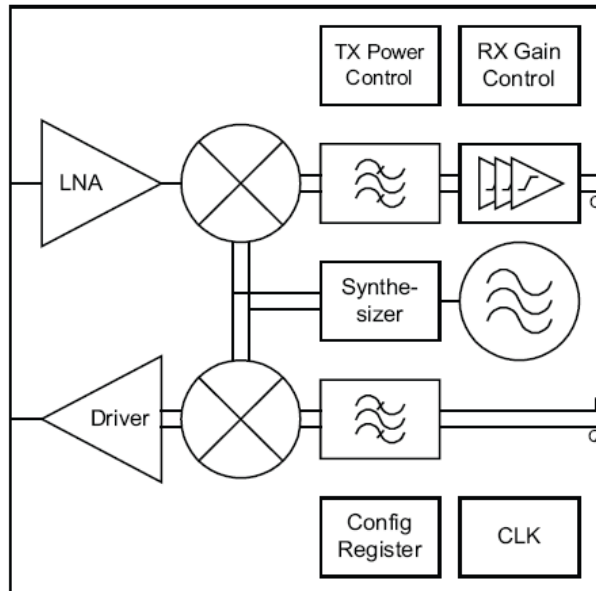
AT86RF535B

Preliminary

5190A-WiMAX-4/07



Figure 1. AT86RF535B Block Diagram



Quick Reference Data

Table 1. Quick Reference Data

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
F_{RF}	Input Center Frequency		3.4		3.8	GHz
DFRS	Frequency Resolution				19.6	Hz
V_{DD}	Supply Voltage	Applied to VDD pins	3.0	3.3	3.6	V
I_{DDRX}	Supply Current	Receive mode		270		mA
I_{DDTX}	Supply Current	Transmit mode, -5dBm, incl. Balun		315		mA
I_{DDSYN}	Supply Current	Synthesizer Mode		135		mA
I_{DDSTB}	Supply Current	Stand By Mode, CLK driver activated Clock Load 20pF		2.5		mA
SENS	Sensitivity QPSK Sensitivity 64QAM	BW=3.5MHz, CR=1/2, S/N=9.4dB BW=7MHz, CR=3/4, S/N=24.4dB		-92 -74	-88 -70	dBm
P_{RF}	TX Output Power	FRF= 3.5 GHz, 15dB back off for 64QAM, EVM=-34dB, incl. Balun		0		dBm
PN	Integrated Phase Noise of Synthesizer	Integrated over Frequency Range 50kHz ... 1MHz		0.8		deg rms
T_{AMB}	Operating Ambient Temperature		-30	27	+70	°C

Note: All voltages are referred to GND. VDD=3.0V TAMB=27°C, unless otherwise noted.

Electrical Characteristics

Table 2. Receiver Characteristics (Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
System						
F_{RF}	Input Center Frequency		3.4		3.8	GHz
Z_{IN}	Differential Impedance at LNA Input	Includes a matching inductor and two series capacitors		100		Ω diff.
SENS	Sensitivity QPSK 1/2 Sensitivity 64QAM 3/4	BW=3.5MHz, S/N=9.4dB BW=7MHz, S/N=24.4dB			-90 -69	dBm
$P_{IN,MAX}$	Maximum Input Power	BW=7MHz, EVM=24.4dB	-20			dBm
NF_{SSB}	Noise Figure Single Side Band	high gain mode, includes balun w/o Frontend loss		5	6	dB
$G_{RX,STEP}$	RX Chain: Gain Steps			0.76		dB
$G_{RX,RANGE}$	RX Chain: Gain Range			95.5		dB
$t_{RX/TX}$	RX to TX Switching Time	TDD Mode HFDD Mode			5 50	μ s
System						
ACR±1	Adjacent Ch. Rejection	16QAM 3/4 64QAM 3/4			-11 -4	dB
ACR±2	Nonadjacent Ch. Rejection	16QAM 3/4 64QAM 3/4			-30 -23	dB
Baseband filters, DC cancellation, RSSI, IQ outputs						
R_{OUT}	Output load resistance	Pin to GND	1			M Ω
C_{OUT}	Output load capacitance	Pin to GND		20	50	pF
V_{OMAX}	Maximum Output Voltage	Differential	1			V



V_{OUT}	Nominal I or Q output Voltage	Differential at the load specified Output buffer gain offset = 0dB Backoff -15dB relative to I or Q		0.141		Vrms
$G_{B,OFFSTEP}$	I, Q output buffer: Gain Offset Steps			0.76		dB
$G_{B,RANGE}$	I, Q output buffer: Gain Range		-9		+2.25	dB
BW_{3dB}	3-dB Bandwidth of Filter	Low-IF Center Frequency: 1.875 MHz 2.7 MHz 3.75 MHz 5.0 MHz Note2		3.5 5.0 7.0 8.75		MHz
IMRR	Image Rejection Ratio	Note 2		-42	-36	dB
FIF	Low-IF Frequency	Note 2		2.0 4.0		MHz
CMD	Common Mode IQ Voltage		1.2	1.25	1.35	V DC

Table 3. Transmitter Characteristics (Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
System						
F_{RF}	Output Center Frequency		3.4		3.8	GHz
Z_{OUT}	Differential Impedance at Driver Output			100		Ω diff
P_{OUT}	TX Output Power	For 64QAM modulated signals		0		dBm
$t_{TX/RX}$	TX to RX Switching Time	TDD Mode HFDD Mode			5 50	μ s
$G_{PA,RANGE}$	TX Chain Gain Control Range		50	71.9		dB
$G_{LSB,STEP}$	TX Chain Gain Control LSB Step Size			0.76		dB
BW_{3dB}	3-dB Bandwidth of Filter	Low-IF Center Frequency: 1.875 MHz 2.7 MHz 3.75 MHz 5.0 MHz Note2		3.5 5.0 7.0 8.75		MHz
L_{Carr}	Carrier Leakage	Referred to sub carrier level of 64QAM modulated signals Note 2, 3		-20	-12	dBc
IMRR	Image Rejection Ratio	Referred to sub carrier level of 64QAM modulated signals Note 2, 3		-49	-45	dB
EVM	Error Vector Magnitude	64QAM %, 0dBm Output Power			-34	dB
Z_{IN}	IQ Input Impedance	Differential		10		k Ω diff
V_{IN}	IQ Input Voltage	Peak, Differential		1		Vp,diff
$V_{IN,DC}$	DC Input Voltage			1.25		V

- Notes: 1. VDD=3.0V, TAMB =27°C, FRF=3.55 GHz, specific application circuit TBD, unless otherwise noted.
 2. Internally adjusted by build-in self-calibration.
 3. ETSI Mask Compliant

4 AT86RF535B [Preliminary]

5190A-WIMAX-4/07

Functional Description

The AT86RF535B is based on the IEEE 802.16-2004 standard. This product will provide transmit, receive, and frequency synthesis functions using the OFDM modulation schemes, as defined in the above specifications.

The AT86RF535B consists of a frequency-agile RF transceiver intended for use in 3.5-GHz licensed bands at data rates up to 26Mbps.

Configuration and control registers and a bi-directional data communications interface are available to communicate with existing baseband devices from different vendors. The AT86RF535B addresses the requirements of base station (BS) as well as subscriber stations (SS) equipment. The device will operate down to 3.0V.

The AT86RF535 is fabricated in Atmel's AT46000 advanced SiGe BiCMOS process technology and is assembled in a 8mm x 8mm 56-lead QFN package.

RX Path

The differential low noise amplifier (DLNA) makes use of a differential bipolar stage with resistive emitter linearization. For digital gain control operation the DLNA supports the four gain modes 0, 6, 12, and 18dB. The linearity improves as the gain is reduced.

The differential inphase quadrature phase mixer (IQMIX) utilizes a differential bipolar stage with emitter degeneration for the best linearity performance. A complex driving LO source is chosen for optimal LO leakage cancellation. The IQMIX has 4, 10, 16, and 22dB of switchable gain.

The receive poly phase filter (RXPPF) is designed as a frequency shifted leapfrog structure. The filter provides three different bandwidths at three different center frequencies. The bandwidth of this filter is tuned by a built-in self-test (BIST). The PPF filter cap values are automatically adjusted upon power-up. The cap tuning can be recalled via SPI. Image rejection is also calibrated upon request via SPI.

There are also three digitally controlled gain amplifiers (DGA1-3) available to provide the necessary amplification for the receive signal. Each stage supports the four gain modes 0, 6, 12, and 18dB, respectively. An additional fine gain stage DGB enables gain tuning of approximately ± 6 dB in 0.76 dB steps. An output buffer with gain offset matches the voltage swing of the radio to the respective Baseband input stage.

The gain control is complete digital and affects LNA, MIX, and the three DGAs by using the same granularity for each stage. The BB/MAC provides the gain vector at a separated serial interface.

Fast TX/RX switching is possible via TX/RX switch input pins controlled by BB/MAC.

The low-IF conversion receiver does not have to amplify DC signals, but the gain setting process produces different offsets in gain stages. An offset correction takes place after each gain step in the receiver to prevent signal saturation. Every stage has an individual offset correction circuit to maintain the correct overall dynamic range. The DC feedback (DCFB) works as an output offset compensation network, which depends on actual gain setting.

The internal gain control operation is optimized for fixed target amplitude. To adapt to different application requirements, the IQ Output Buffer DGB has a programmable gain offset from -1.5 dB to 6dB in increments of 0.76dB. This allows the nominal output voltage to be set between 180mVp and 650mVp. The gain is controllable via the register setting. The IQOB is able to drive



a capacitive load on all four-output ports (RXI1, RXI2, RXQ1, RXQ2). The CMD pin is available to provide the common mode voltage of the Digital Output Buffer (DGB).

TX Path

The transmit low pass (TXLP) filter is band limited to meet the emission regulation for OFDM signals. The data signals to the four input ports (TXI1, TXI2, TXQ1, TXQ2) driving the TXLP should be digital but with defined levels.

The complex filtered BB signal is up converted with IQ low-IF up converter (IQUC). A complex driving LO source is used to minimize LO leakage. The output currents of the two mixer stages are added together. The resulting signal drives the power amplifier control block (PAC).

PAC is a Gilbert cell based current domain amplifier with the gain controlled by DC voltage across the mixer core. In that way linear to logarithmic (dB) gain control is achieved.

The BB/MAC provides the gain setting vector at a separated serial interface.

Synthesizer

The voltage controlled oscillator (VCO) operates at two times the local oscillator (LO) frequency. The VCO output feeds a specialized divide-by-two module. The divider provides the required times one LO frequency with both in-phase and quadrature components for use in the IQ Mixer (IQMIX) and the IQ upconverter (IQUC). The use of the divider at two times the LO also reduces load pull on the LO frequency each time the integrated power amplifier (PA) is enabled.

The VCO core is a differential double-grounded bipolar stage with the load for the VCO tank circuit made up of inductive and capacitive components in parallel. No external tuning devices are required. A fully differential inductor is contained on-chip. The capacitive portion of the frequency determining circuitry is made up of a binary weighted capacitor array and an analog voltage controlled varactor. The radio makes use of a hybrid phase lock loop (PLL) architecture. The coarse tuning is accomplished with the combination of Digital PLL/Binary capacitance array and the fine tuning is accomplished using the more conventional analog portion of the PLL. This use of coarse and fine tuning together reduces the analog VCO gain requirement. The reduction of tuning tolerance issues and noise are a direct effect of this type of PLL. Additionally, the characteristic impedance of the loop filter can be increased to reduce the charge pump current which helps in the integration of the active loop filter on-chip. This PLL also contains both integral and proportional charge pumps whose currents may be changed via register settings. This allows the loop parameters to be optimized for tuning speed and noise reduction.

The fractional-N synthesizer in this radio utilizes a unique phase interpolation divider (PID) rather than the more conventional modulus divider architecture. The PID allows for very good frequency resolution and fast tuning speed. It also has the speed and power advantages of an asynchronous divider and is fully programmable within a restricted frequency range.

Because of the coarse digital tuning the analog tuning gain could be reduced so that the characteristic impedance of the loop filter increases and the charge pump current is reduced. This helps to integrated the whole active loop filter (APLL).

Using of two (proportional and integral components) charge pumps and programming their currents permit changing of filter parameters.

AT86RF535B [Preliminary]

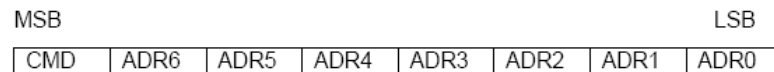
The phase interpolation divider (PDIV) is an alternate divider architecture to a conventional modulus divider. It has the speed and power advantages of an asynchron divider and is programmable in a restricted range.

Integrated Calibration Support

Calibration of the transceiver imbalances to optimize transmit LO leakage, transmit and receive image rejection ratio (IMRR) will be performed in between RX/TX operation. It is totally independent from BB/MAC processor.

SPI Interface

Serial peripheral interface (SPI) controls the transceiver. This 4-wire bus contains the ports SDE, SCL, SDI and SDO. The SPI has an 8-bit organization. Each transmission starts with a command byte with the following structure:



The command bit CMD is set to "1" for WRITE operation and "0" for READ operation.

The transmission is continued with the data bytes. The number of data bytes depends on the register. The MSB of each data byte is send first.

For an 8 bit register:



For a 16 bit register:

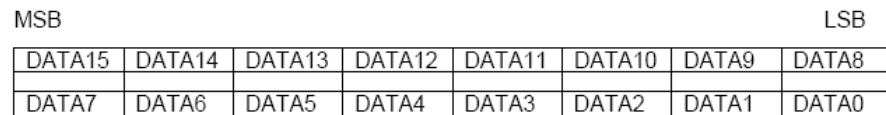
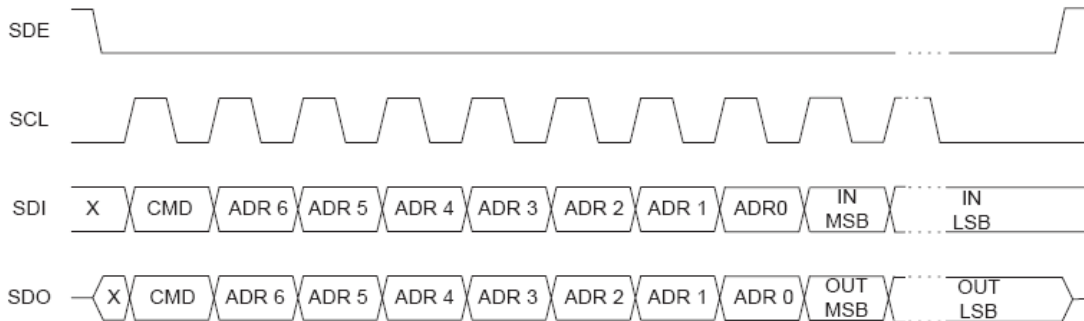




Figure 2. SPI transmission for multiple bytes



Pin Description and Package Drawing

Table 4. Pin Description

Pin	Pin No.	Description
FSW	1	PLL Frequency Switch for HFDD Mode Digital CMOS input levels
VSSDPLL	2	Ground Supply of Digital PLL Modules
VDDDPLL	3	Voltage Supply of Digital PLL Modules
VDDBBIF	4	Supply Voltage of Digital Base Band Interface Pads
PTX	5	Power Switch Transmit Path High active, digital CMOS input levels
RFRX1	6	RF Receive Input 1 Low noise amplifier input. The 50 Ω matching is in part by the bond/package inductance and an external component (tbd).
RFRX2	7	RF Receive Input 2 Complementary signal to RFRX1
VSSRFRX	8	Ground Supply of Radio Frequency Receive Circuit Modules
VDDRFRX	9	Voltage Supply of Radio Frequency Receive Circuit Modules
ATB	10	Analog Test Bus Analog IO Analog output/input signal for testing purposes, connection configurable over SPI
VDDRFTX1	11	Voltage Supply of Radio Frequency Transmit Circuit Modules
VDDRFTX1	12	Voltage Supply of Radio Frequency Transmit Circuit Module
VDDRFTX2	13	Voltage Supply of Radio Frequency Transmit Circuit Modules
VDDRFTX2	14	Voltage Supply of Radio Frequency Transmit Circuit Modules
VDDPA	15	Voltage Supply of Power Amplifier Driving Module
VDDPA	16	Voltage Supply of Power Amplifier Driving Module

Table 4. Pin Description (Continued)

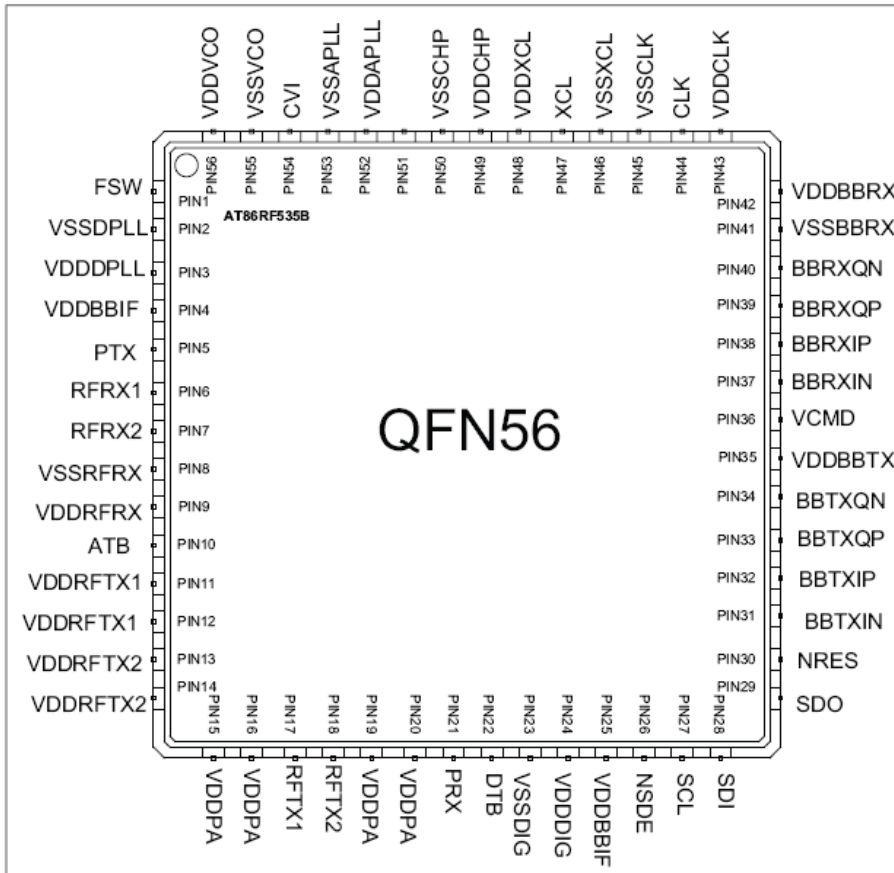
Pin	Pin No.	Description
RFTX1	17	RF Transmit Output 1 P1dB up to +15dBm @ 50 Ω differential 3.5GHz. The 50 Ω matching is in part by the bond/package inductance and an external component (tbd).
RFTX2	18	RF Transmit Output 2 Complementary signal to RFTX1
VDDPA	19	Voltage Supply of Power Amplifier Driving Module
VDDPA	20	Voltage Supply of Power Amplifier Driving Module
PRX	21	Power Switch of Receive Path High active, digital CMOS input levels
DTB	22	Digital Test Bus Input/Output Digital DTB input/output signal for testing purposes, connection and direction is configurable over SPI.
VSSDIG	23	Ground Supply SPI Interface Pads and of Digital Circuit Modules
VDDDIG	24	Voltage Supply of Digital Circuit Modules
VDDBBIF	25	Voltage Supply of Digital Base Band Interface Pads
NSDE	26	SPI Enable Digital Input The rising edge of SCL and a low SDE indicate the start of a data transmission to the SPI slave
SCL	27	SPI Clock Digital Input At every rising edge the SDI data is latched into the internal SPI register. SDO data change also on the rising edge.
SDI	28	SPI Data Digital Input Serial SPI data input stream is started with SDE and contain first an address byte. Read in is MSB first. The MSB of the address byte is the R/W control bit. After the address byte there follows a number of data bytes. The actual number of data bytes depends on the address.
SDO	29	SPI Data Digital Output
NRES	30	Power On Reset Low active, open drain output with internal 10k Ω pull up resistor
BBTXIN	31	Base Band Transmit Input I Negative Complementary signal to BBTXIP
BBTXIP	32	Base Band Transmit Input I Positive Base band transmit input signal In Phase
BBTXQP	33	Base Band Transmit Input Q Positive Complementary signal to BBTXQN
BBTXQN	34	Base Band Transmit Input Q Negative Base band transmit input signal Quad Phase
VDDBBTX	35	Voltage Supply of BB TX circuit modules
VCMD	36	Common Mode Voltage Bias Output RX Elements DC output voltage 1.0V, only active if PRX=High

Table 4. Pin Description (Continued)

Pin	Pin No.	Description
BBRXIN	37	Base Band Receive Output I Negative In Phase output negative. The base band-processed signal is level voltage programmable to adapt to different base band ADCs. The capacitive load should be less than 10pF asymmetric
BBRXIP	38	Base Band Receive Output I Positive Complementary signal to BBRXIN
BBRXQP	39	Base Band Receive Output Q Positive Quad Phase output positive. The base band-processed signal is level voltage programmable to adapt to different base band ADCs. The capacitive load should be less than 10pF asymmetric.
BBRXQN	40	Base Band Receive Output Q Negative Complementary signal to BBRXQP
VSSBBRX	41	Voltage Supply of BB Receive circuit modules
VDDBBRX	42	Voltage Supply of BB Receive circuit modules
VDDCLK	43	Ground Supply of CMOS Clock Output Driver
CLK	44	40MHz CMOS Clock Digital Output Driver
VSSCLK	45	Ground Supply of CMOS Clock Output Driver
VSSXCL	46	Ground Supply of Crystal Clock Input Buffer
XCL	47	Crystal Clock Input Buffer
VDDXCL	48	Voltage Supply of Crystal Clock Input Buffer
VDDCHP	49	Voltage Supply of Phase Frequency Detector and Charge Pump Modules
VSSCHP	50	Ground Supply of Phase Frequency Detector and Charge Pump Modules
	51	
VDDAPLL	52	Voltage Supply of PLL Analog Divider Modules
VSSAPLL	53	Ground Supply of PLL Analog Divider Modules
CVI	54	VCO Control Voltage IO (Testpin)
VSSVCO	55	Ground Supply of Synthesizer modules VCO and APLF
VDDVCO	56	Voltage Supply of Synthesizer modules VCO and APLF

Note: Additional ground supplies are generated by down bonds to exposed paddle

Figure 3. Pin Information





Revision History

Doc. Rev.	Date	Comments
5190A	4/2007	Initial document release.



Atmel Corporation

2325 Orchard Parkway
San Jose, CA 95131, USA
Tel: 1(408) 441-0311
Fax: 1(408) 487-2600

Regional Headquarters

Europe

Atmel Sarl
Route des Arsenaux 41
Case Postale 80
CH-1705 Fribourg
Switzerland
Tel: (41) 26-426-5555
Fax: (41) 26-426-5500

Asia

Room 1219
Chinachem Golden Plaza
77 Mody Road Tsimshatsui
East Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2721-9778
Fax: (852) 2722-1369

Japan

9F, Tonetsu Shinkawa Bldg.
1-24-8 Shinkawa
Chuo-ku, Tokyo 104-0033
Japan
Tel: (81) 3-3523-3551
Fax: (81) 3-3523-7581

Atmel Operations

Memory

2325 Orchard Parkway
San Jose, CA 95131, USA
Tel: 1(408) 441-0311
Fax: 1(408) 436-4314

Microcontrollers

2325 Orchard Parkway
San Jose, CA 95131, USA
Tel: 1(408) 441-0311
Fax: 1(408) 436-4314

La Chanterrie

BP 70602
44306 Nantes Cedex 3, France
Tel: (33) 2-40-18-18-18
Fax: (33) 2-40-18-19-60

ASIC/ASSP/Smart Cards

Zone Industrielle
13106 Rousset Cedex, France
Tel: (33) 4-42-53-60-00
Fax: (33) 4-42-53-60-01

1150 East Cheyenne Mtn. Blvd.
Colorado Springs, CO 80906, USA
Tel: 1(719) 576-3300
Fax: 1(719) 540-1759

Scottish Enterprise Technology Park
Maxwell Building
East Kilbride G75 0QR, Scotland
Tel: (44) 1355-803-000
Fax: (44) 1355-242-743

RF/Automotive

Theresienstrasse 2
Postfach 3535
74025 Heilbronn, Germany
Tel: (49) 71-31-67-0
Fax: (49) 71-31-67-2340

1150 East Cheyenne Mtn. Blvd.
Colorado Springs, CO 80906, USA
Tel: 1(719) 576-3300
Fax: 1(719) 540-1759

Biometrics Product Line

Avenue de Rochepleine
BP 123
38521 Saint-Egreve Cedex, France
Tel: (33) 4-76-58-47-50
Fax: (33) 4-76-58-47-60

Literature Requests

www.atmel.com/literature

Disclaimer: The information in this document is provided in connection with Atmel products. No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property right is granted by this document or in connection with the sale of Atmel products. EXCEPT AS SET FORTH IN ATMEL'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE LOCATED ON ATMEL'S WEB SITE, ATMEL ASSUMES NO LIABILITY WHATSOEVER AND DISCLAIMS ANY EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY WARRANTY RELATING TO ITS PRODUCTS INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE IMPLIED WARRANTY OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, OR NON-INFRINGEMENT. IN NO EVENT SHALL ATMEL BE LIABLE FOR ANY DIRECT, INDIRECT, CONSEQUENTIAL, PUNITIVE, SPECIAL OR INCIDENTAL DAMAGES (INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, DAMAGES FOR LOSS OF PROFITS, BUSINESS INTERRUPTION, OR LOSS OF INFORMATION) ARISING OUT OF THE USE OR INABILITY TO USE THIS DOCUMENT, EVEN IF ATMEL HAS BEEN ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGES. Atmel makes no representations or warranties with respect to the accuracy or completeness of the contents of this document and reserves the right to make changes to specifications and product descriptions at any time without notice. Atmel does not make any commitment to update the information contained herein. Unless specifically provided otherwise, Atmel products are not suitable for, and shall not be used in, automotive applications. Atmel's products are not intended, authorized, or warranted for use as components in applications intended to support or sustain life.

©2007 Atmel Corporation. All rights reserved. Atmel®, logo and combinations thereof, Everywhere You Are® and others, are registered trademarks or trademarks of Atmel Corporation or its subsidiaries. Other terms and product names may be trademarks of others.



Printed on recycled paper.

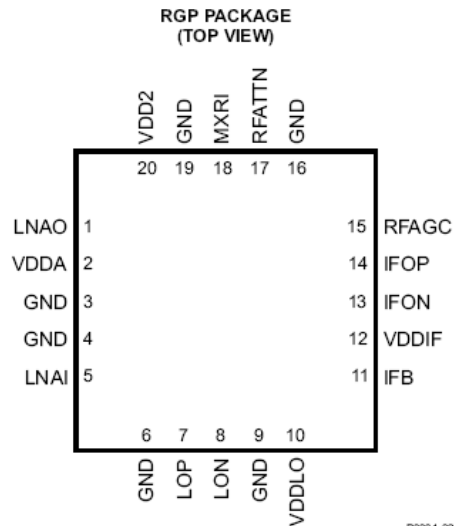
5190A-WIMAX-4/07

3.5-GHz, HIGH DYNAMIC RANGE, LOW-NOISE DOWN-CONVERTER

FEATURES

- Performs First Down-Conversion in 3.5-GHz Radios (3300–3800 MHz)
- Integrated LNA/Mixer/IF Amp/LO Buffer
- Provision for External Image Reject/Band-Pass Filter
- Low Noise-Figure/High Linearity
- Digital 10-dB Attenuator for High-Level Signals
- Frequency Range: 3.3–3.8 GHz
- 28 dB of Gain with 20 dB of Gain Control (10-dB Fixed)
- 2.5-dB Noise Figure, Typical
- LO Drive Level = 0 dBm, Typical

DEVICE INFORMATION



P0031-02

DESCRIPTION

The TRF1216 is the first of two integrated circuits used in the receiver section of Texas Instruments' 3.5-GHz radio chipset. The TRF1216 down-converts the 3.5-GHz input frequency to an intermediate frequency in the range of 400 MHz to 500 MHz. The device provides a differential output that passes through a SAW filter before connecting to a second down converter. For the best performance, Texas Instruments TRF1212 should be used to perform both the second down conversion and also provide the local oscillator for the TRF1216.

The TRF1216 includes a LNA with switchable attenuation, a balanced mixer, a variable gain IF amplifier and a differential LO Buffer for improved performance. In order to provide exceptional image rejection and extra jammer immunity, the TRF1216 offers a signal path to an off-chip filter. Specifications are provided assuming an in-band 2-dB insertion loss filter. To maximize input dynamic range, a 10-dB switchable attenuator is provided in the RF path as well as 10 dB of analog IF gain control. After the image reject filter, an on-chip Balun converts the signal from single ended to differential in order to provide better noise immunity at the mixer.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

BLOCK DIAGRAM

The detailed block diagram and the pin-out of the ASIC are shown in Figure 1 and Table 1.

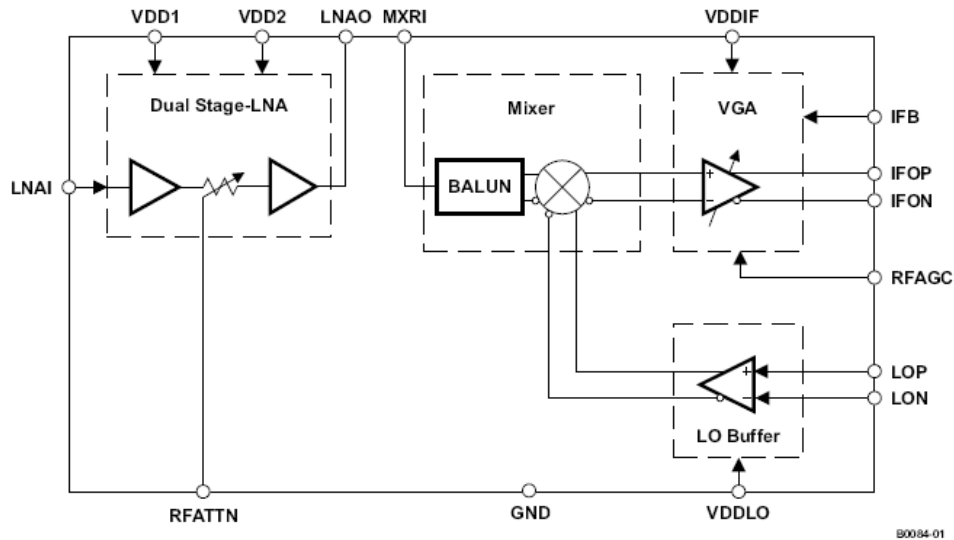


Figure 1. Detailed Block Diagram of TRF1216

TERMINAL FUNCTIONS

TERMINAL NO.	NAME	I/O	TYPE	DESCRIPTION
1	LNAO	O	Analog	LNA Output, 50 Ω , ac-coupled
2	VDD1	I	Power	LNA1 DC Bias (+5 V nominal)
3, 4, 6, 9, 16, 19	GND	–	–	Ground
5	LNAI	I	Analog	RF input – Needs dc block and input matching for optimum noise figure
7	LOP	I	Analog	LO input positive, ac coupled
8	LON	I	Analog	LO input negative, ac coupled
10	VDDLO	I	Power	LO DC Bias (+5 V nominal)
11	IFB	–	–	Not connected for normal operation. IF Bias Adjustment. Do not ground this pin or connect to any other pin.
12	VDDIF	I	Power	IF Bias Network dc Bias (+5 V nominal)
13	IFON	O	Analog	IF output and bias (see the application schematic for connections).
14	IFOP	O	Analog	IF output and bias (see the application schematic for connections).
15	RFAGC	I	Analog	Input voltage for analog gain control $V_{RFAGC} = 0\text{ V to }1.5\text{ V}$ Max gain at $V_{RFAGC} = 0\text{ V}$ Min gain at $V_{RFAGC} = 1.5\text{ V}$
17	RFATTN	I	Digital	TTL control for switched attenuator TTL low – Attenuator switched in TTL high – Attenuator switched out
18	MXRI	I	Analog	Mixer Input 50 Ω
20	VDD2	–	Power	LNA2 dc bias (+5 V nominal)
Back	GND	–	–	Back of package has metal base that must be grounded for thermal and RF performance.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

		VALUES	UNIT
V _{DD}	DC supply voltage, VDD	0 to 5.5	V
P _{IN}	RF input power	10	dBm
T _J	Junction temperature	200	°C
P _D	Power dissipation	1100	mW
V _D	Digital input voltage	–0.3 to 5.5	V
V _A	Analog input voltage	–0.3 to 5	V
θ _{JC}	Thermal resistance junction-to-case ⁽¹⁾	9.1	°C/W
T _{stg}	Storage temperature	–40 to 105	°C
T _{op}	Operating temperature	–40 to 85	°C
	Lead temperature (40 Sec Max)	260	°C

(1) Thermal resistance is junction to ambient assuming thermal pad with nine thermal vias under package metal base. See the recommended PCB layout.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The characteristics listed in the following tables are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C unless otherwise specified.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
DC CHARACTERISTICS						
V _{DD}	Supply voltage			5	5.5	V
I _{DD}	Total supply current			175	200	mA
I _{LNA1}	LNA1 supply current	Pin 2 (VDD1)		35		mA
I _{LNA2}	LNA2 supply current	Pin 20 (VDD2)		35		mA
I _{IF}	IF AMP supply current	Pin 12 (VDDIF) plus IF drain bias on pins 13 and 14 (IFOP, IFON)		55		mA
I _{LO}	LO supply current	Pin 10 (VDDLO)		50		mA
V _{AGC}	Gain control voltage		0		2	V
I _{AGC}	Gain control current		0		100	μA
V _{IH}	Input high voltage		2.5		5	V
V _{IL}	Input low voltage		0		0.8	V
I _{IH}	Input high current				300	μA
I _{IL}	Input low current				–50	μA

DOWNCONVERTER CHARACTERISTICSUnless otherwise stated $V_{DD} = 5\text{ V}$, $FRF = 3500\text{ MHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
F_{RF}	RF input frequency		3300		3800	MHz
F_{LO}	LO input frequency		2800		3400	MHz
F_{IF}	IF output frequency		400	480	500	MHz
G	Maximum gain	$V_{AGC} = 0\text{ V}$, RFATTN disabled, Measured into 100- Ω differential load	27	30	33	dB
Δ_{AGC}	Analog gain control range	V_{AGC} from 0 to 1.5 V, Any RFATTN setting. Measured into 100- Ω differential load	7	10		dB
Δ_{ATTN}	Switched attenuator range	RFATTN from high-to-low, any VAGC setting. Measured into 100- Ω differential load	8.5	10	11.5	dB
G_{HG}	Gain flatness full band	Any 200-MHz band		1	2	dB
G_{NB}	Gain flatness / 6 MHz	Any 6-MHz band			0.4	dB
NF	Noise figure ⁽¹⁾	$V_{AGC} = 0\text{ V}$, RFATTN disabled		2.5		dB
		$V_{AGC} = 0\text{ V}$, RFATTN enabled		4.8		
		$V_{AGC} = 1.5\text{ V}$, RFATTN disabled		3.2		
		$V_{AGC} = 1.5\text{ V}$, RFATTN enabled		6.8		
IP-1dB	Input power at 1-dB compression	$V_{AGC} = 0\text{ V}$, RFATTN disabled		-17		dBm
		$V_{AGC} = 0\text{ V}$, RFATTN enabled		-6		
		$V_{AGC} = 1.5\text{ V}$, RFATTN disabled		-10		
		$V_{AGC} = 1.5\text{ V}$, RFATTN enabled		-4		
IIP3	Input 3rd order intercept point	$V_{AGC} = 0\text{ V}$, RFATTN disabled		-7		dBm
		$V_{AGC} = 0\text{ V}$, RFATTN enabled		-1		
		$V_{AGC} = 1.5\text{ V}$, RFATTN disabled		-5		
		$V_{AGC} = 1.5\text{ V}$, RFATTN enabled		5		
P_{LO}	LO input power	Referenced to 100- Ω differential		0		dBm
	LO to MXRI leakage	LO input = 3 dBm, $V_{AGC} = 0\text{ V}$	-35	-45		dB
	LO to IF leakage	LO input = 3 dBm, $V_{AGC} = 0\text{ V}$	-40	-50		dB
	LNAO to RXI isolation	$F_{RF} = 3300\text{ to }3800\text{ MHz}$, RFATTN = TTL High	40			dB

(1) Assured by lab characterization/design and not subject to production test.

TYPICAL CHARACTERISTICS

Measurements resulting in the following graphs were taken on the evaluation board of the ASIC (see Figure 9).

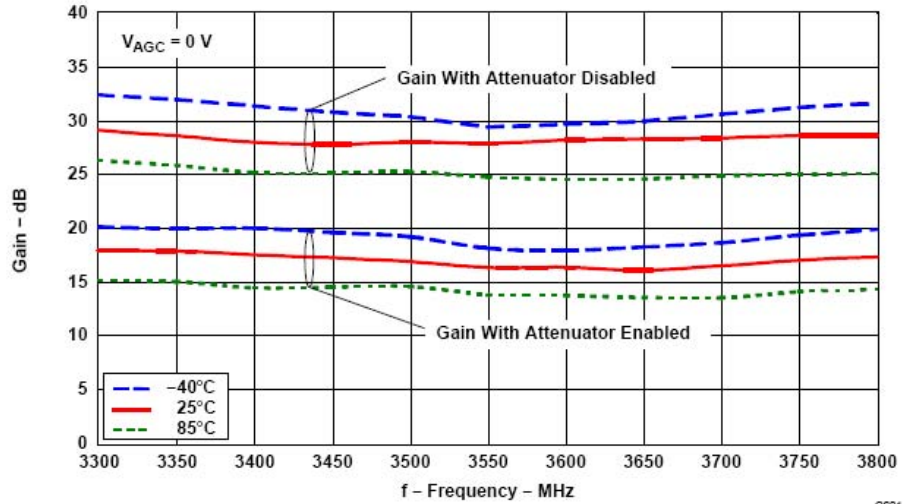


Figure 2. Gain vs Frequency for $V_{AGC} = 0\text{ V}$

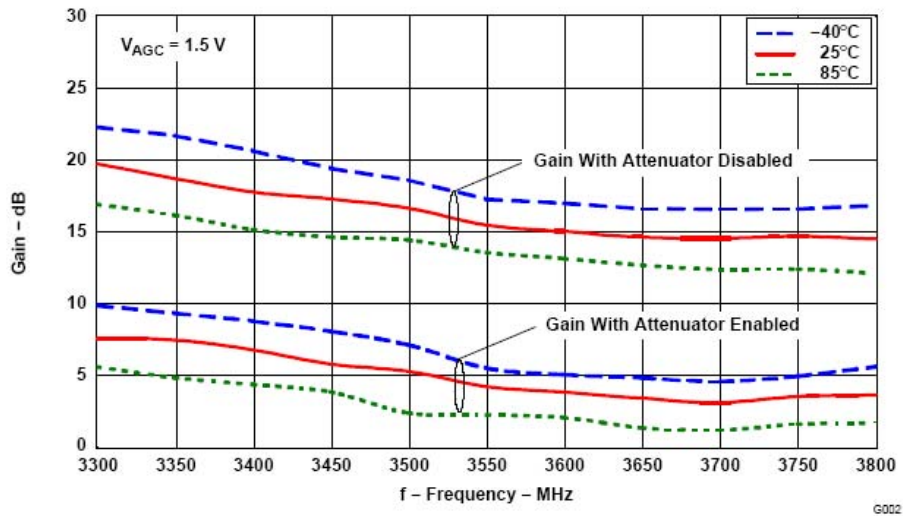


Figure 3. Gain vs Frequency for $V_{AGC} = 1.5\text{ V}$

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

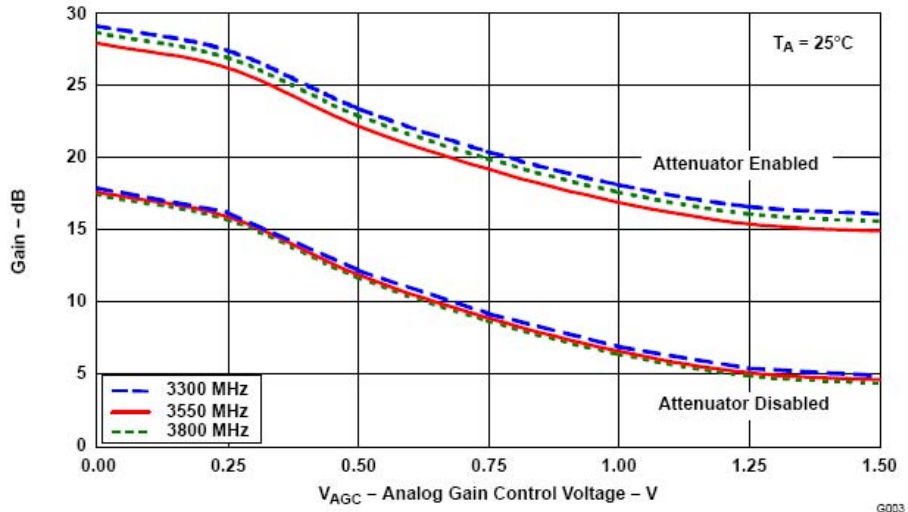


Figure 4. Gain vs VAGC for Different Frequencies, ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

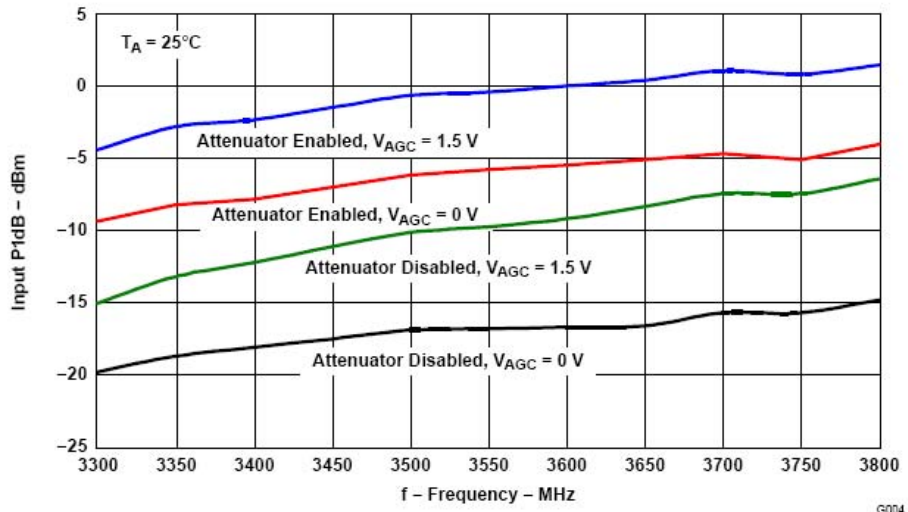


Figure 5. Input P1dB vs Frequency, ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

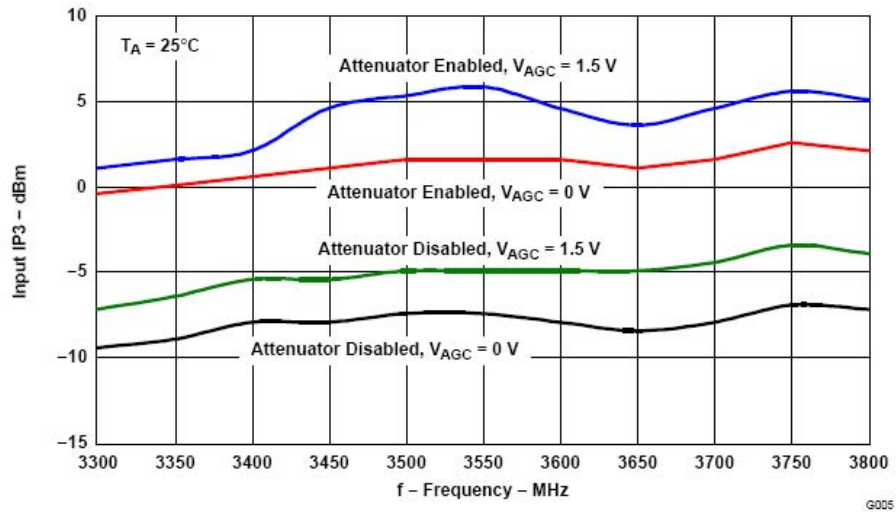


Figure 6. Input IP3 vs Frequency, ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

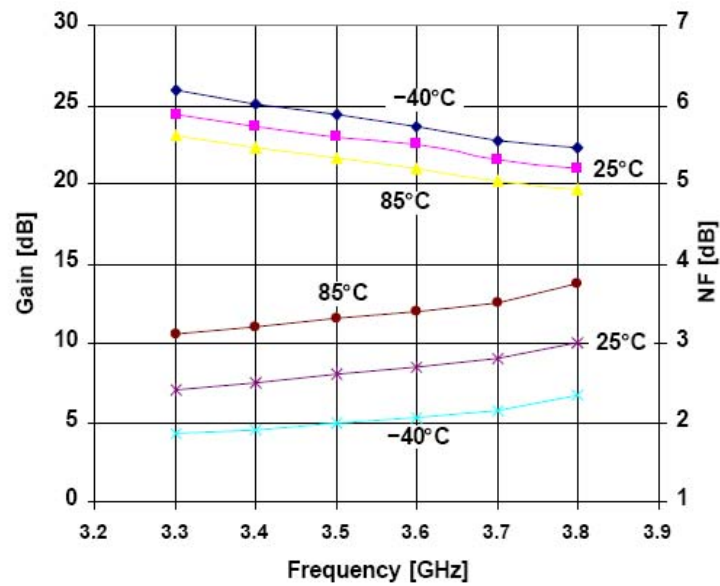


Figure 7. LNA Noise Figure vs Frequency With $V_{AGC} = 0\text{ V}$

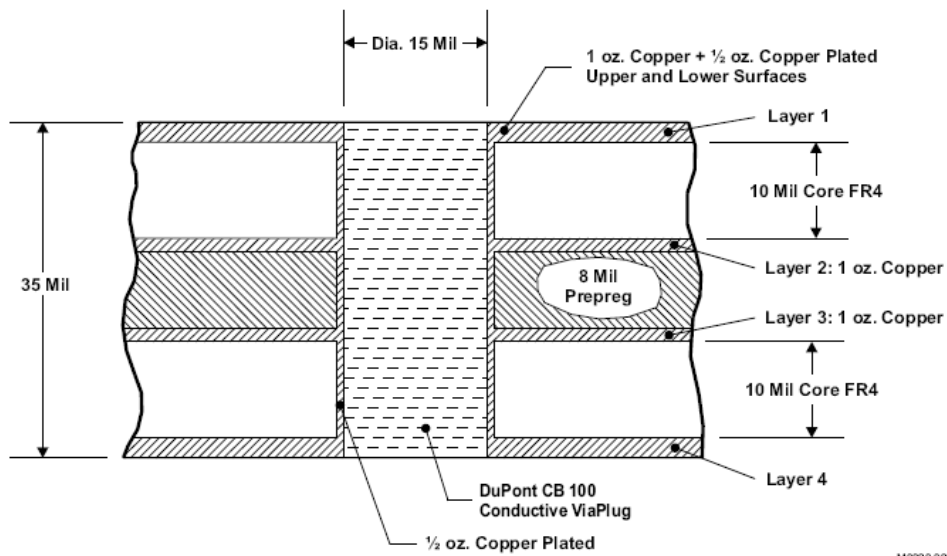
APPLICATION INFORMATION

A typical application schematic is shown in Figure 9.

The PCB material recommendations are shown in Table 1 and Figure 8.

Table 1. PCB Recommendations

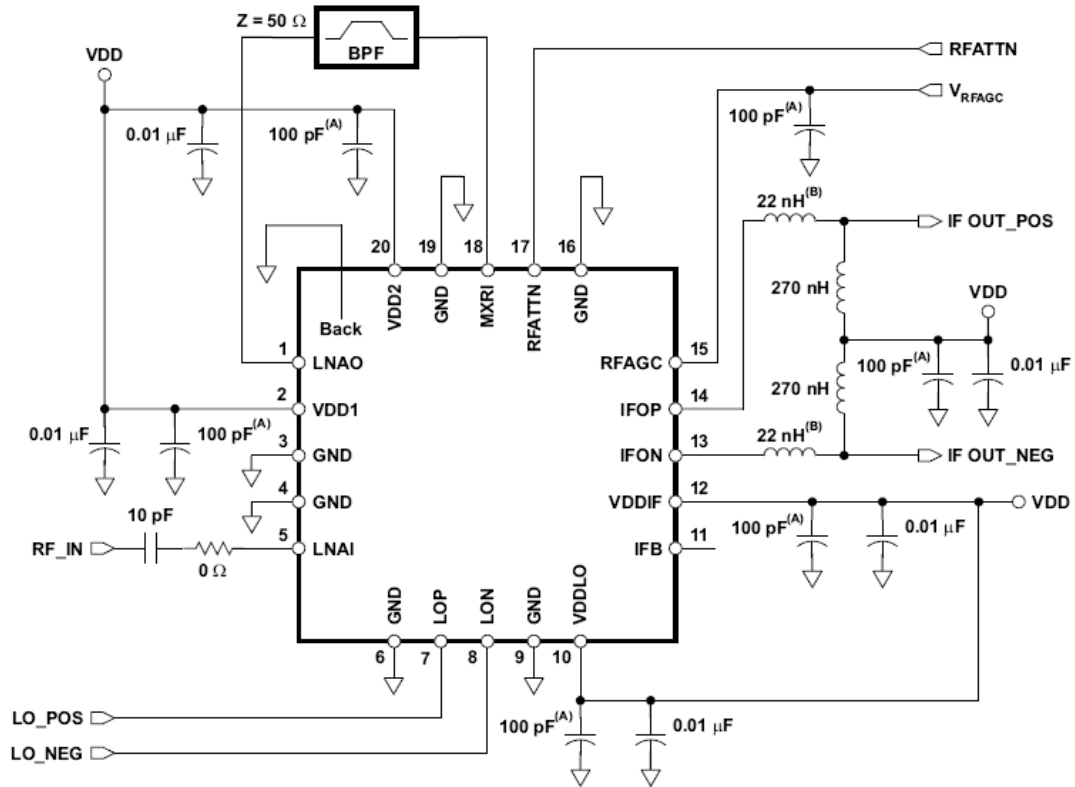
Board Material	FR4
Board Material Core Thickness	10 mil
Copper Thickness (starting)	1 oz
Prepreg Thickness	8 mil
Recommended Number of Layers	4
Via Plating Thickness	1/2 oz
Final Plate	White immersion tin
Final Board Thickness	33–37 mil



M002002

NOTE: Top and bottom surface finish: copper flash with 50–70 µin white tin immersion.

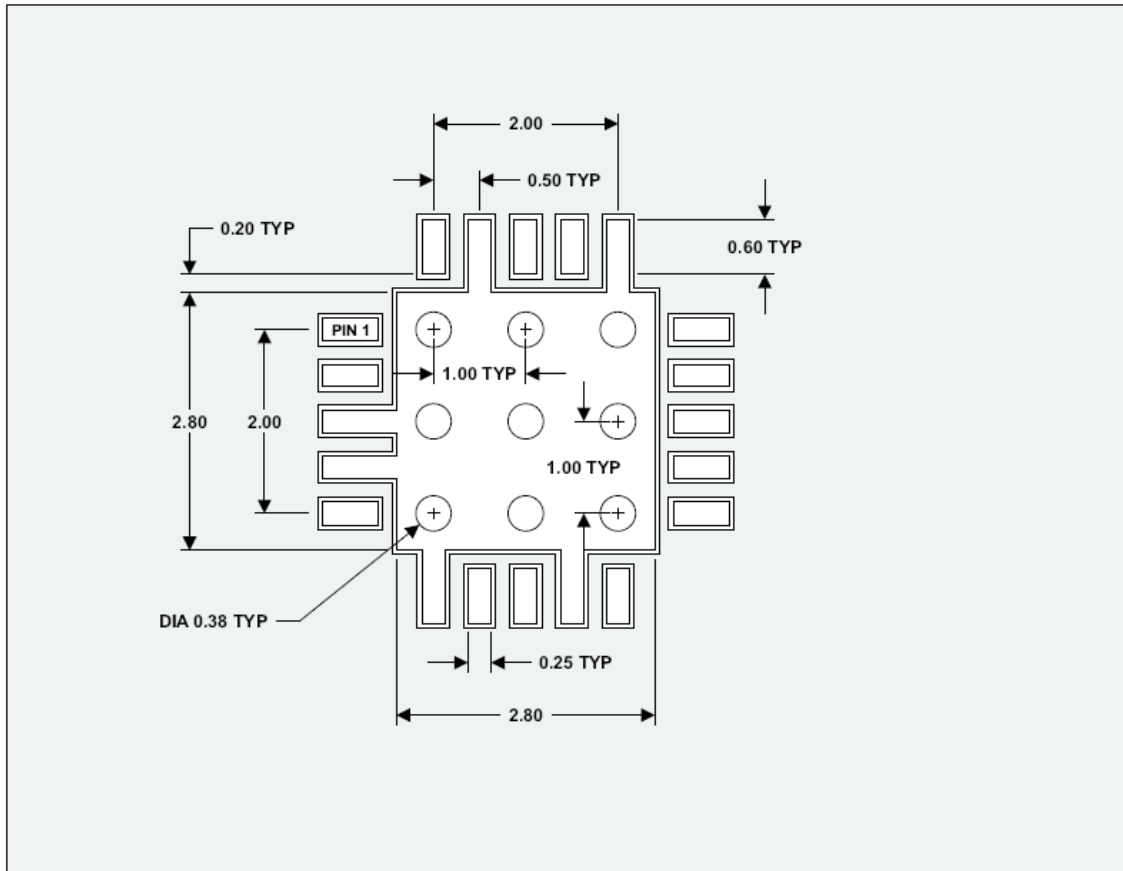
Figure 8. PCB Construction and Via Cross Section




- A. Place 100-pF capacitors close to package pins.
- B. Place 22-nH inductors close to package pins.

Figure 9. Recommended Application Schematic

S0122-01



 Solder Mask. No Solder Mask Under Chip, On Lead Pads or On Ground Connections.

Notes: 9 Via Holes, Each 0.38 mm.
Dimensions in mm

M0022-02

Figure 10. Recommended Pad Layout

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TRF1216IRGPR	ACTIVE	QFN	RGP	20	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-3-260C-168 HR
TRF1216IRGPRG3	ACTIVE	QFN	RGP	20	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-3-260C-168 HR
TRF1216IRGPT	ACTIVE	QFN	RGP	20	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-3-260C-168 HR
TRF1216IRGPTG3	ACTIVE	QFN	RGP	20	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-3-260C-168 HR

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

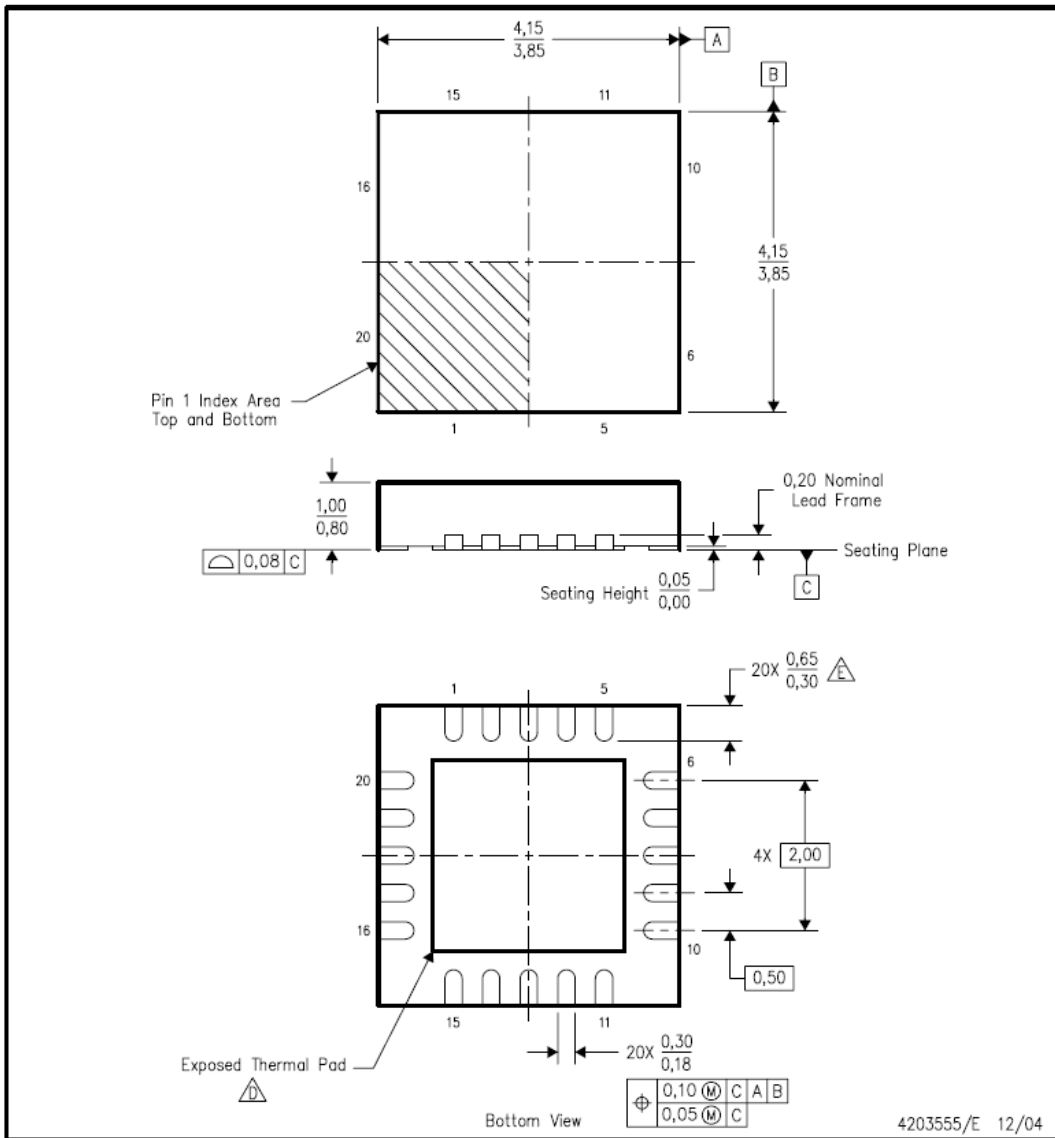
Important Information and Disclaimer:The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

MECHANICAL DATA

RGP (S-PQFP-N20)

PLASTIC QUAD FLATPACK



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. QFN (Quad Flatpack No-Lead) package configuration.
 - D. The package thermal pad must be soldered to the board for thermal and mechanical performance. See the Product Data Sheet for details regarding the exposed thermal pad dimensions.
 - E. Check thermal pad mechanical drawing in the product datasheet for nominal lead length dimensions.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
Low Power Wireless	www.ti.com/lpw	Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (GaAs FET)

MGF2407A

MICROWAVE POWER GaAs FET

DESCRIPTION

The MGF2407A, power GaAs FET with an N-channel schottky gate, is designed for use in S to Ku band amplifiers.

FEATURES

- High output power
 $P_{1dB} = 24.5 \text{ dBm (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power gain
 $G_{LP} = 8 \text{ dB (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power added efficiency
 $\eta_{PAA} = 30\% \text{ (TYP.) @ 14.5 GHz, } P_{1dB}$

APPLICATION

S to Ku band power amplifiers.

QUALITY GRADE

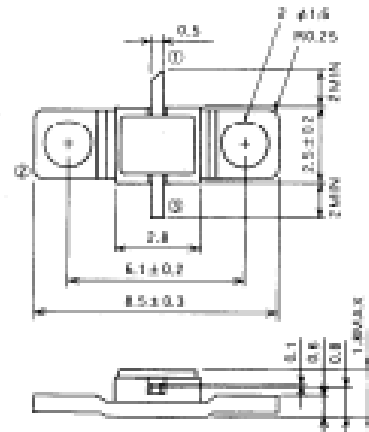
- IG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- $V_{GS} = 10\text{V}$
- $I_D = 75\text{mA}$
- Refer to Bias Procedure

OUTLINE DRAWING

(Unit: millimeters)



GF-17

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Rating	Unit
V_{GS}	Gate to drain voltage	-15	V
V_{GS}	Gate to source voltage	-15	V
I_D	Drain current	200	mA
I_{GS}	Reverse gate current	-8.0	mA
I_{GS}	Forward gate current	2.5	mA
P_T	Total power dissipation *1	1.5	W
T_{ch}	Channel temperature	175	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature	-55 ~ +175	$^\circ\text{C}$

*1: $T_c = 25^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
I_{DSS}	Saturated drain current	$V_{GS} = 3\text{V}$, $V_{DS} = 1\text{V}$	100	150	200	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_D = 0$, $V_{GS} = 0$	-1	-2.5	8	V
g_m	Transconductance	$V_{GS} = 3\text{V}$, $I_D = 75\text{mA}$	50	65	—	mS
P_{1dB}	Output power at 1dB gain compression	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 75\text{mA}$, $f = 14.5\text{GHz}$	23.0	24.5	—	dBm
G_{LP}	Linear power gain		7.0	8.0	—	dB
η_{PAA}	Power added efficiency at P_{1dB}		—	30	—	%
$R_{th(jc)}$	Thermal resistance *1	ΔW_j method	—	—	100	$^\circ\text{C/W}$

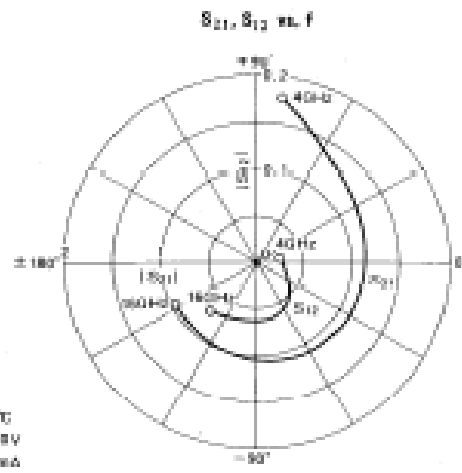
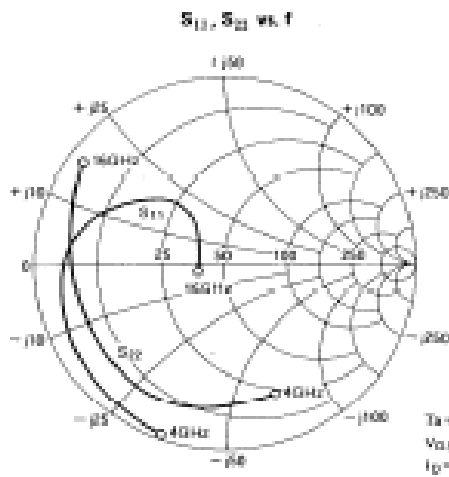
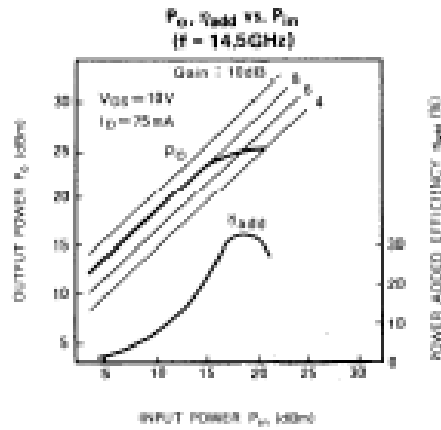
*1: Channel to case

MOV. '97



MICROWAVE POWER GaAs FET

TYPICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)



S PARAMETERS (Ta = 25°C, VGS = 12V, ID = 75mA)

f (GHz)	S Parameters (TYP)								K	MSG/PW/D
	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}			
	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)		
4	0.968	-112.5	1.766	81.5	0.024	-6.0	0.313	-70.5	0.380	18.1
6	0.979	-105.5	1.679	48.5	0.068	6.0	0.190	-93.5	0.613	10.6
8	0.991	-107.5	1.141	28.0	0.033	-13.0	0.177	-116.0	0.948	15.4
10	0.833	-188.0	1.111	-5.0	0.041	-38.5	0.182	-135.8	1.136	11.8
12	0.719	-158.0	1.060	-38.0	0.056	-56.0	0.193	-164.5	1.563	8.5
14	0.469	-133.5	1.030	-85.0	0.058	-82.0	0.818	168.0	2.216	6.1
16	0.112	-165.5	0.957	-153.0	0.073	-123.0	0.911	144.5	1.245	8.2



DESCRIPTION

The MGF2445A, power GaAs FET with an N-channel schottky gate, is designed for use in S to Ku band amplifiers.

FEATURES

- High output power
P_{1dB} = 32dBmW(TYP.) @f=12GHz
- High linear power gain
GLP = 6.0dB(TYP.) @f=12GHz

APPLICATION

- S to Ku band power amplifiers

QUALITY GRADE

- IG

RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

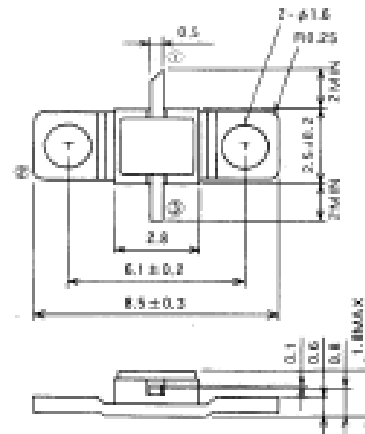
- V_{GS}=10V, I_D=450mA

Keep safety first in your circuit design!

Mitsubishi Electric Corporation puts the maximum effort into making semiconductor products better and more reliable, but there is always the possibility that trouble may occur with them. Trouble with semiconductors may lead to personal injury, fire or property damage. Remember to give due consideration to safety when making your circuit designs, with appropriate measures such as (i) placement of substitutes, auxiliary circuits, (ii) use of non-flammable material or (iii) prevention against any malfunction or mishap.

OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters



- ⊕ GATE
- ⊙ SOURCE
- ⊖ DRAIN

GF-17

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(T_a=25°C)

Symbol	Parameter	Rating	Unit
V _{GS0}	Gate to drain voltage	-15	V
V _{GS1}	Gate to source voltage	-15	V
I _D	Drain current	1500	mA
I _{GR}	Reverse gate current	-3.6	mA
I _{GF}	Forward gate current	15	mA
P _T	Total power dissipation	10.0	W
T _{ch}	Channel temperature	175	°C
T _{stg}	Storage temperature	-65~+175	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

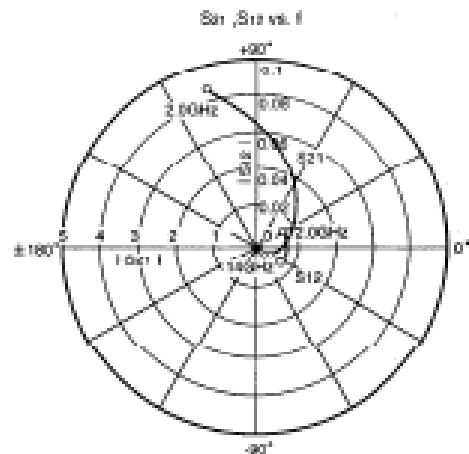
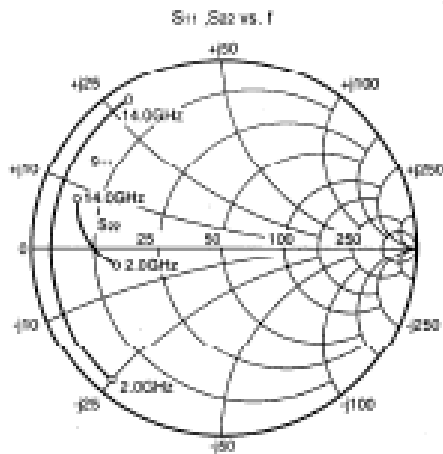
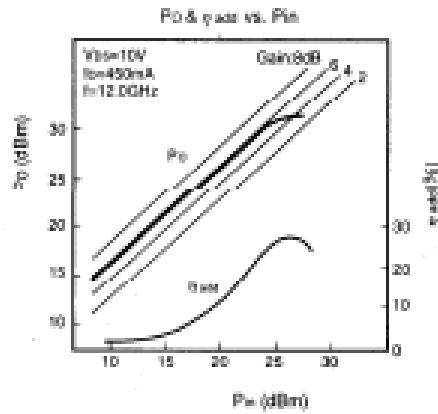
(T_a=25°C)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			MIN.	TYP.	MAX.	
I _{DSS}	Saturated drain current	V _{DS} =3V, V _{GS} =0V	--	--	1500	mA
gm	Transconductance	V _{DS} =0V, I _D =450mA	--	400	--	mS
V _{GS(off)}	Gate to source cut-off voltage	V _{DS} =3V, I _D =3mA	--	--	-4.5	V
P _{1dB}	Output power at 1dB gain compression	V _{GS} =10V, I _D =450mA f=12GHz	31	32	--	dBm
GLP	Linear power gain		5.5	6.0	--	dB
η _{add}	Power added efficiency		--	20	--	%
R _{th(ch-c)}	Thermal resistance	ΔW method	--	--	15	°C/W

MITSUBISHI
ELECTRIC

(1/2)

TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)



S PARAMETERS ($T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{GS} = 10V$, $I_G = 450mA$)

f (GHz)	S Parameters (1YP)							
	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	Mag.	Angle (deg.)	Mag.	Angle (deg.)	Mag.	Angle (deg.)	Mag.	Angle (deg.)
2.0	0.914	-127.4	4.336	103.4	0.011	21.8	0.589	-175.6
4.0	0.889	-167.8	2.292	71.7	0.012	0.2	0.604	-177.1
6.0	0.886	170.5	1.451	49.8	0.012	-12.4	0.662	-178.6
8.0	0.889	154.7	0.999	31.2	0.012	-22.3	0.729	176.7
10.0	0.895	141.8	0.721	14.9	0.011	-31.0	0.773	172.2
12.0	0.902	130.7	0.535	0.4	0.011	-38.8	0.811	167.3
14.0	0.910	121.1	0.406	-12.7	0.010	-45.9	0.843	162.2

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [Gon84]** Gonzalez, G., Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design, Prentice Hall, 1984
- [Smi86]** Smith, J., Modern Communication Circuits (International Edition), McGraw-Hill International, 1986
- [Edw81]** Edwards, T., Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley & Sons, 1981
- [KKK95]** Κωνσταντίνου, Φ., Καψάλης, Χ., Κωπτής, Π., Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες, Εκδ. Παπασωτηρίου, Αθήνα 1995
- [Ουζ94]** Ουζούνογλου, Ν., Εισαγωγή στα Μικροκύματα, Εκδ. Παπασωτηρίου, Αθήνα 1994
- [Κωτ03]** Κωπτής, Π., Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων, Εκδ. Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2003
- [ΚΚ03]** Καψάλης, Χ., Κωπτής, Π., Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδ. Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2003
- [WMO]** Overview of WiMAX IEEE 802.16 - Alan Barry, George Healy, Cian Daly, Joseph Johnson and Ronan J. Skehill
- [IN1]** Intel: Understanding WiFi and WiMAX as Metro-Access Solutions
- [APR05]** Apress: WiMAX Operators Manual Building 802.16 Wireless Networks 2nd Edition, 2005

<http://en.wikipedia.org/wiki/WiMAX>

www.wimaxforum.org/

www.wimax.com/

www.intel.com/netcomms/technologies/wimax/index.htm

<http://ru6.cti.gr/broadband/el/wimax.php>

<http://www.eng.ucy.ac.cy/toumpis/courses/ECE453/papers/wimax.ppt>

www.intracom.gr/intracom_holdings/gr/news/press/press2005

<http://wireless.eng.auth.gr/wireless.htm>