



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

Σχεδίαση του Ενισχυτή Ισχύος πομπού τερματικού τεχνολογίας FH-CDMA σε συχνότητα 30GHz

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αθηνά Θ. Οικονόμου

Υπεύθυνος: Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου

Καθηγητής

Επιβλέπων : Δρ. Γεώργιος Ε. Στρατάκος

Αθήνα, Ιούλιος 2004



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

Σχεδίαση του Ενισχυτή Ισχύος πομπού τερματικού τεχνολογίας FH-CDMA σε συχνότητα 30GHz

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αθηνά Θ. Οικονόμου

Υπεύθυνος: Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου

Καθηγητής

Επιβλέπων : Δρ. Γεώργιος Ε. Στρατάκος

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 9^η Ιουλίου 2004

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής

.....
Κ. Νικήτα
Αναπληρώτρια Καθηγήτρια

.....
Δ. Κακλαμάνη
Επίκουρος Καθηγήτρια

Αθήνα, Ιούλιος 2004

.....
Αθηνά Θ. Οικονόμου

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Αθηνά Θ. Οικονόμου, 2004

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Ολοκληρώνοντας τις σπουδές μου με τη συγγραφή της παρούσας διπλωματικής, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές μου, που μου παρείχαν 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 καθοδήγηση τους τους κατά τη διάρκεια της εκπόνησης και συγγραφής της διπλωματικής μου εργασίας.

Θα ήθελα να αφιερώσω τη διπλωματική αυτή εργασία στους γονείς μου και την αδελφή μου, που ήταν πάντα δίπλα μου στις επιλογές μου, ηθικά και οικονομικά, με στήριξαν και με βοήθησαν στην απόφαση μου να γίνω Ηλεκτρολόγος Μηχανικός.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Ο σκοπός της διπλωματικής εργασίας ήταν η μελέτη και σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος για χρήση σε ένα σύστημα δορυφορικού πομποδέκτη. Η μελέτη εστιάστηκε στον προσδιορισμό των κατάλληλων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που θα παρείχαν τα απαραίτητα χαρακτηριστικά καλής λειτουργίας για εκπομπή στην Ka – ζώνη συχνοτήτων. Για το σκοπό αυτό έγινε εκτεταμένη έρευνα αγοράς μέσω όλων των διαθέσιμων επιλογών (τοπικούς εμπορικούς αντιπροσώπους μεγάλων εταιριών, αναζήτηση στο διαδίκτυο).

Συγκεκριμένα, έγινε προσομοίωση ενός ενισχυτή ισχύος ύστερα από έρευνα για το βέλτιστο συνδυασμό των διαθέσιμων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων για την επίτευξη της απαιτούμενης ισχύος εξόδου, της ζητούμενης ενίσχυσης του σήματος εισόδου καθώς και της απαραίτητης απομόνωσης που πρέπει να παρέχεται στην είσοδο και στην έξοδο του ενισχυτή. Στη συνέχεια ακολούθησε λεπτομερής σχεδίαση και προσδιορισμός των απαραίτητων προσαρμοστικών κυκλωμάτων, καθώς και εξαγωγή χαρακτηριστικών καμπυλών – συντελεστή ανάκλασης εισόδου και εξόδου, κέρδους και συντελεστή ευστάθειας – με χρήση του λογισμικού ADS.

Ο ενισχυτής που σχεδιάστηκε μπορεί να αποτελέσει τη βάση για την κατασκευή ενός ενισχυτή ισχύος που θα χρησιμοποιηθεί σε ένα δορυφορικό πομποδέκτη.

Λεξεις Κλειδιά: Κυκλώματα Προσαρμογής Ενισχυτή, Κύκλωμα Πόλωσης Ενισχυτή, Συντελεστής Απωλειών, Κέρδος, Απόδοση

ABSTRACT

The scope of the thesis was the study and design of a power amplifier in order to be used in a satellite transmitter-receiver system. The study focused on the determination of the appropriate integrated circuits that would provide the necessary characteristics of good operation for transmitting in Ka-band. For that purpose, an extensive market research into product availability was done through all the available sources (local commercial representatives, search in the Internet).

Specifically, computer-simulation of the power amplifier was designed after research into the optimal combination of existing integrated circuits to achieve the requisite output power, the required amplification of the input signal, as well as the necessary isolation that must be provided in the amplifier's input and output. Furthermore, the necessary adaptive circuits were specified and designed in details and characteristic curves were extracted-Input and Output Reflection factor, Gain and Stability Factor- through the ADS software.

The designed power amplifier can be used as the basis for the construction of a power amplifier that will be used in a satellite transmitter-receiver set.

Keywords: Adaptive Circuits, Bias Circuits, Loss Factor, Gain, Performance

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	5
ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	7
ABSTRACT	9
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ	11
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	13
1.1 Γενικά	13
1.2 Αντικείμενο της διπλωματικής	14
1.3 Οργάνωση τόμου	16
2 ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΘΕΩΡΙΑΣ	17
2.1. Αρχιτεκτονική Πομποδεκτών	17
2.1.1 Γενικά.....	17
2.1.2 Δομή συστήματος επικοινωνιών	19
2.1.3 Διαμόρφωση-Αποδιαμόρφωση	21
2.1.3.1 Κωδικοποίηση ASK	23
2.1.3.2 Κωδικοποίηση FSK	24
2.1.3.3 Κωδικοποίηση PSK	26
2.1.3.4 Κωδικοποίηση QPSK	29
2.1.4 Μίκτες.....	32
2.1.5 Φίλτρα	35
2.1.6 Ενισχυτής Ισχύος (PA).....	37
2.1.7 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (LNA)	38
2.1.8 Κύκλωμα Παραγωγής Συχνοτήτων και PLL.....	40
2.2. Μικροκυματική Θεωρία	45
2.2.1 Γενικά Στοιχεία	45
2.2.2 Γραμμές Μεταφοράς.....	46
2.2.3 Μικροταινίες.....	52
2.2.4 Παράμετροι Σκέδασης	55
2.2.5 Μικροκυματικοί Ενισχυτές	58
2.2.6 Μικροκυματικά Φίλτρα	63
2.3 Εξάπλωση Φάσματος –Πολλαπλή Πρόσβαση.....	68
2.3.1 Γενικά Στοιχεία	68
2.3.2 Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση Συχνότητας (FDMA).....	69
2.3.2.1 FDM/FM/FDMA.....	70
2.3.2.2 TDM/PSK/FDMA.....	70

2.3.2.3	SCPC/FDMA.....	70
2.3.2.4	Απόδοση FDMA	71
2.3.3	Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση Χρόνου (TDMA)	72
2.3.4	Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση μέσω Κώδικα (CDMA)	74
2.3.4.1	Άμεση Ακολουθία (DS-CDMA)	74
2.3.4.2	CDMA με άλματα συχνότητας (FH-CDMA).....	77
2.3.4.3	Συμπεράσματα	80
3	ΜΕΛΕΤΗ & ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΡΑ	81
3.1	Γενικά στοιχεία & μεθοδολογία	81
3.1.1	Διαδικασία Επιλογής Επιμέρους ΡΑ-Τελικής Αλυσίδας.....	85
3.2	Σχεδίαση ΡΑ.....	92
3.2.1	Βαθμίδα Εξόδου - TGA1073B-SCC	92
3.2.2	Ενδιάμεση βαθμίδα –AMMC-5033	100
3.2.3	Βαθμίδα εισόδου –APH399	104
3.2.4	Κυκλώματα πόλωσης των ενισχυτών των τριών βαθμίδων	108
3.3	Τελικό κύκλωμα ΡΑ-Προσομοίωση-Αποτελέσματα	112
3.4	Μελλοντικές Επεκτάσεις	118
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: Επιλογή αλυσίδας ΡΑ.....	120
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: Datasheets ενισχυτών που χρησιμοποιήθηκαν.....	123
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	144

1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Γενικά

Τα δορυφορικά δίκτυα αποτελούν σήμερα ένα αναπόσπαστο κομμάτι των περισσότερων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Οι δορυφόροι έχουν τη μοναδική ιδιότητα να παρέχουν κάλυψη μεγάλων γεωγραφικών περιοχών. Η δυνατότητα διασύνδεσης μεταξύ διαφόρων τηλεπικοινωνιακών πηγών παρέχει μεγάλα πλεονεκτήματα σε εφαρμογές, όπως στη διασύνδεση μεγάλων τηλεπικοινωνιακών κόμβων, στις κινητές τηλεπικοινωνίες, τις τηλεοπτικές ζεύξεις κτλ. Η χρησιμοποίηση γεωσύγχρονων και γεωστατικών δορυφόρων για επικοινωνίες μεγάλων αποστάσεων έχει αναπτυχθεί ταχύτατα τις τελευταίες δεκαετίες. Η τεχνολογία των δορυφορικών συστημάτων συνεχώς προοδεύει και οι δορυφορικές επικοινωνίες αναμένεται να παίζουν συνεχώς σημαντικότερο ρόλο στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

Όπως σε όλων των ειδών τα δίκτυα, έτσι και στα δορυφορικά η επικοινωνία μπορεί να είναι είτε μονόδρομη (simplex) είτε αμφίδρομη (duplex). Στην πρώτη περίπτωση υπάρχει ένας πομπός, ο οποίος στένει σήματα πληροφορίας, και ένας δέκτης, ο οποίος τα λαμβάνει. Στη δεύτερη περίπτωση, οι δύο πλευρές που επικοινωνούν έχουν τη δυνατότητα και της αποστολής και της λήψης σημάτων. Αν η εκπομπή και η λήψη μπορεί να γίνεται ταυτόχρονα σε κάθε άκρο η επικοινωνία είναι πλήρως αμφίδρομη (full-duplex). Αν κάθε στιγμή τα επικοινωνούντα άκρα μπορούν μόνο να στέλνουν ή να λαμβάνουν, η επικοινωνία είναι ήμιαμφίδρομη (half-duplex).

Όποιος τύπος επικοινωνίας και αν χρησιμοποιείται οι βασικές αρχές που διέπουν την επικοινωνία είναι ίδιες. Το σήμα βασικής ζώνης μετατοπίζεται σε περιοχές συχνοτήτων που είναι κατάλληλες για εκπομπή, ενώ παράλληλα διαμορφώνεται μεταβάλλοντας κάποιο χαρακτηριστικό ενός ημιτονοειδούς κύματος, του φέροντος. Κατά τη λήψη πραγματοποιούνται οι αντίθετες διαδικασίες. Η διαδικασία αυτή είναι απαραίτητη τόσο για μετάδοση αναλογικών όσο και ψηφιακών σημάτων. Προφανώς, η διαδικασία δεν είναι όμοια για τις δύο αυτές περιπτώσεις μετάδοσης πληροφορίας, διέπονται όμως και οι δύο από τους ίδιους κανόνες.

Ένα από τα μεγαλύτερα προβλήματα των δορυφορικών επικοινωνιών είναι οι διεθνείς περιορισμοί που επιβάλλονται, όσον αφορά το εύρος ζώνης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί και την ισχύ που

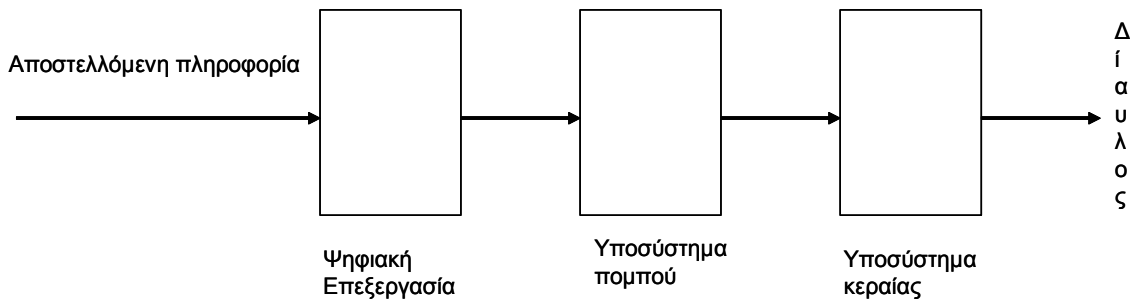
επιτρέπεται να εκπέμπει κάθε πομπός. Καθώς στις δορυφορικές επικοινωνίες ενσωματώνονται όλο και περισσότερες υπηρεσίες, για να διανεμηθεί το εύρος ζώνης ενός ραδιοδιαύλου με τον αποδοτικότερο τρόπο απαιτείται η χρήση κάποιας τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης. Χαρακτηριστικές τέτοιες τεχνικές είναι η Πολλαπλή προσπέλαση Διαίρεσης Συχνότητας (Frequency Division Multiple Access, FDMA), η Πολλαπλή προσπέλαση Διαίρεσης Χρόνου (Time Division Multiple Access, TDMA) και η Πολλαπλή προσπέλαση Διαίρεσης Κώδικα (Code Division Multiple Access, CDMA). Η TDMA χρησιμοποιείται περισσότερο σε ψηφιακά συστήματα. Η CDMA, λόγω της αποδοτικότητας εκμετάλλευσης του διατιθέμενου φάσματος και της μεγάλης ανθεκτικότητας της στις παρεμβολές και τα σφάλματα μετάδοσης, χρησιμοποιείται ολοένα και συχνότερα στα σύγχρονα δορυφορικά συστήματα. Έχουν μάλιστα αναπτυχθεί επιμέρους μορφές CDMA, όπως η CDMA Άμεσης Ακολουθίας (Direct Sequence CDMA, DS-CDMA) και η CDMA με αναπήδηση συχνότητας (Frequency Hopping CDMA, FH-CDMA)

Το γεγονός ότι οι χαμηλές μικροκυματικές φέρουσες συχνότητες είναι κατελιημμένες από τα επίγεια μικροκυματικά συστήματα επικοινωνιών σε συνδυασμό με την απαίτηση για μεγαλύτερο εύρος ζώνης συχνοτήτων οδηγεί στη χρησιμοποίηση εξαιρετικά υψηλών συχνοτήτων. Πλέον οι εφαρμογές και τα δορυφορικά συστήματα στρέφονται σε συχνότητες που ανήκουν στην Κα-ζώνη συχνοτήτων (30/20GHz). Η λειτουργία των δορυφορικών συστημάτων στην περιοχή αυτή δημιουργεί μικρότερες παρεμβολές στα επίγεια μικροκυματικά συστήματα, εμφανίζονται, όμως, εντονότερες δυσμενείς επιπτώσεις στη διάδοση των σημάτων που οφείλονται στη δομή της ατμόσφαιρας και τα μετεωρολογικά φαινόμενα.

Σε κάθε περίπτωση τα δορυφορικά συστήματα που λειτουργούν στην Κα-ζώνη εμφανίζουν πολλά πλεονεκτήματα και υπερτερούν έναντι εναλλακτικών για τη μετάδοση πληροφοριών με υψηλό ρυθμό μετάδοσης, καθώς, αν συνδυαστούν με χρήση CDMA πρόσβασης, παρέχουν ευελιξία, ασφάλεια και ανθεκτικότητα. Εύλογα, λοιπόν, η μελέτη τους παρουσιάζει επιστημονικό και εμπορικό ενδιαφέρον.

1.2 Αντικείμενο της διπλωματικής

Η παρούσα διπλωματική έχει ως θέμα της τη μελέτη και σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος του πομπού ενός ψηφιακού πομποδέκτη, τεχνολογίας FFH-CDMA που λειτουργεί στην Κα ζώνη συχνοτήτων. Στα πλαίσια της εργασίας αυτής θεωρούμε ότι το τερματικό αποτελείται από τρία υποσυστήματα (σχήμα 1.1)



Σχήμα 1.1: Τερματικό πομποδέκτη

1. Το υποσύστημα ψηφιακής επεξεργασίας, που επιτελεί κυρίως λειτουργίες CDMA στο ψηφιακό σήμα και δεν αποτελεί θέμα της παρούσας διπλωματικής
2. Το υποσύστημα του πομπού, το οποίο μετατρέπει την εξαπλωμένη ψηφιακή ακολουθία σε κατάλληλο για εκπομπή σήμα
3. Το υποσύστημα της κεραίας το οποίο αποστέλει το διαμορφωμένο φέρον προς το ραδιοδιάλυτο.

Οι κυριότερες προδιαγραφές του συστήματος είναι:

1. Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων 2Mb/sec σε σύστημα FFH-CDMA με 100000 hop/sec.
2. Χρησιμοποιούμενο σχήμα διαμόρφωσης QPSK
3. Τελική συχνότητα εκπομπής 30 GHz (Ραδιοσυχνότητα, Radio Frequency, RF)
4. Απαιτούμενη Ισχύς εξόδου στον πομπό (πριν από την κεραία): 2W.

Η παρούσα διπλωματική επικεντρώνεται στην κατασκευή του ενισχυτή ισχύος του πομπού. Κατά τη μελέτη καθορίστηκαν οι ενισχυτές εκείνοι που έπρεπε να αγοραστούν έτοιμοι, καθώς και τα επιμέρους τμήματα που υπήρχαν διαθέσιμα στο εργαστήριο. Το μεγαλύτερο μέρος της διπλωματικής, άλλωστε, επικεντρώθηκε στην έρευνα αγοράς διαθέσιμων ενισχυτών ισχύος από τις εταιρίες κατασκευής, με βάση τις προδιαγραφές λειτουργίας και τη διαθεσιμότητα τους. Πρέπει να σημειωθεί ότι στην αγορά, για τη δοθείσα συχνότητα οι επιλογές ήταν περιορισμένες.

Στη συνέχεια, τα διαθέσιμα στοιχεία καθώς και οι προδιαγραφές ισχύος εισόδου-ισχύος εξόδου, συνδυάστηκαν κατάλληλα για την επίτευξη του επιθυμητού αποτελέσματος με την μικρότερη δυνατή πολυπλοκότητα και το ελάχιστο δυνατό κόστος.

Στο τελικό στάδιο της διπλωματικής σχεδιάστηκε, με τη βοήθεια του προγράμματος ADS (Advanced Design System) η βέλτιση αλυσίδα και έγινε προσομοίωση των θεωρητικών αποτελεσμάτων, ενώ

παράλληλα παρατηρήθηκαν και οι αποκλίσεις από τις θεωρητικά αναμενόμενες τιμές και έγινε προσπάθεια για ελαχιστοποίησή τους, έτσι ώστε να είναι δυνατή η κατασκευή του.

1.3 Οργάνωση τόμου

Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται μια προσπάθεια να συνοψιστεί η βασική θεωρία που διέπει ένα δορυφορικό πομποδέκτη. Έτσι στην παράγραφο 2.1 εξετάζεται η αρχιτεκτονική των πομποδεκτών. Εξετάζεται η γενική δομή ενός τέτοιου συστήματος και παρουσιάζονται θέματα τεχνικών διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης του σήματος. Στη συνέχεια, δίνονται τα βασικά στοιχεία λειτουργίας των στοιχείων από τα οποία αποτελείται ένας πομποδέκτης. Αναλύεται η λειτουργία των μικτών, των φίλτρων, των ενισχυτών (Ισχύος, PA και χαμηλού θορύβου, LNA) καθώς και του κυκλώματος παραγωγής συχνοτήτων και του βρόχου κλειδώματος φάσης (Phase Lock Loop, PLL).

Στην παράγραφο 2.2 δίνονται τα βασικά στοιχεία της μικροκυματικής θεωρίας. Αναλύεται η συμπεριφορά και η χρήση των γραμμών μεταφοράς και των μικροταινιών. Γίνεται μια επισκόπηση της θεωρίας σκέδασης καθώς και της λειτουργίας των μικροκυματικών ενισχυτών και φίλτρων. Δίνονται ενδεικτικοί τρόποι επίλυσης και αντιμετώπισης κυκλωμάτων που λειτουργούν σε μικροκυματικές συχνότητες.

Στην παράγραφο 2.3 αναλύονται οι δημοφιλέστεροι τύποι πολλαπλής πρόσβασης FDMA, TDMA και CDMA. Περιγράφονται τρόποι υλοποίησής τους και ελέγχεται η αποδοτικότητά τους. Έμφαση δίνεται στην FH-CDMA, καθώς είναι η τεχνική που θα χρησιμοποιηθεί στον πομποδέκτη, μέρος του οποίου αποτελεί ο υπό σχεδίαση PA.

Στο κεφάλαιο 3 μελετάται διεξοδικά το πρόβλημα της σχεδίασης του PA που λειτουργεί με τα ζητούμενα χαρακτηριστικά. Δίνονται οι λεπτομέρειες της σχεδίασης, οι επιλογές που έγιναν και δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και προσαρμογής. Παρατίθενται, επίσης, λεπτομέρειες για τα επιμέρους στοιχεία και υποκυκλώματα που σχεδιάστηκαν.

Ακολούθως, στο παράρτημα Α, δίνεται μια λεπτομερέστερη ανάλυση της διαδικασίας επιλογής του PA και δίνονται όλοι οι εναλλακτικοί τρόποι υλοποίησης καθώς και οι λόγοι πρόκρισης του υπό σχεδίαση PA.

Στο παράρτημα Β, τέλος παρατίθενται τα datasheets των ολοκληρωμένων που χρησιμοποιήθηκαν.

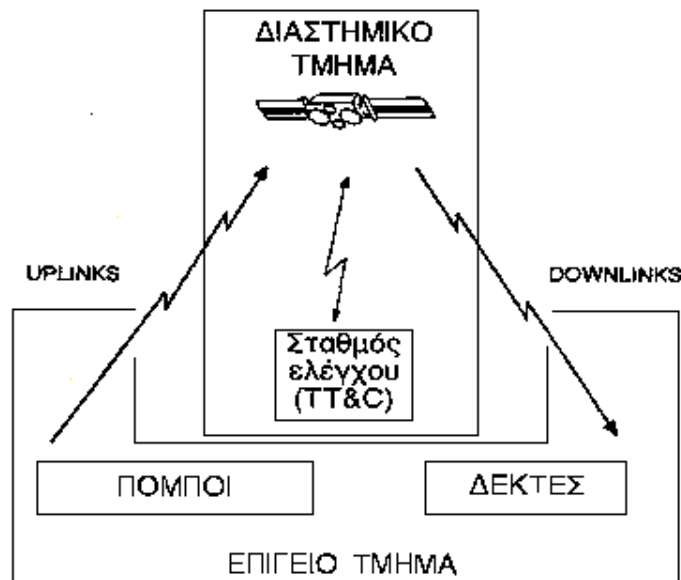
2

ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΘΕΩΡΙΑΣ

2.1. Αρχιτεκτονική Πομποδεκτών

2.1.1 Γενικά

Το παρακάτω σχήμα δείχνει τα διάφορα τμήματα ενός συστήματος δορυφορικών επικοινωνιών. Περιλαμβάνει ένα διαστημικό και ένα επίγειο τμήμα.



Σχήμα 2.1: Τα στοιχεία που αποτελούν ένα σύστημα επικοινωνίας μέσω δορυφόρου

Το διαστημικό τμήμα περιέχει το δορυφόρο και όλες τις επίγειες εγκαταστάσεις για τον έλεγχο και την παρακολούθηση του δορυφόρου. Τέτοιες είναι οι σταθμοί παρακολούθησης, τηλεμετρίας και ελέγχου (tracking, telemetry & command stations, TT&C), όπως και το κέντρο ελέγχου του δορυφόρου.

Ο επίγειος σταθμός εκπέμπει ένα σήμα ελέγχου, το οποίο λαμβάνεται στο δορυφόρο. Η ζεύξη αυτή ονομάζεται uplink. Κατόπιν, ο δορυφόρος με τη σειρά του εκπέμπει προς τον επίγειο σταθμό λήψης. Η ζεύξη αυτή ονομάζεται downlink.

Η ποιότητα της ραδιοζεύξης καθορίζεται από το λόγο σήματος προς θόρυβο που εμφανίζει. Ο σημαντικός παράγοντας είναι συνολικά η ποιότητα της ραδιοζεύξης, από σταθμό σε σταθμό και αυτή καθορίζεται από την ποιότητα του uplink και του downlink. Η ποιότητα του συστήματος ραδιοζεύξης καθορίζει την ποιότητα του σήματος που λαμβάνει ο τελικός χρήστης, ανάλογα με τον τύπο διαμόρφωσης και κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται.

Ο δορυφόρος μπορεί να θεωρηθεί κομβικό σημείο του δικτύου. Η πρόσβαση στο δορυφόρο, που ονομάζεται και transponder, από μερικά φέροντα σήματα, υπονοεί τη χρήση τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης. Ο δορυφόρος περιέχει ωφέλιμο φορτίο (payload) και πλατφόρμα (platform). Το ωφέλιμο φορτίο αποτελείται από τις κεραίες εκπομπής και λήψης, καθώς και από τον ηλεκτρονικό εξοπλισμό που υποστηρίζει τις μεταδόσεις. Η πλατφόρμα αποτελείται από όλα τα υποσυστήματα που επιτρέπουν τη λειτουργία του ωφέλιμου φορτίου.

Ο ρόλος του δορυφόρου είναι, γενικά, διπλός:

- Ενισχύει τα λαμβανόμενα σήματα για να επαναεκπεμφθούν στο downlink.
- Αλλάζει τη συχνότητα φέροντος, ώστε να αποφεύγεται η επανεισαγωγή ενός κλάσματος της εκπεμπόμενης ισχύος στο δέκτη.

Για να φέρει σε πέρας την αποστολή του ο δορυφόρος μπορεί και λειτουργεί σαν απλός αναμεταδότης. Η αλλαγή στη συχνότητα επιτυγχάνεται μέσω ενός μετατροπέα συχνότητας, οπότε και μιλάμε για διαφανείς δορυφόρους (transparent satellites). Μια νέα γενιά δορυφόρων είναι οι αναγεννητικοί δορυφόροι (regenerative), οι οποίοι είναι εξοπλισμένοι με αποδιαμορφωτές.

Ένας δορυφόρος πρέπει να έχει, εν γένει, μεγάλη αξιοπιστία, δηλαδή η εκτίμηση της πιθανότητας βλάβης να είναι χαμηλή. Η διάρκεια ζωής, τέλος, του δορυφόρου εξαρτάται από την ικανότητα του δορυφόρου να διατηρηθεί στην ονομαστική του τροχιά καθώς επίσης και από την ποσότητα του καυσίμου που είναι διαθέσιμη για το σύστημα πρόωσης και τον έλεγχο της τροχιάς.

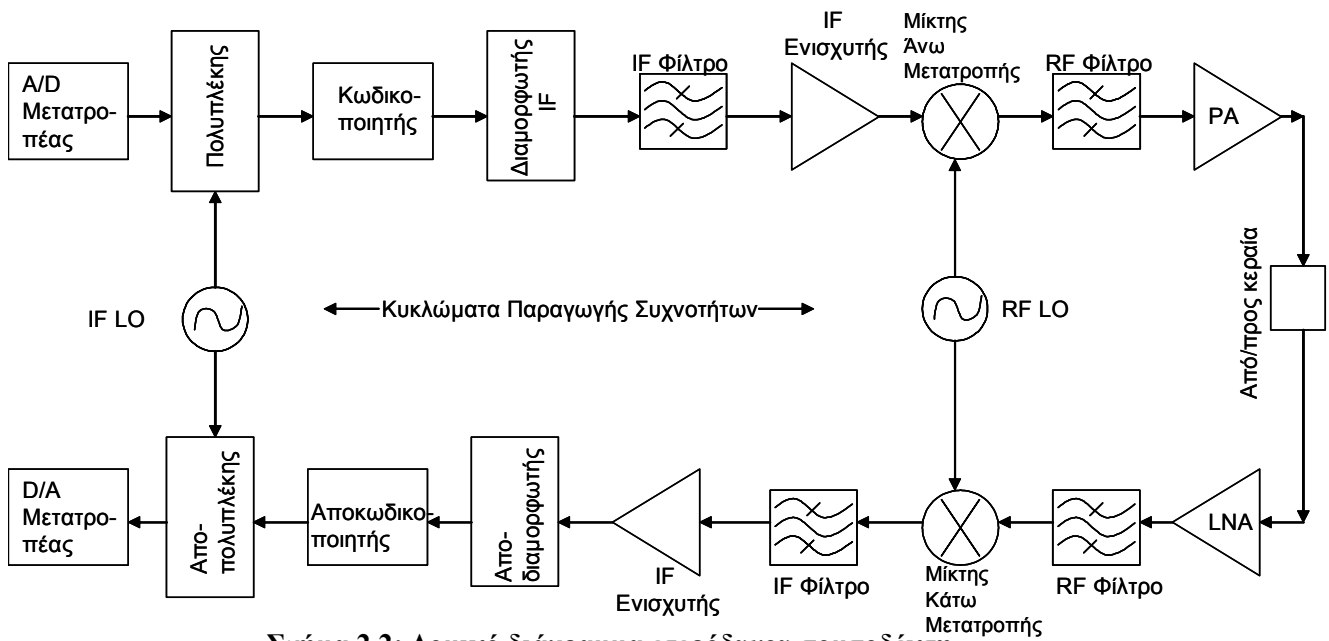
Σε κάθε περίπτωση το προς μετάδοση σήμα θα υποστεί την επίδραση ενός ή περισσότερων δυσμενών παραγόντων. Αυτοί οι δυσμενείς παράγοντες είναι η εξασθένηση, η παραμόρφωση, οι διαλείψεις, ο θόρυβος και οι παρεμβολές.

Η εξασθένηση λόγω μετάδοσης είναι γνωστή αναφέρεται και ως απώλειες μετάδοσης. Αυτές διακρίνονται σε απώλειες ελευθέρου χώρου και λοιπές απώλειες. Οι πρώτες εξαρτώνται αποκλειστικά από το μήκος κύματος λ που αντιστοιχεί στη φέρουσα συχνότητα και στην απόσταση πομπού και δέκτη. Οι υπόλοιπες απώλειες συμπεριλαμβάνουν απώλειες της ατμόσφαιρας και της ιονοσφαιρας, απώλειες λόγω νεφώσεων και βροχής. Τα κύρια αίτια των απωλειών μετάδοσης είναι η απορρόφηση και η διάχυση που προκαλούνται στα χαμηλότερα στρώματα της ατμόσφαιρας καθώς και η αποπύλωση των κυμάτων όταν διέρχονται από την ατμόσφαιρα και την ιονόσφαιρα παρουσία βροχής.

Ένα σήμα μπορεί επίσης να παραμορφωθεί κατά τη μετάδοση καθώς η συμπεριφορά ορισμένων διαύλων εξαρτάται από τη συχνότητα, με αποτέλεσμα τη διαφορετική μεταχείριση των φασματικών συνιστωσών ενός σήματος.

2.1.2 Δομή συστήματος επικοινωνιών

Το επίγειο τμήμα ενός δορυφορικού πομποδέκτη δίνεται στο ακόλουθο τμήμα.



Σχήμα 2.2: Δομικό διάγραμμα ετερόδυνου πομποδέκτη

Σε αυτό διακρίνονται οι βασικές βαθμίδες τόσο του πομπού όσο και του δέκτη. Ο πομποδέκτης που παρουσιάζεται είναι ο πλέον χρησιμοποιούμενος. Ονομάζεται ετερόδυνος πομποδέκτης γιατί η επεξεργασία του σήματος γίνεται σε διαφορετική συχνότητα από τη συχνότητα εκπομπής/λήψης. Σε περίπτωση που η επεξεργασία γίνεται στη συχνότητα εκπομπής/λήψης ο πομποδέκτης ονομάζεται ομόδυνος. Στην περίπτωση αυτή απουσιάζουν από το δομικό διάγραμμα οι βαθμίδες επεξεργασίας IF.

Ο πομπός μετατρέπει το σήμα σε κατάλληλη μορφή για εκπομπή από την κεραία. Οι κύριες βαθμίδες του είναι η βαθμίδα εισόδου, που απαρτίζεται από τον A/D μετατροπέα, τον πολυπλέκτη και τον κωδικοποιητή, η βαθμίδα επεξεργασίας IF, που περιλαμβάνει το διαμορφωτή και τον IF ενισχυτή, και η βαθμίδα ραδιοσυχνότητας, που περιλαμβάνει το μετατροπέα συχνότητας, τον ενισχυτή ισχύος, το φίλτρο ραδιοσυχνότητας και τη διάταξη σύζευξης του σήματος προς το μέσο μετάδοσης.

Όπως καθίσταται σαφές από τις παραπάνω μονάδες η διαδικασία μετατροπής του σήματος περιλαμβάνει τα παρακάτω στάδια:

Αρχικά το σήμα, αν αυτό απαιτείται, μετατρέπεται από αναλογικό σε ψηφιακό στη βαθμίδα εισόδου. Στη συνέχεια το ημιτονοειδές φέρον διαμορφώνεται από το σήμα βασικής ζώνης στην ενδιάμεση συχνότητα του πομπού. Ακολούθως το σήμα μετατοπίζεται φασματικά γύρω από την συχνότητα εκπομπής RF (Radio Frequency, RF), μέσω του μίκτη άνω μετατροπής. Το φίλτρο ραδιοσυχνοτήτων καταπιέζει το φασματικό μέρος που προκύπτει εκτός της διατιθέμενης ζώνης ραδιοσυχνοτήτων και μορφοποιεί, γενικότερα, το φάσμα ώστε να ανταποκρίνεται στις διεθνείς προδιαγραφές. Ο ενισχυτής ισχύος, τέλος, ενισχύει το σήμα, προσδίδοντας του την τελική ισχύ εκπομπής. Το τελικό στάδιο του πομπού είναι η διάταξη σύζευξης, η κεραία.

Αντίστοιχα ο δέκτης λαμβάνει και επεξεργάζεται τα σήματα.. Οι κυριότερες βαθμίδες του είναι η βαθμίδα εισόδου, ενδιάμεσης συχνότητας και επεξεργασίας.

Η βαθμίδα εισόδου περιλαμβάνει το στοιχείο συλλογής της ενέργειας, το ενσύρματο μέσο διάδοσης, τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου LNA (Low Noise Amplifier, LNA), που παρέχει την πρώτη ενίσχυση στο σήμα και τα RF φίλτρα που καταπιέζουν το θόρυβο και τις παρεμβολές που εκτείνονται εκτός του εύρους ζώνης του σήματος.

Η βαθμίδα εισόδου καθορίζει την επιλεκτικότητα του δέκτη. Οι μονάδες που την απαρτίζουν είναι προσαρμοσμένες για μέγιστη μεταβίβαση ισχύος. Για να λειτουργήσει ο δέκτης πρέπει ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδό του να ξεπερνά ένα συγκεκριμένο κατώφλι.

Στη συνέχεια υπάρχει η βαθμίδα IF. Σε αυτήν γίνεται το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης του σήματος. Μέσω του μίκτη κάτω μετατροπής συχνότητας το φάσμα του σήματος υποβιβάζεται στην ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Με τον τρόπο αυτό το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης διενεργείται από ενισχυτές με εύρος συχνοτήτων όσο το εύρος ζώνης των σημάτων και όχι όσο το συνολικό εύρος ραδιοσυχνοτήτων που καλείται να εξυπηρετήσει ο δέκτης. Η παραπάνω διαδικασία ονομάζεται ετερόδυνα λειτουργία και επιτυγχάνει, εκτός των άλλων, σημαντική βελτίωση της ευαισθησίας του, της ικανότητας του, δηλαδή, να λαμβάνει ασθενή σήματα.

Η τελευταία βαθμίδα του δέκτη είναι η βαθμίδα επεξεργασίας. Σε αυτήν γίνονται οι διαδικασίες αποδιαμόρφωσης, ενίσχυσης βασικών συχνοτήτων και, ανάλογα με το είδος των σημάτων που δέχεται ο δέκτης, μετατροπή από ψηφιακή μορφή σε αναλογική και αποπολύπλεξη.

Σε κάθε πομποδέκτη υπάρχουν κυκλώματα παραγωγής συχνοτήτων που υποβοηθούν τον τοπικό ταλαντωτή να αναπαράγει με ακρίβεια τα χαρακτηριστικά του φέροντος, τα οποία υπόκεινται σε διαρκείς μεταβολές λόγω της διολίσθησης συχνότητας των ταλαντωτών και των μικτών.

Το κυριότερο πλεονέκτημα της χρήσης ετερόδυνης αρχιτεκτονικής έναντι της, φαινομενικά απλούστερης, ομόδυνης είναι ότι επιτρέπει τη λήψη διαφορετικών καναλιών από μια ευρεία ζώνη συχνοτήτων. Αυτό γίνεται με σχεδίαση του φίλτρου RF, ώστε να καλύπτει όλη τη ζώνη συχνοτήτων και αντικατάσταση του τοπικού ταλαντωτή RF από ένα συνθέτη συχνοτήτων (Frequency Synthesizer, FS). Στην περίπτωση αυτή οι δέκτες χαρακτηρίζονται ως υπερετερόδυνοι. Κάθε κανάλι αντιστοιχεί σε διαφορετική RF συχνότητα και η επιλογή του γίνεται πολλαπλασιάζοντας το σήμα ευρείας ζώνης

με κατάλληλη συχνότητα, που παράγει ο συνθέτης συχνοτήτων, έτσι ώστε το επιθυμητό κανάλι να μετατοπιστεί στη ζώνη διέλευσης του IF φίλτρου.

Στην περίπτωση half duplex επικοινωνίας πομπός και δέκτης λειτουργούν στην ίδια RF συχνότητα και η αμφιδρόμηση γίνεται στο πεδίο του χρόνου μέσω ενός ψηφιακά ελεγχόμενου RF διακόπτη, ο οποίος συνδέει περιοδικά την κεραία στον πομπό και στον δέκτη. Αυτή είναι η περίπτωση της Αμφιδρόμησης Διαίρεσης Χρόνου (Time Division Duplexing, TDD)

Στην περίπτωση full duplex επικοινωνίας οι RF συχνότητες πομπού και δέκτη διαφέρουν και έτσι είναι δυνατή η ταυτόχρονη λειτουργία πομπού και δέκτη. Αυτό είναι δυνατό με χρήση ενός κυκλοφορητή που μεταβιβάζει το σήμα εκπομπής από τον πομπό στην κεραία και το σήμα λήψης από την κεραία στο δέκτη. Η αμφιδρόμηση γίνεται, επομένως, στο πεδίο της συχνότητας και είναι γνωστή ως Αμφιδρόμηση Διαίρεσης Συχνότητας (Frequency Division Duplexing, FDD).

Τόσο στην TDD όσο και στην FDD το σήμα εκπομπής είναι σαφώς ισχυρότερο από το σήμα λήψης. Για να αποφεύγονται παρεμβολές των δύο σημάτων πρέπει να υπάρχει απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη. Στην FDD αυτό επιτυγχάνεται με κατάλληλο φιλτράρισμα στο πομπό και στο δέκτη και σωστό διαχωρισμό των δύο RF συχνοτήτων, ενώ στην TDD με απενεργοποίηση του δέκτη κατά τη διάρκεια της εκπομπής και απενεργοποίηση του πομπού κατά τη διάρκεια της λήψης, αντίστοιχα.

Στη συνέχεια δίνεται μια περιγραφή των επιμέρους δομικών μονάδων ενός πομποδέκτη για καλύτερη κατανόηση του θεωρητικού υποβάθρου που διέπει έναν τυπικό ετερόδυνα πομποδέκτη που χρησιμοποιείται στις δορυφορικές επικοινωνίες.

2.1.3 Διαμόρφωση-Αποδιαμόρφωση

Με τον όρο διαμόρφωση εννοούμε τη μεταβολή κάποιου χαρακτηριστικού ενός φέροντος. Τυπικά μεγέθη που μεταβάλλονται είναι η φάση, το πλάτος ή η συχνότητα. Με τον όρο αποδιαμόρφωση, αντίστοιχα, εννοούμε την ανάκτηση του αρχικού σήματος από το διαμορφωμένο φέρον. Η βασική συνάρτηση που χρησιμοποιείται έχει τη μορφή

$$c(t) = a(t) \cos(\theta(t))$$

Οι συναρτήσεις $a(t)$ και $\theta(t)$ ονομάζονται, αντίστοιχα, πλάτος και φάση του φέροντος και είναι δυνατό να μεταβάλλονται συναρτήσει κάποιου σήματος πληροφορίας. Όταν το μεταβαλλόμενο χαρακτηριστικό του φέροντος είναι το πλάτος, προκύπτει η διαμόρφωση πλάτους AM (Amplitude Modulation, AM). Κατά τη διαμόρφωση πλάτους το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος είναι ανάλογο του σήματος πληροφορίας. Το διαμορφωμένο κατά πλάτος σήμα έχει τη μορφή:

$$c(t) = A(1 + mf(t)) \cos(\theta(t)) = A(1 + mf(t)) \cos(\omega_c t + \psi)$$

όπου $\theta(t) = \cos(\omega_c t + \psi)$, η γωνία του φέροντος, ω_c η φέρουσα κυκλική συχνότητα, ψ η τυχαία φάση, A το πλάτος του αδιαμόρφωτου φέροντος που είναι ενσωματωμένο στο AM σήμα και m σταθερά που εξαρτάται από το διαμορφωτή και ονομάζεται βάθος διαμόρφωσης. Η διαμόρφωση AM πραγματοποιείται με μια διάταξη που ονομάζεται διαμορφωτής γινομένου και μπορεί να υλοποιηθεί είτε με χρήση χρονικά μεταβλητών κυκλωμάτων, είτε με χρήση μη γραμμικών στοιχείων. Το AM διαμορφωμένο σήμα μπορεί να αποδιαμορφωθεί με χρήση σύμφωνης ή ορθογώνιας αποδιαμόρφωσης.

Ένα ημιτονοειδές φέρον μπορεί, όμως, να διαμορφωθεί από ένα σήμα πληροφορίας και με μεταβολή της στιγμιαίας φάσης του. Τότε προκύπτουν τα δύο είδη γωνιακής διαμόρφωσης, η διαμόρφωση συχνότητας FM (Frequency Modulation, FM) και η διαμόρφωση γωνίας (Phase Modulation, PM). Το FM και το PM σήμα έχουν τις ακόλουθες μορφές:

$$c_{FM}(t) = A \cos(\omega_c t + k_{FM} \int_{-\infty}^t f(x) dx + \psi)$$

$$c_{PM}(t) = A \cos(\omega_c t + k_{FM} f(t) + \psi)$$

Υπάρχουν διάφορες εναλλακτικές μέθοδοι για την επίτευξη της απιθυμητής διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης, όπως η αποδιαμόρφωση με χρήση διευκρινιστή ή με ανάδραση. Σήμερα, στις περισσότερες εφαρμογές που χρησιμοποιούν κάποια από τα παραπάνω είδη διαμόρφωσης προτιμούνται οι FM και PM διαμορφώσεις, κύρια λόγω της ευκολίας υλοποίησης των κυκλωμάτων διαμορφωτή/αποδιαμορφωτή.

Τα σύγχρονα συστήματα δορυφορικών επικοινωνιών σε πολύ μεγάλο ποσοστό διαχειρίζονται ψηφιακής μορφής σήματα, σήματα δηλαδή που απαρτίζονται από ακολουθίες δυαδικών ψηφίων. Στο τμήμα εκπομπής ενός επίγειου σταθμού, η ακολουθία των ψηφίων πληροφορίας διαμορφώνει το υψίσυχο φέρον της προς τα άνω ζεύξης. Στο τμήμα λήψης του επίγειου σταθμού γίνεται αποδιαμόρφωση του διαμορφωμένου σήματος της προς τα κάτω ζεύξης με στόχο την αξιόπιστη αναπαραγωγή της αρχικής ακολουθίας ψηφίων πληροφορίας. Ενώ στις αναλογικές επικοινωνίες στόχος του τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η πιστή αναπαραγωγή του αναλογικού σήματος, στις ψηφιακές επικοινωνίες ο στόχος είναι η ορθή απόφαση για τα ψηφία πληροφορίας από τα οποία αποτελείται το ψηφιακό σήμα. Η διαφοροποίηση αυτή ως προς το στόχο διευκολύνει τη λειτουργία του συστήματος επικοινωνιών σε σχέση με ένα αντίστοιχο αναλογικό σύστημα. Οι ψηφιακές επικοινωνίες προσφέρουν το πλεονέκτημα της υψηλής αξιοπιστίας, ευστάθειας και προσαρμοστικότητας στη διαρκή εξέλιξη των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τα ψηφιακά σήματα μπορούν να αποθηκευτούν και να επαναχρησιμοποιηθούν με αξιοπιστία και ταχύτητα ώστε να αίρονται οι δυσαρμονίες μεταξύ διαφορετικών συστημάτων. Η δυσμενής επίδραση του θορύβου ελαττώνεται με χρήση επαναληπτών ενώ υπάρχει και μεγαλύτερη ευελιξία στην ικανοποίηση των προδιαγραφών μιας ζεύξης με ανταλλαγή εύρους ζώνης συχνοτήτων και ισχύος σήματος. Στις

ψηφιακές επικοινωνίες υπάρχει μεγαλύτερη ευκολία πολύπλεξης και σηματοδοσίας ενώ μπορεί να γίνει κωδικοποίηση για διόρθωση των λαθών και κρυπτογράφηση για την ασφάλεια των επικοινωνιών. Τέλος, η αρθρωτή υλοποίηση που είναι εφικτή προσφέρει τη δυνατότητα αναβάθμισης ενώ οι νέες υπηρεσίες ενσωματώνονται ευκολότερα.

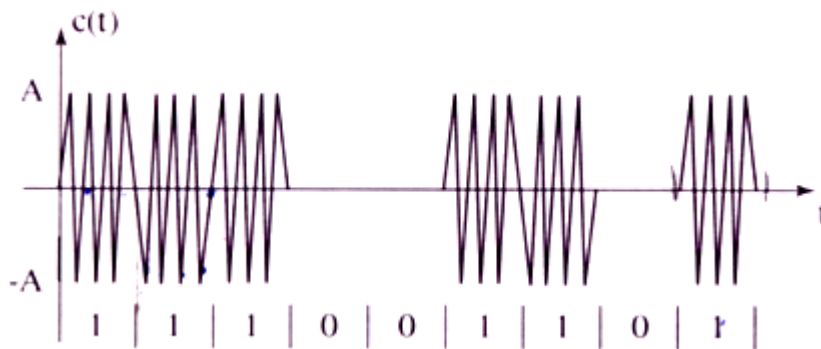
Υπάρχουν διάφορες δυνατότητες κωδικοποίησης για τη διόρθωση των λαθών. Σε αναλογία με τις υπάρχουσες τεχνικές για αναλογικά σήματα έχουμε, στις ψηφιακές επικοινωνίες την κωδικοποίηση ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying) και PSK (Phase Shift Keying). Άμεση σχέση με την PSK έχει η QPSK (Quadrature PSK) η οποία χρησιμοποιείται και στον πομποδέκτη, μέρος του οποίου αποτελεί ο υπό μελέτη ενισχυτής ισχύος. Στη συνέχεια αναλύονται, συνοπτικά, οι κυριότερες αυτές μορφές κωδικοποίησης με έμφαση στην PSK και στην QPSK.

2.1.3.1 Κωδικοποίηση ASK

Η κωδικοποίηση ASK συνίσταται στην αποστολή στο δίαυλο ενός σήματος της μορφής

$$c_{ASK}(t) = Am(t) \cos(\omega_c t + \psi) \quad (2.1)$$

όπου το σήμα $m(t)$ παίρνει τις τιμές 0 και 1 ανάλογα με το αν το αποστελλόμενο ψηφίο είναι 0 ή 1 αντίστοιχα. Η μορφή του σήματος ASK είναι:



Σχήμα 2.3: Μορφή σήματος ASK

Για την αποδιαμόρφωση στο δέκτη χρησιμοποιείται προσαρμοσμένο φίλτρο και η απόφαση λαμβάνεται με βάση το κριτήριο αν η έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου είναι θετική (λήψη ψηφίου 1) ή αρνητική (λήψη ψηφίου 0).

Η πιθανότητα λάθους είναι

$$BEP_{ASK} = \text{Erfc} \left\{ \frac{E}{n_o} \right\} \quad (2.2)$$

όπου E η ενέργεια του ψηφίου και n_o η μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου στην είσοδο του αποκωδικοποιητή. Επειδή, στην κωδικοποίηση αυτή, η περιβάλλουσα δεν είναι σταθερή και επομένως υφίσταται σημαντική παραμόρφωση, δεν χρησιμοποιείται στις δορυφορικές επικοινωνίες.

2.1.3.2 Κωδικοποίηση FSK

Η κωδικοποίηση FSK συνίσταται στην αντιστοίχιση των ψηφίων 0 και 1 με δύο συχνότητες ω_0 και ω_1 σύμφωνα με τη σχέση:

$$c_{FSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_0 t + \psi_0) & \text{αποστολή ψηφίου 0} \\ A \cos(\omega_1 t + \psi_1) & \text{αποστολή ψηφίου 1} \end{cases} \quad (2.3)$$

όπου ψ_0 και ψ_1 είναι οι τυχαίες φάσεις των ταλαντωτών που παράγουν τις δύο συχνότητες του FSK σχήματος. Δύο εναλλακτικές γραφές του FSK σήματος, στις οποίες εμπλέκεται το σήμα βασικής ζώνης είναι:

$$c_{FSK}(t) = \frac{A}{2} [1 + m(t)] \cos(\omega_1 t + \psi_1) + \frac{A}{2} [1 - m(t)] \cos(\omega_0 t + \psi_0) \quad (2.4)$$

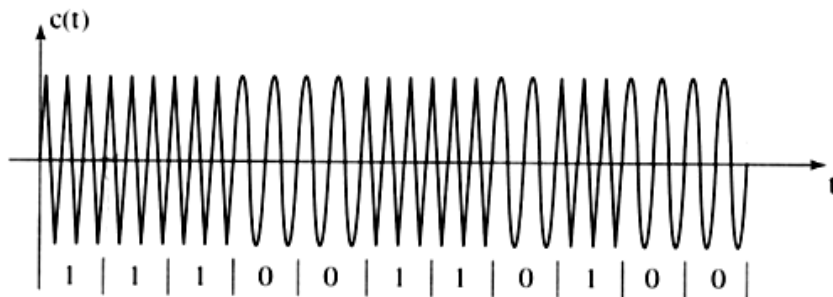
και

$$c_{FSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \psi + \Delta\omega \int_{-\infty}^t m(x) dx) \quad (2.5)$$

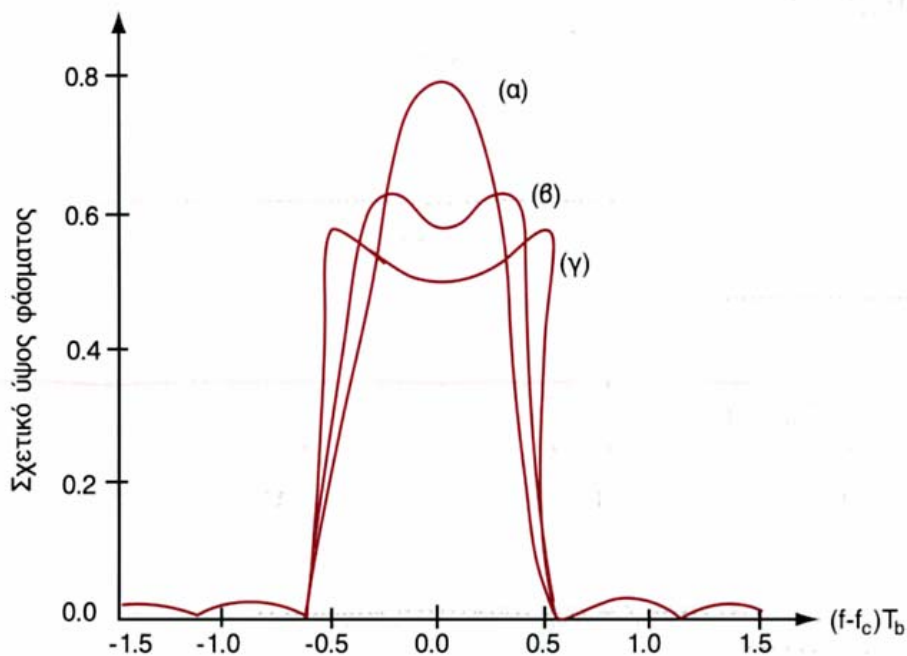
Οι παραπάνω σχέσεις ισχύουν με την παραδοχή ότι το σήμα βασικής ζώνης $m(t)$ λαμβάνει τιμές +1 ή -1, όταν το ψηφίο που αποστέλεται είναι 1 ή 0, αντιστοίχα. Η δεύτερη σχέση είναι χρήσιμη για τον προσδιορισμό του φάσματος του FSK. Με την υπόθεση ότι οι μορφοποιητικοί παλμοί είναι NRZ το φασματικό περιεχόμενο τη FSK κωδικοποίησης είναι:

$$S_{FSK}(t) = \frac{\pi A^2}{8} [\delta(\omega - \omega_1) + \delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega + \omega_1)] + \frac{A^2 T_b}{16} \left\{ Sa^2 \left[(\omega - \omega_1) \frac{T_b}{2} \right] + Sa^2 \left[(\omega - \omega_0) \frac{T_b}{2} \right] + Sa^2 \left[(\omega + \omega_1) \frac{T_b}{2} \right] + Sa^2 \left[(\omega + \omega_0) \frac{T_b}{2} \right] \right\} \quad (2.6)$$

Στα ακόλουθα σχήματα δίνονται η μορφή του σήματος FSK καθώς και το φάσμα FSK σημάτων για διάφορες τιμές διαχωρισμού των δύο συχνοτήτων $\Delta f=f_1-f_0$, όπου $f_i=\omega_i/2\pi$, $i=0,1$.



Σχήμα 2.4: Μορφή σήματος FSK



Σχήμα 2.5: Φάσμα σημάτων FSK

Η κωδικοποίηση FSK υλοποιείται εύκολα, είτε με χρήση ηλεκτρονικού διακόπτη, ο οποίος συνδέει επί διάστημα T_b τον κατάλληλο από δύο ταλαντωτές που ταλαντώνονται στις συχνότητες ω_1 και ω_0 , είτε με ταυτόχρονη λειτουργία των δύο ταλαντωτών και υπερθεση των εξόδων.

Η αποκωδικοποίηση FSK γίνεται με σύμφωνο ή με μη σύμφωνο τρόπο. Η σύμφωνη αποκωδικοποίηση γίνεται με χρήση χρονικών συσχετιστών. Θεωρώντας ότι επιτυγχάνεται συμφωνία φάσης πραγματοποιείται η χρονική συσχέτιση του λαμβανόμενου σήματος με τις δύο αναμενόμενες εκδοχές $c_0(t)$ και $c_1(t)$. Η απόφαση λαμβάνεται με κριτήριο το ποια από τις δύο χρονικές συσχετίσεις είναι μεγαλύτερη.

Ένας άλλος τρόπος σύμφωνης επεξεργασίας είναι αυτός σύμφωνα με τον οποίο ο αποδιαμορφωτής έχει δύο κλάδους σε καθέναν από τους οποίους γίνεται σύμφωνη αποδιαμόρφωση και επακολουθεί λήψη απόφασης με βάση τη σύγκριση των εξόδων. Προτιμάται σε περιπτώσεις που δεν διατίθενται τα υψηλού κόστους κυκλώματα κλειδώματος φάσης.

Η πιθανότητα λάθους στην FSK δίνεται από τη σχέση

$$BEP_{FSK} = \text{Erfc} \left\{ \left(\frac{E}{n_o} \right)^{1/2} \right\} \quad (2.7)$$

ή

$$BEP_{FSK}(\psi_\varepsilon) = \text{Erfc} \left\{ \left(\frac{E}{n_o} \right)^{1/2} \cos(\psi_\varepsilon) \right\} \quad (2.8)$$

στην περίπτωση που ο χρονικός συσχετιστής του αποδιαμορφωτή δεν επιτυγχάνει συμφωνία φάσης.

Στις περιπτώσεις, τέλος που δεν απαιτείται υψηλή αξιοπιστία αλλά προέχει η απλότητα και το μικρό κόστος των δεκτών γίνεται μη σύμφωνη αποκωδικοποίηση.

2.1.3.3 Κωδικοποίηση PSK

Κατά την κωδικοποίηση PSK η φάση του φέροντος εναλλάσσεται μεταξύ δύο τιμών που απέχουν κατά 180° σε αντιστοιχία με το είδος του ψηφίου που μεταδίδεται. Αν οι παλμοί που χρησιμοποιούνται για τη μορφοποίηση των προς μετάδοση ψηφίων είναι NRZ, το σήμα PSK μπορεί να γραφεί κατά τους ακόλουθους τρόπους:

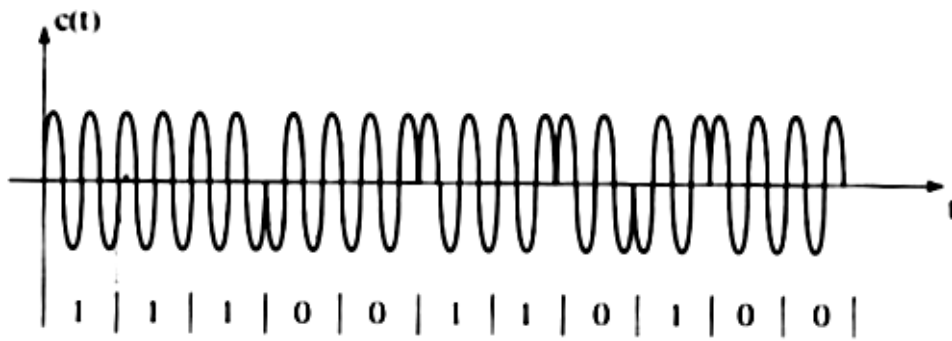
$$c_{PSK}(t) = Am(t) \cos(\omega_c t + \psi) \quad (2.9)$$

και

$$c_{PSK}(t) = A \cos \left(\omega_c t + \frac{\pi}{2} [1 - m(t)] + \psi \right) \quad (2.10)$$

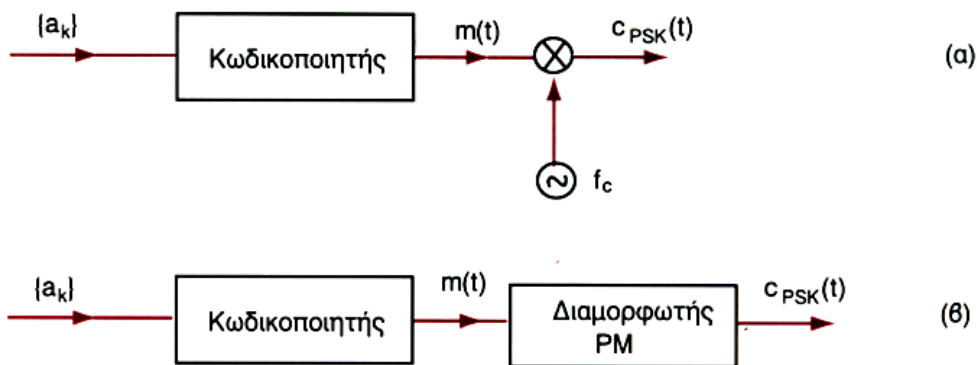
όπου ψ η τυχαία φάση του τοπικού ταλαντωτή του πομπού και $m(t) = \pm 1$.

Η μορφή του σήματος PSK δίνεται στο ακόλουθο σχήμα



Σχήμα 2.6: Μορφή σήματος PSK

Οι παραπάνω σχέσεις οδηγούν στους δύο εναλλακτικούς τρόπους υλοποίησης ενός κωδικοποιητή PSK που φαίνονται στο παρακάτω σχήμα. Ο πρώτος τρόπος ισοδυναμεί με διαμόρφωση AMDSB και πραγματοποιείται κατά τα γνωστά με χρήση ισορροπημένου διαμορφωτή. Ο δεύτερος τρόπος είναι διαμόρφωση PM από το ειδικής μορφής ψηφιακό σήμα $m(t)$ που λαμβάνει μόνο δύο τιμές.



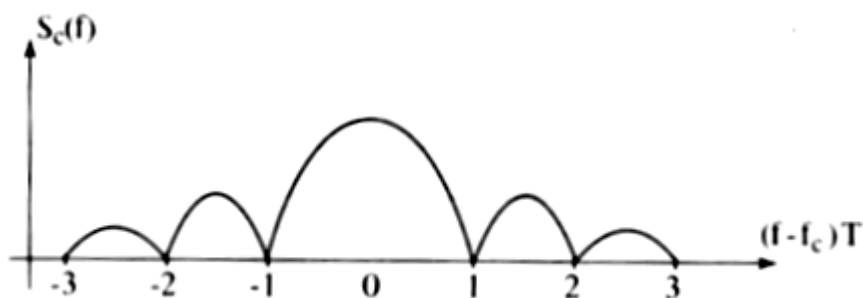
Σχήμα 2.7: Κωδικοποιητής PSK
 (α) Με χρήση ισορροπημένου διαμορφωτή
 (β) Με χρήση διαμορφωτή PM

Το φάσμα PSK σημάτων είναι:

$$S_{PSK}(t) = \frac{A^2}{4} [S_m(\omega - \omega_c) + S_m(\omega + \omega_c)] \quad (2.11)$$

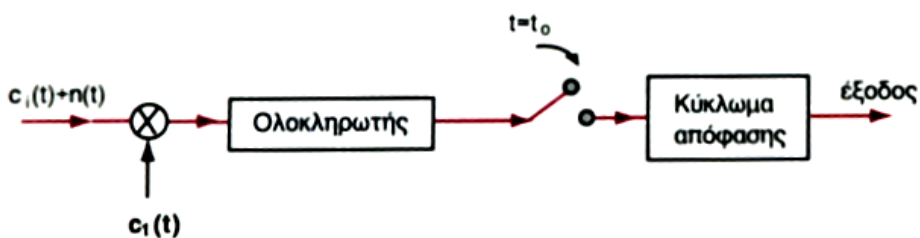
όπου το φάσμα $S_m(\omega)$ του σήματος $m(t)$ είναι $S_m(f) = \frac{1}{T_b} |P(f)|^2$. Συνήθως, ως εύρος ζώνης των PSK σημάτων θεωρείται η φασματική απόσταση μεταξύ των πρώτων μηδενισμών του φάσματος εκατέρωθεν της φέρουσας συχνότητας ω_c και είναι ίσο με $B_{RF,PSK} = \frac{2}{T_b}$. Στην πράξη οι τιμές αυτής της παραμέτρου λαμβάνονται στο διάστημα 0.6 με 1.0.

Η μορφή του φάσματος σημάτων PSK δίνεται στο σχήμα 2.8.



Σχήμα 2.8: Το φάσμα σημάτων PSK

Η αποκωδικοποίηση των σημάτων PSK γίνεται μόνο κατά σύμφωνο τρόπο με τη χρήση του συσχετιστή που δίνεται στο παρακάτω σχημα, αφού οι δύο εκδοχές του σήματος είναι αντίθετες.



Σχήμα 2.9: Αποδιαμορφωτής PSK

Η πιθανότητα λάθους, σε περίπτωση που επιτυγχάνεται συμφωνία φάσης είναι:

$$BEP_{PSK} = \text{erfc}\left\{\left(2E_b / n_o\right)^{1/2}\right\} \quad (2.12)$$

όπου E_b είναι η ενέργεια ψηφίου στην είσοδο του αποκωδικοποιητή.

Η παραπάνω πιθανότητα λάθους είναι η μικρότερη που επιτυγχάνεται σε σχέση με οποιοδήποτε άλλο σχήμα ψηφιακής κωδικοποίησης.

Όταν ο αποκωδικοποιητής αδυνατεί να επιτύχει συμφωνία φάσης η πιθανότητα λάθους είναι:

$$BER_{PSK}(\psi_\varepsilon) = \text{erfc}\left\{\left(2E_b/n_o\right)^{1/2} \cdot \cos\psi_\varepsilon\right\} \quad (2.13)$$

2.1.3.4 Κωδικοποίηση QPSK

Κατά την κωδικοποίηση QPSK, δύο ακολουθίες ψηφίων κωδικοποιούνται κατά PSK σε δύο ορθογώνιες εκδοχές του φέροντος. Οι δύο ακολουθίες είτε προέρχονται από δύο διαφορετικές πηγές, είτε προκύπτουν από τη διάσπαση μιας ακολουθίας σε δύο άλλες που μεταδίδονται ταυτόχρονα. Το σήμα QPSK είναι της μορφής

$$c_{QPSK}(t) = Am_c(t)\cos(\omega_c t + \psi) + Am_s(t)\sin(\omega_c t + \psi) \quad (2.14)$$

ή

$$c_{QPSK}(t) = a(t)\cos(\omega_c t + \theta(t) + \psi) \quad (2.15)$$

όπου

$$m_c(t) = \sum_{\forall k} a_k p(t - kT)$$

$$m_s(t) = \sum_{\forall k} b_k q(t - kT)$$

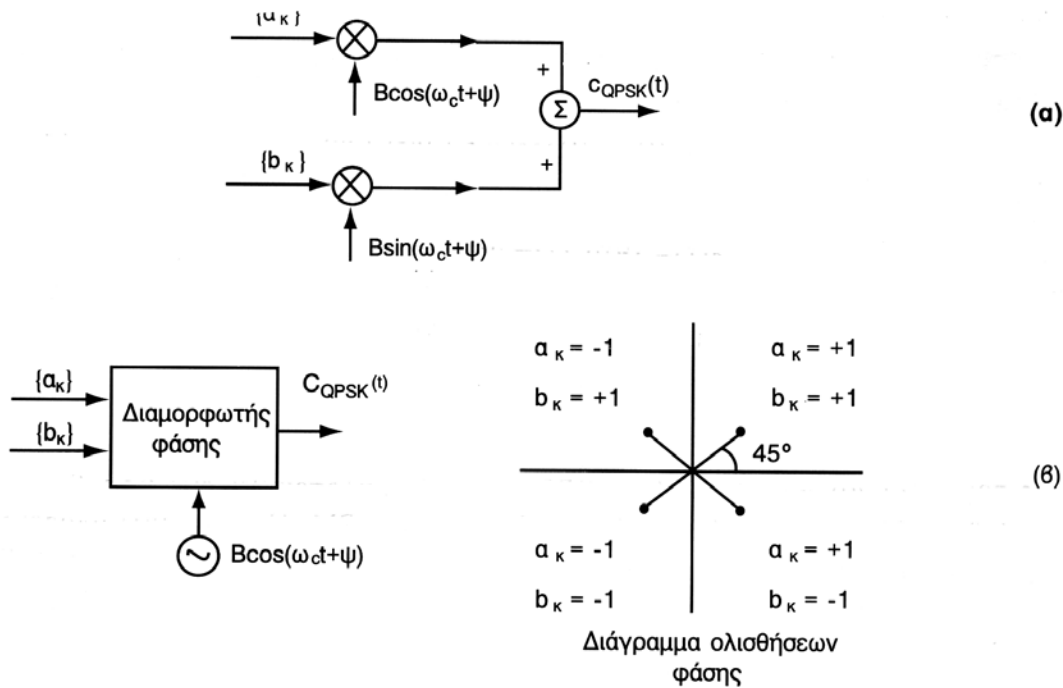
$$a(t) = A\sqrt{m_c^2(t) + m_s^2(t)}$$

$$\theta(t) = \tan^{-1}\left\{-\frac{m_s(t)}{m_c(t)}\right\}$$

Όπως φαίνεται από τις δύο παραπάνω εναλλακτικές μορφές η κωδικοποίηση QPSK μπορεί να υλοποιηθεί ως ορθογώνια υπέρθεση δύο PSK σημάτων, είτε ως διαμόρφωση PM. Η γωνία $\theta(t)$ μπορεί να λάβει μόνο τέσσερις τιμές, αντίστοιχες των τεσσάρων εκδοχών που μπορεί να λάβει το ζεύγος των ψηφίων που εκπέμπεται. Οι δύο τρόποι υλοποίησης ενός κωδικοποιητή QPSK φαίνονται στο σχήμα 2.10. Από τη μορφή του QPSK σήματος και εφόσον οι ακολουθίες ψηφίων είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους, το φάσμα των σημάτων QPSK δίνεται από τη σχέση

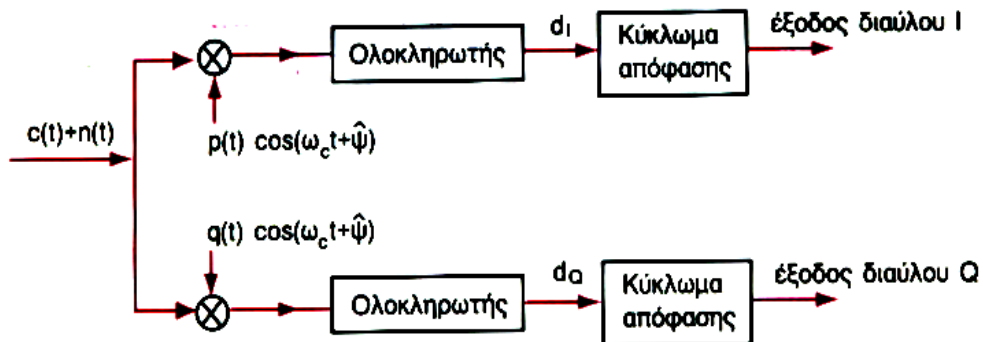
$$S_{QPSK}(\omega) = \frac{A^2}{4} [S_{m_c}(\omega + \omega_c) + S_{m_c}(\omega - \omega_c) + S_{m_s}(\omega + \omega_c) + S_{m_s}(\omega - \omega_c)] \quad (2.16)$$

όπου $S_{m_c}(\omega)$ και $S_{m_s}(\omega)$ τα φάσματα των σημάτων βασικής ζώνης. Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται κοινός τύπος μορφοποιητικών παλμών το φάσμα των σημάτων QPSK συμπίπτει με το φάσμα των των σημάτων PSK.



Σχήμα 2.10: Κωδικοποιητής QPSK
(α) Με χρήση ισοροπημένων διαμορφωτών
(β) Με χρήση διαμορφωτή φάσης

Ο αποκωδικοποιητής QPSK αποτελείται ουσιαστικά από δύο χρονικούς συσχετιστές για κάθε ακολουθία ψηφίων και δίνεται στο ακόλουθο σχήμα



Σχήμα 2.11: Σύμφωνος αποκωδικοποιητής QPSK

Εφόσον ο χρονικός συσχετιστής επιτύχει συμφωνία φάσης, κάθε ορθογώνιο κανάλι αποκωδικοποιείται ανεξάρτητα το ένα από το άλλο με πιθανότητα λάθους

$$BEP_{QPSK} = \text{Erfc} \left\{ \left(\frac{2E_s}{n_o} \right)^{1/2} \right\} \quad (2.17)$$

όπου E_s η ενέργεια στην είσοδο κάθε κλάδου του αποκωδικοποιητή QPSK.

Στην περίπτωση όπου υπάρχει σφάλμα φάσης, ψ_ϵ , στο σήμα που παράγει ο τοπικός ταλαντωτής του χρονικού συσχετιστή, η πιθανότητα λάθους προκύπτει

$$BEP_{QPSK}(\psi_\epsilon) = 0.5 \left[\text{Erfc} \left\{ \left(\frac{2E_s}{n_o} \right)^{1/2} [\cos\psi_\epsilon + \sin\psi_\epsilon] \right\} + \text{Erfc} \left\{ \left(\frac{2E_s}{n_o} \right)^{1/2} [\cos\psi_\epsilon - \sin\psi_\epsilon] \right\} \right] \quad (2.18)$$

Όπως γίνεται σαφές από την παραπάνω σχέση, όταν ο αποκωδικοποιητής δεν πετυχαίνει συμφωνία φάσης οδηγούμαστε σε μεγάλη πιθανότητα σφάλματος, πολύ μεγαλύτερη από την αντίστοιχη για της PSK διαμόρφωσης. Σε περίπτωση τέτοιων προβλημάτων χρησιμοποιούνται παραλλαγές της QPSK διαμόρφωσης.

$$BEP_{QPSK} = \text{Erfc} \left\{ \left(\frac{2E_s}{n_o} \right)^{1/2} \right\} \quad (2.19)$$

όπου E_s η ενέργεια στην είσοδο κάθε κλάδου του αποκωδικοποιητή QPSK.

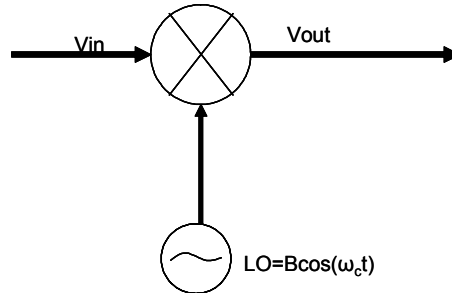
Στην περίπτωση όπου υπάρχει σφάλμα φάσης, ψ_ϵ , στο σήμα που παράγει ο τοπικός ταλαντωτής του χρονικού συσχετιστή, η πιθανότητα λάθους προκύπτει

$$BEP_{QPSK}(\psi_\epsilon) = 0.5 \left[\text{Erfc} \left\{ \left(\frac{2E_s}{n_o} \right)^{1/2} [\cos\psi_\epsilon + \sin\psi_\epsilon] \right\} + \text{Erfc} \left\{ \left(\frac{2E_s}{n_o} \right)^{1/2} [\cos\psi_\epsilon - \sin\psi_\epsilon] \right\} \right] \quad (2.20)$$

Όπως γίνεται σαφές από την παραπάνω σχέση, όταν ο αποκωδικοποιητής δεν πετυχαίνει συμφωνία φάσης οδηγούμαστε σε μεγάλη πιθανότητα σφάλματος, πολύ μεγαλύτερη από την αντίστοιχη για της PSK διαμόρφωσης. Σε περίπτωση τέτοιων προβλημάτων χρησιμοποιούνται παραλλαγές της QPSK διαμόρφωσης [KKK95], [KK03]

2.1.4 Μίκτες

Ο ιδανικός μίκτης είναι ένα ηλεκτρικό κύκλωμα που λειτουργεί ως ένας μαθηματικός πολλαπλασιαστής δύο σημάτων εισόδου. Συνήθως, τα σήματα αυτά είναι ημιτονοειδή και παράγονται από έναν τοπικό ταλαντωτή. Ένας ιδανικός μίκτης δίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.12: Ο ιδανικός μίκτης

Θεωρώντας ότι και το σήμα εισόδου είναι ημιτονοειδές της μορφής, $V_{in} = A \cos(\omega_{in} t)$, η έξοδος του ιδανικού μίκτη είναι [smith[]]

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{in} V_{LO} = AB \cos(\omega_c t) \cos(\omega_{in} t) = \\ &= \frac{AB}{2} \cos[(\omega_c + \omega_{in})t] + \frac{AB}{2} \cos[(\omega_c - \omega_{in})t] \end{aligned} \quad (2.21)$$

Όπως φαίνεται από την παραπάνω μορφή, το αποτέλεσμα της μίξης περιλαμβάνει δύο συνιστώσες, μία γύρω από τη συχνότητα $f_1 = f_c + f_{in}$ και μία γύρω από τη συχνότητα $f_2 = f_c - f_{in}$. Η πρώτη συχνότητα αποτελεί την άνω πλευρική ζώνη των δύο συχνοτήτων εισόδου ενώ η διαφορά την κάτω πλευρική ζώνη. Ανάλογα με το σημείο της αλυσίδας στο οποίο βρίσκεται ο μίκτης διακρίνουμε τις ακόλουθες περιπτώσεις:

- Μίκτης αλυσίδας πομπού: Στην περίπτωση αυτή το σήμα εισόδου είναι το IF σήμα. Η άνω πλευρική ζώνη αποτελεί τη ζητούμενη RF συχνότητα και έτσι το ζωνοπερατό φίλτρο που ακολουθεί το μίκτη αποκόβει την κάτω πλευρική ζώνη. Αυτή είναι η περίπτωση της άνω μετατροπής.
- Μίκτης αλυσίδας δέκτη: Στην περίπτωση αυτή το σήμα εισόδου είναι το λαμβανόμενο RF σήμα. Η κάτω πλευρική ζώνη είναι η ζητούμενη IF ζώνη συχνοτήτων.

Ο ιδανικός μίκτης δεν είναι υλοποιήσιμος. Μπορεί όμως να προσεγγιστεί από διάφορα κυκλώματα. Η διαδικασία πολλαπλασιασμού που απαιτείται μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας κάποια από τα παρακάτω:

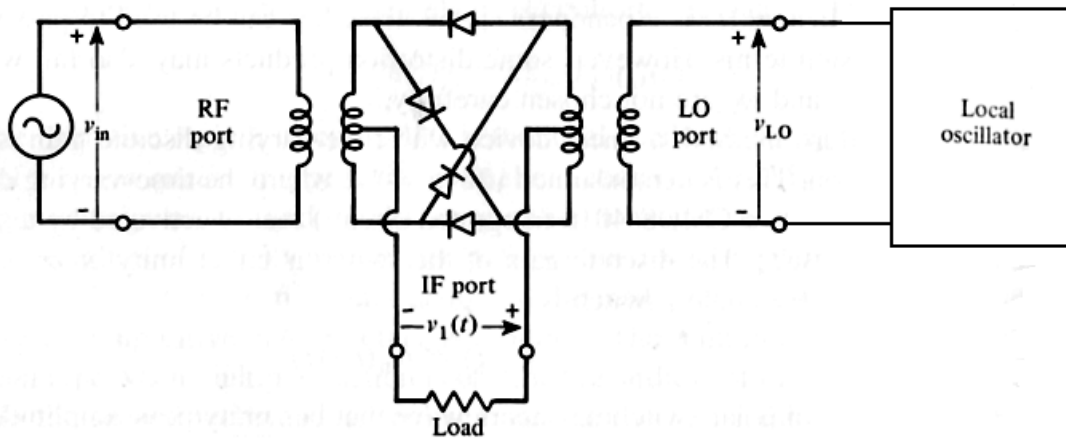
1. Τρανζίστορ, συνήθως FET
2. Μη γραμμικές συσκευές

3. Γραμμικές συσκευές με χρονικά μεταβαλλόμενο διακριτό κέρδος.

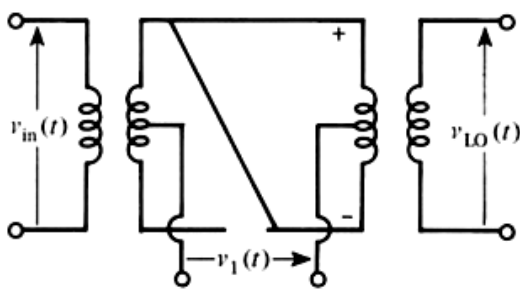
Οι μίκτες συχνά χαρακτηρίζονται ως μη ισορροπημένοι, ισορροπημένοι ή διπλά ισορροπημένοι. Η γενική έξοδος ενός κυκλώματος μίκτη είναι:

$$V_{out}(t) = C_1 V_{in}(t) + C_2 V_{LO}(t) + C_3 V_{in}(t)V_{LO}(t) + \text{άλλοι όροι} \quad (2.22)$$

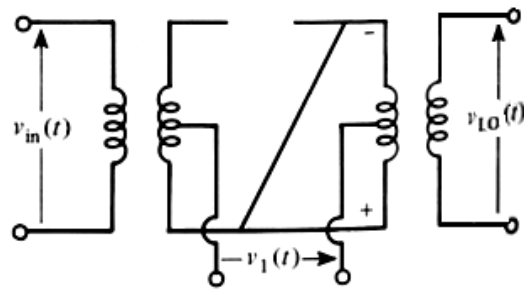
Όταν $C_1, C_2 \neq 0$ ο μίκτης ονομάζεται μη ισορροπημένος. Σε έναν ισορροπημένο μίκτη ένα εκ των C_1, C_2 είναι μηδενικό, ενώ στον διπλά ισορροπημένο μίκτη και οι δύο συντελεστές είναι μηδενικοί. Το κύκλωμα του διπλά ισορροπημένου μίκτη δίνεται στο ακόλουθο σχήμα, όπως και τα ισοδύναμα αυτού για την περίπτωση που η $V_{LO}(t)$ είναι θετική ή αρνητική.



Σχήμα 2.13: Ο διπλά ισορροπημένος μίκτης



Σχήμα 2.14: Ισοδύναμο κύκλωμα όταν $V_{LO} > 0$



Σχήμα 2.15: Ισοδύναμο Κύκλωμα όταν $V_{LO} < 0$

Η έξοδος του διπλά ισορροπημένου μίκτη είναι ανάλογη του σήματος εισόδου και αλλάζει πρόσημο ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, δηλαδή:

$$V_{out}(t) = C_3 V_{in}(t)P(t) \quad (2.23)$$

$$\text{όπου } P(t) = \begin{cases} 1, & V_L > 0 \\ -1, & V_L < 0 \end{cases}.$$

Η συνάρτηση $P(t)$ είναι περιοδική και αναπτύσσεται κατα σειρά Fourier ως:[Smith]

$$P(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_c t}{2n+1} \quad (2.24)$$

Θεωρώντας ότι η είσοδος είναι ένα ημιτονοειδές σήμα, $V_{in}(t) = A \sin(\omega_{in} t)$, η έξοδος γράφεται στη μορφή:

$$V_{out}(t) = C_3 \frac{2A}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[((2n+1)\omega_c - \omega_{in})t] - \cos[((2n+1)\omega_c + \omega_{in})t]}{2n+1} \quad (2.25)$$

Η σταθερά C_3 εξαρτάται από τη δυναμική αντίσταση των διόδων και από το φορτίο που οδηγείται από το μίκτη.

Ο διπλά ισορροπημένος μίκτης, με τέλεια προσαρμοσμένες διόδους και ιδανικούς μετασχηματιστές παράγει άνω και κάτω πλευρικές, περί την $\omega_c + \omega_{in}$ και $|\omega_c - \omega_{in}|$ αντίστοιχα, καθώς και έναν άπειρο αριθμό πλευρικών γύρω από τις περιττές αρμονικές τις συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή.

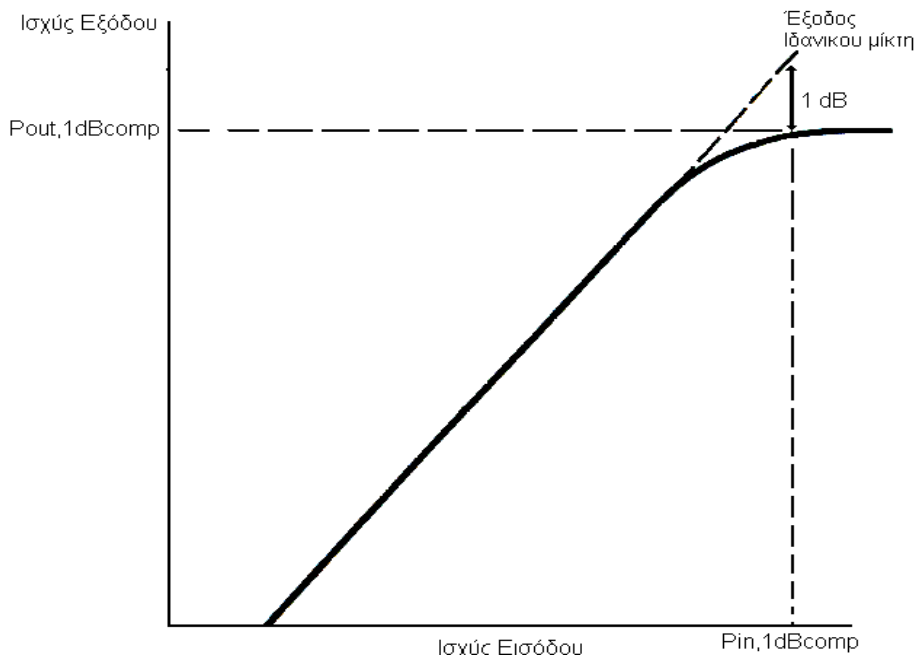
Τα κύρια μεγέθη των διαθέσιμων μικτών είναι:

- **Κέρδος Μετατροπής:** Το κέρδος μετατροπής ενός μίκτη ορίζεται ως ο λόγος της τιμής της ισχύος εξόδου, γύρω από την επιθυμητή πλευρική ζώνη, προς την τιμή της ισχύος εισόδου. Εκφραζόμενο συνηθώς σε dB ο μαθηματικός τύπος του κέρδους μετατροπής είναι, δηλαδή:

$$G = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

Ο λόγος αυτός έχει θετικές τιμές για ενεργούς μίκτες, ενώ στην περίπτωση παθητικών μικτών είναι αρνητικό και ονομάζεται απώλεια μετατροπής (Conversion Loss).

- **1 dB Σημείο Συμπίεσης:** Καθώς το σήμα εισόδου αυξάνει θα φτάσει σε ένα σημείο στο οποίο είναι ισχυρότερο από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Τότε ελέγχει αυτό τις διόδους και η ισχύς εξόδου εξαρτάται από την ισχύ του LO, γίνεται δηλαδή σταθερή, αφού η ισχύς του LO είναι σταθερή. Η ισχύς εξόδου, επομένως, παίρνει τη μορφή του σχήματος 2.16



Σχήμα 2.16: Χαρακτηριστική μεταφοράς ισχύος μίκτη

Χαμηλά επίπεδα ισχύος εισόδου οδηγούν σε γραμμική συνάρτηση μεταφοράς. Καθώς όμως η είσοδος μεγαλώνει η έξοδος δεν είναι γραμμική και τείνει να σταθεροποιηθεί σε μια τιμή. Η ισχύς εισόδου για την οποία η έξοδος είναι 1dB κάτω από την τιμή που θα είχε αν η σχέση εξακολουθούσε να είναι γραμμική ονομάζεται σημείο συμπίεσης εισόδου 1dB. Η αντίστοιχη τιμή για την ισχύ εξόδου ονομάζεται σημείο συμπίεσης εξόδου 1dB. Στους μίκτες η μη λειτουργία στη γραμμική περιοχή οδηγεί στην δημιουργία προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, που, αν εμφανιστούν στη ζώνη του σήματος εισόδου, προκαλούν ανεπιθύμητες παρεμβολές.

- **Third Order Intercept Point:** Το σημείο σύμπτωσης τρίτης τάξης είναι ένα ακόμα μέγεθος που χαρακτηρίζει τη γραμμικότητα του μίκτη. Είναι το θεωρητικό σημείο στο οποίο το πλάτος του επιθυμητού σήματος και το πλάτος των παραγώγων τρίτης τάξης, που εμφανίζονται λόγω της λειτουργίας του μίκτη στη μη γραμμική περιοχή, είναι ίσα. Για τους μίκτες το σημείο αυτό είναι περίπου 15dB πάνω από το σημείο συμπίεσης 1dB.

2.1.5 Φίλτρα

Η επιλογή των κατάλληλων RF φίλτρων έχει καθοριστική επίδραση στην αξιοπιστία των δορυφορικών 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 δορυφορικών συστημάτων με δυσμενή αξιοπιστία στην αξιοπιστία του αντίστοιχου συστήματος. Το φιλτράρισμα των δορυφορικών σημάτων γίνεται στους επίγειους

σταθμούς και στον αναμεταδότη 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 διαφόρων 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

$$IL = 10 \log \frac{P_{in}}{P_L} \quad (2.26)$$

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 Nepper)
- **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:

$$BW^{3dB} = f_u^{3dB} - f_L^{3dB} \quad (2.27)$$

- **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 δορυφορικό 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.

2.1.6 Ενισχυτής Ισχύος (PA)

Ο ενισχυτής ισχύος (Power Amplifier, PA) είναι το τελευταίο στοιχείο της αλυσόδας του πομπού. Ο ρόλος του είναι η ενίσχυση του διαμορφωμένου RF σήματος πριν αυτό οδηγηθεί, μέσω του διπλέκτη, στην κεραία για να εκπεμφθεί.

Ως κέρδος (gain) του ενισχυτή ορίζεται η διαφορά της εξόδου P_{out} (dBm) από την ισχύ εισόδου P_{in} . Το κέρδος εκφράζεται σε μονάδες dB. Καθορίζεται από την ευαισθησία του δέκτη στο άλλο άκρο καθώς επίσης και από τις προδιαγραφές κάλυψης του συστήματος και το κέρδος της χρησιμοποιούμενης κεραίας. Στις περισσότερες εφαρμογές, για την επίτευξη ικανοποιητικού κέρδους, πρέπει ο ενισχυτής να αποτελείται από περισσότερες από μια ενισχυτικές βαθμίδες. Ανάμεσα στις βαθμίδες υπάρχουν προσαρμοστικές διατάξεις που χρησιμεύουν για να επιτυγχάνεται μέγιστη μεταβίβαση ισχύος από τη μία βαθμίδα στην άλλη. Οι ενισχυτικές βαθμίδες αποτελούνται από ένα τρανζίστορ σε κατάλληλη συνδεσμολογία και το κύκλωμα πόλωσης αυτού. Στην πράξη χρησιμοποιούνται διπολικά τρανζίστορ (BJT) καθώς επίσης και τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (FET). Τα FET βρίσκουν πλέον εκτεταμένες εφαρμογές σε υψίσυχνα σήματα. Για εφαρμογές χαμηλής ισχύος χρησιμοποιούνται επιπλέον των FET και δίοδοι IMPATT που υπάρχουν σε ολοκληρωμένη μορφή και παρέχουν υψηλή απόδοση.

Μεταξύ P_{out} και P_{in} υπάρχει μια γραμμική σχέση η οποία παύει να ισχύει στον PA αν η P_{in} αυξηθεί πέρα από ένα ορισμένο όριο. Ο λόγος είναι ότι τα τρανζίστορ του ενισχυτή δεν λειτουργούν γραμμικά στην περίπτωση που η ισχύς των σημάτων ξεπεράσει ένα άνω προκαθορισμένο όριο (καθοριζόμενο

από τον κατασκευαστή). Αν η ισχύς εισόδου αυξηθεί πέρα από αυτό το όριο, και για όσο συνεχίζει να αυξάνεται, το κέρδος των τρανζίστορ μειώνεται και τελικά η ισχύς εξόδου τείνει να σταθεροποιηθεί σε μια τιμή (λειτουργία στον κόρο). Η χαρακτηριστική του PA έχει, επομένως, τη μορφή του σχήματος 2.16.

Στην περίπτωση ενιαίων δορυφορικών σημάτων διαμορφωμένων κατά γωνία, η ύπαρξη της μη γραμμικής περιοχής και της περιοχής κόρου του PA περιορίζει την ισχύ εισόδου χωρίς να επιφέρει παραμόρφωση. Όμως, όταν το προς ενίσχυση σήμα αποτελείται από πολλά επιμέρους κανάλια, η ύπαρξη της μη γραμμικής περιοχής έχει δυσμενείς επιπτώσεις καθώς δημιουργούνται προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης σε φέρουσες συχνότητες που είναι γραμμικός συνδυασμός των φερουσών των επιμέρους καναλιών. Δύο βασικά μεγέθη που σχετίζονται με τη λειτουργία του PA είναι η ισχύς κόρου και το περιθώριο ισχύος. Η ισχύς κόρου στην είσοδο του PA είναι η ισχύς που τον οδηγεί στον κόρο, ενώ στην έξοδο του είναι η μέγιστη ισχύς που μπορεί να αποδώσει. Το περιθώριο ισχύος ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εισόδου ή εξόδου προς την αντίστοιχη τιμή κόρου για τις ισχύεις αυτές και εκφράζεται συνήθως σε μονάδες dB.

Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δημιουργούνται όταν ο ενισχυτής ενισχύει πολλαπλά σήματα που επιδρούν ως παρεμβολές στο σήμα εξόδου, εφόσον οι παράγωγες συχνότητες βρίσκονται μέσα στο εύρος ζώνης του.

Μια άλλη πηγή παρεμβολών δημιουργείται από τη μη γραμμική χαρακτηριστική φάσης. Για να μη δημιουργούνται παρεμβολές στο σήμα πρέπει η περιβάλλουσα να είναι σταθερή στο πεδίο της συχνότητας. Για το λόγο αυτό, σχήματα διαμόρφωσης ευάλωτα στο φιλτράρισμα (για παράδειγμα η QPSK διαμόρφωση), μπορούν να οδηγηθούν σε φασματική εξάπλωση (παραμόρφωση) του σήματος πληροφορίας.

Η απόδοση ενός PA ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εξόδου προς την καταναλώμενη ισχύ. Στις δορυφορικές επικοινωνίες η ισχύς είναι περιορισμένη και καθορίζεται από δειθνείς συμβάσεις. Σε τέτοια συστήματα είναι επιθυμητή η λειτουργία του PA στον κόρο, καθώς μόνο τότε εεπιτυγχάνεται το απαιτούμενο κέρδος με τη διαθέσιμη ισχύ τροφοδοσίας. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται είτε σχήματα διαμόρφωσης ανθεκτικά στη μη γραμμική ενίσχυση, είτε κατάλληλα κυκλώματα πριν ή μετά του PA που να αντισταθμίζουν τις μη γραμμικότητες.

2.1.7 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (LNA)

Όπως έχει ήδη αναφερθεί ο Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (Low Noise Amplifier, LNA) αποτελεί την πρώτη βαθμίδα ενίσχυσης στην πλευρά του δέκτη.

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 παραταίρω επεξεργασία του από τις υπόλοιπες βαθμίδες του δέκτη, χωρίς όμως να εισάγεται θόρυβος στο σύστημα, στο βαθμό που αυτό είναι δυνατό. Ο θόρυβος είναι από τα μεγαλύτερα προβλήματα που πρέπει να αντιμετωπιστούν από τον LNA.

Χαρακτηριστικά μεγέθη του LNA είναι η εικόνα θορύβου, N_f , ή συντελεστής θορύβου F και το κέρδος του. Η εικόνα θορύβου αποτελεί το μέτρο του πόσο θορυβώδες είναι το δίκτυο. Παριστάνει ακόμα τη χειροτέρευση 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 [Κωτ03]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \dots G_{m-1}} \quad (2.28)$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται ότι, για να είναι ένας δέκτης 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 LNA 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:

$$F = \left. \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right|_{T=290K} \quad (2.29)$$

Ο χαμηλός συντελεστής θορύβου του LNA, 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.

Ο συντελεστής θορύβου του LNA, που προσεγγιστικά είναι ο συντελεστής θορύβου του συστήματος, επηρεάζει και την ευαισθησία του δέκτη, την ελάχιστη ισχύ, δηλαδή, που μπορεί να ανιχνεύσει. Όσο μικρότερος είναι ο συντελεστής είναι δυνατή η ανίχνευση ασθενέστερων σημάτων. Το γεγονός αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στις δορυφορικές επικοινωνίες, καθώς, όπως έχει αναφερθεί, υπάρχει σημαντικός περιορισμός ισχύος.

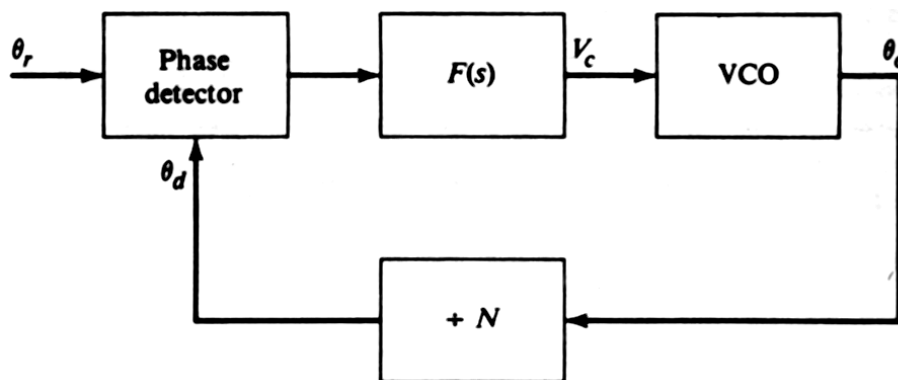
Αντίστοιχα με τον PA, λειτουργία στη μη γραμμική περιοχή οδηγεί στην εμφάνιση παρεμβολών, προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης εντός της ζώνης διέλευσης του φίλτρου, γεγονός που δυσκολεύει τη διαδικασία ανάκτησης του σήματος και μειώνει την αξιοπιστία του δέκτη. Για την αποφυγή των παραπάνω φαινομένων ο LNA πρέπει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

2.1.8 Κύκλωμα Παραγωγής Συχνοτήτων και PLL

Τόσο για τη διαδικασία της διαμόρφωσης όσο και της αποδιαμόρφωσης είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός συστήματος παραγωγής συχνοτήτων των φίλτρων και των τοπικών ταλαντωτών. Η δυσμενής επίδραση στην πιθανότητα σφάλματος που προκαλεί η αδυναμία συγχρονισμού των τοπικών ταλαντωτών οδήγησε στην ανάπτυξη ενός κυκλώματος για την εξάλειψη του φαινομένου. Το κύκλωμα αυτό είναι γνωστό ως Βρόχος Κλειδώματος Φάσης (Phase Locked Loop, PLL).

Το κύκλωμα PLL είναι ένα σύστημα ανάδρασης στο οποίο το σήμα επανατροφοδότησης χρησιμοποιείται για να «κλειδώσει» την συχνότητα και τη φάση εξόδου στην τιμή που έχουν η συχνότητα και η φάση, αντίστοιχα, στην είσοδο. Η κυματομορφή εισόδου μπορεί να έχει διάφορες μορφές, συμπεριλαμβανομένων της ημιτονοειδούς ή ψηφιακής.

Στο σχήμα 2.17 φαίνεται η βασική αρχιτεκτονική ενός PLL κυκλώματος.



Σχήμα 2.17: Βασική αρχιτεκτονική PLL

Ο ανιχνευτής φάσης (Phase Detector, PD) δημιουργεί ένα σήμα εξόδου, το οποίο είναι μια συνάρτηση της διαφοράς μεταξύ των δύο εισόδων. Η έξοδος του PD περνάει από το φίλτρο και ο dc παράγοντας του σφάλματος εφαρμόζεται στην είσοδο του ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση (Voltage-controlled Oscillator, VCO). Το σήμα ανάδρασης στον PD είναι το σήμα εξόδου του VCO διαιρεμένο δια N. Η τάση ελέγχου του VCO τον ωθεί να αλλάξει τη συχνότητα με τέτοιο τρόπο ώστε να μειωθεί η διαφορά μεταξύ της συχνότητας εισόδου και της συχνότητας εξόδου του διαιρέτη. Εφόσον οι δύο συχνότητες είναι ικανοποιητικά κοντά, ο μηχανισμός ανάδρασης του PLL ωθεί της δύο συχνότητες να εξισωθούν και ο VCO «κλειδώνει» στην συχνότητα εισόδου. Αυτό σημαίνει ότι

$$f_r = f_d, \text{ ενώ η έξοδος του διαιρέτη θα είναι } f_d = \frac{f_o}{N}.$$

Η συχνότητας εξόδου, στην περίπτωση αυτή είναι ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας εισόδου. Στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται διαιρέτης η συχνότητα εξόδου ταυτίζεται με τη συχνότητα εισόδου.

Μόλις ο βρόχος «κλειδωθεί» υπάρχει μια μικρή διαφορά φάσης μεταξύ των δύο σημάτων εισόδου του PD. Αυτή η διαφορά φάσης οδηγεί σε μια dc τάση στην έξοδο του PD, η οποία είναι απαραίτητη για τη διολίσθηση του VCO από τη συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας στη συχνότητα «κλειδώματος».

Η ικανότητα αυτοδιόρθωσης του PLL του επιτρέπει να ακολουθεί τις αλλαγές της συχνότητας, από τη στιγμή που θα «κλειδωθεί». Το εύρος ζώνης συχνοτήτων στο οποίο ο PLL έχει καλή συμπεριφορά ονομάζεται εύρος κλειδώματος. Το εύρος σύλληψης είναι το εύρος συχνοτήτων στο οποίο ο βρόχος έχει την δυνατότητα να επιτύχει «κλειδώμα». Το εύρος αυτό είναι μικρότερο από το εύρος κλειδώματος.

Η μαθηματική μοντελοποίηση του PLL δεν είναι εύκολη, κύρια επειδή πρόκειται για ένα μη γραμμικό κύκλωμα, αφού ο PD είναι ένα μη γραμμικό στοιχείο. Παρόλα αυτά, όταν η διαφορά φάσης μεταξύ των εισόδων είναι μικρή μπορεί να μοντελοποιηθεί με γραμμικό τρόπο. Στην γραμμική ανάλυση, θεωρείται ότι η έξοδος του PD είναι μια γραμμική συνάρτηση της διαφοράς των φάσεων μεταξύ των εισόδων. Δηλαδή

$$V_a = K_d(\theta_r - \theta_d) \quad (2.30)$$

όπου θ_r , θ_d οι φάσεις σήματος εισόδου και ανατροφοδότησης, αντίστοιχα. Το K_d (V/rad) είναι το κέρδος του PD. Ο VCO μοντελοποιείται επίσης ως μια γραμμική συσκευή, στην οποία η συχνότητα εξόδου παρεκκλίνει από την συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας ως εξής

$$\Delta\omega = K_o V_c \quad (2.31)$$

όπου V_c η τάση εισόδου του VCO και K_o (rad/sec/V) ο παράγοντας κέρδους του. Η συχνότητα εξόδου είναι

$$\omega_o = \omega_c + \Delta\omega = \omega_c + K_o V_c \quad (2.32)$$

όπου ω_c είναι η συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας. Αφού η συχνότητα είναι η πρώτη παράγωγος της φάσης, η λειτουργία του VCO μπορεί να περιγραφεί ως

$$\Delta\omega = \frac{d\theta_o}{dt} = K_o V_c \quad (2.33)$$

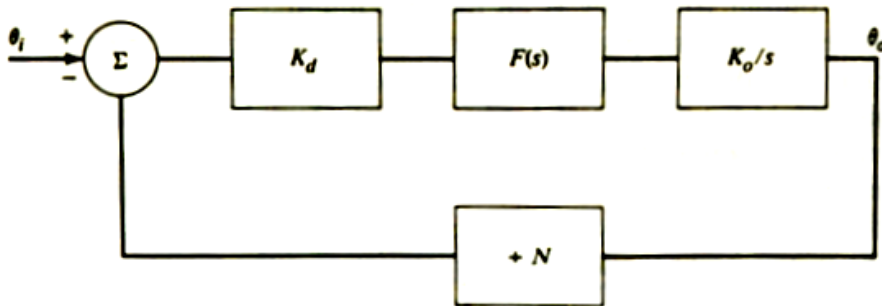
Η συχνότητα εξόδου του διαιρέτη συχνοτήτων f_d είναι η συχνότητα εισόδου του διαιρέτη, διαιρεμένη με N, δηλαδή

$$f_d = \frac{f_o}{N}$$

η, εφόσον η φάση είναι το ολοκλήρωμα ως προς το χρόνο της συχνότητας

$$\theta_d = \frac{\theta_o}{N}$$

Το κύκλωμα διαρέτη μπορεί αν αντικατασταθεί με ένα ανεξάρτητο βαθμωτό μέγεθος ίσο με $\frac{1}{N}$. Με βάση τα παραπάνω ο PLL μπορεί να θεωρηθεί ότι έχει τη μορφή του ακόλουθου κυκλώματος (σχήμα 2.18)



Σχήμα 2.18: Γραμμικό μοντέλο PLL

Η $F(s)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του κατωδιαβατού φίλτρου. Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου είναι

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{\frac{K_d K_o F(s)}{s}}{1 + \frac{K_d K_o F(s)}{Ns}} \quad (2.34)$$

Θεωρώντας πως η $F(s)$ αντιστοιχεί σε ένα απλό κατωδιαβατό φίλτρο, θα είναι

$$F(s) = \left(\frac{s}{\omega_L} + 1 \right)^{-1} \quad (2.35)$$

και, επομένως, η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου γίνεται

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{\frac{K_d K_o F(s)}{s}}{1 + \frac{K_d K_o F(s)}{Ns}} = \frac{NK_u}{s \left(\frac{s}{\omega_L} + 1 \right) + K_u} = \frac{N}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2 \frac{\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (2.36)$$

$$K_u = \frac{K_d K_o}{N}$$

όπου

$$\omega_n^2 = K_u \omega_L$$

$$2\zeta = \frac{\omega_n}{K_u}$$

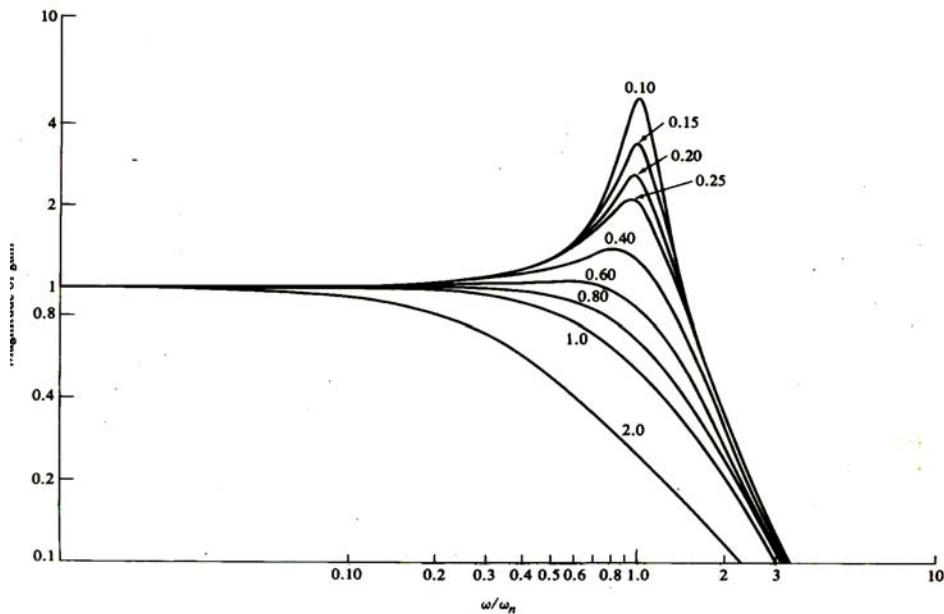
Η παραπάνω μορφή της συνάρτησης μεταφοράς για τον PLL είναι η πιο συχνή. Το μέτρο της στην σταθερή κατάσταση είναι

$$\left| \frac{\theta_o}{\theta_r}(j\omega) \right| = \frac{N}{\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right)^2 + \left(\frac{2\zeta\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (2.37)$$

και η φάση

$$\arg \frac{\theta_o}{\theta_r}(j\omega) = -\tan^{-1} \frac{2\zeta\omega}{\omega_n \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \right)} \quad (2.38)$$

Το μέτρο της απόκρισης του συστήματος δίνεται στο ακόλουθο σχήμα για διάφορες τιμές του ζ (σχήμα 2.19). Για $\zeta=0,707$ η απόκριση είναι η καλύτερη δυνατή, μιας και είναι ικανοποιητικά επίπεδη και είναι γνωστή ως απόκριση Butterworth.



Σχήμα 2.19: Απόκριση του PLL

Το εύρος ζώνης 3dB, υποθέτοντας ότι $\zeta < 1$ είναι ίσο με

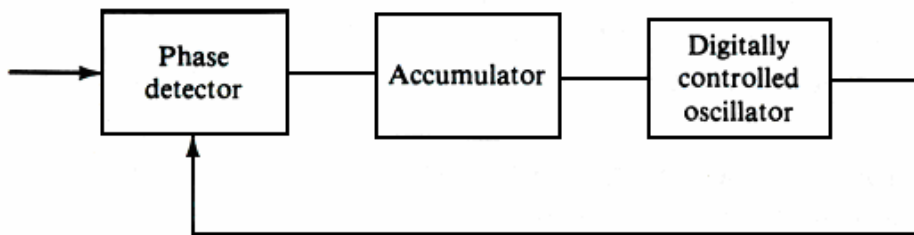
$$\omega_h = \omega_n \left[1 - 2\zeta^2 + (2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4)^{1/2} \right]^{1/2} \quad (2.39)$$

Ο χρόνος που απαιτείται για να φτάσει η έξοδος από το 10% της μέγιστης τιμής της στο 90% αυτής ονομάζεται χρόνος ανόδου, t_r . Ο χρόνος ανόδου συνδέεται με το εύρος ζώνης του συστήματος μέσω της σχέσης

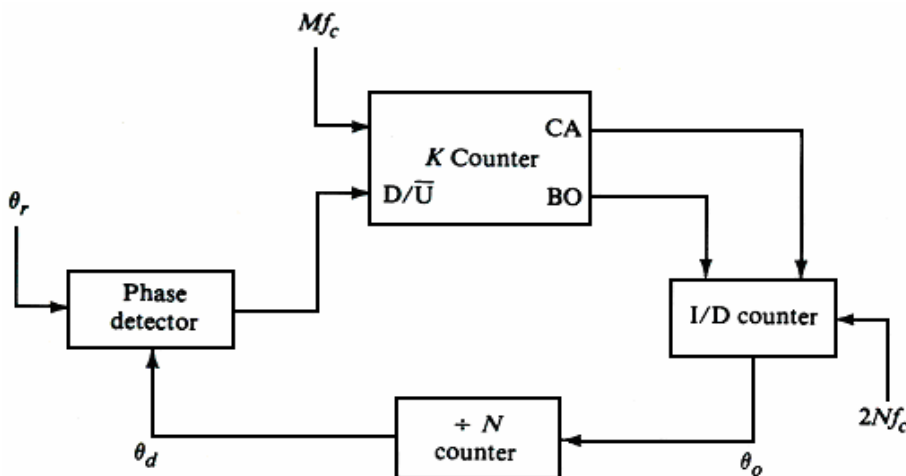
$$t_r = \frac{2.2}{\omega_h}$$

Σε πολλά συστήματα, συμπεριλαμβανομένων των ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, το σήμα εισόδου είναι ψηφιακό και είναι προτιμότερο να γίνεται η επεξεργασία του στο ψηφιακό πεδίο. Ο ψηφιακός PLL ονομάζεται DPLL (Digital PLL). Ένα απλοποιημένο διάγραμμα του δίνεται στο σχήμα 2.20. Εκτός από τον PD, ο βρόχος αποτελείται από έναν συσσωρευτή και έναν ψηφιακά ελεγχόμενο ταλαντωτή. Ο ψηφιακός PD δεν διαφέρει από αυτόν που χρησιμοποιείται στους απλούς PLL. Η έξοδος του είναι ένας σταθερός σε μέτρο παλμός, του οποίου το πλάτος προηγείται του σφάλματος φάσης. Ο ψηφιακός PLL δημιουργεί μια ψηφιακή απεικόνιση του σήματος σφάλματος δειγματοληπτώντας τους διαμορφωμένους κατά πλάτος παλμούς με ρυθμό πολύ υψηλότερο από τη συχνότητα αναφοράς. Ο ψηφιακός συσσωρευτής είναι το ψηφιακό ανάλογο του κατωδιαβατού φίλτρου. Συνήθως, είναι ένας αθροιστής, ένας πολλαπλασιαστής και μονάδες καθυστέρησης. Η έξοδος του ταλαντωτή είναι ένας παλμός με ρυθμό που ελέγχεται από ένα εξωτερικό σήμα.

Στο σχήμα 2.21 δίνεται μια πρακτική υλοποίηση ενός DPLL πρώτης τάξης.



Σχήμα 2.20: Ο ψηφιακός PLL



Σχήμα 2.21: DPLL πρώτης τάξης

Η πρώτη λειτουργία του μετρητή K είναι να μετρέψει την έξοδο του PD σε μια μετρήσιμη τιμή που προηγείται του σφάλματος φάσης. Περιλαμβάνει έναν άνω και κάτω μετρητή που μεταφέρει και δανείζεται τις εξόδους, αντίστοιχα. Οι δύο είσοδοι είναι το ρολόι υψηλής συχνότητας και η είσοδος του PD, ανεξάρτητα αν το ρολόι εφαρμόζεται στον άνω ή στον κάτω μετρητή. Ο μετρητής I/D προγραμματίζεται να έχει ρυθμό $2Nf_c$, όπου N είναι ο συντελεστής του διαιρέτη, δίνοντας έξοδο ένα σήμα με ρυθμό Nf_c . Όταν έχουμε παλμό μεταφοράς από το μετρητή, προστίθεται μισός κύκλος στην έξοδο του I/D και άλλος μισός προστίθεται όταν εμφανίζεται παλμός δανεισμού από τον μετρητή. Όταν δεν υπάρχει σφάλμα η συχνότητα εξόδου του διαιρέτη είναι f_c . Με τη μέθοδο αυτή έχουμε παλμούς μεταφοράς και δανεισμού ακόμα και όταν το σφάλμα είναι μηδενικό. Οι παλμοί αυτοί, όμως, είναι ίσοι. Το μήκος του μετρητή ελέγχεται εξωτερικά. Μεγάλο μήκος αντιστοιχεί σε στενό φίλτρο και, επομένως, σε αύξηση του χρόνου που απαιτείται για να «κλειδώσει» ο PLL. Από την άλλη όμως, το μεγάλο μήκος βοηθά στη μείωση του κυματισμού (ripple) στην έξοδο.

Θα πρέπει, τέλος, να σημειωθεί ότι, όταν ο PLL λειτουργεί σε μια δεδομένη συχνότητα και δεν λειτουργεί ως συνθέτης συχνοτήτων, ο βρόχος ονομάζεται Ταλαντωτής Κλειδωμένης Φάσης (Phase Locked Oscillator, PLO). [Smi86]

2.2. Μικροκυματική Θεωρία

2.2.1 Γενικά Στοιχεία

Ο όρος μικροκύματα χρησιμοποιείται για να ορίσει ηλεκτρομαγνητικές ταλαντώσεις που έχουν συχνότητα ταλάντωσης από 10^9 Hz έως 10^{12} 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

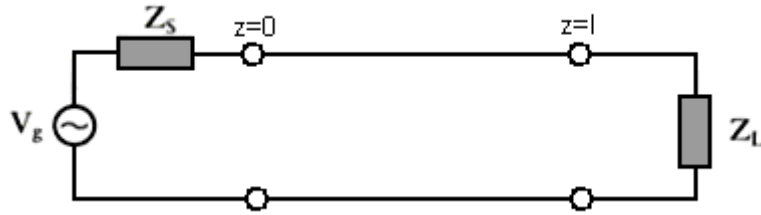
πεδίων. Όταν όμως η συχνότητα ταλάντωσης των ηλεκτρομαγνητικών σημάτων είναι αρκετά υψηλή, επειδή το μήκος κύματος της ακτινοβολίας γίνεται συγκρίσιμο με τις χαρακτηριστικές διαστάσεις των κυκλωμάτων πρέπει να χρησιμοποιηθούν οι πλήρεις εξισώσεις του πεδίου, δηλαδή η ηλεκτρομαγνητική θεωρία του Maxwell. 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. Ο ενισχυτής ισχύος που σχεδιάζεται στην παρούσα διπλωματική εργασία, και αποτελεί τμήμα ενός δορυφορικού πομποδέκτη, λειτουργεί στα 30GHz, σε μικροκυματική συχνότητα δηλαδή. Για το λόγο αυτό ακολουθεί μια εκτενής ανασκόπηση της μικροκυματικής θεωρίας.

2.2.2 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 ταλάντωση $f = \omega / 2\pi$.

Θεωρούμε τη γραμμή μεταφοράς του σχήματος 2.22. Σε αυτήν έχουμε συνδέση 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.



Σχήμα 2.22: Διέγερση γραμμής μεταφοράς

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

$$\begin{aligned} V(z,t) &= \text{Re}(e^{j\omega t} V(z)) \\ I(z,t) &= \text{Re}(e^{j\omega t} I(z)) \end{aligned} \quad (2.40)$$

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:

$$\begin{aligned} V(z) &= A_+ e^{z} + A_- e^{-z} \\ I(z) &= -\frac{A_+}{Z_o} e^{z} + \frac{A_-}{Z_o} e^{-z} \end{aligned} \quad (2.41)$$

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 :

$$A_+ = \frac{V_g}{Z_g + Z_o} \cdot \frac{\rho_L e^{-2\gamma l}}{1 - \rho_g \rho_L e^{-2\gamma l}} Z_o \quad (2.42)$$

$$A_- = \frac{V_g}{Z_g + Z_o} \cdot \frac{1}{1 - \rho_g \rho_L e^{-2\gamma l}} Z_o \quad (2.43)$$

με $\rho_g = \frac{Z_L - Z_o}{Z_g + Z_o}$ 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 ανα μονάδα μήκους ηλεκτρικά μεγέθη της γραμμής..

Όπως φαίνεται από τις παραπάνω σχέσεις τόσο η τάση όσο και το ρεύμα αποτελούνται από ένα προσπίπτον κύμα και ένα ανακλώμενο με σταθερά διάδοσης $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ (rad/m) και πλάτος που εξασθενεί εκθετικά με την απόσταση με σταθερά απωλειών α (Nepes/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:

$$\rho(z) = \rho_L e^{2\gamma(z-L)} \quad (2.44)$$

Η αντίστοιχη σχέση, στην περίπτωση που η μέτρηση γίνεται από το το φορτίο προς τη γεννήτρια είναι $\rho(d) = \rho_L e^{-2\gamma d}$, όπου d η απόσταση του σημείου στο οποίο γίνεται η μέτρηση από το φορτίο.

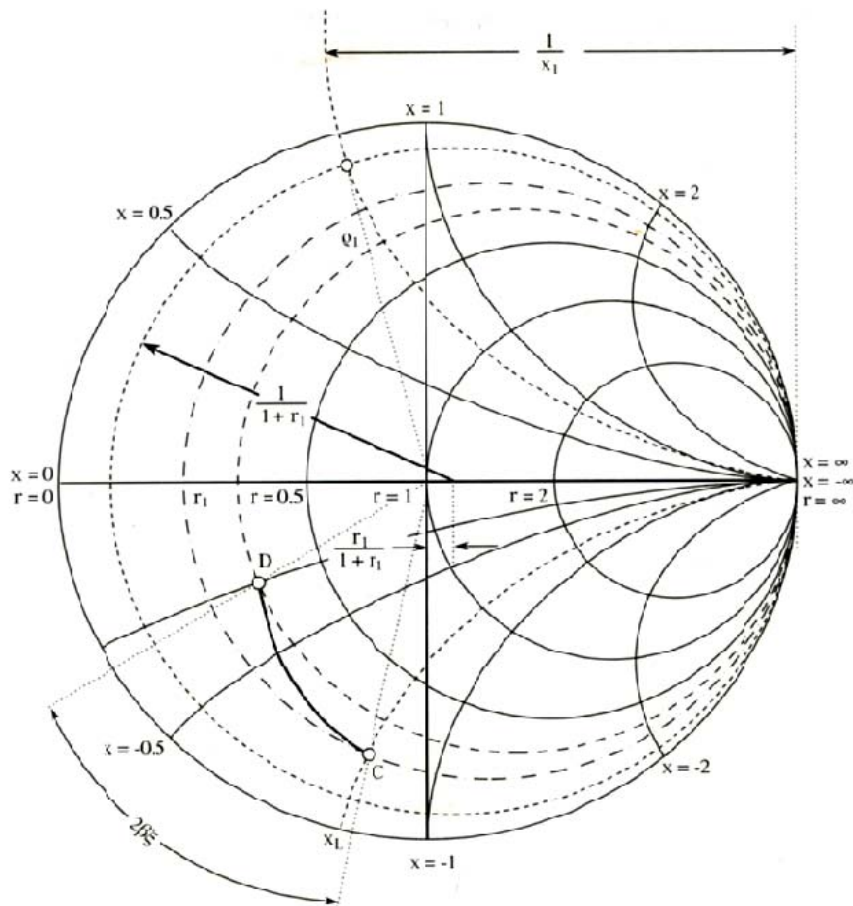
Ο λόγος $\frac{V(z)}{I(z)}$ ονομάζεται αντίσταση εισόδου $Z(z)$. Αποδεικνύεται εύκολα ότι ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις:

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

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

όπου το μέγεθος $\zeta(z) = \frac{Z(z)}{Z_o}$ 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.



Σχήμα 2.23: Κατασκευή 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 ανοιχτόκύκλωμα 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, $\psi(\xi) = \frac{1}{\zeta(\xi)}$ 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 $a = 0$. Για να ισχύει η συνθήκη αυτή πρέπει η γραμμή να έχει $R = G = 0$, οπότε η χαρακτηριστική αντίσταση $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$ έχει πραγματική τιμή. Η σταθερά διάδοσης είναι τότε

$\beta = \omega \sqrt{\frac{L}{C}}$. Ο φασιθέτης της τάσης γίνεται στην περίπτωση αυτή:

$$V(z) = V_o (e^{-j\beta z} + \rho_L e^{j\beta(z-2l)}) \quad (2.44)$$

όπου έχουμε το προσπίπων κύμα $V_o e^{-j\beta z}$ και το ανακλώμενο $V_o \rho_L e^{j\beta(z-2l)}$. 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:

$$|V(z)| = V_o \sqrt{1 + |\rho_L|^2 + 2|\rho_L| \cos(2\beta(z-l) + \phi_L)} \quad (2.45)$$

Όπως προκύπτει από τις παραπάνω σχέσεις τα $\rho(z)$ και $V(z)$ είναι περιοδικά με περίοδο $\frac{\lambda}{2}$.

Η τάση $V(z)$ μεταβάλλεται από την τιμή $-|V(z)|$ έως την τιμή $+|V(z)|$. Η μέγιστη τιμή αυτή είναι $|V(z)|_M = |V_o|(1 + |\rho_L|)$ ενώ η ελάχιστη $|V(z)|_m = |V_o|(1 - |\rho_L|)$. Ο λόγος της μέγιστης τιμής της τάσης προς την ελάχιστη ονομάζεται Λόγος Στάσιμου Κύματος (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) και είναι:

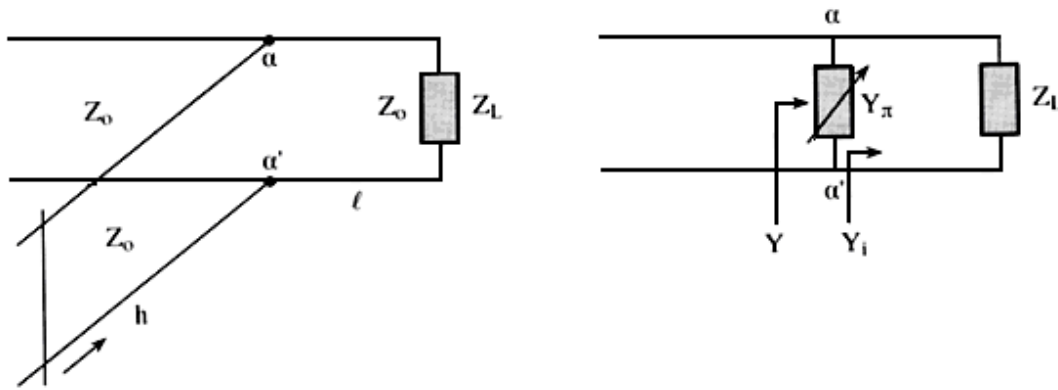
$$VSWR = \frac{1 + |\rho_L|}{1 - |\rho_L|} \quad (2.46)$$

Επειδή $|\rho_L| \leq 1$ προκύπτει ότι $VSWR \in [1, +\infty)$.

Εν γένει είναι $Z_L \neq Z_o$. Αυτός είναι ο λόγος που προκύπτουν ανακλώμενα κύματα στη γραμμή μεταφοράς. Η ιδανική συνθήκη $Z_L = Z_o$ 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

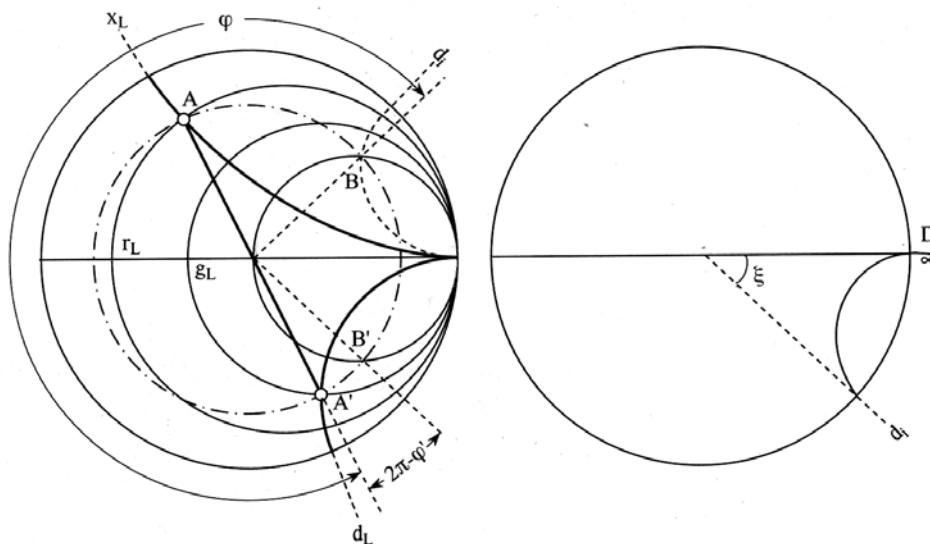
χαρακτηρίζεται από το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης $|\rho_L|$ ή το λόγο στάσιμων κυμάτων VSWR. Όσο ο VSWR πλησιάζει τη μονάδα έχουμε καλύτερη προσαρμογή.

Μια συνηθισμένη προσαρμοστική διάταξη δίνεται στο ακόλουθο σχήμα



Σχήμα 2.24: Προσαρμογή φορτίου σε γραμμή μεταφοράς με παράλληλη βοηθητική γραμμή

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.



Σχήμα 2.25: Γραφική λύση για προσαρμογή με χρήση μιας παράλληλης βραχυκυκλωμένης γραμμής

Κύριο μέλημα είναι ο προσδιορισμός των h και l του παραπάνω σχήματος. Για να έχουμε προσαρμογή στο επίπεδο aa' πρέπει η μεταφερόμενη σύνθετη αγωγιμότητα του φορτίου στο σημείο

αυτό να είναι $Y_i = Y_o + jB$ όπου Y_o είναι η χαρακτηριστική αγωγιμότητα ($Y_o = \frac{1}{Z_o}$) και B ένας πραγματικός αριθμός. Εκλέγοντας τη σύνθετη αγωγιμότητα εισόδου της βοηθητικής γραμμής $Y_\pi = -jB$ και επειδή στο επίπεδο αα' 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 2.25) 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

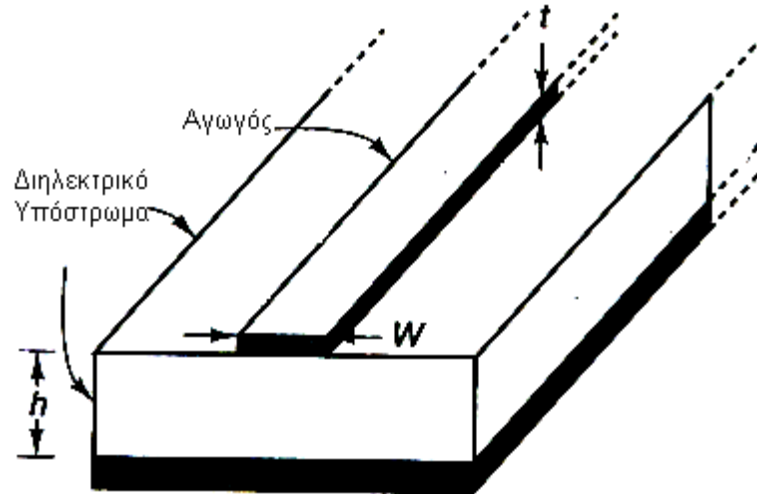
στέλεχος, μέσω της σχέσης $l = \frac{\phi}{2\beta}$ και $l' = \frac{\phi'}{2\beta}$. Το μήκος της βοηθητικής γραμμής h υπολογίζεται

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 συμπέσει με την ακτίνα OD, όπως φαίνεται στο σχήμα. Το μήκος της βοηθητικής γραμμής δίνεται από τη σχέση $h = \frac{\xi}{2\beta}$.

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.

2.2.3 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 2.24.



Σχήμα 2.26: Γεωμετρία Μικροταινίας

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 [Gon84]:

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \text{ και } \lambda_g = \frac{V_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{ff}}} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{ff}}}$$

όπου ϵ_{ff} 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 $\frac{t}{h} < 0.005$, η χαρακτηριστική αντίσταση και η ενεργός διηλεκτρική σταθερά δίνονται από τους τύπους:

$$Z_o = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right), & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ff}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right)}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.47)$$

και

$$\varepsilon_{ff} = \begin{cases} \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.48)$$

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

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, & \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases} \quad (2.49)$$

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:

$$\frac{W_{eff}}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right), & \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right), & \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (2.50)$$

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_{ff} , 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:

$$f_o (GHz) = 0.3 \sqrt{\frac{Z_o}{h\sqrt{\epsilon_r} - 1}} \quad (2.51)$$

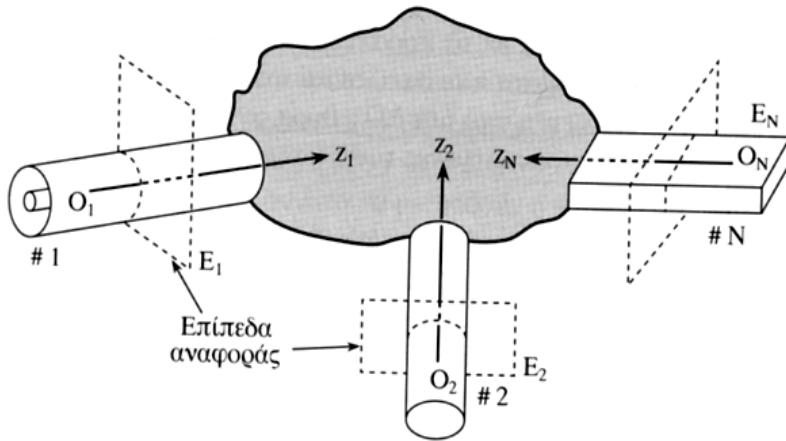
Ένα άλλο χαρακτηριστικό της μικροταινίας είναι η εξασθένιση που εμφανίζει. Εξαρτάται από τη γεωμετρία της, τις ηλεκτρικές ιδιότητες του υποστρώματος και του αγωγού και τη συχνότητα. Στις μικροταινίες εμφανίζονται δύο ειδών εξασθενίσεις: οι απώλειες του διηλεκτρικού υποστρώματος και η ωμικές απώλειες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

$$a_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \frac{\epsilon_{ff} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_o} \frac{dB}{cm} \quad (2.52)$$

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

2.2.4 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 πολυθύρου δίνεται στο σχήμα 2.25



Σχήμα 2.27: Μικροκυματικό πολύθυρο

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:

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

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

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

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.

Παρατηρούμε ότι $|a(z)|^2 = P_-$ και $|b(z)|^2 = P_+$, τα μέτρα δηλαδή των $a(z)$ και $b(z)$ ισούνται με την προσπίπτουσα και την ανακλώμενη ισχύ αντίστοιχα.

Το προσπίπτων 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 [Ουζ94] :

$$\begin{bmatrix} b_1(0) \\ b_2(0) \\ \dots \\ b_N(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{N1} & s_{N2} & \dots & s_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1(0) \\ a_2(0) \\ \dots \\ a_N(0) \end{bmatrix} \Rightarrow [b] = \bar{S} \cdot [a] \quad (2.53)$$

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 \bar{S} ονομάζεται μήτρα σκέδασης (scattering matrix). Οι παράμετροι S_{ij} είναι αδιάστατα μεγέθη και, εξ ορισμού είναι:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i(0)}{a_j(0)} \right|_{a_k(0)=0 \quad (K=1,2,\dots,j-1,j+1,\dots,N)} \quad (2.54)$$

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:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i(0)}{a_i(0)} \right|_{a_k(0)=0 \quad (K=1,2,\dots,i-1,i+1,\dots,N)} \quad (2.55)$$

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:

$$S_{ij} = S_{ji} \quad \forall i, j \quad (2.56)$$

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:

$$\sum_{i=1}^N |a_i|^2 = \sum_{i=1}^N |b_i|^2 \quad (2.57)$$

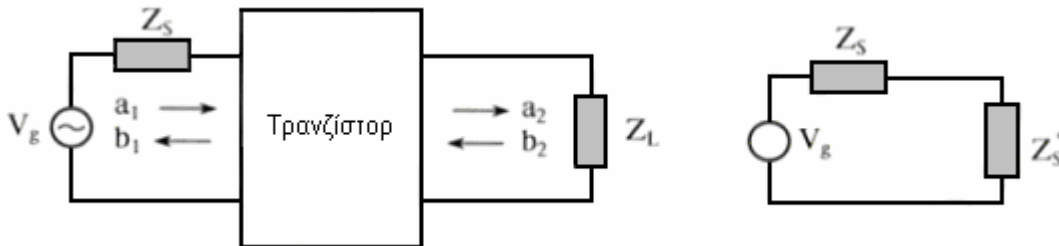
Η παραπάνω σχέση δείχνει ότι μεταξύ των συντελεστών της μήτρας σκέδασης για ένα πολύθυρο χωρίς απώλειες ισχύουν οι συνθήκες ορθογωνιότητας $\underline{\underline{S}} \cdot \underline{\underline{S}}^{T*} = \underline{\underline{I}}$.

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.

2.2.5 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 Z_s . Το φορτίο του ενισχυτή είναι Z_L . Στο ίδιο σχήμα φαίνονται και οι κανονικοποιημένες κυματικές τάσεις στην είσοδο και στην έξοδο του διθύρου. Το τρανζίστορ του ενισχυτή παριστάνεται σαν δίθυρο.



Σχήμα 2.28: Βαθμίδα ενίσχυσης

Αφού το τρανζίστορ πορσομοιώνεται με ένα μικροκυματικό δίθυρο, μπορεί να οριστεί για αυτό η μήτρα σκέδασης \bar{S} ως

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

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

$$\Gamma_{\text{εισόδου}} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_{\text{εισοδου}} - Z_o}{Z_{\text{εισοδου}} + Z_o} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.59)$$

$$\Gamma_{\text{εξόδου}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{V_g=0, Z_L=\infty} = \frac{Z_{\text{εξοδου}} - Z_o}{Z_{\text{εξοδου}} + Z_o} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.60)$$

όπου

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

$$\Gamma_S = \frac{a_1}{b_1} \Big|_{V_g=0, Z_L=\infty} = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o} \quad (2.61)$$

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

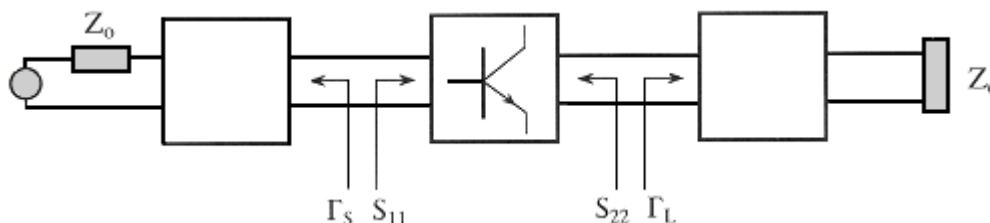
$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (2.62)$$

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

παρεμβάλεται ένα δίθυρο που να μετασχηματίζει την αντίσταση Z_o σε $Z_o \frac{1+S_{11}^*}{1-S_{11}}$. Κατ'αναλογία,

στην έξοδο, το φορτίο πρέπει να μετασχηματίζεται σε $Z_o \frac{1+S_{22}^*}{1-S_{22}}$. Ένα τέτοιο κύκλωμα δίνεται στο

σχήμα 2.29



Σχήμα 2.29: Σχεδίαση ενισχυτή τρανζίστορ με μέγιστο κέρδος μετατροπής

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:

$$G_T = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{|(1-S_{11}\Gamma_S)|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-S_{22}\Gamma_L)|^2} = G_S |S_{21}|^2 G_L \quad (2.63)$$

Το κέρδος μετατροπής αποτελείται από τρεις όρους. Ο πρώτος και ο τρίτος σχετίζονται με την προσαρμογή στην είσοδο και στην έξοδο του ενισχυτή αντίστοιχα. Ο όρος $|S_{21}|^2$ δείχνει την ενίσχυση του τρανζίστορ. 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

$$G_T = G_{S,\max} |S_{21}|^2 G_{L,\max} = \frac{1}{|1-|S_{11}|^2|} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1-|S_{22}|^2|} \quad (2.64)$$

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

$$N_f(dB) = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{είσοδου}} - \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{εξόδου}} \quad (2.65)$$

Η εικόνα θορύβου έχει πάντοτε θετικές τιμές και η παρεμβολή του ενισχυτή, από πλευράς σηματοθορυβικού λόγου, προκαλεί κάποια μείωση του λόγου $\frac{S}{N}$ 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 $Z_S = Z_B = G_B + jB_B$ (σχήμα 2.28) 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

$$N_f = N_{f\mu} + \frac{R_N}{G_S} \left[(G_S - G_B)^2 + (B_S - B_B)^2 \right] \quad (2.66)$$

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 $|\Gamma_{\text{εξόδου}}| > 1$, αντίστοιχα. Από τα παραπάνω καθίσταται

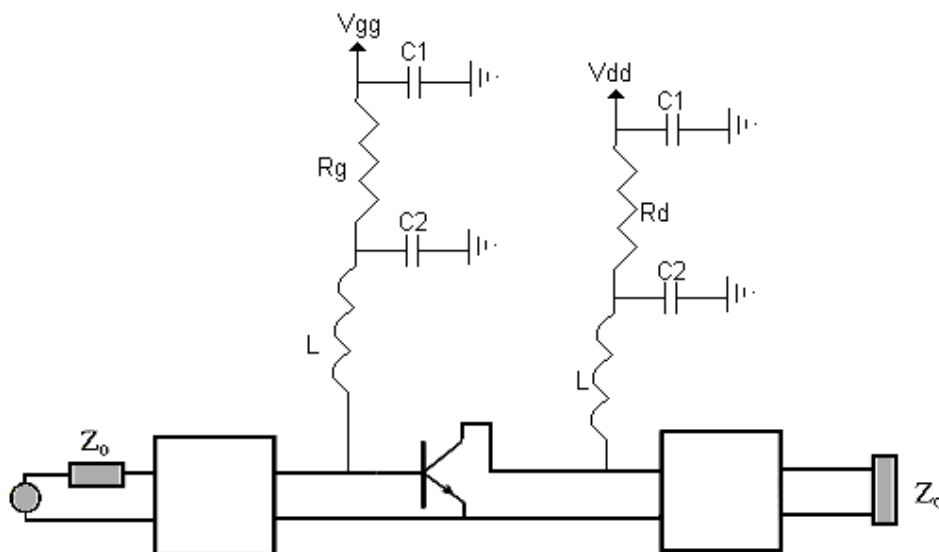
σαφές ότι η ευστάθεια ή όχι του ενισχυτή εξαρτάται τόσο από τις παραμέτρους σκέδασης όσο και από τους συντελεστές ανάκλασης Γ_L και Γ_S .

Υπάρχουν δύο τύποι ευστάθειας:

- **Ευστάθεια με όρους:** Ισχύει όταν οι συντελεστές ανάκλασης $\Gamma_{\text{εισόδου}}$ και $\Gamma_{\text{εξόδου}}$ 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 $\Gamma_{\text{εισόδου}}$ και $\Gamma_{\text{εξόδου}}$ έχουν μέτρο μικρότερο από τη μονάδα για όλες τις πιθανες 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 εξασφαλίζεται 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 γηρανσή 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 αλλάξει με τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ και της θερμοκρασίας και φροντίζει για την αποσύζευξη των πηγών τροφοδοσίας από τα μικροκυματικά σήματα. Το κύκλωμα πόλωσης ενός ενισχυτή φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα



Σχήμα 2.30: Κύκλωμα πόλωσης ενισχυτή

Το σημείο πόλωσης καθορίζεται από τις αντίσταση 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 περισσότερων 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.

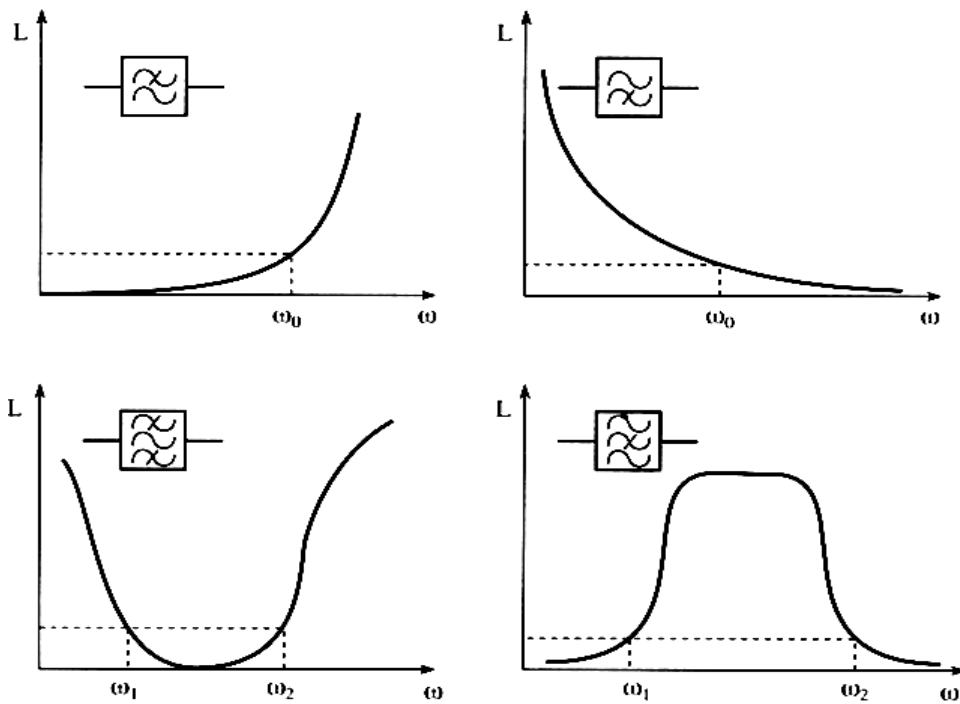
2.2.6 Μικροκυματικά Φίλτρα

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

$$L(\omega) = \frac{1}{|S_{12}|^2} \quad (2.67)$$

Το μέγεθος $L(\omega)$ κάτω από συνθήκες προσαρμοσμένου φορτίου περιγράφει την εξασθένιση 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 2.31. Για να έχουμε μικρή εξασθένιση 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 προσπίπτων σήμα όλη η ισχύς επιστρέφει προς την πηγή.

Τα μικροκυματικά φίλτρα υλοποιούνται συνήθως 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.



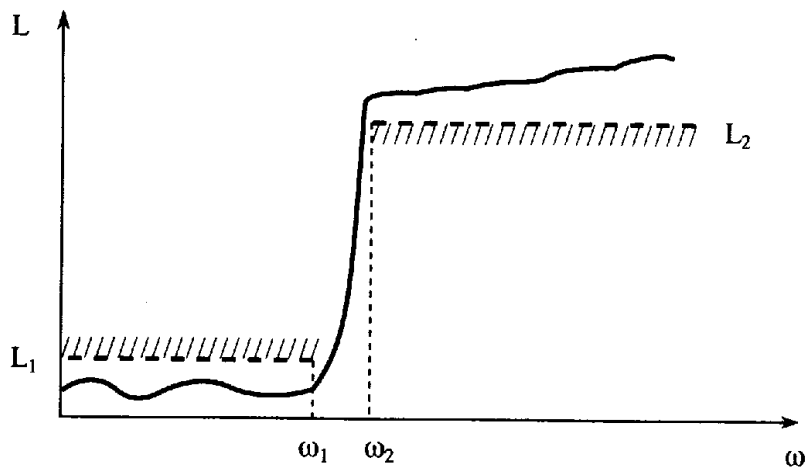
Σχήμα 2.31: (α) Κατωδιαβατό φίλτρο, (β) Ανωδιαβατό φίλτρο, (γ) ζωνοδιαβατό φίλτρο, (δ) Φίλτρο αποκοπής ζώνης

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 (σχημα 2.32):

$$L < L_1 \quad \text{για} \quad \omega < \omega_1$$

$$L_1 < L < L_2 \quad \text{για} \quad \omega_1 < \omega < \omega_2$$

$$L > L_2 \quad \text{για} \quad \omega > \omega_2$$



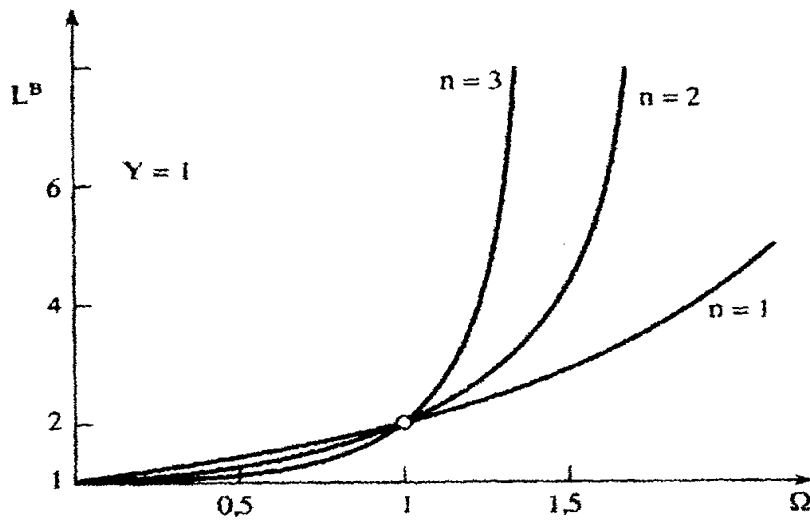
Σχήμα 2.32: Απόκριση συχνότητας ενός κατωδιαβατού φίλτρου

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 συναρτήσεων που χρησιμοποιούνται για το σκοπό αυτό είναι οι συναρτήσεις Butterworth και Chebushev.

Οι συναρτήσεις Butterworth ορίζονται από την εξίσωση

$$L_n^B(\omega) = 1 + \gamma^2 \Omega^{2n}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.68)$$

όπου $\Omega = \frac{\omega}{\omega_1}$ είναι η ανηγμένη συχνότητα. Η συνάρτηση $L_n^B(\omega)$ για $n = 1, 2, 3, \dots$ δίνεται στο σχήμα 2.33. 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 $\Omega > 1$.



Σχήμα 2.33: Γραφική παράσταση των πολωνύμων Butterworth

Οι συναρτησεις Chebyshev ορίζονται από τη σχέση:

$$L_n^C(\Omega) = 1 + \gamma^2 T_n^2(\Omega), \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.69)$$

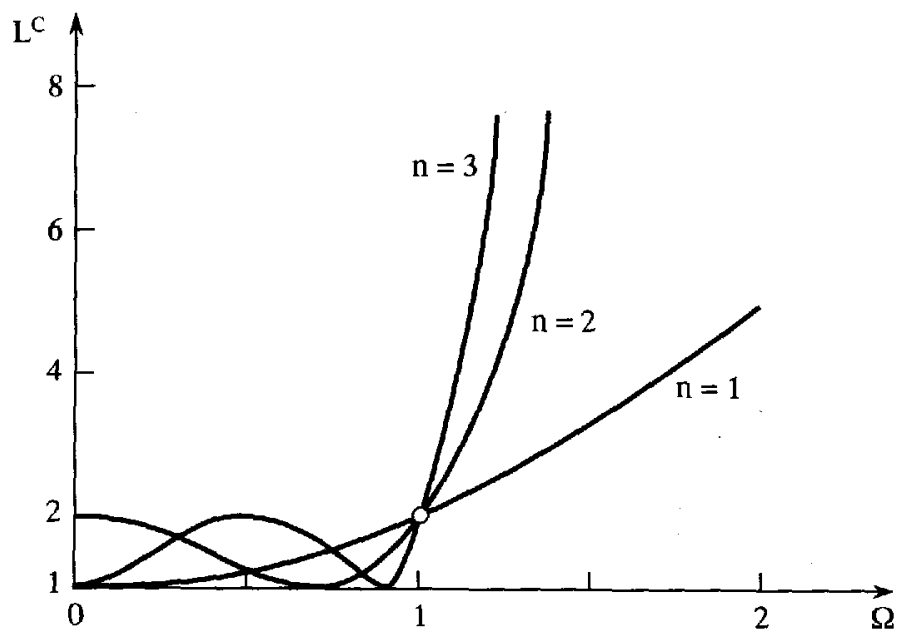
όπου $T_n(x)$ είναι τα πολωνύμα Chebyshev που υπολογίζονται με τη βοήθεια των σχέσεων

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

ή, ισοδύναμα,

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} x) & \text{για } |x| < 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} x) & \text{για } |x| > 1 \end{cases}$$

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



Σχήμα 2.34: Πολυώνυμα Chebyshev

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.

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.

2.3 Εξάπλωση Φάσματος –Πολλαπλή Πρόσβαση

2.3.1 Γενικά Στοιχεία

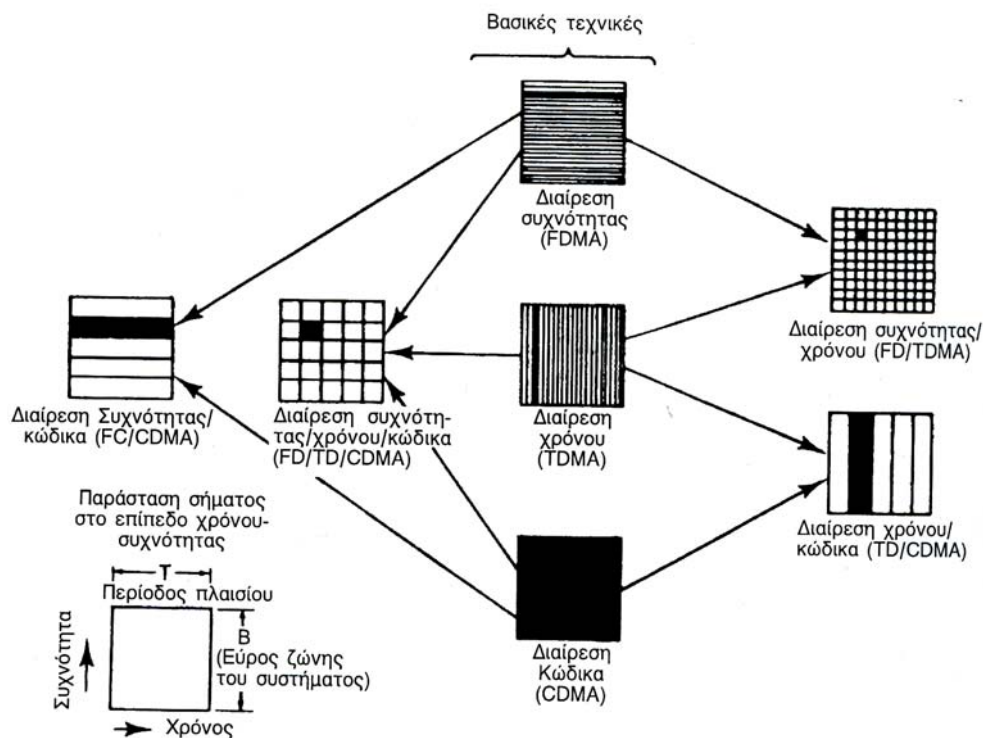
Ακολούθως εξετάζονται τεχνικές, οι οποίες επιτρέπουν σε μερικούς σταθμούς στο ίδιο δίκτυο να ανταλλάσσουν πληροφορίες διαμέσου του κομβικού σημείου που αναπαριστά ο δορυφόρος. Μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης, ο δορυφόρος περιλαμβάνει ένας επαναλήπτη (αναμεταδότη) που αποτελείται από ένα ή περισσότερα κανάλια, που αποκαλούνται κανάλια αναμεταδότη (transponders) και τα οποία λειτουργούν παράλληλα σε διάφορες υποζώνες του ολικού χρησιμοποιούμενου εύρους.

Πολλαπλή πρόσβαση στο δορυφορικό επαναλήπτη

Κάθε κανάλι δορυφορικού επαναλήπτη ενισχύει οποιοδήποτε φέρον κύμα του οποίου το φάσμα συμπίπτει με τη ζώνη λειτουργίας του, όταν το κανάλι λειτουργεί. Ο πόρος που παρέχεται από κάθε κανάλι μπορεί λοιπόν να αναπαρασταθεί σαν ένα ορθογώνιο στο επίπεδο χρόνου/συχνότητας. Για να αποφεύγεται η παρεμβολή, είναι αναγκαίο οι επίγειοι δέκτες να μπορούν να διακρίνουν μεταξύ των λαμβανόμενων φερόντων. Αυτή η ικανότητα επιτυγχάνεται με τους ακόλουθους τρόπους:

- Σαν συνάρτηση της θέσης των ενεργειών των φερόντων στο πεδίο της συχνότητας. Αν τα φάσματα των φερόντων κυμάτων καταλαμβάνουν το καθένα μια διαφορετική υποζώνη, ο δέκτης μπορεί να διακρίνει μεταξύ των φερόντων μέσω φιλτραρίσματος. Αυτή είναι η αρχή της Πολλαπλής Πρόσβασης με Διαίρεση Συχνότητας (Frequency Division Multiple Access, FDMA)
- Σαν συνάρτηση της χρονικής θέσης των ενεργειών των φερόντων. Μερικά φέροντα κύματα τα οποία λαμβάνονται διαδοχικά στο δέκτη μπορούν να διαχωριστούν με έλεγχο μεταξύ του χρόνου άφιξης, ακόμα και να καταλαμβάνουν την ίδια ζώνη συχνοτήτων. Αυτή είναι η αρχή της Πολλαπλής Πρόσβασης με Διαίρεση Χρόνου (Time Division Multiple Access, TDMA)
- Με την προσθήκη ενός σήματος αναγνώρισης η οποία είναι γνωστή στο δέκτη και είναι διαφορετική για κάθε φέρον σήμα. Αυτό εξασφαλίζει την αναγνώριση του φέροντος ακόμα και όταν όλα τα φέροντα καταλαμβάνουν ταυτόχρονα την ίδια ζώνη συχνοτήτων. Αυτό το σήμα αναγνώρισης υλοποιείται συχνότερα μέσω ψευδοτυχαίων κωδικών (Pseudo Noise Codes, PN) και ονομάζεται Πολλαπλή Πρόσβαση με Κώδικα (Code Division Multiple Access, CDMA). Η χρήση ενός τέτοιου κωδικού έχει σαν αποτέλεσμα τη διεύρυνση του φάσματος του φέροντος, σε σύγκριση με εκείνη που θα είχε αν διαμορφωνόταν μόνο από τη χρήσιμη πληροφορία. Για το λόγο αυτό η CDMA ονομάζεται κάποιες φορές και Πολλαπλή Πρόσβαση Διευρυμένου Φάσματος (Spread Spectrum Multiple Access, SSMA)]

Η πολλαπλή πρόσβαση σε ένα συγκεκριμένο κανάλι επαναλήπτη (transponder) υπονοεί πολλαπλή πρόσβαση στο δορυφορικό επαναλήπτη. Η πρόσβαση στο δορυφορικό επαναλήπτη επιτυγχάνεται σαν συνάρτηση της συχνότητας και της πόλωσης του φέροντος κύματος. Για κάθε φέρον κύμα με δεδομένη πόλωση και συχνότητα, υπάρχει μια υποχρεωτική πρόσβαση FDMA στον επαναλήπτη, μαζί με πρόσβαση FDMA, TDMA ή CDMA σε κάθε κανάλι. Αντιπροσωπευτικοί συνδυασμοί πολλαπλής πρόσβασης σε ένα δορυφορικό επαναλήπτη δίνονται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 2.35: Ο συνδυασμός των τριών θεμελιωδών τύπων πολλαπλής πρόσβασης, για το σχηματισμό υβριδικών τύπων πολλαπλής πρόσβασης

2.3.2 Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση Συχνότητας (FDMA)

Το εύρος ζώνης ενός καναλιού του επαναλήπτη διαιρείται σε υποζώνες και κάθε υποζώνη ανατίθεται σε ένα από τα φέροντα που εκπέμπονται από τους επίγειους σταθμούς. Έτσι, οι επίγειοι σταθμοί εκπέμπουν συνεχώς και το κανάλι μεταφέρει ταυτόχρονα μερικά φέροντα σε διαφορετικές συχνότητες. Πρέπει να υπάρχουν περιθώρια ασφαλείας μεταξύ κάθε ζώνης που καταλαμβάνει ένα φέρον, για να αποφευχθούν παρεμβολές που οφείλονται στις ατέλειες των ταλαντωτών και των φίλτρων. Ο δέκτης του downlink επιλέγει το απαιτούμενο φέρον κύμα σύμφωνα με την κατάλληλη συχνότητα. Το φιλτράρισμα παρέχεται από τον ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας.

Μπορούν να χρησιμοποιηθούν διάφορες τεχνικές πολύπλεξης και διαμόρφωσης σε διάφορες διατάξεις εκπομπής. Σε κάθε περίπτωση το κανάλι μεταφέρει ταυτόχρονα μερικά φέροντα και η μη

γραμμική χαρακτηριστική μεταφοράς του καναλιού είναι το αίτιο του σημαντικού προβλήματος της ενδοδιαμόρφωσης μεταξύ των φερόντων.

Οι πιο κοινές διατάξεις εκπομπής που αντιστοιχούν σε διάφορους συνδυασμούς πολύπλεξης και διαμόρφωσης είναι οι ακόλουθες:

2.3.2.1 FDM/FM/FDMA

Τα σήματα βάσης στους επίγειους σταθμούς είναι αναλογικά. Συνδυάζονται για το σχηματισμό ενός σήματος πολυπλεγμένου κατά συχνότητα (FDM). Αυτό το πολυπλεγμένο σήμα διαμορφώνει ένα φέρον κύμα, το οποίο έχει πρόσβαση στο κανάλι του δορυφορικού επαναλήπτη σε μια συγκεκριμένη συχνότητα, ταυτόχρονα με άλλα φέροντα από άλλους σταθμούς. Για να ελαχιστοποιηθούν τα παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης, και άρα και ο αριθμός των φερόντων, η διόδευση τους γίνεται βάσει της αρχής του «φέροντος ανα σταθμό εκπομπής». Έτσι, το πολυπλεγμένο σήμα FDM περιέχει το συνολικό όγκο πληροφοριών από τον επίγειο σταθμό εκπομπής προς όλους τους άλλους σταθμούς.

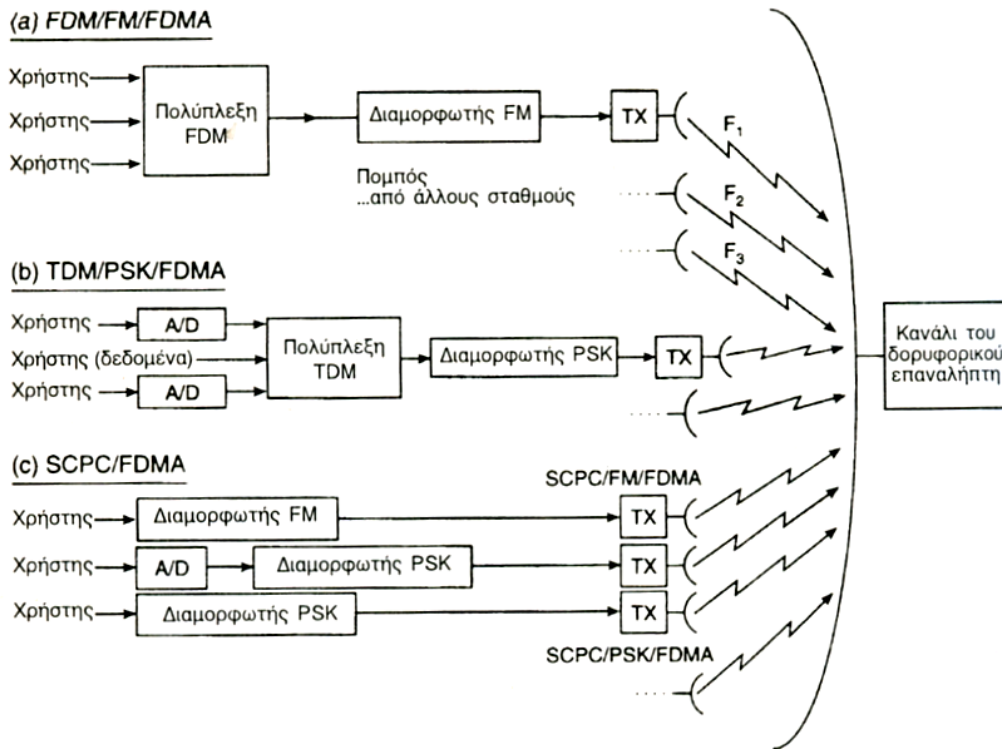
2.3.2.2 TDM/PSK/FDMA

Τα σήματα βάσης στον επίγειο σταθμό είναι ψηφιακά. Συνδυάζονται για το σχηματισμό ενός πολυπλεγμένου σήματος με διαίρεση χρόνου (TDM). Η δυαδική ακολουθία που αναπαριστά αυτό το πολυπλεγμένο σήμα διαμορφώνει ένα φέρον κύμα μέσω διολίσθησης φάσης (PSK) και αυτό το φέρον κύμα έχει πρόσβαση στο κανάλι του δορυφορικού επαναλήπτη σε μια συγκεκριμένη συχνότητα, ταυτόχρονα με άλλα φέροντα σε άλλες συχνότητες, από άλλους σταθμούς. Για την ελαχιστοποίηση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και, κατά συνέπεια, του αριθμού των φερόντων, η διόδευση των σημάτων γίνεται σύμφωνα με την αρχή «ένα φέρον κύμα ανά σταθμό εκπομπής». Το πολυπλεγμένο σήμα TDM περιέχει το σύνολο των διακινούμενων πληροφοριών από τον επίγειο σταθμό εκπομπής προς όλους τους άλλους σταθμούς.

2.3.2.3 SCPC/FDMA

Τα σήματα βάσης στον επίγειο σταθμό διαμορφώνουν το καθένα απευθείας ένα φέρον κύμα, είτε με αναλογική είτε με ψηφιακή μορφή, ανάλογα με τη φύση του σήματος (SCPC). Κάθε φέρον κύμα έχει πρόσβαση στο δορυφορικό επαναλήπτη στη δική του, συγκεκριμένη συχνότητα, ταυτόχρονα με άλλα φέροντα κύματα σε άλλες συχνότητες, από τον ίδιο ή άλλους σταθμούς. Η διάδοση της πληροφορίας γίνεται, επομένως, σύμφωνα με την αρχή «Ένα φέρον κύμα ανά ραδιοζεύξη».

Διατάξεις μετάδοσης των τριών παραπάνω τύπων δίνονται ακολούθως:



Σχήμα 2.36: Διατάξεις εκπομπής FDMA (a) FDM/FM/FDMA. (b) TDM/PSK/FDMA. (c) SCPC/FDMA

2.3.2.4 Απόδοση FDMA

Η απόδοση ενός συστήματος που χρησιμοποιεί FDMA είναι πάντοτε μικρότερη από την αντίστοιχη για λειτουργία απλού φέροντος σε κορεσμό. Ο λόγος $\left(\frac{C}{N_o}\right)_T$ μάλιστα, γίνεται μικρότερος καθώς

αυξάνεται η αναδίπλωση ισχύος, όταν δηλαδή αυξάνεται ο αριθμός των φερόντων. Η ολική χωρητικότητα, αν και είναι το γινόμενο του χωρητικότητας κάθε φέροντος επί τον αριθμό των φερόντων, δεν παραμένει σταθερή. Αντίθετα, ελαττώνεται με την αύξηση του αριθμού των φερόντων. Αυτό είναι αποτέλεσμα του γεγονότος ότι κάθε φέρον υφίσταται μια μείωση στην τιμή του λόγου

$\left(\frac{C}{N_o}\right)_T$, αφού η αναδίπλωση ισχύος είναι μεγαλύτερη όταν ο αριθμός των φερόντων μεγαλώνει..

Συμπερασματικά, η πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνότητας (FDMA) χαρακτηρίζεται από συνεχή πρόσβαση στο δορυφόρο, σε μια δεδομένη ζώνη συχνοτήτων. Έχει το πλεονέκτημα της απλότητας και βασίζεται στη χρήση αποδεδειγμένα αξιόπιστου εξοπλισμού. Παρουσιάζει, όμως, και

βασικά μειονεκτήματα. Αρχικά, δεν υπάρχει ευελιξία σε περίπτωση αναμόρφωσης του συστήματος. Για να αλλάξει η χωρητικότητα πρέπει να αλλάξει και το πλάνο συχνοτήτων, πρέπει δηλαδή να τροποποιηθούν οι συχνότητες μετάδοσης των συχνοτήτων λήψης και τα εύρη ζώνης των φίλτρων των επίγειων σταθμών. Ακόμη, αύξηση του αριθμού των προσβάσεων οδηγεί σε απώλεια χωρητικότητας, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Τέλος, υπάρχει ανάγκη να ελέγχεται η ισχύς εκπομπής των επίγειων σταθμών έτσι ώστε οι ισχύεις των φερόντων στην είσοδο του δορυφορικού επαναλήπτη να είναι ίδιες για να εποφεύγεται το φαινόμενο κατάληψης. Αυτός ο έλεγχος πρέπει να εκτελείται σε πραγματικό χρόνο, και να προσαρμόζεται στην εξασθένηση που προκαλεί στα uplink η βροχή. [MB98]

2.3.3 Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση Χρόνου (TDMA)

Με τη μέθοδο αυτή οι επίγειοι σταθμοί εκπέμπουν διαδοχικά ο ένας μετά τον άλλο ριπές φέροντος, που έχουν χρονική διάρκεια T_b . Όλες οι ριπές φέροντος έχουν την ίδια συχνότητα και καταλαμβάνουν όλο το εύρος ζώνης του επαναλήπτη του δορυφόρου. Έτσι, το κανάλι του δορυφορικού επαναλήπτη καταλαμβάνει από ένα φέρον τη φορά. Οι ριπές φέροντος τοποθετούνται σε μια περιοδική χρονική δομή με διάρκεια T_F , η οποία ονομάζεται πλαίσιο (frame).

Η ριπή αντιστοιχεί με τη μεταφορά πληροφορίας από τον εξεταζόμενο σταθμό. Χρησιμοποιώντας την τεχνική «ενός φέροντος ανα ραδιοζεύξη από σταθμό σε σταθμό» ο σταθμός εκπέμπει $N-1$ ριπές ανά πλαίσιο, όπου N ο αριθμός των σταθμών στο δίκτυο. Ο αριθμός P των ριπών στο πλαίσιο δίνεται από τη σχέση $P=N(N-1)$.

Όταν εφαρμόζεται η τεχνική ενός φέροντος ανά σταθμό εκπομπής ο σταθμός εκπέμπει μια μοναδική ριπή ανά πλαίσιο, το οποίο περιέχει πληροφορίες που απευθύνονται προς όλους τους άλλους σταθμούς στο δίκτυο, και ο αριθμός P των ριπών στο πλαίσιο N . Έτσι, κάθε ριπή περιέχει μερικές υποριπές πληροφοριών από σταθμό σε σταθμό.

Ο επίγειος σταθμός λαμβάνει τις πληροφορίες με τη μορφή μιας συνεχούς δυαδικής ακολουθίας με ρυθμό μετάδοσης R_b από το δίκτυο ή από τα ενδιάμεσα κυκλώματα του χρήστη. Οι πληροφορίες αποθηκεύονται σε ενδιάμεση μνήμη όσο χρόνο είναι σε αναμονή για τη μετάδοση της ριπής. Κατά την εκπομπή τα περιεχόμενα της μνήμης εκπέμπονται σε χρονικό διάστημα ίσο με T_b . Ο ρυθμός μετάδοσης bit, R , με τον οποίο διαμορφώνεται το φέρον, δίνεται από τη σχέση:

$$R = R_b \cdot \left(\frac{T_F}{T_B} \right) \quad (bit / s) \quad (2.70)$$

Ο ρυθμός μετάδοσης είναι υψηλός όταν η διάρκεια της ριπής είναι μικρή ή, ισοδύναμα, το ποσοστό του χρόνου εκπομπής του σταθμού είναι μικρό. Η τιμή R αναπαριστά την ολική ικανότητα μεταφοράς πληροφορίας του δικτύου.

Τα πλεονεκτήματα της συγκεκριμένης μεθόδου έγκυται στο γεγονός ότι σε κάθε στιγμή, το κανάλι του επαναλήπτη ενισχύει μόνο ένα απλό φέρον, το οποίο καταλαμβάνει όλο το εύρος ζώνης του δορυφορικού επαναλήπτη. Δεν υπάρχουν προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης και η ισχύς του φέροντος μπορεί να φτάσει στο επίπεδο κόρου του καναλιού. Η απόδοση, επομένως, παραμένει υψηλή για μεγάλο αριθμό προσβάσεων ενώ δεν είναι αναγκαίο να ελέγχεται η ισχύς των σταθμών εκπομπής. Ο συντονισμός, τέλος, απλοποιείται, καθώς όλοι οι σταθμοί εκπέμπουν και λαμβάνουν στην ίδια συχνότητα, όποια και αν είναι η προέλευση και ο προορισμός της πηγής.

Κύριο μειονέκτημα της TDMA είναι το γεγονός ότι η ανάγκη συγχρονισμού απαιτεί περίπλοκες διαδικασίες και την παροχή δύο σταθμών αναφοράς. Οι διαδικασίες αυτές, βέβαια, μπορούν να αυτοματοποιηθούν και να ελέγχονται από υπολογιστή. Ακόμη, λόγω του υψηλού ρυθμού μετάδοσης bit των ριπών υπάρχει ανάγκη να αυξηθεί η ισχύς και το εύρος ζώνης.

Θεωρώντας μια ραδιοζεύξη από σταθμό σε σταθμό, ο αντικειμενικός στόχος ποιότητας καθορίζεται με βάση την πιθανότητα σφάλματος. Η προκύπτουσα τιμή καθορίζει και το λόγο $\frac{E}{N_o}$. Είναι γνωστό

ότι ο λόγος $\left(\frac{C}{N_o}\right)$ για τη συνολική ραδιοζεύξη δίνεται από τη σχέση $\left(\frac{C}{N_o}\right) = \frac{E}{N_o} \cdot R$. Είναι σαφές

ότι ο λόγος $\left(\frac{C}{N_o}\right)$ είναι ανάλογος του R . Για χωρητικότητα R_b , λοιπόν, πρέπει κάποιος σταθμός να

προδιαγράφεται, όσον αφορά την ισχύ και το εύρος ζώνης, να εκπέμπει με ρυθμό R , ο οποίος είναι

υψηλός όταν ο λόγος $\frac{T_F}{T_B}$ είναι μικρός. Αυτό το επιπρόσθετο μειονέκτημα της TDMA

αντισταθμίζεται μερικά από τη μεγαλύτερη ισχύ που παρέχεται από το δορυφορικό κανάλι του επαναλήπτη στο downlink σε σχέση με την FDMA.

Συνολικά, η μέθοδος TDMA απαιτεί εξοπλισμό μεγαλύτερου κόστους στους επίγειους σταθμούς. Το κόστος του εξοπλισμού αντισταθμίζεται από την καλύτερη χρήση του διαστημικού τμήματος λόγω της καλύτερης απόδοσης της μετάδοσης στην περίπτωση μεγάλου αριθμού προσβάσεων ενώ η ψηφιακή επεξεργασία οδηγεί σε απλότητα λειτουργίας.

2.3.4 Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση μέσω Κώδικα (CDMA)

Με την πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα (CDMA), οι σταθμοί του δικτύου εκπέμπουν μαζί και ταυτόχρονα στην ίδια ζώνη συχνοτήτων του καναλιού του δορυφορικού επαναλήπτη. Έτσι, υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των εκπομπών των διαφόρων σταθμών, και αυτή η παρεμβολή αντιμετωπίζεται από το δέκτη, ο οποίος αναγνωρίζει την «υπογραφή» του κάθε πομπού. Η υπογραφή είναι μια δυαδική ακολουθία, ο κώδικας όπως ονομάζεται, που συνδυάζεται με τη χρήσιμη πληροφορία σε κάθε πομπό. Η ομάδα κωδίκων που χρησιμοποιείται πρέπει να έχει τις ακόλουθες ιδιότητες

- Κάθε κώδικας πρέπει να αναγνωρίζεται εύκολα από ένα αντίγραφο του, μετατοπισμένο στο χρόνο.
- Κάθε κώδικας πρέπει να είναι εύκολα αναγνώσιμος, ανεξάρτητα από το αν χρησιμοποιούνται και άλλοι κώδικες στο δίκτυο.

Η μετάδοση του κώδικα σε συνδυασμό με τη χρήσιμη πληροφορία απαιτεί τη διαθεσιμότητα μεγαλύτερου εύρους ζώνης ραδιοσυχνότητας, σε σχέση με τη μετάδοση μόνο της πληροφορίας. Για το λόγο αυτό η μετάδοση αναφέρεται και ως μετάδοση σε διευρυμένο φάσμα.

Για τη μετάδοση CDMA χρησιμοποιούνται δύο τεχνικές:

- Άμεσης ακολουθίας (direct sequence, DS)
- Με άλματα συχνότητας (frequency hopping, FH)

2.3.4.1 Άμεση Ακολουθία (DS-CDMA)

Στη μέθοδο αυτή, το δυαδικό μήνυμα που πεόκειται να μεταδοθεί, $m(t)$, με ρυθμό μετάδοσης bit

$R_b = \frac{1}{T_b}$, κωδικοποιείται με NRZ, ώστε να είναι $m(t) = \pm 1$ και πολλαπλασιάζεται με μια δυαδική

ακολουθία $p(t)$, που και εκείνη είναι κωδικοποιημένη με NRZ, έτσι ώστε $p(t) = \pm 1$. Ο ρυθμός

μετάδοσης bit της ακολουθίας $p(t)$ είναι $R_c = \frac{1}{T_c}$ και είναι μεγαλύτερη από το ρυθμό μετάδοσης

R_b . Το δυαδικό στοιχείο της ακολουθίας $p(t)$ ονομάζεται chip. Ο ρυθμός μετάδοσης R_c ονομάζεται ρυθμός μετάδοσης chip (chip rate).

Το σύνθετο σήμα $m(t) \cdot p(t)$ διαμορφώνει ένα φέρον σήμα με ολίσθηση φάσης. Το φέρον αυτό έχει κοινή συχνότητα για όλους τους σταθμούς του δικτύου. Το εκπεμπόμενο φέρον σήμα αναπαρίσταται από τη σχέση:

$$c(t) = m(t) \cdot p(t) \cdot \cos \omega_c t \quad (2.71)$$

Στο δέκτη, η αποδιαμόρφωση γίνεται σύγχρονα με πολλαπλασιασμό του λαμβανόμενου σήματος με ένα αντίγραφο του φέροντος. Το σήμα στην είσοδο του χαμηλοπερατού φίλτρου του φωρατή (LPE) δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} r(t) &= m(t) \cdot p(t) \cdot (2 \cos \omega_c t) = \\ &= m(t) \cdot p(t) + m(t) \cdot p(t) \cdot \cos 2\omega_c t \end{aligned} \quad (2.72)$$

Στη συνέχεια το σήμα, περνώντας από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο αποκόπτει τη συνιστώσα υψηλής συχνότητας και διατηρείται μόνο η συνιστώσα $u(t) = m(t) \cdot p(t)$, η οποία, πολλαπλασιαζόμενη με τον τοπικά παραγόμενο κώδικα $p(t)$ σε φάση με τον λαμβανόμενο κώδικα δίνει, στην έξοδο του πολλαπλασιαστή:

$$x(t) = m(t) \cdot p(t) \cdot p(t) = m(t) \cdot p(t)^2 = m(t) \quad (2.73)$$

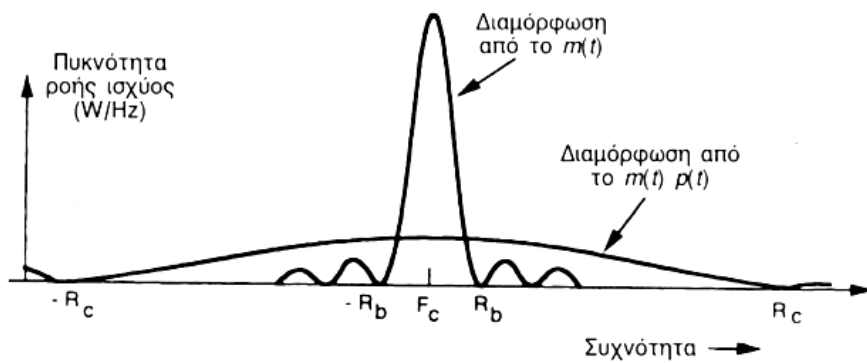
αφού $p(t)^2 = 1$.

Ακολουθεί ολοκλήρωση του σήματος για περίοδο ενός bit ώστε να φιλτραριστεί ο θόρυβος. Ακολούθως το εκπεμπόμενο σήμα ανακτάται στην έξοδο του ολοκληρωτή.

Το φάσμα του φέροντος $c(t)$, με ισχύ C και συχνότητα F_c δίνεται από τη σχέση:

$$C(f) = \frac{C}{R_c} \cdot \left\{ \frac{\sin[\pi(f - F_c)/R_c]}{\pi(f - F_c)/R_c} \right\}^2 \quad (\text{W/Hz}) \quad (2.74)$$

Το φάσμα αναπαρίσταται στο παρακάτω σχήμα, στο οποίο υπερτίθεται το φάσμα που θα είχε το φέρον αν διαμορφωνόταν μόνο από το μήνυμα $m(t)$



Σχήμα 2.37: Φάσμα DS-SS-SSB

Ο συνδυασμός μηνύματος και ακολουθίας chip είναι ο λόγος που είναι δυνατή η πολλαπλή πρόσβαση. Ένας επίγειος σταθμός λαμβάνει από ένα κανάλι το επιθυμητό φέρον $c(t)$, το οποίο υπερτίθεται στα φέροντα $c_i(t)$ ($i=1,2,3,\dots,N-1$) των υπολοίπων $N-1$ χρηστών που εκπέμπονται στην άλλη συχνότητα. Είναι, επομένως:

$$r(t) = c(t) + \sum c_i(t) \quad (2.75)$$

όπου:

$$\begin{aligned} c(t) &= m(t) \cdot p(t) \cdot \cos \omega_c t \\ \sum c_i(t) &= \sum m_i(t) \cdot p_i(t) \cdot \cos \omega_c t \end{aligned} \quad (2.76)$$

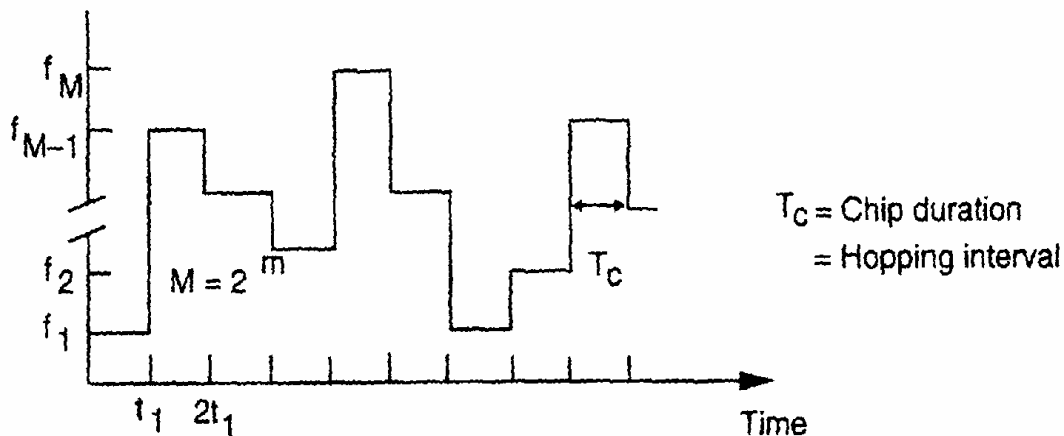
και έτσι το σήμα στην έξοδο του πολλαπλασιαστή δίνεται από τη σχέση:

$$x(t) = m(t) \cdot p(t)^2 + \sum m_i(t) \cdot p_i(t) \cdot p(t) = m(t) + \sum m_i(t) \cdot p_i(t) \cdot p(t) \quad (2.77)$$

Το μήνυμα υπερτίθεται στο θόρυβο λόγω παρεμβολής. Λαμβάνεται πρόνοια ώστε να χρησιμοποιηθούν κώδικες με μικρή συνάρτηση συσχέτισης έτσι ώστε ο θόρυβος αυτός να είναι μικρός. Η εξάπλωση του φάσματος των μηνυμάτων $m_i(t)$, τα οποία έχουν ήδη διευρυμένο φάσμα, γίνεται λόγω του πολλαπλασιασμού του $\sum m_i(t) \cdot p_i(t)$ με το $p(t)$ και είναι, στην περίπτωση αυτή, μικρή.

2.3.4.2 CDMA με άλματα συχνότητας (FH-CDMA)

Στα συστήματα CDMA με άλματα συχνότητας η ραδιοσυχνότητα στην οποία γίνεται η μετάδοση είναι σταθερή σε κάθε chip, δηλαδή σε κάθε διάστημα άλματος συχνότητας αλλά διαφέρει για κάθε chip. Το παραπάνω φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα



Σχήμα 2.38: FH-CDMA

Οι συχνότητες στις οποίες γίνεται η μετάδοση δημιουργούνται από έναν ψηφιακό συνθέτη συχνοτήτων, ο οποίος ελέγχεται από σειριακές ή παράλληλες «λέξεις», που η κάθε μια περιέχει m δυαδικά ψηφία. Αυτές οι λέξεις των m bit μπορούν να παράγουν $M=2^m$ συχνότητες για κάθε συνδυασμό διαφορετικών λέξεων ή συμβόλων των ψηφίων. Ο αριθμός των διαθέσιμων ραδιοσυχνοτήτων είναι, προφανώς, $M=2^m$, όπου $m=2,3,4,\dots$ αν και δεν χρησιμοποιούνται απαραίτητα όλες σε κάθε εφαρμογή. Η στιγμιαία αλλαγή στις διακριτές ραδιοσυχνότητες μετάδοσης γίνεται στη συχνότητα μετάδοσης chip f_c , που συχνά αναφέρεται σε μονάδες chip/second. Ο ρυθμός μετάδοσης βάσης είναι f_b . Τα συστήματα FH-CDMA κατηγοριοποιούνται ως ακολούθως:

CDMA με χαμηλά άλματα συχνότητας (SFH-CDMA)

CDMA με γρήγορα άλματα συχνότητας (FFH-CDMA)

CDMA με μεσαία άλματα συχνότητας (IFH-CDMA)

Στα SFH-CDMA συστήματα ο ρυθμός του άλματος f_H (chip rate) είναι μικρότερος από το ρυθμό μετάδοσης του σήματος βάσης f_b . Έτσι δύο ή περισσότερα σήματα μεταδίδονται στην ίδια συχνότητα πριν γίνει το άλμα στην επόμενη ραδιοσυχνότητα. Η διάρκεια του άλματος, T_H , συνδέεται με την διάρκεια του ψηφίου, T_b , με τη σχέση:

$$T_H = kT_b, \quad k=1,2,3,\dots$$

και

$$f_c = f_H = \frac{1}{T_H}.$$

Στα FFH-CDMA συστήματα η συχνότητα ρυθμού μετάδοσης, f_c , είναι μεγαλύτερη από το ρυθμό μετάδοσης του σήματος βάσης f_b . Στην περίπτωση αυτή ένα μήνυμα με διάρκεια bit T_b μεταδίδεται από δύο ή περισσότερες ραδιοσυχνότητες. Η διάρκεια του άλματος, ή η διάρκεια του chip ($T_H=T_c$) ορίζεται ως:

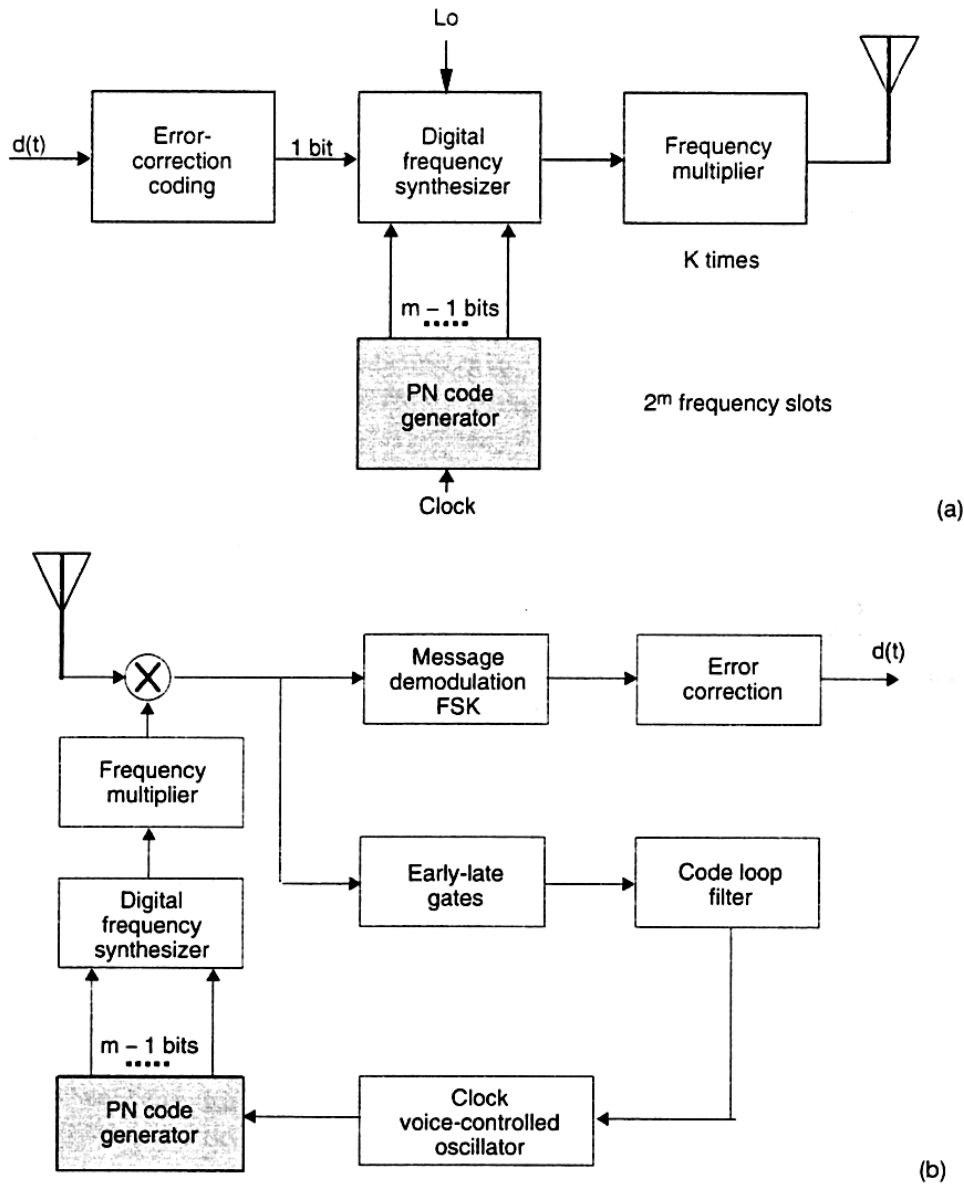
$$T_c = T_H = \frac{1}{k} T_b \quad k=1,2,3\dots$$

και

$$f_c = f_H = \frac{1}{T_c}.$$

Στην IFH-CDMA η συχνότητα με την οποία γίνονται τα άλματα και ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας είναι της ίδιας τάξης μεγέθους. Δεν είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη και οι περισσότερες εφαρμογές χρησιμοποιούν την SFH- ή FFH-CDMA.

Στο ακόλουθο σχήμα δίνεται ένας δέκτης που λειτουργεί με άλματα συχνότητας, ένας μη συσχετισμένος δέκτης καθώς και τα υποσυστήματα συγχρονισμού και κωδικοποιητές/αποκωδικοποιητές διόρθωσης λαθών. Ο ψηφιακός συνθέτης συχνοτήτων έχει m bit ελέγχου στην είσοδο. Ένα από αυτά είναι το κωδικοποιημένο μήνυμα T_b , ενώ τα υπόλοιπα $m-1$ δημιουργούνται από τη γεννήτρια ψευδοτυχαίου κώδικα (PN). Συνήθως οι ψηφιακοί συνθέτες συχνοτήτων λειτουργούν σε μια βολική ενδιάμεση συχνότητα έχοντας ένα σχετικά περιορισμένο IF εύρος ζώνης. Ο πολλαπλασιαστής, που ακολουθεί το συνθέτη, πολλαπλασιάζει τις ανεξάρτητες διακριτές συχνότητες σε ραδιοσυχνότητες, αυξάνει δηλαδή το ραδιοφάσμα.



Σχήμα 2.39: (α) Πομπός συστήματος που λειτουργεί με αναπήδηση συχνότητας (β) ασυσχετίστος δέκτης με υποσυστήματα συγχρονισμού και διόρθωσης λαθών

Το εύρος ζώνης του ραδιοσήματος (BW) το οποίο λειτουργεί με άλματα συχνότητας δίνεται από τη σχέση:

$$BW_{RF} \approx KM\Delta f \quad (2.78)$$

όπου

K =ο αριθμός των πολλαπλασιασμών συχνότητας

$M=2m$ ο αριθμός των συχνοτήτων που δημιουργεί ο συνθέτης συχνότητων

Δf = η ελάχιστη απόσταση μεταξύ των συχνοτήτων

Το κέρδος επεξεργασίας, G_p , των συστημάτων αυτών είναι $G_p = \frac{BW_{RF}}{BW_{mod}}$, όπου BW_{mod} είναι το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος πριν την εξάπλωση του φάσματος του.

2.3.4.3 Συμπεράσματα

Συμπερασματικά, η πολλαπλή διαίρεση μέσω κώδικα λειτουργεί με βάση την αρχή της μετάδοσης με διευρυμένο εύρος φάσματος, και η ακολουθία κώδικα που χρησιμεύει για τη διεύρυνση αποτελεί την «υπογραφή» του πομπού. Ο δέκτης ανακτά τη χρήσιμη πληροφορία με ελάττωση του εύρους του φάσματος του λαμβανόμενου φέροντος στην αρχική τιμή. Με τη λειτουργία αυτή τα φάσματα άλλων χρηστών διευρύνονται με τέτοιο τρόπο ώστε να εμφανίζονται σαν θόρυβος μικρής φασματικής πυκνότητας.

Τα κύρια πλεονεκτήματα της μεθόδου εστιάζονται στο γεγονός ότι η λειτουργία της είναι απλή, διότι δεν απαιτείται συγχρονισμός εκπομπής μεταξύ των σταθμών. Ο μόνος συγχρονισμός που απαιτείται είναι εκείνος του δέκτη με τη δυαδική ακολουθία του λαμβανόμενου φέροντος. Ακόμη, προσφέρει χρήσιμες ιδιότητες προστασίας έναντι παρεμβολών από τα ανακλώμενα σήματα. Αυτό το γεγονός την κάνει χρήσιμη για δίκτυα με μικρούς σταθμούς με μεγάλο εύρος δέσμης κεραίας, και για δορυφορική επικοινωνία με κινητούς σταθμούς. Τέλος με δορυφόρους πολλαπλής δέσμης-εκπομπής προσφέρει δυνατότητα 100% επανάχρησιμοποίηση της ίδιας συχνότητας μεταξύ των δεσμών.

Το κύριο μειονέκτημα είναι η μικρή απόδοση. Ένα μεγάλο εύρος ζώνης του διαστημικού τμήματος χρησιμοποιείται για μια μικρή ολική ικανότητα διακίνησης πληροφορίας από ένα απλό φέρον κύμα χωρίς διεύρυνση εύρους ζώνης.

3

ΜΕΛΕΤΗ & ΣΧΕΔΙΑΣΗ PA

3.1 Γενικά στοιχεία & μεθοδολογία

Το πρόβλημα, όπως διατυπώθηκε αρχικά, αφορούσε τη μελέτη του ενισχυτή ισχύος (PA), του πομπού ενός δοροφορικού συστήματος επικοινωνιών στην ζώνη Ka. Το συνολικό σύστημα του πομποδέκτη χρησιμοποιεί τεχνική FH-CDMA, με χρήση QPSK διαμόρφωσης. Η συχνότητα λειτουργίας ορίστηκε στα $30GHz$, με εύρος ζώνης $250MHz$. Ως πρώτος στόχος, επομένως, τέθηκε η καλή λειτουργία του ενισχυτή μέσα σε αυτό το εύρος συχνοτήτων. Επιπροσθέτως, τέθηκαν, ενδεικτικά, κάποιες επιπλέον προδιαγραφές για τον ενισχυτή ισχύος:

- $S_{11} \leq -15dB$ για την περιοχή συχνοτήτων $29,75 - 30,50GHz$
- $S_{22} \leq -15dB$ για την περιοχή συχνοτήτων $29,75 - 30,50GHz$
- Ισχύς εξόδου $P_{out} = 33dBm$

Για την επιλογή του PA υπήρχαν δύο εναλλακτικές επιλογές. Η εξ ολοκλήρου σχεδίαση των ενισχυτών MMIC (Monolithic Millimeter Integrated Circuits) και η χρήση έτοιμων ενισχυτών MIC. Η σχεδίαση των ενισχυτών θα προσέφερε πλεονεκτήματα, όπως μείωση του κόστους του PA και υψηλή, προσδιοριζόμενη από εμάς απόδοση. Παρόλαυτά, κύρια λόγω της μεγάλης σχεδιαστικής πολυπλοκότητας που ξεφεύγει από τα όρια της παρούσας διπλωματικής, η ιδέα για τον εξ αρχής σχεδιασμό των MMIC εγκαταλήφθηκε γρήγορα.

Παράλληλα, επειδή προτάθηκε η μικροταινιακή τεχνολογία για την κατασκευή του PA, η έρευνα στράφηκε σε ολοκληρωμένα κυκλώματα είτε σε μορφή chip, είτε σε μορφή packaged. Η έρευνα αγοράς για ολοκληρωμένα σε μορφή packaged ήταν ατελέσφορη. Στην συχνότητα που μας ενδιαφέρει βρέθηκε μόνο μία επιλογή, η οποία απορίφθηκε, καθώς, με βάση τις προδιαγραφές της, δεν είναι σε θέση να λειτουργήσει σε όλο το εύρος συχνοτήτων (η λειτουργία του συγκεκριμένου ενισχυτή περιορίζεται έως τα $30GHz$, ενώ το ζητούμενο είναι η καλή λειτουργία τουλάχιστον έως τα $30,250GHz$).

Αντίθετα, κατά την έρευνα αγοράς για ολοκληρωμένα σε μορφή chip βρέθηκαν πολλές επιλογές. Το γεγονός αυτό οδήγησε στο να αυξήσουμε τις ζητούμενες απαιτήσεις. Ενδεικτικά, αναζητήσαμε τους ενισχυτές εκείνους που ικανοποιούσαν τις προδιαγραφές σε μικρότερο συνολικό εύρος συχνοτήτων,

ώστε να έχουν σταθερότερη συμπεριφορά στο ζητούμενο εύρος, ενώ παράλληλα δόθηκε έμφαση στο αυξημένο κέρδος τους στην ίδια περιοχή. Άλλες παράμετροι που ελέγχθηκαν, μέσα από τα διαθέσιμα πειραματικά αποτελέσματα που δίνονταν στα datasheets των εταιριών, ήταν η μικρή τιμή των παραγώγων ενδοδιαμόρφωσης και η ικανοποιητική τιμή της P_{1d} . Οι διαθέσιμοι ενισχυτές, μαζί με κάποιες, ενδεικτικές, προδιαγραφές τους δίνονται στον ακόλουθο πίνακα

	Τύπος	f	Vd		Vg			Id1		Id2	Pin	Small signal Gain (dB)		Gain flatness	Reverse Isolation (dB)	P1d (dBm)		OIP3 (dB)		RLin (dB)		RLout (dB)	
		(GHz)	(V)	(V)	(mA)	(mA)	(dBm)	(dB)	(dB)	(dBm)	(dB)	(dBm)	(dB)	(dBm)	(dB)	(dBm)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	
			min	max	min	typ	max	typ	max			min	typ			min	typ	min	typ	min	typ	min	typ
Agilent	AMMC 5033	26,5 -32	7		-3		0,5	280	320	500	23	16.5	18.5	n.s	46	25	26.5	29	32	11	13	15	22
	AMMC 5032	25 -31,5	4,5		-3		0,5	100	140	150	23	6	7	n.s	30	21	22	ns	ns	10	15	15	20
Mimix Broadband	Xp1001	26-40	5,5		-1	-0,5	0	430	650	ns	ns	12		"+-1	40	22		ns	ns	18		18	
	xp1003	27-35	45	TB D	-0,7		TB D	440	TB D	ns	ns	15		"+-1	40	24		ns	ns	14		18	
Skyworksinc	AA032P1-00	30-36	7		ns	-1	ns	400	450	ns	22	8	11	ns	ns	24	25		34	-7	-6	-8	-6
TriQuint	TGA1172-SCC	27-32	8		ns			840		35,2	23	13	16	ns	ns	27	29		36		10		10
	TGA1073b-SCC	27-32	11		ns			630		35,2	23	20	25	ns	ns	26,5	29		37		-10		-10
	TGA4514-EPU	31-35	8		ns			2,5A		ns	27	19		ns	ns	27		ns			-7		-10
Ums-gaas	CHA4042	28,5-35	5			-0,4		250		ns	ns	14	15	"+-1	40	25	26	-	-10	-9	-7	-6	
	CHA5390T BF/24	24-30	5			-0,2		460		ns	ns	21	24	"+-2	50	24	25	33		ns		ns	
	CHA 5390-99F	24-30	5		ns			460	720	ns	ns	20	22	"+-1	ns	18	20	ns		ns		ns	
	CHA3092-99F/00	20-33	5		-2		4	300	400	ns	ns	ns	ns	ns	ns	18	20	29		ns		ns	
	CHA5296-99F/00	27-30	5		-2,5		4	850	1000	ns	ns	14	15	"+-1	50	28	29	41		ns		ns	
Velocium	APH196-C	20-30	4.5			-0,2		114		286	ns	20		ns	ns	22		31		17		18	
	APH399	27-30	5			-0,5		126		300	ns	15	20	ns	ns	22	24	33		5		5	
	APH399	28.1-30	5			-0,5		126		300	ns	20	22	ns	ns	24	26	33		5		5	

Οι περισσότεροι από τους παραπάνω ενισχυτές δεν εμφανίζουν σημαντικές διαφορές ώστε να είναι σαφώς προτιμότερη η επιλογή του ενός έναντι του άλλου. Για το λόγο αυτό, η επιλογές που ακολουθούν στηρίχθηκαν σε μεγάλο βαθμό στην επίτευξη του ζητούμενου αποτελέσματος, αναφορικά με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου, με το χαμηλότερο δυνατό κόστος.

Το επόμενο βήμα ήταν ο καθορισμός των απαιτούμενων βαθμίδων του ενισχυτή. Η απαίτηση είναι ο ενισχυτής να έχει τη δυνατότητα να ενισχύσει ένα σήμα κατά $45dB$. Τέθηκε, λοιπόν, ως επιπλέον προδιαγραφή $G \geq 45dB$. Έγινε μάλιστα προσπάθεια να υπερκαλυφθεί η παραπάνω προδιαγραφή, έτσι ώστε να καλυφθούν επιπλέον απώλειες που δεν είναι δυνατόν να προβλεφθούν στο στάδιο της προσομοίωσης.

Η σχεδίαση του ενισχυτή έγινε με τη χρήση του προγράμματος ADS (Advanced Design System). Χρησιμοποιήθηκε τεχνολογία μικροταινίας, πάνω σε υπόστρωμα τύπου RT/duroid® 5880, τα χαρακτηριστικά του οποίου παρατίθενται στον ακόλουθο πίνακα

ϵ_r	2.20
$\tan\delta$	0.0009
T(μm)	45
H(mm)	0.127

Το ADS είναι ένα πρόγραμμα σχεδίασης με πολλές σχεδιαστικές δυνατότητες, Επιτρέπει την προσομοίωση κυκλωμάτων μικροκυματικής τεχνολογίας, παρέχοντας τη δυνατότητα για λεπτομερή έλεγχο και σχεδίαση. Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος εισήχθησαν στο πρόγραμμα μέσω του στοιχείου Msub της βιβλιοθήκης TLines-Microstrip. Τα δεδομένα αυτά χρησιμοποιήθηκαν επίσης στο εργαλείο LineCalc του ADS μέσω του οποίου υπολογίστηκαν χαρακτηριστικά μεγέθη των μικροταινιών που χρησιμοποιήθηκαν.

Τα γενικά βήματα που ακολουθήθηκαν για τη σχεδίαση του PA είναι:

- Προσδιορισμός των τρανζίστορ που απαιτούνται, καθώς και των συνθηκών πόλωσης με βάση τις προδιαγραφές.
- Μελέτη υπονήφιων αλυσίδων που αποτελούν υλοποιήσιμες επιλογές για τον PA. Επιλογή βέλτιστης λύσης.
- Σχεδίαση των επιμέρους τμημάτων στο πρόγραμμα Schematic συμπεριλαμβανομένων των κυκλωμάτων πόλωσης και προσαρμογής.

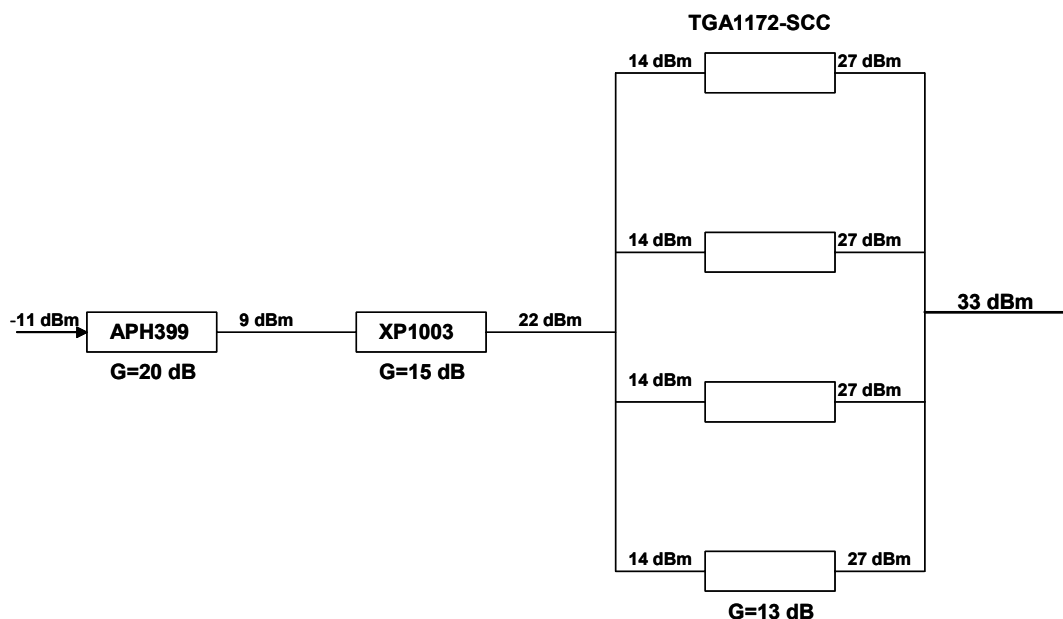
- Παραμετροποίηση των κυκλωμάτων προσαρμογής. Εφαρμογή της διαδικασίας βελτιστοποίησης (optimization) του προγράμματος για τον καθορισμό των χαρακτηριστικών μεγεθών τους, ώστε να ικανοποιούνται οι προδιαγραφές.
- Σχεδίαση του ολικού κυκλώματος και εκ νέου ρύθμιση, με μικρές μεταβολές, ώστε να βελτιστοποιηθεί η λειτουργία του.

Κατά τη διάρκεια της μελέτης για τον προσδιορισμό της βέλτιστης αλυσίδας, μετά την απόρριψη προφανών μη βέλτιστων επιλογών, προέκυψαν δεκαοχτώ εναλλακτικές υποψήφιες αλυσίδες. Η πλήρης διαδικασία πρόκρισης/απόρριψης παρατίθεται στο παράρτημα Α. Στη συνέχεια αναλύονται οι έξι βασικότερες αλυσίδες και αναλύονται οι λόγοι που τελικά προτιμήθηκε η αλυσίδα που τελικά σχεδιάστηκε.

3.1.1 Διαδικασία Επιλογής Επιμέρους PA-Τελικής Αλυσίδας

Ακολούθως παρατίθενται οι έξι κύριες αλυσίδες. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι αρχικές επιλογές ήταν τέσσερις, λόγω πορβλημάτων που προέκυψαν στη συνέχεια, όμως, προστέθηκαν δύο ακόμα επιλογές.

- 1^η υποψήφια αλυσίδα



Σχήμα 3.1: Πρώτη υποψήφια αλυσίδα

Όπως φαίνεται και στο σχήμα, η αλυσίδα αυτή έχει τρεις βαθμίδες και επιτυγχάνει να εμφανίζει $P_{out} = 33dBm$. Καθώς το κύριο βάρος της σχεδίασης του ανισχυτή ισχύος πέφτει στην επίτευξη μεγάλου κέρδους ταυτόχρονα με υψηλό 1dB compression point εξόδου, ώστε να μπορεί να παρέχει τα υψηλά επίπεδα ισχύος που είναι απαραίτητα για την εκπομπή, εύλογα, η σχεδίαση του PA της διπλωματικής ξεκίνησε από το τελευταίο αυτό στάδιο.

Αναζητήθηκαν, λοιπόν, εκείνοι οι ενισχυτές που θα παρείχαν υψηλό $P_{1dB,min}$. Ο ενισχυτής TGA1172-SCC, της εταιρίας TriQuint εμφανίζει $P_{1dB,min} = 27dBm$, που είναι από τις υψηλότερες τιμές. Παράλληλα, εμφανίζει αρκετά ικανοποιητικό κέρδος $G_{min} = 13dB$. Παρ'ολαυτά η ζητούμενη τιμή ισχύος εξόδου είναι $P_{out} = 33dBm$, αρκετά μεγαλύτερη από την ισχύ που μπορεί να διαθέσει μεμονωμένα ο ενισχυτής που χρησιμοποιείται. Για την επίτευξη, λοιπόν, του ζητούμενου στόχου είναι απαραίτητη η χρησιμοποίηση τεσσάρων βαθμίδων παράλληλα. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνουμε μια αύξηση της συνολικής ισχύος εξόδου της τάξης των $10 \log 2^2 \approx 6dB$, δηλαδή η συνολική έξοδος είναι $P_{out,tot} = 27 + 6 = 33dBm$. Προφανώς, η παραπάνω τιμή θα διαφέρει από αυτήν που πραγματικά επιτυγχάνεται, καθώς αύξηση κατά 6dB επιτυγχάνεται με ιδανικό συζεύκτη 4:1. Οι πραγματικοί συζεύκτες εμφανίζουν απώλειες της τάξης των $2 - 3dB$. Καθώς όμως δεν υπάρχει καλύτερη εναλλακτική, η δε έξοδος του ενισχυτή που λαμβάνεται υπόψη είναι η χειρότερη δυνατή, καταλήγουμε στη λύση αυτή. Αντίστοιχα, ακριβώς πριν από τη βαθμίδα αυτή είναι απαραίτητη η χρήση διαιρέτη που θα οδηγήσει το σήμα στις τέσσερις βαθμίδες. Λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες διασύνδεσης των βαθμίδων και του διαιρέτη αναζητήθηκε, όπως φαίνεται και από το σχήμα, ένας ενισχυτής που να έχει την δυνατότητα να δώσει ισχύ εξόδου γύρω στα $22dBm$. Μια καλή επιλογή αποτελεί ο ενισχυτής XP1003 της εταιρίας Mimix Broadband. Πράγματι, ο ενισχυτής αυτός έχει $G_{min} = 15dB$ και $P_{1dB} = 24dBm$.

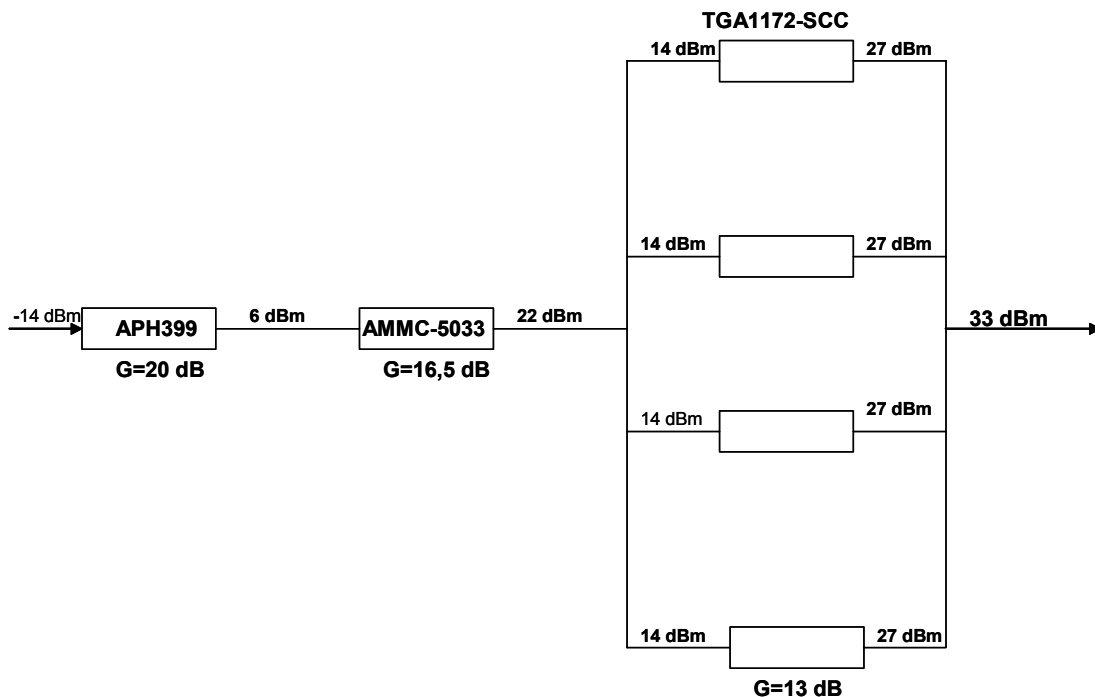
Με την ίδια λογική, ως πρώτη βαθμίδα του PA, εξετάστηκε η χρήση του ενισχυτή APH399 της εταιρίας Velocium, ο οποίος έχει $G_{min} = 20dB$ και $P_{1dB} = 24dBm$.

Με την παραπάνω αλυσίδα ο ενισχυτής που προκύπτει εμφανίζει συνολικό κέρδος $G_{TOT} = 48dB$ και επιτυγχάνει να εμφανίζει ισχύ εξόδου $P_{out,tot} = 33dBm$.

Τα αποτελέσματα της έρευνας αγοράς, για την παραπάνω αλυσίδα - αναφερόμενοι σε προσφορές για 100 και 1000 κομμάτια από κάθε επιμέρους ενισχυτή- προκύπτει ότι το κόστος της παραπάνω αλυσίδα είναι:

APH399 (Velocium)		XP1003 (Mimix Broadband)		TGA1172-SCC (TriQuint)		Αλυσίδα	
Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000 units)
46	46	52,01	43,48	304	280	402,01	369,48

- 2^η υποψήφια αλυσίδα

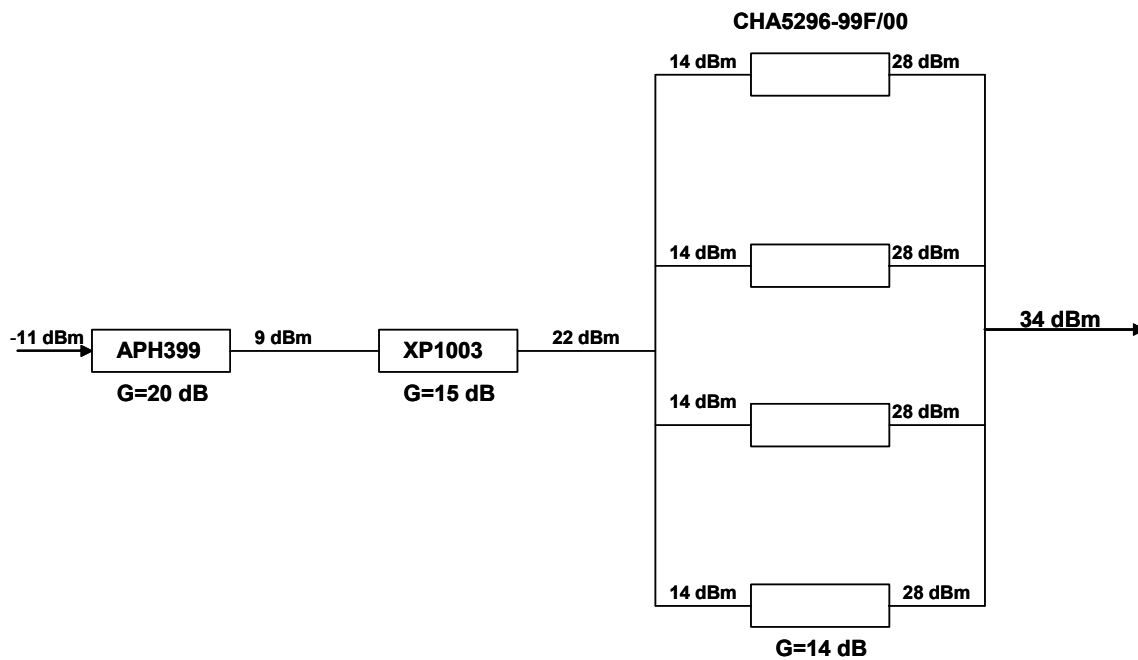


Σχήμα 3.2: Δεύτερη υποψήφια αλυσίδα

Η δεύτερη υποψήφια αλυσίδα χρησιμοποιεί τους ίδιους ενισχυτές για τις βαθμίδες εισόδου και εξόδου, αλλά τον ενισχυτή AMMC-5033 της εταιρίας Agilent ως ενδιάμεση βαθμίδα. Η βαθμίδα αυτή εμφανίζει ελαφρά αυξημένο κέρδος σε σχέση με την προηγούμενη, $G_{TOT} = 49,5dB$, ενώ δεν διαφοροποιείται η ισχύς εξόδου. Το κόστος της αλυσίδας αυτής είναι:

APH399 (Velocium)		AMMC-5033 (Agilent)		TGA1172-SCC (TriQuint)		Αλυσίδα	
Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000 units)
46	46	40	25,33	304	280	390	351,33

- 3^η υποψήφια αλυσίδα

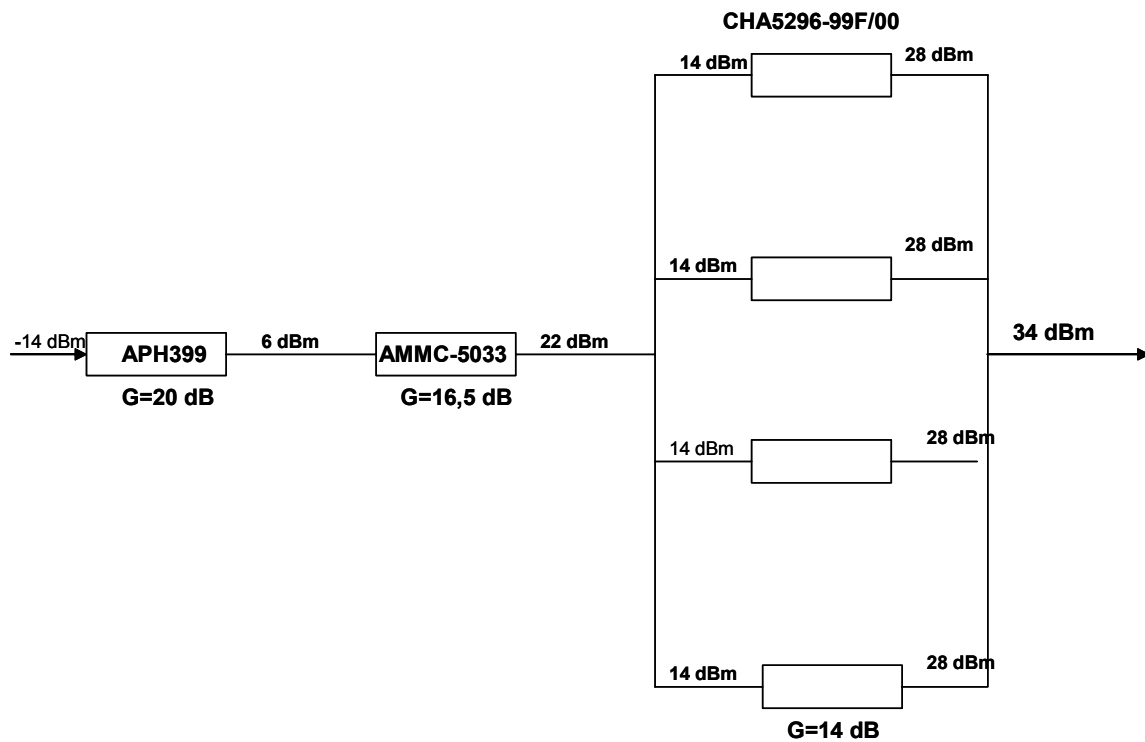


Σχήμα 3.3: Τρίτη υποψήφια αλυσίδα

Η τρίτη υποψήφια αλυσίδα δεν εμφανίζει διαφορές από την πρώτη, όσον αφορά τις δύο πρώτες βαθμίδες. Ως βαθμίδα εξόδου χρησιμοποιείται ο συνδυασμός των τεσσάρων ενισχυτών CHA5296-99F/00 της εταιρίας Ums-gaas. Ο ενισχυτής αυτός εμφανίζει $G_{\min} = 14dB$ και $P_{1dB} = 28dBm$. Το ολικό κέρδος που επιτυγχάνει κατ'ελάχιστον είναι $G_{TOT} = 49dB$ και ισχύ εξόδου $P_{out,tot} = 34dBm$. Το κόστος της αλυσίδας αυτής, για 100 και 1000 κομμάτια από κάθε ενισχυτή είναι:

APH399 (Velocium)		XP1003 (Mimix Broadband)		CHA5296-99F/00 (Ums-gaas)		Αλυσίδα	
Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000 units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000units)
46	46	52,01	43,48	277,6	237,6	375,61	327,08

- 4^η υποψήφια αλυσίδα

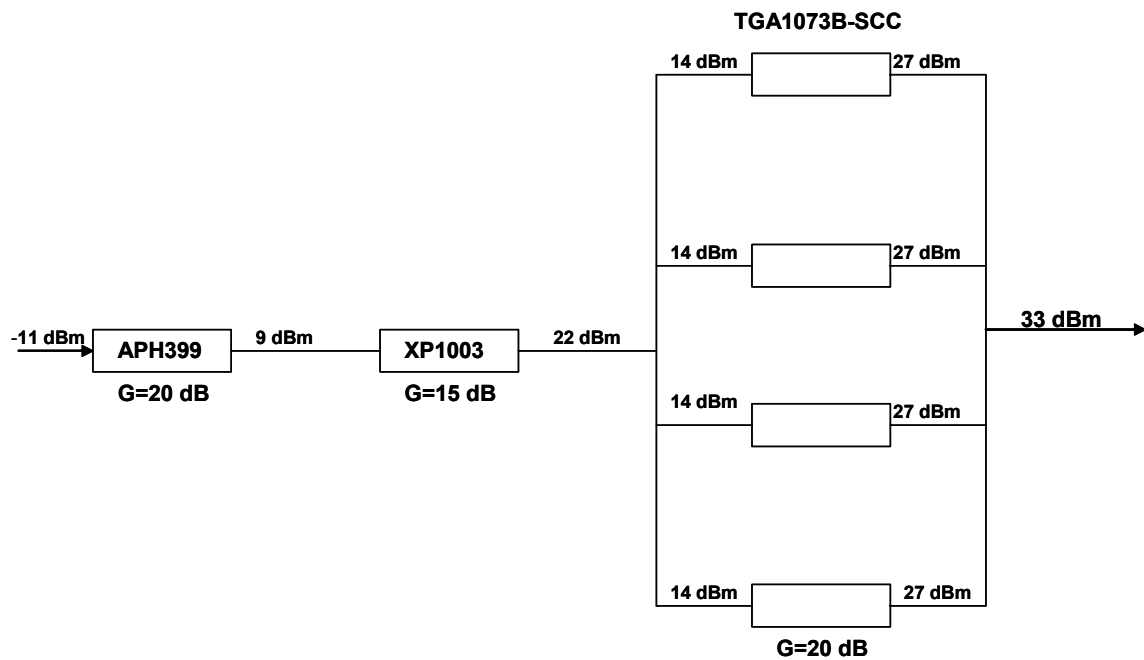


Σχήμα 3.4: Τέταρτη υποψήφια αλυσίδα

Κατ'αντιστοιχία, χρησιμοποιώντας τα δύο πρώτα στάδια της δεύτερης περίπτωσης και τον ενισχυτή CHA5296-99F/00 προκύπτει η τέταρτη υποψήφια αλυσίδα, Το κόστος της είναι:

APH399 (Velocium)		AMMC-5033 (Agilent)		CHA5296-99F/00 (Ums-gaas)		Αλυσίδα	
Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000 units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000units)
46	46	40	25,33	277,6	237,6	363,60	308,93

- 5^η υποψήφια αλυσίδα

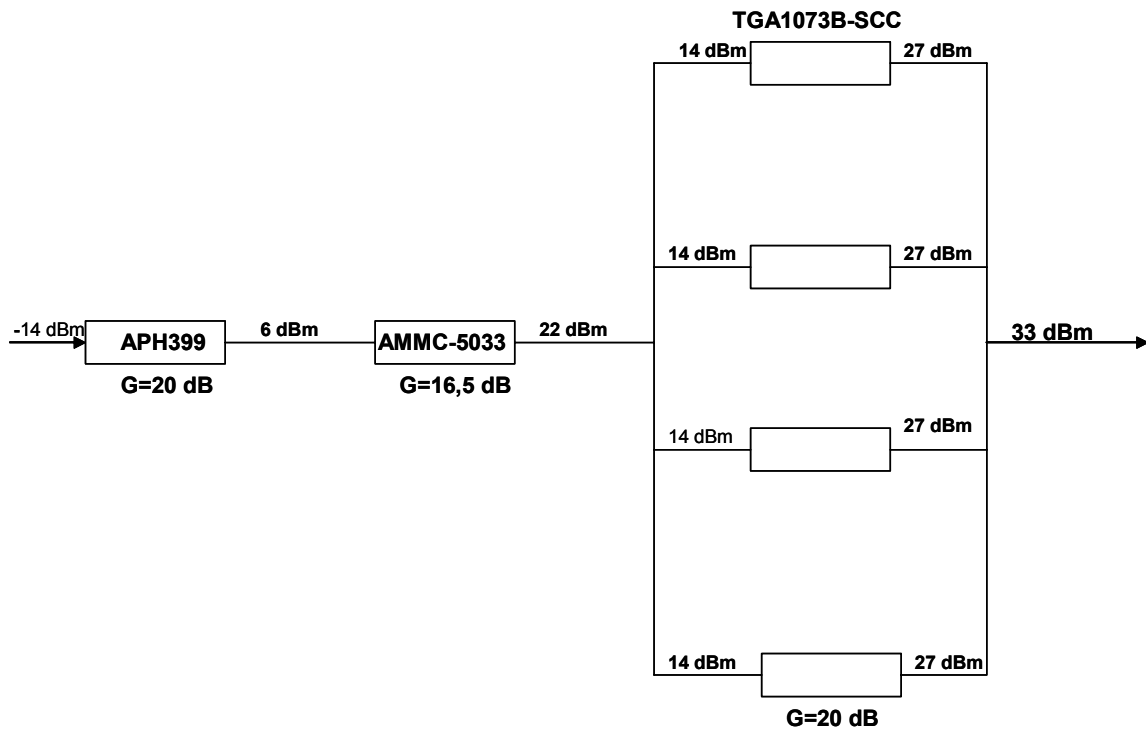


Σχήμα 3.5: Πέμπτη υποψήφια αλυσίδα

Η τρίτη υποψήφια αλυσίδα διαφέρει από την πρώτη και την τρίτη ως προς την βαθμίδα εξόδου. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται ο ενισχυτής TGA1073B-SCC της εταιρίας TriQuint. Το συνολικό κόστος της αλυσίδας αυτής είναι:

APH399 (Velocium)		XP1003 (Mimix Broadband)		CHA5296-99F/00 (Ums-gaas)		Αλυσίδα	
Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000 units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000units)
46	46	52,01	43,48	277,6	237,6	491,61	450,68

- 6^η υποψήφια αλυσίδα



Σχήμα 3.6: Έκτη υποψήφια αλυσίδα

Αντικαθιστώντας τον ενισχυτή XP1003 της ενδιάμεσης βαθμίδας, με τον AMMC-5033, προκύπτει η έκτη υποψήφια αλυσίδα. Το κόστος της είναι:

APH399 (Velocium)		AMMC-5033 (Agilent)		TGA1073B-SCC (Ums-gaas)		Αλυσίδα	
Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000units)	Cost (\$) (100 units)	Cost (\$) (1000 units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000units)
46	46	40	25,33	393,6	361,2	479,60	432,53

Όλες οι παραπάνω αλυσίδες επιτυγχάνουν να ενισχύσουν στα απαιτούμενα επίπεδα το σήμα, χωρίς να εμφανίζουν σημαντικές διαφορές. Για το λόγο αυτό το κριτήριο επιλογής που τέθηκε ήταν, κυρίως, οικονομικό. Όπως φαίνεται και στους παραπάνω πίνακες η οικονομικότερη λύση είναι η χρήση του CHA5296-99F/00 στο στάδιο εξόδου. Η επιλογή αυτή είναι, άλλωστε προτιμότερη καθώς το ελαφρά αυξημένο σημείο συμπίεσης 1dB αφήνει περιθώρια για επίτευξη του στόχου, ακόμα και αν οι απώλειες από το συζεύκτη είναι μεγαλύτερες από αυτές που θεωρητικά αναμενόμε. Το

ολοκληρωμένο αυτό, όμως, βρίσκεται σε προκαταρκτικό στάδιο και, παρά την επικοινωνία με την εταιρία δεν ήταν δυνατό να έχουμε πρόσβαση στα αρχεία με τις S- παραμέτρους του. Καθώς οι παράμετροι αυτές είναι απαραίτητες για την σχεδίαση, δεν ήταν δυνατό να χρησιμοποιηθεί παρόλο που αποτελεί καλύτερη λύση από αυτήν που τελικά προτιμήθηκε. Για το λόγο αυτό απορίφθηκαν οι αλυσίδες 3 και 4.

Οι υπόλοιπες αλυσίδες εμφανίζουν μηδαμινές διαφορές. Για οικονομικούς λόγους, η επιλογή στράφηκε, ακολούθως, σε μία εκ των δύο πρώτων περιπτώσεων. Και πάλι, όμως, δεν στάθηκε δυνατό να έχουμε πρόσβαση στις S-παραμέτρους του TGA1172-SCC, καθώς και αυτό το ολοκληρωμένο βρίσκεται σε προκαταρκτικό στάδιο.

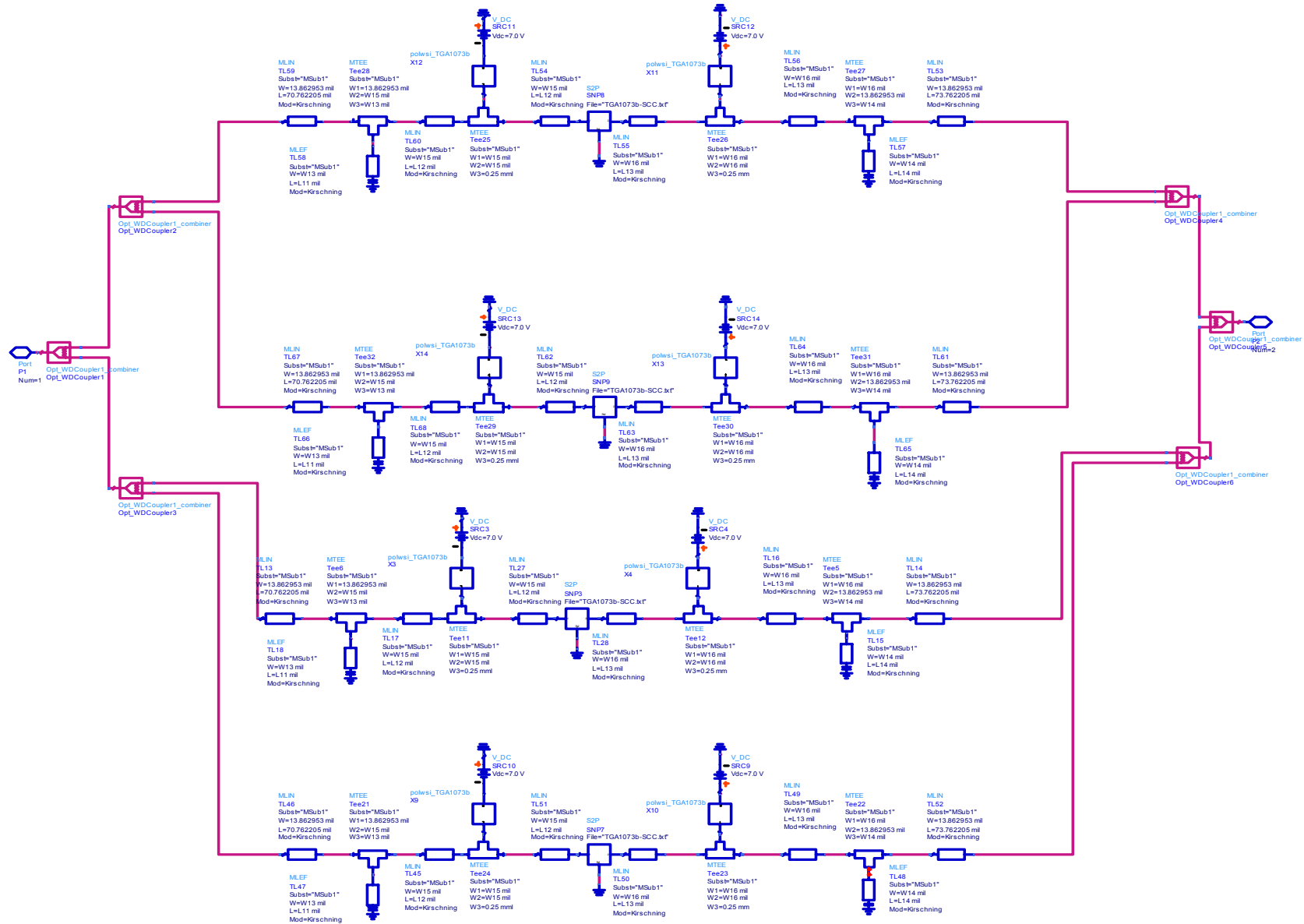
Αναγκαστικά, επομένως, οι επιλογές μας περιορίστηκαν στις περιπτώσεις 5 και 6, εκ των οποίων επιλέχθηκε η οικονομικότερη. Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας αυτής, τελικά, πραγματοποιήθηκε η σχεδίαση και προσαρμογή της έκτης αλυσίδας. Στη συνέχεια αναλύονται ξεχωριστά οι τρεις βαθμίδες καθώς και η συμπεριφορά του ολικού, τελικού, συστήματος. Η ανάλυση γίνεται με την σειρά που έγινε η σχεδίαση και προσαρμογή, από το τέλος προς την αρχή δηλαδή, μιας και με αυτήν την σειρά έγινε η μελέτη.

3.2 Σχεδίαση PA

3.2.1 Βαθμίδα Εξόδου - TGA1073B-SCC

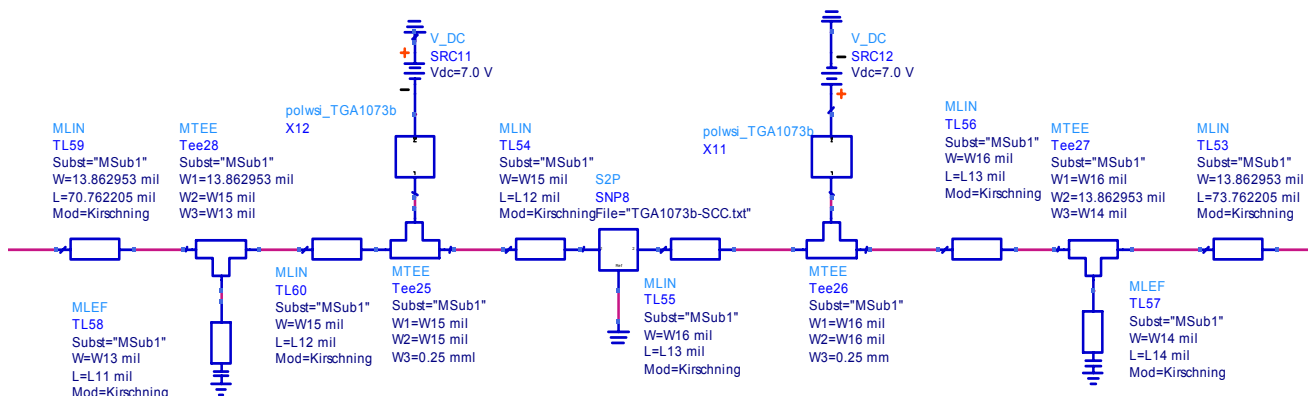
Όπως αναφέρθηκε ήδη για το στάδιο εξόδου επιλέχθηκε, αναγκαστικά, ο ενισχυτής TGA1073B-SCC της εταιρίας Triquint. Ο ενισχυτής αυτός έχει $P_{1dB} = 27dBm$ Για την ικανοποίηση της απαίτησης $P_{out} = 2W$, δηλαδή $P_{out} = 33dBm$, τιμής αρκετά μεγαλύτερη από την ισχύ που μπορεί να διαθέσει μεμονωμένα ο ενισχυτής, χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις ενισχυτές συνδεδεμένοι παράλληλα

Το δομικό διάγραμμα της τρίτης βαθμίδας δίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχίσμα 3.7: Η τρίτη βαθμίδα ενίσχυσης του PA

Για να φανούν οι λεπτομέρειες του σχήματος παρατίθεται χωριστά ο ένας μόνο κλάδος από τους τέσσερις όμοιους του παραπάνω σχήματος:



Σχήμα 3.8: Κλάδος της τρίτης βαθμίδας του PA

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.8, τόσο στην είσοδο, όσο και στην έξοδο η προσαρμογή γίνεται με τη χρήση ενός παράλληλα ανοιχτοκυκλωμένου stub και όχι με χρήση συγκεντρωμένων στοιχείων. Η χρήση συγκεντρωμένων στοιχείων δεν είναι δυνατή σε τόσο υψηλή συχνότητα, καθώς εμφανίζουν έντονα παρασιτική συμπεριφορά. Τα stub πλεονεκτούν ακόμη λόγω της μεγαλύτερης ακρίβειας με την οποία επιτυγχάνεται η προσαρμογή.

Τα μικροκυματικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται προέρχονται από τη βιβλιοθήκη TLines-Microstrip του προγράμματος και αναλυτικά είναι:

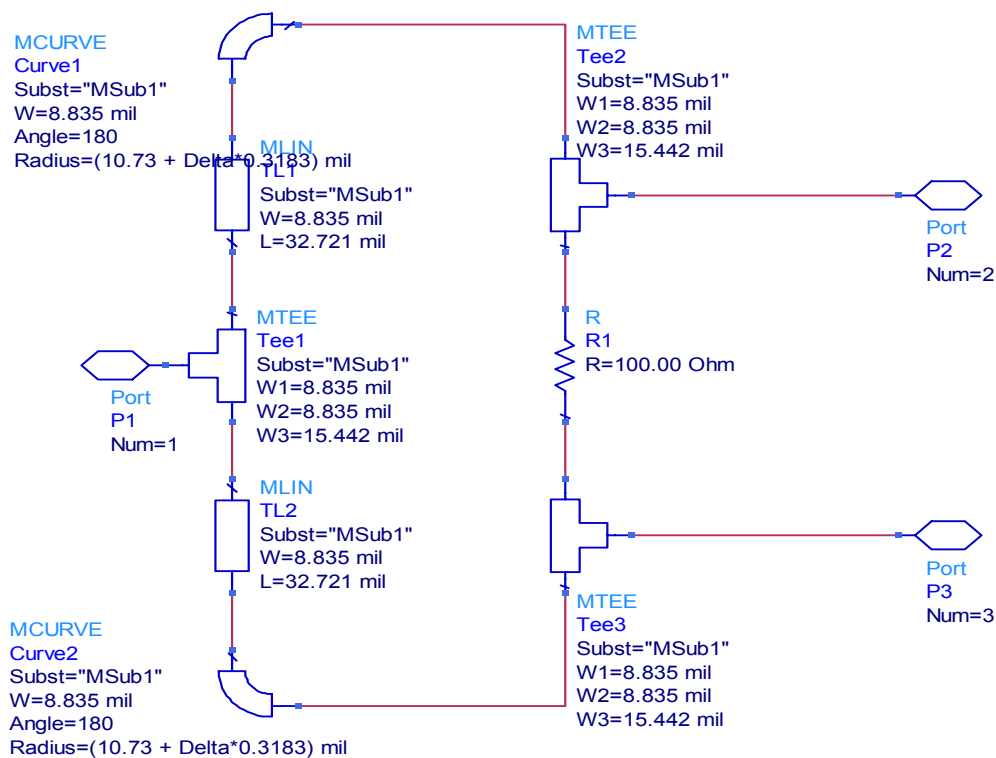
Στοιχείο	Σύμβολο	Χρήση
Microstrip Line	MLIN	Μοντελοποίηση της γραμμής μεταφοράς
T-junction	MTEE	Μοντελοποίηση της ασυνέχειας λόγω της σύνδεσης τριων γραμμών διαφορετικού πλάτους ή εγκάρσιας σύνδεσης δύο γραμμών διαφορετικού πλάτους
Open-end Effect	MLEF	Μοντελοποίηση της ανοιχτοκυκλωμένης γραμμής λαμβάνοντας υπόψη φαινόμενα ακμής

Το τρανζίστορ απεικονίζεται ως δίθυρο, μέσω του στοιχείου S2P της βιβλιοθήκης Data Items. Για την μοντελοποίηση του επιλέχθηκε ως τύπος του διθύρου η επιλογή «Touchstone», ενώ, με χρήση των διαθέσιμων S-παραμέτρων από τα datasheets, προσδιορίστηκε η συμπεριφορά του.

Τα κυκλώματα πόλωσης, είναι σχεδιασμένα στο Schematic ως δίθυρο, η μία θύρα του οποίου είναι συνδεδεμένη στο gate ή στο drain του τρανζίστορ και η άλλη στην τροφοδοσία. Λεπτομέρειες για τη σχεδίαση του κυκλώματος πόλωσης που χρησιμοποιήθηκε και σε αυτήν και στις υπόλοιπες βαθμίδες δίνεται σε επόμενο κεφάλαιο.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η υλοποίηση του διαιρέτη και του συζεύκτη 4:1 δεν ήταν δυνατόν να υλοποιηθεί απευθείας, καθώς δεν υπήρχε κατάλληλο προσομοιωτικό εργαλείο στις βιβλιοθήκες του ADS. Η υλοποίηση τους, όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα έγινε με χρήση τού στοιχείου Coupler του προγράμματος. Το στοιχείο αυτό βελτιστοποιήθηκε επίσης με χρήση των εργαλείων του προγράμματος, ώστε να προσομοιώνει αφενός έναν πραγματικό διαιρέτη/συζεύκτη, να λειτουργεί όμως με το βέλτιστο τρόπο για το παρόν κύκλωμα.

Το δομικό διάγραμμα του συζεύκτη δίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχημα 3.9: Ο συζεύκτης/διαιρέτης σε μορφή Schematic

Για τη μοντελοποίηση του συζεύκτη/διαιρέτη χρησιμοποιούνται τα στοιχεία MLIN και MTEE, όπως προηγουμένως. Επιπλέον, γίνεται χρήση του στοιχείου MCURVE, της βιβλιοθήκης TLines-Microstrip. Το στοιχείο αυτό είναι ισοδύναμο της απλής γραμμής μεταφοράς και μοντελοποιεί τις στροφές που είναι απαραίτητες για τη διασύνδεση όλων των στοιχείων και των θυρών. Το μήκος της ισοδύναμης

ευθείας γραμμής μεταφοράς είναι ίσο με το γινόμενο της ακτίνας του στοιχείου επί την γωνία (εκφρασμένη σε μονάδες rad).

Για να ικανοποιεί η βαθμίδα τις προδιαγραφές χρησιμοποιήθηκε η διαδικασία βελτιστοποίησης του προγράμματος ADS. Για να γίνει η βελτιστοποίηση παραμετροποιήθηκαν τα μήκη των γραμμών μεταφοράς και το πάχος τους. Έγινε προσπάθεια η προσαρμογή να γίνει χρησιμοποιώντας τις μικρότερες δυνατές τιμές των παραμέτρων αυτών. Σε κάθε περίπτωση το πλάτος κάθε γραμμής ορίστηκε τουλάχιστον 4mil (0.1 mm), καθώς μικρότερες τιμές δεν είναι υλοποιήσιμες.

Η διαδικασία βελτιστοποίησης είναι μια επαναληπτική διαδικασία που αποσκοπεί στον προσδιορισμό των βέλτιστων τιμών των παραμέτρων ώστε μια συνάρτηση σφάλματος να ελαχιστοποιείται (ιδανικά να μηδενίζεται).

Οι στόχοι της βελτιστοποίησης που τέθηκαν ήταν:

$$|S_{11}| \leq -15dB$$

$$|S_{22}| \leq -15dB$$

$$\text{Ripple} \sim \pm 0.5dB$$

στην περιοχή συχνοτήτων 29,750 – 30,500GHz. Το εύρος αυτό, $BW = 750MHz$, είναι τριπλάσιο από αυτό στο οποίο, με βάση τις προδιαγραφές που μας δόθηκαν, πρέπει να λειτουργεί ο ενισχυτής. Για λόγους ασφαλείας και για να καλυφθεί η περίπτωση διολίσθησης της συχνότητας λειτουργίας έξω από το θεωρητικό εύρος στο οποίο γίνεται η FH-CDMA, θεωρήθηκε σωστό να υπάρχει ένα περιθώριο 250MHz εκατέρωθεν των δύο ακρινών συχνοτήτων λειτουργίας. Από το datasheet επίσης αναμέναμε το κέρδος να είναι της τάξης των 20 – 25dB, για το λόγο αυτό τέθηκε ως τελικός στόχος το κέρδος να κυμαίνεται μεταξύ 24dB και 25dB

Αρχικά, έγιναν προσπάθειες το σύστημα να έχει όσο το δυνατόν λιγότερους βαθμούς ελευθερίας. Σε πρώτο στάδιο παραμετροποιήθηκαν μόνο τα stubs των βραχυκυκλωμένων στελεχών. Μια τέτοια σχεδίαση, όμως, είτε αδυνατούσε να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές, είτε ήταν ιδιαίτερα ασταθής ακόμα και σε μικρές μεταβολές των παραμέτρων των stub. Σταδιακά, λοιπόν, δόθηκαν περισσότεροι βαθμοί ελευθερίας στο σύστημα. Οι τελικές τιμές των παραμέτρων του σταδίου αυτού παρουσιάζονται ακολούθως:

Γραμμές μεταφοράς

$$L_{12}=219,236 \text{ mil}=5,56 \text{ mm}$$

$$L_{13}=41,7687 \text{ mil}=1,06 \text{ mm}$$

$$W_{15}=4,0351 \text{ mil}=0,1025 \text{ mm}$$

$$W_{16}=11,2919 \text{ mil}=0,2868 \text{ mm}$$

Βραχυκυκλωμένα Στελέχη

$$L_{11}=10,1979 \text{ mil}=0,259 \text{ mm}$$

$$L_{14}=101,167 \text{ mil}=2,5696 \text{ mm}$$

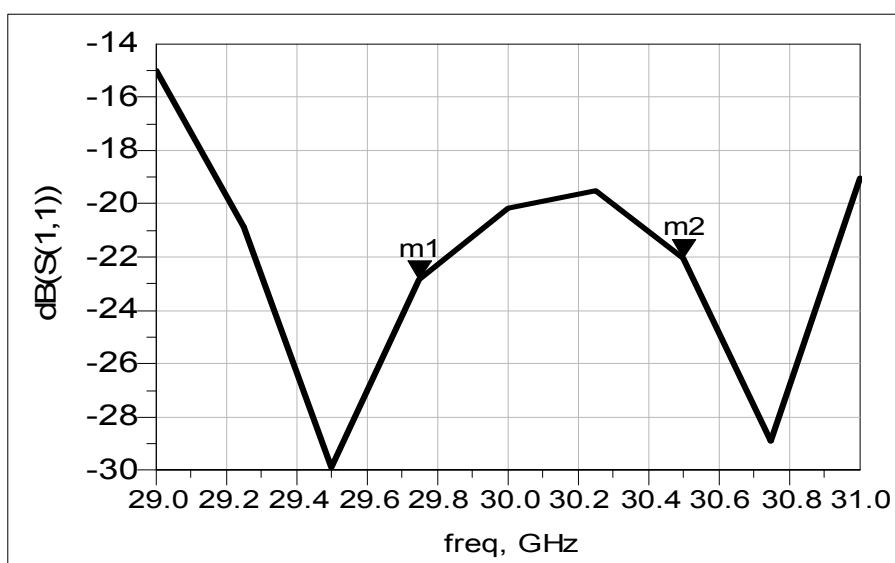
$$W_{13}=4,18492 \text{ mil}=0,1063 \text{ mm}$$

$$W_{14}=56,4595 \text{ mil}=1,4341 \text{ mm}$$

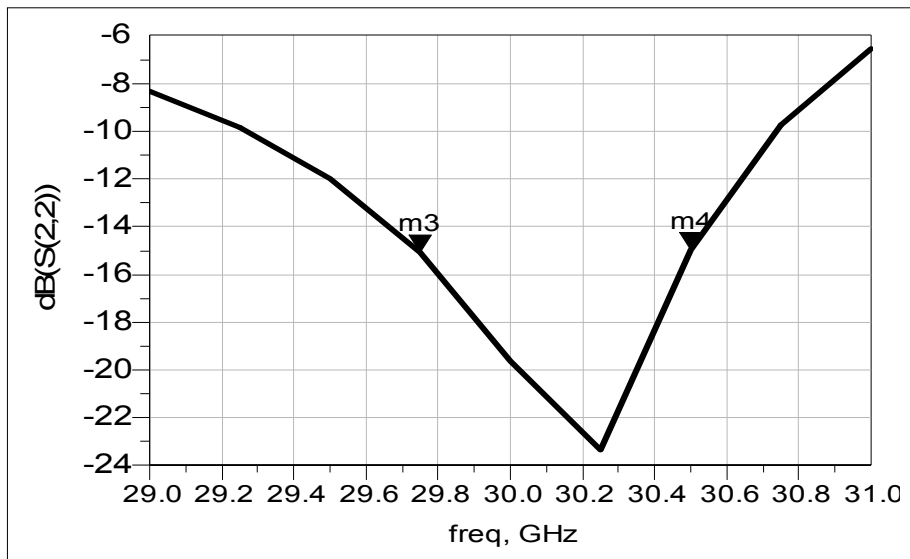
Στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τα παραπάνω αριθμητικά δεδομένα. Είναι σημαντικό κάθε βαθμίδα να καλύπτει τις απαιτήσεις όσον αφορά τις παραμέτρους S_{11}, S_{22} όπως το ripple του κέρδους. Η ταλάντωση του κέρδους λειτουργεί προσθετικά και έτσι μεγάλες διακυμάνσεις σε μια βαθμίδα θα επηρεάσουν δυσμενώς το συνολικό κέρδος. Εξίσου σημαντικό είναι, κάθε βαθμίδα να είναι ευσταθής. Αν ισχύει αυτό, είναι βέβαιο ότι και το τελικό σύστημα θα είναι ευσταθές (το αντίστροφο δεν ισχύει). Ο έλεγχος για την ευστάθεια γίνεται μέσω της παραμέτρου $StabFact=K$ της βιβλιοθήκης Simulation S-param του ADS, που είναι ένας συντελεστής ευστάθειας του διθύρου και ισούται με

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

Για να είναι η βαθμίδα ευσταθής πρέπει ο συντελεστής αυτός να λαμβάνει τιμές μεγαλύτερες της μονάδας. Τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης και της προσομοίωσης της τρίτης βαθμίδας του ενισχυτή δίνονται στο ακόλουθα σχήματα. Για τους συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου, όπως και για το κέρδος, τα σχήματα που παρατίθενται εμφανίζουν τα αποτελέσματα για την περιοχή 29 – 31GHz. Το εύρος αυτό είναι σαφώς μεγαλύτερο του επιθυμητού εύρους λειτουργίας, όπως και του εύρους για το οποίο έγινε η βελτιστοποίηση και είναι ικανό να παρουσιάσει όλες τις μεταβολές των παραμέτρων αυτών, καθώς και μια πιο συνολική εικόνα της συμπεριφοράς της βαθμίδας. Για το συντελεστή ευστάθειας, όμως, δίνεται η συμπεριφορά του για όλο το εύρος για το οποίο είχαμε τις S-παραμέτρους του ενισχυτή, καθώς είναι απαραίτητο ο ενισχυτής να έχει ευσταθή συμπεριφορά ακόμα και εκτός των ορίων, ανεξάρτητα αν λειτουργεί στη συχνότητα αυτή ή όχι. Όπως έχει αναφερθεί και στη θεωρία, αν από λάθος βρεθεί σε περιοχή μη ευστάθειας ταλαντώνει, γεγονός που μπορεί να έχει καταστροφικές συνέπειες. Έτσι, ακόμα και αρκετά μακριά από τις συχνότητες καλής λειτουργίας, είναι απαραίτητο να ελέγξουμε την ευστάθεια του.



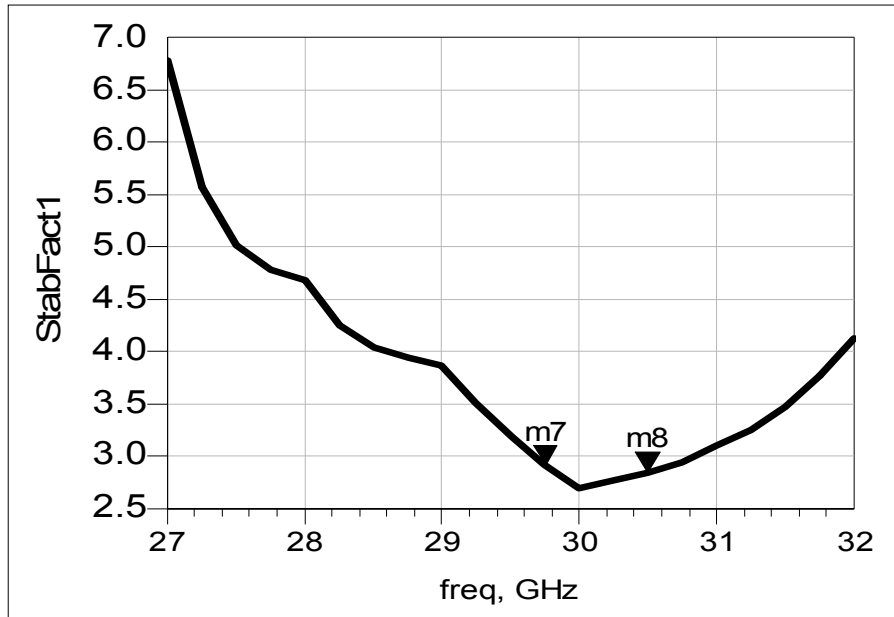
(α) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{11}



(β) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{22}



(γ) Το κέρδος S_{21}



(δ) Ο συντελεστής ευστάθειας

Σχήμα 3.10: Αποτελέσματα προσομοίωσης τρίτης βαθμίδας (4 TGA1073B-SCC)

Αναλυτικά για τα παραπάνω σχήματα έχουμε:

- (α): Όπως φαίνεται και από το διάγραμμα η απαίτηση $|S_{11}| \leq -15dB$ υπερκαλύπτεται για τη βαθμίδα αυτή. Στην περιοχή, μάλιστα που μας ενδιαφέρει ισχύει σχεδόν σε όλο το εύρος η ακόμα αυστηρότερη συνθήκη $|S_{11}| \leq -20dB$, ενώ η αρχική απαίτηση ισχύει για εύρος συχνοτήτων $2GHz$. Η βαθμίδα αυτή επιτυγχάνει στην είσοδό της, δηλαδή, $VSWR$ στην περιοχή $1,17 : 1 - 1,22 : 1$, υπερκαλύπτει δηλαδή τη συνήθη απαίτηση $VSWR = \frac{2}{1}$.
- (β): Αντίστοιχα συμπεράσματα μπορούν να εξαχθούν και για την έξοδο της βαθμίδας αυτής, η οποία, όμως, παρουσιάζει χειρότερη συμπεριφορά. Η έξοδος επιτυγχάνει μόνο οριακά να επιτύχει το επιθυμητό αποτέλεσμα, $|S_{22}| \leq -15dB$, στις ακρινές συχνότητες. Παρ'όλαυτά μέσα στο ζητούμενο εύρος συχνοτήτων $30 - 30,350GHz$ εμφανίζει επίσης άριστη συμπεριφορά.
- (γ): Το κέδος της βαθμίδας αυτής, όπως αναμενόταν, κυμαίνεται γύρω στα $24,5dB$ με ripple οριακά μικρότερο του $0,5dB$, σε όλη την περιοχή των $750MHz$. Μέσα στην περιοχή, όμως,

που θεωρητικά χρησιμοποιείται για την FH-CDMA - 30 – 30,250GHz , το ripple είναι μόλις 0,2dB . Θα πρέπει να σημειωθεί ότι έγιναν πολλές επαναλήψεις της μεθόδου βελτιστοποίησης, για μείωση ή ακόμα και εξάλειψη του ripple, αλλά δεν στάθηκε δυνατό να μειωθεί πέραν αυτών των τιμών.

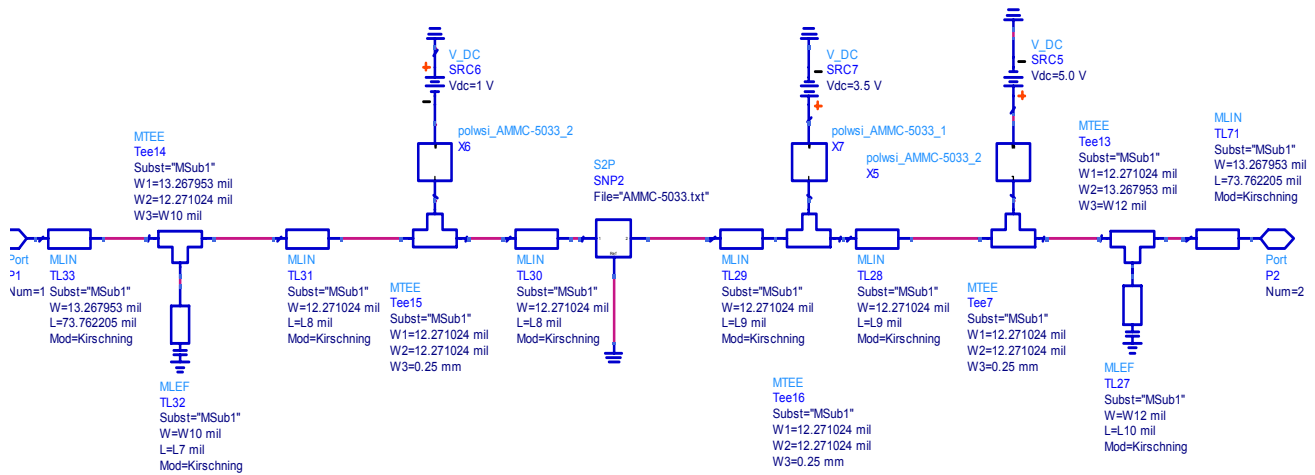
- (δ) Σε όλο το εύρος στο οποίο μας δίνονται οι S-παράμετροι του ενισχυτή ο συντελεστής ευστάθειας είναι μεγαλύτερος της μονάδας. Ο συντελεστής, βέβαια, δεν λαμβάνει μεγάλες τιμές. Ειδικά στην περιοχή που μας ενδιαφέρει λαμβάνει τις μικρότερες τιμές του. Καθώς, όμως, ακόμα και η ελάχιστη τιμή του, στην περιοχή των 30GHz , είναι μεγαλύτερη από 2.5, τα αποτελέσματα αυτά κρίθηκαν ικανοποιητικά.

Το datasheet του ενισχυτή TGA1073B-SCC παρατίθεται στο τέλος της διπλωματικής εργασίας. Η χρήση προσαρμοστικών κυκλωμάτων, διαιρετών/ συζευκτών, έχει ως αποτέλεσμα μια ελαφρά μείωση του κέρδους του, με παράλληλη μείωση όμως του ripple (0,5dB αντί 1dB). Σημαντικές διαφοροποιήσεις παρουσιάζουν οι συντελεστές απωλειών επιστροφής εισόδου και εξόδου, μιας και η χρήση των κυκλωμάτων αυτών επιτυγχάνει σαφή μείωση των απωλειών αυτών, περίπου στο μισό των τιμών που δίνονται στο datasheet.

3.2.2 Ενδιάμεση βαθμίδα –AMMC-5033

Λόγω καλής συμπεριφοράς, όπως προέκυπτε από τη μελέτη των datasheets, αλλά και λόγω της χαμηλής τιμής του, στην ενδιάμεση βαθμίδα χρησιμοποιήθηκε ο ενισχυτής AMMC-5033 της εταιρίας Agilent. Λόγω του αυξημένου κόστους της τελευταίας βαθμίδας, είναι σχεδόν επιτακτική ανάγκη για χρήση στις επόμενες βαθμίδες ενισχυτών που συνδυάζουν την καλή απόδοση με το μειωμένο κόστος.

Το δομικό διάγραμμα της ενδιάμεσης βαθμίδας δίνεται στο σχήμα 3.11:



Σχήμα 3.11: Ενδιάμεση Βαθμίδα Ενίσχυσης του PA

Η διαδικασία βελτιστοποίησης που ακολουθήθηκε δεν διαφέρει από αυτήν που ακολουθήθηκε προηγουμένως. Οι στόχοι που τέθηκαν είναι οι ίδιοι όπως και η διαδικασία που ακολουθήθηκε. Τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν για την προσαρμογή είναι και πάλι τα στοιχεία MLIN, για τη γραμμή μεταφοράς, MLEF, για την ανοιχτοκυκλωμένη γραμμή και MTEE για τη μοντελοποίηση των ασυνεχειών, από τη βιβλιοθήκη TLines-Microstrip. Για τα κυκλώματα πόλωσης χρησιμοποιήθηκαν οι προτινόμενες συνδεσμολογίες που δίνονταν στα datasheets, ενώ το τρανζίστορ μοντελοποιήθηκε ως δίθυρο, όπως προηγουμένως,

Οι τιμές των μηκών και των παχών των γραμμών μεταφοράς και των ανοιχτοκυκλωμένων στελεχών (κατ'αντιστοιχία με τους συμβολισμούς του σχήματος) δίνονται ακολούθως:

Γραμμές μεταφοράς

$$L_8=7,65893 \text{ mil}=0,1945 \text{ mm}$$

$$L_9=57,2893 \text{ mil}=1,4551 \text{ mm}$$

Βραχυκυκλωμένα Στελέχη

$$L_7=7,61156 \text{ mil}=0,19333 \text{ mm}$$

$$L_{10}=154,465 \text{ mil}=3,92341 \text{ mm}$$

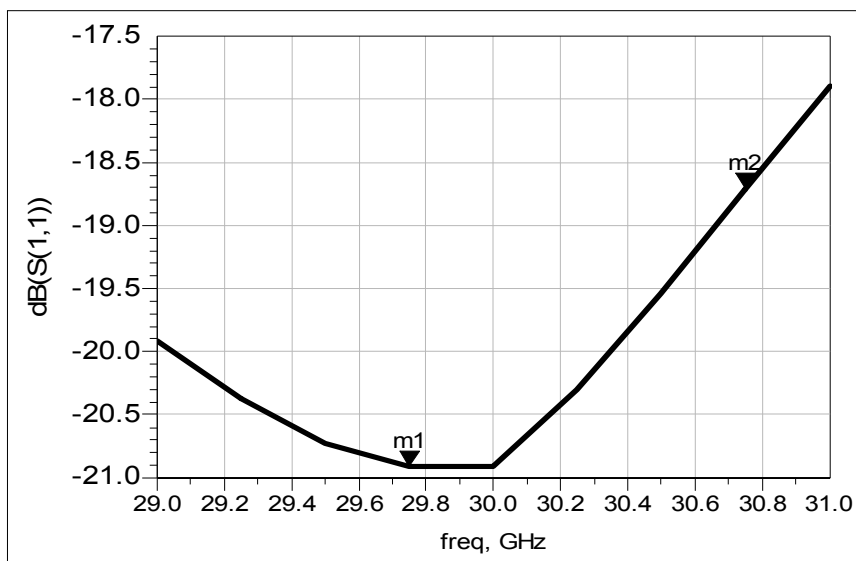
$$W_{10}=12,4219 \text{ mil}=0,3155 \text{ mm}$$

$$W_{12}=4,08003 \text{ mil}=0,1036 \text{ mm}$$

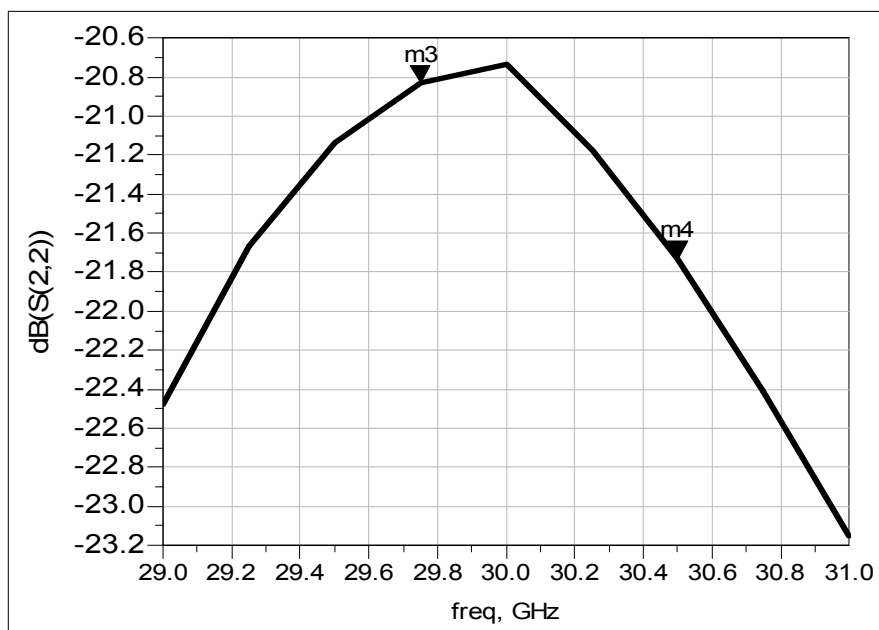
Θα πρέπει να σημειωθεί ότι οι στόχοι για την βαθμίδα αυτή ικανοποιήθηκαν, χρησιμοποιώντας λιγότερες μεταβλητές κατά τη διαδικασία βελτιστοποίησης. Για τα υπόλοιπα μεγέθη χρησιμοποιήθηκαν χαρακτηριστικές τιμές (που αντιστοιχούν σε χαρακτηριστική αντίσταση $Z_o = 50\Omega$, γραμμές

μεταφοράς $\frac{\lambda}{4}$ κτλ.)

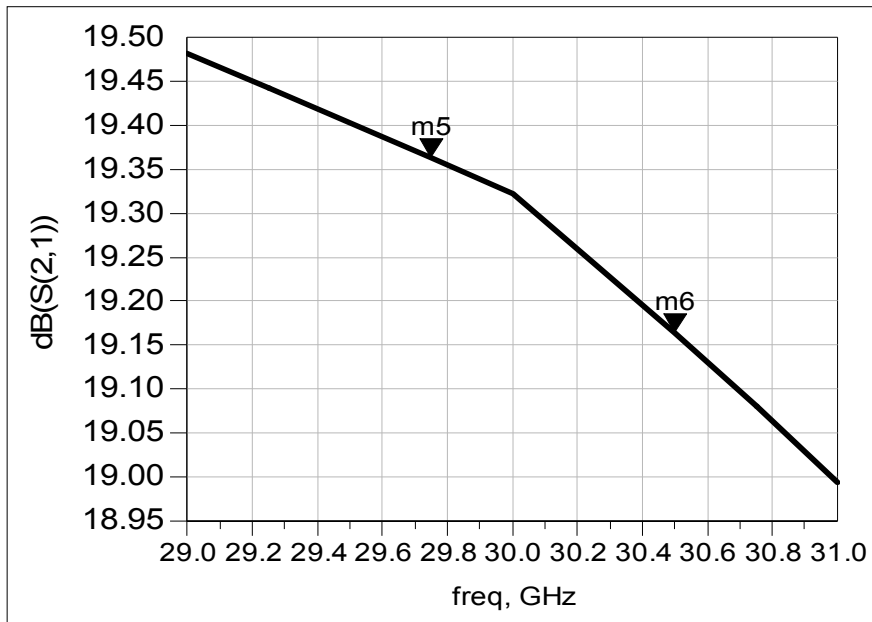
Τα αποτελέσματα της προσαρμογής δίνονται ακολούθως.



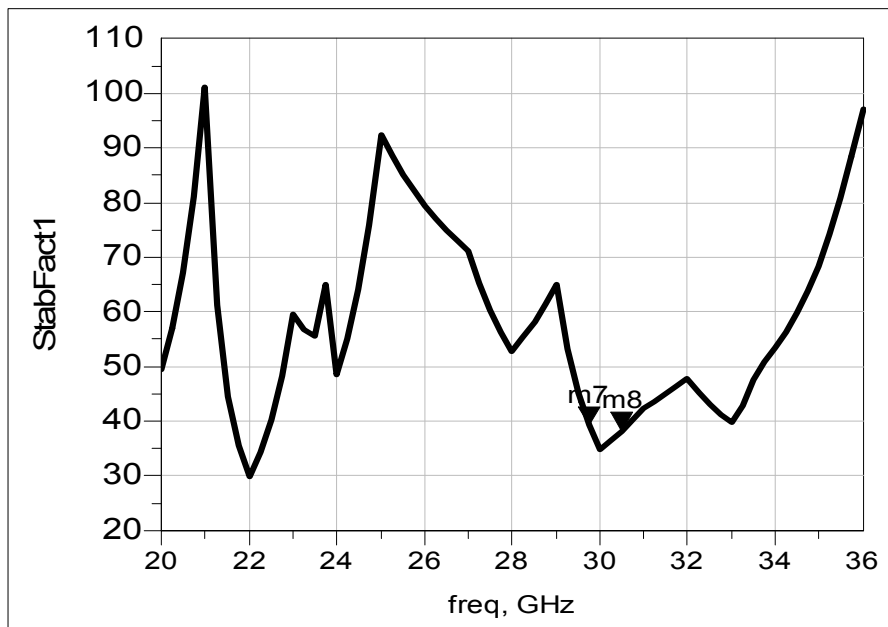
(α) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{11}



(β) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{22}



(γ) Το κέρδος S_{21}



(δ) Ο συντελεστής ευστάθειας

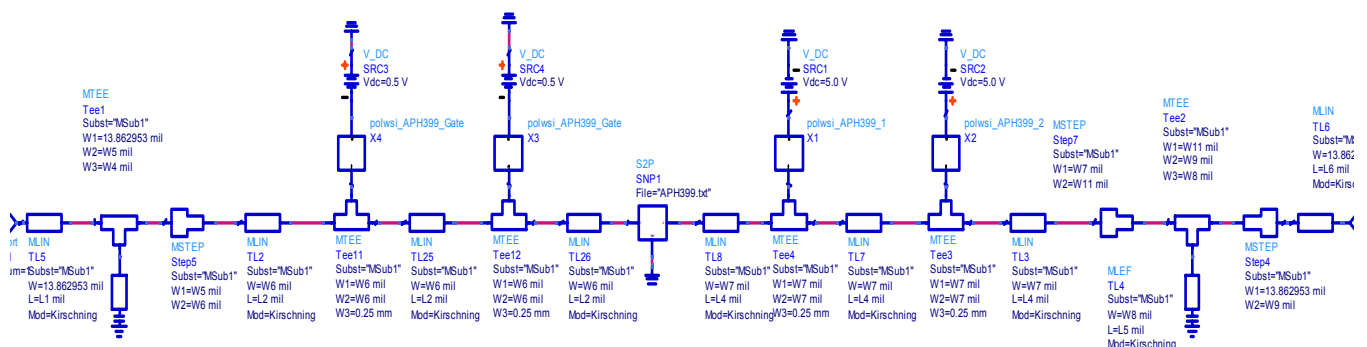
Σχήμα 3.12: Αποτελέσματα προσομοίωσης δεύτερης βαθμίδας (AMMC-5033)

Όπως φαίνεται από τα παραπάνω αποτελέσματα, η προσαρμογή τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο είναι ικανοποιητική και μάλιστα οι δύο συντελεστές είναι αρκετά χαμηλότερα από τον, ούτως ή άλλως αυστηρό στόχο που είχε τεθεί. Η προσαρμογή, λοιπόν μπορεί να θεωρηθεί επιτυχημένη, αφού ικανοποιεί τους στόχους και αφήνει μεγάλα περιθώρια για προβλήματα που δεν εμφανίζονται στο στάδιο της προσομοίωσης και δυσχαιρένουν τη λειτουργία του. Ιδιαίτερα ικανοποιητική είναι και η μορφή της γραφικής παράστασης του κέρδους. Το ripple, στην περιοχή $29,750 - 30,500GHz$, είναι μόλις $0,2dB$, ενώ στην περιοχή συχνοτήτων $30 - 30,250GHz$ είναι μικρότερο από $0,1dB$. Αναφορικά με την ευστάθεια, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12(δ), σε όλο το εύρος λειτουργίας του ενισχυτή, ο συντελεστής ευστάθειας είναι μεγαλύτερος του 30, η σχεδίαση λοιπόν είναι ιδιαίτερα ευσταθής, γεγονός που μας επιτρέπει να θεωρούμε ότι δεν θα εμφανίσει προβλήματα, ακόμα και αν υπάρξουν μικρές μεταβολές στις παραμέτρους του συστήματος.

Οι συντελεστές απωλειών εισόδου και εξόδου, τέλος, συγκρινόμενοι με τους αντίστοιχους πριν την προσαρμογή, εκτός της ζώνης συχνοτήτων που ενδιαφέρει δεν εμφανίζουν μεταβολές. Αντίθετα, εντός της ζώνης αυτής η διαφοροποίηση είναι σημαντική, καθώς, αρχικά, οι παράμετροι αυτές διαφέρουν πολύ από τη ζητούμενη συμπεριφορά.

3.2.3 Βαθμίδα εισόδου –APH399

Το δομικό διάγραμμα της βαθμίδας αυτής είναι:



Σχήμα 3.13: Βαθμίδα Εισόδου του PA

Η βαθμίδα αυτή παρουσίασε τα περισσότερα προβλήματα κατά τη διαδικασία προσαρμογής/βελτιστοποίησης. Παρά τις αλληπάλλληλες δοκιμές για επίτευξη προσαρμογής με την απλούστερη δυνατή διάταξη, όπως είχε γίνει στις προηγούμενες δύο βαθμίδες, αυτό δεν ήταν δυνατό. Τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο έπρεπε να χρησιμοποιηθούν στη σειρά γραμμές μεταφοράς διαφορετικού πλάτους. Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιήθηκε επιπλέον το στοιχείο MSTEP της βιβλιοθήκης TLines-Microstrip. Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί τις ασυνέχειες λόγω διαμήκους σύνδεσης δύο γραμμών διαφορετικού πλάτους, όπως χρειάστηκε στη βαθμίδα αυτή. Χρησιμοποιώντας και πάλι τη διαδικασία βελτιστοποίησης, προσδιορίστηκαν τα μήκη και τα πάχη των γραμμών μεταφοράς, των ανοιχτοκυκλωμένων στελεχών και όλων των υπόλοιπων στοιχείων της διάταξης. Οι στόχοι της βελτιστοποίησης τέθηκαν και πάλι

$$|S_{11}| \leq 15dB$$

$$|S_{22}| \leq 15dB$$

$$Ripple \sim \pm 0,5dB$$

Τα μήκη και τα πάχη των γραμμών μεταφοράς και των βραχυκυκλωμένων στελεχών (χρησιμοποιώντας τους συμβολισμούς του σχήματος) είναι:

Γραμμές μεταφοράς

$$L_1=57,241 \text{ mil}=1,4539 \text{ mm}$$

$$L_2=41,7687 \text{ mil}=0,7646 \text{ mm}$$

$$L_4=178,792 \text{ mil}=4,5413 \text{ mm}$$

$$L_6=298,997 \text{ mil}=7,3659 \text{ mm}$$

$$W_5=5,93677 \text{ mil}=0,1508 \text{ mm}$$

$$W_6=6,43232 \text{ mil}=0,1634 \text{ mm}$$

$$W_7=4,33216 \text{ mil}=0,11 \text{ mm}$$

$$W_9=35,0091 \text{ mil}=0,8892 \text{ mm}$$

$$W_{11}=4,0351 \text{ mil}=1,2698 \text{ mm}$$

Βραχυκυκλωμένα Στελέχη

$$L_3=275,708 \text{ mil}=7,0029 \text{ mm}$$

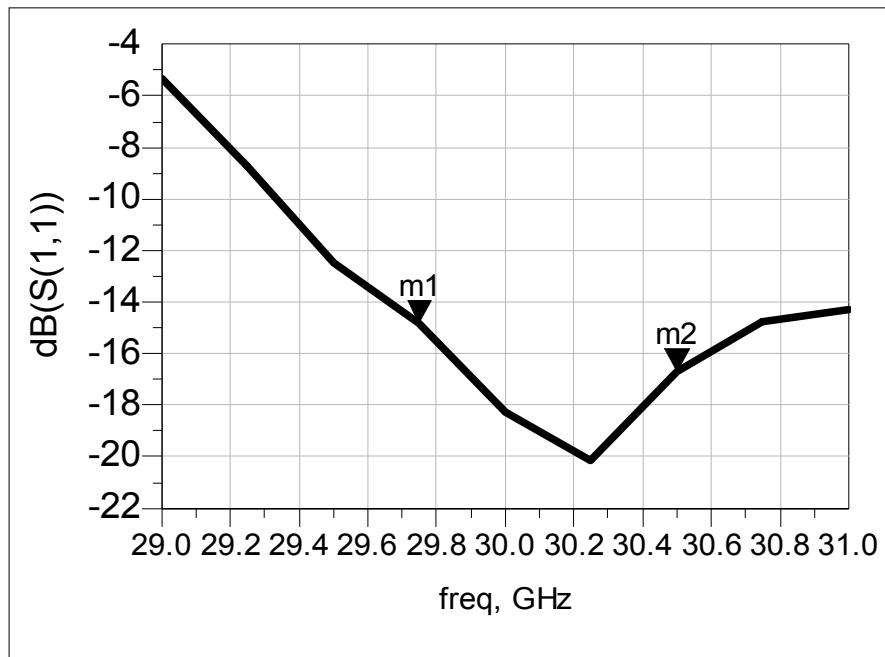
$$L_5=101,167 \text{ mil}=5,7043 \text{ mm}$$

$$W_4=6,6549 \text{ mil}=0,1690 \text{ mm}$$

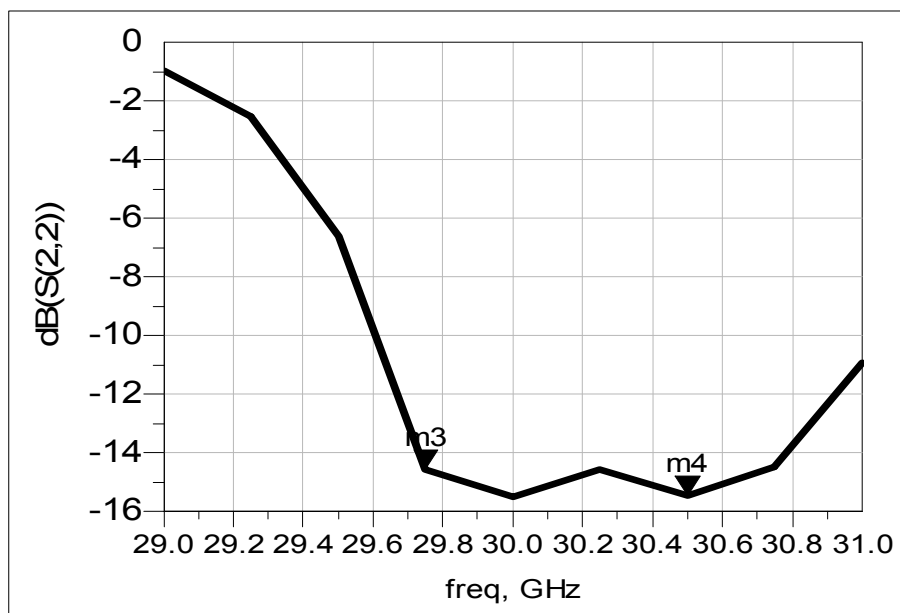
$$W_{14}=49,9943 \text{ mil}=1,2698 \text{ mm}$$

Λόγω των προβλημάτων που προαναφέρθηκαν και της χρήσης επιπλέον προσαρμοστικών διατάξεων για τη διαδικασία βελτιστοποίησης χρησιμοποιήθηκαν σαφώς περισσότερες μεταβλητές στη βαθμίδα αυτή.

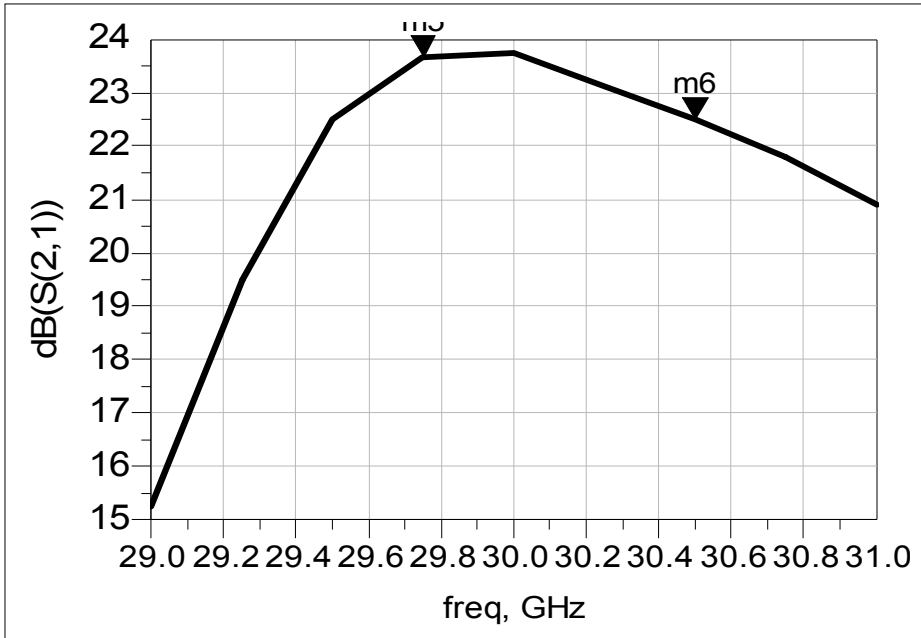
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτή δίνονται ακολούθως:



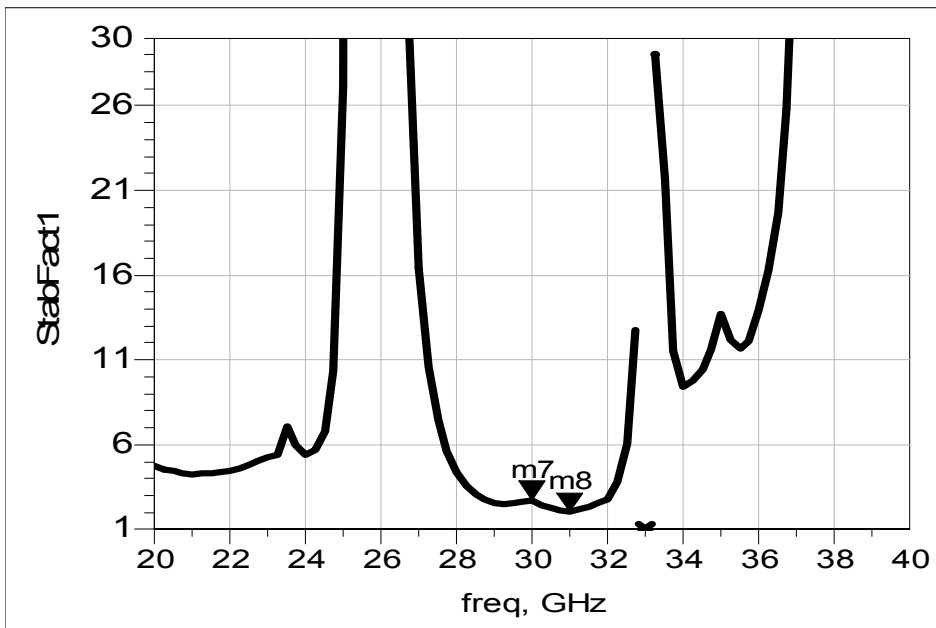
(α) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{11}



(β) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{22}



(γ) Το κέρδος S_{21}



(δ) Ο συντελεστής ευστάθειας

Σχήμα 3.14: Αποτελέσματα προσομοίωσης βαθμίδας εισόδου (APH399)

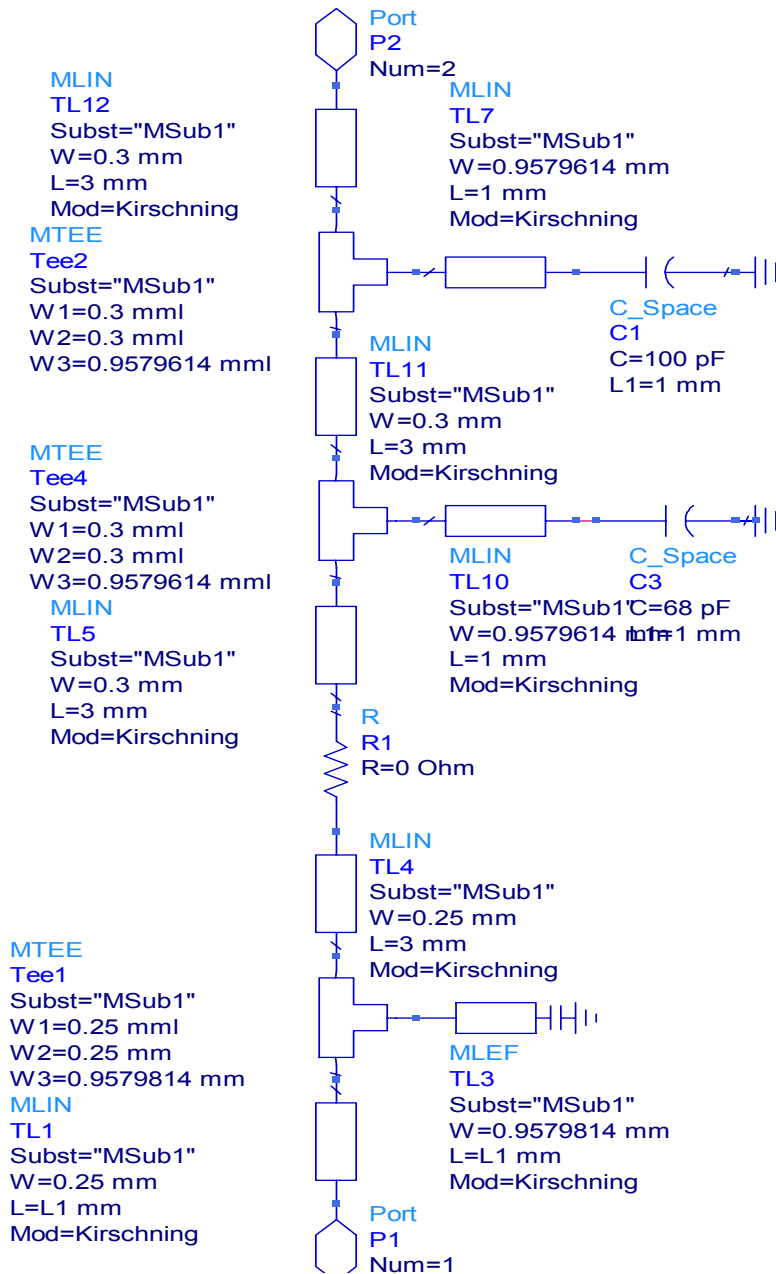
Στη βαθμίδα αυτή η διαδικασία βελτιστοποίησης, μόλις που επιτυγχάνει να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές. Η προσαρμογή είναι χειρότερη από τις υπόλοιπες βαθμίδες. Σε κάθε περίπτωση, όμως, έστω και οριακά επιτυγχάνεται η ικανοποίηση των στόχων για τις απώλειες εισόδου και εξόδου. Όσον αφορά το κέρδος, παρά τις πολλαπλές δοκιμές δεν βρέθηκε τρόπος να περιοριστεί το ripple έως $0,5dB$. Για τη βαθμίδα αυτή κυμαίνεται στα $0,8dB$. Κάθε άλλη διάταξη, η οποία βελτίωνε την προσομοίωση με κριτήριο τη μείωση του ripple του κέρδους, ήταν αδύνατο να επιτύχει προσαρμογή και ικανοποίηση των στόχων για τους συντελεστές απωλειών εισόδου και εξόδου. Η μόνη διάταξη η οποία ικανοποιούσε όλους τους στόχους μαζί είχε συντελεστή ευστάθειας $K < 1$ και έτσι αποφασίστηκε τελικά η αποδοχή των αποτελεσμάτων που παρουσιάζονται ως βέλτιστων επιλογών για τη βαθμίδα αυτή.

Η σύγκριση των γραφικών παραστάσεων των παραπάνω S-παραμέτρων με τους αντίστοιχους πριν τη χρήση κυκλωμάτων προσαρμογής, όπως αυτές δίνονται στα datasheets που παρατίθενται στο παράρτημα Β, δείχνει ότι υπάρχουν μεγάλες μεταβολές, ειδικά στο συντελεστή απωλειών εξόδου. Το γεγονός αυτό είναι αναμενόμενο, αφού χωρίς προσαρμογή ο συντελεστής αυτός απέχει πολύ από την ζητούμενη συμπεριφορά. Αντίθετα, ο συντελεστής απωλειών εισόδου εμφανίζει περίπου την ίδια μορφή, μειωμένος όμως κατά τα απαιτούμενα dB .

3.2.4 Κυκλώματα πόλωσης των ενισχυτών των τριών βαθμίδων

Η σωστή σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης των ενισχυτών παίζει σημαντικό ρόλο στην καλή λειτουργία τους. Κατά τη διάρκεια της σχεδίασης, στόχος είναι η επιλογή του κατάλληλου σημείου ηρεμίας και η διατήρηση του σε μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ και της θερμοκρασίας. Στη θεωρία (σχήμα 2.30) έχει δοθεί το γενικό σχήμα ενός κυκλώματος πόλωσης. Στη θεωρία έχει γίνει χρήση αποπνικτικών πηνίων για την παρεμπόδιση διαρροής του ac σήματος. Στις υψηλές συχνότητες όμως, τέτοια πηνία εμφανίζουν παρασιτική συμπεριφορά. Στα κυκλώματα πόλωσης που σχεδιάστηκαν, χρησιμοποιήθηκε, αντί αποπνικτικών πηνίων, ο συνδυασμός ενός ανοιχτοκυκλωμένου stub και μιας γραμής μεταφοράς.

Το κυκλωματικό διάγραμμα του κυκλώματος πόλωσης, όπως σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα Schematic δίνεται στο σχήμα 3.15:



Σχήμα 3.15: Κύκλωμα πόλωσης

Το ανοιχτοκυκλωμένο stub και η γραμμή μεταφοράς έχουν, θεωρητικά, μήκος ίσο με $\frac{\lambda_g}{4}$, όπου λ_g το μήκος κύματος του ac σήματος στη μικροταινία. Με τον τρόπο αυτό το ac σήμα δε διαφεύγει προς τη γραμμή τροφοδοσίας.

Η σχεδίαση του κυκλώματος τροφοδοσίας γίνεται με χρήση γραμμών μεταφοράς. Η αντίσταση, για το κύκλωμα που συνδέεται στο drain του ενισχυτή, χρησιμεύει για την επίτευξη της πτώσης τάσης που

είναι απαραίτητη για την καλή λειτουργία του κυκλώματος και η τιμή της προσδιορίζεται από τη σχέση:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_{DS}}$$

όπου V_{DD} η δεδομένη τάση τροφοδοσίας και V_{DS} , I_{DS} οι επιθυμητές τιμές τάσης και ρεύματος στην είσοδο του τρανζιστορ.

Η αντίσταση στο κύκλωμα πόλωσης, αντίθετα, δεν επηρεάζει την τιμή της V_{GS} , για δεδομένη τροφοδοσία V_{GG} , αλλά τοποθετείται για λόγους ασφαλείας. Συνήθως, τοποθετείται αντίσταση 50Ω , εκτός και αν αναφέρεται κάτι διαφορετικό στα datasheets. Στο κύκλωμα τοποθετούνται επίσης δύο πυκνωτές παράλληλα στην τροφοδοσία. Συνήθως ο ένας έχει μεγάλη τιμή και ο άλλος μικρή. Η χρήση τους αποσκοπεί στην απόρριψη υψίσυχων παρεμβολών που πιθανόν να εισάγονται στον ενισχυτή μέσω των γραμμών της τροφοδοσίας. Ο μικρός πυκνωτής τοποθετείται πρώτος και έχει τιμή που αντιστοιχεί σε βραχυκύκλωμα στη συχνότητα λειτουργίας.

Για τα κυκλώματα πόλωσης των ενισχυτών της διπλωματικής αυτής εργασίας χρησιμοποιήθηκαν, για τις τιμές των πυκνωτών, οι προτινόμενες στα datasheets των ενισχυτών. Οι τιμές αυτές παρατίθενται στον ακόλουθο πίνακα:

<u>Βαθμίδα Εισόδου (APH399)</u>	<u>Ενδιάμεση Βαθμίδα (AMMC-5033)</u>	<u>Βαθμίδα εξόδου (TGA1073B-SCC)</u>
$C_1 = 68pF$	$C_1 = 68pF$	$C_1 = 100pF$
$C_2 = 0.1\mu F$	$C_2 = 0.1\mu F$	$C_2 = 0.01\mu F$

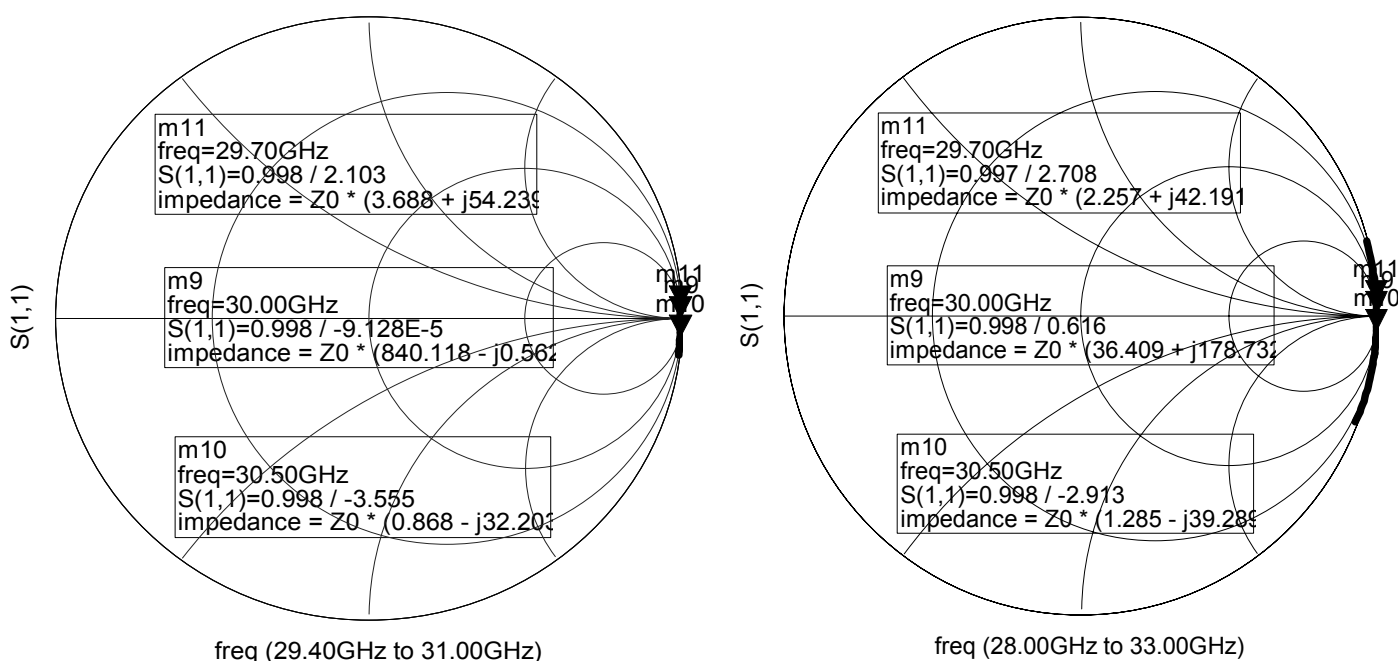
Για μεγαλύτερη ακρίβεια στην επίτευξη τέλει ανοιχτοκυκλώματος (συντελεστής ανάκλασης $\rho = 1$) στην είσοδο του κυκλώματος πόλωσης, το μήκος L του stub και του τμήματος της γραμμής μεταφοράς δεν τέθηκε ίσο με τη θεωρητική τιμή του $L = \frac{\lambda_g}{4}$, αλλά παραμετροποιήθηκε. Στη συχνότητα λειτουργίας του PA το μήκος κύματος, λ_g , είναι ίσο με $\lambda_g = 7,37716mm$, δηλαδή $L = 1,84429mm$. Με χρήση της λειτουργίας tuning του προγράμματος ADS, μεταβαλλεται με βήματα ίσα με $step = 0,001mm$, το L , γύρω από αυτήν την τιμή. Η τιμή για την οποία ο συντελεστής ανάκλασης

πλησίαζε ικανοποιητικά το σημείο (0,1) του χάρτη Smith είναι $L = 1,65762mm$ και είναι η τιμή που χρησιμοποιήθηκε τελικά κατά τη σχεδίαση.

Τα αποτελέσματα της σχεδίασης των κυκλωμάτων πόλωσης για τους τρεις ενισχυτές δίνονται ακολούθως.

APH399 και AMMC5033

TGA1073B-SCC



Σχήμα 3.16: Αποτελέσματα προσομοίωσης κύκλωμάτων πόλωσης

Όπως φαίνεται στα παραπάνω σχήματα δεν επιτυγχάνουμε πλήρη ανάκλαση, $\rho = 1$, σε κανένα τρανζίστορ. Παρ'όλαυτα, η τιμή 0,998 που επιτυγχάνεται είναι πολύ κοντά στα αποτελέσματα της τέλει ανάκλασης και μπορεί να θεωρηθεί πλήρως ικανοποιητική. Παρατηρούμε, ακόμη, πως στην κεντρική συχνότητα δεν έχουμε μηδενική φάση, αλλά μια πολύ μικρή. Απομακρυνόμενοι, από την κεντρική συχνότητα η φάση αυξάνει, κατ'απόλυτο, τιμή. Παρατηρούμε, όμως, ότι η απόκλιση της φάσης είναι σχεδόν συμμετρική εκατέρωθεν της κεντρικής συχνότητας, γεγονός που υποδηλώνει ότι η σχεδίαση είναι σωστή.

Το APH399 της πρώτης βαθμίδας περιλαμβάνει δύο τρανζίστορ. Η τάση τροφοδοσίας τέθηκε ίση με $V_{DD} = 5V$, τιμή που ταυτίζεται με τις απαραίτητες V_{DS1} , V_{DS2} για τα drains των δύο ενισχυτών. Η

χρήση αντίστασης, λοιπόν, δεν είναι απαραίτητη για τους ενισχυτές αυτούς ($R_{DS} = 0\Omega$). Για το AMMC-5033 της ενδιάμεσης βαθμίδας η τροφοδοσία τέθηκε επίσης ίση με $V_{DD} = 5V$. Το drain του δεύτερου ενισχυτή, του ολοκληρωμένου αυτού απαιτεί επίσης $V_{DS2} = 5V$, επομένως δεν απαιτείται η χρήση αντίστασης. Για το drain του πρώτου ενισχυτή του ολοκληρωμένου οι προδιαγραφές καλής λειτουργίας είναι $V_{DS1} = 3,5V$ και $I_{DS1} = 280mA$. Για την επίτευξη της ζητούμενης τάσης στην είσοδο του ενισχυτή απαιτείται, λοιπόν, η χρήση αντίστασης ίσης με $R_{DS1} = \frac{5-3,5}{0,28} = 5,357\Omega$.

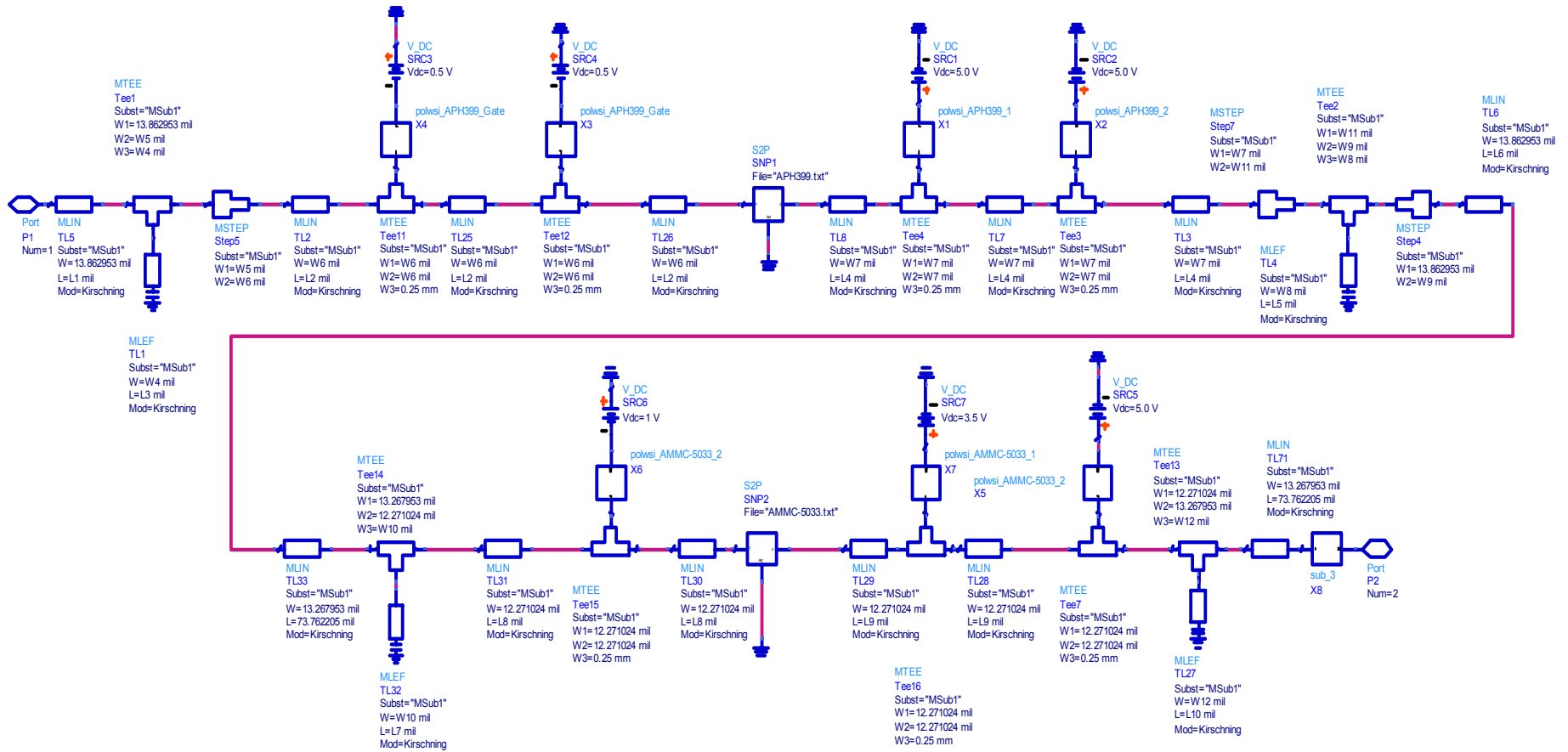
Αντίστοιχα, για τους ενισχυτές της βαθμίδας εξόδου, του ολοκληρωμένου TGA1073B-SCC, η τάση τροφοδοσίας ορίστηκε ίση με $V_{DD} = 7V$, ίση με την απαιτούμενη V_{DS} και έτσι δεν απαιτείται η χρήση αντίστασης. Προφανώς αν μεταβληθούν οι τάσεις τροφοδοσίας, ή αν έχουν τελικά διαφορετικές τιμές από αυτές που θεωρητικά χρησιμοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια της σχεδίασης, απαιτείται εκ νέου υπολογισμός και χρήση των αντιστάσεων.

Στα gates όλων των τρανζίστορ, για λόγους ασφαλείας, τοποθετήθηκε αντίσταση ίση με $R_G = 50\Omega$. Εξαιρέση αποτελούν τα gates του APH399, καθώς η προτινόμενη από τον κατασκευαστή τιμή της αντίστασης είναι $R_G = 10\Omega$.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης η χρήση ενός μόνο πυκνωτή επιτύχανε επίσης την απόρριψη του υψίσυχνου σήματος. Κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης δεν λαμβάνονται υπόψη επιπλέον παρεμβολές που δεν μπορούν να προβλεφθούν. Επίσης σε ένα πραγματικό κύκλωμα δεν υπάρχει η δυνατότητα του tuning, που βελτιώνει τα προσδοκούμενα αποτελέσματα. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε η χρήση και των δύο πυκνωτών.

3.3 Τελικό κύκλωμα PA-Προσομοίωση-Αποτελέσματα

Αφού μελετήθηκε η κάθε επιμέρους βαθμίδα του ενισχυτή, μαζί με τα κυκλώματα πόλωσης της κάθε βαθμίδας τα επιμέρους κυκλώματα συνεννόηθηκαν. Έτσι το δομικό διάγραμμα του ενισχυτή ισχύος που τελικά σχεδιάστηκε δίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 3.17: Ο PA σε μορφή Schematic

Στο παραπάνω σχήμα δίνονται οι τρεις βαθμίδες του ενισχυτή. Η βαθμίδα εξόδου έχει παρασταθεί ως έναν δίθυρο, που αντιστοιχεί στο κύκλωμα του σχήματος 3.11. Οι δύο πρώτες βαθμίδες έχουν τη μορφή των σχημάτων 3.13 και 3.12. Αρχικά δεν χρησιμοποιήθηκε κάποια επιπλέον τεχνική βελτιστοποίησης, καθώς η βελτιστοποίηση των επιμέρους βαθμίδων δημιουργεί μια καλή βάση για τη λειτουργία του.

Οι ζητούμενοι στόχοι ήταν και πάλι $|S_{11}| \leq -15dB$ και $|S_{22}| \leq -15dB$. Αναφορικά με το ripple του κέρδους, η αναμενόμενη τιμή του ήταν γύρω στο $1,5dB$ στο εύρος ζώνης $29,75 - 30,5GHz$ και γύρω στο $0,5dB$ στο εύρος ζώνης $30 - 30,25GHz$. Οι αυξομειώσεις στο κέρδος κάθε επιμέρους βαθμίδας λειτουργούν προσθετικά για το κέρδος του συνολικού κυκλώματος. Από τα αποτελέσματα, επομένως, των τριών βαθμίδων, όπως αυτά έχουν δοθεί στην προηγούμενη ενότητα, αναμένουμε τις παραπάνω τιμές για τους κυματισμούς του κέρδους.

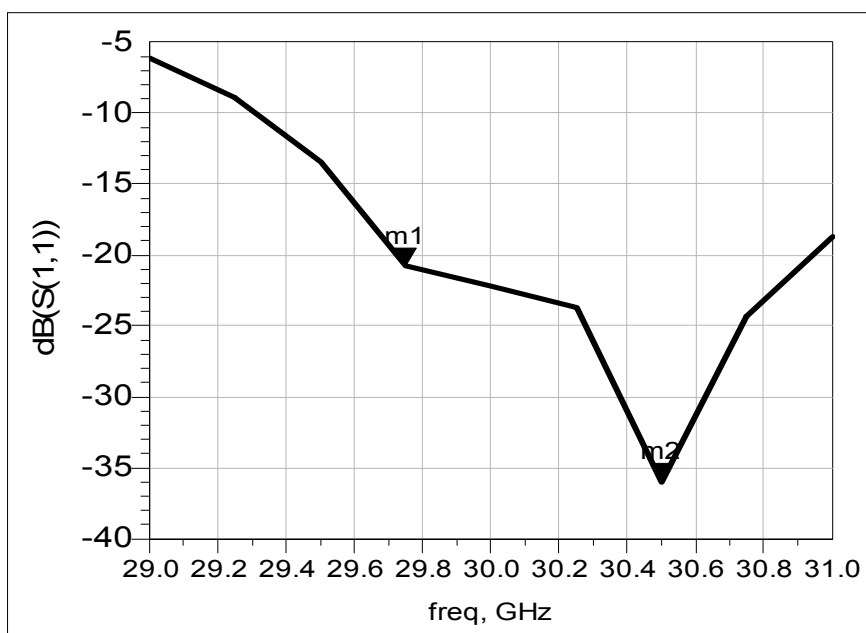
Η προσομοίωση με τις τιμές που είχαν προσδιοριστεί σε κάθε επιμέρους στάδιο, πράγματι έδωσαν τα αναμενόμενα αποτελέσματα όσον αφορά το κέρδος του τελικού ενισχυτή. Ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου παρουσίασε επίσης την αναμενόμενη συμπεριφορά, υπερικανοποιώντας τους στόχους, καθώς δεν λάμβανε σε καμία περίπτωση στο εύρος $29 - 31GHz$ τιμή μεγαλύτερη από $-20dB$. Αντίθετα, όμως, ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου παρουσίαζε προβλήματα. Συγκεκριμένα η συνθήκη $|S_{22}| \leq -15dB$ ίσχυε στην περιοχή $30 - 30,25GHz$, όχι όμως σε όλο το ζητούμενο εύρος $29,75 - 30,5GHz$. Αντίθετα, πέραν της αρχικής περιοχής παρουσίαζε μεγάλη αύξηση, λαμβάνοντας, για παράδειγμα, την τιμή $-8dB$ για $f = 29,75GHz$. Η τιμή αυτή είναι απορριπτέα καθώς μεταφράζεται σε λόγο στάσιμου κύματος στην έξοδο, $VSWR > \frac{2}{1}$ (ο λόγος αυτός αντιστοιχεί σε

συντελεστή ανάκλασης $-10dB$, που από την αρχή είχε τεθεί ως ανώτατο όριο για την περίπτωση που κάποια βαθμίδα στην είσοδο ή στην έξοδο δεν κατάφερε να επιτύχει την αυστηρότερη συνθήκη που είχε τεθεί κατά τη διαδικασία βελτιστοποίησης). Με μικρές μεταβολές των μηκών των stub των ανοιχτοκυκλωμένων γραμμών έγινε προσπάθεια για βελτίωση του αποτελέσματος. Οι μεταβολές έγιναν κυρίως στα μήκη των δύο τελευταίων βαθμίδων και όχι της βαθμίδας εισόδου. Οι λόγοι για αυτό είναι οι ακόλουθοι:

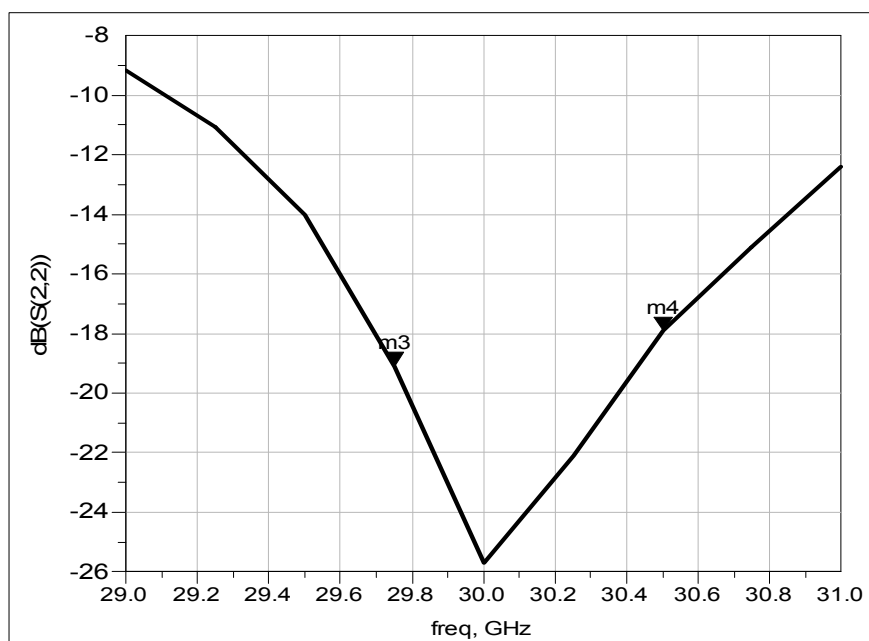
- Η βαθμίδα εισόδου εμφάνισε τη μεγαλύτερη δυσκολία στην προσαρμογή και μάλιστα είναι η, συγκριτικά πιο ασταθής. Ο συντελεστής ευστάθειας της είναι μόλις 2, έναντι τιμών μεγαλύτερων του 3 και του 30 για τις άλλες δύο βαθμίδες. Καθώς, μάλιστα, η εμπειρία μας κατά την ανεξάρτητη μελέτη της βαθμίδας αυτής μας είχε δείξει ότι στην άλλη περιοχή τιμών που παρουσίαζε καλή συμπεριφορά ήταν ασταθής, $K < 1$, προτιμήθηκε να μείνει ανέπαφη στις αρχικές της τιμές.
- Καθώς το πρόβλημα εμφανίζεται στην έξοδο του ενισχυτή, το αποτέλεσμα επηρεάζεται περισσότερο από τα κυκλώματα που βρίσκονται πιο «κοντά» στην έξοδο.

Χρησιμοποιώντας και πάλι τη διαδικασία βελτιστοποίησης του προγράμματος, με μεταβλητές προς βελτιστοποίηση τα μήκη των ανοιχτοκυκλωμένων γραμμών μόνο, προσδιορίστηκαν οι τιμές αυτών που οδηγούσαν τον ενισχυτή σε καλή λειτουργία.

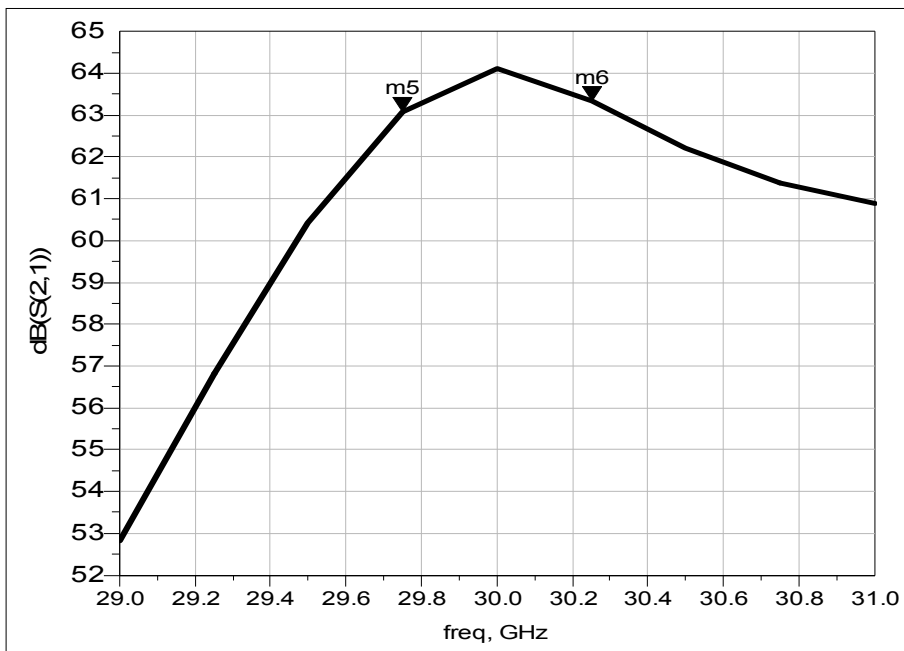
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το στάδιο αυτό δίνονται ακολούθως



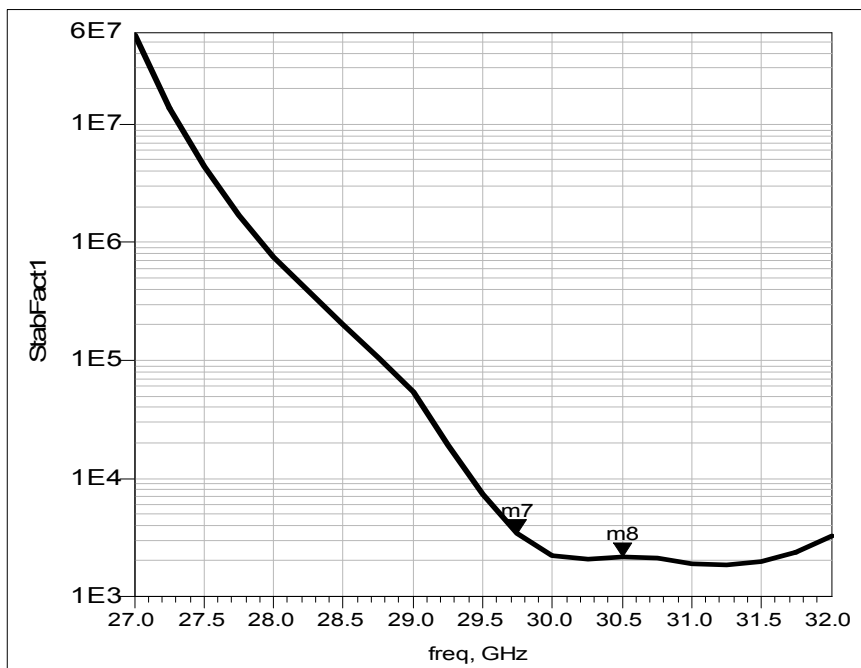
(α) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{11}



(β) Ο συντελεστής ανάκλασης S_{22}



(γ) Το κέρδος S_{21}



(δ) Ο συντελεστής ευστάθειας

Σχήμα 3.18: Αποτελέσματα προσομοίωσης Ενισχυτή Ισχύος

Ο συντελεστής απωλειών εισόδου (Σχήμα 3.18,α) εμφανίζει ικανοποιητική συμπεριφορά σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Ειδικότερα, στην περιοχή $29,75 - 30,50GHz$, λαμβάνει τιμές εμφανώς χαμηλότερες των $-20dB$, επιτυγχάνεται δηλαδή μη ανάκλαση του σήματος εισόδου σε ποσοστό μεγαλύτερο του 99%. Η επιτεύξη τέτοιου ποσοστού κρίνεται ως ιδιαίτερα ικανοποιητική. Η μορφή του συντελεστή απωλειών του PA είναι, ποιοτικά, σχεδόν όμοια με τη μορφή του συντελεστή απωλειών της πρώτης βαθμίδας. Το γεγονός αυτό είναι απολύτως αναμενόμενο, αφού η βαθμίδα αυτή επηρεάζει περισσότερο την είσοδο του PA.

Ο συντελεστής απωλειών εξόδου (Σχήμα 3.18,β) εμφανίζει ανάλογη ικανοποιητική συμπεριφορά, υπερπληρώντας τις αρχικές απαιτήσεις. Στο εύρος συχνοτήτων που ενδιαφέρει λαμβάνει τη χειρότερη τιμή του για $f = 30,50GHz$, όπου $S_{22}(30,50) = -17,917dB$. Στη χειρότερη περίπτωση, λοιπόν, επιτυγχάνεται μη ανάκλαση του σήματος σε ποσοστό 98,38%. Το καλύτερο αποτέλεσμα επιτυγχάνεται στη συχνότητα $f = 30GHz$, για την οποία είναι $S_{22}(30) = -25,696dB$ έχουμε δηλαδή μη ανάκλαση σήματος σε ποσοστό 99,73%. Ποιοτικά, η γραφική απεικόνιση του συντελεστή αυτού, για το τελικό κύκλωμα του PA, δεν διαφέρει από την γραφική απεικόνιση του S_{22} της βαθμίδας εξόδου. Αυτό είναι αναμενόμενο, δεδομένου ότι η τρίτη βαθμίδα επηρεάζει περισσότερο την έξοδο του PA.

Το κέρδος του ενισχυτή είναι $G_{TOT} = 63dB$, υπερκαλύπτει, δηλαδή, την αρχική απαίτηση για $G \geq 45dB$. Το μεγάλο αυτό, περιθώριο ασφαλείας αφήνεται, καθώς συχνά, τα θεωρητικά αποτελέσματα της προσομοίωσης δεν ταυτίζονται με τα πραγματικά αποτελέσματα. Έτσι, είναι απαραίτητο να υπάρχει ένα ικανό περιθώριο κέρδους, για να καλύπτει τα προβλήματα αυτά. Όπως αναμενόταν, το ripple των τριών βαθμίδων λειτούργησε προσθετικά στη συνολική συμπεριφορά του κέρδους, Στην περιοχή $29,75 - 30,50GHz$, το ripple είναι περίπου $1dB$, ενώ για το εύρος $30 - 30,25GHz$ είναι οριακά μεγαλύτερο του $0,5dB$. Τα παραπάνω συμφωνούν πλήρως με τα αναμενόμενα αποτελέσματα. Η πρόσθεση των κυματώσεων των τριών βαθμίδων αντιστοιχεί σε κυματισμό ίσο με $1,3dB$ και $0,8dB$, για εύρος ζώνης $750MHz$ και $250MHz$, αντίστοιχα. Η μικρή βελτίωση αυτών των αποτελεσμάτων στο τελικό κύκλωμα, οφείλεται στην μικρή αλλαγή ορισμένων μεγεθών στο τελικό κύκλωμα, που αναφέρθηκε προηγουμένως.

Ο τελευταίος έλεγχος σχετίζεται με την ευστάθεια του PA. Όπως έχει ήδη αναφερθεί πρέπει να γίνεται έλεγχος της ευστάθειας τουλάχιστον σε όλο το εύρος συχνοτήτων για το οποίο διατίθενται οι S-παράμετροι των ενισχυτών, καθώς αστάθεια του συστήματος, έστω και σε μια ζώνη συχνοτήτων πέραν της κύριας περιοχής λειτουργίας αυτού, μπορεί να έχει δυσμενείς συνέπειες. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.18,δ, όπου παρουσιάζεται ο συντελεστής ευστάθειας σε λογαριθμική κλίμακα για καλύτερη παρατήρηση των αποτελεσμάτων, ο συντελεστής λαμβάνει ιδιαίτερα μεγάλες τιμές, όχι μόνο εντός της περιοχής λειτουργίας που μας ενδιαφέρει, αλλά και σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας του.

Συμπερασματικά, η σχεδίαση του PA υπερπληρεί τις αρχικές προδιαγραφές τόσο αναφορικά με το κέρδος, όσο και αναφορικά με την απομόνωση που επιτυγχάνει στην είσοδο και την έξοδο του. Η αυξημένη τιμή του κέρδους του ενισχυτή δεν αποτελεί πρόβλημα, καθώς αφενός, αντιστοιχεί σε μια «ιδανική» σχεδιαστική κατάσταση που δύσκολα ισχύει στην πραγματικότητα, καθώς δεν λαμβάνει υπόψη της ατέλειες που παρουσιάζονται. Είναι, άλλωστε απαραίτητο να υπάρχει ένα περιθώριο κέρδους, καθώς ο PA είναι η τελευταία βαθμίδα ενός πομπού και πρέπει να λαμβάνεται μέριμνα για ατέλειες όλων των προηγούμενων βαθμίδων του πομπού, οι οποίες λειτουργούν προσθετικά στο τελικό κύκλωμα.

Οι πολύ καλές τιμές των συντελεστών S_{11} και S_{22} ικανοποιούν πλήρως τις προδιαγραφές σχεδίασης και μάλιστα με ικανοποιητικό περιθώριο σφάλματος μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων.

Η μεγάλη τιμή του συντελεστή ευστάθειας, τέλος, μας επιτρέπει να θεωρούμε τη σχεδίαση του PA πολύ καλή, μιας και επιτύχαμε την ανευ όρων ευστάθεια του ενισχυτή.

Σε γενικές γραμμές, λοιπόν, η σχεδίαση του PA μπορεί να θεωρηθεί επιτυχημένη.

3.4 Μελλοντικές Επεκτάσεις

Αν και στα πλαίσια της διπλωματικής αυτής εργασίας δεν προβλεπόταν η κατασκευή του ενισχυτή ισχύος ακολουθήθηκαν όλοι οι σχεδιαστικοί κανόνες που απαιτούνταν για την ορθή υλοποίηση του. Οι επιλογές, που έγιναν, κυρίως όσον αφορά τα μήκη των γραμμών και των βραχυκυκλωμένων στελεχών, δεν δίνουν πάντα τα βέλτιστα αποτελέσματα που μπορούν να προκύψουν. Απορρίφθηκαν όμως επιλογές που μπορεί να επέτρεπαν καλύτερη προσαρμογή, αντιστοιχούσαν όμως σε τιμές των παραπάνω μεγεθών, που δεν είναι δυνατόν να κατασκευαστούν. Ο τελικός σχεδιασμός, λοιπόν, έγινε με γνώμονα κυρίως τη δυνατότητα κατασκευής του τελικού κυκλώματος. Η θεώρηση όλου του προβλήματος από αυτή τη σκοπιά οδήγησε στην αντιμετώπιση προβλημάτων που, σε σχεδιαστικό μόνο επίπεδο, δεν επηρεάζουν το αποτέλεσμα.

Η επέκταση των παρεχόμενων υπηρεσιών στις δορυφορικές επικοινωνίες, καθώς και η ανάγκη για χρήση όλο και υψηλότερων συχνοτήτων, καθιστά τον ενισχυτή ισχύος που σχεδιάστηκε, μια πολύ καλή επιλογή για χρήση σε πομποδέκτες που δουλεύουν στην Κα-ζώνη. Για το λόγο αυτό προτίνεται η κατασκευή του.

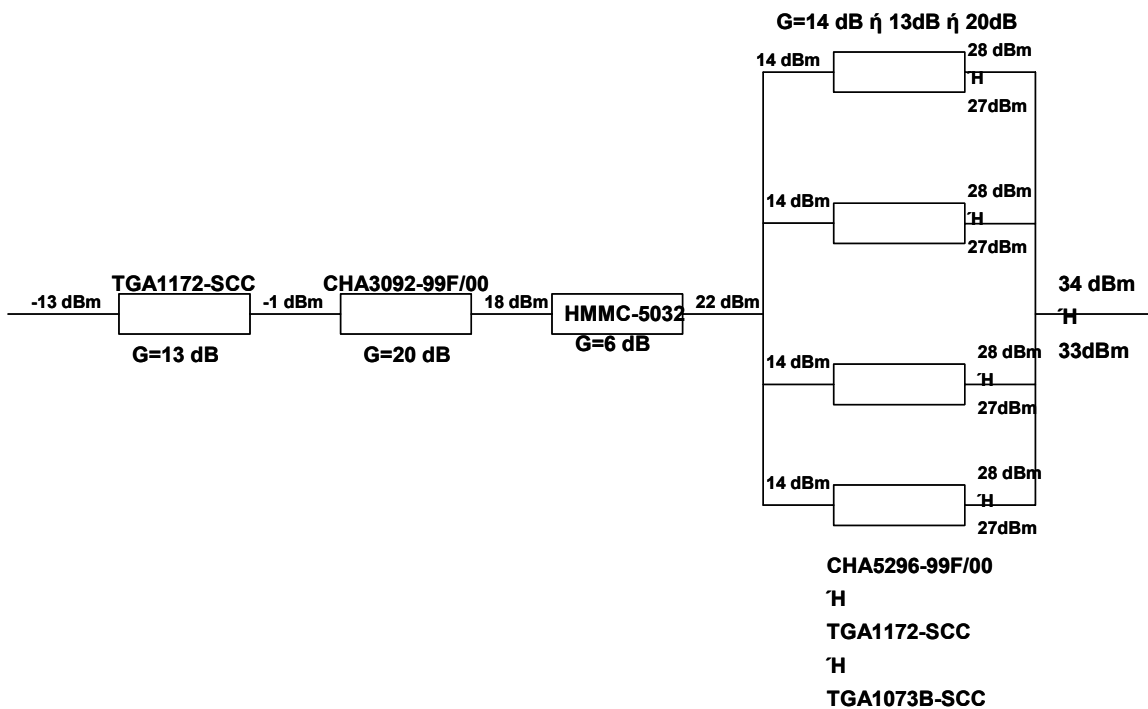
Παράλληλα, έχει ήδη αναφερθεί ότι το κόστος του συγκεκριμένου ενισχυτή είναι σχετικά υψηλό, κυρίως λόγω της αυξημένης τιμής της τρίτης βαθμίδας. Η επιλογή του συγκεκριμένου ενισχυτή, στην παρούσα φάση, αποτέλεσε αναγκαστική επιλογή. Η αντικατάσταση του τελευταίου ολοκληρωμένου από τα άλλα δύο που προτάθηκαν στην παράγραφο 3.1, απαιτεί μικρές σχεδιαστικές τροποποιήσεις και αναμένεται να μην διαφοροποιήσει ιδιαίτερα τα αποτελέσματα. Όταν, λοιπόν, οποιαδήποτε από τις δύο

εταιρίες που τα διαθέτουν, είναι σε θέση να μας παρέχουν τις απαραίτητες S-παραμέτρους, μπορεί να γίνει η αντικατάσταση του ολοκληρωμένου της τελευταίας βαθμίδας. Στην περίπτωση αυτή, ο ενισχυτής θα έχει περίπου την ίδια συμπεριφορά, με σαφώς μειωμένο κόστος και, ίσως, η αναμονή για την κατασκευή αυτού του PA έχει περισσότερο νόημα.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: Επιλογή αλυσίδας PA

Όπως αναφέρθηκε στο κυρίως μέρος οι επιλογές για την αλυσίδα του ενισχυτή ισχύος προέκυψαν δώδεκα επιλογές. Πέραν των έξι σημαντικότερων, οι οποίες δίνονται στο κυρίως μέρος, δίνονται στη συνέχεια και οι υπόλοιπες, ενώ εξηγούνται οι λόγοι που οδήγησαν στην απόρριψή τους.

Περιπτώσεις α, β, γ



Σχήμα Α1: Εναλλακτικοί PA (1)

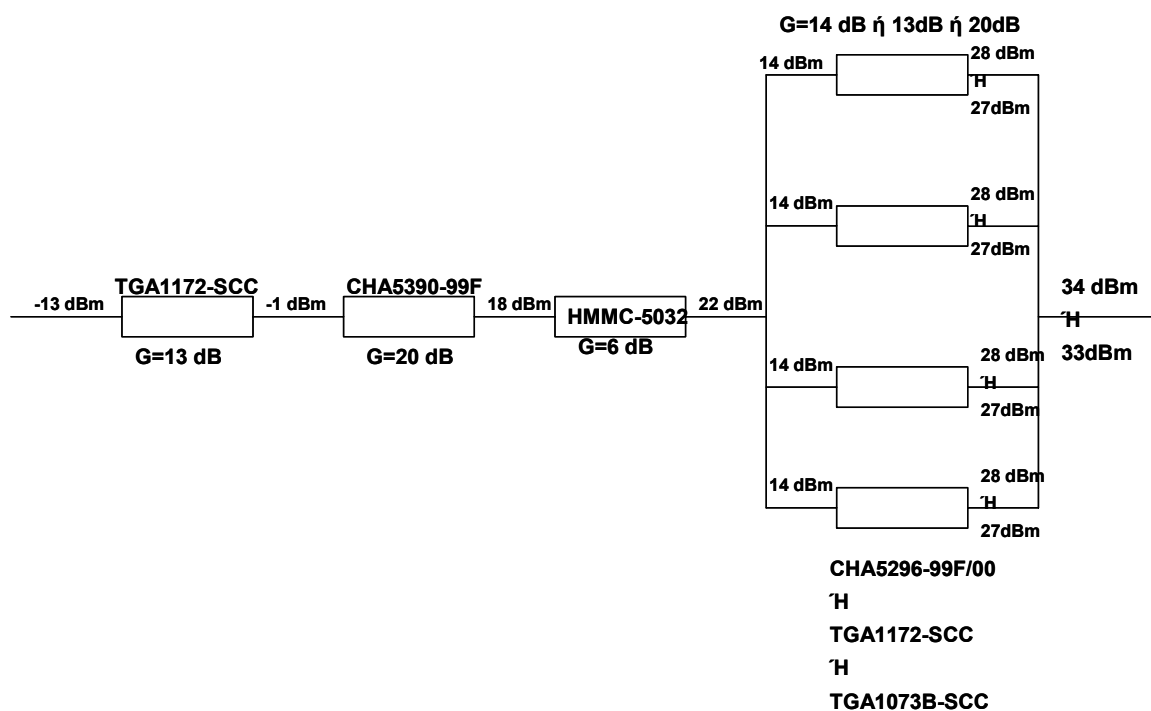
Η αλυσίδα αυτή επιτυγχάνει το επιθυμητό αποτέλεσμα χρησιμοποιεί, τέσσερις βαθμίδες. Εύλογα, αυτό ανεβάζει το κόστος, αφού απαιτείται η αγορά ενός επιπλέον ολοκληρωμένου, η κατασκευή των κυκλωμάτων προσαρμογής κτλ. Επιπρόσθετα, η αναγκαία, λόγω της έλλειψης στοιχείων για το TGA1172-SCC, χρήση του ακριβού- TGA1073B-SCC ανεβάζει απαγορευτικά το κόστος. Σε συνεργασία με τον υπεύθυνο, άλλωστε, είχε αποφασιστεί η υλοποίηση του PA με τις λιγότερες δυνατές βαθμίδες, καθώς έτσι θα υπήρχαν και λιγότερες απώλειες στο συνολικό κύκλωμα.

Ενδεικτικά, το κόστος της αλυσίδας αυτής, με χρήση του ολοκληρωμένου TGA1073B-SCC, που είναι το μόνο που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί στην παρούσα φάση είναι:

TGA1073B-SCC (TriQuint)		CHA3092-99F/00 (Ums-gaas)		HMMC-5032 (Agilent)		TGA1073B-SCC (TriQuint)		Αλυσίδα	
Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000 units)
98,4	90,3	43,1	40,3	110	70,74	393,6	361,2	645,1	562,54

Όπως φαίνεται από τον παραπάνω πίνακα το κόστος είναι περίπου 200\$ υψηλότερο για την αλυσίδα αυτή, σε σχέση με την αλυσίδα που προτιμήθηκε.

Περιπτώσεις δ, ε, στ



Σχήμα A2: Εναλλακτικοί PA (2)

Η περίπτωση αυτή είναι πρακτικά ίδια με την προηγούμενη αλλά χρησιμοποιείται ο ενισχυτής CHA5390-99F της εταιρίας Ums-gaas.

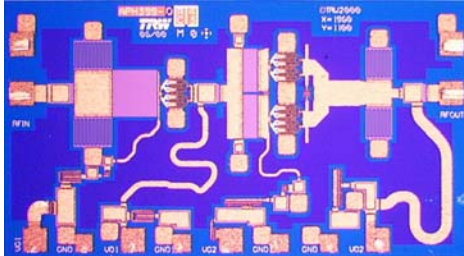
Το κόστος της αλυσίδας αυτής, με χρήση του TGA1073B-SCC είναι:

TGA1073B-SCC (TriQuint)		CHA5390-99F/00 (Ums-gaas)		HMMC-5032 (Agilent)		TGA1073B-SCC (TriQuint)		Αλυσίδα	
Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Cost(\$) (100 units)	Cost(\$) (1000 units)	Total Cost(\$) (100 units)	Total Cost(\$) (1000 units)
98,4	90,3	69,3	59,3	110	70,74	393,6	361,2	671,3	581,54

Οι αλυσίδες αυτές, πέρα από το απαγορευτικό κόστος, απορρίπτονται ουσιαστικά για τους ίδιους λόγους με την προηγούμενη ομάδα. Εφόσον είναι δυνατή η επίτευξη του στόχου με αλυσίδες μικρότερου μήκους, είναι προτιμώτερη η υλοποίηση ενός πιο απλού ενισχυτή.

Προφανώς, υπάρχουν και άλλοι συνδυασμοί των διαθέσιμων ολοκληρωμένων που δίνουν το επιθυμητό αποτέλεσμα. Δεν υπήρχε, όμως, προφανής λόγος για αύξηση της πολυπλοκότητας του ενισχυτή. Έγιναν προσπάθειες για την απλοποίηση του συστήματος. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι εξετάστηκε και η περίπτωση χρήσης δύο μόνο βαθμίδων. Θεωρώντας τις τυπικές τιμές των κερδών των ολοκληρωμένων προέκυπταν κάποιες επιλογές, ύστερα από συνεννόηση με τον υπεύθυνο, όμως, χρησιμοποιήσαμε, στο στάδιο της μελέτης, τις ελάχιστες τιμές που παρέχονταν από τα datasheets, έτσι ώστε να είμαστε βέβαιοι ότι ο ενισχυτής μας θα είναι σε θέση να έχει ικανοποιητικό κέρδος ακόμα και στη χειρότερη δυνατή περίπτωση. Με βάση αυτή τη θεώρηση, η κατασκευή ενός PA δύο μόνο βαθμίδων, με χρήση των διαθέσιμων εμπορικά ολοκληρωμένων, δεν είναι εφικτή.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: Datasheets ενισχυτών που χρησιμοποιήθηκαν



Applications

- ▼ Point-to-Point Digital Radios
- ▼ Point-to-Multipoint Digital Radios
- ▼ VSAT

Product Features

- ▼ RF Frequency: 27 to 30 GHz
- ▼ Linear gain: 20 dB, typical
- ▼ P1dB: 24-26 dBm, typical
- ▼ IP3: 33 dBm, typical
- ▼ Unconditionally stable
- ▼ DC Power: 5.0 Vdc at 426 mA

Product Description

The APH399 monolithic HEMT amplifier, a broadband, two-stage power device, is designed for use in commercial digital radios and wireless LANs. To ensure rugged and reliable operation, HEMT devices are fully passivated. Both bond pad and backside metallization are Ti/Au, which is compatible with conventional die attach, thermocompression, and thermosonic wire bonding assembly techniques.

Performance Characteristics (Ta = 25°C)

Specification	Min	Typ	Max	Unit
Frequency	27		30	GHz
Linear Gain	15	20		dB
P1dB	22	24		dBm
IP3		33		dBm
Input Return Loss		5		dB
Output Return Loss		5		dB
Frequency	27		28	GHz
Linear Gain	18	20		dB
P1dB	23	24		dBm
Frequency	28.1		30	GHz
Linear Gain	20	22		dB
P1dB	24	26		dBm
Vd1, Vd2		5		V
Vg1, Vg2		-0.5		V
Id1		126		mA
Id2		300		mA

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Parameter	Min	Max	Unit
Vd1, Vd2		6	V
Id1		150	mA
Id2		360	mA
Vg1, Vg2	-1	+0.3	V
Input drive level		10	dBm
Assy. Temperature (60 seconds)		300	deg. C

Note: The data contained in this document is for information only. Northrop Grumman reserves the right to change without notice the specifications, designs, prices or conditions of sale, as they apply to this product. The product represented by this datasheet is subject to U.S. Export Law as contained in ITAR or the EAR regulations.



Measured Performance Characteristics (Typical Performance at 25°C)
Vd = 5 V, Id = 426 mA

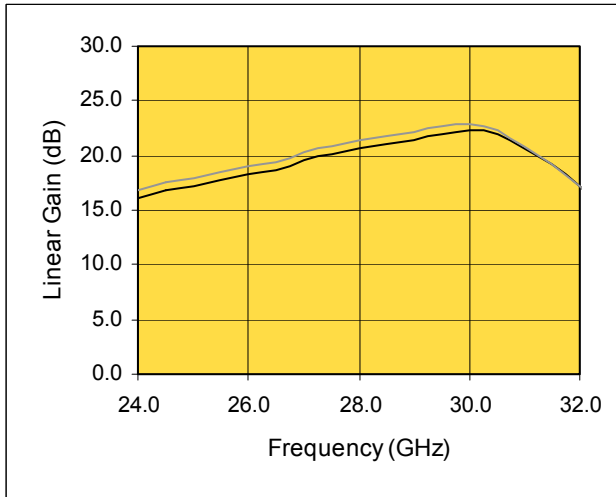
Freq GHz	S11 Mag	S11 Ang	S21 Mag	S21 Ang	S12 Mag	S12 Ang	S22 Mag	S22 Ang
10.0	0.70	-143.04	6.61	-111.34	0.01	-168.96	0.72	-161.43
11.0	0.72	-148.99	6.22	-137.78	0.01	147.49	0.71	-167.09
12.0	0.74	-153.27	5.60	-158.19	0.01	120.12	0.69	-170.83
13.0	0.76	-158.81	4.98	-175.17	0.01	104.53	0.67	-173.74
14.0	0.76	-162.67	4.69	169.81	0.01	83.13	0.66	-176.02
15.0	0.77	-168.21	4.21	153.62	0.01	62.66	0.62	-177.66
16.0	0.77	-174.71	3.57	144.02	0.00	43.19	0.60	-178.65
17.0	0.72	177.36	3.40	148.90	0.00	-87.99	0.61	-177.60
18.0	0.57	176.18	4.97	143.96	0.00	174.63	0.61	178.78
19.0	0.59	-173.49	5.91	117.39	0.01	169.96	0.58	177.64
20.0	0.64	-173.30	6.03	95.73	0.01	135.28	0.57	178.03
21.0	0.69	-177.85	5.99	76.31	0.01	127.99	0.56	176.90
22.0	0.70	175.88	6.01	59.19	0.01	140.50	0.55	177.28
23.0	0.66	170.85	5.93	42.93	0.01	134.53	0.56	176.53
24.0	0.67	169.03	6.41	29.17	0.01	120.25	0.58	176.06
25.0	0.69	162.63	7.28	10.15	0.01	103.25	0.62	172.80
26.0	0.67	153.26	8.15	-11.85	0.01	93.65	0.65	165.75
27.0	0.62	142.68	9.52	-36.00	0.01	113.53	0.66	156.38
28.0	0.56	130.31	10.84	-66.22	0.01	108.19	0.69	140.26
29.0	0.49	108.94	11.85	-99.75	0.01	122.60	0.68	111.18
30.0	0.36	79.59	12.98	-145.33	0.01	119.70	0.55	63.11
31.0	0.28	34.03	10.88	158.71	0.02	93.55	0.41	-1.79
32.0	0.38	-22.09	7.18	108.74	0.02	68.09	0.38	-57.58
33.0	0.59	-62.63	3.97	66.22	0.00	102.75	0.46	-83.43
34.0	0.76	-92.10	1.95	31.57	0.01	176.37	0.54	-99.61
35.0	0.84	-112.08	0.86	5.80	0.01	142.57	0.61	-112.94
36.0	0.87	-126.30	0.33	-10.54	0.02	137.29	0.67	-121.85
37.0	0.89	-136.15	0.09	-4.90	0.02	121.81	0.70	-128.85
38.0	0.90	-143.67	0.06	68.80	0.02	102.42	0.74	-135.77
39.0	0.91	-149.86	0.09	82.31	0.02	91.93	0.77	-140.69
40.0	0.91	-154.71	0.10	77.21	0.02	94.95	0.79	-146.54

Note: The data contained in this document is for information only. Northrop Grumman reserves the right to change without notice the specifications, designs, prices or conditions of sale, as they apply to this product. The product represented by this datasheet is subject to U.S. Export Law as contained in ITAR or the EAR regulations.

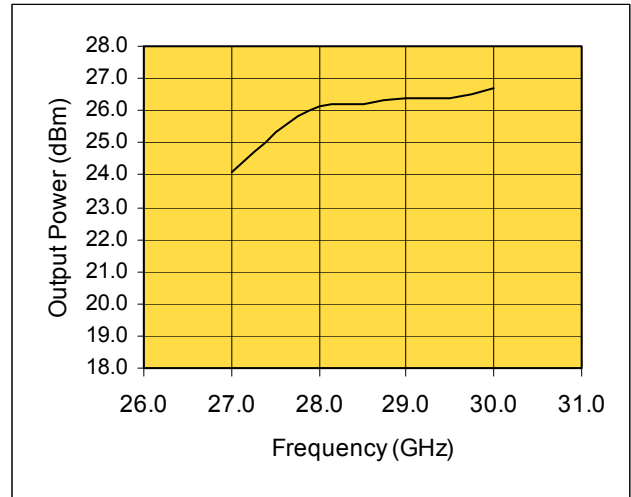


Measured Performance Characteristics (Typical Performance at 25°C)
Vd = 5.0 V, Id = 426 mA

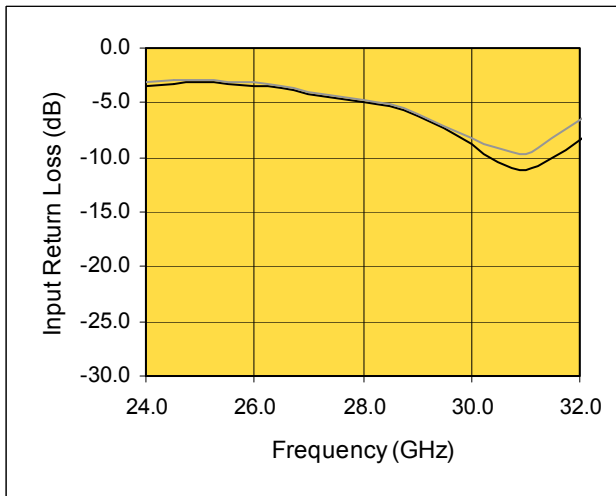
Pulsed Gain Versus Frequency



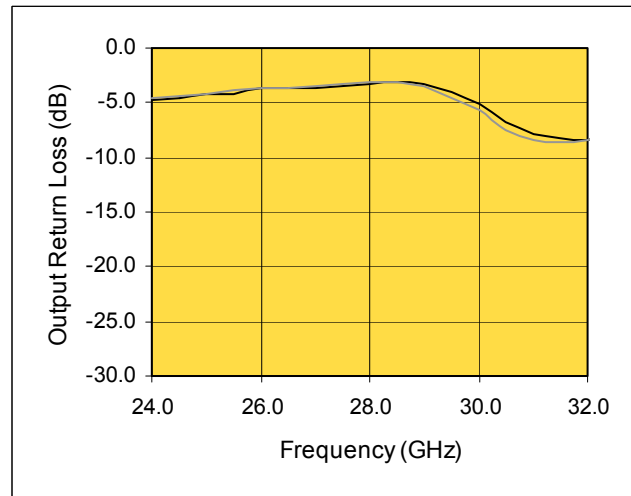
Fixtured P1dB Versus Frequency



Input Return Loss Versus Frequency



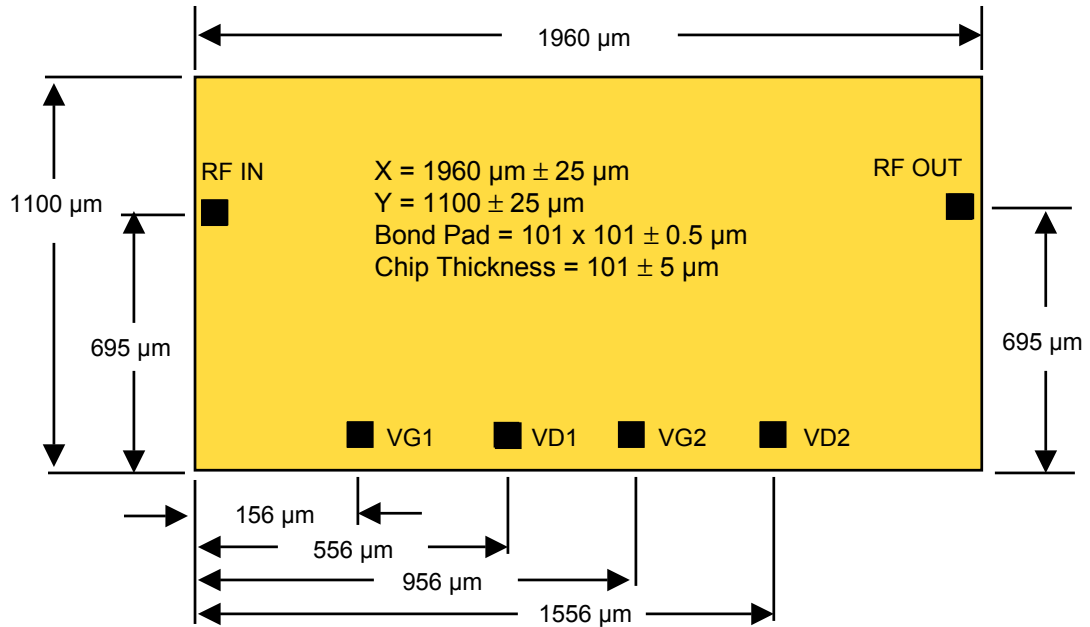
Output Return Loss Versus Frequency



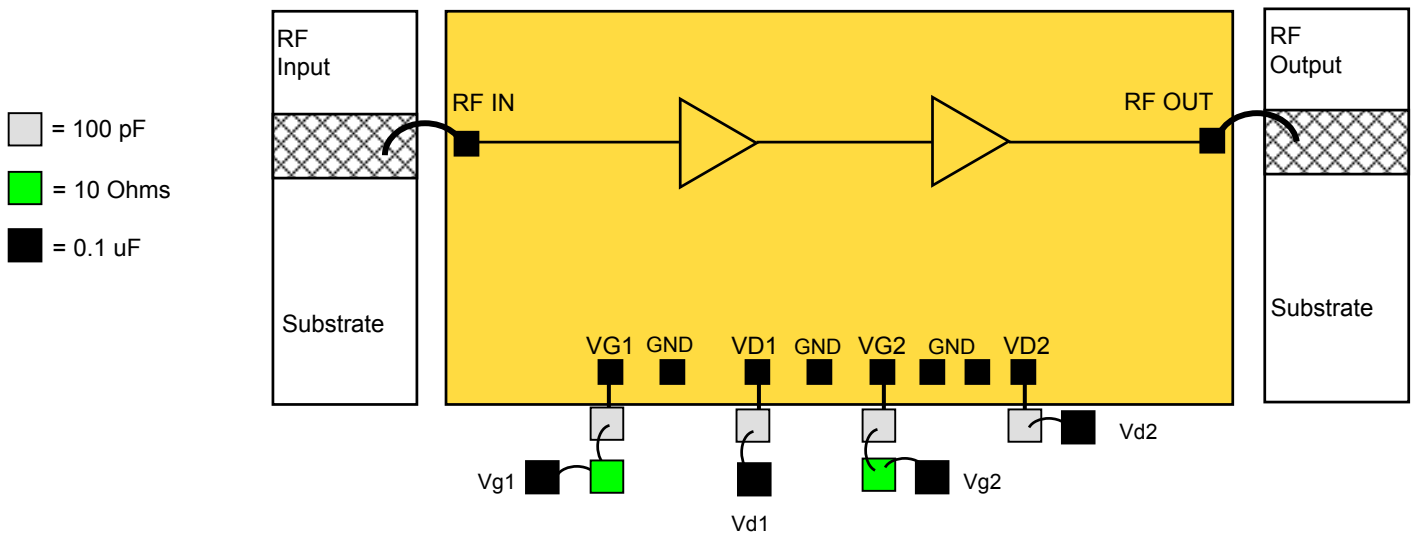
Note: The data contained in this document is for information only. Northrop Grumman reserves the right to change without notice the specifications, designs, prices or conditions of sale, as they apply to this product. The product represented by this datasheet is subject to U.S. Export Law as contained in ITAR or the EAR regulations.



Die Size and Bond Pad Locations



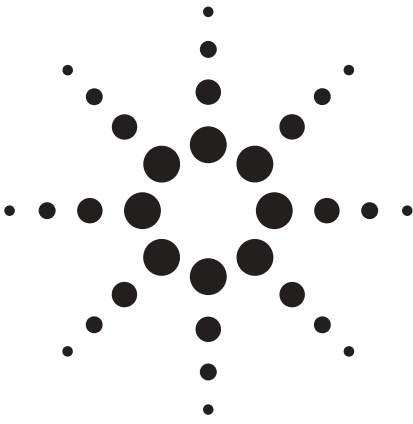
Suggested Bonding Arrangement



Recommended Assembly Notes

1. Bypass caps should be 100 pF ceramic (single-layer) placed no further than 30 mils from the amplifier.
2. Best performance obtained from use of <10 mil (long) by 3 by 0.5 mil ribbons on input and output.

Note: The data contained in this document is for information only. Northrop Grumman reserves the right to change without notice the specifications, designs, prices or conditions of sale, as they apply to this product. The product represented by this datasheet is subject to U.S. Export Law as contained in ITAR or the EAR regulations.



Agilent AMMC-5033

17.7 – 32 GHz Power Amplifier

Data Sheet



Chip Size: 2730 x 1300 μm (108 x 51.6 mils)
 Chip Size Tolerance: $\pm 10\mu\text{m}$ (± 0.4 mils)
 Chip Thickness: $100 \pm 10\mu\text{m}$ (4 ± 0.4 mils)
 Pad Dimensions: $80 \times 80 \mu\text{m}$ (2.95 ± 0.4 mils)

Features

- **Wide frequency range: 17.7 - 32 GHz**
- **High Power: P-1dB @ 25 GHz = 27 dBm**
- **High gain: 20 dB**
- **Return loss: Input: -13 dB, Output: -20 dB**
- **Integrated RF power detector**

Applications

- **Designed for use in transmitters that operate in various frequency bands between 17.7 GHz and 32 GHz.**
- **Can be driven by the AMMC-5040 (20-40 GHz) or the AMMC-5618 (6-20 GHz) MMIC amplifiers, increasing the power handling capability of transmitters requiring linear operation.**

Description

Agilent's AMMC-5033 is a MMIC power amplifier designed for use in wireless transmitters that operate within 17.7 GHz to 32 GHz range. At 25 GHz, it provides 27 dBm of output power (P-1dB) and 20 dB of small-signal gain from a small easy-to-use device. The device has input and output matching circuitry for use in 50 Ω environments. The AMMC-5033 also integrates a temperature compensated RF power detection circuit that enables power detection of 0.1V/W at 22 GHz.

AMMC-5033 Absolute Maximum Ratings^[1]

Symbol	Parameters/Conditions	Units	Min.	Max.
V_d 1,2	Positive Drain Voltage	V		7
V_{g1}, V_{gg}	Gate Supply Voltage	V	-3	0.5
Det Bias	Applied Detector Bias (Optional)	V		7
I_{d1}	First Stage Drain Current	mA		320
I_{d2}	Second Stage Drain Current	mA		640
P_{in}	CW Input Power	dBm		23
T_{ch}	Operating Channel Temp.	$^{\circ}\text{C}$		+150
T_{stg}	Storage Case Temp.	$^{\circ}\text{C}$	-65	+150
T_{max}	Maximum Assembly Temp (60 sec max)	$^{\circ}\text{C}$		+300

Note:

1. Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to this device.

Note: These devices are ESD sensitive. The following precautions are strongly recommended: Ensure that an ESD approved carrier is used when dice are transported from one destination to another. Personal grounding is to be worn at all times when handling these devices.

AMMC-5033 DC Specifications/Physical Properties ^[1]

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
I_{d1}	First Stage Drain Supply Current ($V_{d1}=3.5$ V, $V_{g1}=\text{Open}$, V_{gg} set for I_{d2} Typical)	mA		280	320
I_{d2}	Second Stage Drain Supply Current ($V_{d2}=5$ V, $V_{g1}=\text{Open}$, V_{gg} set for I_{d2} Typical)	V		500	
V_{gg}	Gate Supply Operating Voltage ($I_{d1(Q)} + I_{d2(Q)} = 780$ (mA))	V	-0.75	-0.6	-0.4
DET Bias	Detector Bias Voltage (Optional)	V		Vd2	
$\theta_{1(\text{ch-bs})}$	First Stage Thermal Resistance ^[2] (Backside Temperature, $T_b = 25$ °C)	°C/W		31	
$\theta_{2(\text{ch-bs})}$	Second Stage Thermal Resistance ^[2, 3] (Backside Temperature, $T_b = 25$ °C)	°C/W		19	

Notes:

1. Backside temperature $T_b=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.
2. Channel-to-backside Thermal Resistance ($\theta_{\text{ch-b}}$) = 42°C/W at $T_{\text{channel}} (T_c) = 150^\circ\text{C}$ as measured using infrared microscopy. Thermal Resistance at backside temperature (T_b) = 25°C calculated from measured data.
3. Channel-to-backside Thermal Resistance ($\theta_{\text{ch-b}}$) = 24°C/W at $T_{\text{channel}} (T_c) = 150^\circ\text{C}$ as measured using infrared microscopy. Thermal Resistance at backside temperature (T_b) = 25°C calculated from measured data.

AMMC-5033 RF Specifications ^[4, 5]

$T_b = 25^\circ\text{C}$, $V_{d1} = 3.5$ V, $V_{d2} = 5$ V, $I_{d1(Q)} = 280$ mA, $I_{d2(Q)} = 500$ mA, $Z_0 = 50 \Omega$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Unit	Lower Band Specifications (17.7 - 21 GHz)			Mid Band Specifications (21 - 26.5 GHz)			Upper Band Specifications (26.5 - 32 GHz)		
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
Gain	Small-signal Gain ^[5]	dB	20	22		17.5	20		16.5	18.5	
$P_{-1\text{dB}}$	Output Power at 1dB Gain Compression ^[6]	dB	23.5	25		25.5	27		25	26.5	
$P_{-3\text{dB}}$	Output Power at 3dB Gain Compression ^[6]	dB		27			28			27	
OIP_3	Output Third Order Intercept Point ^[6] ; $\Delta f = 2$ MHz; $P_{\text{in}} = +2$ dBm	dBm	27	29		29.5	32		29	32	
RL_{in}	Input Return Loss ^[5]	dB	11.5	13.5		11	13		11	13	
RL_{out}	Output Return Loss ^[5]	dB	14	20		14	19		15	22	
Isolation	Min. Reverse Isolation	dB		47			48			46	

Notes:

4. Data measured in wafer form $T_b = 25^\circ\text{C}$.
5. 100% on-wafer RF test is done at frequency = 17.7, 21, 26.5 and 32 GHz.
6. 100% on-wafer test frequency = 17.7, 26.5 and 32 GHz

AMMC-5033 Typical Performances

($T_b = 25^\circ\text{C}$, $V_{d1} = 3.5\text{ V}$, $I_{D1} = 280\text{ mA}$, $V_{d2} = 5\text{ V}$, $I_{d2} = 500\text{ mA}$, $Z_{in} = Z_{out} = 50\ \Omega$)

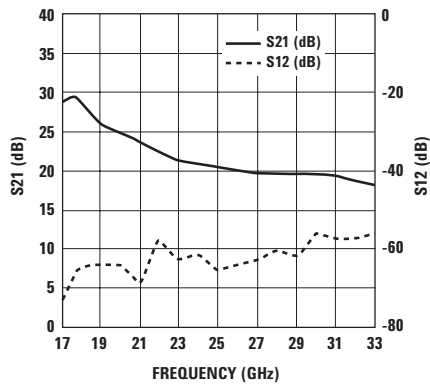


Figure 1. Gain and Reverse Isolation

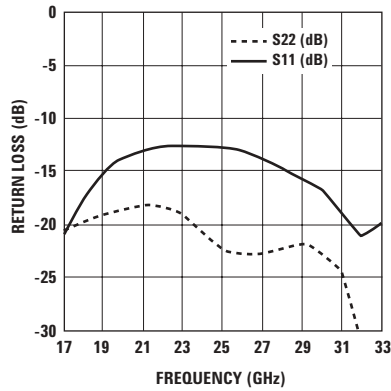


Figure 2. Return Loss (Input and Output)

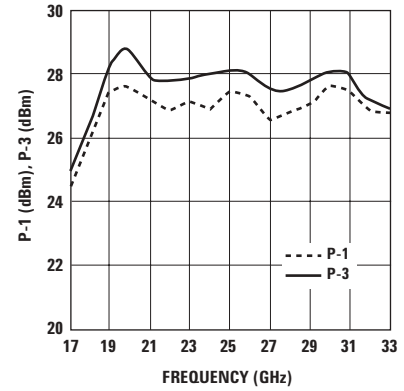


Figure 3. Output Power at 1 dB and 3 dB Gain Compression

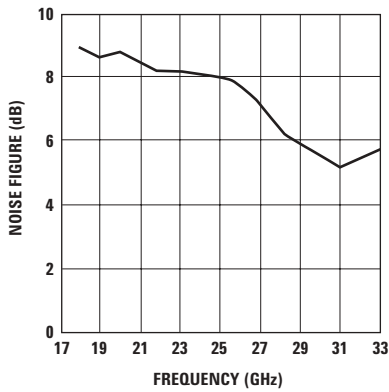


Figure 4. Noise Figure

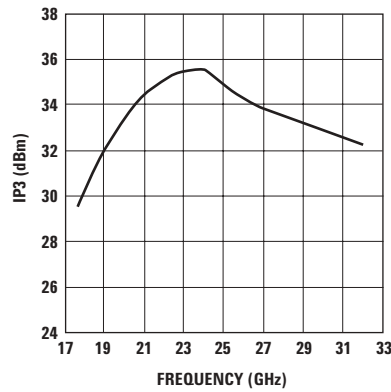


Figure 5. Output 3rd Order Intercept Point

AMMC-5033 Typical Performance Curves (Over Temperature and Voltage)

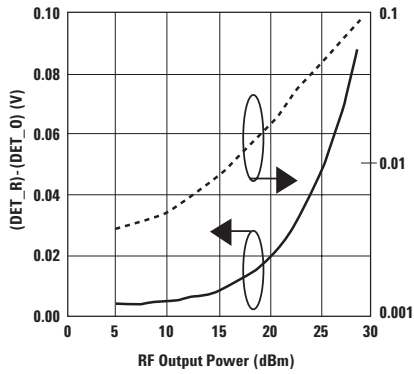


Figure 6. Linear and Log Detector Voltage and Output Power, Freq=22 GHz, Det_B=5 V

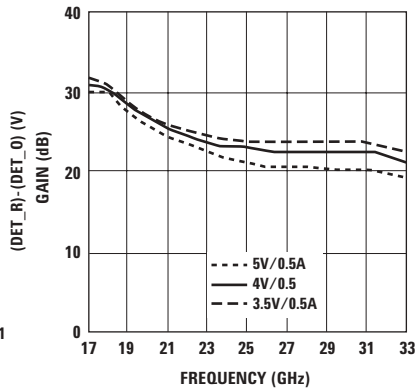


Figure 7. Gain and V_{d2} Voltage, $V_{d1}=3.5$ V (constant)

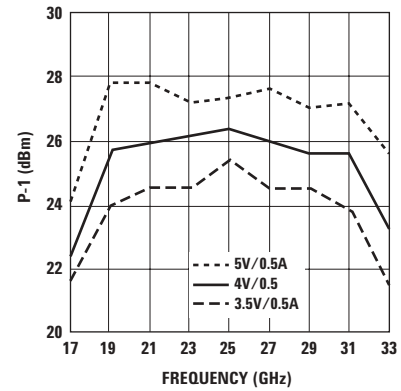


Figure 8. Output Power at 1 dB Gain Compression and V_{d2} Voltage, $V_{d1} = 3.5$ V (constant)

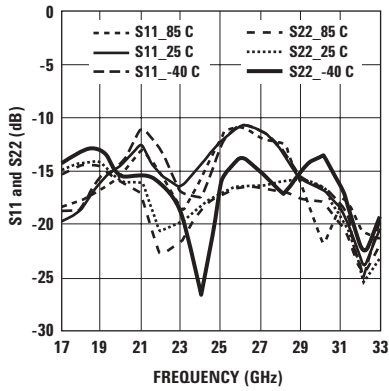


Figure 9. Return-Loss with Temperature

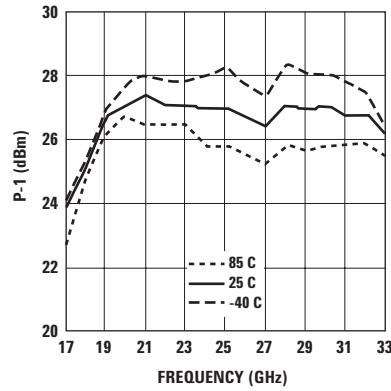


Figure 10. Output Power at 1 dB Gain Compression and Temperature

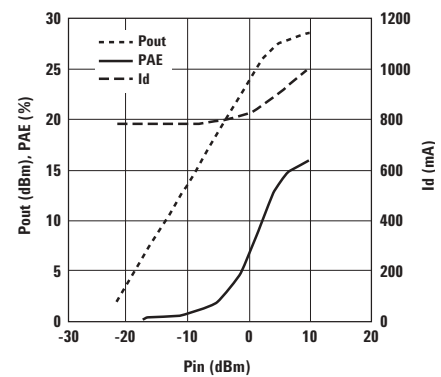


Figure 11. Output Power, PAE, and Total Drain Current versus Input Power at 25 GHz

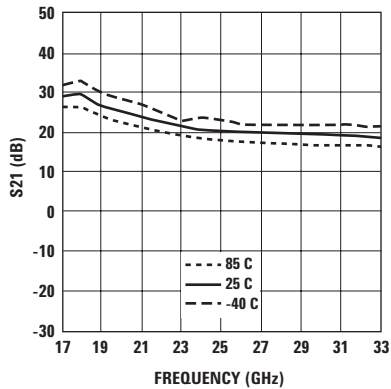


Figure 12. Gain with Temperature

Typical Scattering Parameters ^[1]

($T_b = 25^\circ\text{C}$, $V_{d1} = 3.5\text{ V}$, $I_{D1} = 280\text{ mA}$, $V_{d2} = 5\text{ V}$, $I_{D2} = 500\text{ mA}$, $Z_{in} = Z_{out} = 50\ \Omega$)

Freq [GHz]	S11			S21			S12			S22		
	dB	Mag	Phase	dB	Mag	Phase	dB	Mag	Phase	dB	Mag	Phase
1	-10.7	0.29	173	-51.1	0.003	-163	-95.1	1.77E-05	128	-0.5	0.95	-26
2	-11.0	0.28	167	-70.1	0	79	-83.1	6.97E-05	76	-0.7	0.92	-51
3	-11.4	0.27	161	-46.6	0.005	-103	-74.5	1.89E-04	81	-1.2	0.87	-76
4	-12.1	0.25	153	-37.3	0.014	72	-74.5	1.88E-04	69	-2.2	0.78	-95
5	-15.3	0.17	140	-22.6	0.074	-31	-80.3	9.66E-05	-47	-2.4	0.76	-112
6	-12.2	0.25	149	-20.4	0.096	144	-80.1	9.90E-05	-126	-2.8	0.73	-130
7	-14.0	0.2	143	-20.5	0.095	79	-80.3	9.68E-05	94	-4.0	0.63	-146
8	-15.3	0.17	139	-25.4	0.053	-3	-74.1	1.97E-04	35	-4.2	0.62	-150
9	-17.6	0.13	138	-33.1	0.022	108	-81.4	8.52E-05	-62	-3.5	0.67	-166
10	-19.4	0.11	145	-18.9	0.113	54	-81.4	8.56E-05	-162	-3.8	0.64	177
11	-18.6	0.12	152	-18.2	0.123	-37	-81.3	8.59E-05	151	-4.4	0.6	161
12	-19.7	0.1	141	-29.0	0.035	-77	-74.6	1.86E-04	178	-5.2	0.55	146
13	-24.5	0.06	134	-15.4	0.169	103	-81.3	8.65E-05	-180	-6.3	0.48	131
14	-27.4	0.04	159	0.9	1.107	61	-81.2	8.70E-05	-20	-7.9	0.41	115
15	-30.6	0.03	-148	12.7	4.316	-8	-74.6	1.86E-04	152	-10.1	0.31	100
16	-24.1	0.06	-121	22.6	13.52	-87	-76.2	1.55E-04	144	-13.3	0.22	86
17	-21.2	0.09	-116	28.8	27.62	174	-74.7	1.84E-04	-164	-20.5	0.09	76
18	-18.0	0.13	-116	28.7	27.25	73	-64.8	5.75E-04	165	-20.0	0.1	133
19	-15.5	0.17	-123	26.4	20.92	3	-64.3	6.08E-04	123	-19.4	0.11	130
20	-14.0	0.2	-133	24.7	17.18	-53	-64.4	6.03E-04	90	-19.1	0.11	135
21	-13.3	0.22	-142	23.4	14.82	-103	-69.7	3.27E-04	76	-18.7	0.12	133
22	-13.0	0.22	-151	22.4	13.2	-151	-58.2	1.23E-03	80	-18.5	0.12	129
23	-12.9	0.23	-157	21.5	11.9	164	-63.3	6.80E-04	92	-19.0	0.11	124
24	-12.9	0.23	-163	20.8	10.97	121	-61.0	8.96E-04	44	-20.7	0.09	119
25	-13.0	0.23	-172	20.3	10.36	79	-66.1	4.97E-04	55	-21.8	0.08	122
26	-13.3	0.22	-178	19.9	9.895	37	-64.3	6.09E-04	53	-22.9	0.07	131
27	-13.9	0.2	174	19.7	9.691	-6	-63.1	7.00E-04	58	-22.9	0.07	135
28	-14.9	0.18	165	19.5	9.457	-49	-60.2	9.75E-04	68	-22.6	0.07	142
29	-15.8	0.16	155	19.4	9.384	-94	-61.9	8.00E-04	38	-22.1	0.08	136
30	-17.0	0.14	140	19.3	9.247	-141	-56.3	1.53E-03	25	-22.4	0.08	125
31	-19.1	0.11	113	19.1	8.972	171	-57.7	1.31E-03	15	-24.9	0.06	117
32	-21.0	0.09	75	18.6	8.519	121	-58.2	1.23E-03	1	-31.9	0.03	126
33	-20.5	0.1	30	18.1	7.989	69	-56.0	1.59E-03	-15	-31.4	0.03	-148
34	-17.0	0.14	-9	17.2	7.281	14	-57.7	1.31E-03	-12	-24.4	0.06	-141
35	-14.9	0.18	-31	16.2	6.44	-43	-59.0	1.12E-03	-36	-20.0	0.1	-145
36	-12.8	0.23	-45	14.6	5.378	-104	-60.8	9.14E-04	-40	-16.2	0.16	-152
37	-10.7	0.29	-58	12.1	4.014	-171	-62.9	7.13E-04	-31	-13.1	0.22	-167
38	-9.8	0.33	-71	7.7	2.42	122	-57.1	1.40E-03	-55	-11.1	0.28	174
39	-9.1	0.35	-77	1.9	1.238	65	-61.0	8.94E-04	-61	-10.1	0.31	154
40	-8.5	0.38	-85	-3.5	0.671	14	-60.9	9.04E-04	-59	-9.8	0.33	134
41	-8.6	0.37	-92	-9.2	0.347	-41	-67.6	4.15E-04	-65	-9.7	0.33	116
42	-8.6	0.37	-92	-16.1	0.157	-90	-59.2	1.09E-03	-82	-10.1	0.31	98
43	-8.0	0.4	-92	-23.2	0.069	-134	-61.0	8.95E-04	-75	-10.6	0.29	80
44	-7.6	0.42	-90	-32.0	0.025	-172	-62.0	7.96E-04	-59	-11.4	0.27	62
45	-6.0	0.5	-87	-31.7	0.026	-148	-64.6	5.91E-04	-123	-12.3	0.24	41
46	-4.4	0.6	-93	-40.7	0.009	-164	-61.1	8.84E-04	-82	-13.2	0.22	21
47	-3.5	0.67	-98	-46.2	0.005	62	-102.4	7.57E-06	-171	-14.2	0.2	0
48	-2.7	0.74	-102	-58.4	0.001	80	-60.1	9.93E-04	176	-14.8	0.18	-27
49	-1.8	0.81	-111	-46.4	0.005	50	-59.2	1.10E-03	-69	-14.7	0.18	-49
50	-1.7	0.83	-118	-44.2	0.006	113	-61.9	8.00E-04	26	-14.9	0.18	-77

Note:

1. Data obtained from on-wafer measurements.

Biasing and Operation

The recommended quiescent DC bias condition for optimum efficiency, performance, and reliability is $V_{d1} = 3.5$ volts and $V_{d2} = 5$ volts with V_{gg} set for $I_{d1} + I_{d2} = 780$ mA (no connection to V_{g1}). This bias arrangement results in default quiescent drain currents $I_{d1} = 280$ mA, $I_{d2} = 500$ mA. A single DC gate supply connected to V_{gg} will bias all gain stages.

If operation with both V_{d1} and V_{d2} at 5 volts is desired, an additional wire bond connection from the V_{g1} pad to V_{gg} external bypass chip capacitor (Shorting V_{g1} to V_{gg}) will balance the current in each gain stage. V_{gg} ($= V_{g1}$) can be adjusted for $I_{d1} + I_{d2} = 780$ mA. Muting can be accomplished by setting V_{g1} and/or V_{gg} to the pinch-off voltage V_p .

An optional output power detector network is also provided. Detector sensitivity can be adjusted by biasing the diodes with typically 1 to 5 volts applied to the Det-bias terminal. Simply connecting Det-Bias to the V_{d2} supply is a convenient method of biasing this detector network. The differential voltage between the Det-Ref and Det-Out pads can be correlated with the RF power emerging from the RF output port. The detected voltage is given by :

$$V = (V_{ref} - V_{det}) - V_{ofs}$$

Where V_{ref} is the voltage at the DET_REF port, V_{det} is a voltage at the DET_OUT port, and V_{ofs} is the zero-input-power offset voltage. There are three methods to calculate V_{ofs} :

1) V_{ofs} can be measured before each detector measurement (by removing or switching off the power source and measuring $V_{ref} - V_{det}$). This method gives an error due to temperature drift of less than 0.0002 dB/°C.

2) V_{ofs} can be measured at a single reference temperature. The drift error will be less than 0.25 dB.

3) V_{ofs} can either be characterized over temperature and stored in a lookup table, or it can be measured at two temperatures and a linear fit used to calculate V_{ofs} at any temperature. This method gives an error close to method #1.

With reference to Figure 13, the RF input is DC coupled to a shunt 50 Ω resistor but it is DC blocked to the input of the first stage. The RF output is DC blocked to the output of the second stage, however, it is DC coupled to the detector bias circuit. If the output detector is biased using the on-chip optional Det-Bias network, an external DC blocking capacitor may be required at the RF Output port.

No ground wires are needed since ground connections are made with plated through-holes to the backside of the device.

Assembly Techniques

The backside of the AMMC-5033 chip is RF ground. For microstripline applications, the chip should be attached directly to the ground plane (e.g., circuit carrier or heatsink) using electrically conductive epoxy^[1].

For best performance, the topside of the MMIC should be brought up to the same height as the circuit surrounding it. This can be accomplished by mounting a gold plated metal shim (same length and width as the MMIC) under the chip, which is of the correct thickness to make the chip and adjacent circuit coplanar.

The amount of epoxy used for chip and or shim attachment should be just enough to provide a thin fillet around the bottom perimeter of the chip or

shim. The ground plane should be free of any residue that may jeopardize electrical or mechanical attachment.

The location of the RF bond pads is shown in Figure 14. Note that all the RF input and output ports are in a Ground-Signal-Ground configuration.

RF connections should be kept as short as reasonable to minimize performance degradation due to undesirable series inductance. A single bond wire is sufficient for signal connections, however double-bonding with 0.7 mil gold wire or the use of gold mesh^[2] is recommended for best performance, especially near the high end of the frequency range.

Thermosonic wedge bonding is the preferred method for wire attachment to the bond pads. Gold mesh can be attached using a 2 mil round tracking tool and a tool force of approximately 22 grams with an ultrasonic power of roughly 55 dB for a duration of 76 ± 8 mS. A guided wedge at an ultrasonic power level of 64 dB can be used for the 0.7 mil wire. The recommended wire bond stage temperature is $150 \pm 2^\circ\text{C}$.

Caution should be taken to not exceed the Absolute Maximum Rating for assembly temperature and time.

The chip is 100 μm thick and should be handled with care. This MMIC has exposed air bridges on the top surface and should be handled by the edges or with a custom collet (do not pick up die with vacuum on die center.)

This MMIC is also static sensitive and ESD handling precautions should be taken.

Notes:

1. Ablebond 84-1 LM1 silver epoxy is recommended.
2. Buckbee-Mears Corporation, St. Paul, MN, 800-262-3824

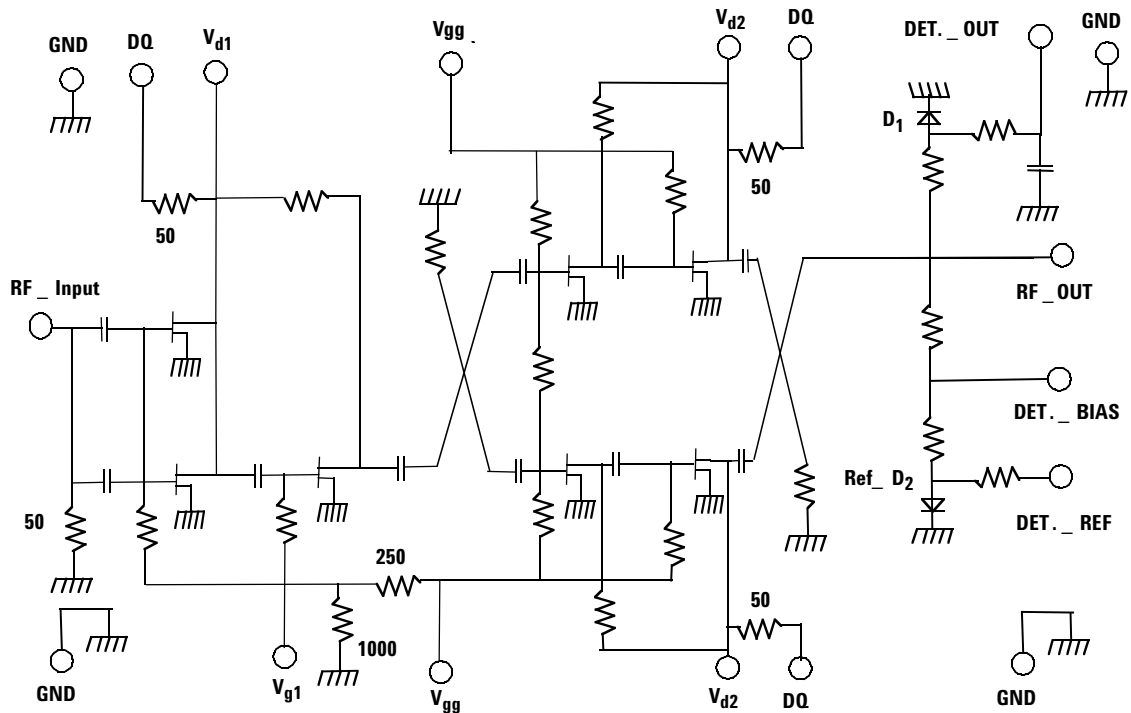


Figure 13. AMMC-5033 Schematic

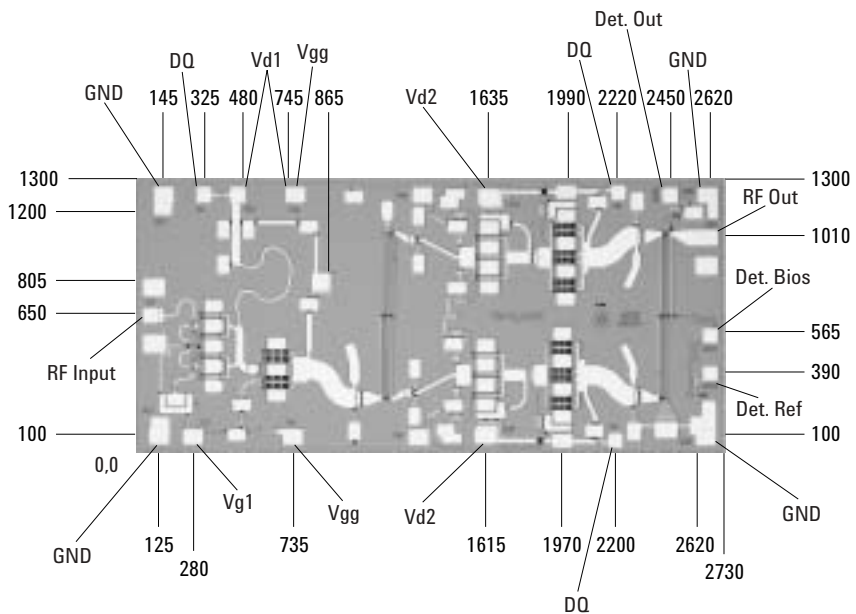


Figure 14. AMMC-5033 Bonding pad locations, dimensions in microns

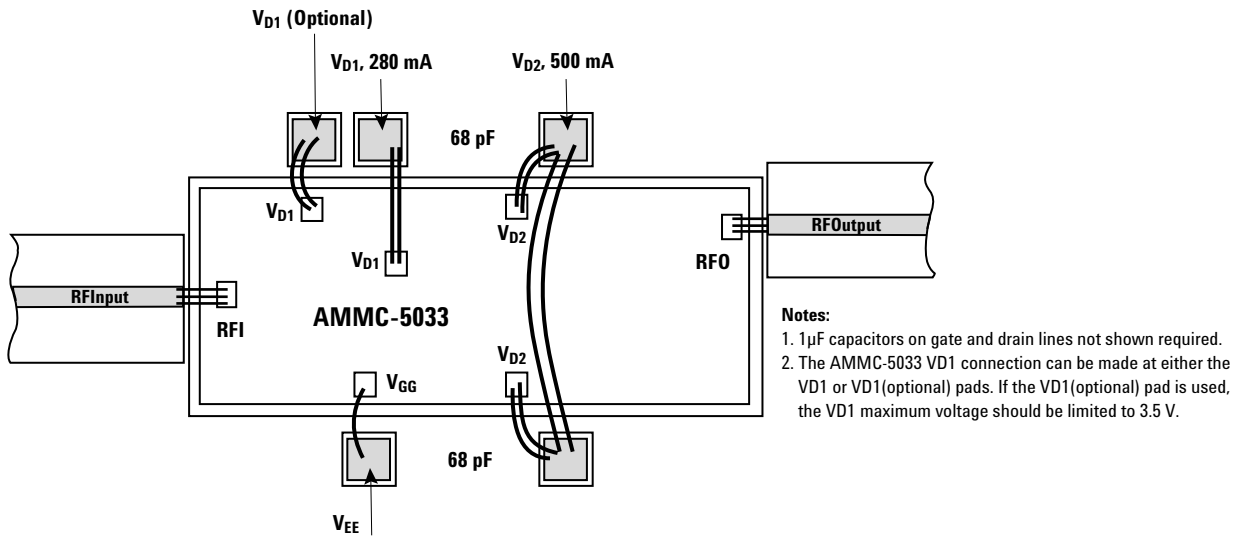


Figure 15. AMMC-5033 Assembly diagram

Ordering Information:

AMMC-5033-W10 = waffle pack, 10 devices per tray

AMMC-5033-W50 = waffle pack, 50 devices per tray

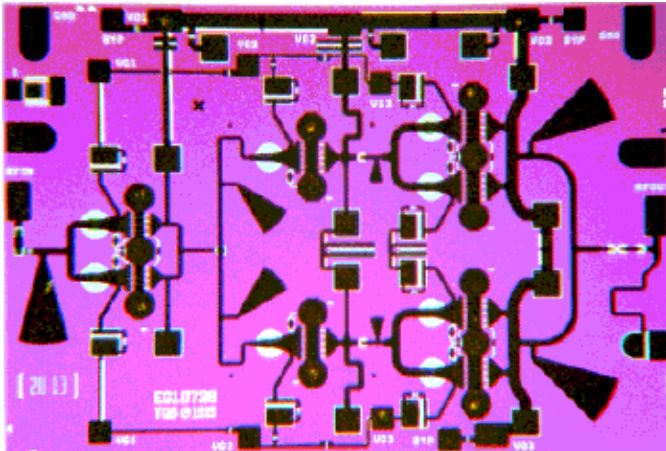
www.agilent.com/semiconductors

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site.

Data subject to change.
 Copyright 2003 Agilent Technologies, Inc.
 February 16, 2004
 5989-0531EN

27- 32 GHz 0.7 Watt Power Amplifier

TGA1073B-SCC



Key Features and Performance

- 0.25 um pHEMT Technology
- 25 dB Nominal Gain @ 28 GHz
- 28.5 dBm Nominal Pout @ P1dB (7V)
- -38 dBc IMR3 @ 18 dBm SCL
- Bias 6 - 8 V @ 420 mA
- Chip Dimensions 3.12mm x 2.15mm

Primary Applications

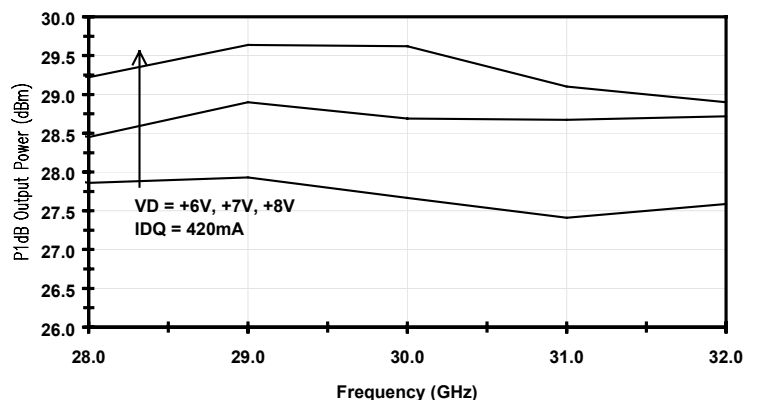
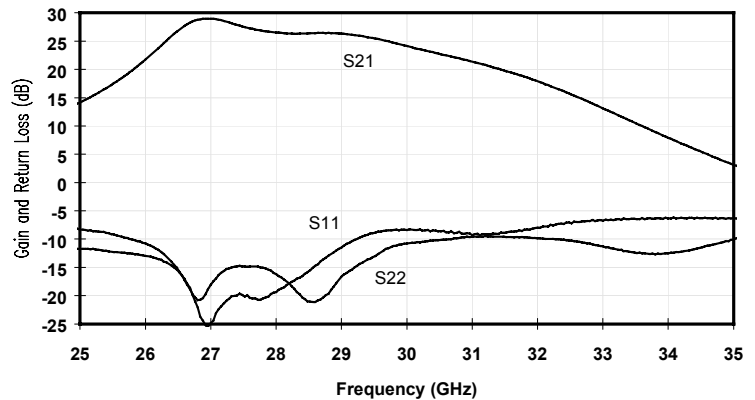
- Point-to-Point Radio
- Point-to-Multipoint Communications

The TriQuint TGA1073B-SCC is a three stage HPA MMIC design using TriQuint's proven 0.25 um Power pHEMT process. The TGA1073B is designed to support a variety of millimeter wave applications including point-to-point digital radio and LMDS/LMCS and Ka band satellite ground terminals.

The three stage design consists of a 2 x 300um input stage driving a 2 x 600um interstage followed by a 4 x 600um output stage.

The TGA1073B provides 28.5 dBm nominal output power at 1dB compression across 27-32GHz. Typical small signal gain is 25 dB at 28GHz and 18dB at 32GHz.

The TGA1073B requires minimum off-chip components. Each device is 100% DC and RF tested on-wafer to ensure performance compliance. The device is available in chip form.



MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER ^{4/}	VALUE	NOTES
V ⁺	POSITIVE SUPPLY VOLTAGE	11V	
I ⁺	POSITIVE SUPPLY CURRENT	630 mA	<u>1/</u>
I ⁻	NEGATIVE GATE CURRENT	35.2 mA	
P _{IN}	INPUT CONTINUOUS WAVE POWER	23 dBm	
P _D	POWER DISSIPATION	6.93 W	
T _{CH}	OPERATING CHANNEL TEMPERATURE	150 °C	<u>2/</u> <u>3/</u>
T _M	MOUNTING TEMPERATURE (30 SECONDS)	320 °C	
T _{STG}	STORAGE TEMPERATURE	-65 to 150 °C	

1/ Total current for all stages.

2/ These ratings apply to each individual FET.

3/ Junction operating temperature will directly affect the device median time to failure (T_M). For maximum life, it is recommended that junction temperatures be maintained at the lowest possible levels.

4/ These ratings represent the maximum operable values for the device.

 DC SPECIFICATIONS (100%)
 (T_A = 25 °C ± 5 °C)

NOTES	SYMBOL	TEST CONDITIONS ^{2/}	LIMITS		UNITS
			MIN	MAX	
	I _{DSS1,2}	STD	60	282	mA
	G _{M1,2}	STD	132	318	mS
<u>1/</u>	V _{P1,2}	STD	0.5	1.5	V
<u>1/</u>	V _{P3}	STD	0.5	1.5	V
<u>1/</u>	V _{P4}	STD	0.5	1.5	V
<u>1/</u>	V _{P5,6}	STD	0.5	1.5	V
<u>1/</u>	V _{P7,8}	STD	0.5	1.5	V
<u>1/</u>	V _{BVGD1-8}	STD	11	30	V
<u>1/</u>	V _{BVGS1,2}	STD	11	30	V

1/ V_P, V_{BVGD}, and V_{BVGS} are negative.

2/ The measurement conditions are subject to change at the manufacture's discretion (with appropriate notification to the buyer).

RF SPECIFICATIONS

(T_A = 25°C ± 5°C)

NOTE	TEST	MEASUREMENT CONDITIONS 6V @ 420mA	VALUE			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
1/	SMALL-SIGNAL GAIN MAGNITUDE	27 – 30 GHz	20	25		dB
		31 – 32 GHz	16	20		dB
	POWER OUTPUT AT 1 dB GAIN COMPRESSION	27 – 32 GHz	26.5	28.5		dBm
1/	INPUT RETURN LOSS MAGNITUDE	27 – 32 GHz		-10		dB
1/	OUTPUT RETURN LOSS MAGNITUDE	27 – 32 GHz		-10		dB
2/	OUTPUT THIRD ORDER INTERCEPT			37		dBm

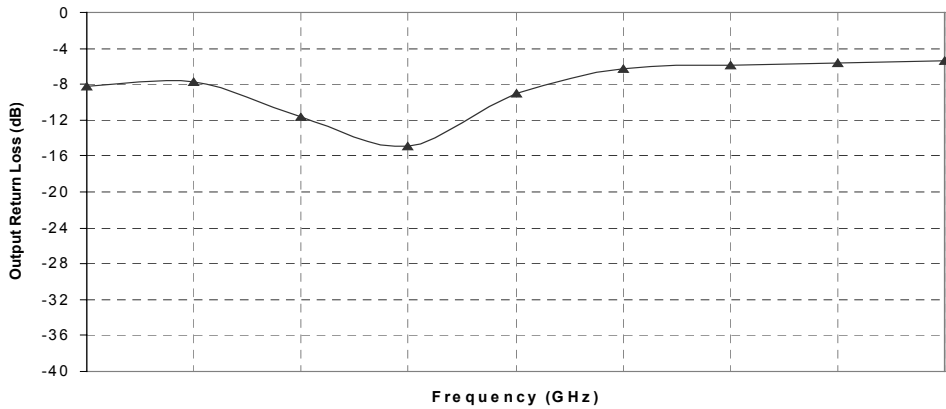
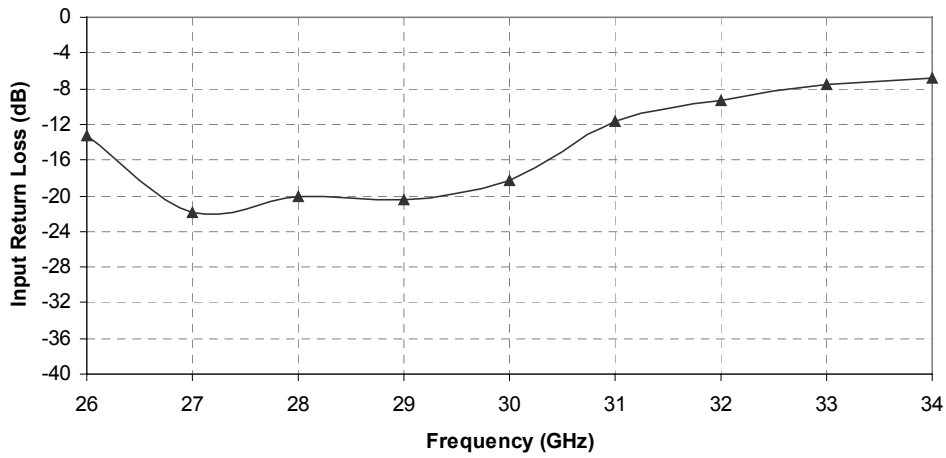
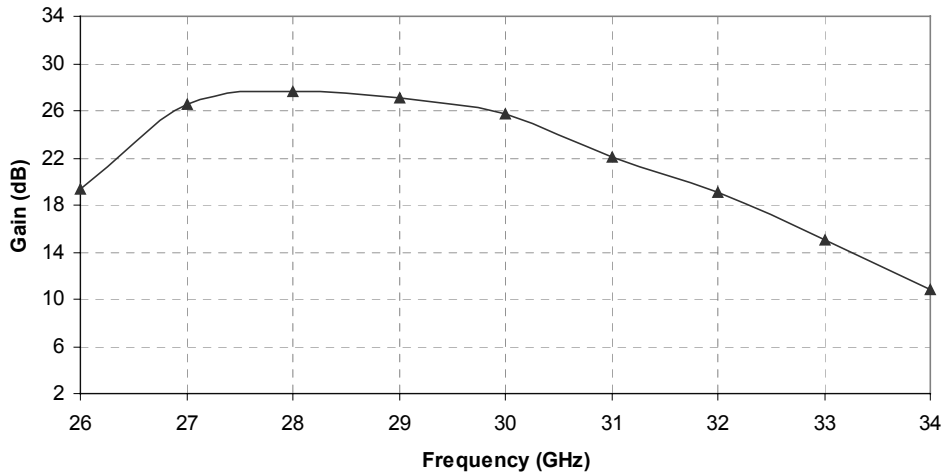
- 1/ RF probe data is taken at 1 GHz steps.
- 2/ Minimum output third-order-intercept (OTOI) is generally 6dB minimum above the 1dB compression point (P1dB). Calculations are based on standard two-tone testing with each tone approximately 10dB below the nominal P1dB. Factors that may affect OTOI performance include device bias, measurement frequency, operating temperature, output interface and output power level for each tone.

RELIABILITY DATA

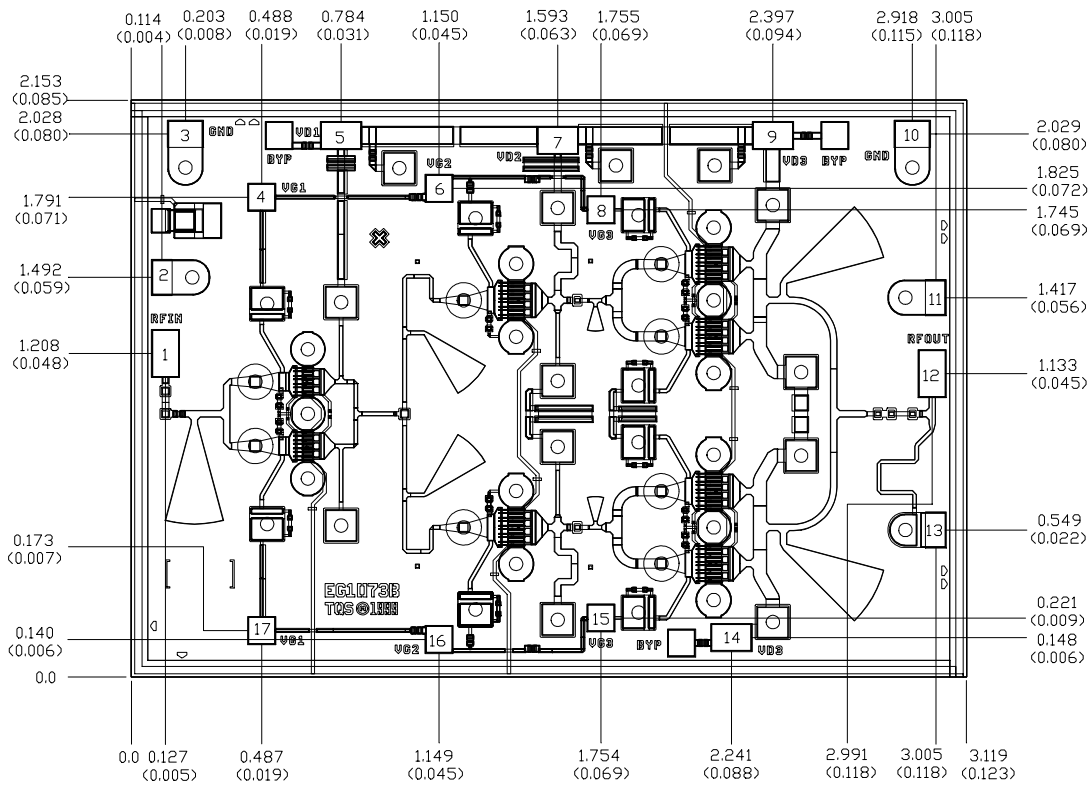
PARAMETER	BIAS CONDITIONS		P _{DISS} (W)	R _{θJC} (C/W)	T _{CH} (°C)	T _M (HRS)
	V _D (V)	I _D (mA)				
R _{θJC} Thermal resistance (channel to backside of c/p)	6	420	2.52	22.58	126.9	8.0 E6

Note: Assumes eutectic attach using 1.5 mil thick 80/20 AuSn mounted to a 20mil CuMo Carrier at 70°C baseplate temperature. Worst case condition with no RF applied, 100% of DC power is dissipated.

TGA1073B Average Performance
Sample Size = 11499 devices



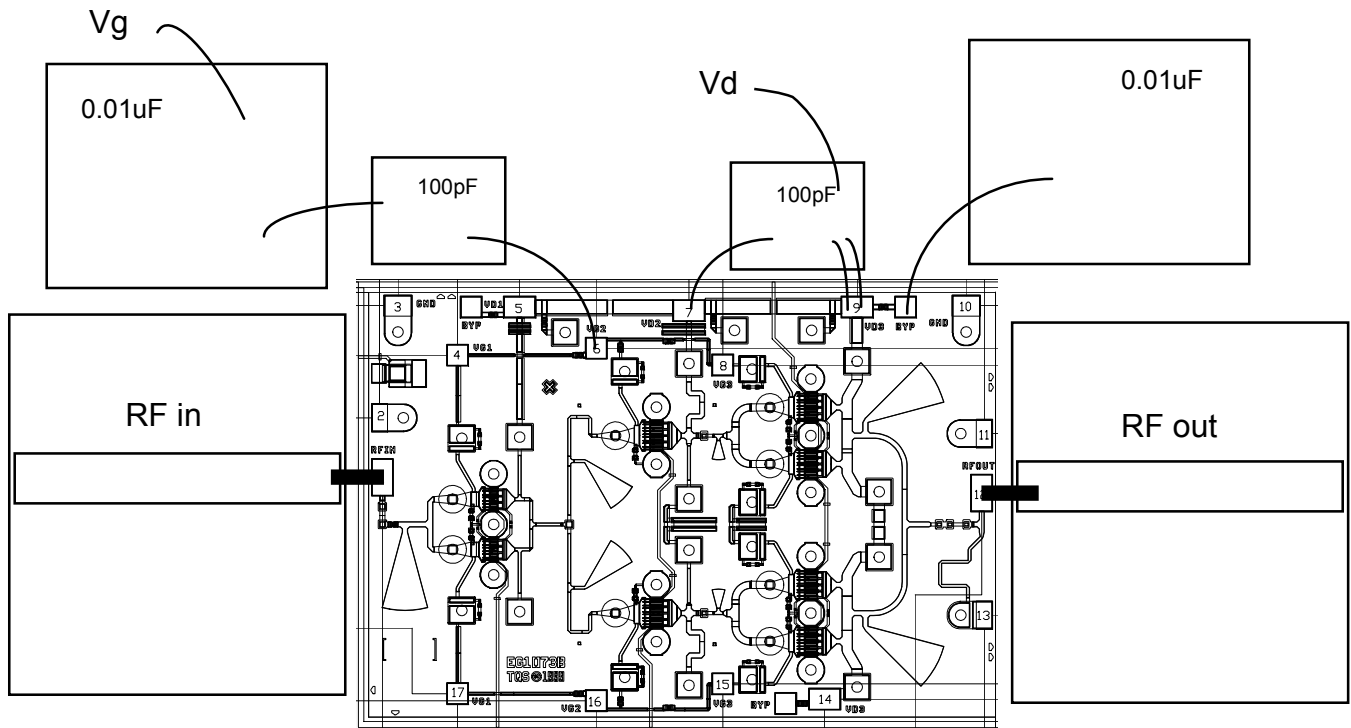
Mechanical Characteristics



Units: millimeters (inches)
 Thickness: 0.1016 (0.004)
 Chip edge to bond pad dimensions are shown to center of bond pad
 Chip size tolerance: +/- 0.051 (0.002)

Bond Pad #1 (RF Input)	0.105 x 0.180 (0.004 x 0.007)
Bond Pad #2 (GND)	0.078 x 0.136 (0.003 x 0.005)
Bond Pad #3 (GND)	0.103 x 0.136 (0.004 x 0.005)
Bond Pad #4 (VG1)	0.105 x 0.105 (0.004 x 0.004)
Bond Pad #5 (VD1)	0.105 x 0.155 (0.004 x 0.006)
Bond Pad #6 (VG2)	0.105 x 0.105 (0.004 x 0.004)
Bond Pad #7 (VD2)	0.105 x 0.155 (0.004 x 0.006)
Bond Pad #8 (VG3)	0.105 x 0.105 (0.004 x 0.004)
Bond Pad #9 (VD3)	0.105 x 0.155 (0.004 x 0.006)
Bond Pad #10 (GND)	0.103 x 0.136 (0.004 x 0.005)
Bond Pad #11 (GND)	0.078 x 0.136 (0.003 x 0.005)
Bond Pad #12 (RF Output)	0.105 x 0.180 (0.004 x 0.007)
Bond Pad #13 (GND)	0.078 x 0.136 (0.003 x 0.005)
Bond Pad #14 (VD3)	0.105 x 0.155 (0.004 x 0.006)
Bond Pad #15 (VG3)	0.105 x 0.105 (0.004 x 0.004)
Bond Pad #16 (VG2)	0.105 x 0.105 (0.004 x 0.004)
Bond Pad #17 (VG1)	0.105 x 0.105 (0.004 x 0.004)

Chip Assembly and Bonding Diagram



Recommended:

- Solder MMIC to carrier using AuSn 80/20
- Bond MMIC RF in and RF out with 5mil Au ribbon
- Ribbon should be as short as possible
- Bond DC Lines as shown with 1 mil bondwires

Reflow process assembly notes:

- AuSn (80/20) solder with limited exposure to temperatures at or above 300°C
- alloy station or conveyor furnace with reducing atmosphere
- no fluxes should be utilized
- coefficient of thermal expansion matching is critical for long-term reliability
- storage in dry nitrogen atmosphere

Component placement and adhesive attachment assembly notes:

- vacuum pencils and/or vacuum collets preferred method of pick up
- avoidance of air bridges during placement
- force impact critical during auto placement
- organic attachment can be used in low-power applications
- curing should be done in a convection oven; proper exhaust is a safety concern
- microwave or radiant curing should not be used because of differential heating
- coefficient of thermal expansion matching is critical

Interconnect process assembly notes:

- thermosonic ball bonding is the preferred interconnect technique
- force, time, and ultrasonics are critical parameters
- aluminum wire should not be used
- discrete FET devices with small pad sizes should be bonded with 0.0007-inch wire
- maximum stage temperature: 200°C

GaAs MMIC devices are susceptible to damage from Electrostatic Discharge. Proper precautions should be observed during handling, assembly and test.

S-Parameter Data for TGA1073B-SCC

TGA1073B-SCC

Vd = 6V, Id = 420mA +/- 5%

Frequency (GHz)	S11 MAG dB	ANG (°) deg	S21 MAG dB	ANG (°) deg	S12 MAG dB	ANG (°) deg	S22 MAG dB	ANG (°) deg
27	-20.556	133.8	27.355	64.1	-45.849	119.9	-7.727	94.1
28	-21.022	-146.3	28.02	-55	-44.437	126.7	-16.06	53.3
29	-17.608	68	26.546	-140.7	-40.446	109.5	-15.134	166.2
30	-14.137	-45.3	25.358	129.8	-37.993	88.9	-8.91	165
31	-13.971	-92.3	21.959	52.3	-40.63	61	-4.886	131.5
32	-11.571	-122.1	19.504	-22.5	-40.537	43.5	-6.108	107.5

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [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
- [MB98] Maral, G., Bousquet, M., (μετάφραση Δρ. Ι.Ο.Βαρδιάμπασης, Δρ. Γ.Ε. Χατζαράκης), Δορυφορικές Επικοινωνίες, Συστήματα, Τεχνικές και Τεχνολογία, Εκδ. Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 2000
- [KKK95] Κωνσταντίνου, Φ., Καψάλης, Χ., Κωττής, Π., Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες, Εκδ. Παπασωτηρίου, Αθήνα 1995
- [Ουζ94] Ουζούνογλου, Ν., Εισαγωγή στα Μικροκύματα, Εκδ. Παπασωτηρίου, Αθήνα 1994
- [Κωτ03] Κωττής, Π., Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων, Εκδ. Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2003
- [KK03] Καψάλης, Χ., Κωττής, Π., Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδ. Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2003