

**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
ΚΕΝΤΡΙΚΗΣ ΜΑΚΕΔΟΝΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ**

**Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα
Υψηλών Συχνοτήτων
Στυλιανός Τσίτσος**



Ιούνιος 2015

Άδειες Χρήσης

Το παρόν εκπαιδευτικό υλικό υπόκειται σε άδειες χρήσης Creative Commons. Για εκπαιδευτικό υλικό, όπως εικόνες, που υπόκειται σε άλλου τύπου άδειας χρήσης, η άδεια χρήσης αναφέρεται ρητώς.



Το έργο αυτό αδειοδοτείται από την Creative Commons Αναφορά Δημιουργού - Παρόμοια Διανομή 4.0 Διεθνές Άδεια. Για να δείτε ένα αντίγραφο της άδειας αυτής, επισκεφτείτε <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.el>.

Χρηματοδότηση

Το παρόν εκπαιδευτικό υλικό έχει αναπτυχθεί στα πλαίσια του εκπαιδευτικού έργου του διδάσκοντα.

Το έργο «**Ανοικτά Ακαδημαϊκά Μαθήματα στο ΤΕΙ Κεντρικής Μακεδονίας**» έχει χρηματοδοτήσει μόνο τη αναδιαμόρφωση του εκπαιδευτικού υλικού.

Το έργο υλοποιείται στο πλαίσιο του Επιχειρησιακού Προγράμματος «Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση» και συγχρηματοδοτείται από την Ευρωπαϊκή Ένωση (Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο) και από εθνικούς πόρους.



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1⁰: ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΑ

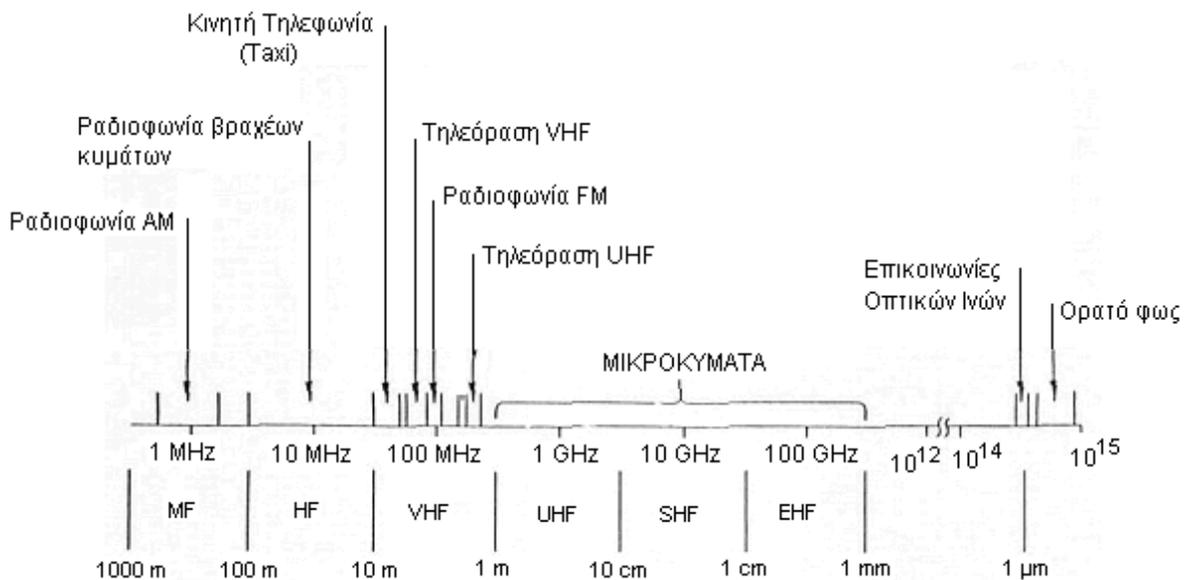
1.1 Εισαγωγή

Η επιστήμη των Μικροκυμάτων ξεκίνησε με την ανάπτυξη του ραντάρ και επεκτάθηκε κατά τη διάρκεια του 2^{ου} Παγκοσμίου Πολέμου. Η ανακάλυψη των μικροκυματικών πηγών όπως το κλύστρον και το μάγνητρον άνοιξε τη συχνότητα των Γιγάκυκλων ($GHz=10^9Hz$) στους Μηχανικούς Τηλεπικοινωνιών. Η εμπορική χρησιμοποίηση των δορυφόρων έφερε επανάσταση στις Τηλεπικοινωνίες και οι μικροκυματικές ζεύξεις αντικατέστησαν πολλά χιλιόμετρα τηλεφωνικών καλωδίων.

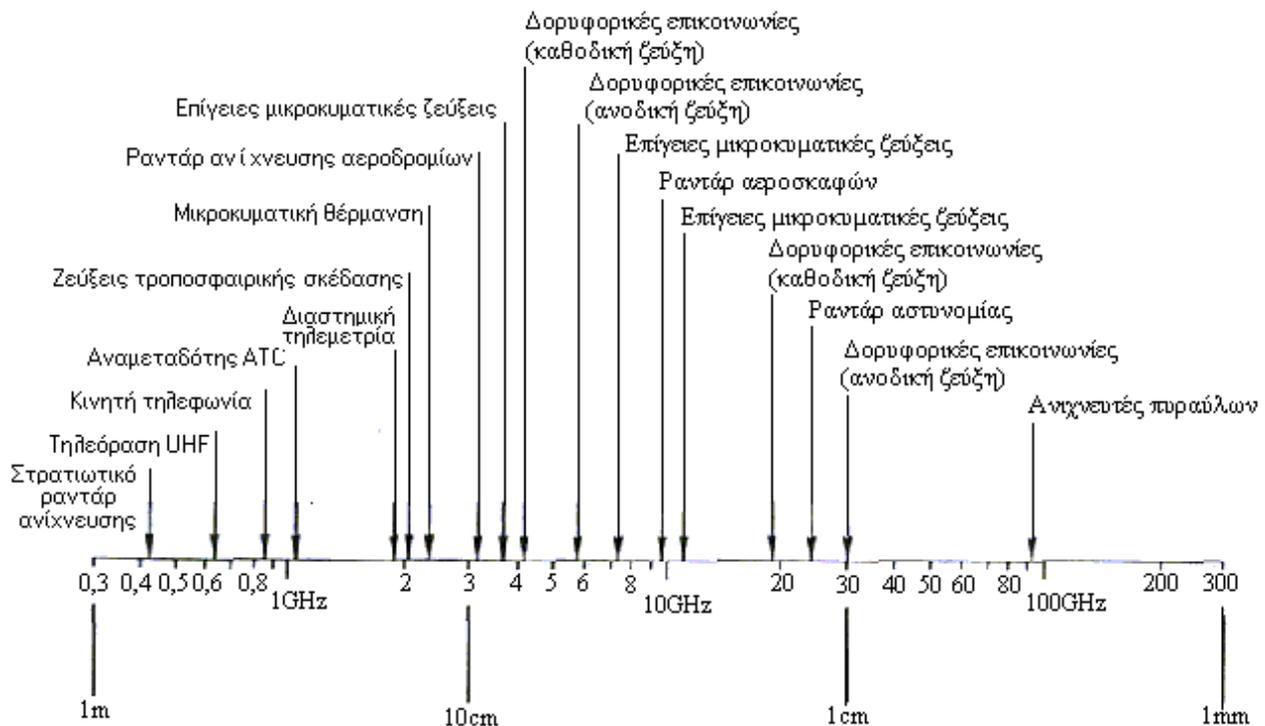
Τα μικροκύματα είναι ουσιαστικά η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία συχνοτήτων από μερικές εκατοντάδες MHz μέχρι μερικές εκατοντάδες GHz . Για σύγκριση, το σήμα από έναν ραδιοσταθμό AM είναι περίπου $1 MHz$ και το σήμα από έναν σταθμό FM είναι περίπου $100 MHz$. Το σχήμα 1.1 δείχνει τις θέσεις διαφορετικών μέσων εκπομπής στο φάσμα συχνοτήτων και το σχήμα 1.2 δίνει έμφαση στο μικροκυματικό φάσμα. Για παράδειγμα, έχουμε τους φούρνους μικροκυμάτων στα $2.2 GHz$, μικροκυματικές ζεύξεις στα $4 GHz$, δορυφορική τηλεόραση στα $4 GHz$ (καθοδική ζεύξη) και $6 GHz$ (ανοδική ζεύξη) και το ραντάρ της αστυνομίας στα $22 GHz$.

Το μεγάλο πρόβλημα στις συχνότητες των μικροκυμάτων είναι το μέγεθος του μήκους κύματος του σήματος. Το μήκος κύματος σε ένα σήμα χαμηλής συχνότητας είναι πολύ μεγάλο συγκρινόμενο με τις φυσικές διαστάσεις μιας συσκευής. Για παράδειγμα, το μήκος κύματος μιας γραμμής ηλεκτρικής ενέργειας στα $50 Hz$ είναι $6.000 km$ ενώ για ένα σήμα συχνότητας $1 MHz$ το μήκος κύματος είναι $300 m$. Ο μεγάλος λόγος διαστάσεων μήκους κύματος προς συσκευή έχει σαν αποτέλεσμα πολύ μικρές διαφορές φάσεως σε διαφορετικά σημεία δοκιμής. Οι μικρές διαφορές φάσεως σημαίνουν ότι δεν μπορεί να σχηματιστεί ένα στάσιμο κύμα, το οποίο είναι το αποτέλεσμα της αλληλεπίδρασης μεταξύ ενός προς τα εμπρός κινούμενου σήματος και της ανακλάσεώς του. Έτσι οι λύσεις των εξισώσεων του Maxwell απλοποιούνται πάρα πολύ και προκύπτει ο νόμος του Ohm και άλλα θεωρήματα που κάνουν το σχεδιασμό κυκλωμάτων σε χαμηλές συχνότητες σχετικά εύκολο. Ο Μηχανικός μικροκυμάτων δεν μπορεί να χρησιμοποιήσει τις εξισώσεις των χαμηλών συχνοτήτων για να αναλύσει ή να σχεδιάσει ένα μικροκυματικό κύκλωμα. Η μόνη αξιόπιστη πηγή είναι οι εξισώσεις

Maxwell. Στις μικροκυματικές συχνότητες, το μήκος κύματος ενός σήματος είναι συγκρίσιμο ή ακόμη και μικρότερο από τις φυσικές διαστάσεις της συσκευής. Για παράδειγμα, το μήκος κύματος ενός σήματος 10 GHz είναι 3 cm . Έτσι, δύο γειτονικά σημεία δοκιμής μπορεί να έχουν σημαντική διαφορά φάσεως. Παρόμοια, επειδή ένα προς τα εμπρός κινούμενο κύμα μπορεί να ανακλαστεί μερικώς εξαιτίας μιας κακής προσαρμογής στο κύκλωμα, ένα σημείο δοκιμής στο κύκλωμα είναι η υπέρθεση του προς τα εμπρός και του ανακλώμενου κύματος. Αυτά τα δύο κύματα διαφέρουν μεταξύ τους κατά μία σημαντική γωνία φάσεως και κατά τη διεύθυνση της διάδοσής τους. Η πεπερασμένη διαφορά φάσεως μεταξύ του προς τα εμπρός κύματος και του ανακλώμενου κύματος έχει σαν αποτέλεσμα το σχηματισμό ενός **στασίμου κύματος**. Επίσης, άλλα φαινόμενα υψηλής συχνότητας όπως οι **απώλειες λόγω ακτινοβολίας**, οι **διηλεκτρικές απώλειες** και οι **παρασιτικές χωρητικότητες** καθιστούν το σχεδιασμό των μικροκυματικών κυκλωμάτων δύσκολο. Έτσι δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε απλά καλώδια και χαμηλής συχνότητας στοιχεία, όπως αντιστάσεις, πυκνωτές και πηνία, επειδή αυτά τα στοιχεία έχουν διαφορετική συμπεριφορά στις υψηλές συχνότητες που οδηγεί σε πιθανή αστοχία τους. Η κατασκευή δικτύων υψηλών συχνοτήτων είναι πολύ ευαίσθητη στο σχήμα και στις ασυνέχειες των αγωγών.



Σχήμα 1.1: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα από συχνότητες MHz έως 10^{15} Hz και εφαρμογές.



Σχήμα 1.2: Το μικροκυματικό φάσμα από υπό-GHz συχνότητες μέχρι εκατοντάδες GHz εφαρμογές.

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό ενός μικροκυματικού σήματος είναι ότι μπορεί να διαθωθεί μέσα από την ιονόσφαιρα με ελάχιστες απώλειες. Όμως, οι υδρατμοί, η βροχή, το όζον και το οξυγόνο απορροφούν τα μικροκύματα σε ορισμένες συχνότητες. Η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία σε συχνότητες της τάξεως δεκάδων MHz και κάτω, δεν μπορεί να εισχωρήσει στην ιονόσφαιρα αλλά ανακλάται πίσω. Τα μικροκύματα όμως, μπορούν να εισχωρήσουν στην ιονόσφαιρα υφιστάμενα κάποια περίθλαση. Έτσι οι διαστημικές επικοινωνίες χρησιμοποιούν μικροκύματα.

Ένα άλλο στοιχείο των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων υψηλών συχνοτήτων είναι ότι ως φέροντα κύματα μπορούν να συγκεντρώσουν περισσότερη πληροφορία μέσα στο εύρος ζώνης τους. Για παράδειγμα, η τυπική συχνότητα φέροντος ενός σήματος AM είναι 1 MHz και η πληροφορία της μουσικής και της φωνής (που ονομάζονται ακουστική πληροφορία) περιέχονται σε ένα εύρος ζώνης 40 kHz, δηλαδή 4% του φέροντος. Αν χρησιμοποιηθεί ένα κύμα 10 GHz ως φέρον, τότε ένα εύρος ζώνης 1% θα είναι 100 MHz, που σημαίνει ότι $100 \text{ MHz} / 40 \text{ kHz} = 25000$ ξεχωριστές ομάδες ακουστικής πληροφορίας μπορούν θεωρητικά να διευθετηθούν.

Πέρα από τις τηλεπικοινωνίες, η επιστήμη των μικροκυμάτων έχει εφαρμογές και σε άλλους τομείς, όπως είναι η απομάκρυνση οργανικού θείου και άλλων πιθανών ρυπαντών από τον άνθρακα, η ανίχνευση των δινο-ρευμάτων σε ένα κομμάτι μετάλλου με ρωγμές, στην Ιατρική για την καταπολέμηση του καρκίνου κλπ.

1.2 Η κλίμακα decibel

Η κλίμακα decibel χρησιμοποιείται κυρίως για τη σύγκριση λόγων ισχύος ή τάσεως. Αν θεωρήσουμε μόνο ηλεκτρική ισχύ, θα έχουμε:

$$dB = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \quad (1.1)$$

Πρέπει να τονιστεί ότι το dB δεν είναι φυσική ποσότητα αλλά παριστάνει το λόγο δύο φυσικών ποσοτήτων και είναι ένας αδιάστατος αριθμός. Αν η ισχύς αναφοράς P_2 είναι το $1W$ τότε το dB γίνεται dBW , ενώ αν $P_2=1 mW$ τότε το dB γίνεται dBm .

(Σημείωση: Δεν μπορούμε να πολλαπλασιάσουμε μαζί δύο στάθμες ισχύος, επειδή ένα τέτοιο γινόμενο δεν έχει φυσική σημασία. Συνεπώς η πράξη $dBm+dBm$ δεν υφίσταται).

Είναι δυνατόν σε πολλές περιπτώσεις, να εκφράσουμε τις ισχύεις σε όρους των συσχετιζόμενων τάσεών τους. Έτσι θα έχουμε:

$$dB = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{P_2}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{V_1^2 \cdot R_2}{V_2^2 \cdot R_1}\right) \quad (1.2)$$

Συνήθως, οι δύο αντιστάσεις R_1 και R_2 εκλέγονται να είναι ίσες για λόγους σύγκρισης. Αυτό σημαίνει, ότι η ισχύς που παράγεται από δύο ξεχωριστές τάσεις, V_1 και V_2 μπορεί να συγκριθεί όταν εφαρμόζεται σε αντιστάσεις με ίδιες τιμές. Έτσι, η παραπάνω εξίσωση μπορεί να απλοποιηθεί στην:

$$dB = 10 \cdot \log\left(\frac{V_1^2}{V_2^2}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{V_1}{V_2}\right) \quad (1.3)$$

Επειδή η τεχνολογία μικροκυμάτων αναφέρεται κυρίως σε στάθμες ισχύος, ο λόγος τάσεων σπάνια χρησιμοποιείται.

1.3 Το Neper

Όπως είδαμε, για να εκφράσουμε το λόγο ισχύων σε dB , χρησιμοποιούμε την εξίσωση (1.1). Για να εκφράσουμε τον λόγο ισχύων με βάση τον αριθμό $e=2,718$, χρησιμοποιούμε τον φυσικό λογάριθμο \ln και έτσι ορίζεται το *Neper* ως:

$$Neper = \ln(P_1 / P_2) \quad (1.4)$$

Στην πράξη, το *Neper* έχει λιγότερη σημασία από το dB .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2⁰: ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΣΜΟΣ

2.1 Εισαγωγή

Στην ηλεκτρονική χαμηλών συχνοτήτων, τα ηλεκτρικά σήματα ταξιδεύουν από το ένα στοιχείο στο άλλο μέσω συνδετικών καλωδίων. Η απώλεια ισχύος στα καλώδια είναι συνήθως ωμική. Καθώς η συχνότητα αυξάνει, οι απώλειες λόγω ακτινοβολίας και οι διηλεκτρικές απώλειες γίνονται σημαντικές. Οι απώλειες λόγω ακτινοβολίας είναι ενέργεια που ακτινοβολείται ως αποτέλεσμα του ότι ένα καλώδιο λειτουργεί όπως μία κεραία. Οι απώλειες λόγω ακτινοβολίας σχετίζονται με τη συχνότητα και την ισχύ των σημάτων που μεταφέρονται στα καλώδια. Στις διηλεκτρικές απώλειες, τα επαγόμενα επιφανειακά φορτία στο διηλεκτρικό που οφείλονται στη μεταβολή της τάσεως μεταξύ π.χ. του κεντρικού αγωγού και του εξωτερικού αγωγού ενός ομοαξονικού καλωδίου, σπαταλούν ενέργεια. Οι διηλεκτρικές απώλειες σχετίζονται με τη διηλεκτρική σταθερά του διηλεκτρικού, την τάση μεταξύ του εσωτερικού και του εξωτερικού αγωγού και τη συχνότητα του σήματος. Οι διηλεκτρικές απώλειες σε ομοαξονικά καλώδια γίνονται σημαντικές για συχνότητες άνω των 10 GHz .

2.2 Εξισώσεις Maxwell

Τα χαρακτηριστικά των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων βασίζονται στις εξισώσεις του Maxwell, οι οποίες συσχετίζουν την πυκνότητα ηλεκτρικής ροής \mathbf{D} , την πυκνότητα μαγνητικής ροής \mathbf{B} , την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου \mathbf{E} και την ένταση του μαγνητικού πεδίου \mathbf{H} με την πυκνότητα της εντάσεως του ρεύματος \mathbf{J} και την πυκνότητα φορτίου ρ :

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0\end{aligned}\tag{2.1}$$

όπου τα εμφανιζόμενα βαθμωτά και διανυσματικά μεγέθη είναι σημειακές συναρτήσεις του χρόνου.

Η πρώτη εξίσωση του Maxwell μας λέει ότι ένα μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο έχει σαν αποτέλεσμα ένα μεταβαλλόμενο ηλεκτρικό πεδίο και είναι γνωστή ως **νόμος του Faraday**. Η δεύτερη εξίσωση δηλώνει ότι ένα μεταβαλλόμενο ηλεκτρικό πεδίο έχει σαν αποτέλεσμα ένα μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο. Η τρίτη εξίσωση δηλώνει ότι η μορφή, η ένταση και η διεύθυνση του συνολικού ηλεκτρικού πεδίου καθορίζονται από τη γεωμετρική κατανομή των ηλεκτρικών φορτίων που παράγουν το πεδίο. Τέλος, η τέταρτη εξίσωση μας λέει ότι το μαγνητικό πεδίο ακολουθεί έναν κλειστό βρόχο.

2.3 Ηλεκτρική και μαγνητική διαπερατότητα

Η ικανότητα παραγωγής ενός ηλεκτρικού ή μαγνητικού πεδίου μέσα σε ένα ορισμένο μέσο, εξαρτάται από τις διηλεκτρικές ή μαγνητικές ιδιότητες των διαφόρων υλικών. Οι διηλεκτρικές ιδιότητες δίνονται από την **ηλεκτρική διαπερατότητα ϵ** , που περιγράφει πόσο εύκολα το υλικό μπορεί να πολωθεί, δηλαδή πόσο εύκολα τα φορτία εντός του υλικού μπορούν να μετατοπιστούν όταν εφαρμόζεται μία τάση (ή ηλεκτρικό πεδίο). Στο κενό ή στον αέρα, η τιμή της ηλεκτρικής διαπερατότητας είναι $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$. Οι διαπερατότητες όλων των άλλων υλικών συνήθως εκφράζονται ως ένα γινόμενο του ϵ_0 και ενός αριθμητικού παράγοντα που είναι γνωστός ως η **διηλεκτρική σταθερά ϵ_r** ($\epsilon_r = 1$ για το κενό). Επομένως η διηλεκτρική σταθερά ενός συγκεκριμένου υλικού είναι $\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$.

Κατά τον ίδιο τρόπο, οι μαγνητικές ιδιότητες ενός υλικού περιγράφονται από την **μαγνητική διαπερατότητα μ** . Για το κενό ή τον αέρα έχουμε $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$. Οι μαγνητικές διαπερατότητες των άλλων υλικών δίνονται ως $\mu = \mu_r \mu_0$ όπου το μ_r είναι ένας καθαρός αριθμός γνωστός ως σχετική μαγνητική διαπερατότητα ($\mu_r = 1$ για το κενό).

2.4 Ταχύτητα διάδοσης

Όταν δημιουργείται ένα φορτίο, το ηλεκτρικό πεδίο αρχίζει να διαδίδεται προς τα έξω με πεπερασμένη ταχύτητα που είναι η ταχύτητα του φωτός. Στο κενό ή τον αέρα, η ταχύτητα του φωτός είναι $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. Σε ένα μέσο, η ταχύτητα του φωτός

αλλάζει κατά κάτι και γενικά δηλώνεται ως v . Αν το υλικό έχει ηλεκτρική και μαγνητική διαπερατότητα ϵ και μ αντίστοιχα, η ταχύτητα v δίνεται ως εξής:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.2)$$

Στο κενό, η ταχύτητα του φωτός είναι:

$$v = c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \quad (2.3)$$

Συχνά χρειάζεται να εκφράσουμε την ταχύτητα του φωτός v σε ένα μέσο, σαν κλάσμα του c :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_r\mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \quad (2.4)$$

2.5 Χαρακτηριστική αντίσταση Z_0

Ας υποθέσουμε ότι ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα σε ένα μέσο μπορεί να «παγώσει» σε κάποια χρονική στιγμή και το ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο μπορούν να «μετρηθούν». Αυτό είναι ένα φανταστικό πείραμα που δεν μπορεί να εκτελεστεί στην πραγματικότητα. Ο λόγος της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E προς την ένταση του μαγνητικού πεδίου H είναι γνωστός ως η **χαρακτηριστική αντίσταση** (ή αντίσταση κύματος), Z_0 του μέσου:

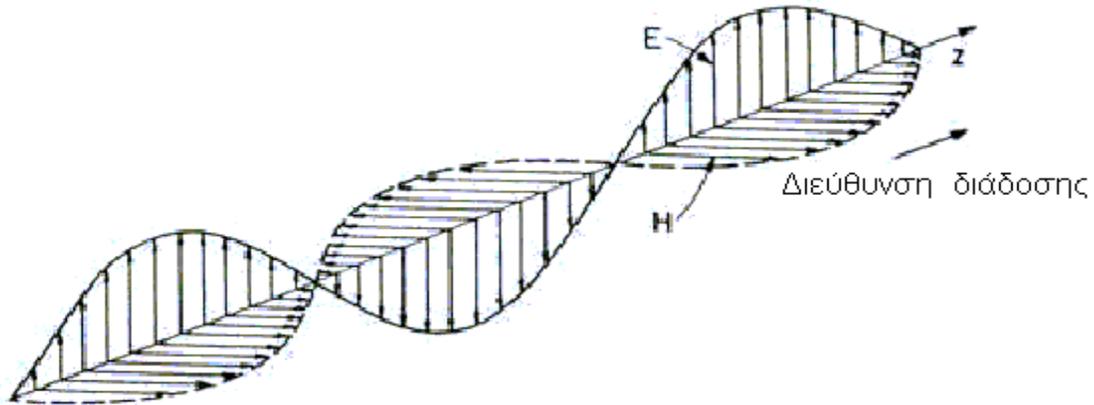
$$Z_0 = \frac{E}{H} \quad (2.5)$$

Το ηλεκτρικό πεδίο E δίνεται σε *Volt/m*, το μαγνητικό πεδίο σε *Amperes/m* και η χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 σε *Ohms*. Σημειώστε ότι η Z_0 είναι ο λόγος του E προς H και είναι ανεξάρτητος από τα απόλυτα πλάτη όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1. Επειδή οι εντάσεις του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου σχετίζονται με την ηλεκτρική και μαγνητική διαπερατότητα του μέσου, η Z_0 μπορεί να εκφραστεί εναλλακτικά ως:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.6)$$

Για τον ελεύθερο χώρο έχουμε:

$$Z_0(\text{ελευθέρου χώρου}) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \text{ Ohms} \quad (2.7)$$



Σχήμα 2.1: Η χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος είναι ο λόγος του ηλεκτρικού πεδίου E προς το μαγνητικό πεδίο H . Τα E και H αλλάζουν τα πλάτη τους έτσι ώστε ο λόγος παραμένει πάντα ο ίδιος.

2.6 Επιδερμικό βάθος

Το **επιδερμικό βάθος** ορίζεται ως η απόσταση από μία μεταλλική επιφάνεια πέρα από την οποία το συνολικό πλάτος του διεισδύοντος μαγνητικού πεδίου πέφτει κάτω από 30% του αρχικού πλάτους. Μαθηματικά, το επιδερμικό βάθος, δ για έναν αγωγό εκφράζεται ως:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (2.8)$$

όπου ρ η ειδική αντίσταση του μετάλλου, $\sigma = 1/\rho$ η ειδική αγωγιμότητα του μετάλλου, f η συχνότητα του εναλλασσόμενου μαγνητικού πεδίου και μ η μαγνητική διαπερατότητα του μετάλλου.

Για μικροκυματικές εφαρμογές, ως ένα αγωγίμο μέσο χρησιμοποιείται συνήθως ο χαλκός. Η ηλεκτρική ειδική αγωγιμότητα του χαλκού είναι περίπου ίδιας τάξεως μεγέθους όπως το ασήμι ή ο χρυσός ή το αλουμίνιο κλπ. Επιπλέον ο χαλκός είναι μη μαγνητικός. Μια πιο χρήσιμη έκφραση για το επιδερμικό βάθος του χαλκού είναι η εξής:

$$\delta = \frac{2}{\sqrt{f(\text{GHz})}} \quad (2.9)$$

όπου το f δίνεται σε GHz και το δ σε μm .

Από την εξίσωση (2.8), για το επιδερμικό βάθος προκύπτουν τα εξής:

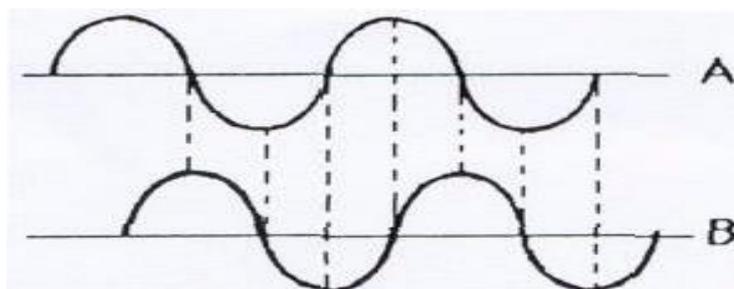
1. Το δ αυξάνει με την ειδική αντίσταση.
2. Το δ μειώνεται με τη συχνότητα.
3. Το δ μειώνεται με τη μαγνητική διαπερατότητα.

Το επιδερμικό βάθος είναι ουσιαστικά η ενεργός απόσταση διείσδυσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος μέσα σε ένα μέταλλο. Σε κυματοδηγούς, όπου τα κύματα διαδίδονται με ανάκλαση στα τοιχώματα του κυματοδηγού, οι εσωτερικές του επιφάνειες μερικές φορές καλύπτονται με πολύ λεπτά στρώματα από ασήμι ή χαλκό. Αυτή η τεχνική ενισχύει την αγωγιμότητα του σήματος και ελαττώνει την απορρόφηση ισχύος του σήματος από τον κυματοδηγό.

Αν το μέταλλο είναι τέλειος αγωγός, δηλαδή $\rho=0$ που σημαίνει $\delta=0$, δηλαδή το επιδερμικό βάθος είναι μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι το εισερχόμενο μαγνητικό πεδίο δεν μπορεί να διεισδύσει στο μέταλλο. Το συνολικό μαγνητικό πεδίο κάθετο στη μεταλλική επιφάνεια είναι μηδέν. Έτσι το 100% του κύματος ανακλάται και το μέταλλο δεν απορροφά ισχύ. Αν το μέταλλο έχει κάποια αντίσταση, η ανάκλαση δεν είναι 100%. Τότε το ηλεκτρομαγνητικό κύμα μπορεί να διεισδύσει στο μέταλλο σε μία απόσταση δ και κάποια ισχύς απορροφάται από το μέταλλο για να διατηρήσει τα διονεύματα, τα οποία μαζί με την αντίσταση του μετάλλου παράγουν θερμότητα. Αυτή η απορρόφηση ισχύος προκαλεί την εξασθένιση στον κυματοδηγό. Αυτή η εξασθένιση είναι παρόμοια με την ωμική αντίσταση ενός απλού καλωδίου στην ηλεκτρονική χαμηλών συχνοτήτων.

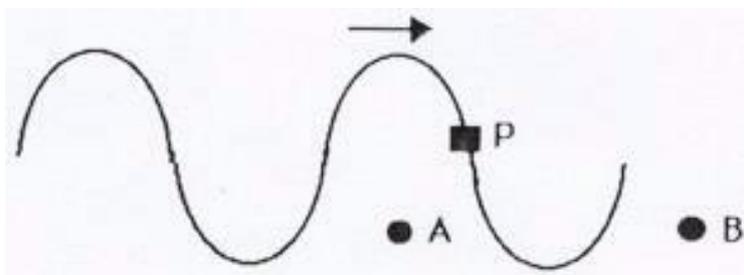
2.7 Διαφορά φάσεως

Ας θεωρήσουμε δύο κύματα που έχουν την ίδια συχνότητα, αλλά δεν είναι πλήρως ευθυγραμμισμένα μεταξύ τους. Τότε λέμε ότι τα κύματα έχουν **διαφορά στη φάση τους**. Το σχήμα 2.2 παριστάνει δύο κύματα A και B της ίδιας συχνότητας αλλά με διαφορά φάσεως 90° . Το κύμα A προηγείται του B κατά 90° .



Σχήμα 2.2: Δύο ημιτονοειδή κύματα A και B με διαφορά φάσεως 90° .

Θεωρείστε ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα που ταξιδεύει προς δύο θέσεις A και B όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3. Ένα συγκεκριμένο σημείο του κύματος, το P , περνάει πρώτα από τη θέση A και μετά από κάποια στιγμή περνάει από τη θέση B . Χρειάζεται ένας πεπερασμένος χρόνος για το σημείο P να πάει από το A στο B .



Σχήμα 2.3: Ένα συγκεκριμένο σημείο P του κύματος που διαδίδεται από τα αριστερά προς τα δεξιά περνάει πρώτα από τη θέση A και μετά από τη θέση B .

Αναφερόμενοι στο σχήμα 2.3, αν μπορούσαμε να παγώσουμε το χρόνο σε κάποια στιγμή t_0 , γίνεται προφανές ότι υπάρχει διαφορά φάσεως μεταξύ του κύματος που περνάει από το A και του κύματος που περνάει από το B . Η διαφορά φάσεως χαρακτηρίζεται από μία μετρούμενη ποσότητα που ονομάζεται **γωνία φάσεως**. Η γωνία φάσεως θ μπορεί να υπολογιστεί από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\theta = \frac{D}{\lambda} \cdot 360^\circ \quad (2.10)$$

$$\theta = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360^\circ \quad (2.11)$$

όπου D η απόσταση μεταξύ του σημείου A και του σημείου B , λ το μήκος κύματος του ηλεκτρομαγνητικού κύματος με τις ίδιες μονάδες όπως το D , Δt ο χρόνος που χρειάζεται το κύμα να ταξιδέψει από το σημείο A στο B και T η περίοδος του κύματος με τις ίδιες μονάδες όπως το Δt . Σημειώστε ότι ο χρόνος που χρειάζεται για να καλυφθεί η απόσταση από το A στο B δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta t = D/v \quad (2.12)$$

όπου v η ταχύτητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος (c αν το μέσο είναι το κενό).

Πρέπει να σημειωθεί ότι τα μήκη κύματος των σημάτων χαμηλών και μεσαίων συχνοτήτων (dc - MHz) είναι πολύ μεγαλύτερα από τις φυσικές διαστάσεις τυπικών εργαστηριακών συσκευών. Έτσι η διαφορά φάσεως μεταξύ της πηγής του σήματος και του φορτίου για ένα σήμα χαμηλής συχνότητας, είναι πολύ μικρή. Αυτή η μικρή

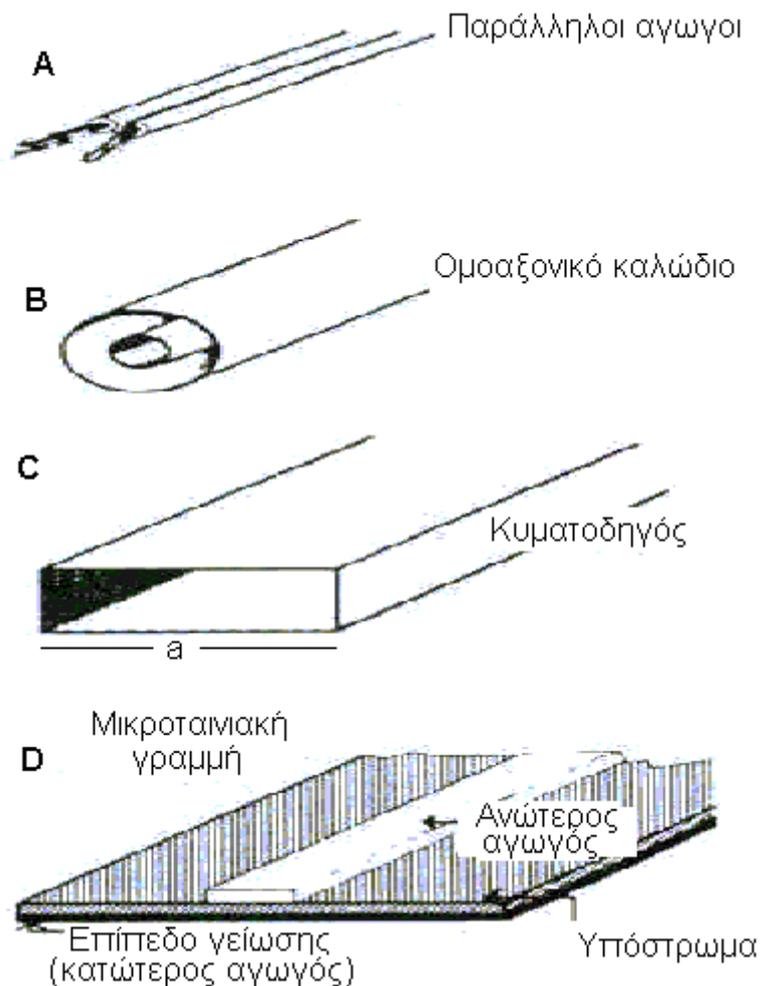
διαφορά φάσεως κάνει την ανάλυση εύκολη, καθώς κάθε συσκευή επεξεργάζεται το «ίδιο» κομμάτι πληροφορίας εξαιτίας των πολύ μικρών διαφορών φάσεως. Στις μικροκυματικές συχνότητες, τα μήκη κύματος είναι συγκρίσιμα ή και μικρότερα από τα εργαστηριακά καλώδια και τις συσκευές. Η γωνία φάσεως μεταξύ δύο θέσεων μπορεί να είναι αρκετά μεγάλη. Αυτή η σημαντική διαφορά φάσεως, προκαλεί και τις δυσκολίες που συναντούμε στα μικροκυματικά συστήματα. Σε αντίθεση με τις χαμηλές συχνότητες όπου τα μήκη των καλωδίων δεν παίζουν ρόλο, τα μήκη των μικροκυματικών αγωγών και των κυματοδηγών παίζουν σημαντικό ρόλο στον καθορισμό της συνολικής συμπεριφοράς ενός μικροκυματικού κυκλώματος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3⁰: ΓΡΑΜΜΕΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ

3.1 Εισαγωγή

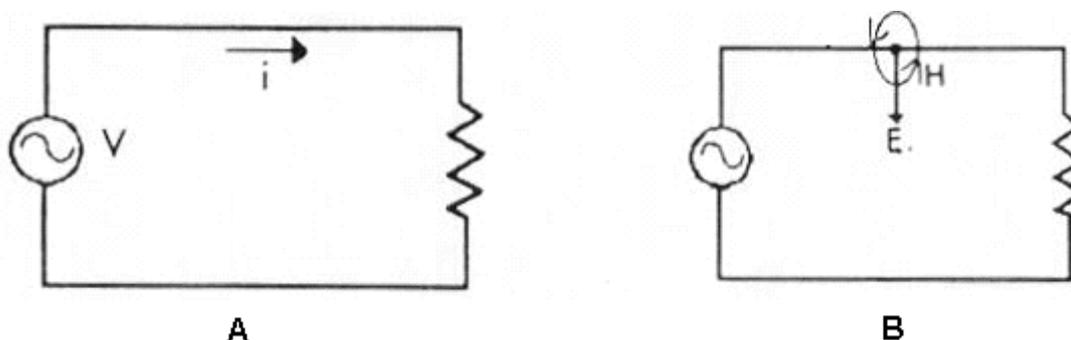
Στην πιο απλή της μορφή, μια γραμμή μεταφοράς είναι ένα ζευγάρι αγωγών που συνδέουν δύο ηλεκτρικά συστήματα, στοιχεία ή συσκευές. Αν το θέσουμε διαφορετικά, μια γραμμή μεταφοράς οδηγεί τα ηλεκτρονικά σήματα από την πηγή στο φορτίο. Στο σχήμα 3.1 φαίνονται μερικές κοινές γραμμές μεταφοράς.

Ο κυματοδηγός είναι μία γραμμή μεταφοράς για μικροκύματα. Οι κυματοδηγοί είναι συνήθως μεταλλικοί σωλήνες με ορθογωνική, κυκλική ή ελλειψοειδή εγκάρσια διατομή. Οι κυματοδηγοί είναι διαφορετικοί από τα ομοαξονικά καλώδια ή άλλες γραμμές μεταφοράς στο ότι ο σωλήνας, ενώ μοιάζει με το εξωτερικό περίβλημα ενός ομοαξονικού καλωδίου, δεν έχει κεντρικό αγωγό.



Σχήμα 3.1: Τέσσερις κοινές γραμμές μεταφοράς: A) παράλληλα καλώδια B) ομοαξονικό καλώδιο C) ορθογωνικός κυματοδηγός D) μικροταινιακή γραμμή.

Άλλες γραμμές μεταφοράς μπορούν συνήθως να αναλυθούν από τη γνώση των χαρακτηριστικών της τάσεως, του ρεύματος και της αντιστάσεώς τους. Ας θεωρήσουμε τη σύνδεση του σχήματος 3.2A, όπου το μέτωπο της τάσεως και του ρεύματος ταξιδεύουν κατά μήκος του προς τα εμπρός αγωγού και του αγωγού επιστροφής. Επειδή οι τάσεις είναι απευθείας ανάλογες με τα ηλεκτρικά πεδία και τα ρεύματα σχετίζονται άμεσα με τα μαγνητικά πεδία, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το εναλλακτικό του σχήματος 3.2A, είναι αυτό του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου του σχήματος 3.2B. Το πεδίο πρέπει να ακολουθεί το φυσικό περίγραμμα των γραμμών μεταφοράς. Στην ουσία, οι δύο αγωγοί «οδηγούν» τη διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου από την πηγή στο φορτίο. Μερικά από τα πεδία ακτινοβολούνται μακριά.

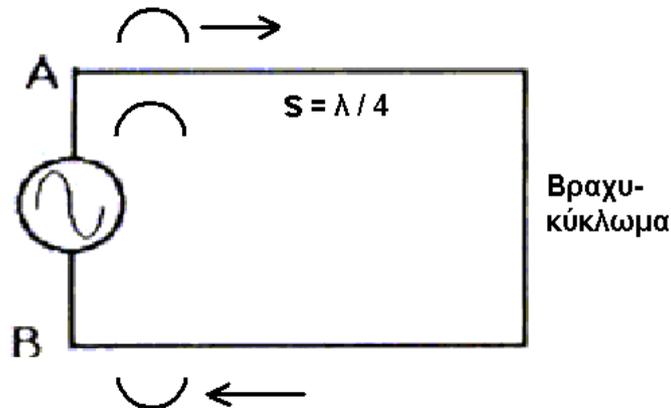


Σχήμα 3.2: Ένα απλό ηλεκτρονικό κύκλωμα μπορεί να εκφραστεί (A) με τάση V και ρεύμα i ή (B) με ηλεκτρικό πεδίο E και μαγνητικό πεδίο H .

3.2 Βραχυκύκλωμα ενός τετάρτου κύματος

Ας θεωρήσουμε μία γεννήτρια σήματος που συνδέεται σε έναν αγωγό σχήματος C πλάτους s και ύψους b όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3. Για λόγους απλότητας υποθέτουμε ότι ο αγωγός δεν έχει ωμική αντίσταση. Από γνώσεις βασικών ηλεκτρονικών καταλαβαίνουμε ότι αυτό είναι ένα βραχυκύκλωμα και η γεννήτρια φορτίζεται σοβαρά. Η σύνδεση του σχήματος 3.3 **δεν** αποτελεί βραχυκύκλωμα αν το πλάτος s είναι ένα τέταρτο του μήκους κύματος του σήματος. Αυτό μπορεί να εξηγηθεί ως εξής: κατά τη σύνδεση, υπάρχει μέτωπο ρεύματος που κινείται από τη γεννήτρια προς το φορτίο (βραχυκύκλωμα). Το βραχυκύκλωμα στέλνει όλο το ρεύμα πίσω στη γεννήτρια. Επειδή είναι ένα τέταρτο του μήκους κύματος προς κάθε πλευρά, το επιστρεφόμενο ρεύμα είναι μισό μήκος κύματος ή 180° διαφορά φάσεως, σε σύγκριση με το ρεύμα που μόλις βγαίνει από τη γεννήτρια. Υπάρχει, συνεπώς, ολική

εξουδετέρωση ρεύματος, με αποτέλεσμα μηδενικό ρεύμα. Έτσι, το ένα τέταρτο κύματος ($\lambda/4$) βραχυκύκλωμα παρουσιάζει μία άπειρη αντίσταση στο κύκλωμα και είναι ουσιαστικά ένας «μονωτής» στο σήμα ενός μήκους κύματος.



Σχήμα 3.3: Σύνδεση ενός αγωγού σχήματος C με μία γεννήτρια.

Ποιοτικά, η αντίσταση του βραχυκυκλώματος σαν συνάρτηση του s είναι:

$$Z(s) \propto \tan(\beta s) \quad (3.1)$$

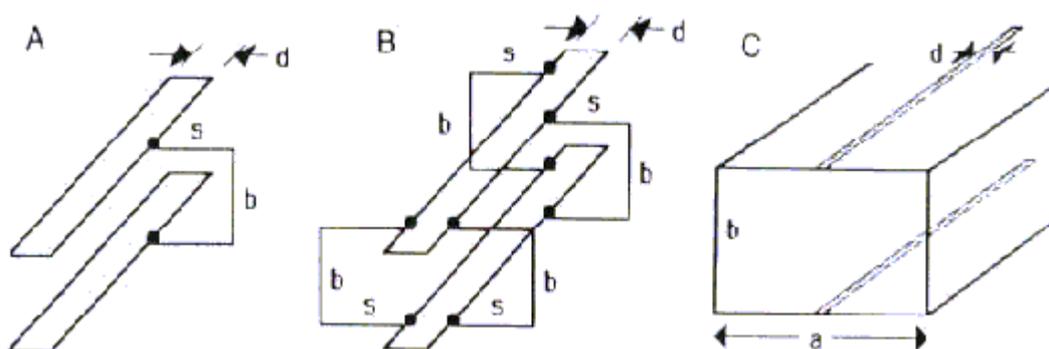
όπου $\beta = 360^\circ/\lambda$.

Αν s είναι πολύ μικρότερο από το λ , όπως συμβαίνει στα ηλεκτρονικά χαμηλής συχνότητας, το $\tan(\beta s)$ και συνεπώς το $Z(s)$ είναι πρακτικά μηδέν, το οποίο συμφωνεί με τη γνώση των βασικών ηλεκτρονικών ότι αυτός ο αγωγός είναι ένα βραχυκύκλωμα. Αν όμως s είναι ίσο με $\lambda/4$, τότε $\tan 90^\circ$ είναι ίσον με άπειρο, δηλαδή τέλειος μονωτής.

3.3 Τετραγωνικοί κυματοδηγοί

Θα δείξουμε τώρα ότι ένας τετραγωνικός κυματοδηγός μπορεί να θεωρηθεί ως μία σειρά βραχυκυκλωμάτων ενός τετάρτου κύματος. Το σχήμα 3.4A δείχνει δύο αρτηρίες πλάτους d σε απόσταση b μεταξύ τους. Ένα βραχυκύκλωμα ενός τετάρτου κύματος μήκους s ($s = \lambda/4$) συνδέεται μεταξύ των δύο αρτηριών. Επειδή η αντίσταση του βραχυκυκλώματος ενός τετάρτου κύματος είναι άπειρη, η παρουσία του δεν αλλάζει τίποτε, δηλαδή το βραχυκύκλωμα ενός τετάρτου κύματος είναι ηλεκτρικώς «αόρατο». Τώρα φανταστείτε ότι περισσότερα τέτοια βραχυκυκλώματα προσθέτονται, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4B. Καμία αλλαγή στην αντίσταση δεν συμβαίνει. Καθώς ο

αριθμός των βραχυκυκλωμάτων γίνεται άπειρος, σχηματίζεται ένας τετραγωνικός κυματοδηγός.



Σχήμα 3.4: Κατασκευή ενός τετραγωνικού κυματοδηγού.

Αν υποθέσουμε ότι οι αρτηρίες δεν έχουν πλάτος, δηλαδή $d=0$ και επειδή $s=\lambda/4$, είναι προφανές ότι το συνολικό πλάτος του τετραγωνικού κυματοδηγού a είναι μισό μήκος κύματος ($a=\lambda/2$) του σήματος. Έτσι, ένας τετραγωνικός κυματοδηγός θέτει ένα ανώτερο όριο στο μήκος κύματος ή ένα κατώτερο όριο στη συχνότητα του σήματος που οδηγείται. Αυτό το ανώτερο όριο του μήκους κύματος (**μήκος κύματος αποκοπής**) είναι $\lambda_c=2a$ και η αντίστοιχη συχνότητα (**συχνότητα αποκοπής**) είναι $f_c=c/\lambda_c$. Κάθε σήμα του οποίου το μήκος κύματος είναι μεγαλύτερο από αυτό το μήκος κύματος αποκοπής, δεν επιτρέπεται. Επομένως, ο τετραγωνικός κυματοδηγός είναι ένα υπεραπώ φίλτρο.

3.4 Ρυθμοί διάδοσης

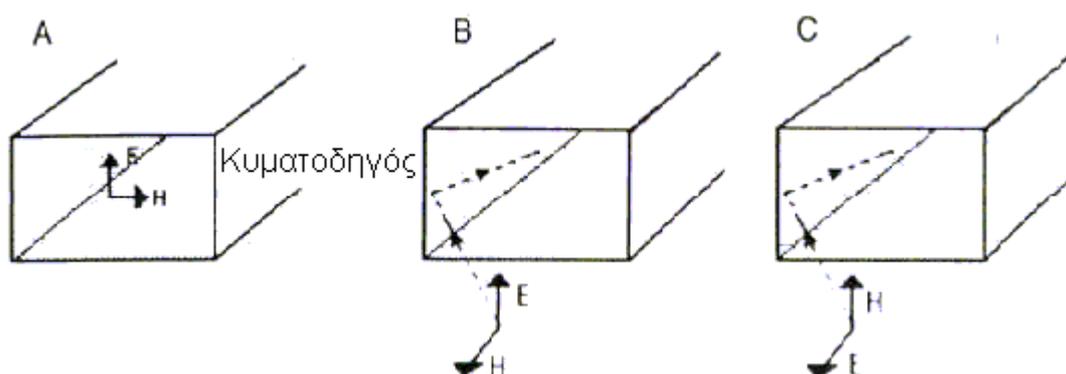
3.4.1 TEM ρυθμός

Αναφερόμενοι στο σχήμα 3.2B, το μέτωπο του ηλεκτρομαγνητικού κύματος έχει ορισμένα χαρακτηριστικά. Η διεύθυνση διάδοσης, το ηλεκτρικό πεδίο και το μαγνητικό πεδίο είναι αμοιβαία κάθετα το ένα με το άλλο. Αυτός ο ρυθμός διάδοσης είναι γνωστός ως **εγκάρσιος ηλεκτρομαγνητικός (TEM) ρυθμός**. Οι ρυθμοί TEM είναι οι κύριοι ρυθμοί διάδοσης για όλες τις γραμμές μεταφοράς χαμηλής συχνότητας και δεν επιτρέπονται σε κυματοδηγούς.

Ο TEM ρυθμός είναι ρυθμός χαμηλής συχνότητας και σχετίζεται με το γεγονός ότι τα μήκη κύματος των χαμηλών συχνοτήτων είναι συνήθως πολύ μεγαλύτερα από τις φυσικές διαστάσεις (μήκος και πλάτος) των γραμμών μεταφοράς. Καθώς η συχνότητα αυξάνει, το μήκος κύματος μειώνεται και γίνεται συγκρίσιμο με το μήκος και το πλάτος της γραμμής. Έτσι ο TEM ρυθμός κυριαρχεί στις χαμηλές συχνότητες και άλλοι ρυθμοί κυριαρχούν στις υψηλές συχνότητες.

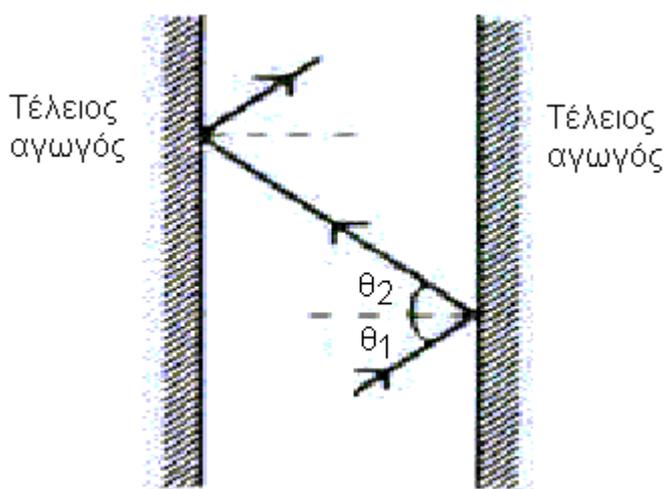
3.4.2 Άλλοι ρυθμοί

Σε αντίθεση με τον TEM ρυθμό, τα ηλεκτρικά πεδία E ή τα μαγνητικά πεδία H ή και τα δύο των άλλων ρυθμών έχουν μερικές συνιστώσες τους κατά μήκος της διεύθυνσης διάδοσης. Θα χρησιμοποιήσουμε έναν τετραγωνικό κυματοδηγό για να ορίσουμε τους άλλους ρυθμούς. Ας φανταστούμε τρεις τύπους ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που εισέρχονται σε έναν τετραγωνικό κυματοδηγό. Ο πρώτος τύπος είναι ένας TEM ρυθμός (σχήμα 3.5A) και δεν επιτρέπεται σε κυματοδηγό. Ο δεύτερος και ο τρίτος τύπος είναι τέτοιοι ώστε το ηλεκτρομαγνητικό κύμα εισέρχεται στον κυματοδηγό υπό γωνία και διαδίδεται κατά μήκος του κυματοδηγού με μία ζιγκ-ζαγκ μορφή. Στο δεύτερο τύπο, το ηλεκτρικό πεδίο είναι κάθετο στη διεύθυνση διαδόσεως, που είναι κατά τη διεύθυνση του μήκους του κυματοδηγού (σχήμα 3.5B). Αυτός ονομάζεται **εγκάρσιος ηλεκτρικός (TE) ρυθμός**. Στον τρίτο τύπο, το μαγνητικό πεδίο είναι κάθετο στη διεύθυνση διαδόσεως (σχήμα 3.5C). Αυτός ονομάζεται **εγκάρσιος μαγνητικός (TM) ρυθμός**.



Σχήμα 3.5: (A) TEM ρυθμός (B) TE ρυθμός (Γ) TM ρυθμός.

Ας θεωρήσουμε ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα που εισέρχεται σε κυματοδηγό υπό γωνία (σχήμα 3.6). Το κύμα έρχεται σε επαφή με έναν τέλειο αγωγό και το αποτέλεσμα είναι ότι υπάρχει ένα ανακλώμενο κύμα, με τη γωνία προσπτώσεως να είναι ίση με τη γωνία ανακλάσεως, δηλ. $\theta_1 = \theta_2$. Ο αγωγός είναι τέλειος και έτσι το επιδερμικό βάθος είναι μηδέν. Αν ο αγωγός έχει μη μηδενική ειδική αντίσταση (δηλαδή δεν είναι τέλειος), το επιδερμικό βάθος είναι πεπερασμένο και ένα μέρος της ισχύος του προσπίπτοντος κύματος απορροφάται από τον αγωγό για να παράγει τα δινο-ρεύματα, τα οποία με τη σειρά τους παράγουν θερμότητα. Αυτό συνεισφέρει στην ιδιότητα εξασθένησης του κυματοδηγού. Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό είναι ότι η ζιγκ-ζαγκ μορφή επιβραδύνει τη διάδοση του κύματος κατά μήκος της γραμμής. Η ταχύτητα διαδόσεως κατά μήκος του κυματοδηγού είναι γνωστή ως **ταχύτητα ομάδας**.



Σχήμα 3.6: Η ζιγκ-ζαγκ μορφή διάδοσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος μέσα σε έναν τετραγωνικό κυματοδηγό.

3.5 Θεωρία γραμμών μεταφοράς

Είμαστε τώρα σε θέση να αναπτύξουμε ένα γενικό θεωρητικό υπόβαθρο για γραμμές μεταφοράς. Η θεωρία εφαρμόζεται σε γραμμές μεταφοράς όλων των τύπων: παράλληλες γραμμές, συνεστραμμένο ζεύγος, ομοαξονικό καλώδιο ακόμα και κυματοδηγούς.

Ας θεωρήσουμε δύο παράλληλες γραμμές όπως φαίνονται στο σχήμα 3.7. Μεταξύ των δύο αγωγών υπάρχει το μονωτικό στρώμα ή ο αέρας και τα δύο από τα οποία είναι διηλεκτρικά. Όλοι οι αγωγοί έχουν κάποια ωμική αντίσταση r' , ανεξάρτητα

από το πόσο υψηλή είναι η αγωγιμότητά τους. Επίσης χαρακτηρίζονται από τη μαγνητική επαγωγή L' και τη χωρητικότητα C . Τέλος, όλα τα διηλεκτρικά μέσα επιτρέπουν τη ροή ρεύματος διαρροής, ειδικά σε υψηλή τάση. Είναι επομένως απαραίτητο να θεωρήσουμε μία αντίσταση R (η οποία μπορεί να είναι 10^{12} Ohms ή περισσότερο) στη διαδρομή διαρροής μεταξύ των δύο αγωγών. Μερικές φορές η R αντικαθίσταται από την αντίστροφη ποσότητα, την αγωγιμότητα G (όσο μικρότερο είναι το G , τόσο καλύτερη είναι η μόνωση). Το συνολικό κύκλωμα και το ισοδύναμό του φαίνονται στο σχήμα 3.8. Αν οι δύο γραμμές εκτείνονται στο άπειρο, το ισοδύναμο κύκλωμα θα εκτείνεται επίσης στο άπειρο. Οι ποσότητες r , R , C και L του σχήματος 3.8(B) καθορίζονται ως ποσότητες ανά μονάδα μήκους. Με άλλα λόγια, αυτές οι ηλεκτρικές ποσότητες είναι κατανεμημένες παρά διακριτές. Η ισοδύναμη αντίσταση των άπειρων γραμμών μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{r + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (3.2)$$

όπου $G=1/R$ η αγωγιμότητα του διηλεκτρικού μέσου και $\omega=2\pi f$.

Για μια γραμμή απεριόριστα μεγάλη και χωρίς απώλειες, είναι $r=0$ και $G=0$. Η αντίσταση Z_0 λαμβάνει τη μορφή:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.3)$$

όπου L και C είναι η επαγωγή ανά μονάδα μήκους και η χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους, αντίστοιχα. Η ποσότητα Z_0 είναι γνωστή ως η **χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς**. Οι ποσότητες L και C είναι μετρήσιμες ή υπολογίσιμες και γενικά καθορίζονται από τον κατασκευαστή για μια συγκεκριμένη γραμμή μεταφοράς. Για ένα σήμα που ταξιδεύει μέσα σε ένα καλώδιο, η χωρητικότητα C του καλωδίου βοηθά στον καθορισμό της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E του σήματος. Η επαγωγή L του καλωδίου, σχετίζεται με το μαγνητικό πεδίο H του σήματος. Έτσι η χαρακτηριστική αντίσταση ορίζεται ως:

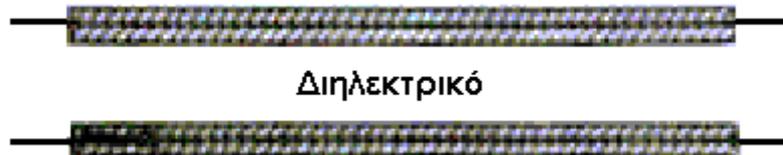
$$Z_0 = \frac{E}{H} \quad (3.4)$$

ή ως:

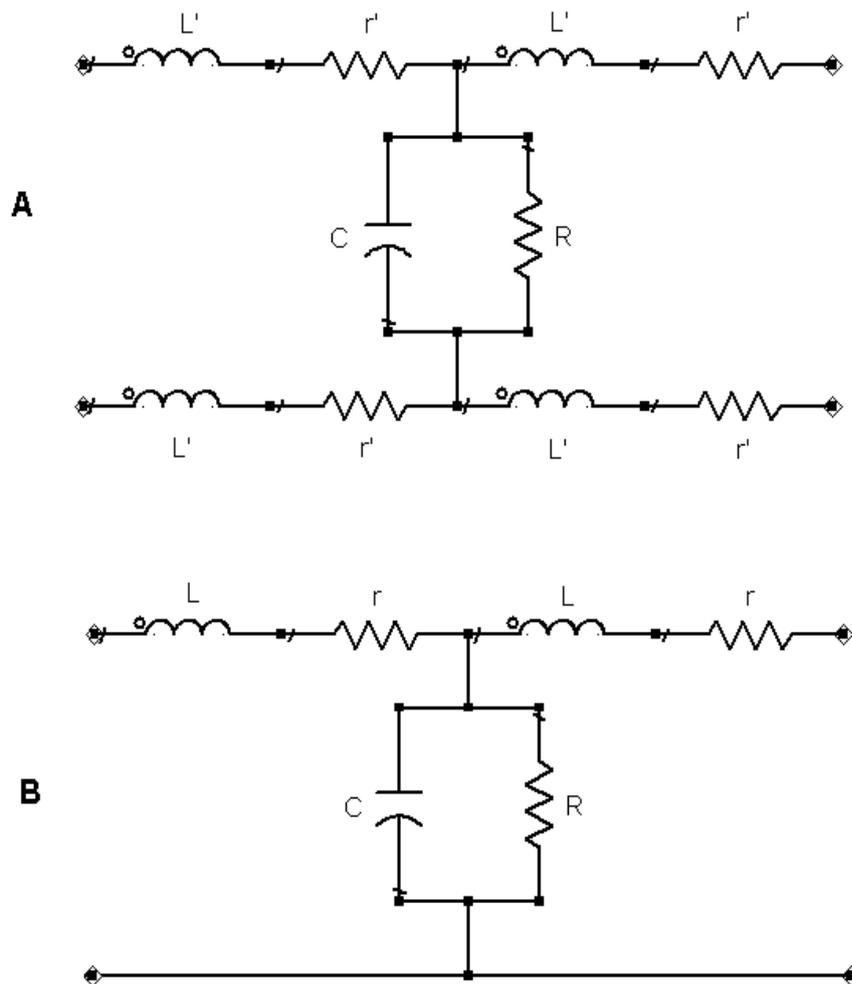
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.5)$$

Η χαρακτηριστική αντίσταση που δίνεται από την (3.4) είναι περισσότερο κατάλληλη για μία δέσμη ηλεκτρομαγνητικού κύματος που ταξιδεύει μέσα σε έναν κυματοδηγό.

Το ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο του κύματος αλληλεπιδρά με τα τοιχώματα του κυματοδηγού. Επομένως, το ηλεκτρικό ή μαγνητικό πεδίο ή και τα δύο θα μεταβάλλονται κατά κάτι, συγκρινόμενα με όταν το σήμα ταξιδεύει στον ελεύθερο χώρο. Επομένως, η χαρακτηριστική αντίσταση του κυματοδηγού είναι διαφορετική από εκείνη του ελεύθερου χώρου. Η διαφορά θα είναι ακόμη πιο σημαντική αν το εσωτερικό του κυματοδηγού είναι γεμάτο με διηλεκτρικό αντί για αέρα ή το κενό.



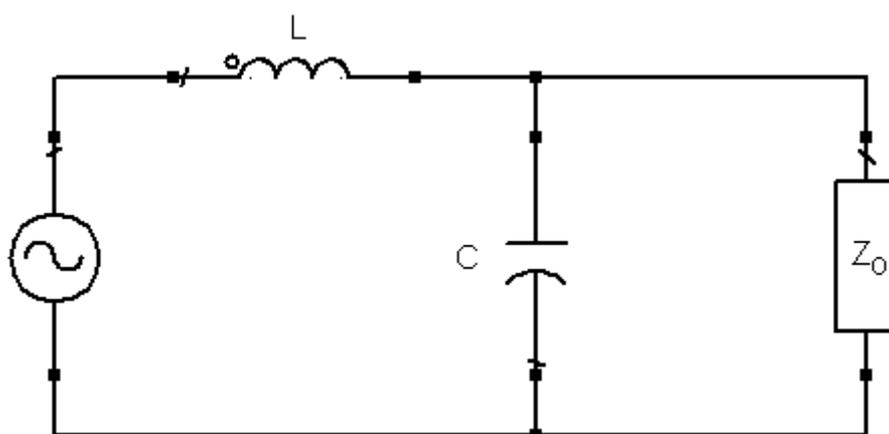
Σχήμα 3.7: Δύο παράλληλα αγωγικά καλώδια που χωρίζονται από ένα ή δύο διηλεκτρικά στρώματα.



Σχήμα 3.8: (A) Το ισοδύναμο κύκλωμα μιας γραμμής μεταφοράς και (B) η απλοποιημένη του μορφή.

3.6 Προσαρμοσμένος τερματισμός

Η έννοια της απεριόριστα μεγάλης γραμμής μεταφοράς είναι εξαιρετικά χρήσιμη. Ας υποθέσουμε ότι ξεκινάμε με μια απεριόριστα μεγάλη γραμμή της οποίας η χαρακτηριστική αντίσταση είναι Z_0 . Κρατάμε ένα τμήμα του καλωδίου και αντικαθιστούμε την απεριόριστα μεγάλη γραμμή από μία αντίσταση φορτίου της οποίας η τιμή είναι επίσης Z_0 όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9. Έτσι, μια πεπερασμένη γραμμή μεταφοράς τερματιζόμενη από μία αντίσταση Z_0 είναι ηλεκτρικώς ισοδύναμη με μία απεριόριστα μεγάλη γραμμή μεταφοράς.



Σχήμα 3.9: Τμήμα μιας γραμμής μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 τερματιζόμενο σε χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 .

Το πλεονέκτημα της χρήσης μιας απεριόριστα μεγάλης γραμμής είναι ότι κάθε σήμα που αφήνει τη γεννήτρια θα συνεχίσει την διάδοσή του στη γραμμή και δεν θα επιστρέψει ποτέ. Δηλαδή δεν υφίσταται ανάκλαση. Οι ανακλάσεις μέσα σε μία γραμμή μεταφοράς σημαίνουν ότι έχουμε ανεπαρκή μεταφορά ισχύος (και πληροφορίας) από την πηγή στο φορτίο. Η ανάκλαση προκαλεί επίσης παραμόρφωση της πληροφορίας.

Σε μία γραμμή πεπερασμένου μήκους, το σήμα απορροφάται από το φορτίο τερματισμού. Αυτό μπορεί να συμβαίνει αν η αντίσταση του φορτίου τερματισμού είναι ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής.

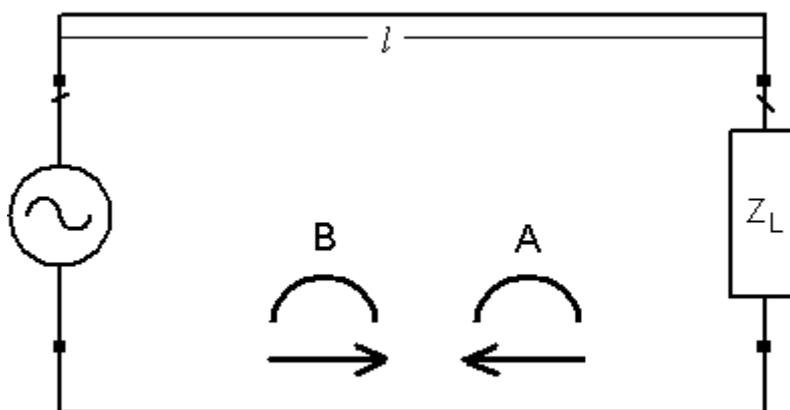
3.7 Ταχύτητα διάδοσης

Στον ελεύθερο χώρο, ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα ταξιδεύει με την ταχύτητα του φωτός $c=3\cdot 10^8$ m/sec. Σε μια γραμμή μεταφοράς η επαγωγή κατά μήκος της γραμμής και η χωρητικότητα της γραμμής επιβραδύνουν τη διάδοση. Η **ταχύτητα διάδοσης** σε μία γραμμή μεταφοράς, γνωστής επαγωγής και χωρητικότητας ανά μονάδα μήκους, είναι:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

3.8 Στάσιμο κύμα

Ας θεωρήσουμε μία γενική περίπτωση στην οποία η αντίσταση της γραμμής δεν είναι η ίδια με αυτή του φορτίου. Το μέτωπο του κύματος A χτυπά το φορτίο Z_L και όταν δεν απορροφάται όλη η ενέργεια από το Z_L , η υπόλοιπη ανακλάται. Το ανακλώμενο κύμα, ταξιδεύει από τα δεξιά προς τα αριστερά (σχήμα 3.10) και συναντά ένα άλλο μέτωπο κύματος B (το οποίο δημιουργήθηκε λίγο χρόνο μετά το A). Το προς τα εμπρός κύμα και το ανακλώμενο κύμα μπορούν να συνυπάρχουν και αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Τότε λέμε ότι δημιουργείται ένα **στάσιμο κύμα**.

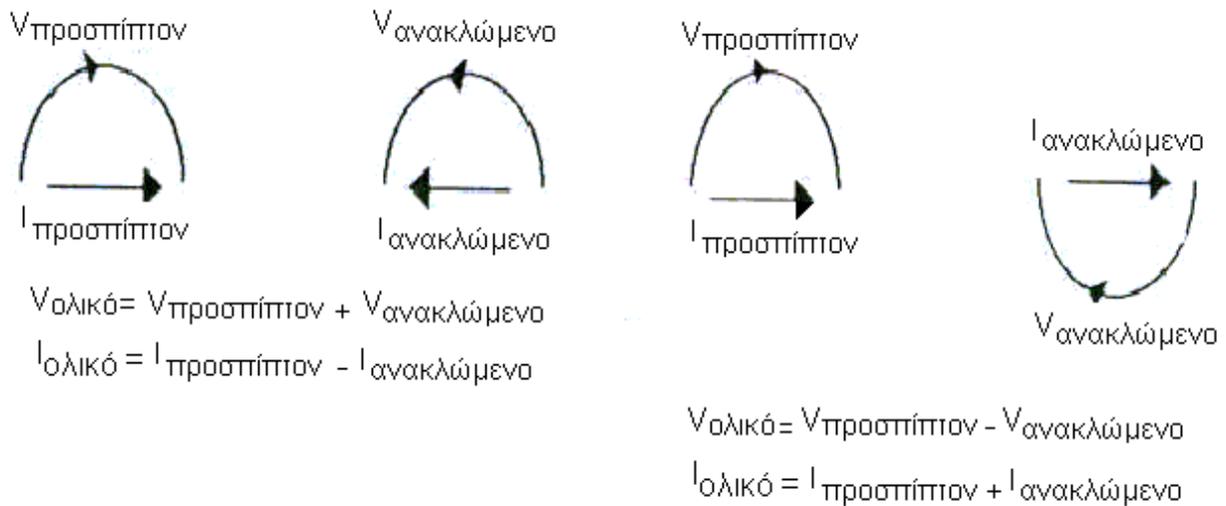


Σχήμα 3.10: Δημιουργία στασίμου κύματος.

Σε ένα συγκεκριμένο σημείο P , υπάρχει κάποια ορισμένη διαφορά φάσεως μεταξύ του προς τα εμπρός κύματος και του ανακλώμενου κύματος. Αυτή η διαφορά φάσεως καθορίζεται από το μήκος κύματος του κύματος, το ακριβές μήκος της

γραμμής και τη θέση του σημείου P σχετικά με την πηγή ή το φορτίο. Στάσιμα κύματα δημιουργούνται για τα μέτωπα κύματος της τάσεως και του ρεύματος. Αν δεν υπάρχει ανάκλαση, τα μέτωπα κύματος για την τάση και το ρεύμα είναι σε φάση.

Αν δύο θετικά μέτωπα κύματος (ένα προς τα εμπρός και ένα ανακλώμενο) συναντηθούν, τα μέτωπα κύματος του ρεύματος αφαιρούνται, ενώ της τάσεως προστίθενται (σχήμα 3.11). Ομοίως, αν ένα θετικό μέτωπο συναντήσει ένα αρνητικό μέτωπο, τα ρεύματα θα προστεθούν και οι τάσεις θα αφαιρεθούν.



Σχήμα 3.11: Δύο πιθανές αλληλεπιδράσεις μεταξύ της τάσεως (ρεύματος) του προς τα εμπρός κύματος και της τάσεως (ρεύματος) του ανακλώμενου κύματος.

Ο λόγος $V_{\text{ολικό}}$ προς $i_{\text{ολικό}}$ σε κάθε σημείο ονομάζεται **(φαινομένη) σύνθετη αντίσταση** (σ' αυτό το σημείο). Η ακριβής τιμή εξαρτάται από τη σχετική θέση του μετώπου του κύματος από κάποιο σημείο αναφοράς. Συνήθως διαλέγουμε το φορτίο ως σημείο αναφοράς. Η έκφραση για τη φαινομένη αντίσταση δίνεται παρακάτω και η αντίστοιχη απόσταση s μετριέται από το φορτίο όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12:

$$Z(s) = \frac{V_{\text{ολικό}}(s)}{i_{\text{ολικό}}(s)} = \frac{V_f(s) \pm V_r(s)}{i_f(s) \mp i_r(s)} \quad (3.7)$$

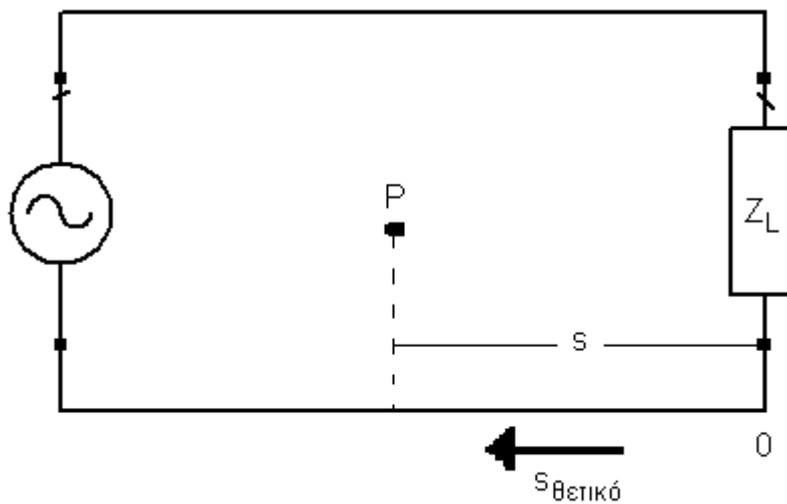
Καθώς το s μεταβάλλεται, η φασική σχέση μεταξύ του προς τα εμπρός και του ανακλώμενου κύματος αλλάζει. Αυτό σημαίνει ότι η ολική τάση και το ολικό ρεύμα μεταβάλλονται με το s όπως και η αντίσταση. Η ακριβής έκφραση της (3.7) είναι:

$$Z(s) = \frac{Z_0(Z_L + jZ_0 \tan \beta s)}{Z_0 + jZ_L \tan \beta s} \quad (3.8)$$

όπου $\beta=360^\circ/\lambda_g$. Ορίζουμε το λ_g ως το μήκος κύματος του σήματος μέσα στον κυματοδηγό, οποίο ονομάζεται **οδηγούμενο μήκος κύματος**. Έτσι υπολογίζεται η παρακάτω ποσότητα που δίνει τη διαφορά φάσεως:

$$\beta s = \frac{360^\circ \cdot s}{\lambda_g} \quad (3.9)$$

Ο φανταστικός αριθμός j στην εξίσωση (3.8) συμβαίνει επειδή υπάρχει μια διαφορά φάσεως μεταξύ της ολικής τάσης και του ολικού ρεύματος. Αυτή η διαφορά φάσεως είναι διαφορετική από εκείνη μεταξύ των προς τα εμπρός και των ανακλώμενων κυμάτων.



Σχήμα 3.12: Απαραίτητες παράμετροι για τον καθορισμό της εξίσωσης στασίμου κύματος.

3.9 Κανονικοποιημένη αντίσταση και κανονικοποιημένη απόσταση

3.9.1 Κανονικοποίηση αντίστασης

Στη εξίσωση (3.8) αν διαιρέσουμε και τις δύο πλευρές με Z_0 , λαμβάνουμε:

$$Z_n(s) = \frac{Z(s)}{Z_0} = \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta s}{Z_0 + jZ_L \tan \beta s} \quad (3.10)$$

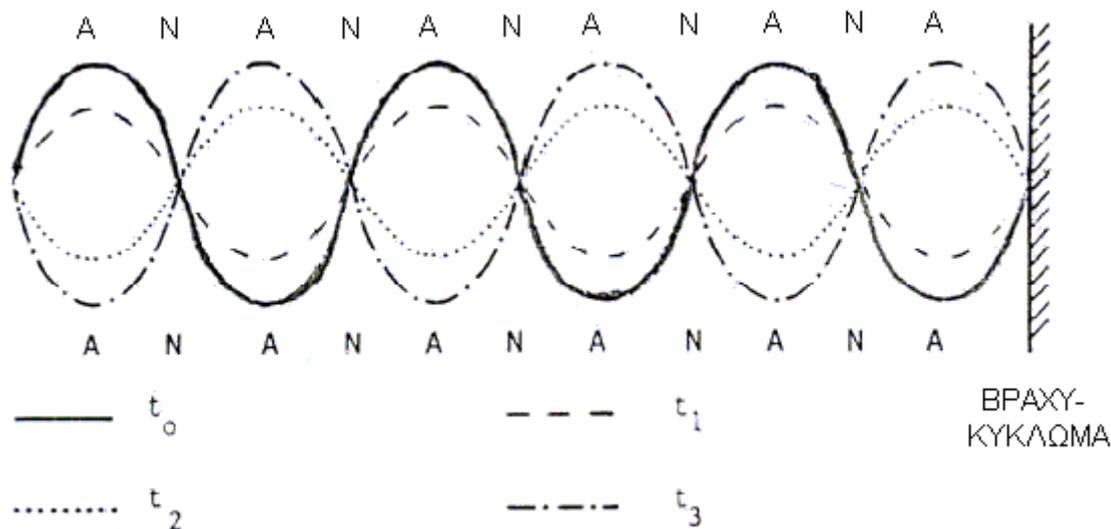
Η αντίσταση $Z_n(s)$ είναι τώρα **κανονικοποιημένη ως προς την αντίσταση της γραμμής**, δηλαδή εκφράζεται ως αριθμητικός παράγοντας της Z_0 . Σημειώστε ότι οι $Z(s)$ και Z_0 εκφράζονται σε *Ohms* αλλά η $Z_n(s)$ είναι αδιάστατη, δηλαδή χωρίς μονάδες.

3.9.2 Κανονικοποίηση μήκους

Αρκετά συχνά είναι επιθυμητό να εκφράσουμε ένα δεδομένο μήκος ή απόσταση σε όρους μιας μονάδας μήκους που μας βολεύει. Έτσι διαλέγουμε το μήκος κύματος λ_g ως μήκος αναφοράς. Όπως και η κανονικοποιημένη αντίσταση το μήκος κύματος αναφοράς είναι αδιάστατο.

3.10 Στάσιμο κύμα και λόγος στασίμων κυμάτων

Ένα στάσιμο κύμα δημιουργείται όταν δύο κύματα που ταξιδεύουν σε αντίθετες κατευθύνσεις αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Το ανακλώμενο κύμα, του οποίου το ιδανικό πλάτος είναι ίσο με εκείνο το προσπίπτοντος κύματος, θα σχηματίσει ένα στάσιμο κύμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3.13. Μία σημαντική ιδιότητα του στασίμου κύματος είναι ότι υπάρχουν κόμβοι (nodes- N) και αντικόμβοι (antinodes- A). Οι κόμβοι είναι οι θέσεις κατά μήκος του στασίμου κύματος, όπου δεν υπάρχει καθαρή κίνηση (όλα τα N στο σχήμα 3.13). Οι αντικόμβοι είναι εκείνες οι θέσεις στις οποίες τα πλάτη της κινήσεως είναι μέγιστα (όλα τα A στο σχήμα 3.13).



Σχήμα 3.13: Στάσιμο κύμα σε μία γραμμή μεταφοράς. Δείχνονται τέσσερις χρονικές στιγμές.

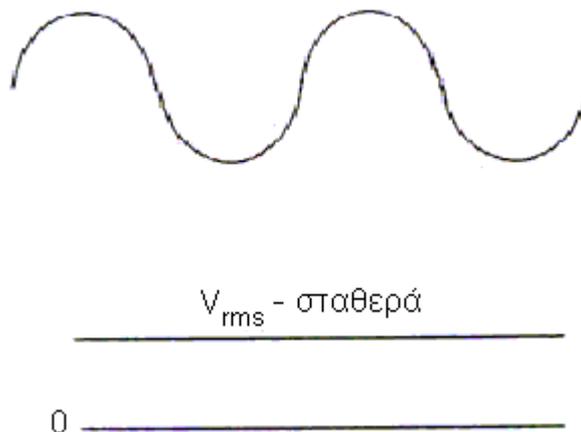
Σε μια γραμμή μεταφοράς, σχηματίζονται στάσιμα κύματα της τάσεως και του ρεύματος. Για τους κυματοδηγούς, τα ηλεκτρικά πεδία των προς τα εμπρός και των

ανακλώμενων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σχηματίζουν ένα στάσιμο κύμα. Το ίδιο συμβαίνει και για τα μαγνητικά πεδία.

Μία χρήσιμη ποσότητα για το χαρακτηρισμό ενός στάσιμου κύματος είναι ο **λόγος στασίμων κυμάτων (SWR)**. Επειδή η τάση είναι γενικά η πιο σημαντική παράμετρος που μετρείται, θα εξετάσουμε το λόγο στασίμων κυμάτων της τάσεως (**VSWR**).

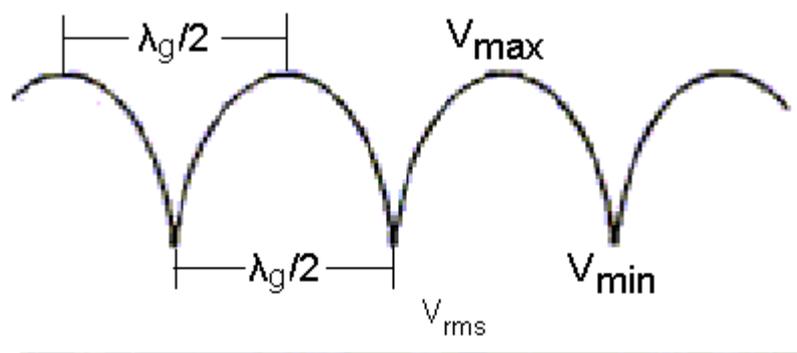
Ας θεωρήσουμε ένα προς τα εμπρός κινούμενο ημιτονοειδές κύμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14. Η ενεργός τιμή του (*rms*) είναι V_f . Αν το κύμα ταξιδεύει προς τα εμπρός χωρίς ανάκλαση, η *rms* τιμή του είναι σταθερή. Το τετράγωνο της *rms* τιμής του κύματος είναι ανάλογο της ισχύος. Ένα ομοιόμορφο ημιτονοειδές κύμα σημαίνει ότι σε κάθε κύκλο μεταφέρει την ίδια ενέργεια. Τώρα, ας υποθέσουμε ότι αυτό το προς τα εμπρός κύμα έχει ως αποτέλεσμα ένα ανακλώμενο κύμα όταν συναντήσει το φορτίο. Το ανακλώμενο κύμα έχει τη δική του *rms* τιμή, V_r . Σε ένα στάσιμο κύμα τάσεως, η τάση του προς τα εμπρός κύματος συνδυάζεται με την τάση του ανακλώμενου κύματος. Κατά συνέπεια, θα έχουμε μέγιστη *rms* τιμή σε κάποιες θέσεις, ελάχιστη *rms* τιμή σε κάποιες άλλες θέσεις και τιμές μεταξύ του μεγίστου και του ελαχίστου στις υπόλοιπες θέσεις. Ο λόγος της μέγιστης *rms* τάσεως προς την ελάχιστη *rms* τιμή είναι ο λόγος στασίμων κυμάτων της τάσεως (VSWR):

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (3.11)$$



Σχήμα 3.14: Η *rms* τιμή ενός ημιτονοειδούς κύματος.

Στο σχήμα 3.15 φαίνεται η μεταβολή της *rms* τάσης (που αντιστοιχεί στην ισχύ) του στασίμου κύματος. Μία σημαντική ιδιότητα του στασίμου κύματος είναι ότι τα ελάχιστα (ή τα μέγιστα) επαναλαμβάνονται κάθε μισό μήκος κύματος. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι η ισχύς ενός κύματος είναι ανεξάρτητη από το πρόσημο του κύματος, δηλαδή το θετικό μισό του ημιτονοειδούς κύματος μεταφέρει την ίδια ισχύ όπως και το αρνητικό μισό. Επίσης σημειώνουμε ότι το *VSWR* ορίζεται και ως ο λόγος του μέγιστου πλάτους της τάσεως (αντί της *rms* τιμής) προς τα ελάχιστο πλάτος της τάσεως.

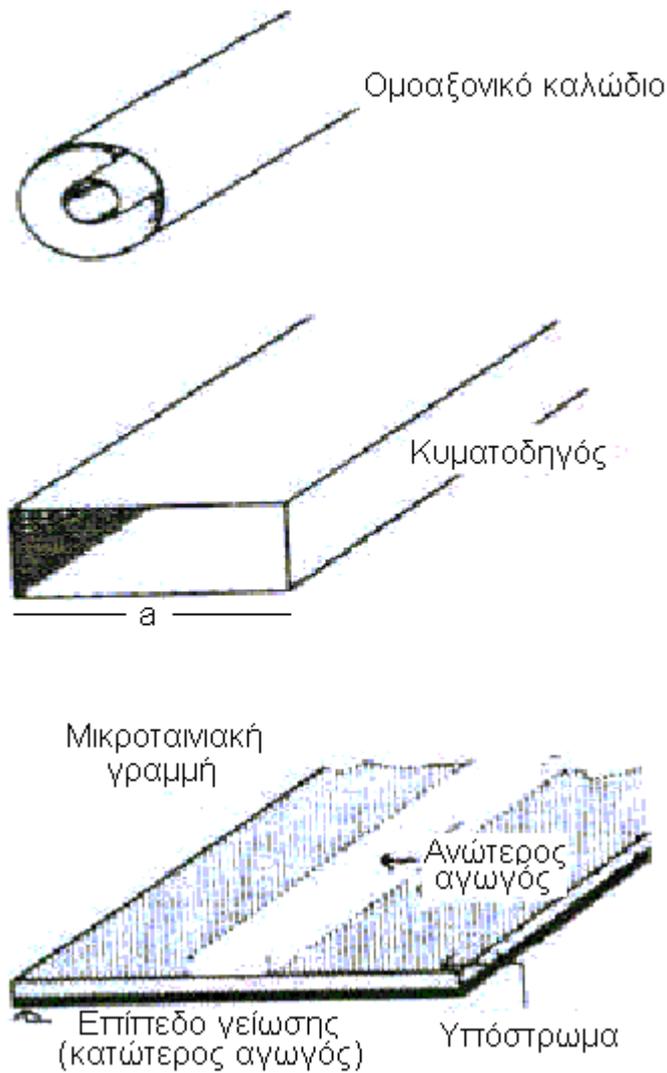


Σχήμα 3.15: Η *rms* μεταβολή της τιμής ενός στασίμου κύματος.

3.11 Οδηγούμενα μήκη κύματος

Όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα ταξιδεύει στον ελεύθερο χώρο, δεν υπάρχει καμία ηλεκτρική ή μαγνητική αλληλεπίδραση μεταξύ του κύματος και του περιβάλλοντος. Μέσα σε ένα μέσο όμως, υπάρχει αλληλεπίδραση μεταξύ του ηλεκτρικού ή μαγνητικού πεδίου ή και των δύο με το μέσον. Το αποτέλεσμα είναι, η ταχύτητα της διάδοσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος να μην είναι πλέον $c=3 \cdot 10^8$ m/s, αλλά δίνεται από την (3.6).

Η μεταβολή στην ταχύτητα διαδόσεως οδηγεί σε μία μεταβολή στο μήκος κύματος του σήματος και έτσι έχουμε το **οδηγούμενο μήκος κύματος** εντός της γραμμής. Τα σύμβολα για το μήκος κύματος ελευθέρου χώρου και το οδηγούμενο μήκος κύματος είναι λ_o και λ_g , αντίστοιχα. Τα οδηγούμενα μήκη κύματος για τρεις τύπους γραμμών μεταφοράς (σχήμα 3.16) δίνονται παρακάτω.



Σχήμα 3.16: Γεωμετρίες τριών γραμμών μεταφοράς για τον υπολογισμό των οδηγούμενων μηκών κύματος στις τρεις γραμμές.

Για το ομοαξονικό καλώδιο:
$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.12)$$

Για τετραγωνικό κυματοδηγό:
$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_o}{2a}\right)^2}} \quad (3.13)$$

Για μικροταινιακή γραμμή:
$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.14)$$

όπου: ϵ_r η διηλεκτρική σταθερά του μέσου που υπάρχει μέσα στον κυματοδηγό ή μεταξύ των αγωγών,

a το πλάτος του τετραγωνικού κυματοδηγού,

$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2}$ η ενεργός διηλεκτρική σταθερά της μικροταινιακής γραμμής,

ε_1 η διηλεκτρική σταθερά του υποστρώματος της μικροταινιακής γραμμής
μεταξύ των δύο αγωγίμων επιπέδων ή γραμμών,

ε_2 η διηλεκτρική σταθερά του μέσου που περιβάλλει τη μικροταινιακή γραμμή.

3.12 Σύγκριση διαφορετικών γραμμών μεταφοράς

Κατά την επιλογή του τύπου της γραμμής μεταφοράς που θα χρησιμοποιηθεί στο σχεδιασμό ενός κυκλώματος ή ενός συστήματος, πρέπει να λάβουμε υπόψη διάφορους παράγοντες όπως η διαχείριση ισχύος, η θερμοκρασία (που μπορεί να είναι έμμεσα ή άμεσα αποτέλεσμα της ισχύος), η ευλυγισία της γραμμής, η εξασθένιση ισχύος και οι διαστάσεις της γραμμής.

Γενικά, οι κυματοδηγοί μπορούν να χειριστούν μεγάλα ποσά ισχύος και έχουν μικρή εξασθένιση. Όταν η ισχύς του σήματος είναι μεγάλη, το ηλεκτρικό πεδίο είναι ισχυρό και μπορεί να προκαλέσει ηλεκτρικό τόξο ή διάσπαση του διηλεκτρικού ή του αέρα στον κυματοδηγό. Επομένως οι υψηλότεροι κυματοδηγοί μπορούν να χειριστούν υψηλότερες ισχύεις. Όμως, οι κυματοδηγοί έχουν το μειονέκτημα ότι είναι ογκώδεις και έχουν στενό εύρος ζώνης.

Τα ομοαξονικά καλώδια μπορούν να χειριστούν μέσα ποσά ισχύος, να λειτουργήσουν από dc μέχρι μερικά GHz και είναι ευλύγιστα. Η εξασθένιση μιας ομοαξονικής γραμμής, αυξάνει με τη συχνότητα εξαιτίας των διηλεκτρικών απωλειών του μέσου.

Οι ταινιογραμμές χρησιμοποιούνται για υβριδικά και μονολιθικά ολοκληρωμένα κυκλώματα λόγω του συμπαγούς χώρου που καταλαμβάνουν. Η εξασθένιση των ταινιογραμμών είναι γενικά μεγάλη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο: ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ, ΚΕΡΔΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΕΠΙΣΤΡΟΦΗΣ

4.1 Εισαγωγή

Στα μικροκυματικά συστήματα, χρησιμοποιούμε τις έννοιες απώλεια παρεμβολής και απώλεια επιστροφής για να δηλώσουμε απορρόφηση και ανάκλαση της μικροκυματικής ισχύος (ή του σήματος).

4.2 Απώλεια παρεμβολής και εξασθένιση

Όπως είδαμε στο προηγούμενο Κεφάλαιο, τα μικροκυματικά σήματα συνδέονται με καλώδια, κυματοδηγούς ή γραμμές. Αυτά τα στοιχεία, ιδανικά, δεν έχουν dc αντίσταση ή σύνθετη αντίσταση σε χαμηλές ή υψηλές συχνότητες. Με άλλα λόγια, δεν απορροφούν καθόλου μικροκυματική ισχύ. Στην πράξη όμως, ένα μέρος της μικροκυματικής ισχύος απορροφάται εξαιτίας του επιδερμικού βάρους. Ως αποτέλεσμα, η ισχύς που εξέρχεται από ένα καλώδιο είναι μικρότερη από αυτήν που εισέρχεται στο καλώδιο.

Η απορρόφηση της ισχύος συνήθως ονομάζεται **εξασθένιση** και η απορροφούμενη ισχύς μετατρέπεται σε θερμότητα. Ένας άλλος λόγος που η ισχύς εξόδου είναι μικρότερη από την ισχύ εισόδου, είναι η **ανάκλαση**. Έτσι, ένα στοιχείο ή συσκευή μπορεί να ανακλά κάποια από την ισχύ εισόδου και επιτρέπει την υπόλοιπη να περάσει χωρίς απορρόφηση. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η εξασθένιση οφείλεται αποκλειστικά σε απορρόφηση και κατανάλωση ισχύος, ενώ οι **απώλειες παρεμβολής** λαμβάνουν υπόψη την ανάκλαση και την εξασθένιση. Συγκεκριμένα, η απώλεια παρεμβολής είναι οι ίδια με την εξασθένιση αν δεν υπάρχει ανάκλαση ισχύος παρά μόνο απορρόφηση. Η απώλεια παρεμβολής (Insertion Loss, IL) για ένα δεδομένο στοιχείο, ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εισόδου προς την ισχύ εξόδου:

$$IL = P_{in} / P_{out} \quad (4.1)$$

Σημειώνεται ότι η απώλεια παρεμβολής εφαρμόζεται σε παθητικά στοιχεία. Οι ενεργές συσκευές, όπως ένας ενισχυτής, προσθέτουν ισχύ στην είσοδο έτσι ώστε η ισχύς εξόδου είναι μεγαλύτερη από την ισχύ εισόδου. Ένα χωρίς απώλειες στοιχείο θα έχει απώλεια παρεμβολής ίση με 1 επειδή η ισχύς εξόδου είναι ακριβώς ίση με την ισχύ

εισόδου. Από την άλλη, ένα στοιχείο με άπειρη απώλεια παρεμβολής σημαίνει ότι απορροφά ή ανακλά το 100% της ισχύος εισόδου, δηλαδή η P_{out} είναι μηδέν. Επομένως, όσο μεγαλύτερη είναι η απώλεια παρεμβολής, τόσο περισσότερη απορρόφηση ισχύος έχει το στοιχείο. Η απώλεια παρεμβολής ενός στοιχείου μπορεί να εκφραστεί σε dB . Έτσι, έχουμε:

$$IL (dB) = P_{in}(dBm) - P_{out}(dBm) \quad (4.2)$$

Ένα ιδανικό στοιχείο ($IL=1$) έχει απώλεια παρεμβολής 0 dB . Συνήθως οι κατασκευαστές δηλώνουν την εξασθένιση των προϊόντων τους σε dB . Στην περίπτωση καλωδίου ή κυματοδηγού, δίνεται συνήθως η εξασθένιση ανά μονάδα μήκους.

4.3 Απώλεια παρεμβολής σε σειρά

Αν έχουμε n στοιχεία σε σειρά, η ολική απώλεια δίνεται από το γινόμενο των επιμέρους απωλειών, όταν αυτές οι τιμές εκφράζονται σε αδιάστατη μορφή, δηλαδή:

$$IL (ολική) = IL (1) \cdot IL (2) \cdot \dots \cdot IL (n) \quad (4.3)$$

Αν εκφράσουμε την απώλεια παρεμβολής σε dB θα έχουμε την παρακάτω έκφραση:

$$IL (ολική, dB) = IL (1, dB) + IL (2, dB) + \dots + IL (n, dB) \quad (4.4)$$

4.4 Κέρδος ισχύος

Στα μικροκυματικά κυκλώματα, ο ενισχυτής ενισχύει την ισχύ. Η ισχύς εξόδου είναι μεγαλύτερη από την ισχύ εισόδου κατά έναν παράγοντα που ονομάζεται κέρδος (ισχύος), G . Αυτή η έξτρα ισχύς προέρχεται από το τροφοδοτικό που λειτουργεί τον ενισχυτή. Έτσι το κέρδος του ενισχυτή υπολογίζεται ως:

$$G(\text{κέρδος}) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (4.5)$$

Το κέρδος ισχύος μπορεί να εκφραστεί και σε dB :

$$G(dB) = P_{out}(dBm) - P_{in}(dBm) \quad (4.6)$$

4.5 Ενισχυτές σε σειρά

Αν έχουμε n ενισχυτές σε σειρά, το συνολικό κέρδος δίνεται από το γινόμενο των επιμέρους κερδών, δηλαδή:

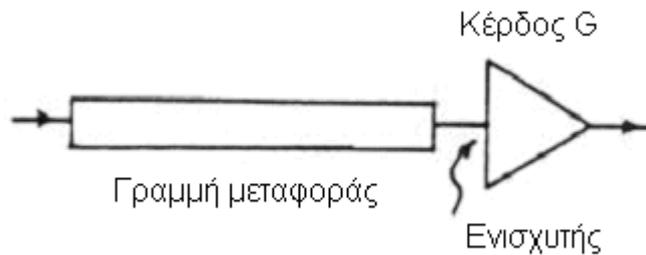
$$G_T(\text{ολικό κέρδος}) = G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n \quad (4.7)$$

Αν εκφράσουμε την παραπάνω σχέση σε dB , θα έχουμε:

$$G_T(\text{ολικό κέρδος, dB}) = G_1(dB) + G_2(dB) + \dots + G_n(dB) \quad (4.8)$$

4.6 Συνδυασμός κέρδους και απώλειας παρεμβολής

Είμαστε τώρα σε θέση να χρησιμοποιήσουμε τις έννοιες του κέρδους και της απώλειας παρεμβολής σε πρακτικές εφαρμογές. Στο σχήμα 4.1 φαίνεται ένα σήμα εισόδου που εφαρμόζεται στο ένα άκρο μιας γραμμής μεταφοράς. Η γραμμή έχει κάποια απώλεια παρεμβολής. Επομένως, η ισχύς του σήματος αφού περάσει μέσα από το καλώδιο εξασθενεί και στη συνέχεια ενισχύεται από έναν ενισχυτή με δεδομένο σταθερό κέρδος.



Σχήμα 4.1: Συνδυασμός εξασθένισης με κέρδος.

Η ισχύς εξόδου P_{out} θα δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out} = P_{in} \cdot \frac{G}{IL} \quad (4.9)$$

Η παραπάνω έκφραση σε dB γίνεται:

$$P_{out} = P_{in}(dBm) - IL(dB) + G(dB) \quad (4.10)$$

4.7 Απώλεια επιστροφής

Όταν μία δέσμη μικροκυμάτων εισέρχεται σε ένα σύστημα που δεν είναι τέλεια προσαρμοσμένο, γενικά θα υπάρχει μία ανάκλαση. Μέρος της ισχύος εισόδου απορροφάται ή μεταδίδεται στο σύστημα και η υπόλοιπη ανακλάται. Όταν το

ανακλώμενο κύμα συναντά το προσπίπτον κύμα, γίνεται αλληλεπίδραση, που έχει ως αποτέλεσμα ένα στάσιμο κύμα.

Η **απώλεια επιστροφής** (Return Loss, RL) ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος του προσπίπτοντος κύματος προς την ισχύ του ανακλώμενου κύματος:

$$RL = \frac{P_{inc}}{P_{refl}} \quad (4.11)$$

Σε μια περίπτωση τέλει προσαρμογής, δεν θα έχουμε καθόλου ανάκλαση, δηλαδή $P_{ref} = 0$, ανεξάρτητα από την τιμή της P_{in} . Έτσι προκύπτει μία άπειρη απώλεια επιστροφής. Η χειρότερη περίπτωση συμβαίνει όταν 100% της προσπίπτουσας ισχύος ανακλάται, δηλαδή $P_{ref} = P_{in}$. Αυτό σημαίνει απώλεια επιστροφής ίση με 1 . Η απώλεια επιστροφής μπορεί επίσης να εκφραστεί σε dB :

$$RL(dB) = P_{inc}(dBm) - P_{refl}(dBm) \quad (4.12)$$

Η ισχύς που μεταδίδεται εκφράζεται ως εξής:

$$Μεταδιδόμενη\ ισχύς = P_{inc}(Watt) - P_{refl}(Watt) \quad (4.13)$$

4.8 Συντελεστής ανακλάσεως

Μία εναλλακτική ποσότητα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί αντί για την απώλεια επιστροφής είναι ο **συντελεστής ανακλάσεως** της τάσεως ρ . Αν η μικροκυματική ισχύς μετρείται από μία συσκευή που μετατρέπει την ισχύ σε τάση, ο συντελεστής ανακλάσεως της τάσεως ορίζεται ως:

$$\rho = \frac{V_{refl}}{V_{inc}} \quad (4.14)$$

όπου V_{ref} η τάση που αντιστοιχεί στην P_{ref} και V_{in} η τάση που αντιστοιχεί στην P_{in} . Επειδή η ισχύς σχετίζεται με το τετράγωνο της τάσεως, μπορούμε να εξάγουμε μία σχέση μεταξύ του συντελεστή ανακλάσεως της τάσεως και της απώλειας επιστροφής. Από τον ορισμό της απώλειας επιστροφής έχουμε:

$$RL = \frac{P_{inc}}{P_{refl}} = \frac{V_{inc}^2}{V_{refl}^2} = \frac{1}{\rho^2} \quad (4.15)$$

απ' όπου λαμβάνουμε:

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{RL}} \quad (4.16)$$

Μία ιδανική διάταξη, έχει άπειρη απώλεια επιστροφής ($RL=\infty$) που αντιστοιχεί σε ένα συντελεστή ανακλάσεως ίσο με το 0 ($\rho=0$). Παρόμοια, μία διάταξη με 100% ανάκλαση ($RL=1$), δίνει $\rho=1$.

4.9 Απόλεια επιστροφής, συντελεστής ανακλάσεως και VSWR

Η έννοια του λόγου στασίμου κύματος τάσεως (VSWR) ορίζεται, όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο ως:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (4.17)$$

όπου V_{max} η μέγιστη (rms) τάση του στασίμου κύματος και V_{min} η ελάχιστη (rms) τάση του στασίμου κύματος. Επειδή η απώλεια επιστροφής, ο συντελεστής ανακλάσεως και το VSWR είναι όλες ποσότητες που περιγράφουν το φαινόμενο της ανάκλασης, θα πρέπει να σχετίζονται μεταξύ τους. Στην προηγούμενη παράγραφο είδαμε τη σχέση μεταξύ του RL και του ρ (εξίσωση 4.15), η οποία σε dB γράφεται:

$$RL(dB) = 20 \log \frac{1}{\rho} \quad (4.18)$$

Στην εξίσωση (4.17) V_{max} είναι το άθροισμα της τάσεως του προσπίπτοντος κύματος και της τάσεως του ανακλώμενου κύματος, ενώ V_{min} είναι η διαφορά μεταξύ της τάσεως του προσπίπτοντος κύματος και της τάσεως του ανακλώμενου κύματος. Συνεπώς:

$$VSWR = \frac{V_{inc} + V_{refl}}{V_{inc} - V_{refl}} \quad (4.19)$$

απ' όπου προκύπτει:

$$VSWR + 1 = \frac{2V_{inc}}{V_{inc} - V_{refl}} \quad (4.20)$$

$$VSWR - 1 = \frac{2V_{refl}}{V_{inc} - V_{refl}} \quad (4.21)$$

και επομένως:

$$\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} = \frac{V_{inc}}{V_{refl}} \quad (4.22)$$

Ο λόγος V_{inc}/V_{refl} είναι το αντίστροφο του ορισμού του συντελεστή ανακλάσεως. Επομένως η σχέση μεταξύ του VSWR και του ρ θα είναι:

$$\rho = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (4.23)$$

ή διαφορετικά:

$$VSWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (4.24)$$

Από τις σχέσεις (4.15) και (4.23) έχουμε:

$$RL = \left(\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right)^2 \quad (4.25)$$

ή:

$$VSWR = \frac{\sqrt{RL} + 1}{\sqrt{RL} - 1} \quad (4.26)$$

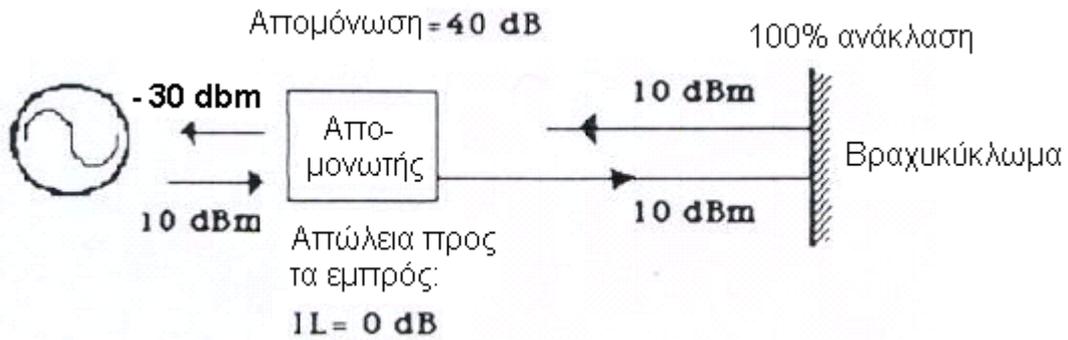
Θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε όλες τις παραπάνω εξισώσεις, οι ποσότητες πρέπει να είναι σε αριθμητική μορφή και όχι σε *dB*.

4.10 Απομόνωση

Ένας **απομονωτής** είναι ένα παθητικό στοιχείο που επιτρέπει στα μικροκύματα να μεταδοθούν προς τη μία κατεύθυνση, αλλά όχι προς την αντίθετη κατεύθυνση. Ένας ιδανικός απομονωτής έχει μηδενική απώλεια παρεμβολής προς τη μία κατεύθυνση και άπειρη απώλεια στην αντίθετη κατεύθυνση. Το στοιχείο που είναι ανάλογο του απομονωτή στις χαμηλές συχνότητες είναι η δίοδος. Αν τοποθετηθεί μεταξύ μιας γεννήτριας σήματος και του υπόλοιπου κυκλώματος, ο απομονωτής μπορεί να ελαττώσει το ανακλώμενο κύμα προς τη γεννήτρια σε χαμηλότερο επίπεδο, έτσι ώστε η ποσότητα του ανακλώμενου κύματος που εισέρχεται στη γεννήτρια να είναι ελάχιστη. Η ικανότητα του απομονωτή να «μπλοκάρει» το ανακλώμενο κύμα, δίνεται ποσοτικά από την απομόνωσή του.

Στο σχήμα 4.2 βλέπουμε έναν απομονωτή με *40 dB* απομόνωση και *0 dB* προς τα εμπρός απώλεια παρεμβολής. Η ισχύς του σήματος που αφήνει τη γεννήτρια είναι *10 dBm*. Επειδή ο απομονωτής έχει *0 dB* προς τα εμπρός απώλεια παρεμβολής, η ισχύς του προς τα εμπρός κύματος παραμένει στα *10 dBm* αφού περάσει μέσα από τον απομονωτή. Στη συνέχεια, το προς τα εμπρός κύμα βρίσκει ένα βραχυκύκλωμα και ανακλάται ολόκληρο πίσω, δηλαδή η ισχύς του ανακλώμενου κύματος είναι *10 dBm*. Καθώς το ανακλώμενο κύμα περνάει μέσα από τον απομονωτή, η ισχύς του

ελαττώνεται κατά 40 dB , δηλαδή γίνεται -30 dBm . Όσον αφορά τη γεννήτρια, «βλέπει» μία διάταξη με 40 dB απώλεια επιστροφής, παρά το γεγονός ότι στα δεξιά του απομονωτή συμβαίνει μία 100% ανάκλαση. Έτσι ο απομονωτής προστατεύει τη γεννήτρια από πιθανή καταστροφή λόγω του ανακλώμενου κύματος.



Σχήμα 4.2: Ο απομονωτής ελαττώνει σημαντικά την ισχύ του ανακλώμενου κύματος από ένα βραχυκύκλωμα προς τη γεννήτρια.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5⁰: ΒΑΣΙΚΑ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

5.1 Εισαγωγή

Τα μικροκυματικά στοιχεία είναι **παθητικές** και **ενεργές** συσκευές που χρησιμοποιούνται συχνά στο εργαστήριο ή σε πάγκους δοκιμών. Τα παθητικά στοιχεία περιλαμβάνουν κεραίες, εξασθενητές, συζεύκτες, μετρητές συχνότητας και μη αντιστρεπτές συσκευές. Τα θερμίστορ και οι ανιχνευτές διόδου είναι παθητικά στοιχεία αλλά πρέπει να λειτουργούν με ενεργά στοιχεία όπως οι ενισχυτές. Άλλα ενεργητικά στοιχεία αποτελούν οι μετρητές ισχύος, οι μετρητές SWR , και οι μικροκυματικές γεννήτριες. Πριν περιγράψουμε τα μικροκυματικά στοιχεία θα εξετάσουμε τρεις σημαντικές δράσεις, τη συζευκτική δράση, τη γυρομαγνητική δράση και τη δράση κοιλότητας.

5.2 Συζευκτική δράση

Ας φανταστούμε δύο εκκρεμή του ίδιου μήκους αλλά κρεμασμένα ξεχωριστά (σχήμα 5.1). Το εκκρεμές 1 ταλαντώνεται ενώ το εκκρεμές 2 είναι ακίνητο. Παρατηρούμε ότι η ταλάντωση του εκκρεμούς 1 θα προκαλέσει το εκκρεμές 2 να κινηθεί αν και δεν υπάρχει καμία επαφή. Το εκκρεμές 1 διεγείρει τον περιβάλλοντα αέρα ο οποίος στη συνέχεια θέτει το εκκρεμές 2 σε ταλάντωση. Με άλλα λόγια, κάποια από την ενέργεια του εκκρεμούς 1 τώρα μοιράζεται με το εκκρεμές 2.

Μιλώντας γενικά, οι μηχανικές και ηλεκτρικές ταλαντώσεις σε ένα σύστημα μπορούν να προκαλέσουν ταλαντώσεις σε ένα άλλο σύστημα της ίδιας φύσεως. Αυτή η ιδιότητα είναι πολύ χρήσιμη στους **μικροκυματικούς συζεύκτες**.

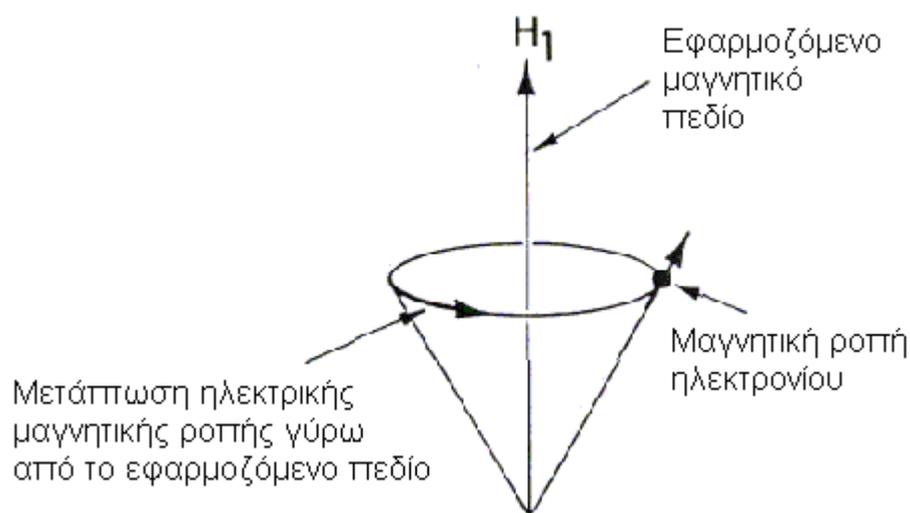


Σχήμα 5.1: Η μηχανική ενέργεια ενός ταλαντευόμενου εκκρεμούς προκαλεί την κίνηση του άλλου εκκρεμούς.

5.3 Γυρομαγνητική δράση

Η εφαρμογή ενός φερρίτη στα μικροκύματα είναι μοναδική λόγω της ιδιότητας της μη αντιστρεπτότητας. Όταν ένα κομμάτι φερρίτη τοποθετείται μεταξύ δύο μόνιμων μαγνητικών πόλων, δηλαδή βόρειου και νότιου, τα μικροκυματικά σήματα που εισέρχονται στον φερρίτη από τη μία κατεύθυνση θα περάσουν με μικρή εξασθένιση, ενώ εκείνα που εισέρχονται από την αντίθετη κατεύθυνση θα απορροφηθούν.

Όταν πολώνονται από ένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, π.χ. από έναν μόνιμο μαγνήτη, τα διανύσματα περιστροφής των ηλεκτρονίων των ατόμων του σιδήρου στο υλικό του φερρίτη προσπαθούν να ευθυγραμμιστούν με το εξωτερικό πεδίο H_1 όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2. Συνήθως όμως υπάρχουν αναταράξεις που αναγκάζουν την περιστροφή του ηλεκτρονίου σε μετάπτωση (precession) γύρω από το H_1 . Αν υπάρχει ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα, το εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο του θα κάνει τη μετάπτωση πιο ισχυρή. Πρέπει να τονιστεί ότι η μετάπτωση των ηλεκτρονίων γίνεται προς τη μία κατεύθυνση και όχι προς την αντίθετη.



Σχήμα 5.2: Γυρομαγνητική αλληλεπίδραση σε φερρίτη.

5.4 Δράση κοιλότητας

Μία κοιλότητα είναι μία μεταλλική κλειστή επιφάνεια που μπορεί να αποθηκεύσει ηλεκτρομαγνητική ενέργεια που εγχύεται στην κοιλότητα μέσα από μία μικρή τρύπα. Είναι δηλαδή η υψηλής συχνότητας έκδοση ενός κυκλώματος LC . Οι

διαστάσεις της μικροκυματικής κοιλότητας πρέπει να είναι ίσες με το μισό μήκος κύματος του σήματος που μας αφορά.

Η ικανότητα αποθήκευσης μικροκυματικής ενέργειας καθορίζεται από τον **παράγοντα ποιότητας Q** , ο οποίος είναι ο λόγος της αποθηκευμένης ενέργειας προς την ενέργεια που δαπανάται εξαιτίας αντιστάσεων ή διαρροών. Ο παράγοντας ποιότητας σχετίζεται επίσης με τη μηχανική ευστάθεια, δηλαδή τη διαστολή και τη συστολή ως συνάρτηση της θερμοκρασίας. Οποιαδήποτε μεταβολή στις διαστάσεις που οφείλεται στη μεταβολή της θερμοκρασίας θα έχει ως αποτέλεσμα μία μετατόπιση στην συχνότητα συντονισμού. Συνεπώς, όσο μεγαλύτερος είναι ο παράγοντας ποιότητας, τόσο περισσότερο μηχανικώς σταθερή είναι η κοιλότητα. Ο παράγοντας ποιότητας είναι επίσης διαφορετικός όταν υπάρχει φορτίο στην κοιλότητα. Μία κοιλότητα χωρίς φορτίο μπορεί να επιτύχει ένα Q μέχρι 10^5 . Οι κοιλότητες χρησιμοποιούνται ως τμήματα αποθήκευσης ενέργειας σε μικροκυματικές λυχνίες και ως φίλτρα. Επίσης χρησιμοποιούνται σε μετρητές συχνότητας και ως σημαντικά τμήματα σε μικροκυματικές γεννήτριες.

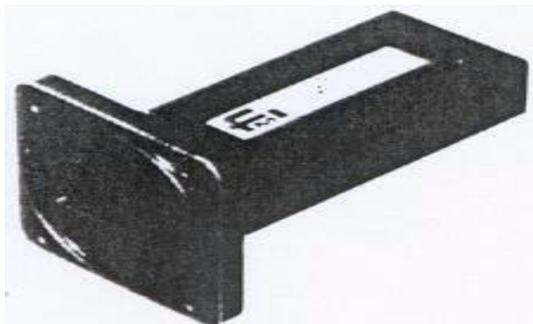
5.5 Εξασθενητές

Οι εξασθενητές είναι στοιχεία που μπορούν να ελαττώσουν τη μικροκυματική ισχύ. Υπάρχουν δύο τύποι εξασθενητών: οι σταθεροί και οι μεταβλητοί. Οι τερματισμοί ανήκουν σε μία ειδική κατηγορία εξασθενητών.

Η εξασθένιση μπορεί να επιτευχθεί με δύο τρόπους. Η μία είναι η χρήση άμμου από γραφίτη. Όταν ένα μικροκυματικό σήμα συναντά την άμμο, το ρεύμα που παράγεται μετατρέπει την ενέργεια του σήματος σε θερμότητα. Αυτή η μέθοδος είναι η περισσότερο χρήσιμη για τους τερματισμούς. Ένας εναλλακτικός τρόπος είναι να χρησιμοποιήσουμε μία μεταλλική ράβδο ή ένα μεταλλικό έλασμα τοποθετημένα στο κέντρο του ηλεκτρικού πεδίου. Το ηλεκτρικό πεδίο επάγει μία ροή ρεύματος που έχει σαν αποτέλεσμα μία ωμική απώλεια ισχύος. Η μέθοδος του ελάσματος χρησιμοποιείται σε μεταβλητούς εξασθενητές.

Ένας σταθερός εξασθενητής ελαττώνει την ισχύ του σήματος εισόδου κατά ένα σταθερό ποσοστό, δηλαδή 3 dB , 10 dB κλπ. Ο τερματισμός απορροφά ολικώς την ισχύ του σήματος εισόδου (με αποτέλεσμα τη θερμότητα). Επομένως το ένα άκρο του τερματισμού είναι κλειστό επειδή δεν έχουμε ισχύ εξόδου. Ένας τερματισμός φαίνεται

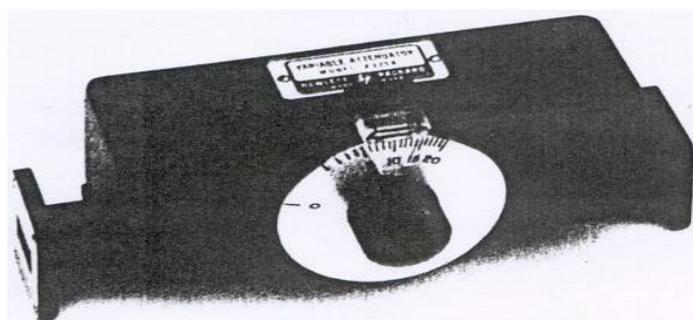
στο σχήμα 5.3. Για έναν τερματισμό που χρησιμοποιεί μεταλλική ράβδο ή έλασμα η εσωτερική του γεωμετρία ελαττώνεται σταδιακά για να ελαχιστοποιεί την ανάκλαση. Οι τερματισμοί είναι πολύ χρήσιμοι σε δοκιμές ως το τελευταίο στάδιο για να τερματίσουν μία γραμμή μεταφοράς, παράγοντας έτσι μικρή ή καθόλου ανάκλαση.



Σχήμα 5.3: Ένας τερματισμός κυματοδηγού.

Ένας μεταβλητός εξασθενητής κυματοδηγού φαίνεται στο σχήμα 5.4. Το έλασμα μετακινείται από το κουμπί χειρισμού, έτσι ώστε τμήμα του ελάσματος χαμηλώνει μέσα στον κυματοδηγό και έτσι το ποσόν της εξασθένησης μεταβάλλεται. Οι μεταβλητοί εξασθενητές χρησιμοποιούνται ως ρυθμιστές στάθμης ισχύος.

Κατά την εξασθένηση, συνήθως έχουμε και κάποια ανάκλαση και έτσι οι εξασθενητές σχεδιάζονται για να ελαχιστοποιούν την ανάκλαση. Μια σημαντική ποσότητα που πρέπει να ληφθεί υπόψη στους εξασθενητές είναι το *VSWR*, το οποίο αυξάνει ελαφρώς καθώς το έλασμα εισέρχεται όλο και περισσότερο στον κυματοδηγό, δηλαδή καθώς αυξάνει η τιμή της εξασθένησης. Επίσης, κατά την εκλογή ενός εξασθενητή πρέπει να επιλέγεται το κατάλληλο πεδίο συχνότητας. Ακόμη, πρέπει να ληφθούν υπόψη το πεδίο εξασθένησης (π.χ. 0 ως 60 dB) και η ακρίβεια ανάγνωσης της ένδειξης ενός μεταβλητού εξασθενητή.

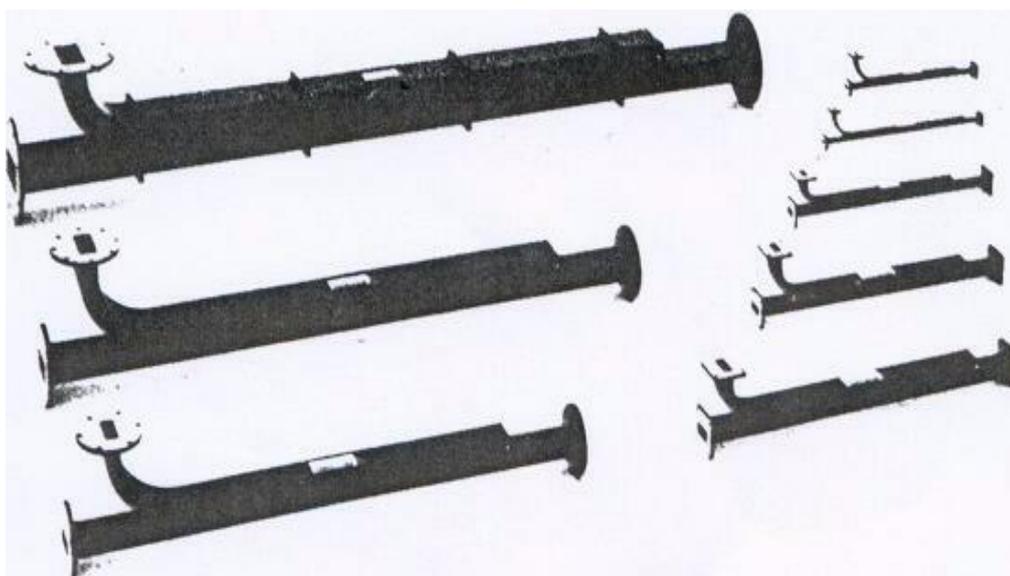


Σχήμα 5.4: Μεταβλητός εξασθενητής κυματοδηγού.

5.6 Κατευθυντικοί συζεύκτες

Ένας κατευθυντικός συζεύκτης επιτρέπει ένα καθορισμένο μέρος της μικροκυματικής ισχύος που ταξιδεύει στην κύρια γραμμή να συζευχθεί με τη δευτερεύουσα γραμμή σε μία επιθυμητή κατεύθυνση ροής. Έτσι, ένας κατευθυντικός συζεύκτης 20 dB , σημαίνει ότι $0,01$ ή 1% της ισχύος της κύριας γραμμής μπορεί να συζευχθεί με τη δευτερεύουσα γραμμή. Συνηθισμένοι παράγοντες σύζευξης είναι 10 dB , 20 dB και 30 dB .

Οι κατευθυντικοί συζεύκτες μπορεί να έχουν τη μορφή κυματοδηγών, ομοαξονικών γραμμών και ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Το σχήμα 5.5 δείχνει μερικούς συνήθεις κατευθυντικούς συζεύκτες κυματοδηγού. Στο σχήμα αυτό η σύζευξη γίνεται μόνο όταν η ισχύς εισέρχεται στον κυματοδηγό από δεξιά προς τα αριστερά. Ιδανικά, καμία σύζευξη δεν συμβαίνει αν η ισχύς εισέλθει από τα αριστερά προς τα δεξιά. Στην πράξη όμως, υπάρχει ένα μικρό ποσό ισχύος. Το πόσο καλά ένας κατευθυντικός συζεύκτης διατηρεί την κατευθυντική ιδιότητα, δίνεται από την κατευθυντικότητά του. Αν η κατευθυντικότητα ενός συζεύκτη είναι 40 dB , τότε $0,01\%$ της ισχύος που εισέρχεται στην κύρια γραμμή κατά τη λάθος κατεύθυνση θα βρει το δρόμο προς τη δευτερεύουσα έξοδο. Για να επιτευχθεί η σύζευξη χρησιμοποιούνται δύο τρύπες στην κύρια γραμμή του κυματοδηγού που απέχουν μεταξύ τους απόσταση μισό μήκος οδηγούμενου κύματος.



Σχήμα 5.5: Κατευθυντικοί συζεύκτες κυματοδηγού.

5.7 Ανιχνευτές ισχύος

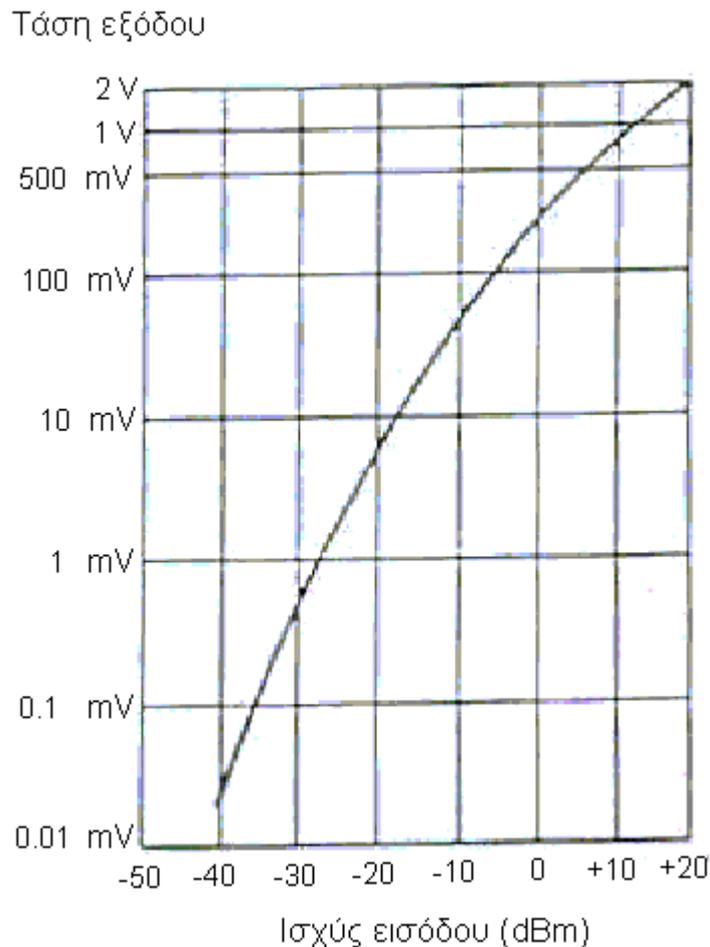
Τόσο οι **ανιχνευτές διόδου**, όσο και τα **θερμίστορ** μπορούν να ανιχνεύσουν τη μικροκυματική ισχύ, αλλά η αρχή λειτουργίας τους είναι διαφορετική.

Θερμίστορ σημαίνει θερμική αντίσταση (thermal resistor). Η τιμή της αντίστασης ενός θερμίστορ είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας. Μερικά θερμίστορ έχουν θετικούς συντελεστές, δηλαδή οι τιμές της αντίστασης αυξάνουν με τη θερμοκρασία και μερικά αρνητικούς συντελεστές, δηλαδή έχουμε μείωση της τιμής της αντίστασης με τη θερμοκρασία. Όταν τοποθετηθούν στην πορεία της διάδοσης, η μικροκυματική ισχύς θερμαίνει το θερμίστορ το οποίο ακολουθείται από έναν ενισχυτή. Η αλλαγή της αντίστασης του θερμίστορ λόγω θερμότητας, δίνει στον ενισχυτή μία έξοδο που είναι ανάλογη της μικροκυματικής ισχύος. Η μέτρηση είναι συνήθως ανεξάρτητη της συχνότητας του σήματος.

Οι ανιχνευτές διόδου, οι οποίοι είναι γνωστοί και ως κρυσταλλικοί ανιχνευτές, είναι ημιαγωγικά στοιχεία. Η ανορθωτική ιδιότητα της διόδου δίνει είτε μία *dc* είτε μία αργά μεταβαλλόμενη έξοδο τάσεως που εξαρτάται από το αν το σήμα είναι σταθερό ή μεταβλητό.

Γενικά τα θερμίστορ δίνουν περισσότερο ακριβείς μετρήσεις της στάθμης ισχύος από τους κρυσταλλικούς ανιχνευτές. Δυστυχώς όμως, τα θερμίστορ έχουν την τάση να καθυστερούν όσον αφορά την αντίδρασή τους, στη μεταβολή των σημάτων ισχύος.

Το γεγονός ότι ένας κρυσταλλικός ανιχνευτής δεν δίνει ακριβείς μετρήσεις ισχύος οφείλεται στη μη γραμμικότητά του. Η καμπύλη απόκρισης της τάσεως εξόδου της διόδου σε σχέση με τη μικροκυματική ισχύ φαίνεται στο σχήμα 5.6.



Σχήμα 5.6: Η τάση εξόδου της διόδου σε σχέση με την εφαρμοζόμενη μικροκυματική ισχύ.

Η μη γραμμικότητα μπορεί να προσεγγιστεί μαθηματικά ως μία σειρά από πολυώνυμα:

$$R = aP + bP^2 + cP^3 + \dots \quad (5.1)$$

όπου R είναι η απόκριση της διόδου, P είναι η ισχύς του σήματος που μετρείται και a , b και c είναι οι συντελεστές του πολυωνύμου. Για τις περισσότερες περιπτώσεις αρκεί να προσεγγίσουμε ως το P^2 μόνο (νόμος του τετραγώνου). Η απόκριση της διόδου είναι επίσης ανεξάρτητη της συχνότητας του σήματος.

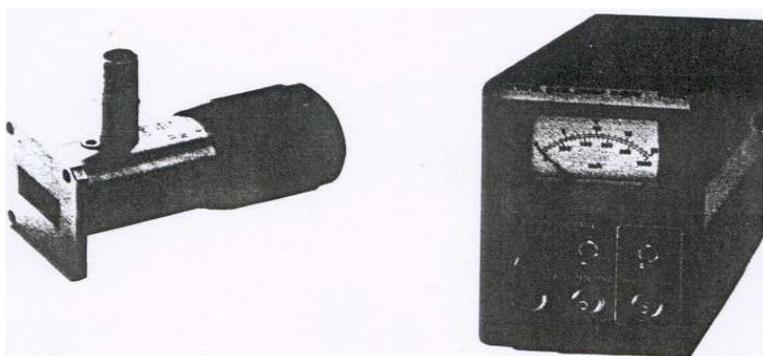
5.8 Μικροκυματικές γεννήτριες

Οι μικροκυματικές γεννήτριες ή ταλαντωτές, είναι γενικά δύο κατηγοριών: λυχνίες κενού και στερεάς καταστάσεως. Το κλύστρον, η λυχνία οδεύοντος κύματος (TWT), το μάγνητρον, το γύροτρον, και οι ενισχυτές διασταυρούμενου πεδίου είναι λυχνίες που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ταλαντωτές. Συνήθως παράγουν μεγάλη

μικροκυματική ισχύ (*Watts* μέχρι *MWatts*) και δεν τις συναντούμε σε πάγκους εργαστηρίων, εκτός από το κλύστρον χαμηλής ισχύος του οποίου η έξοδος κυμαίνεται από *mW* μέχρι *W*. Οι συσκευές στερεάς καταστάσεως που χρησιμοποιούνται ως ταλαντωτές είναι δίοδοι *Gunn* και *IMPATT*. Αυτοί οι ταλαντωτές στερεάς καταστάσεως μπορούν να παράγουν μικροκυματική ισχύ από μερικά *mW* μέχρι μερικά *W*.

Ο ταλαντωτής *Gunn* είναι ένας κρύσταλλος *n*-τύπου γαλλίου-αρσενικού στον οποίο μία εφαρμοζόμενη *dc* τάση προκαλεί ομαδοποίηση των ηλεκτρονίων εξαιτίας της ανομοιόμορφης κατανομής του ηλεκτρικού πεδίου και παράγει μικροκυματικά σήματα στα *10 GHz* περίπου. Το φυσικό μέγεθος του κρυστάλλου καθορίζει τη συχνότητα εξόδου. Η ισχύς εξόδου περιορίζεται από τη δυσκολία απομάκρυνσης θερμότητας από τον κρύσταλλο.

Όταν λειτουργούν μέσα σε μία κοιλότητα, σταθερή ή μεταβαλλόμενη, οι παλμοί ρεύματος παράγουν ηλεκτρομαγνητικά κύματα σε συχνότητες κοντά στα *10 GHz*. Στο σχήμα 5.7 φαίνεται ένας ταλαντωτής *Gunn* (που καταλήγει σε κυματοδηγό) και το τροφοδοτικό του. Η συχνότητά του είναι μεταβλητή από 8,5 έως *10,5 GHz* με μία ελάχιστη έξοδο *5 mW*. Ο ταλαντωτής *Gunn* μπορεί να λειτουργήσει σε ρυθμό συνεχούς κύματος (continuous wave – *CW*) ή σε ρυθμό παλμών (*1000 Hz*). Η συχνότητα λειτουργίας του *dc* τροφοδοτικού έχει επίδραση στη στάθμη της ισχύος εξόδου και στη συχνότητα.



Σχήμα 5.7: Ένας ταλαντωτής *Gunn* κυματοδηγού με το τροφοδοτικό του.

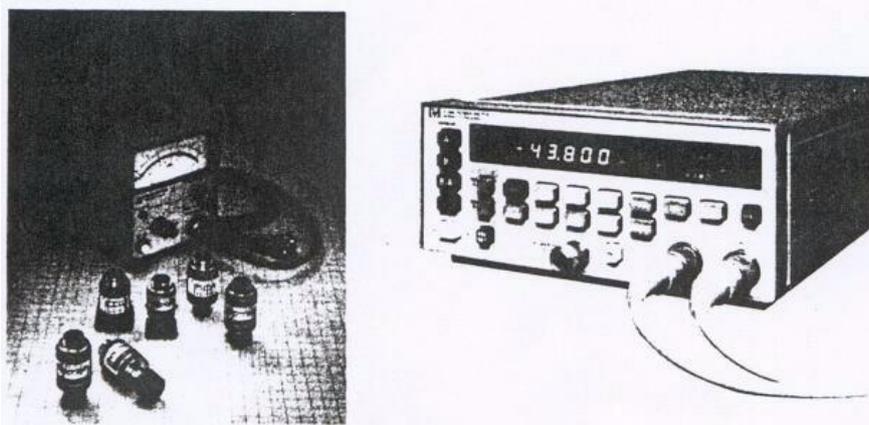
5.9 Μετρητές

Συνήθεις εργαστηριακοί μετρητές περιλαμβάνουν **μετρητές ισχύος**, **μετρητές λόγου στασίμων κυμάτων (*SWR*)**, και **μετρητές συχνότητας**. Ο μετρητής ισχύος και

ο μετρητής *SWR* είναι ενεργές συσκευές, δηλαδή απαιτούν ισχύ για να λειτουργήσουν. Ένας μετρητής συχνότητας είναι βασικά μία κοιλότητα που συνδέεται με έναν κυματοδηγό (ή ομοαξονικό καλώδιο) μέσω ενός μικρού ανοίγματος. Επομένως, ο μετρητής συχνότητας δεν απαιτεί ισχύ για να λειτουργήσει.

5.9.1 Μετρητές ισχύος

Ο μετρητής ισχύος αποτελείται από όλα τα ηλεκτρονικά εκτός από τον ανιχνευτή θερμίστορ, με τον οποίο η μικροκυματική ισχύς μπορεί να ανιχνευθεί από το αποτέλεσμα θέρμανσης στον θερμίστορ. Το σχήμα 5.8 δείχνει έναν αναλογικό και έναν ψηφιακό μετρητή ισχύος. Το θερμίστορ πρέπει να είναι συμβατό με τον μετρητή ισχύος. Η μικρότερη κλίμακα για τον αναλογικό μετρητή είναι -50 dBm και η μεγαλύτερη κλίμακα είναι 10 dBm .

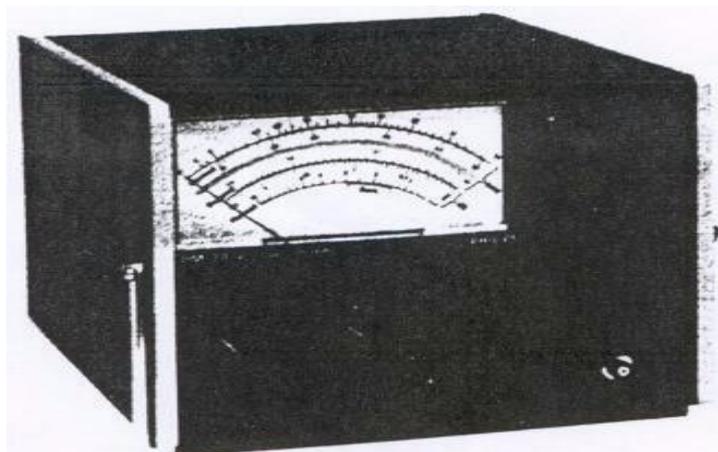


Σχήμα 5.8: (Α) Αναλογικός μετρητής ισχύος (Β) Ψηφιακός μετρητής ισχύος.

5.9.2 Μετρητής *SWR*

Ο μετρητής *SWR* είναι ένας ενισχυτής τάσεως χαμηλού θορύβου που εξάγει πληροφορία τάσεως σχετικά με την ανιχνευόμενη ισχύ, από τη δίοδο κρυστάλλου. Ο ενισχυτής συντονίζεται στο 1 kHz έτσι ώστε το μικροκυματικό σήμα παλμών μπορεί να ανιχνευθεί από τον ανιχνευτή δίοδου. Το πλεονέκτημα του συνδυασμού δίοδος κρυστάλλου/μετρητή *SWR* σχετικά με τον συνδυασμό θερμίστορ/ανιχνευτή ισχύος είναι ότι αν η στάθμη ισχύος του σήματος μεταβληθεί, ο πρώτος συνδυασμός θα ανταποκριθεί πιο γρήγορα. Ο μετρητής *SWR* μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μετρήσει

τη σχετική στάθμη ισχύος δύο ισχύων καθώς και το $VSWR$ ενός στασίμου κύματος. Η σχετική μέτρηση ισχύος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για πειράματα σε απώλειες επιστροφής και απώλειες παρεμβολής. Οι απόλυτες τιμές των ισχύων που συγκρίνονται δεν είναι σημαντικές. Στο σχήμα 5.9 φαίνεται ένας μετρητής SWR .



Σχήμα 5.9: Ένας μετρητής λόγου στασίμου κύματος (SWR).

5.9.3 Μετρητής συχνότητας

Το κύριο στοιχείο ενός μετρητή συχνότητας είναι η συντονισμένη κοιλότητα. Συνήθως το μήκος της κοιλότητας (αν η κοιλότητα είναι κυλινδρική) είναι ο καθοριστικός παράγοντας για τη συχνότητα συντονισμού. Τυπικά το μήκος είναι ίσο με το μισό του μήκους κύματος. Το μήκος της κοιλότητας μπορεί να ρυθμιστεί μηχανικά από ένα ηλεκτρικό βραχυκύκλωμα, έτσι ώστε το νέο μήκος, δηλαδή η νέα συχνότητα συντονισμού να είναι η ίδια με το μετρούμενο σήμα.

Υπάρχουν δύο τύποι μετρητών συχνότητας (οι οποίοι μερικές φορές ονομάζονται και μετρητές κύματος): ο τύπος απορρόφησης και ο τύπος μετάδοσης. Οι εργαστηριακοί μετρητές συχνότητας είναι συνήθως τύπου απορροφήσεως. Ο μετρητής συχνότητας τύπου απορροφήσεως αποτελείται από μία ρυθμιζόμενη κοιλότητα προσαρτημένη σε μία κύρια γραμμή μεταφοράς διαμέσου μιας μικρής τρύπας (σχήμα 5.10). Το ισοδύναμο κύκλωμα του μετρητή τύπου απορρόφησης είναι μία LCR σύνδεση σε σειρά. Η σύνθετη αντίσταση ενός κυκλώματος LCR σε σειρά είναι ελάχιστη στο συντονισμένο κύκλωμα και όσο μικρότερο είναι το R τόσο μεγαλύτερος ο παράγοντας ποιότητας Q . Το μικροκυματικό σήμα που περνάει μέσα από την κύρια

γραμμή θα βλέπει την προσαρτημένη κοιλότητα σαν ένα κύκλωμα *LCR*. Αν η συχνότητα του σήματος είναι ίδια με τη συχνότητα συντονισμού της κοιλότητας, σχεδόν όλο το σήμα της κύριας γραμμής θα απορροφηθεί από την κοιλότητα η οποία αποθηκεύει την ενέργεια. Ένας μετρητής ισχύος τοποθετημένος στο άκρο της γραμμής μεταφοράς θα καταγράψει πολύ μικρή ισχύ. Αν η συχνότητα του σήματος δεν συμπίπτει με τη συχνότητα συντονισμού της κοιλότητας, η ισχύς του σήματος θα υποστεί μικρή ή καθόλου απώλεια.



Σχήμα 5.10: Ένας μετρητής συχνότητας κυματοδηγού.

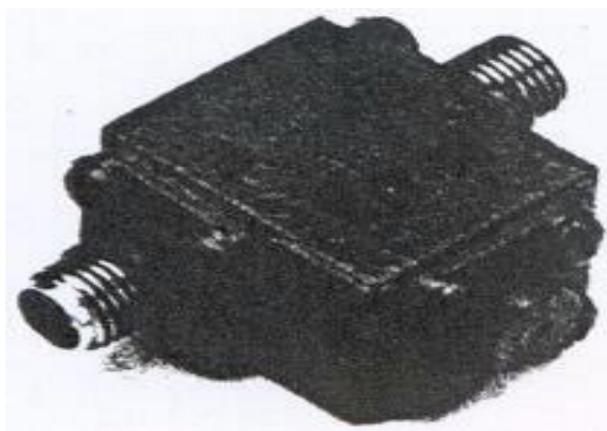
Μετρητές συχνότητας τύπου απορρόφησης είναι διαθέσιμοι για συνδέσεις κυματοδηγού και ομοαξονικού καλωδίου. Ο χρήστης πρέπει να βεβαιωθεί ότι η συχνότητα του σήματος πέφτει μέσα στο εύρος λειτουργίας του μετρητή συχνότητας. Η τυπική ακρίβεια είναι $\pm 0,1\%$. Η υγρασία και η θερμοκρασία επηρεάζουν το διηλεκτρικό μέσα στην κοιλότητα καθώς και τις φυσικές διαστάσεις της κοιλότητας και συνεπώς την ακρίβεια του μετρητή.

Ο μετρητής συχνότητας τύπου μετάδοσης είναι ανάλογος με ένα κύκλωμα *LCR* σε παράλληλη σύνδεση. Μία τρύπα στην κατασκευή του συνδέεται με την κύρια γραμμή όπου ρέει το σήμα. Μία δεύτερη τρύπα μπορεί να συνδεθεί σε μία φλάντζα και στη συνέχεια να παρακολουθηθεί από έναν μετρητή ισχύος. Αν η συχνότητα του σήματος είναι ίδια με τη συχνότητα συντονισμού της κοιλότητας, η κύρια γραμμή θα χάσει την περισσότερη από την ισχύ του σήματος στην κοιλότητα, η οποία στη συνέχεια μετρείται από έναν μετρητή ισχύος. Έτσι, ο μετρητής ισχύος θα καταγράψει μία μεγάλη τιμή.

5.10 Μη-αντιστρεπτές συσκευές

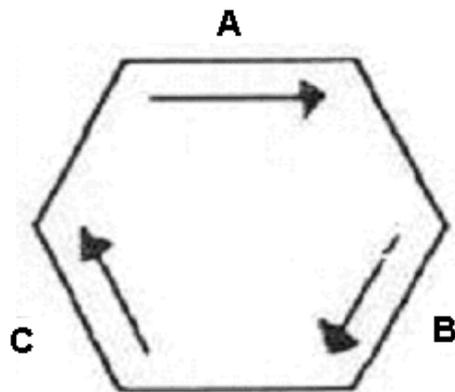
Τόσο οι **απομονωτές** όσο και οι **κυκλοφορητές** είναι μη-αντιστρεπτές συσκευές που χρησιμοποιούν φερρίτες πολωμένους από στατικά μαγνητικά πεδία.

Ένας ιδανικός απομονωτής είναι όπως μία ιδανική δίοδος χαμηλής συχνότητας. Υπάρχει *100%* αγωγή κατά την προς τα εμπρός κατεύθυνση και *0%* αγωγή στην αντίστροφη κατεύθυνση. Έτσι, ένας απομονωτής τοποθετημένος μπροστά από μία γεννήτρια σήματος δεν θα επηρεάσει το προς τα εμπρός σήμα, αλλά θα αποτρέψει κάθε ανακλώμενο σήμα να φτάσει - και συνεπώς να καταστρέψει - τη γεννήτρια. Το πόσο καλά λειτουργεί ένας απομονωτής δίνεται από την προς τα εμπρός απώλεια παρεμβολής και την απομόνωσή του. Η προς τα εμπρός απώλεια παρεμβολής ιδανικά θα είναι *1,0* ή αλλιώς *0 dB* και πρακτικά το κατά δυνατόν μικρότερη. Η απώλεια ισχύος στον απομονωτή κατά την εμπρός κατεύθυνση είναι αναπόφευκτη. Η απομόνωση είναι ένα μέτρο της εξασθένησης των σημάτων που ταξιδεύουν στην αντίστροφη κατεύθυνση. Τυπικές τιμές απομόνωσης είναι *30 dB* και *40 dB*. Οι απομονωτές είναι διαθέσιμοι στη μορφή κυματοδηγών, ομοαξονικών καλωδίων και ταινιογραμμών. Ένας ομοαξονικός απομονωτής φαίνεται στο σχήμα 5.11.

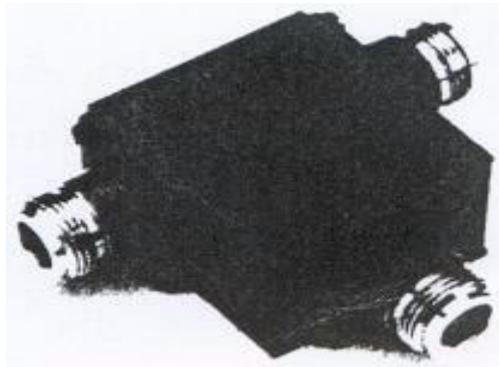


Σχήμα 5.11: Ένας ομοαξονικός απομονωτής.

Το σύμβολο ενός κυκλοφορητή φαίνεται στο σχήμα 5.12 με τις τρεις θύρες σημειωμένες ως *A*, *B* και *C*. Τα βέλη δείχνουν την κατεύθυνση της ροής του σήματος. Έτσι, ένα μικροκυματικό σήμα που εισέρχεται στη θύρα *A* θα εξέλθει από τη θύρα *B*, ιδανικά με *0 dB* εξασθένηση. Κανένα σήμα οποιουδήποτε πλάτους δε θα εμφανιστεί από τη θύρα *A* στη θύρα *C*. Ένας ομοαξονικός κυκλοφορητής φαίνεται στο σχήμα 5.13.

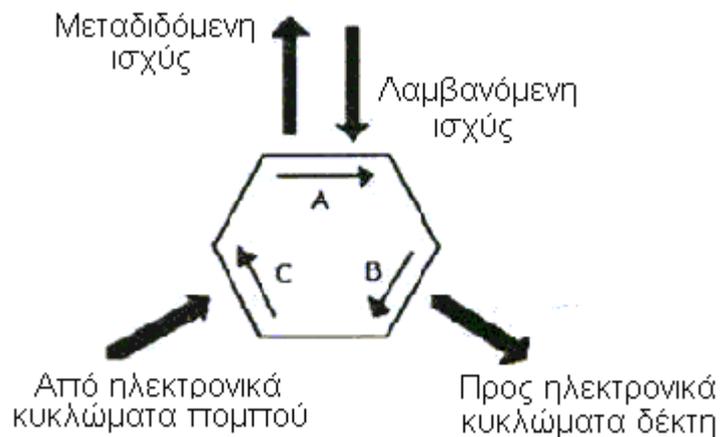


Σχήμα 5.12: Το σύμβολο ενός κυκλοφορητή.



Σχήμα 5.13: Ένας ομοαξονικός κυκλοφορητής.

Μία εφαρμογή του κυκλοφορητή είναι να ξεχωρίζει το εκπεμπόμενο σήμα από το λαμβανόμενο σήμα που υπάρχουν σε μία κεραία η οποία χρησιμοποιείται και ως πομπός και ως δέκτης. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 5.14.

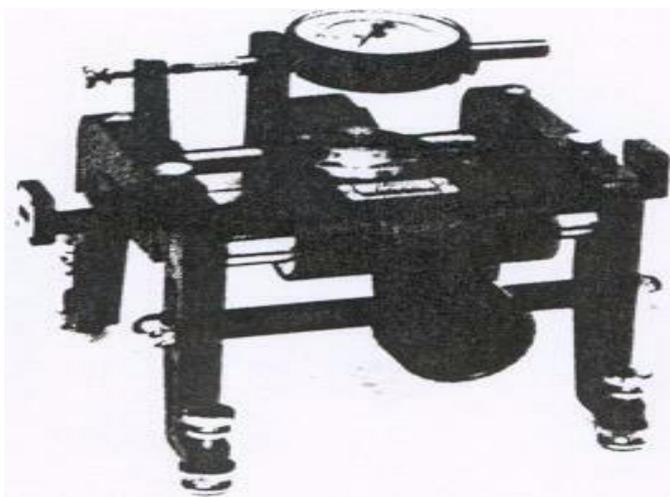


Σχήμα 5.14: Μία εφαρμογή του κυκλοφορητή.

Κατά την εκλογή ενός απομονωτή ή ενός κυκλοφορητή, ο χρήστης θα πρέπει να βεβαιωθεί ότι το στοιχείο θα λειτουργεί στην επιλεγμένη συχνότητα.

5.11 Εγκεκομμένη γραμμή

Στο σχήμα 5.15 φαίνεται μία **εγκεκομμένη γραμμή** κυματοδηγού. Το κινητό μέρος μπορεί να μετακινηθεί κατά μήκος της κεντρικής σχισμής της κύριας γραμμής. Η κεντρική σχισμή είναι όσο περισσότερο λεπτή γίνεται για να ελαχιστοποιήσει τη ροή του μικροκυματικού σήματος. Το κινητό μέρος μεταφέρει έναν ανιχνευτή κρυστάλλου που συνδέεται στον μετρητή *SWR*. Αυτό κάνει την εγκεκομμένη γραμμή πολύ χρήσιμη σε μετρήσεις όπως ο λόγος στασίμων κυμάτων και το οδηγούμενο μήκος κύματος. Το κινητό μέρος της εγκεκομμένης γραμμής μπορεί να τροποποιηθεί με ένα μικρόμετρο. Το μικρόμετρο ελέγχει την κατακόρυφη κίνηση ενός ηλεκτρικού βραχυκυκλώματος.

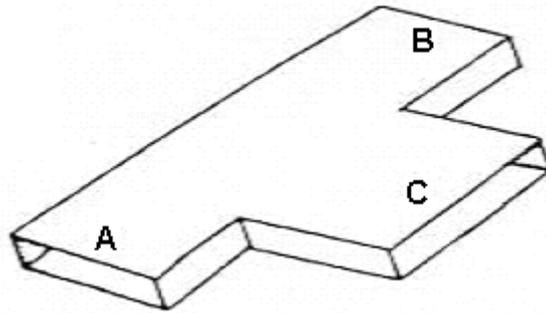


Σχήμα 5.15: Μία εγκεκομμένη γραμμή κυματοδηγού.

5.12 Τμήματα *T*

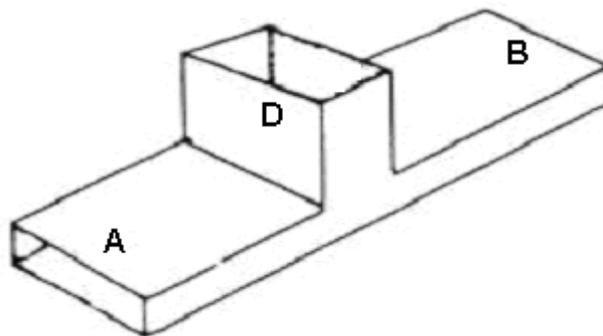
Τα τμήματα *T* είναι κυματοδηγοί με μία ή περισσότερες πλάγιες θύρες. Θα εξετάσουμε το διακλαδισμένο *T*, το *T* σε σειρά και το υβριδικό (μαγικό) *T*. Το **διακλαδισμένο *T*** φαίνεται στο σχήμα 5.16. Ένα σήμα που εισέρχεται στη θύρα *C* διαχωρίζεται ομοιόμορφα και εξέρχεται από τις θύρες *A* και *B*. Δύο σήματα που

εισέρχονται στις θύρες A και B και είναι σε φάση, θα εξέλθουν από τη θύρα C με μία στάθμη ισχύος ίση με το άθροισμα των A και B .



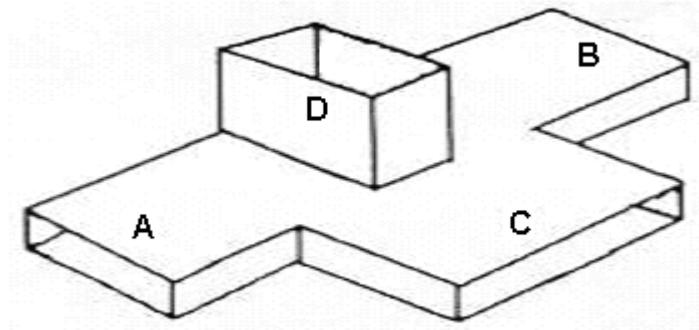
Σχήμα 5.16: Ένα διακλαδισμένο T κυματοδηγού.

Στο σχήμα 5.17 φαίνεται ένα T σε σειρά. Αν το σήμα εισέλθει στην θύρα D , η έξοδος στις θύρες A και B θα είναι ίση αλλά 180° εκτός φάσεως.



Σχήμα 5.17: Ένα T σε σειρά κυματοδηγού.

Το διακλαδισμένο T και το T σε σειρά μπορούν να συνδυαστούν για να δημιουργήσουν το «μαγικό» ή «υβριδικό» T το οποίο φαίνεται στο σχήμα 5.18. Η λειτουργία του «μαγικού» T συνοψίζεται στον πίνακα 5.1. Οι ποσότητες στις παρενθέσεις είναι μονάδες ισχύος.

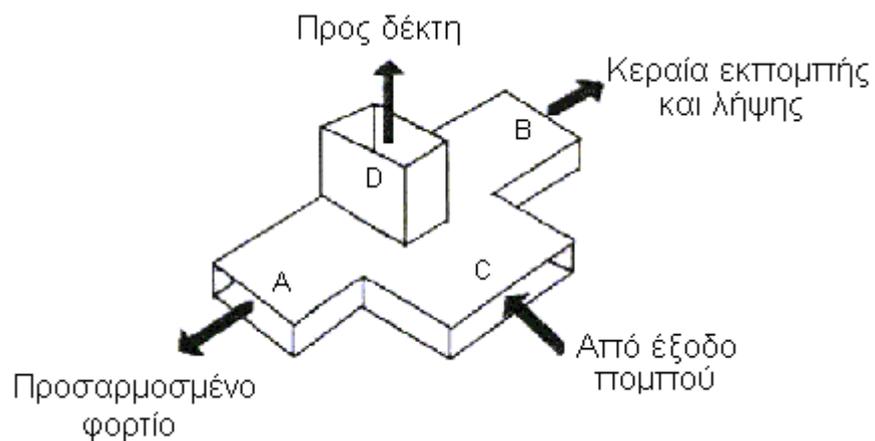


Σχήμα 5.18: Ένα «μαγικό» T κυματοδηγού.

Πίνακας 5.1

| Είσοδος | Έξοδος |
|------------------|--|
| $A(1/2), B(1/2)$ | $C(1), D(0)$ |
| $C(1)$ | $A(1/2), B(1/2), D(0)$ |
| $D(1)$ | $A(1/2), B(1/2), 180^\circ$ με το $A), C(0)$ |

Μία χρήσιμη εφαρμογή του «μαγικού» T είναι να ενεργεί ως διακόπτης πομπού- δέκτη πριν από μία κεραία. Η κεραία χρησιμοποιείται ως πομπός και ως δέκτης. Τα σήματα που λαμβάνονται πρέπει να δρομολογηθούν μακριά από τα σήματα που πρόκειται να εκπεμφθούν προκειμένου να αποφύγουμε την παρεμβολή. Η σύνδεση φαίνεται στο σχήμα 5.19.



Σχήμα 5.19: Μία εφαρμογή του «μαγικού» T .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο: Ο ΧΑΡΤΗΣ SMITH

6.1 Εισαγωγή

Στα προηγούμενα κεφάλαια είδαμε ότι ένα στοιχείο που συνδέεται στο άκρο μιας γραμμής μεταφοράς προκαλεί ανακλάσεις, αν η σύνθετη αντίσταση Z_L του φορτίου δεν είναι ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 της γραμμής μεταφοράς. Ο συντελεστής ανακλάσεως μπορεί να μεταβάλλεται μεταξύ 0 και 1, εξαρτώμενος από την τιμή της Z_L . Αν η Z_L είναι σχεδόν ίση με τη Z_0 ο συντελεστής ανακλάσεως είναι σχεδόν 0. Αν όμως η Z_L είναι σημαντικά διαφορετική από τη Z_0 , ο συντελεστής ανακλάσεως θα είναι σχεδόν μονάδα, που σημαίνει 100% ανάκλαση του προσπίπτοντος κύματος.

Η ακριβής σχέση μεταξύ του συντελεστή ανακλάσεως και της αντίστασης φορτίου Z_L ενός στοιχείου που συνδέεται σε μία γραμμή μεταφοράς, δίνεται ως εξής:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (6.1)$$

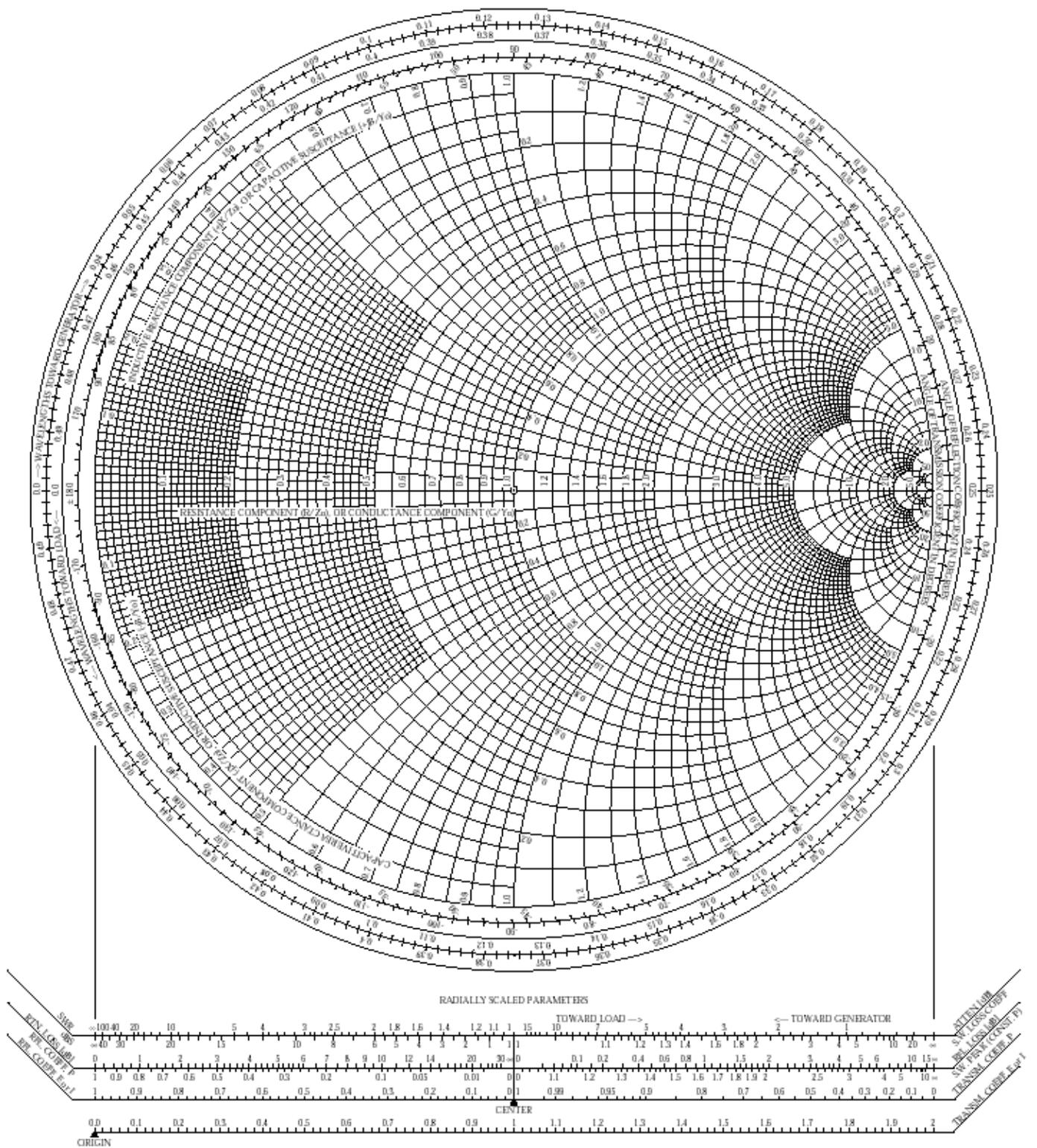
Η παραπάνω σχέση είναι αρκετά δύσκολη στους υπολογισμούς, επειδή περιλαμβάνει τη σύνθετη αντίσταση και το συντελεστή ανακλάσεως που είναι μιγαδικοί αριθμοί. Το 1939 όμως, ο Philip Smith παρουσίασε ένα διάγραμμα που απλουστεύει τους υπολογισμούς γραμμών μεταφοράς. Το διάγραμμα αυτό είναι γνωστό ως «**χάρτης Smith**» και χρησιμοποιείται μέχρι σήμερα, ενώ αποτελεί επίσης βασικό εργαλείο υπολογισμών σε σύγχρονα λογισμικά πακέτα CAD για μικροκυματικά συστήματα. Στο σχήμα 6.1 παριστάνεται γραφικά ο χάρτης Smith. Οι γραμμές του χάρτη παριστάνουν την ακριβή σχέση μεταξύ μιας σύνθετης αντίστασης που εκφράζεται ως:

$$Z = R + jX \quad (6.2)$$

(δηλαδή το άθροισμα μιας ωμικής αντίστασης και μιας επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης) και του συντελεστή ανακλάσεως που εκφράζεται ως:

$$\Gamma = \rho \angle \theta \quad (6.3)$$

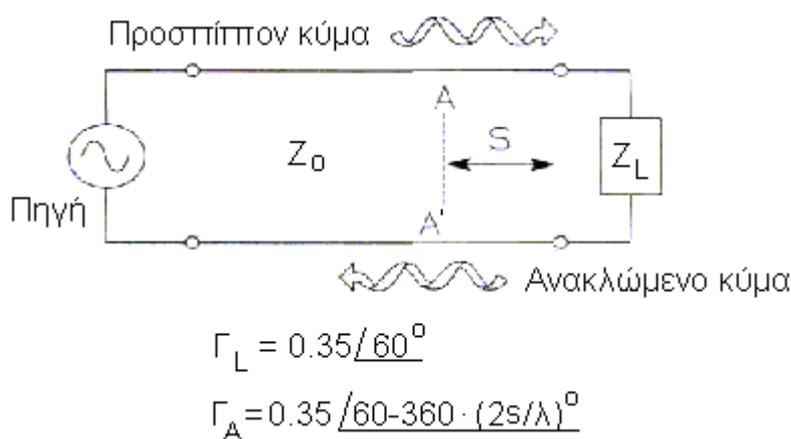
όπου ρ το πλάτος του συντελεστή ανακλάσεως και θ η γωνία φάσεως του συντελεστή ανακλάσεως.



Σχήμα 6.1: Ο χάρτης Smith.

6.2 Συντελεστής ανακλάσεως

Το πρώτο βήμα για να κατανοήσουμε τον χάρτη Smith είναι να καταλάβουμε ότι ο όρος «συντελεστής ανακλάσεως», μπορεί να εφαρμοστεί για να περιγράψει τον λόγο μεταξύ του ανακλώμενου κύματος τάσεως και του προσπίπτοντος κύματος τάσεως σε οποιοδήποτε σημείο κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς. Για παράδειγμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.2, η σύνθετη αντίσταση φορτίου Z_L παρουσιάζει έναν συντελεστή ανακλάσεως με πλάτος $0,35$ και γωνία φάσεως 60° . Αυτό σημαίνει ότι στο δεξιό άκρο της γραμμής μεταφοράς, το ανακλώμενο κύμα τάσεως έχει πλάτος το οποίο είναι 35% του προσπίπτοντος κύματος και η φάση του ανακλώμενου κύματος προηγείται του προσπίπτοντος κύματος κατά 60 μοίρες.



Σχήμα 6.2: Η μεταβολή του συντελεστή ανακλάσεως με τη θέση στη γραμμή μεταφοράς.

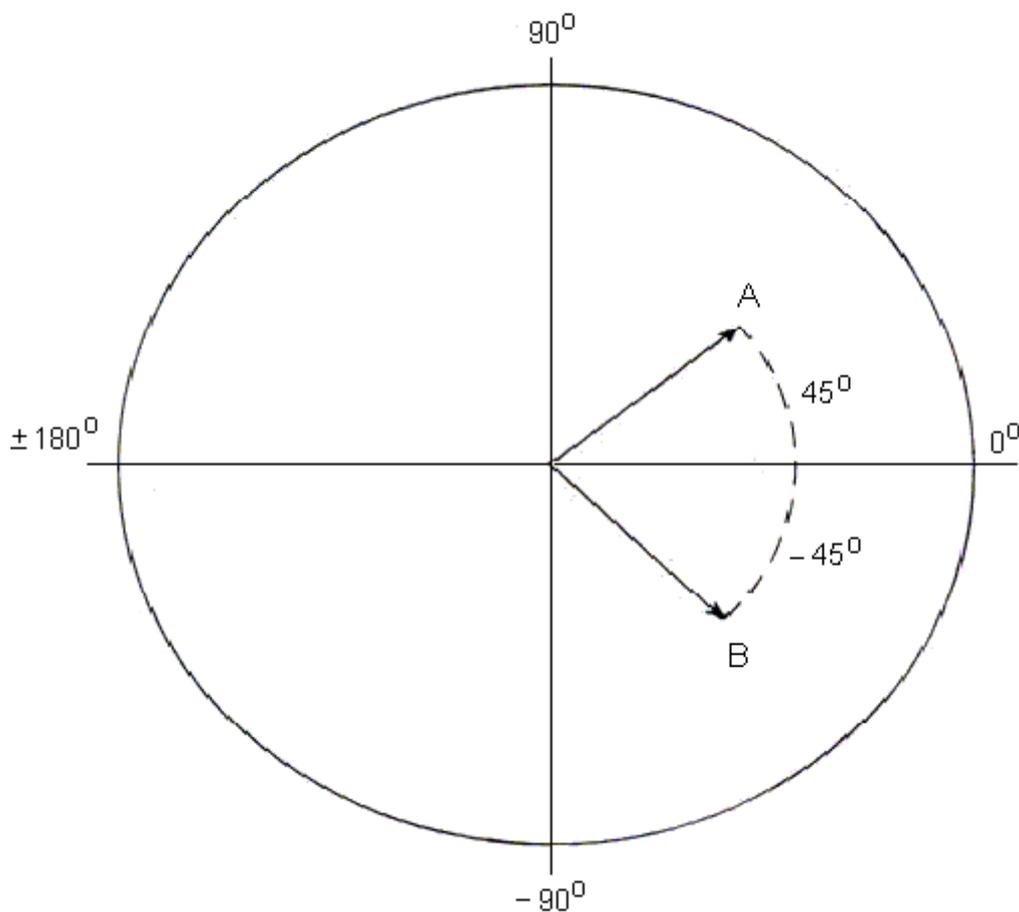
Στη θέση $A-A'$, αν η γραμμή μεταφοράς είναι χωρίς απώλειες, τα πλάτη του ανακλώμενου και του προσπίπτοντος κύματος θα είναι τα ίδια, αλλά η φάση των κυμάτων στη θέση $A-A'$ θα είναι διαφορετική, εξαιτίας της διάδοσης του κύματος κατά μήκος της γραμμής. Έτσι, η γωνία φάσεως του ανακλώμενου κύματος θα είναι μικρότερη από τη γωνία φάσεως στο φορτίο κατά ένα ποσό ίσο με:

$$\theta = 360(2S / \lambda_g) \quad (6.4)$$

όπου λ_g είναι το οδηγούμενο μήκος κύματος του σήματος.

Στο σχήμα 6.3 φαίνεται πώς ο συντελεστής ανακλάσεως μπορεί να σχεδιαστεί σε ένα πολικό διάγραμμα. Η απόσταση από το κέντρο παριστάνει το μέτρο του συντελεστή ανακλάσεως (θεωρώντας ότι η ακτίνα του κύκλου έχει τιμή 1) και η γωνία από τον οριζόντιο άξονα παριστάνει τη γωνία φάσεως. Έτσι, το σημείο A παριστάνει

έναν συντελεστή ανακλάσεως $\Gamma=0,60\angle 45^\circ$ ενώ το σημείο B παριστάνει τον συντελεστή ανακλάσεως $\Gamma=0,60\angle -45^\circ$ σε ένα άλλο σημείο της γραμμής. Η χρησιμότητα του πολικού διαγράμματος έγκειται στον εύκολο καθορισμό του συντελεστή ανακλάσεως σε διαφορετικά σημεία πάνω σε μία γραμμή μεταφοράς, περιστρέφοντας γύρω από το κέντρο του διαγράμματος κατά μία γωνία που δίνεται από την εξίσωση (6.4).



Σχήμα 6.3: Πολικό διάγραμμα του συντελεστή ανακλάσεως.

6.3 Σύνθετη αντίσταση

Ο χάρτης Smith είναι στην πραγματικότητα ένα πολικό διάγραμμα του συντελεστή ανακλάσεως, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.3, πάνω στο οποίο χαράσσονται γραμμές της ωμικής αντίστασης και της επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης.

Το μέτρο του συντελεστή ανακλάσεως μετρείται με το μήκος της ακτίνας από το κέντρο του κύκλου και η γωνία του βρίσκεται αν τραβήξουμε μία γραμμή από το

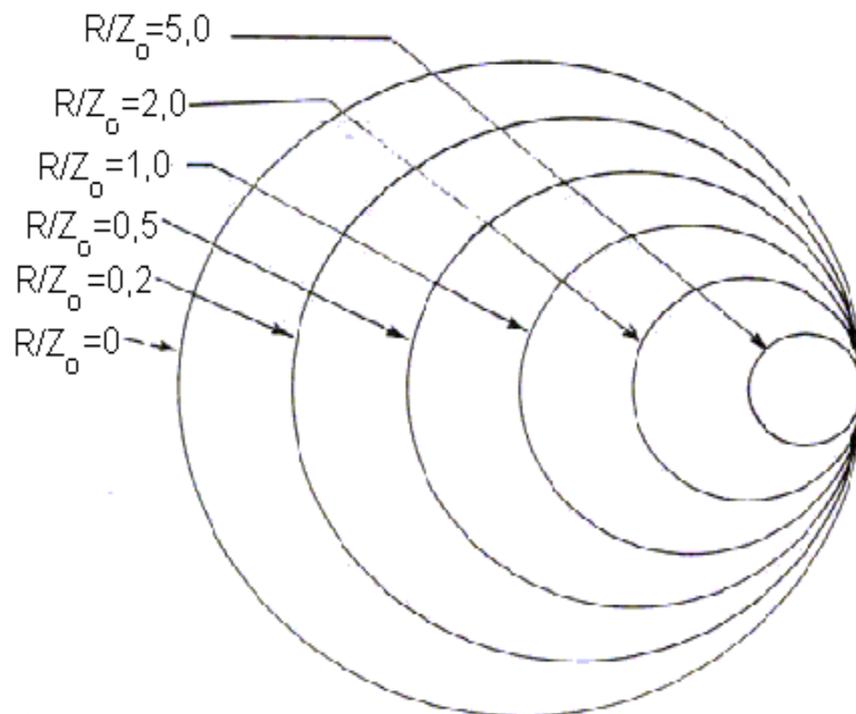
κέντρο, μέχρι το σημείο και έξω στην περιφέρεια του χάρτη στην κλίμακα που ονομάζεται «ΓΩΝΙΑ ΤΟΥ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΑΝΑΚΛΑΣΕΩΣ ΣΕ ΜΟΙΡΕΣ» (“ANGLE OF REFLECTION COEFFICIENT IN DEGREES”).

Οι γραμμές της ωμικής αντίστασης είναι κύκλοι που έχουν τα κέντρα τους στον οριζόντιο άξονα, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.4. Οι γραμμές της επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης είναι τόξα που έχουν αρχή στο δεξιό άκρο του χάρτη (σχήμα 6.5). Οι κύκλοι της ωμικής αντίστασης έχουν τιμές από 0 ως το άπειρο. Ο κύκλος που έχει $R=0$ είναι ο μεγαλύτερος κύκλος του χάρτη Smith που καθορίζει το εξωτερικό του όριο. Μεγαλύτερες τιμές ωμικής αντίστασης αντιστοιχούν σε μικρότερους κύκλους των οποίων τα κέντρα βρίσκονται προοδευτικά προς τα δεξιά του κέντρου του χάρτη. Οι θετικές και αρνητικές τιμές της επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης που φαίνονται στο σχήμα 6.5, παριστάνουν επαγωγικές ή χωρητικές τιμές της σύνθετης αντίστασης του κυκλώματος αντίστοιχα. Όλες οι τιμές της επαγωγικής αντίστασης είναι θετικές και βρίσκονται πάνω από την κεντρική οριζόντια γραμμή, ενώ οι τιμές της χωρητικής αντίστασης είναι αρνητικές και βρίσκονται κάτω από την κεντρική οριζόντια γραμμή. Η κεντρική οριζόντια γραμμή έχει μηδενική σύνθετη αντίσταση. Κάθε σύνθετη αντίσταση που βρίσκεται πάνω σ’ αυτήν τη γραμμή είναι καθαρά ωμική αφού η τιμή της επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης είναι μηδέν. Οι τιμές της αντίστασης που φαίνονται στα σχήματα 6.4 και 6.5 δεν είναι τιμές σε Ohm αλλά είναι κανονικοποιημένες τιμές ως προς τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Αν π.χ. $Z_0=50 Ohm$, τότε ο κύκλος $R/Z_0=2$ παριστάνει μία ωμική αντίσταση $100 Ohm$, ενώ το τόξο $X/Z_0=-0,5$ παριστάνει μία χωρητική αντίσταση $-25 Ohm$. Όταν οι καμπύλες των σχημάτων 6.4 και 6.5 συνδυάζονται, συνθέτουν τον χάρτη Smith που φαίνεται στο σχήμα 6.1.

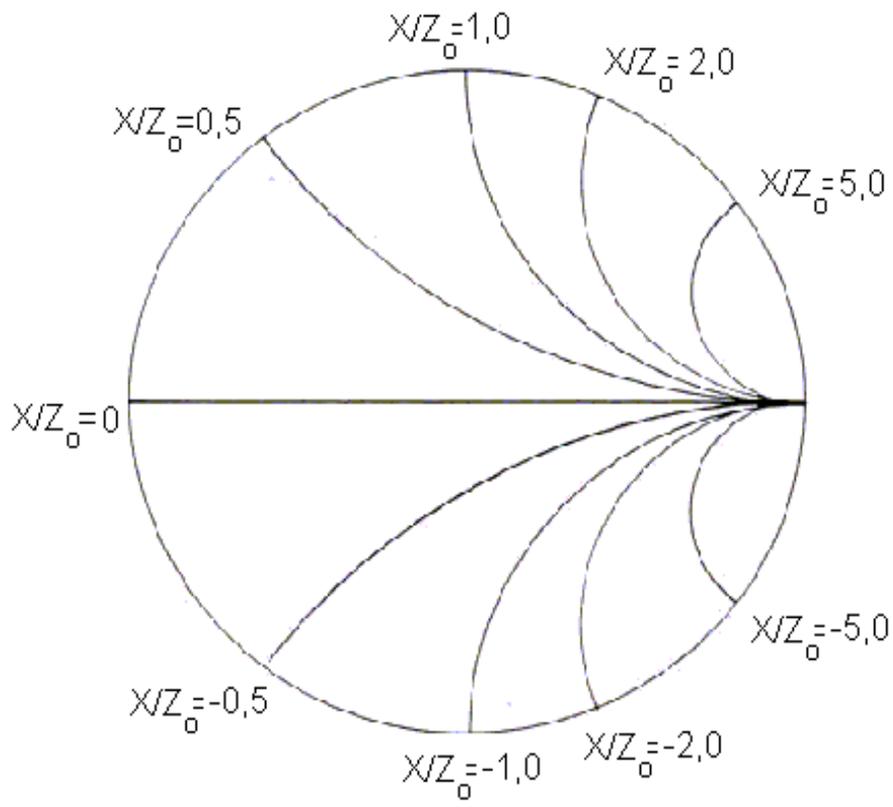
Ας υποθέσουμε ότι μία γραμμή μεταφοράς με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_0=50 Ohm$ τερματίζεται σε ένα φορτίο με σύνθετη αντίσταση $Z_L=75-j20 Ohm$. Η κανονικοποιημένη τιμή της αντίστασης φορτίου βρίσκεται αν διαιρέσουμε την Z_L με $50 Ohm$, δηλαδή $Z_{A(n)}=1,5-j0,4$. Το σημείο αυτό πάνω στον χάρτη Smith είναι η τομή του κύκλου $R/Z_0=1,5$ και του τόξου $X/Z_0=-0,4$, που παριστάνεται από το σημείο A στο σχήμα 6.6. Το μέτρο του συντελεστή ανακλάσεως βρίσκεται αν μετρήσουμε την απόσταση από το κέντρο του χάρτη Smith ως το σημείο A και διαιρέσουμε με το μήκος της ακτίνας του χάρτη Smith. Η γωνία του συντελεστή ανακλάσεως, βρίσκεται αν προεκτείνουμε την ευθεία που περνάει από το κέντρο του κύκλου και το σημείο A , μέχρι την περιφέρεια του κύκλου (σχήμα 6.6). Έτσι βρίσκουμε $\Gamma=0,25 \angle -30^\circ$. Με τον

τρόπο αυτόν μπορούμε να βρούμε τον συντελεστή ανακλάσεως ή την αντίσταση του φορτίου όταν είναι γνωστά το ένα από τα δύο.

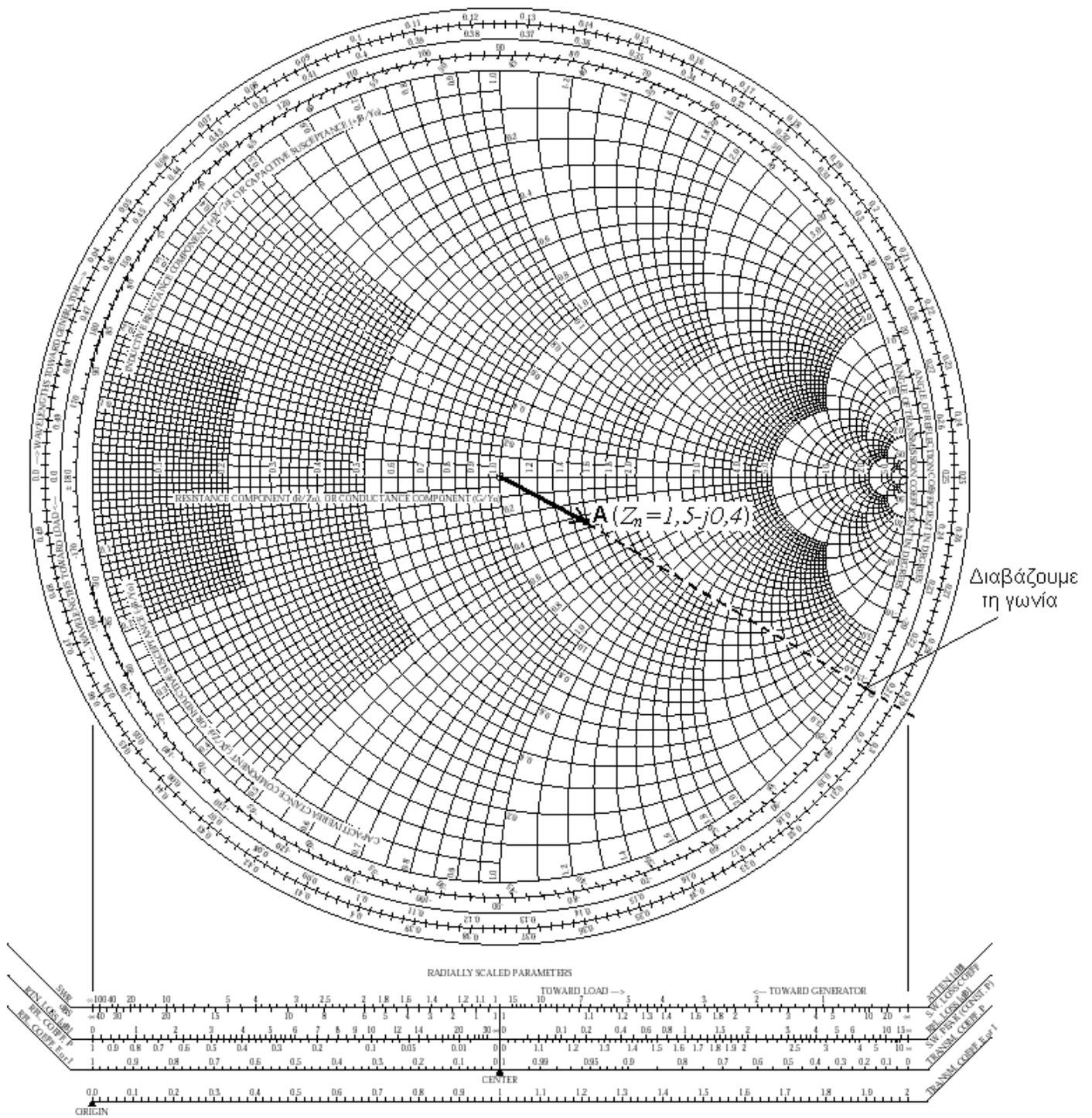
Είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο ότι ο συντελεστής ανακλάσεως μπορεί να οριστεί οπουδήποτε σε μία γραμμή μεταφοράς ως ο λόγος του ανακλώμενου κύματος τάσεως προς το προσπίπτον κύμα τάσεως στο σημείο αυτό. Με παρόμοιο τρόπο μπορούμε να ορίσουμε και την (φαινομένη) σύνθετη αντίσταση. Η σύνθετη αντίσταση σε οποιοδήποτε σημείο μιας γραμμής μεταφοράς είναι ο λόγος της ολικής τάσεως προς το ολικό ρεύμα, τα οποία είναι αθροίσματα του προσπίπτοντος και του ανακλώμενου κύματος. Η ολική τάση και το ολικό ρεύμα θα μεταβάλλονται με τη θέση πάνω στη γραμμή μεταφοράς, εξαιτίας των στασίμων κυμάτων που περιγράφονται από το *VSWR*. Στο σχήμα 6.7 παριστάνεται αυτή η έννοια. Η αντίσταση φορτίου Z_L συνδέεται σε μία γραμμή μεταφοράς. Σε απόσταση S από το τέλος της γραμμής έχουμε μία «σύνθετη αντίσταση γραμμής» που ονομάζεται $Z(S)$ και η οποία είναι ο λόγος της τάσεως σε αυτό το σημείο προς το ρεύμα. Έτσι η $Z(S)$ καθορίζεται από την αντίσταση φορτίου Z_L και το μήκος της γραμμής με χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 .



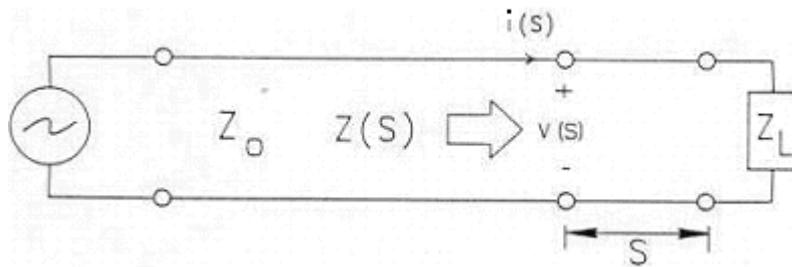
Σχήμα 6.4: Κανονικοποιημένοι κύκλοι ωμικής αντίστασης στον χάρτη Smith.



Σχήμα 6.5: Κανονικοποιημένα τόξα επαγωγικής και χωρητικής αντίστασης στον χάρτη Smith.



Σχήμα 6.6: Καθορισμός του συντελεστή ανακλάσεως στον χάρτη Smith.



Σχήμα 6.7: Η έννοια της σύνθετης αντίστασης μιας γραμμής μεταφοράς.

6.4 Η βασική εφαρμογή του χάρτη Smith

Η πιο βασική χρήση του χάρτη Smith είναι να υπολογίσουμε την σύνθετη αντίσταση γραμμής $Z(S)$, για ένα αυθαίρετο μήκος γραμμής S όπως φαίνεται στο σχήμα 6.7. Προσθέτοντας ένα μήκος S μιας γραμμής χωρίς απώλειες σε ένα αυθαίρετο φορτίο, αλλάζει η γωνία φάσεως του συντελεστή ανακλάσεως κατά ένα ποσό $360(2S/\lambda_g)$ μοίρες, ενώ το μέτρο του παραμένει το ίδιο. Σε πολικό διάγραμμα αυτό παριστάνεται στο σχήμα 6.3. Η σύνθετη αντίσταση γραμμής $Z(S)$, βρίσκεται σχεδιάζοντας ένα πολικό διάγραμμα του νέου συντελεστή ανακλάσεως στο χάρτη Smith και διαβάζοντας τη νέα τιμή της σύνθετης αντίστασης από τις γραμμές της ωμικής και επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης.

Αναφερόμενοι στο σχήμα 6.6, αν θέλουμε να βρούμε τη σύνθετη αντίσταση της γραμμής σε απόσταση l cm από το άκρο της γραμμής μεταφοράς όταν το οδηγούμενο μήκος κύματος είναι $\lambda_g = 8$ cm, υπολογίζουμε την ποσότητα $360(2S/\lambda_g)$ θέτοντας $S = l$ cm και $\lambda_g = 8$ cm. Έτσι βρίσκουμε μια αλλαγή στη γωνία φάσεως κατά 90° . Περιστρέφουμε το σημείο A κατά τη φορά των δεικτών του ρολογιού γύρω από το κέντρο του χάρτη κατά 90° , όπως φαίνεται στο σχήμα 6.8 για να παραστήσουμε τον συντελεστή ανακλάσεως στο σημείο B . Έτσι βρίσκουμε $Z_{B(n)} = 0,73 - j0,34$.

Μπορούμε να συνοψίσουμε τώρα τη βασική εφαρμογή του χάρτη Smith ως ακολούθως:

1. Η σύνθετη αντίσταση κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς μεταβάλλεται εξαιτίας των στασίμων κυμάτων στην τάση και το ρεύμα, που προκαλούνται από ένα φορτίο το οποίο προκαλεί ανάκλαση.
2. Ο χάρτης Smith χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της σύνθετης αντίστασης της γραμμής μεταφοράς οπουδήποτε σε μία γραμμή μεταφοράς, αν είναι γνωστή η σύνθετη αντίσταση σε ένα σημείο. Το σημείο αυτό μπορεί να είναι στο φορτίο ή σε κάποιο σημείο στο μέσον της γραμμής.
3. Ένα σημείο στον χάρτη Smith παριστάνει τον συντελεστή ανακλάσεως (εύρος και γωνία φάσεως) σε πολικές συντεταγμένες και τη σύνθετη αντίσταση (ωμική και επαγωγική ή χωρητική αντίσταση) σε κανονικοποιημένες ποσότητες.
4. Το κέντρο του χάρτη Smith παριστάνει μία καθαρά ωμική αντίσταση ίση με Z_0 που είναι η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Γενικά, οι σχεδιαστές μικροκυματικών κυκλωμάτων προσπαθούν να δημιουργήσουν μικροκυματικά στοιχεία με σύνθετες αντιστάσεις στο κέντρο ή κοντά σε αυτό, έτσι ώστε οι ανακλάσεις που προκαλούνται να είναι μικρές.
5. Ένα μήκος της γραμμής μεταφοράς S λαμβάνεται υπόψην αλλάζοντας τη φάση κατά γωνία θ , που δίνεται από την εξίσωση (6.4) και κρατώντας το μέτρο σταθερό. Η κανονικοποιημένη αντίσταση που βρίσκεται από τον χάρτη Smith στο καινούργιο σημείο, αντιστοιχεί στην σύνθετη αντίσταση της γραμμής στο καινούργιο σημείο.
6. Από την εξίσωση (6.4), προκύπτει ότι η γωνία φάσεως του συντελεστή ανακλάσεως προχωρά κατά 360 μοίρες, αν το μήκος της γραμμής S μεταβληθεί κατά $\lambda_g/2$. Επομένως, σημεία στη γραμμή μεταφοράς που βρίσκονται $\lambda_g/2$ μακριά, είναι ταυτόσημα στο ότι έχουν την ίδια τιμή του συντελεστή ανακλάσεως και επομένως την ίδια σύνθετη αντίσταση.

6.5 Μετασηματισμοί σύνθετης αντίστασης – σύνθετης αγωγιμότητας

Μέχρι τώρα στη χρήση του χάρτη Smith χρησιμοποιήσαμε την σύνθετη αντίσταση της γραμμής. Σε πολλές εφαρμογές, είναι πιο χρήσιμη η σύνθετη αγωγιμότητα της γραμμής, ειδικά όταν μελετούμε παράλληλα κυκλώματα. Μία χρήσιμη ιδιότητα του χάρτη Smith είναι ότι η αγωγιμότητα:

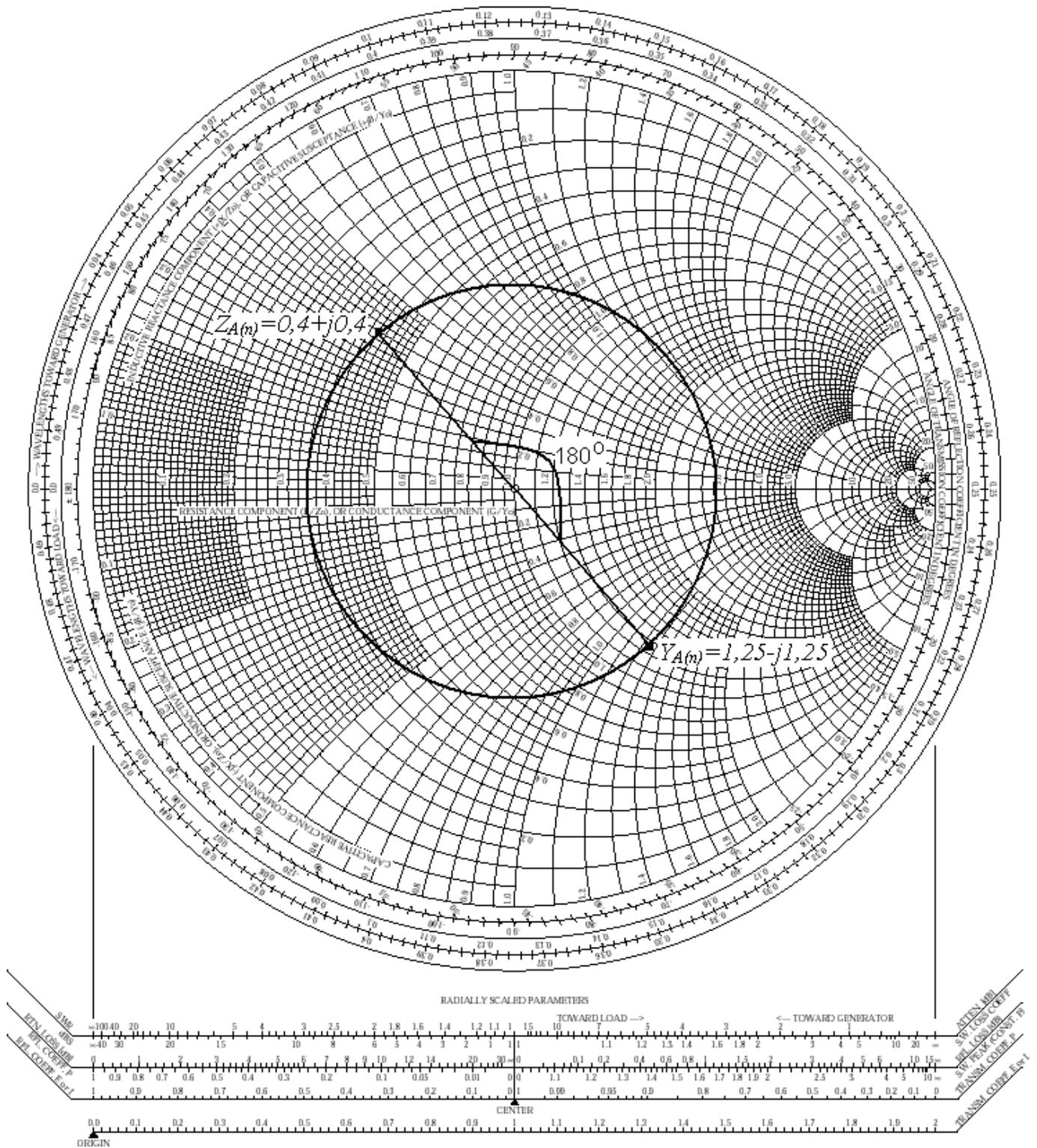
$$Y = \frac{1}{Z} \quad (6.5)$$

υπολογίζεται εύκολα αν περιστρέψουμε το σημείο που παριστάνει την Z κατά 180° γύρω από το κέντρο του χάρτη, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.9. Σ' αυτό το παράδειγμα η αντίσταση είναι $Z_{A(n)}=0,4+j0,4$ και η αντίστοιχη αγωγιμότητα είναι $Y_{A(n)}=1,25-j1,25$ (και οι δύο τιμές είναι κανονικοποιημένες). Παρόμοια, μία αγωγιμότητα μπορεί να μετασχηματισθεί σε μία αντίστοιχη αντίσταση, περιστρέφοντας το σημείο γύρω από το κέντρο κατά 180° . Για να υπολογίσουμε την πραγματική αγωγιμότητα σε *Siemens*, πολλαπλασιάζουμε την κανονικοποιημένη τιμή της Y που βρίσκεται από τον χάρτη Smith, με την χαρακτηριστική αγωγιμότητα:

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (6.6)$$

όπου Z_0 είναι η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Για παράδειγμα, αν $Z_0=50 \text{ Ohm}$ τότε $Y_0=1/50=0,02=20 \text{ mS}$.

Επειδή μία περιστροφή 180° στον χάρτη Smith, μετασχηματίζει μία σύνθετη αντίσταση στην αντίστοιχη τιμή της σύνθετης αγωγιμότητας, έπεται ότι ένα μήκος γραμμής S ίσο $1/4$ του μήκους κύματος θα μετασχηματίζει μία κανονικοποιημένη αντίσταση φορτίου Z_L στο αντίστροφο αυτής της τιμής, σύμφωνα με την εξίσωση (6.4). Έτσι, ένα μήκος γραμμής ενός τετάρτου κύματος μετασχηματίζει ένα βραχυκύκλωμα σε ένα ανοιχτό κύκλωμα και αντιστρόφως. Επίσης, είναι προφανές από την εξέταση του χάρτη Smith, ότι μία γραμμή ενός τετάρτου κύματος μετασχηματίζει ένα χωρητικό φορτίο σε ένα επαγωγικό φορτίο και αντίστροφα.



Σχήμα 6.9: Μετασχηματισμός σύνθετης αντίστασης σε σύνθετη αγωγιμότητα.

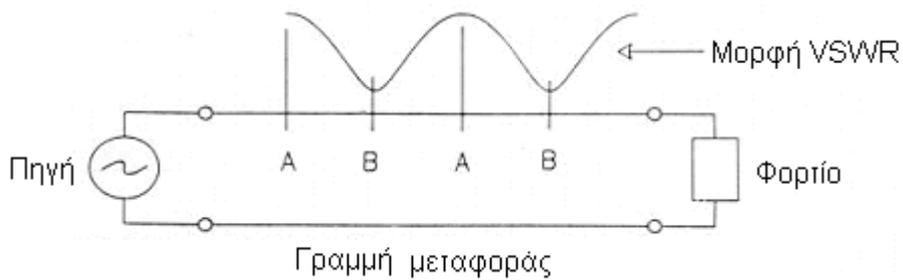
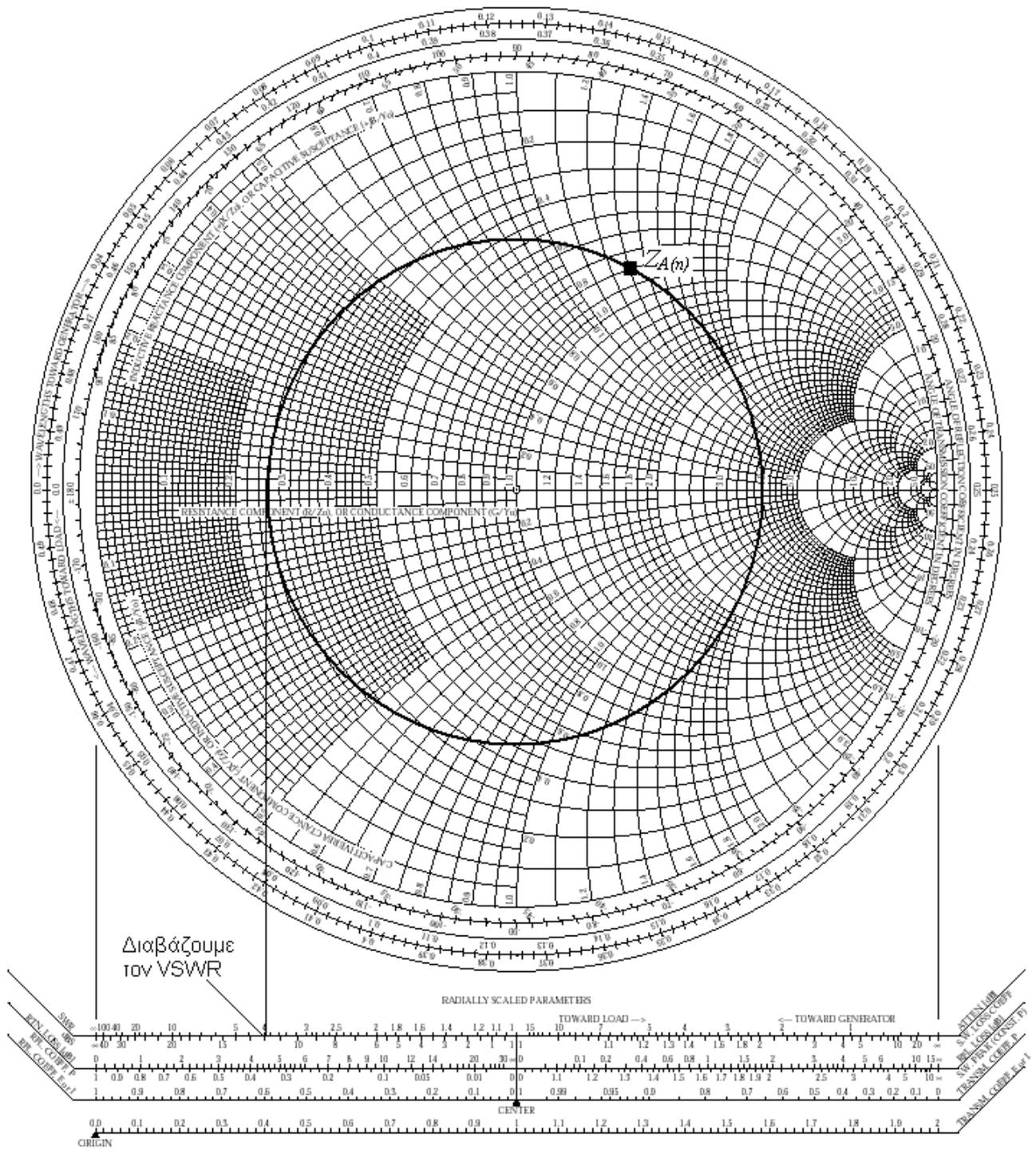
6.6 Καθορισμός του *VSWR*

Είδαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο, ότι ο *VSWR* μιας γραμμής μεταφοράς είναι ίσος με:

$$VSWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (6.7)$$

όπου ρ είναι το πλάτος του συντελεστή ανακλάσεως. Επομένως, ο *VSWR* εξαρτάται μόνο από το πλάτος του συντελεστή ανακλάσεως του φορτίου αλλά όχι από τη γωνία φάσεώς του. Ο *VSWR* μίας αντίστασης φορτίου μπορεί να βρεθεί από τον χάρτη Smith όπως φαίνεται στο σχήμα 6.10. Το σημείο $Z_{A(n)}$ παριστάνει μία αυθαίρετη σύνθετη αντίσταση. Κατασκευάζουμε έναν κύκλο με κέντρο τον χάρτη Smith που περνάει από το σημείο $Z_{A(n)}$. Αυτός ο κύκλος αναφέρεται συχνά ως «κύκλος σταθερού *VSWR*», επειδή όλα τα σημεία αυτού του κύκλου έχουν την ίδια τιμή του μέτρου του συντελεστή ανακλάσεως και επομένως τον ίδιο *VSWR*. Η τιμή του *VSWR* μπορεί να βρεθεί με δύο τρόπους. Ο πρώτος είναι μία κλίμακα στο κάτω μέρος του χάρτη που ονομάζεται «*SWR*». Ο δεύτερος είναι να διαβάσουμε την τομή του κύκλου σταθερού *VSWR* στη γραμμή $X=0$. Έχουμε δύο σημεία τομής τα *A* και *B*. Ο *VSWR* είναι ίσος με την τιμή της κανονικοποιημένης αντίστασης στο σημείο τομής *A*, δηλαδή σ' αυτό το παράδειγμα θα είναι ίσος με 4 (σχήμα 6.10).

Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό αφορά τη σχέση μεταξύ των σημείων στον κύκλο σταθερού *VSWR* και το στάσιμο κύμα που υπάρχει σε μία πραγματική γραμμή μεταφοράς (σχήμα 6.10). Η σύνθετη αντίσταση στη θέση ενός ελαχίστου του στασίμου κύματος της τάσεως αντιστοιχεί στο σημείο *B* στον κύκλο *VSWR*, ενώ εκείνη του μεγίστου του στασίμου κύματος αντιστοιχεί στο σημείο *A*. Βλέπουμε ότι η αντίσταση της γραμμής μεταφοράς είναι καθαρά ωμική σε αυτά τα σημεία και έχει τη χαμηλότερη τιμή της στη θέση του ελαχίστου *VSWR* και την υψηλότερη τιμή της στη θέση του μεγίστου *VSWR*.



Σχήμα 6.10: Καθορισμός του VSWR από τον χάρτη Smith.

6.7 Αλλαγή χαρακτηριστικής αντίστασης

Μία συνήθης περίπτωση περιλαμβάνει κυκλώματα με μήκη γραμμών μεταφοράς που έχουν διαφορετικές τιμές χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 . Ας εξετάσουμε το κύκλωμα του σχήματος 6.11. Ζητούμε να βρούμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί με τη βοήθεια του χάρτη Smith ως εξής:

1. Πρώτα μετασχηματίζουμε την αντίσταση του φορτίου από το σημείο $O-O'$ στο σημείο $A-A'$ μέσω της $Z_0=80 \text{ Ohm}$ γραμμής μεταφοράς. Επειδή πάνω στον χάρτη Smith αποτυπώνονται μόνο κανονικοποιημένες τιμές σύνθετης αντίστασης, αρχικά κανονικοποιούμε την σύνθετη αντίσταση φορτίου στην τιμή $Z_0=80 \text{ Ohm}$ (δηλαδή διαιρούμε την τιμή του φορτίου $Z_L=120+j20 \text{ Ohm}$ με $Z_0=80 \text{ Ohm}$). Έτσι προκύπτει $Z_{L(n)}=1,5+j0,25$ (κανονικοποιημένη ως προς $Z_0=80 \text{ Ohm}$), η οποία σχεδιάζεται πάνω στον χάρτη Smith (σχήμα 6.11).
2. Το μήκος $S_1=\lambda_g/10$ της γραμμής $Z_0=80 \text{ Ohm}$, αντιστοιχεί σε μία μετακίνηση πάνω στον χάρτη Smith κατά την ωρολογιακή φορά, επειδή απομακρυνόμαστε από το φορτίο. Από την εξίσωση (6.4) για $S=S_1=\lambda_g/10$, προκύπτει $\theta_1=72^\circ$. Έτσι, το κανονικοποιημένο φορτίο $Z_{L(n)}=1,5+j0,25$ μετασχηματίζεται στη σύνθετη αντίσταση $Z_{A1(n)}=1,23-j0,45$ (κανονικοποιημένη ως προς $Z_0=80 \text{ Ohm}$), μετά από περιστροφή 72° κατά την ωρολογιακή φορά (σχήμα 6.11). Επομένως μετακινηθήκαμε από το σημείο $0-0'$ στο σημείο $A-A'$ του κυκλώματος, όπου συνδέεται η γραμμή $Z_0=50 \text{ Ohm}$.
3. Στη συνέχεια πρέπει να κανονικοποιήσουμε τη σύνθετη αντίσταση του σημείου $A-A'$ ($Z_{A1(n)}=1,23-j0,45$) ως προς $Z_0=50 \text{ Ohm}$. Επειδή η $Z_{A1(n)}$ είναι ήδη κανονικοποιημένη ως προς $Z_0=80 \text{ Ohm}$, αρχικά την απο-κανονικοποιούμε πολλαπλασιάζοντάς την με $Z_0=80 \text{ Ohm}$, οπότε προκύπτει $Z_{A1}=98,4-j36 \text{ Ohm}$. Στη συνέχεια, η Z_{A1} κανονικοποιείται ως προς $Z_0=50 \text{ Ohm}$ (δηλαδή διαιρείται με $Z_0=50 \text{ Ohm}$), οπότε προκύπτει η $Z_{A2(n)}=1,97-j0,72$ (σχήμα 6.11).
4. Το μήκος $S_2=\lambda_g/4$ της γραμμής $Z_0=50 \text{ Ohm}$, αντιστοιχεί σε μία μετακίνηση πάνω στον χάρτη Smith κατά την ωρολογιακή φορά, επειδή απομακρυνόμαστε από το φορτίο. Από την εξίσωση (6.4) για $S=S_2=\lambda_g/4$, προκύπτει $\theta_2=180^\circ$. Έτσι, η σύνθετη αντίσταση $Z_{A2(n)}=1,97-j0,72$ μετασχηματίζεται στη σύνθετη αντίσταση $Z_{B(n)}=0,45+j0,16$ (κανονικοποιημένη ως προς $Z_0=50 \text{ Ohm}$), μετά από περιστροφή 180° κατά την ωρολογιακή φορά (σχήμα 6.11). Επομένως

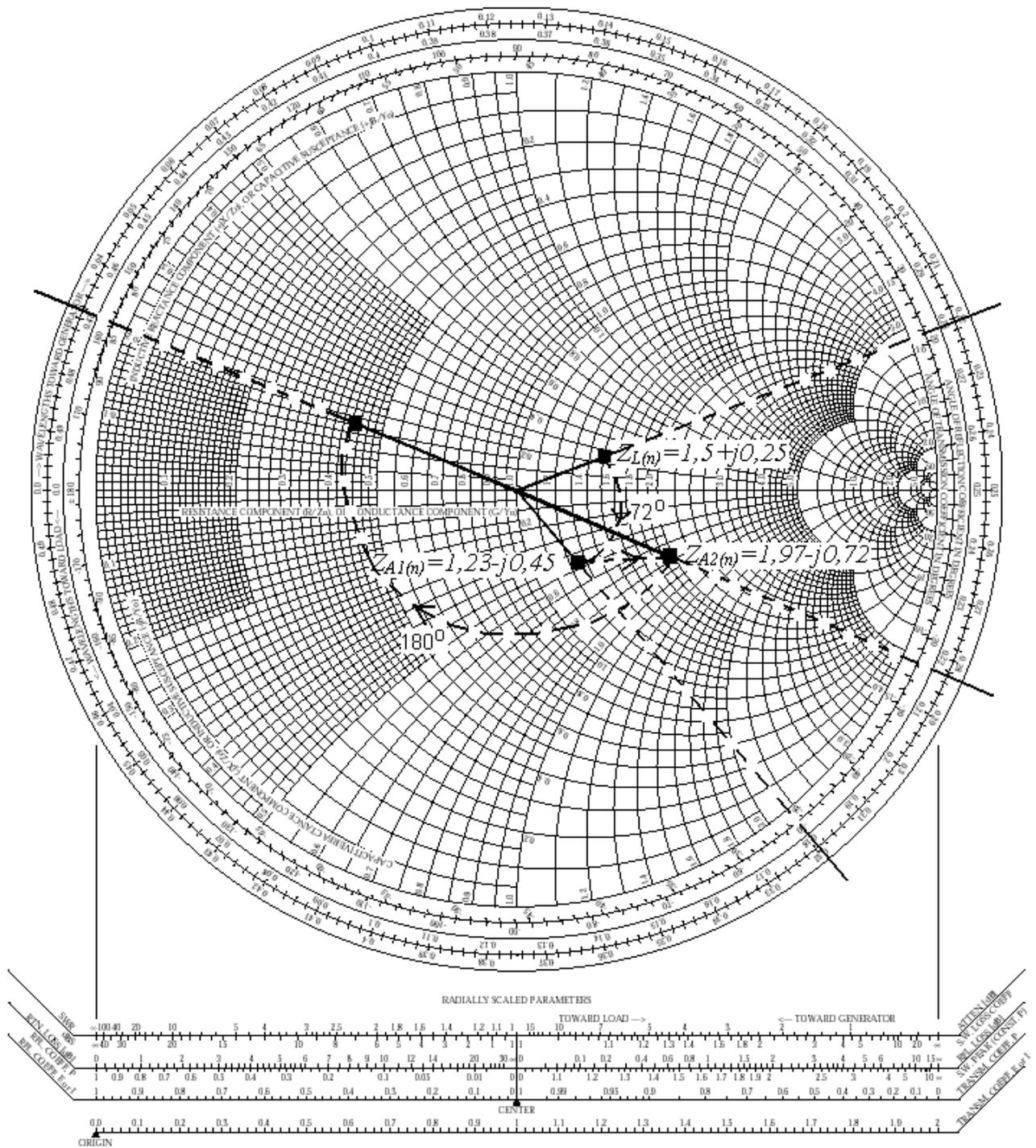
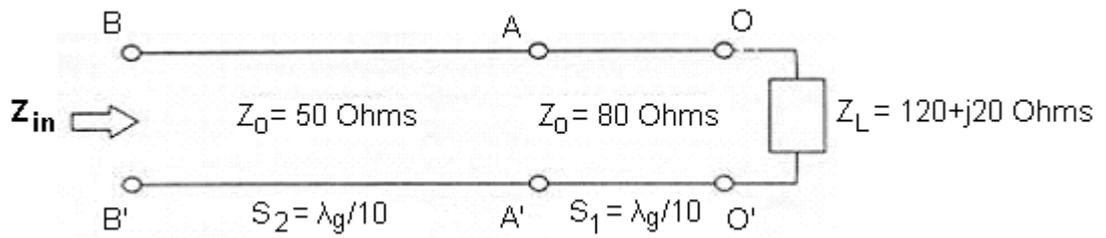
μετακινηθήκαμε από το σημείο $A-A'$ στο σημείο $B-B'$, που είναι η είσοδος του κυκλώματος.

5. Η ζητούμενη σύνθετη αντίσταση εισόδου βρίσκεται απο-κανονικοποιώντας την $Z_{B(n)}=0,45+j0,16$ (δηλαδή πολλαπλασιάζοντάς την με $Z_0=50 \text{ Ohm}$), οπότε προκύπτει $Z_B=Z_{in}=22,5+j8 \text{ Ohm}$.

Γενικά, όταν η χαρακτηριστική αντίσταση σε ένα κύκλωμα αλλάζει από μία τιμή στην άλλη, η κανονικοποιημένη αντίσταση στον χάρτη Smith θα είναι:

$$Z_{n2} = Z_{n1}(Z_{01} / Z_{02}) \quad (6.8)$$

όπου Z_{n1} και Z_{n2} είναι η κανονικοποιημένες αντιστάσεις σε γραμμές μεταφοράς με χαρακτηριστικές αντιστάσεις Z_{01} και Z_{02} , αντίστοιχα.



Σχῆμα 6.11: Ὑπολογισμὸς σύνθετης ἀντίστασης εἰσοδῶν.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7⁰: ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

7.1 Εισαγωγή

Σε ένα ιδανικό μικροκυματικό σύστημα, όλα τα στοιχεία έχουν αντιστάσεις ίσες με τη χαρακτηριστική αντίσταση των γραμμών μεταφοράς. Έτσι δεν υπάρχουν ανακλώμενα κύματα σε οποιαδήποτε επαφή μεταξύ γραμμών μεταφοράς και στοιχείων. Ένα τέτοιο σύστημα ονομάζεται «**προσαρμοσμένο**». Η σημαντικότητα του προσαρμοσμένου κυκλώματος είναι ότι εξαλείφει τρία πιθανά προβλήματα τα οποία προκύπτουν όταν υπάρχουν ανακλώμενα κύματα. Αυτά είναι:

- Κυμάτωση μετάδοσης σε σχέση με τη συχνότητα
- Μειωμένη στάθμη σήματος
- Μεγαλύτερο σφάλμα μετρήσεως

Κυμάτωση μετάδοσης: Όταν υπάρχουν ανακλώμενα κύματα, μπορούν είτε να ενισχύσουν το ένα το άλλο είτε να ακυρώσουν μερικώς το ένα το άλλο, γεγονός που εξαρτάται από τις σχετικές φάσεις των κυμάτων, οι οποίες με τη σειρά τους εξαρτώνται από τη συχνότητα και το μήκος της διαδρομής των σημάτων. Μέσα σε μία ζώνη συχνοτήτων, θα υπάρχει εναλλαγή μεταξύ ενίσχυσης και ακύρωσης, το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα μία διακύμανση της μεταδιδόμενης ισχύος. Αυτή η διακύμανση ονομάζεται «κυμάτωση» και μπορεί να επηρεάσει τη λειτουργία πολλών τύπων μικροκυματικών συστημάτων και ιδιαίτερα τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

Μειωμένη στάθμη σήματος: Ένα συνηθισμένο πρόβλημα σε μικροκυματικές ενεργές συσκευές όπως οι δίοδοι και τα τρανζίστορ, είναι ότι παρουσιάζουν πολύ υψηλή ανάκλαση, έτσι ώστε η χρήσιμη ισχύς του σήματος στα συστήματα ελαττώνεται σημαντικά. Αυτό είναι ιδιαίτερα φανερό σε «ενεργά» στοιχεία όπως οι ενισχυτές και οι μείκτες.

Σφάλμα μετρήσεως: Ένα σημαντικό πρόβλημα κατά την εκτέλεση μετρήσεων ακριβείας της ισχύος σε οποιαδήποτε μικροκυματική συσκευή, είναι η «αβεβαιότητα κακής προσαρμογής» της μετρήσεως. Τα ανακλώμενα κύματα συνδυάζονται μεταξύ τους κατά τυχαίο τρόπο, «κρύβοντας» την ισχύ του αρχικού προσπίπτοντος κύματος

που επιθυμούμε να μετρήσουμε. Έτσι, η μετρούμενη ισχύς είναι το επιθυμητό σήμα συν ένα άγνωστο στοιχείο που αποτελείται από ανακλάσεις.

Ο όρος «προσαρμογή» αναφέρεται σε τεχνικές σχεδιασμού κυκλωμάτων ή τροποποιήσεις που εξαλείφουν ανεπιθύμητα ανακλώμενα σήματα. Η θεωρία των γραμμών μεταφοράς μας λέει ότι αυτό επιτυγχάνεται θέτοντας την αντίσταση του φορτίου ίση με Z_0 , δηλαδή τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς.

Μία σημαντική παράμετρος ενός κυκλώματος προσαρμογής είναι το **εύρος ζώνης** μέσα στο οποίο η προσαρμογή είναι αποτελεσματική, επειδή πολλά συστήματα πρέπει να λειτουργούν σε ένα ευρύ πεδίο συχνότητας. Το εύρος ζώνης ενός κυκλώματος συχνά εκφράζεται ως ποσοστό:

$$\text{Εύρος ζώνης (\%)} = 100 \cdot (f_U - f_L) / f_0 \quad (7.1)$$

όπου f_U η ανώτερη συχνότητα λειτουργίας, f_L η κατώτερη συχνότητα λειτουργίας και f_0 η κεντρική συχνότητα.

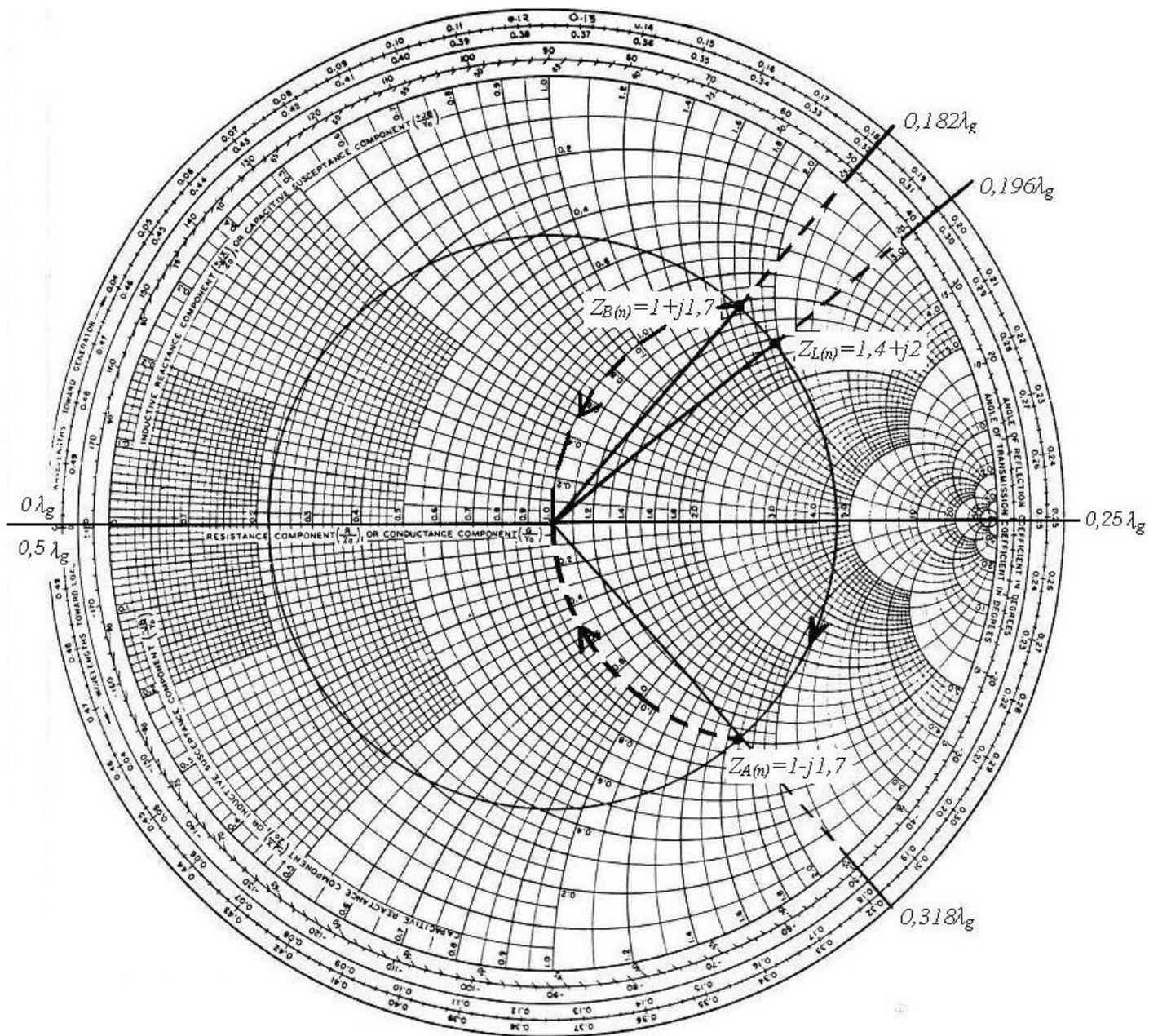
Υπάρχει ποικιλία μεθόδων προσαρμογής που έχουν αναπτυχθεί αλλά μπορούμε να τις χωρίσουμε σε δύο βασικές κατηγορίες. Η πρώτη ονομάζεται «**προσαρμογή χωρίς απώλειες**» που παίρνει το όνομά της από τη χρήση των στοιχείων κυκλώματος τα οποία δεν απορροφούν μικροκυματική ενέργεια. Το πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι καθόλου μικροκυματική ισχύς δεν χάνεται ανωφελώς στο κύκλωμα προσαρμογής. Το μειονέκτημα είναι ότι αυτές οι τεχνικές συνήθως χρησιμοποιούνται σε σχετικά στενές ζώνες συχνότητας, για παράδειγμα λιγότερο από 10%. Για να επιτύχουμε μεγαλύτερα εύρη ζώνης πρέπει να χρησιμοποιήσουμε υπολογιστικά προγράμματα (computer aided design, CAD). Η ισχύς αυτών των προγραμμάτων έχει συντελέσει στην ανάπτυξη κυκλωμάτων υπερ-ευρείας ζώνης, με εύρη ζώνης από 2-20 GHz σε μερικές περιπτώσεις. Η άλλη μέθοδος σχεδιασμού κυκλωμάτων προσαρμογής είναι αρκετά απλή στο ότι μπορεί να πετύχει πολύ ευρείας ζώνης αποτελέσματα χωρίς τη χρήση υπολογιστή, αλλά χρησιμοποιεί **στοιχεία προσαρμογής με απώλειες**. Έτσι, υπάρχει απώλεια ισχύος που έχει ως αποτέλεσμα την υποβαθμισμένη απόδοση του συστήματος. Όμως, αυτά τα κυκλώματα με απώλειες είναι συνήθως αρκετά εύκολο να σχεδιασθούν και να λειτουργήσουν σε εξαιρετικά μεγάλα εύρη ζώνης, πλησιάζοντας το θεωρητικό όριο, από dc στην υψηλότερη συχνότητα λειτουργίας, που είναι ένα εύρος ζώνης 200%.

7.2 Βασικές τεχνικές προσαρμογής

Η βασική τεχνική για την προσαρμογή κυκλωμάτων μπορεί να επεξηγηθεί καλύτερα με ένα παράδειγμα. Έστω ότι θέλουμε να προσαρμόσουμε μία σύνθετη αντίσταση $Z_L=70+j100 \text{ Ohm}$, σε μία γραμμή μεταφοράς με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_0=50 \text{ Ohm}$ (σχήμα 7.1). Η συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος είναι 5 GHz και το οδηγούμενο μήκος κύματος στη γραμμή μεταφοράς είναι $\lambda_g=4 \text{ cm}$. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί με τη βοήθεια του χάρτη Smith ως εξής:

1. Αρχικά κανονικοποιούμε το φορτίο ως προς την χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς $Z_0=50 \text{ Ohm}$, οπότε προκύπτει η κανονικοποιημένη αντίσταση φορτίου $Z_{L(n)}=Z_L/Z_0=1,4+j2$ και αποτυπώνεται πάνω στον χάρτη Smith (σχήμα 7.1). Ο στόχος είναι να μεταφερθεί η $Z_{L(n)}$ (με κατάλληλους μετασχηματισμούς), στο κέντρο του χάρτη Smith το οποίο έχει κανονικοποιημένη αντίσταση $1+j0$, διότι απο-κανονικοποιώντας την αντίσταση $1+j0$ (δηλαδή πολλαπλασιάζοντας με $Z_0=50 \text{ Ohm}$), προκύπτει μία αντίσταση των 50 Ohm , η οποία είναι η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς πάνω στην οποία θέλουμε να προσαρμόσουμε το φορτίο. Επομένως, το σημείο $Z_{L(n)}$ περιστρέφεται κατά την ωρολογιακή φορά (επειδή απομακρυνόμαστε από το φορτίο), έως ότου συναντήσει τον κύκλο με τιμή 1 , πάνω στον χάρτη Smith. Έτσι, μετακινούμαστε κατά ένα μήκος γραμμής $S_1=0,318\lambda_g-0,196\lambda_g=0,122\lambda_g=0,122\cdot 4=0,488 \text{ cm}$, οπότε καταλήγουμε στο σημείο $Z_{A(n)}=1-j1,7$ (κανονικοποιημένη ως προς $Z_0=50 \text{ Ohm}$). (Σχήμα 7.1).

[Σημείωση: στην εξωτερική περιφέρεια του χάρτη Smith μπορούμε να διαβάσουμε την απόσταση σε μήκη κύματος λ_g , από το φορτίο (κατά την ωρολογιακή φορά). Μία πλήρης περιστροφή στην εξωτερική περιφέρεια του χάρτη Smith αντιστοιχεί σε απόσταση $0,5\lambda_g$ από το φορτίο].



Σχήμα 7.1: Προσαρμογή μίας σύνθετης αντίστασης σε μία γραμμή μεταφοράς.

Το σημείο $Z_{A(n)}=1-j1,7$, παριστάνει μία ωμική αντίσταση, σε σειρά με έναν πυκνωτή (χωρητική αντίσταση), επειδή τα τόξα στο πάνω μισό του χάρτη Smith παριστάνουν επαγωγικές αντιστάσεις (έχουν θετικές τιμές), ενώ στο κάτω μισό του χάρτη Smith παριστάνουν χωρητικές αντιστάσεις (έχουν αρνητικές τιμές). Συνεπώς, μπορούμε να ακυρώσουμε την κανονικοποιημένη χωρητική αντίσταση $-j1,7$, προσθέτοντας ένα πηνίο με επαγωγική αντίσταση $+j1,7$. Έτσι, καταλήγουμε σε μία κανονικοποιημένη αντίσταση της μορφής $1+j0$ που είναι το κέντρο του χάρτη Smith. Απο-κανονικοποιώντας την αντίσταση $+j1,7$ (δηλαδή πολλαπλασιάζοντας με $Z_0=50 \text{ Ohm}$), προκύπτει $j85 \text{ Ohm}$. Δεδομένου ότι η επαγωγική αντίσταση ενός πηνίου είναι $X_L=j\omega L$, υπολογίζουμε την επαγωγή του πηνίου που απαιτείται, ως εξής:

$$X_L=j\omega L=j85 \Rightarrow L=\frac{85}{2\pi f}=\frac{85}{2 \cdot 3,14 \cdot 5 \cdot 10^9}=2,7 \cdot 10^{-9}=2,7 \text{ nH}.$$

Επομένως, το φορτίο $Z_L=70+j100 \text{ Ohm}$ μπορεί να προσαρμοστεί, τοποθετώντας μεταξύ του φορτίου και της γραμμής μεταφοράς $Z_0=50 \text{ Ohm}$, ένα μικρό τμήμα γραμμής μήκους $S_1=0,488 \text{ cm}$ και χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ohm , σε σειρά με ένα πηνίο επαγωγής $L=2,7 \text{ nH}$ (σχήμα 7.2Α).

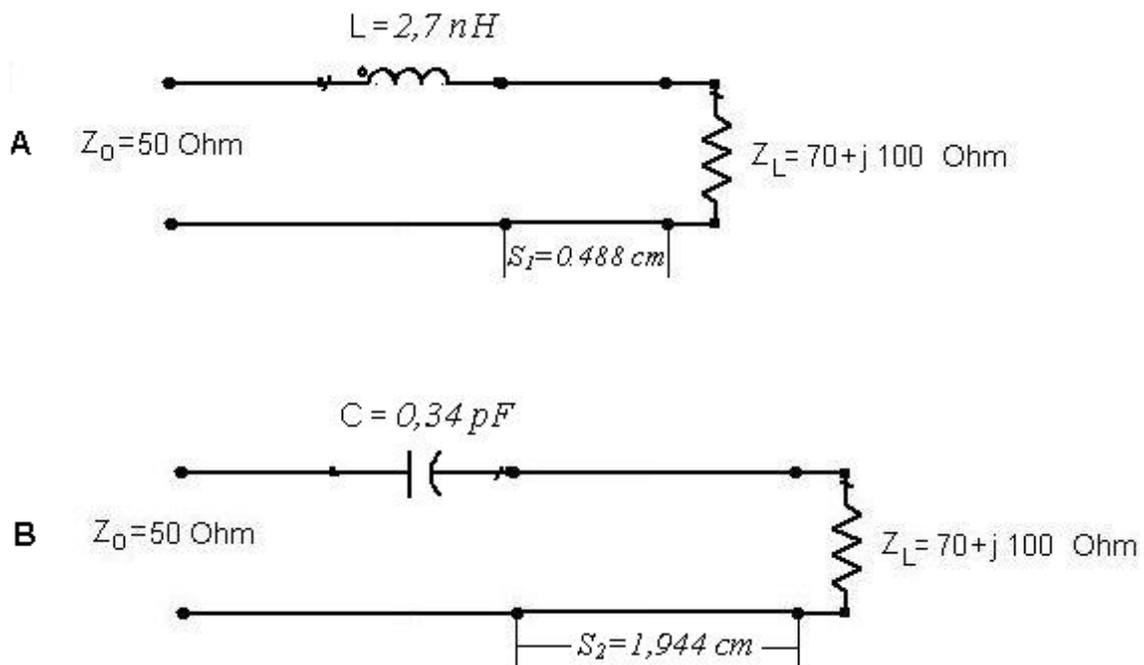
- Μία δεύτερη λύση προσαρμογής, προκύπτει αν περιστρέψουμε το σημείο $Z_{L(n)}$ κατά την ωρολογιακή φορά έως ότου συναντήσει τον κύκλο με τιμή 1, για δεύτερη φορά πάνω στον χάρτη Smith (σχήμα 7.1). Έτσι, μετακινούμαστε κατά ένα μήκος γραμμής $S_2=(0,5\lambda_g-0,196\lambda_g)+0,182\lambda_g=0,486 \cdot \lambda_g=0,486 \cdot 4=1,944 \text{ cm}$, οπότε καταλήγουμε στο σημείο $Z_{B(n)}=1+j1,7$ (κανονικοποιημένη ως προς $Z_0=50 \text{ Ohm}$). (Σχήμα 7.1). Το σημείο $Z_{B(n)}=1+j1,7$, παριστάνει μία ωμική αντίσταση, σε σειρά με ένα πηνίο (επαγωγική αντίσταση), επειδή ότι τα τόξα στο πάνω μισό του χάρτη Smith παριστάνουν επαγωγικές αντιστάσεις (έχουν θετικές τιμές), ενώ στο κάτω μισό του χάρτη Smith παριστάνουν χωρητικές αντιστάσεις (έχουν αρνητικές τιμές). Συνεπώς, μπορούμε να ακυρώσουμε την κανονικοποιημένη επαγωγική αντίσταση $+j1,7$, προσθέτοντας έναν πυκνωτή με χωρητική αντίσταση $-j1,7$. Έτσι, καταλήγουμε σε μία κανονικοποιημένη αντίσταση της μορφής $1+j0$ που είναι το κέντρο του χάρτη Smith. Απο-κανονικοποιώντας την αντίσταση $-j1,7$ (δηλαδή πολλαπλασιάζοντας με $Z_0=50 \text{ Ohm}$), προκύπτει $-j85 \text{ Ohm}$. Δεδομένου ότι η χωρητική αντίσταση ενός

πυκνωτή είναι $X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C}$, υπολογίζουμε την χωρητικότητα του πυκνωτή

που απαιτείται, ως εξής:

$$X_C = \frac{-j}{\omega C} = -j85 \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi f \cdot 85} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 5 \cdot 10^9 \cdot 85} = 0,34 \cdot 10^{-12} = 0,34 \text{ pF}.$$

Επομένως, το φορτίο $Z_L = 70 + j100 \text{ Ohm}$ μπορεί - εναλλακτικά - να προσαρμοστεί, τοποθετώντας μεταξύ του φορτίου και της γραμμής μεταφοράς $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$, ένα μικρό τμήμα γραμμής μήκους $S_2 = 1,944 \text{ cm}$ και χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ohm , σε σειρά με έναν πυκνωτή χωρητικότητας $C = 0,34 \text{ pF}$ (σχήμα 7.2).



Σχήμα 7.2: Δύο δυνατές λύσεις προσαρμογής ενός σύνθετου φορτίου $Z_L = 70 + j100 \text{ Ohm}$ σε μία γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ohm , χρησιμοποιώντας διακριτά στοιχεία.

Η κάθε προσέγγιση παράγει το ίδιο αποτέλεσμα, που είναι ένα προσαρμοσμένο φορτίο. Σε πολλά πρακτικά κυκλώματα, τα χωρητικά στοιχεία είναι πιο εύκολο να κατασκευασθούν και έτσι επιλέγουμε συνήθως την σημείο $Z_{B(n)}$ του χάρτη Smith, για πολλές πρακτικές περιπτώσεις.

7.3 Πρακτικές τεχνικές προσαρμογής

Στην προηγούμενη παράγραφο είδαμε τον απλούστερο τρόπο προσαρμογής σύνθετης αντίστασης. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι είναι απλή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να προσαρμόσει πρακτικά κάθε τιμή σύνθετης αντίστασης. Το κύριο μειονέκτημά της είναι το στενό εύρος ζώνης. Αυτό σημαίνει ότι το πεδίο συχνότητας μέσα στο οποίο η απώλεια επιστροφής του κυκλώματος είναι αποδεκτή (π.χ. μικρότερη από -25 dB), θα είναι μόνο ένα μικρό ποσοστό της κεντρικής συχνότητας.

7.3.1 Πρακτικά στοιχεία συντονισμού

Πριν εξετάσουμε διάφορες κοινώς χρησιμοποιούμενες τεχνικές προσαρμογής με μεγαλύτερη λεπτομέρεια, θα εξετάσουμε τεχνικές υλοποίησης των χωρητικών και επαγωγικών στοιχείων κυκλώματος που χρησιμοποιούνται σε τεχνικές προσαρμογής. Θα χρησιμοποιήσουμε μήκη βραχυκυκλωμένων και ανοιχτού κυκλώματος γραμμών μεταφοράς όταν θέλουμε επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία συντονισμού, αντίστοιχα.

Στο σχήμα 7.3 φαίνεται η σύνθετη αντίσταση εισόδου ενός μήκους βραχυκυκλωμένης γραμμής μεταφοράς. Για τη γραμμή αυτή, η ωμική αντίσταση εισόδου είναι μηδέν και η φανταστική αντίσταση δίνεται ως εξής:

$$X_{in} = Z_0 \tan(360S / \lambda_g) \quad (7.2)$$

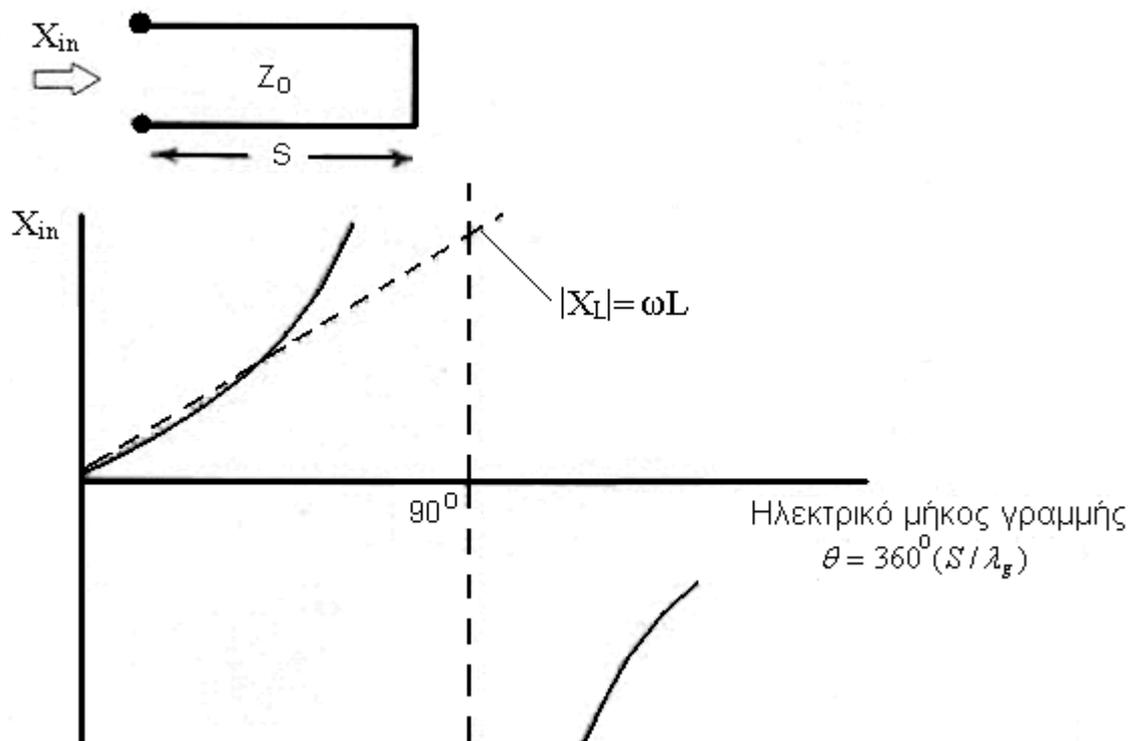
όπου Z_0 είναι η χαρακτηριστική αντίσταση της βραχυκυκλωμένης γραμμής μεταφοράς, S το μήκος της γραμμής και λ_g το οδηγούμενο μήκος κύματος. Το σχήμα 7.3 δείχνει ότι η φανταστική αντίσταση είναι θετική για ηλεκτρικά μήκη γραμμής μικρότερα από 90° (δηλαδή $\lambda_g/4$). Επομένως η βραχυκυκλωμένη γραμμή έχει τις ιδιότητες μιας επαγωγής L (όπου η αντίσταση της επαγωγής είναι $X_L = j\omega L$), όταν η γραμμή μεταφοράς είναι μικρότερη σε μήκος από το ένα τέταρτο του μήκους κύματος στη συχνότητα λειτουργίας (ένα μήκος κύματος λ_g αντιστοιχεί σε 360°). Αυτό είναι ισοδύναμο με το να πούμε ότι η συχνότητα ικανοποιεί τη σχέση:

$$f < (v_p/4S) \quad (7.3)$$

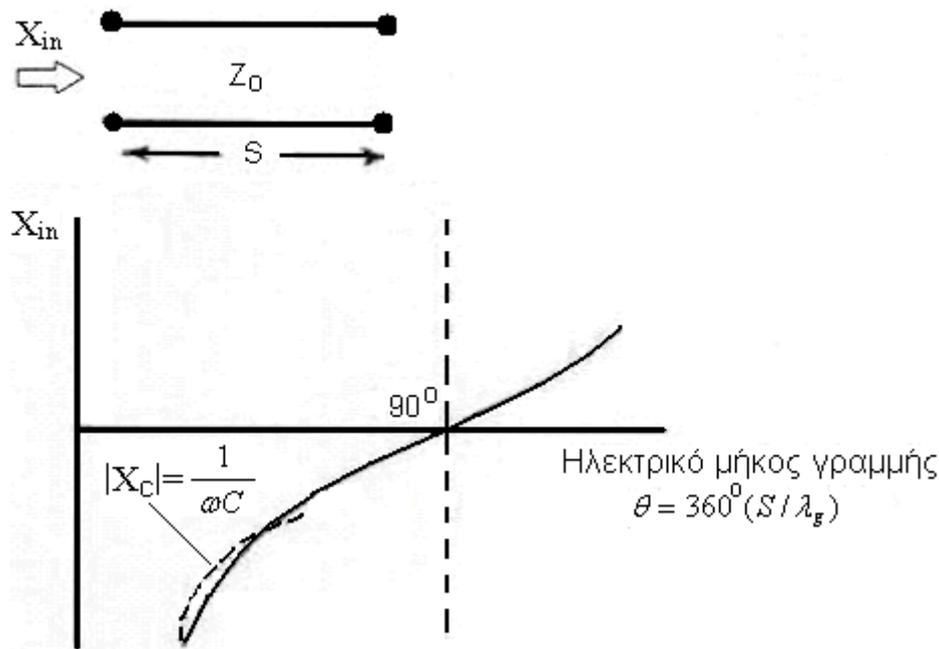
όπου v_p είναι η ταχύτητα φάσεως στη γραμμή και S είναι το μήκος της γραμμής.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 7.4, παρόμοια χρήση μπορεί να γίνει για γραμμές ανοιχτού κυκλώματος όπου η φανταστική αντίσταση εισόδου είναι αρνητική, όταν η

γραμμή είναι μικρότερη σε μήκος από το ένα τέταρτο του μήκους κύματος. Αυτή η γραμμή έχει παρόμοια συμπεριφορά με έναν πυκνωτή C (όπου η αντίσταση του πυκνωτή είναι $X_C = \frac{1}{j\omega C}$). Για πρακτικές εφαρμογές, το χρήσιμο εύρος συχνότητας περιορίζεται σε περίπου το μισό της τιμής της εξίσωσης (7.3) και για τις δύο περιπτώσεις.



Σχήμα 7.3: Η φανταστική αντίσταση μιας βραχυκυκλωμένης γραμμής μεταφοράς (συνεχής γραμμή) σε σχέση με το ηλεκτρικό μήκος της γραμμής. Η επαγωγική αντίσταση μιας επαγωγής που προσεγγίζει τη βραχυκυκλωμένη γραμμή μεταφοράς, παρουσιάζεται για λόγους σύγκρισης (διακεκομμένη γραμμή).



Σχήμα 7.4: Η φανταστική αντίσταση μιας ανοιχτο-κυκλωμένης γραμμής μεταφοράς (συνεχής γραμμή) σε σχέση με το ηλεκτρικό μήκος της γραμμής. Η χωρητική αντίσταση ενός πυκνωτή που προσεγγίζει την ανοιχτο-κυκλωμένη γραμμή μεταφοράς, παρουσιάζεται για λόγους σύγκρισης (διακεκομμένη γραμμή).

Μία άλλη χρήσιμη εφαρμογή γραμμών μεταφοράς που υλοποιούν είτε πηνία είτε πυκνωτές, εξαρτάται από την τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης για τη γραμμή. Η χαρακτηριστική αντίσταση μιας γραμμής μεταφοράς δίνεται από τη σχέση:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (7.4)$$

όπου L είναι η επαγωγή σε σειρά ανά μονάδα μήκους στη γραμμή μεταφοράς και C είναι η παράλληλη χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους. Βλέπουμε ότι μία γραμμή μεταφοράς με μία χαμηλή χαρακτηριστική αντίσταση πρέπει να έχει μία υψηλή τιμή του C , ενώ μία γραμμή με υψηλή χαρακτηριστική αντίσταση πρέπει να έχει μία υψηλή τιμή του L . Έτσι, **γραμμές υψηλής αντίστασης βρίσκουν εφαρμογή ως πηνία σε σειρά και γραμμές χαμηλής αντίστασης μπορούν να αντικατασταθούν από παράλληλους πυκνωτές**. Αυτή είναι μία χρήσιμη τεχνική, με την προϋπόθεση ότι το μήκος της γραμμής μεταφοράς είναι μικρότερο από ένα τέταρτο του μήκους κύματος. Στην πράξη, ένα καλός κανόνας είναι να κρατάμε το μήκος της γραμμής μικρότερο από το ένα όγδοο του οδηγούμενου μήκους κύματος.

7.3.2 Διακριτά στοιχεία συντονισμού

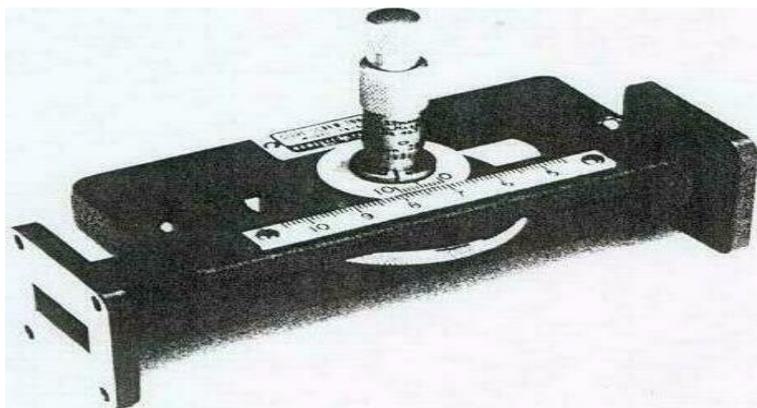
Ο λόγος για τον οποίο αντικαθιστούμε συμβατικά πηνία και πυκνωτές με τμήματα γραμμής μεταφοράς, είναι ότι αυτά τα στοιχεία χάνουν τις χρήσιμες ιδιότητές τους σε μερικές εκατοντάδες MHz εξαιτίας των φαινομένων αυτο-συντονισμού. Η επαγωγή ενός πυκνωτή, αν και μικρή, γίνεται εμφανής σε αυτές τις υψηλές συχνότητες. Το αποτέλεσμα είναι όπως ένα συντονισμένο κύκλωμα LC σε σειρά και ο πυκνωτής γίνεται επαγωγικός σε υψηλές συχνότητες. Παρόμοια φαινόμενα συμβαίνουν σε ένα πηνίο όπου η πολύ μικρή χωρητικότητα μεταξύ των σπειρών του, τελικά συντονίζεται με την επαγωγή για να δημιουργήσει ένα παράλληλο συντονισμένο κύκλωμα LC .

Οι συχνότητες στις οποίες συμβαίνουν αυτοί οι συντονισμοί είναι δύσκολο να προβλεφθούν, ακριβώς εξαιτίας απλών αποκλίσεων στην κατασκευαστική διαδικασία αυτών των στοιχείων. Επομένως, πρέπει να λειτουργούμε ασφαλώς κάτω από τις συχνότητες συντονισμού ώστε να μπορούμε να προβλέψουμε τα αποτελέσματα των L και C σε κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων. Μικροκυματικοί πυκνωτές και πηνία έχουν κατασκευασθεί σε μικρό μέγεθος, ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συχνότητες πάνω από $1 GHz$. Μικροσκοπικοί πυκνωτές που ονομάζονται πυκνωτές “chip” είναι διαθέσιμοι για συχνότητες μέχρι $20 GHz$. Είναι κατασκευασμένοι από διηλεκτρικό υλικό πολύ χαμηλών απωλειών, με πάχος μερικά χιλιοστά της ίντσας. Επίσης, υπάρχουν διαθέσιμα πηνία «τυπωμένου κυκλώματος» που είναι αρκετά μικρά, για να ωθήσουν τη συχνότητα αυτο-συντονισμού μέσα στην μικροκυματική περιοχή. Σήμερα γίνεται ευρεία χρήση διακριτών στοιχείων κυκλώματος (πηνίων και πυκνωτών), για το σχεδιασμό συντονιζόμενων και προσαρμοσμένων κυκλωμάτων στις συχνότητες λειτουργίας πολλών σημαντικών μικροκυματικών συστημάτων.

Συνήθως όμως προτιμώνται κυκλώματα προσαρμογής που χρησιμοποιούν γραμμές μεταφοράς για να υλοποιήσουν τα χωρητικά και επαγωγικά φαινόμενα, τα οποία είναι απαραίτητα για την προσαρμογή σύνθετων αντιστάσεων. Η κύρια αιτία είναι ότι αυτές οι γραμμές είναι εύκολο να κατασκευαστούν ως τμήματα μικροταινιακής γραμμής και άλλων μορφών υβριδικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Χρησιμοποιώντας ένα διακριτό στοιχείο κυκλώματος, απαιτεί χειροκίνητη λειτουργία τοποθέτησης και σύνδεσης του πυκνωτή “chip” ή του πηνίου τυπωμένου κυκλώματος, γεγονός που ανεβάζει το κόστος κατασκευής. Για τις πιο απαιτητικές εφαρμογές όμως, διακριτοί πυκνωτές και πηνία παρέχουν επιπλέον περιθώριο απόδοσης, όταν επιθυμούμε μεγάλα εύρη ζώνης.

7.4 Κυκλώματα προσαρμογής διαθέσιμα στο εμπόριο

Συχνά έχουμε περιπτώσεις όπου ένα κύκλωμα προσαρμογής δεν μπορεί να ενσωματωθεί στο φορτίο. Στις περιπτώσεις αυτές χρησιμοποιούμε κυκλώματα προσαρμογής που είναι διαθέσιμα στο εμπόριο. Αυτά τα κυκλώματα μπορεί να είναι σε μορφή κυματοδηγού ή ομοαξονική μορφή. Ένας προσαρμογέας κυματοδηγού με ολίσθηση βίδας φαίνεται στο σχήμα 7.5. Ένα μεταλλικό έλασμα (probe) που εκτείνεται στον κυματοδηγό διαμέσου μίας στενής σχισμής στην κορυφή, προσομοιώνει μία παράλληλη επαγωγή στο σημείο αυτό. Μετακινώντας το άκρο του ελάσματος στην κατάλληλη θέση και ρυθμίζοντας την εισχώρησή του στον κυματοδηγό, ένα ευρύ πεδίο κακών προσαρμογών μπορούν να προσαρμοστούν. Συνήθως μερικές δοκιμές είναι αρκετές για να ελαττώσουμε ανεπιθύμητες ανακλάσεις.



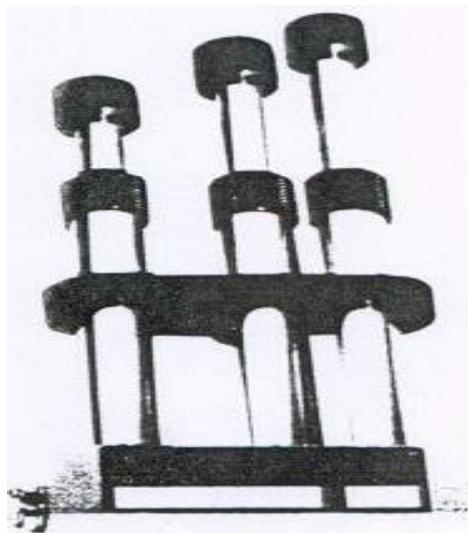
Σχήμα 7.5: Ένας προσαρμογέας κυματοδηγού με ολίσθηση βίδας. Η θέση και το βάθος του μεταλλικού ελάσματος (probe) μπορούν να μεταβληθούν.

Ένας άλλος τύπος προσαρμογέα κυματοδηγού είναι ο προσαρμογέας *E-H* (σχήμα 7.6). Δύο αμοιβαία κάθετοι βραχίονες κυματοδηγού συνδέονται μεταξύ τους και εγκάρσια, με έναν τετραγωνικό κυματοδηγό. Μετακινούμενα βραχυκυκλώματα είναι εγκατεστημένα στους βραχίονες. Μετακινώντας τα βραχυκυκλώματα στους δύο βραχίονες, μπορούμε να ελαχιστοποιήσουμε κάθε ανάκλαση που εμφανίζεται στον κυματοδηγό, ο οποίος συνδέεται στο φορτίο.



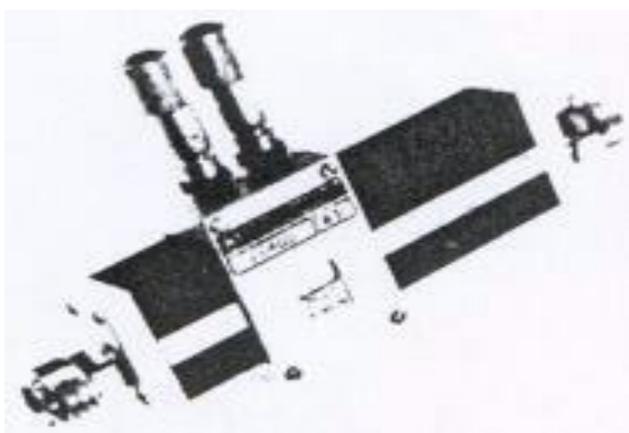
Σχήμα 7.6: Ένας προσαρμογέας κυματοδηγού E-H. Μεταβάλλοντας τις θέσεις των βραχυκυκλωμάτων στους κάθετους βραχίονες, οποιαδήποτε αντίσταση μπορεί να προσαρμοστεί.

Σε ομοαξονικά κυκλώματα, υπάρχουν δύο τύποι προσαρμογέων. Ο «προσαρμογέας διπλού-stub», είναι ένα χρήσιμο κύκλωμα για την προσαρμογή μεγάλου εύρους σύνθετων αντιστάσεων που χρησιμοποιεί δύο τμήματα γραμμής μεταφοράς (stubs) τοποθετημένα κάθετα στην κύρια γραμμή. Για να επιτευχθεί προσαρμογή για όλες τις αντιστάσεις φορτίου, μπορεί να προστεθεί ένα τρίτο stub (σχήμα 7.7), με αποτέλεσμα τον «προσαρμογέα τριπλού-stub», που μπορεί να προσαρμόσει οποιαδήποτε αντίσταση φορτίου στον χάρτη Smith.



Σχήμα 7.7: Ένας ομοαξονικός προσαρμογέας διπλού-stub. Το μήκος των stubs μπορεί να μεταβληθεί ανεξάρτητα.

Ο δεύτερος τύπος κυκλώματος προσαρμογής σε ομοαξονικές γραμμές, είναι παρόμοιος με τον προσαρμογέα κυματοδηγού ολίσθησης βίδας. Δύο ρυθμιζόμενες βίδες χρησιμοποιούνται για να συντονίσουν το πλάτος του $VSWR$, ενώ η φάση του συντονίζεται μετακινώντας τα μεταλλικά ελάσματα (probes) κατά μήκος της γραμμής (σχήμα 7.8).



Σχήμα 7.8: Ένας ομοαξονικός προσαρμογέας διπλής ολίσθησης βίδας. Το βάθος και οι σχετικές θέσεις των δύο μεταλλικών ελασμάτων (probes) μπορούν να μεταβληθούν.

7.5 Άλλες τεχνικές προσαρμογής

7.5.1 Ο μετασχηματιστής «ενός τετάρτου κύματος» ($\lambda/4$)

Η προσαρμογή «ενός τετάρτου κύματος» χρησιμοποιεί τις ιδιότητες μιας γραμμής μεταφοράς που έχει μήκος ίσο με το ένα τέταρτο του μήκους κύματος στη συχνότητα λειτουργίας και ονομάζεται **μετασχηματιστής «ενός τετάρτου κύματος»** ή **μετασχηματιστής $\lambda/4$** . Η χαρακτηριστική αντίσταση αυτού του τμήματος γραμμής πρέπει να επιλεγεί, για να προσαρμόσει την αντίσταση φορτίου. Στο σχήμα 7.9 φαίνεται πώς ένας μετασχηματιστής ενός τετάρτου κύματος μπορεί να αναλυθεί. Είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο ότι ένα μήκος γραμμής μεταφοράς ενός τετάρτου μήκους κύματος μετασχηματίζει μία αντίσταση $Z_{A(n)}$ σε μία αντίσταση $1/Z_{A(n)}$ (παράγρ. 6.5). Αυτές οι τιμές είναι κανονικοποιημένες. Επομένως, η κανονικοποιημένη αντίσταση εισόδου σε απόσταση ίση με το $1/4$ του μήκους κύματος της γραμμής από το κανονικοποιημένο φορτίο (R_L/Z_T), θα είναι (σχήμα 7.9):

$$Z_{in(n)} = \frac{Z_T}{R_L} \quad (\text{κανονικοποιημένη ως προς } Z_T) \quad (7.5)$$

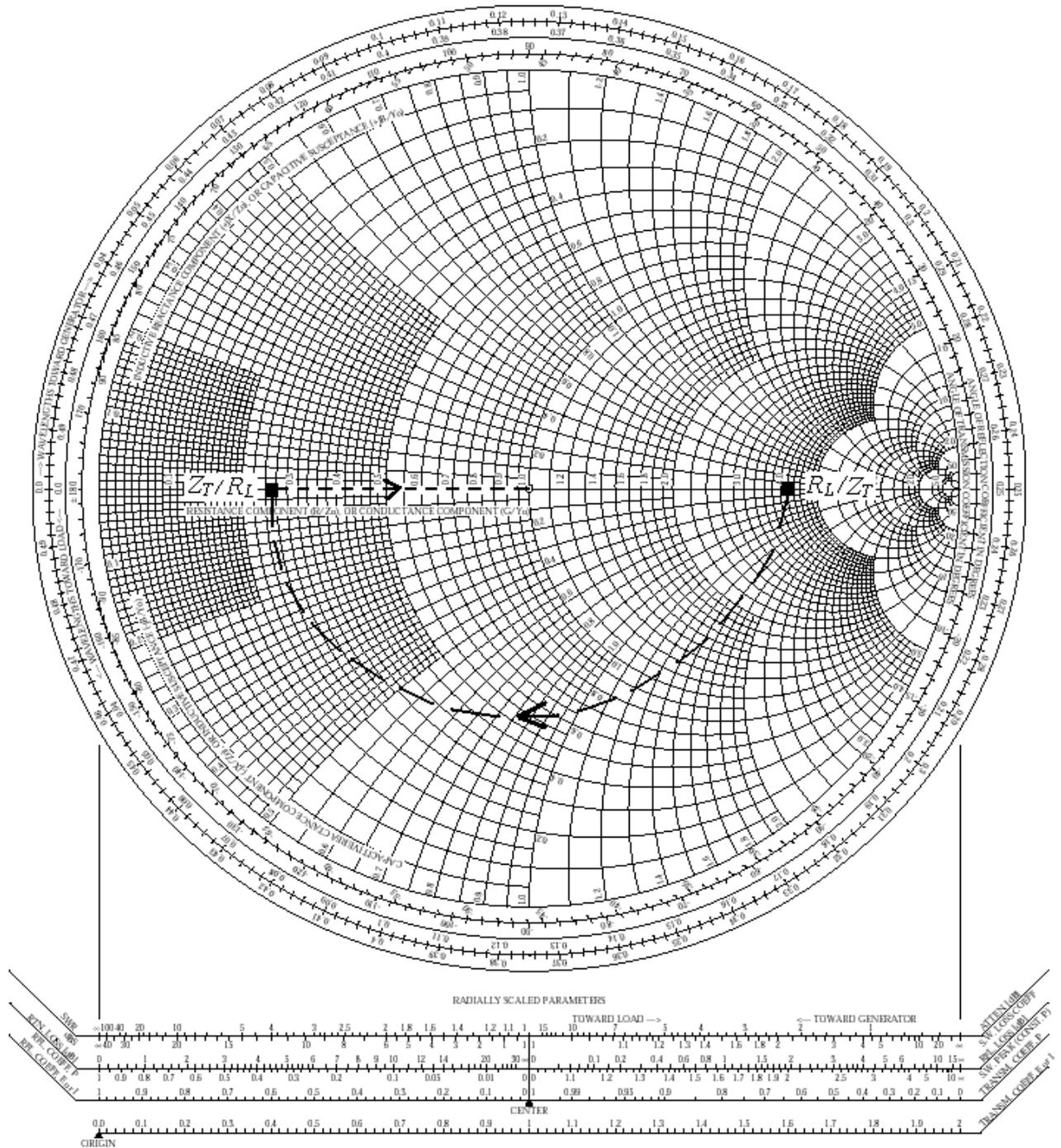
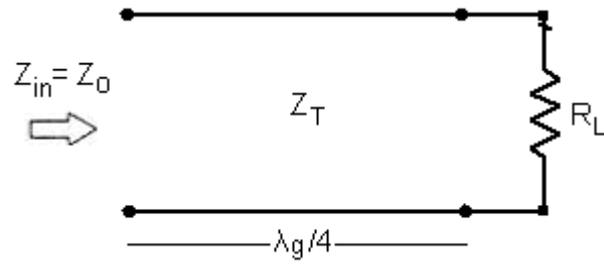
Πολλαπλασιάζοντας επί Z_T (για να απο-κανονικοποιήσουμε), λαμβάνουμε:

$$Z_{in} = \frac{Z_T^2}{R_L} \quad \text{Ohm} \quad (7.6)$$

Μπορούμε να διαλέξουμε την τιμή της Z_T που κάνει τη Z_{in} ίση με τη Z_0 . Από την προηγούμενη εξίσωση προκύπτει:

$$Z_T = \sqrt{Z_0 R_L} \quad \text{Ohm} \quad (7.7)$$

Για παράδειγμα, αν $R_L=30 \text{ Ohm}$, τότε μπορούμε να προσαρμόσουμε το φορτίο σε μία γραμμή μεταφοράς 50 Ohm , επιλέγοντας $Z_T = \sqrt{50 \cdot 30} = 38,7 \text{ Ohm}$.



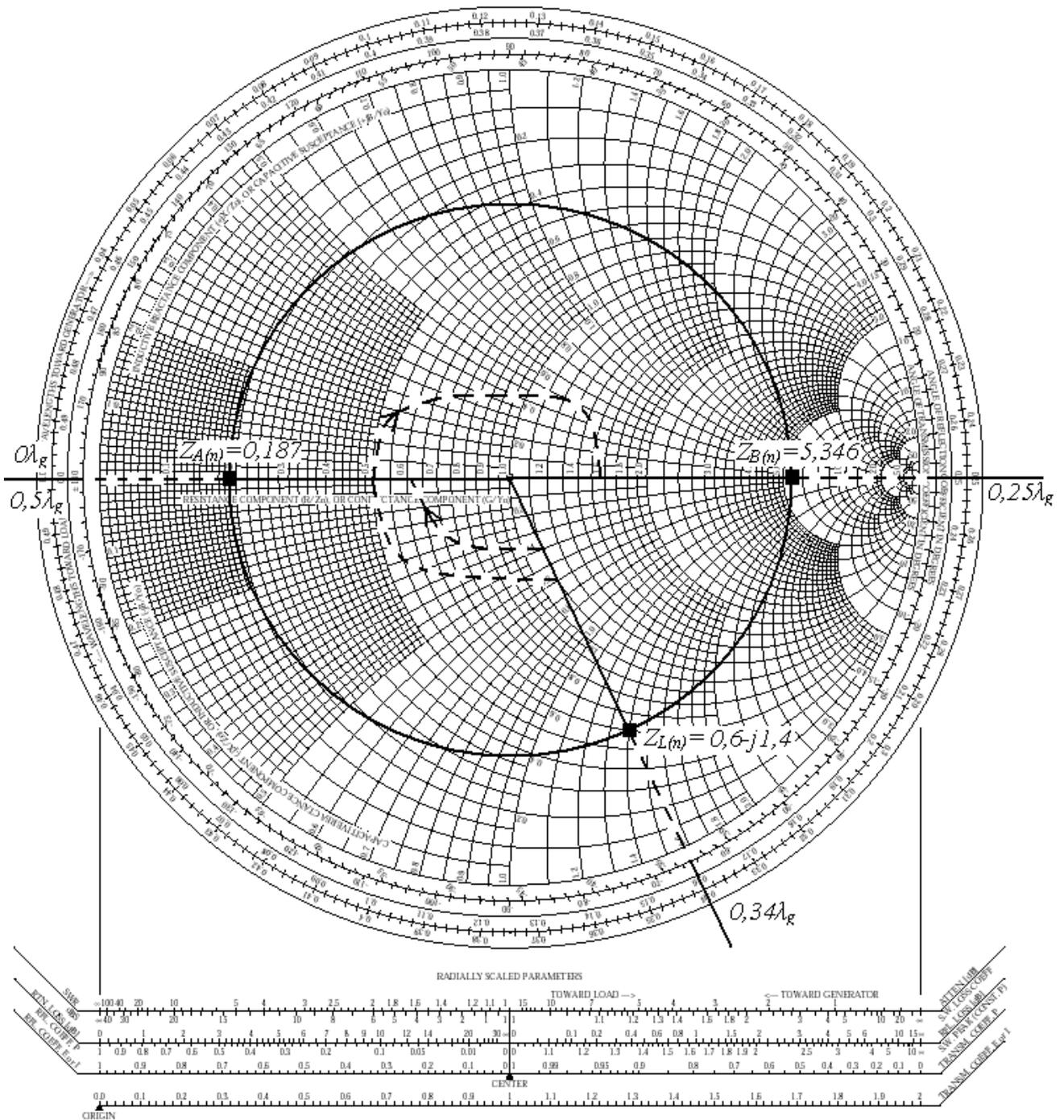
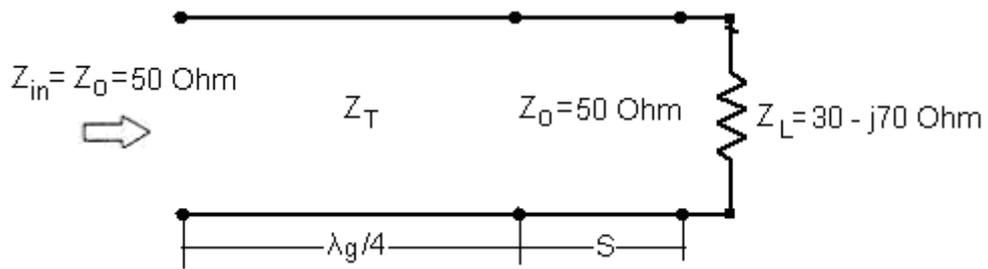
Σχίμα 7.9: Μετασχηματιστής ενός τετάρτου κύματος που προσαρμόζει ένα ωμικό φορτίο.

Ας υποθέσουμε ότι το φορτίο δεν είναι καθαρά ωμικό (σχήμα 7.10). Στην περίπτωση αυτή θα πρέπει πρώτα να μετασχηματιστεί σε ωμικό, που σημαίνει ότι ένα μικρό μήκος γραμμής μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 και μήκους S , πρέπει να προστεθεί μεταξύ του μετασχηματιστή $\lambda/4$ και του φορτίου. Το πρόβλημα της προσαρμογής ενός σύνθετου φορτίου με χρήση του μετασχηματιστή $\lambda/4$, μπορεί να λυθεί με τη βοήθεια του χάρτη Smith ως εξής:

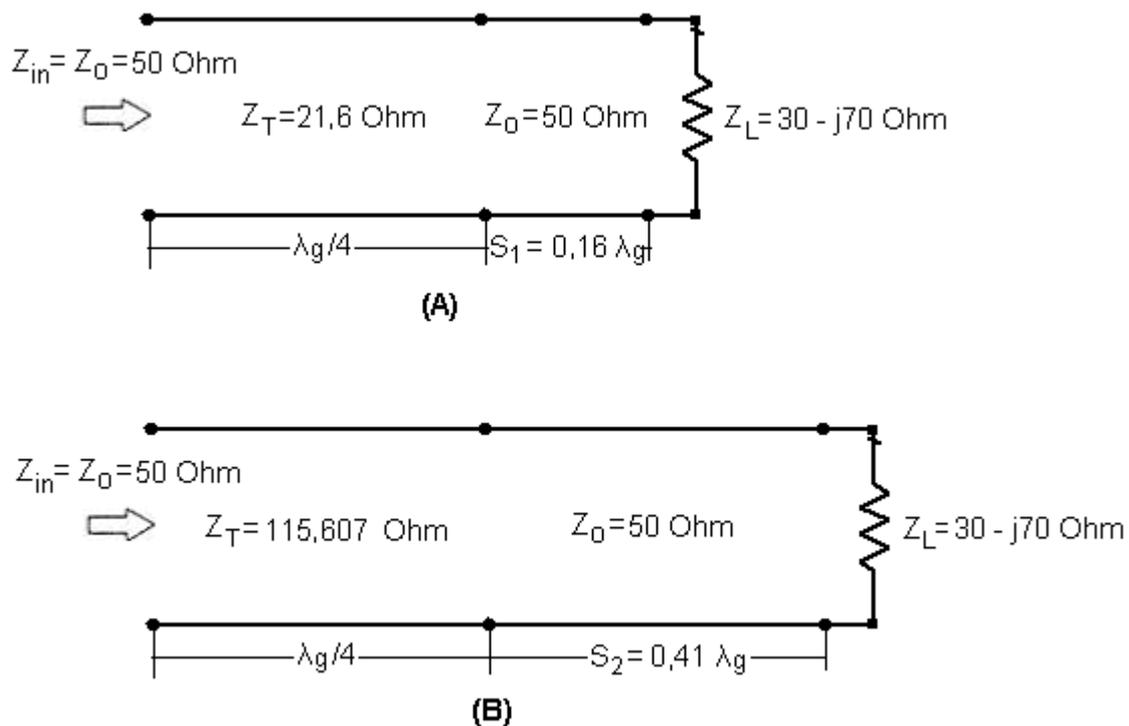
1. Αρχικά κανονικοποιούμε το φορτίο ως προς την χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς $Z_0=50 \text{ Ohm}$, οπότε προκύπτει η κανονικοποιημένη αντίσταση φορτίου $Z_{L(n)}=Z_L/Z_0=0,6-j1,4$ και αποτυπώνεται πάνω στον χάρτη Smith (σχήμα 7.10). Ο στόχος είναι να μετασχηματιστεί η $Z_{L(n)}$ σε μία καθαρά ωμική αντίσταση, οπότε στη συνέχεια μπορεί να γίνει χρήση του μετασχηματιστή $\lambda/4$. Πάνω στον χάρτη Smith, οι αντιστάσεις που είναι καθαρά ωμικές, βρίσκονται στην οριζόντια γραμμή που περνάει από το κέντρο του. Άρα το σημείο $Z_{L(n)}$ θα πρέπει να περιστραφεί κατά την ωρολογιακή φορά (επειδή απομακρυνόμαστε από το φορτίο), έως ότου συναντήσει την οριζόντια γραμμή. Επομένως θα πρέπει να μετακινηθεί κατά ένα μήκος γραμμής $S_1=0,5\lambda_g-0,34\lambda_g=0,16\lambda_g$ οπότε καταλήγει στο σημείο $Z_{A(n)}=0,187$ (κανονικοποιημένη ως προς $Z_0=50 \text{ Ohm}$), το οποίο παριστάνει μία καθαρά ωμική αντίσταση (σχήμα 7.10).

[Σημείωση: στην εξωτερική περιφέρεια του χάρτη Smith μπορούμε να διαβάσουμε την απόσταση σε μήκη κύματος λ_g , από το φορτίο (κατά την ωρολογιακή φορά). Μία πλήρης περιστροφή στην εξωτερική περιφέρεια του χάρτη Smith αντιστοιχεί σε απόσταση $0,5\lambda_g$ από το φορτίο].

Απο-κανονικοποιώντας την $Z_{A(n)}=0,187$ (δηλαδή πολλαπλασιάζοντας με $Z_0=50 \text{ Ohm}$), προκύπτει $Z_A=9,35 \text{ Ohm}$, δηλαδή μία καθαρά ωμική αντίσταση. Μπορούμε τώρα να προσαρμόσουμε την $Z_A=9,35 \text{ Ohm}$ σε μία γραμμή μεταφοράς 50 Ohm , χρησιμοποιώντας την εξίσ. (7.7) για να υπολογίσουμε τη χαρακτηριστική αντίσταση που πρέπει να έχει ο μετασχηματιστής $\lambda/4$: $Z_T = \sqrt{50 \cdot 9,35} = 21,6 \text{ Ohm}$. Συνεπώς το φορτίο $Z_L=30-j70 \text{ Ohm}$ μπορεί να προσαρμοστεί σε μία γραμμή μεταφοράς 50 Ohm , υλοποιώντας το κύκλωμα του σχήματος 7.11(A).



Σχήμα 7.10: Μετασχηματιστής ενός τετάρτου κύματος που προσαρμόζει ένα σύνθετο φορτίο Z_L .



Σχήμα 7.11: Δύο δυνατές λύσεις προσαρμογής ενός σύνθετου φορτίου $Z_L=30-j70 \text{ Ohm}$ σε μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης $Z_0=50 \text{ Ohm}$, με χρήση μετασχηματιστή ενός τετάρτου κύματος.

2. Μία δεύτερη λύση προσαρμογής, προκύπτει αν περιστρέψουμε το σημείο $Z_{L(n)}$ κατά την ωρολογιακή φορά, έως ότου συναντήσει την οριζόντια γραμμή για δεύτερη φορά στο σημείο $Z_{B(n)}=5,346$, το οποίο παριστάνει επίσης μία ωμική αντίσταση (σχήμα 7.10). Έτσι το σημείο $Z_{L(n)}$ μετακινείται κατά ένα μήκος γραμμής $S_2=(0,5\lambda_g-0,34\lambda_g)+0,25\lambda_g=0,41\lambda_g$ (σχήμα 7.10). Αποκανονικοποιώντας την $Z_{B(n)}=5,346$ (δηλαδή πολλαπλασιάζοντας με $Z_0=50 \text{ Ohm}$), προκύπτει $Z_B=267,3 \text{ Ohm}$, δηλαδή μία καθαρά ωμική αντίσταση. Μπορούμε τώρα να προσαρμόσουμε την $Z_B=267,3 \text{ Ohm}$ σε μία γραμμή μεταφοράς 50 Ohm , χρησιμοποιώντας την εξίσ. (7.7) για να υπολογίσουμε τη χαρακτηριστική αντίσταση που πρέπει να έχει ο μετασχηματιστής $\lambda/4$: $Z_T = \sqrt{50 \cdot 267,3} = 115,607 \text{ Ohm}$. Συνεπώς το φορτίο $Z_L=30-j70 \text{ Ohm}$ μπορεί να προσαρμοστεί σε μία γραμμή μεταφοράς 50 Ohm , υλοποιώντας το κύκλωμα του σχήματος 7.11(B).

Η εκλογή του κατάλληλου μήκους της γραμμής μεταφοράς που προστίθεται πριν τον μετασχηματιστή $\lambda/4$, εξαρτάται από τον τρόπο κατασκευής του κυκλώματος και από το αν είναι επιθυμητό να χρησιμοποιήσουμε υψηλότερη ή χαμηλότερη τιμή

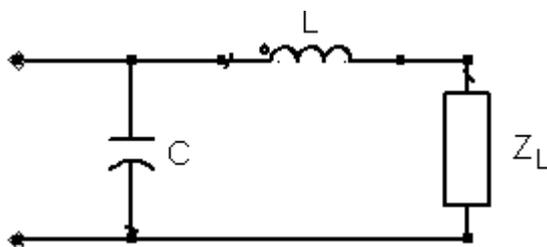
χαρακτηριστική αντίστασης του μετασχηματιστή $\lambda/4$. Γενικά, μεγαλύτερα μήκη γραμμής (όπως το S_2) έχουν ως αποτέλεσμα μικρότερο εύρος ζώνης λειτουργίας. Οι μετασχηματιστές ενός τετάρτου κύματος έχουν εύρος ζώνης όπου επιτυγχάνεται καλή προσαρμογή, της τάξεως του 5% της κεντρικής συχνότητας λειτουργίας.

7.5.2 Ο μετασχηματιστής βηματικής αντίστασης

Μία μέθοδος για την αύξηση του εύρους ζώνης προσαρμογής του μετασχηματιστή ενός τετάρτου κύματος, είναι να χρησιμοποιήσουμε μία σειρά γραμμών ενός τετάρτου μήκους κύματος, με χαρακτηριστικές αντιστάσεις που αυξάνονται ή μειώνονται βηματικά μεταξύ της τιμής του φορτίου και της Z_0 . Καθώς ο αριθμός των στοιχείων του μετασχηματιστή αυξάνει, οι τιμές αντίστασης των ξεχωριστών στοιχείων είναι κοντά μεταξύ τους. Τελικά, προσεγγίζουμε έναν άλλο τύπο προσαρμογής γραμμής που είναι η **διαβαθμισμένη γραμμή**. Αυτή χρησιμοποιεί ένα τμήμα προσαρμογής μιας γραμμής μεταφοράς, η οποία απλά μεταβάλλει τη χαρακτηριστική αντίσταση ομαλά από Z_0 στην R_L μέσα σε μία απόσταση μερικών μηκών οδηγούμενου κύματος. Κάνοντας τη μετάβαση αρκετά βαθμιαία, οι ανακλάσεις διατηρούνται αμελητέα μικρές, με αποτέλεσμα ένα καλά προσαρμοσμένο φορτίο.

7.5.3 Χαμηλοπερατά και υψιπερατά κυκλώματα προσαρμογής

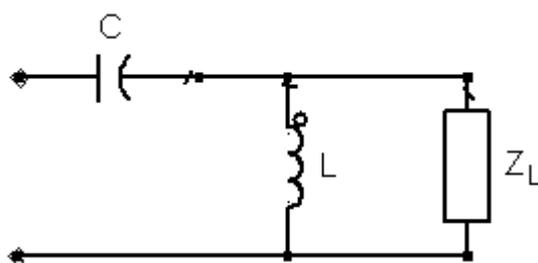
Για εφαρμογές ευρύτερης ζώνης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία διάταξη προσαρμογής που χρησιμοποιεί τη δομή ενός **χαμηλοπερατού φίλτρου**. Το ισοδύναμο κύκλωμα αυτού του κυκλώματος προσαρμογής, φαίνεται στο σχήμα 7.12.



Σχήμα 7.12: Ένα χαμηλοπερατό κύκλωμα προσαρμογής σύνθετης αντίστασης χρησιμοποιώντας διακριτά στοιχεία.

Κυκλώματα αυτού του τύπου είναι αποτελεσματικά για προσαρμογή αντίστασης σε μεγάλα εύρη ζώνης, μέχρι 100%. Ο συνδυασμός επαγωγών σε σειρά και παράλληλων χωρητικοτήτων μπορεί να μετασχηματίσει αποτελεσματικά κάθε αντίσταση στο κέντρο του χάρτη Smith.

Άλλο ένα αποτελεσματικό κύκλωμα προσαρμογής βασίζεται στη δομή ενός **υπιπερατού φίλτρου** όπως φαίνεται στο σχήμα 7.13. Οι πυκνωτές σε σειρά και τα παράλληλα πηνία μετασχηματίζουν την αρχική αντίσταση φορτίου στο κέντρο του χάρτη Smith.



Σχήμα 7.13: Ένα υπιπερατό κύκλωμα προσαρμογής σύνθετης αντίστασης χρησιμοποιώντας διακριτά στοιχεία.

7.5.4 Σχεδιασμός με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή (CAD)

Η συζήτηση για τεχνικές προσαρμογής αντίστασης θα ήταν ελλιπής αν δεν αναφερόμασταν σε τεχνικές CAD. Οι πιο δύσκολες περιπτώσεις προσαρμογής σύνθετης αντίστασης εμφανίζονται στο σχεδιασμό ενισχυτών ευρείας ζώνης πολλαπλών βαθμίδων. Σε αυτές τις περιπτώσεις χρησιμοποιούμε κατάλληλα προγράμματα software που υπολογίζουν και ακόμη βελτιστοποιούν τα απαιτούμενα κυκλώματα προσαρμογής, όπως π.χ. το λογισμικό ADS (Advanced design System). Φυσικά αυτά τα προγράμματα απαιτούν την επίβλεψη από έναν καταρτισμένο σχεδιαστή που κάνει έξυπνες επιλογές σε διάφορα σημεία. Πολλά από τα σημερινά πολύπλοκα μικροκυματικά κυκλώματα, δεν θα ήταν δυνατόν να κατασκευαστούν χωρίς τη χρήση H/Y.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8^ο: ΘΟΡΥΒΟΣ

8.1 Εισαγωγή

Με τον όρο «**θόρυβος**» στην ευρύτερη έννοιά του, εννοούμε κάθε ανεπιθύμητο σήμα που μπορεί να υποβαθμίσει την απόδοση ενός συστήματος.

Στις τηλεπικοινωνίες έχουμε μετάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων διαμέσου της ατμόσφαιρας ή του διαστήματος. Το σήμα στον δέκτη είναι συνήθως αδύνατο και «μολυσμένο» από θόρυβο διαφόρων ειδών, από το περιβάλλον στο οποίο βρίσκεται ο δέκτης. Το ίδιο συμβαίνει και με άλλους τύπους μικροκυματικών σημάτων, όπως ραντάρ κλπ. Το σήμα στον δέκτη ενισχύεται, φιλτράρεται, και υφίσταται επεξεργασία έτσι ώστε ο δέκτης να μπορεί να εξάγει την πληροφορία που μεταφέρεται από το σήμα. Κάθε στοιχείο του δέκτη εισάγει το δικό του θόρυβο καθώς επεξεργάζεται το σήμα. Επομένως η μελέτη του θορύβου περιβάλλοντος και του θορύβου των συσκευών είναι σημαντική στις τηλεπικοινωνίες.

8.2 Θερμικός θόρυβος

Η πηγή ενέργειας του **θερμικού θορύβου** είναι η θερμοκρασία του άμεσου περιβάλλοντος μέσα στο οποίο βρίσκεται το αντικείμενο που μας ενδιαφέρει. Η θερμοκρασία πρέπει να εκφραστεί σε απόλυτη μονάδα, δηλαδή $^{\circ}K$ (βαθμούς Kelvin) και η μετατροπή μεταξύ βαθμών Κελσίου και Kelvin είναι:

$$T(^{\circ}K) = T(^{\circ}C) + 273 \quad (8.1)$$

Επομένως το «απόλυτο μηδέν» είναι $273^{\circ}C$ κάτω από τη θερμοκρασία ψύξεως του νερού (που ορίζεται ως $0^{\circ}C$). Στους $0^{\circ}K$ όλα τα αντικείμενα σταματούν να κινούνται και μία τέτοια κατάσταση δεν έχει πραγματοποιηθεί στο εργαστήριο.

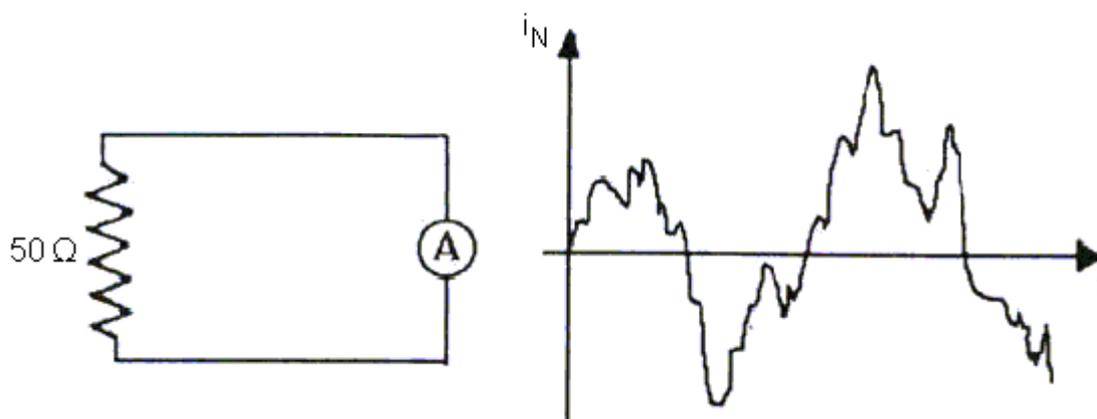
Όταν η απόλυτη θερμοκρασία του περιβάλλοντος είναι σε κάποια τιμή άλλη από το μηδέν, όλα τα αντικείμενα που βρίσκονται στο περιβάλλον θα αποκτήσουν κάποιο ποσό θερμικής ενέργειας. Το ποσόν της θερμικής ενέργειας είναι ανάλογο με την απόλυτη θερμοκρασία του περιβάλλοντος, δηλαδή:

$$\text{Θερμική ενέργεια} = kT \quad (8.2)$$

όπου k είναι η σταθερά αναλογίας που ονομάζεται σταθερά του Boltzmann και είναι ίση με $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Watt-sec/ $^{\circ}K$. Η θερμική ενέργεια όλων των αντικειμένων, π.χ.

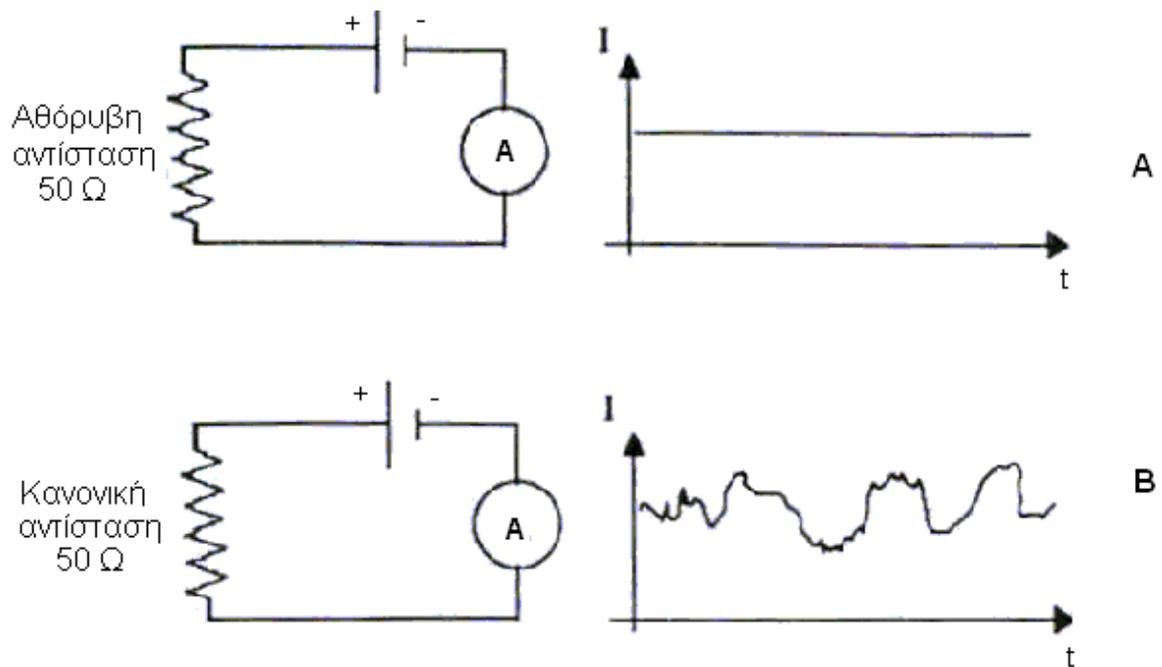
ηλεκτρονίων, ατόμων κλπ. είναι υπεύθυνη για τη λειτουργία των αντιστάσεων, ημιαγωγών και πολλών άλλων συσκευών. Επίσης, αποτελεί δυστυχώς μία πηγή θορύβου που τελικά περιορίζει την ανίχνευση αδύνατων σημάτων. Η θερμική ενέργεια κάνει αισθητή την παρουσία της σε ένα αντικείμενο με τη μορφή τυχαίων φυσικών κινήσεων όπως μετατόπιση, περιστροφή και ταλάντωση. Επίσης γίνεται αισθητή ως ακτινοβολία (ηλεκτρομαγνητικό κύμα). Η συχνότητα της ακτινοβολίας εκτείνεται θεωρητικά σε ολόκληρο το φάσμα, από πολύ χαμηλές μέχρι πολύ υψηλές συχνότητες, εξαιτίας της τυχαίας φύσης της θερμικής ενέργειας.

Μία τυπική μορφή θερμικού θορύβου είναι αυτή που παράγεται από μία αντίσταση $50\ \Omega$ (σχήμα 8.1). Εξαιτίας της θερμικής ενέργειας των ηλεκτρονίων στην αντίσταση, θα υπάρχει μία τυχαία κίνηση ηλεκτρονίων μέσα στο βρόχο. Ένα ευαίσθητο αμπερόμετρο θα καταγράψει αυτή την κίνηση ως ένα τυχαίο ρεύμα. Επειδή αυτό το ρεύμα δεν έχει σταθερή ροή και στην πραγματικότητα πρέπει να έχει μέσο όρο μηδέν, είναι ένα εναλλασσόμενο ρεύμα. Επομένως, ο θερμικός θόρυβος είναι ένα αδύνατο *ac* σήμα τυχαίας συχνότητας.



Σχήμα 8.1: Το ρεύμα θερμικού θορύβου που παρατηρείται σε μία αντίσταση $50\ \Omega$ όταν αυτή βραχυκυκλωθεί.

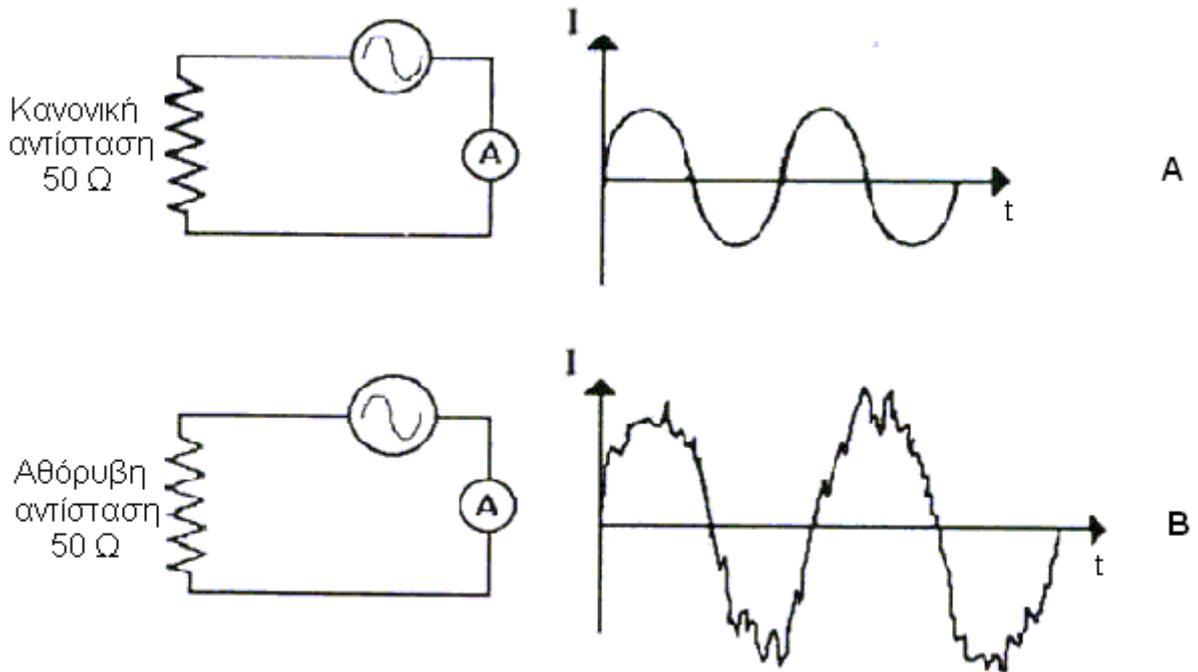
Τώρα ας θεωρήσουμε μία μπαταρία που πρόκειται να οδηγήσει ένα συνεχές ρεύμα μέσα από μία αντίσταση (σχήμα 8.2A). Θεωρητικά η κατεύθυνση του *dc* είναι πάντα προς τη μία πλευρά. Όμως η θερμική ενέργεια που παράγεται από το περιβάλλον έχει ως αποτέλεσμα ένα *ac* ρεύμα επιπλέον του *dc* (σχήμα 8.2 B).



Σχήμα 8.2: Όταν συνδέεται εγκάρσια σε μία μπαταρία, το ρεύμα που παρατηρείται είναι (A) καθαρό *dc* αν η αντίσταση είναι αθόρυβη (noise free), (B) *ac* επιπλέον του *dc* αν η αντίστασή είναι κανονική (normal).

Παρόμοια, αν το σήμα της πηγής δεν είναι μία μπαταρία αλλά μία γεννήτρια *ac*, η πραγματική ροή του ρεύματος είναι συνδυασμός του θεωρητικού εναλλασσόμενου ρεύματος και του τυχαίου ρεύματος θορύβου (σχήμα 8.3). Είναι εύκολο να δούμε ότι αν το θεωρητικό σήμα είναι περίπου του ίδιου πλάτους με εκείνο του θερμικού ρεύματος, το ρεύμα του σήματος παραμορφώνεται σημαντικά από το θερμικό ρεύμα.

Στο παραπάνω παράδειγμα το θερμικό ρεύμα δεν είναι επιθυμητό και επομένως ονομάζεται θερμικός θόρυβος. Το πλάτος του θερμικού θορύβου είναι άμεσα ανάλογο με την απόλυτη θερμοκρασία της συσκευής. Ένας άλλος σημαντικός παράγοντας είναι το εύρος ζώνης *B*, που εξηγείται ως εξής: όπως αναφέρθηκε, η τυχαία φύση της θερμικής ενέργειας έχει ως αποτέλεσμα την ακτινοβολία που καλύπτει ολόκληρο το φάσμα της συχνότητας. Συνήθως, ένα ηλεκτρονικό σύστημα λειτουργεί σε μία περιοχή συχνότητας που ονομάζεται εύρος ζώνης. Σαν παράδειγμα, ένας σταθμός *AM* έχει εύρος ζώνης *40 KHz*. Αν η συχνότητα του φέροντος κύματος είναι *1000 KHz*, τότε το σήμα του σταθμού εκτείνεται από *980 KHz* μέχρι *1020 KHz*. Σ' αυτήν την περίπτωση, ο θερμικός θόρυβος μέσα στο πεδίο συχνότητας θα επηρεάζει το σήμα που μας ενδιαφέρει.



Σχήμα 8.3: Όταν συνδέεται εγκάρσια σε μία πηγή σήματος, το ρεύμα που παρατηρείται είναι (A) καθαρό *ac* αν η αντίσταση είναι αθόρυβη, (B) θορυβώδες *ac* αν η αντίσταση είναι κανονική.

Γενικά, η ισχύς θορύβου που διαταράσσει ένα ηλεκτρονικό σύστημα δίνεται από τη σχέση:

$$\text{Θερμική ισχύς θορύβου (Noise Power): } N = kTB \quad (8.3)$$

Για πρακτικές εφαρμογές, η ισχύς θορύβου εκφράζεται σε pW και το εύρος ζώνης B σε MHz . Ένας δημοφιλής όρος, γνωστός ως *πυκνότητα θορύβου* (noise density, ND), ορίζεται ως η ισχύς θορύβου διαιρούμενη με το εύρος ζώνης:

$$\text{Πυκνότητα θορύβου (ND) } = N/B \quad (8.4)$$

Η μονάδα της πυκνότητας θορύβου είναι pW/MHz . Επίσης, η ισχύς θορύβου και η πυκνότητα θορύβου μπορούν να εκφραστούν σε dBm και dBm/MHz , αντίστοιχα.

8.3 Θόρυβος βολής

Ο **θόρυβος βολής** εκδηλώνεται ως τυχαίες διακυμάνσεις εκπομπής ηλεκτρονίων από τις καθόδους λυχνιών κενού ή πέρα από ένα φράγμα δυναμικού συσκευών, όπως οι δίοδοι και τα τρανζίστορ.

Ας θεωρήσουμε την κάθοδο μιας λυχνίας κενού από όπου απελευθερώνονται ηλεκτρόνια, όταν αυτή θερμαίνεται από ένα υψηλό ρεύμα. Αυτά τα ηλεκτρόνια στη συνέχεια επιταχύνονται προς την άνοδο η οποία είναι σε υψηλότερο δυναμικό. Η απελευθέρωση όμως των ηλεκτρονίων από την επιφάνεια της καθόδου, δεν είναι ομοιόμορφη. Βεβαίως, ο μέσος αριθμός ηλεκτρονίων που απελευθερώνονται είναι άμεσα ανάλογος με το συνεχές ρεύμα στην κάθοδο, επειδή αυτό το ρεύμα θερμαίνει την κάθοδο και επομένως καθορίζει τον αριθμό των ηλεκτρονίων που απελευθερώνονται. Όμως ο πραγματικός αριθμός των ηλεκτρονίων που απελευθερώνονται σε μία αυθαίρετη στιγμή μπορεί να είναι μεγαλύτερος ή μικρότερος από τον μέσο ή τον αναμενόμενο αριθμό. Αυτές οι διακυμάνσεις συνιστούν τη φυσική βάση του θορύβου βολής.

Η παραπάνω περιγραφή για μία λυχνία κενού μπορεί εύκολα να γενικευθεί σε μία δίοδο. Ο θόρυβος βολής είναι τελείως τυχαίος και η συχνότητά του εκτείνεται σε ολόκληρο το φάσμα.

8.4 Λευκός θόρυβος και ροζ θόρυβος

Ο «λευκός» θόρυβος αναφέρεται σε τελείως τυχαίο θόρυβο όπου οι ισχύς του θορύβου είναι η ίδια σε όλες τις συχνότητες, ενώ ο «ροζ» θόρυβος μειώνεται καθώς αυξάνεται η συχνότητα.

8.5 Λόγος σήματος προς θόρυβο (S/N)

Ας υποθέσουμε ότι μία δέσμη ηλεκτρομαγνητικού κύματος που περιέχει πληροφορία, λαμβάνεται από μία κεραία. Ας υποθέσουμε ακόμη ότι η συχνότητα του φέροντος κύματος είναι 10 GHz με την πληροφορία του να εκτείνεται σε ένα εύρος ζώνης 1 MHz . Η ένταση αυτού του κύματος καθορίζεται από την ισχύ του, την οποία ονομάζουμε S . Είδαμε ήδη ότι οποιοδήποτε περιβάλλον σε απόλυτη θερμοκρασία T «μολύνεται» από θερμικό και άλλο θόρυβο. Ας ονομάσουμε την ισχύ του θορύβου N . Ο λόγος της ισχύος του σήματος προς την ισχύ του θορύβου μέσα στο εύρος ζώνης που μας ενδιαφέρει ονομάζεται **λόγος σήματος προς θόρυβο, (Signal to Noise Ratio - SNR ή S/N)**, δηλαδή:

$$SNR (\text{Λόγος σήματος προς θόρυβο}) = \frac{\text{Ισχύς σήματος}}{\text{Ισχύς θορύβου}} = \frac{S}{N} \quad (8.5)$$

Επειδή το S/N είναι ο λόγος δύο τιμών ισχύος, μπορεί να εκφραστεί σε dB :

$$S/N (dB) = S (dbm) - N (dBm) \quad (8.6)$$

Είναι προφανές ότι όσο μεγαλύτερο είναι το S/N , τόσο μικρότερη είναι η παραμόρφωση του σήματος που οφείλεται στο θόρυβο. Ανάλογα με την εφαρμογή, ως ελάχιστες τιμές του S/N απαιτούμε αυτές της τάξεως των $20-100 dB$.

8.6 Θερμοκρασία θορύβου

Το περιβάλλον μας είναι γεμάτο από θόρυβο. Ο θερμικός θόρυβος είναι μία από τις πολλές πηγές θορύβου. Για παράδειγμα, αναβοσβήνοντας έναν διακόπτη οικιακού λαμπτήρα παράγεται ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία. Επίσης οι ηλεκτρονικές συσκευές ακτινοβολούν διαρκώς.

Αν και ο θόρυβος σε έναν δέκτη μπορεί να προέλθει από πολλούς τύπους πηγών θορύβου, είναι κοινή πρακτική να περιγράψουμε τον παραγόμενο θόρυβο με θερμικό θόρυβο που έχει την ισοδύναμη ισχύ. Γι' αυτόν τον σκοπό, εισάγουμε τον όρο **θερμοκρασία θορύβου**. Ας δούμε ένα παράδειγμα. Ας υποθέσουμε ότι η απόλυτη θερμοκρασία περιβάλλοντος μέσα σε ένα εργαστήριο καθορίζεται να είναι $298 \text{ }^\circ K$ και η ισχύς θορύβου σε ένα εύρος ζώνης 1 MHz μετρείται να είναι 1 pW . Μπορούμε να κάνουμε τους ακόλουθους υπολογισμούς:

Ισχύς θερμικού θορύβου σε εύρος ζώνης 1 MHz

$$\text{εξαιτίας της θερμοκρασίας των } 298 \text{ }^\circ K \text{ μόνο} = k \cdot T \cdot 1 \text{ MHz} = 4,1 \cdot 10^{-3} \text{ pW}$$

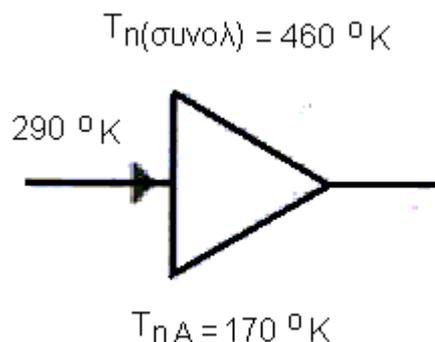
Είναι προφανές, ότι η ισχύς θερμικού θορύβου που υπολογίστηκε είναι πολύ μικρότερη από την μετρούμενη ισχύ θορύβου 1 pW . Συνεπώς ο θερμικός θόρυβος δεν αποτελεί την κύρια πηγή θορύβου. Αντί να προσπαθούμε να λάβουμε υπόψη όλες τις πηγές θορύβου μπορούμε να ρωτήσουμε την εξής ερώτηση: Ποια ισοδύναμη θερμοκρασία T_n θα είχε ως αποτέλεσμα τον θερμικό θόρυβο του 1 pW μέσα στο 1 MHz εύρος ζώνης; Θα έχουμε:

$$k \cdot T_n \cdot 10^6 = 1 \text{ pW} \text{ ή } T_n = 7,25 \cdot 10^4 \text{ }^\circ K = 72207 \text{ }^\circ C!$$

Επομένως, αν ο θερμικός θόρυβος ήταν η μόνη πηγή του θορύβου 1 pW , το περιβάλλον θα ήταν σε θερμοκρασία $7,25 \cdot 10^4 \text{ }^\circ K!$ Αυτή η θερμοκρασία είναι γνωστή ως **θερμοκρασία θορύβου του περιβάλλοντος** και όχι η πραγματική του θερμοκρασία. Η

θερμοκρασία θορύβου δίνει στο σχεδιαστή μία χονδρική ιδέα για το αν ο θερμικός θόρυβος είναι το απόλυτο όριο. Αν π.χ. η θερμοκρασία θορύβου ενός περιβάλλοντος βρεθεί να είναι $350\text{ }^\circ\text{K}$ και η πραγματική θερμοκρασία είναι $298\text{ }^\circ\text{K}$, είναι προφανές ότι ο θερμικός θόρυβος είναι η κύρια πηγή. Στη συνέχεια μπορούμε να λάβουμε μέτρα για να ελαττώσουμε τον θόρυβο, ελαττώνοντας την πραγματική θερμοκρασία μέσω ψύξης. Από την άλλη πλευρά, αν η θερμοκρασία θορύβου ενός περιβάλλοντος βρεθεί να είναι $50000\text{ }^\circ\text{K}$ και η πραγματική θερμοκρασία του περιβάλλοντος είναι $298\text{ }^\circ\text{K}$, τότε ο θερμικός θόρυβος δεν είναι η κύρια πηγή θορύβου.

Η χρησιμότητα της έννοιας της θερμοκρασίας θορύβου μπορεί να εξηγηθεί με ένα παράδειγμα. Στο σχήμα 8.4 φαίνεται ένας ενισχυτής που τροφοδοτείται από μία πηγή που έχει θερμοκρασία θορύβου $290\text{ }^\circ\text{K}$. Η θερμοκρασία θορύβου του ενισχυτή σε αυτό το παράδειγμα είναι $170\text{ }^\circ\text{K}$. Αυτό σημαίνει ότι ο ενισχυτής προσθέτει μία ισχύ θορύβου (ανεξάρτητα από το θόρυβο ή το σήμα που έρχεται στην είσοδό του) ισοδύναμη με $170\text{ }^\circ\text{K}$ ή – ισοδύναμα – μία ισχύ θορύβου μέσα σε 1 MHz εύρος ζώνης ίση με $kTB=1,38\cdot 10^{-23}\cdot 170\cdot 10^6\text{ pW}=2,35\cdot 10^{-3}\text{ pW}$, στην είσοδό του. Η συνολική ισοδύναμη ισχύς θορύβου στην είσοδο του ενισχυτή μπορεί να εκφραστεί σαν μία θερμοκρασία θορύβου, προσθέτοντας τη θερμοκρασία θορύβου εισόδου στη θερμοκρασία θορύβου του ενισχυτή, δηλαδή $290+170=460\text{ }^\circ\text{K}$. Σημειώστε ότι αυτή η θερμοκρασία θορύβου που αντιστοιχεί σε $6,45\cdot 10^{-3}\text{ pW}$ δεν είναι απαραίτητα όλη εκείνη που παράγεται στην είσοδο αλλά είναι ένας ισοδύναμος δείκτης, που παριστάνει θόρυβο που παράγεται σε κάθε σημείο του ενισχυτή. Η πραγματική ισχύς εξόδου του θορύβου, από την άλλη πλευρά, μπορεί να βρεθεί πολλαπλασιάζοντας αυτή την ισοδύναμη ισχύ με το κέρδος του ενισχυτή. Αν π.χ. ο ενισχυτής έχει κέρδος 30 dB , τότε η ισχύς εξόδου του θορύβου ή $6,45\text{ pW}$.



Σχήμα 8.4: Πρόσθεση θορύβου από έναν ενισχυτή.

8.7 Επίδραση ενός ενισχυτή στον λόγο S/N

Ένας ενισχυτής (ή οποιαδήποτε άλλη συσκευή) δεν μπορεί να διαχωρίσει ένα σήμα που περιέχει την επιθυμητή πληροφορία, από τον θόρυβο όσο και τα δύο βρίσκονται μέσα στο εύρος ζώνης λειτουργίας του. Δυστυχώς, αυτό σημαίνει ότι ο ενισχυτής δεν μπορεί επιλεκτικά να ενισχύσει το σήμα και όχι τον θόρυβο. Για παράδειγμα, ένας ενισχυτής με κέρδος G θα ενισχύσει και το σήμα και τον θόρυβο κατά τον ίδιο παράγοντα G . Επομένως, στην καλύτερη περίπτωση, το S/N στην έξοδο του ενισχυτή δεν θα είναι καλύτερο από το S/N στην είσοδο.

Καμία συσκευή δεν είναι τέλεια. Το τμήμα εισόδου μιας συσκευής έχει το δικό του θόρυβο. Αυτό μπορούμε εύκολα να το δούμε επειδή, αν τα τερματικά σημεία εισόδου βραχυκυκλωθούν, ο θόρυβος παράγεται ακόμη από την εσωτερική αντίσταση της συσκευής. Η πηγή του θορύβου μπορεί να είναι θερμικός θόρυβος, θόρυβος βολής κλπ. Επομένως, ο συνολικός θόρυβος εισόδου είναι το άθροισμα του θορύβου που συνοδεύει το σήμα και του θορύβου της συσκευής. Κατά τη διάρκεια επεξεργασίας του σήματος, οι ημιαγωγοί, οι λυχνίες ή άλλα στοιχεία που περιλαμβάνονται, θα προσθέσουν τον δικό τους θόρυβο. Έτσι, **ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο της συσκευής μπορεί μόνο να υποβαθμιστεί και όχι να βελτιωθεί.**

8.8 Δείκτης θορύβου και ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου

Είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο, ότι μία συσκευή υποβαθμίζει τον λόγο σήματος προς θόρυβο, προσθέτοντας τον δικό της θόρυβο στην επεξεργασία του σήματος. Ο **δείκτης θορύβου** (noise figure, NF) είναι ένα μέτρο του πόσο καλή είναι η συσκευή όσον αφορά την πρόσθεση του θορύβου και δίνεται από τον λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) στην είσοδο, προς τον λόγο σήματος προς θόρυβο στην έξοδο της συσκευής:

$$NF = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{(in)}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{(out)}} \quad (8.7)$$

Αν εκφράσουμε τα μεγέθη σε dB έχουμε:

$$NF(dB) = \left(\frac{S}{N}\right)_{(in, dB)} - \left(\frac{S}{N}\right)_{(out, dB)} \quad (8.8)$$

Μία ιδανική συσκευή δεν προσθέτει θόρυβο, επομένως ο δείκτης θορύβου της θα είναι 1 ή 0 dB .

Στην παράγραφο 8.6 ορίσαμε τη θερμοκρασία θορύβου ως την ισοδύναμη θερμοκρασία του περιβάλλοντος η οποία παράγει το ίδιο ποσόν θερμικού θορύβου όπως αυτό που μετρείται. Η έννοια αυτή μπορεί εύκολα να εφαρμοστεί και για μία συσκευή. Επειδή μία κοινή συσκευή προσθέτει τον δικό της θόρυβο στην επεξεργασία του σήματος, μπορούμε να αγνοήσουμε την προέλευση του θορύβου αλλά να βρούμε την ισοδύναμη θερμοκρασία της συσκευής. Με άλλα λόγια, αν ο θερμικός θόρυβος ήταν η μοναδική πηγή θορύβου, η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου της συσκευής είναι η θερμοκρασία στην οποία πρέπει να είναι η συσκευή για να παράγει το ίδιο ποσόν θορύβου το οποίο προσθέτει. Η θερμοκρασία $290\text{ }^\circ\text{K}$ επιλέγεται συμβατικά ως η θερμοκρασία λειτουργίας για τα περισσότερα συστήματα. Η σχέση μεταξύ του δείκτη θορύβου NF και της ισοδύναμης θερμοκρασίας της συσκευής T_n είναι:

$$NF = 1 + \frac{T_n}{290\text{ (}^\circ\text{K)}} \quad (8.9)$$

ή:

$$T_n = (NF - 1) \cdot 290\text{ (}^\circ\text{K)} \quad (8.10)$$

Αν η συσκευή ήταν τέλεια, δεν θα πρόσθετε καθόλου θόρυβο. Ισοδύναμα, θα μπορούσαμε να θεωρήσουμε ότι η συσκευή βρίσκεται στη θερμοκρασία του απολύτου μηδενός επειδή η θερμοκρασία αυτή δεν παράγει καθόλου θερμικό θόρυβο. Έτσι, ο δείκτης θορύβου της ιδανικής συσκευής θα είναι 1 και η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου θα είναι $0\text{ }^\circ\text{K}$. Πρέπει να σημειωθεί ότι στις εξισώσεις (8.9) και (8.10) ο δείκτης θορύβου είναι ένας αριθμός και όχι dB .

Το ισοδύναμο ποσόν ισχύος θερμικού θορύβου που παράγεται από τη συσκευή μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$N = kT_n B \quad (8.11)$$

ή:

$$N = k \cdot (NF - 1) \cdot 290 \cdot B \quad (8.12)$$

Ο δείκτης θορύβου μιας συσκευής συνήθως δίνεται από τον κατασκευαστή σε dB .

Το λαμβανόμενο σήμα στη βαθμίδα του ανιχνευτή ενός συστήματος είναι συνήθως αδύνατο και «μολυσμένο» από θόρυβο. Συνεπώς, δεν είναι επιθυμητό η βαθμίδα αυτή να έχει πολύ υψηλό κέρδος, επειδή το υψηλό κέρδος θα ενισχύσει κατά πολύ και τον θόρυβο. Επομένως, στη βαθμίδα του ανιχνευτή πρέπει να υπάρχει ένας

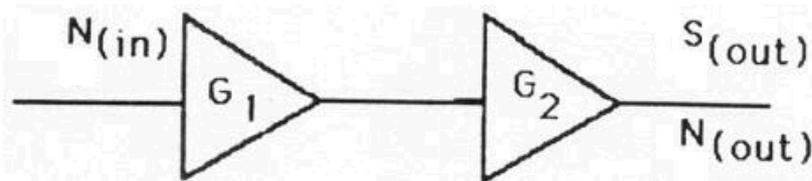
ενισχυτής χαμηλού θορύβου (low noise amplifier, *LNA*), ο οποίος έχει καλό σχετικά κέρδος αλλά διατηρεί χαμηλό δείκτη θορύβου.

8.9 Ενισχυτές σε σειρά

Είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο ότι η βαθμίδα εισόδου ενός ενισχυτή έχει τον δικό της θόρυβο. Η διαδικασία της ενίσχυσης παράγει περισσότερο θόρυβο. Στο σχήμα 8.5 δύο ενισχυτές συνδέονται σε σειρά. Το συνολικό κέρδος είναι $G_1 \cdot G_2$. Η έξοδος του σήματος είναι $S \cdot G_1 \cdot G_2$ όμως η έξοδος του θορύβου σχετίζεται με τα G_1 , G_2 , NF_1 και NF_2 . Ο συνολικός δείκτης θορύβου μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$NF(\text{συνολικό}) = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} \quad (8.13)$$

Σημειώνουμε ότι οι τιμές του δείκτη θορύβου είναι όλες σε αριθμούς και όχι σε *dB*.

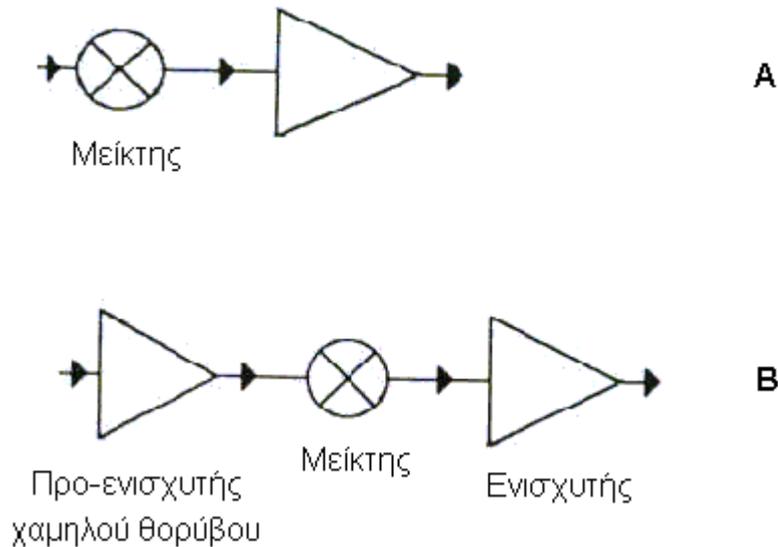


Σχήμα 8.5: Ενισχυτές σε σειρά.

Στην παραπάνω εξίσωση παρατηρούμε ότι ο πρώτος όρος στη δεξιά πλευρά είναι η συνεισφορά από τον ενισχυτή 1, ενώ ο δεύτερος όρος είναι η συνεισφορά από τον ενισχυτή 2. Δηλαδή ο θόρυβος στην είσοδο του ενισχυτή 2 σχετίζεται μερικώς με το G_1 και μερικώς με τον θόρυβο στα άκρα του ενισχυτή 2. Αν το G_1 είναι μεγάλο, σημαίνει ότι ο δεύτερος όρος στη δεξιά πλευρά της εξίσ. (8.13) είναι μικρός. Κατά συνέπεια, ο θόρυβος στον ενισχυτή 2, θα κυριαρχείται από το θόρυβο που έρχεται από τον ενισχυτή 1 και όχι τόσο πολύ από τον θόρυβο στα άκρα του ενισχυτή 2.

Από την εξίσωση (8.13) μπορεί να εξαχθεί ένα σημαντικό κριτήριο σχεδιασμού. **Αν ο πρώτος ενισχυτής έχει έναν σχετικά χαμηλό δείκτη θορύβου αλλά ένα σχετικά υψηλό κέρδος, είναι δηλαδή ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου, ο συνολικός δείκτης θορύβου για μία μεγάλη σειρά συσκευών οφείλεται κυρίως στον πρώτο ενισχυτή.** Οι δείκτες θορύβου των συσκευών που ακολουθούν τον πρώτο

ενισχυτή έχουν λιγότερη σημασία. Στο σχήμα 8.6(α) φαίνονται δύο διατάξεις, ενός μείκτη και ενός ενισχυτή. Στο αριστερό μέρος του σχήματος, ο συνολικός δείκτης θορύβου κυριαρχείται από εκείνον του μείκτη και είναι συνήθως υψηλός. Με βάση τα παραπάνω, ο ενισχυτής μετά τον μείκτη έχει μικρή επίδραση στο συνολικό SNR . Στο σχήμα 8.6(β), ο συνολικός δείκτης θορύβου κυριαρχείται από εκείνον του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Αν και ο μείκτης έχει μεγάλο δείκτη θορύβου, η συνεισφορά του καταστέλλεται από το κέρδος του ενισχυτή χαμηλού θορύβου.



Σχήμα 8.6: Διατάξεις (α) μείκτη-ενισχυτή και (β) ενισχυτή-μείκτη.

Ο συνολικός δείκτης θορύβου τριών ή περισσότερων ενισχυτών σε σειρά μπορεί να γενικευθεί από την εξίσωση (8.13):

$$NF(\text{συνολικό}) = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (8.14)$$

Η παραπάνω εξίσωση είναι γνωστή ως εξίσωση του Friis και μπορεί να εκφραστεί με όρους ισοδύναμης θερμοκρασίας θορύβου, αν λάβουμε υπόψη τις εξισώσεις (8.9) και (8.10):

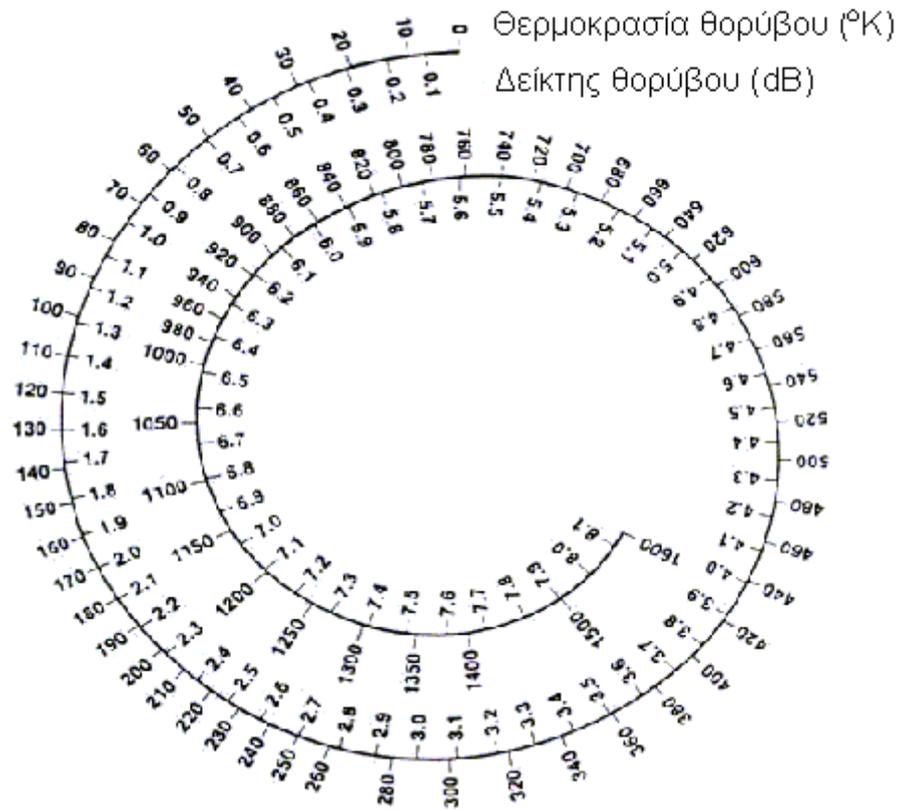
$$T_n(\text{συνολικό}) = T_{n1} + \frac{T_{n2}}{G_1} + \frac{T_{n3}}{G_1 G_2} + \dots \quad (8.15)$$

Βλέπουμε και πάλι ότι η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου της πρώτης βαθμίδας θα κυριαρχήσει, αν η πρώτη βαθμίδα έχει αρκετά υψηλό κέρδος G_1 για να καταστείλει τις

συνεισφορές από τις επόμενες βαθμίδες. Αυτό οδηγεί στην ιδέα να ψύξουμε την πρώτη βαθμίδα.

8.10 Ο σπειροειδής χάρτης

Ο δείκτης θορύβου και η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου είναι συσχετιζόμενες ποσότητες. Η μετατροπή μεταξύ των δύο ποσοτήτων μπορεί να γίνει άμεσα από τον σπειροειδή χάρτη (σχήμα 8.7) Σημειώνουμε ότι οι δείκτες θορύβου είναι σε *dB*.



Σχήμα 8.7: Ο σπειροειδής χάρτης.

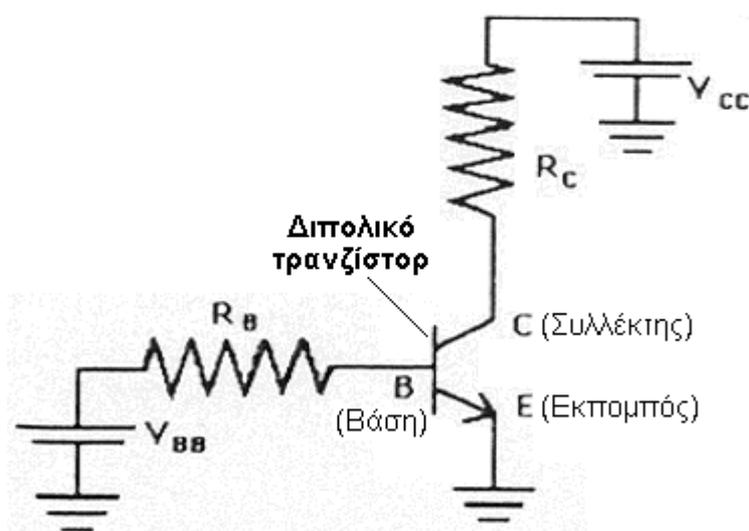
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9^ο: ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΔΙΠΟΛΙΚΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

9.1 Εισαγωγή

Τα διπολικά τρανζίστορ χρησιμοποιούνται για να ενισχύσουν σήματα στο κάτω όριο του πεδίου της μικροκυματικής συχνότητας. Πρακτικοί ενισχυτές λειτουργούν συνήθως μέχρι 4 GHz , αλλά οι πρόοδοι στις τεχνικές κατασκευής ημιαγωγών έχουν σαν αποτέλεσμα τη δυνατότητα κατασκευής ενισχυτών και στα ανώτερα όρια της συχνότητας.

9.2 dc κυκλώματα πόλωσης

Για να λειτουργήσει ένας μικροκυματικός ενισχυτής, θα πρέπει πρώτα να τροφοδοτηθεί με συνεχή (dc) ισχύ και στη συνέχεια να εφαρμοστεί στην είσοδό του το μικροκυματικό σήμα που πρόκειται να ενισχυθεί. Η dc ισχύς - μετατρέπόμενη σε μικροκυματική ισχύ - είναι αυτή που παρέχει την ενίσχυση. Η τροφοδοσία με συνεχή (dc) τάση, λέγεται πόλωση του ενισχυτή και τα αντίστοιχα κυκλώματα ονομάζονται **κυκλώματα πόλωσης**. Στο σχήμα 9.1 φαίνεται ένας συνηθισμένος τρόπος πόλωσης με αντιστάσεις που χρησιμοποιεί δύο τροφοδοτικά, το V_{CC} στον συλλέκτη (ακροδέκτης C) και το V_{BB} στη βάση του διπολικού τρανζίστορ (ακροδέκτης B).



Σχήμα 9.1: Ένα τυπικό κύκλωμα πόλωσης μικροκυματικού διπολικού τρανζίστορ, χρησιμοποιώντας δύο τροφοδοτικά.

Η αντίσταση R_B επιλέγεται για να ρυθμίσει το ρεύμα I_B της βάσεως του τρανζίστορ. Ισχύει:

$$R_B = \frac{(V_{BB} - V_{BE})}{I_B} \quad (9.1)$$

Αφού ρυθμιστεί το ρεύμα της βάσεως, το ρεύμα του συλλέκτη προκαθορίζεται από τη χαρακτηριστική καμπύλη $I-V$ του τρανζίστορ. Η τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} είναι η διαφορά μεταξύ του τροφοδοτικού V_{CC} και της πτώσης τάσεως στα άκρα της αντίστασης του συλλέκτη R_C . Χρησιμοποιώντας το νόμο του Ohm, η τιμή της R_C είναι η επιθυμητή πτώση τάσεως στα άκρα της διαιρούμενη με το ρεύμα του συλλέκτη I_C που περνά μέσα από αυτήν:

$$R_C = \frac{(V_{CC} - V_{CE})}{I_C} \quad (9.2)$$

Το ρεύμα του συλλέκτη I_C και η τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} καθορίζουν το σημείο λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ.

Ένας άλλος συνηθισμένος τύπος κυκλώματος πόλωσης dc χρησιμοποιεί μόνο ένα τροφοδοτικό, όπως φαίνεται στο σχήμα 9.2. Οι αντιστάσεις R_1 και R_2 συνιστούν ένα διαιρέτη τάσεως ο οποίος ρυθμίζει το ρεύμα της βάσεως I_B . Στην περίπτωση αυτή ισχύουν οι σχέσεις:

$$I_2 = \frac{V_{BE}}{R_2} \quad (9.3)$$

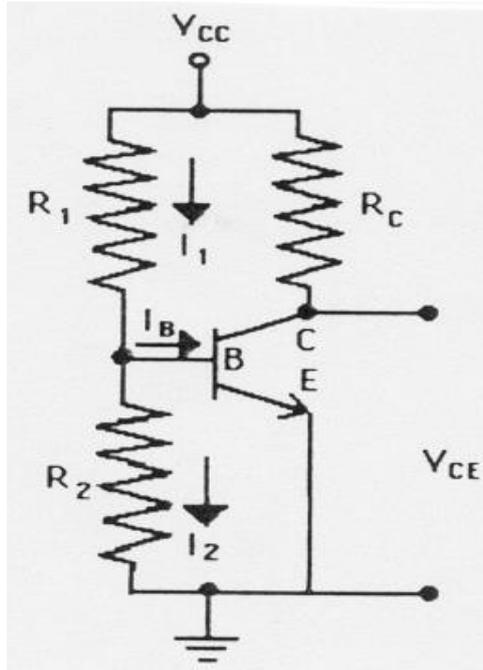
$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} \quad (9.4)$$

$$I_B = I_1 - I_2 \quad (9.5)$$

Αφού ρυθμιστεί το ρεύμα της βάσεως, το ρεύμα του συλλέκτη καθορίζεται από την χαρακτηριστική καμπύλη $I-V$ του τρανζίστορ. Η τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} είναι η διαφορά μεταξύ του τροφοδοτικού V_{CC} και της πτώσης τάσεως στα άκρα της αντίστασης R_C του συλλέκτη. Εφαρμόζοντας τον νόμο του Ohm, η τιμή της R_C είναι η επιθυμητή πτώση τάσεως στα άκρα της διαιρούμενη με το ρεύμα του συλλέκτη I_C που περνά μέσα από αυτήν:

$$R_C = \frac{(V_{CC} - V_{CE})}{I_C} \quad (9.6)$$

Το ρεύμα του συλλέκτη I_C και η τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} συνιστούν το **σημείο λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ.**



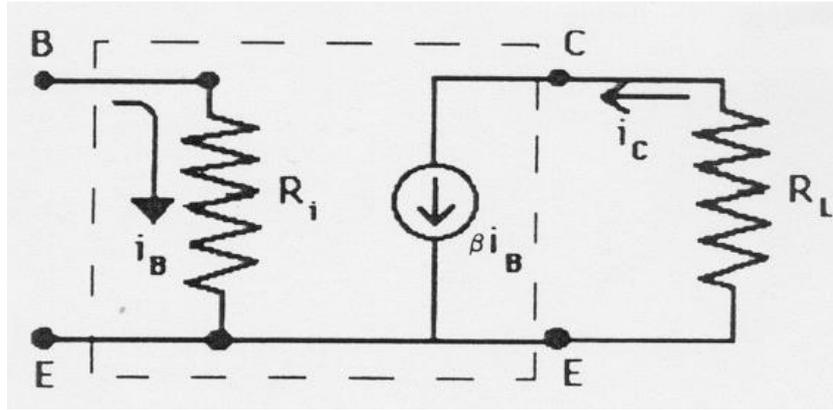
Σχήμα 9.2: Χρήση μίας *dc* πηγής για την πόλωση ενός μικροκυματικού διπολικού τρανζίστορ.

9.3 Κύκλωμα χαμηλής συχνότητας

Η διάταξη κοινού εκπομπού ή γειωμένου εκπομπού, χρησιμοποιείται για ενισχυτές χαμηλού σήματος. Το χαμηλής συχνότητας ισοδύναμο μικροκυματικό κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 9.3, για ένα διπολικό τρανζίστορ. Η αντίσταση R_i είναι η αντίσταση εισόδου. Το σήμα εισόδου V_{in} εφαρμόζεται στα άκρα της βάσεως και του εκπομπού. Το ρεύμα του σήματος εισόδου είναι το ίδιο με το ρεύμα του σήματος της βάσεως. Το β είναι ο παράγοντας ενίσχυσης του ρεύματος από τη βάση στον συλλέκτη. Η τάση του σήματος εξόδου V_{CE} και το ρεύμα του σήματος i_c εφαρμόζονται στα άκρα της αντίστασης φορτίου R_L . Το κέρδος του ρεύματος είναι το ρεύμα i_c του σήματος εξόδου διαιρούμενο με το ρεύμα του σήματος της βάσεως i_B :

$$\text{Κέρδος ρεύματος} = \frac{i_c}{i_B} = \frac{\beta i_B}{i_B} = \beta \quad (9.7)$$

Από την παραπάνω εξίσωση βλέπουμε ότι το κέρδος ρεύματος είναι η σταθερά β του τρανζίστορ. Τα περισσότερα διπολικά τρανζίστορ έχουν το β στην περιοχή του 100.



Σχήμα 9.3: Το χαμηλής συχνότητας ισοδύναμο κύκλωμα ενός μικροκυματικού διπολικού τρανζίστορ.

Το **κέρδος ισχύος** ορίζεται ως η ισχύς του σήματος εξόδου, διαιρούμενη με την ισχύ του σήματος εισόδου:

$$\text{Κέρδος ισχύος} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{i_C^2 R_L}{i_B^2 R_i} \quad (9.8)$$

Επειδή ισχύει $i_c = \beta i_B$, θα έχουμε:

$$\text{Κέρδος ισχύος} = \frac{(\beta i_B)^2 R_L}{i_B^2 R_i} = \frac{\beta^2 i_B^2 R_L}{i_B^2 R_i} \quad (9.9)$$

και τελικά:

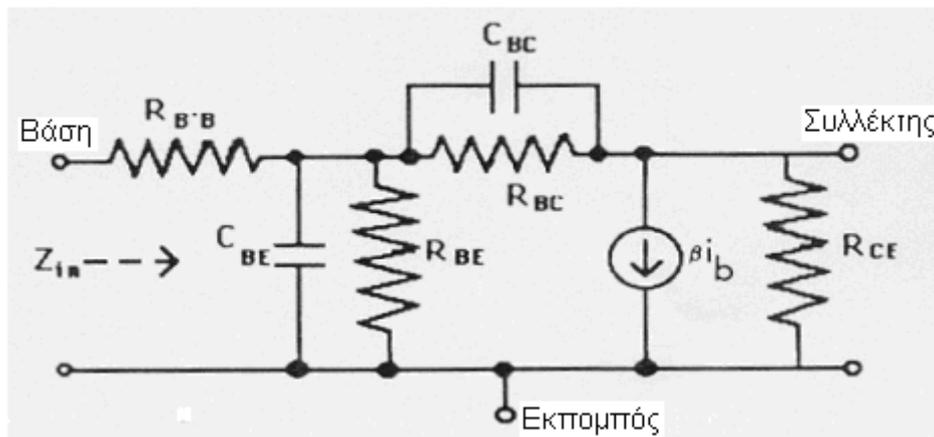
$$\text{Κέρδος ισχύος} = \frac{\beta^2 R_L}{R_i} \quad (9.10)$$

Βλέπουμε λοιπόν ότι το κέρδος ισχύος στο χαμηλής συχνότητας ισοδύναμο κύκλωμα, εξαρτάται από το κέρδος του ρεύματος β και από τον λόγο των αντιστάσεων R_L και R_i του τρανζίστορ. Το διπολικό τρανζίστορ είναι ένας ενισχυτής ρεύματος. Το ρεύμα του σήματος εξόδου είναι β φορές το ρεύμα του σήματος εισόδου. Το κέρδος ισχύος εξαρτάται από την ενίσχυση του ρεύματος της συσκευής και τον λόγο R_c και R_i .

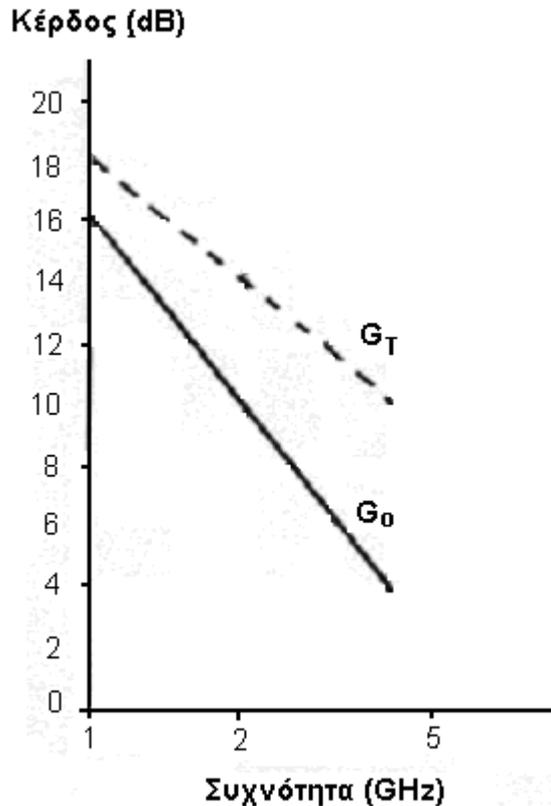
9.4 Μικροκυματικό κύκλωμα (ή RF κύκλωμα)

Στο σχήμα 9.4 φαίνεται το πλήρες ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ σε υψηλή (μικροκυματική) συχνότητα. Παρατηρείστε τις ομοιότητες με το χαμηλής συχνότητας ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 9.3. Η ελεγχόμενη πηγή ρεύματος βi_B

είναι η ίδια. Η αντίσταση εισόδου του σχήματος 9.4 μεταβάλλεται με τη συχνότητα, εξαιτίας του παράλληλου RC συνδυασμού των C_{BE} και R_{BE} . Το ρεύμα του σήματος εξόδου i_c διαιρείται μεταξύ μιας αντίστασης φορτίου και μιας αντίστασης εξόδου R_{CE} του τρανζίστορ. Η πιο σημαντική σύνδεση είναι μεταξύ της εξόδου (συλλέκτη) και της εισόδου (βάσεως) της συσκευής μέσω ενός παράλληλου συνδυασμού αντίστασης-πυκνωτή. Η αντίσταση R_{BC} παράγει αρνητική ανάδραση, έτσι ώστε να ελαττώνει το συνολικό κέρδος της συσκευής. Ο πυκνωτής C_{BC} έχει ως αποτέλεσμα επίσης αρνητική ανάδραση αλλά εξαρτάται από τη συχνότητα. Καθώς η συχνότητα αυξάνει, η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή C_{BC} ελαττώνεται. Αυτό οδηγεί σε αρνητική ανάδραση, δηλαδή επιστροφή μέρους του ρεύματος από την έξοδο στην είσοδο, με αποτέλεσμα τη μείωση του κέρδους. Μία τυπική απόκριση κέρδους ενός διπολικού τρανζίστορ που λειτουργεί στη χαμηλότερη μικροκυματική περιοχή φαίνεται στο σχήμα 9.5. Ο πυκνωτής C_{BC} είναι το κύριο στοιχείο σε ένα διπολικό τρανζίστορ που περιορίζει τη χρήση της υψηλότερης συχνότητας αυτών των συσκευών.



Σχήμα 9.4: Το υψηλής συχνότητας ισοδύναμο κύκλωμα ενός διπολικού τρανζίστορ.



Σχήμα 9.5: Απόκριση κέρδους G_0 ενός διπολικού τρανζίστορ σε μικροκυματικές συχνοτήτες. Το G_T είναι το κέρδος που προκύπτει, όταν επιπλέον η είσοδος και η έξοδος του τρανζίστορ είναι προσαρμοσμένες.

9.5 Παράμετροι σκέδασης

Εξαιτίας της μεγάλης πολυπλοκότητας του πλήρους ισοδύναμου κυκλώματος, είναι πολύ δύσκολο να αναλύσουμε προβλήματα χρησιμοποιώντας τη συμβατική *ac* θεωρία κυκλωμάτων. Επομένως, πρέπει να χρησιμοποιηθεί μία άλλη προσέγγιση για να απλουστεύσει την ανάλυση και το σχεδιασμό μικροκυματικών ενισχυτών με διπολικά τρανζίστορ. Το τρανζίστορ αντιμετωπίζεται σαν μία συσκευή με δύο θύρες, μία θύρα εισόδου και μία θύρα εξόδου. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιεί την έννοια της ροής ισχύος για το δίθυρο δίκτυο, που αντιστοιχεί στις θύρες εισόδου και εξόδου ενός τρανζίστορ. Στη συνέχεια, θα εξετάσουμε το δίθυρο δίκτυο του τρανζίστορ όσον αφορά τις παραμέτρους σκεδάσεώς του.

Οι παράμετροι σκέδασης (scattering parameters), όπως και οι παράμετροι σύνθετης αντίστασης, χρησιμοποιούνται για να ορίσουν ένα δίθυρο δίκτυο. Η σύνθετη αντίσταση ή οι *Z*-παράμετροι χρησιμοποιούν τάσεις και ρεύματα στην είσοδο και στην έξοδο ενός δίθυρου δικτύου. Οι **παράμετροι σκέδασης ή *S*-παράμετροι,**

χρησιμοποιούν ανακλώμενα και μεταδιδόμενα σήματα τάσεως τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο ενός δίθυρου δικτύου. Αυτές οι τέσσερις S -παράμετροι μπορούν να οριστούν σχετικά με το πώς μετρούνται (σχήμα 9.6Α):

V_{1i} είναι το προσπίπτον σήμα τάσεως που εισέρχεται στην είσοδο $1-1'$.

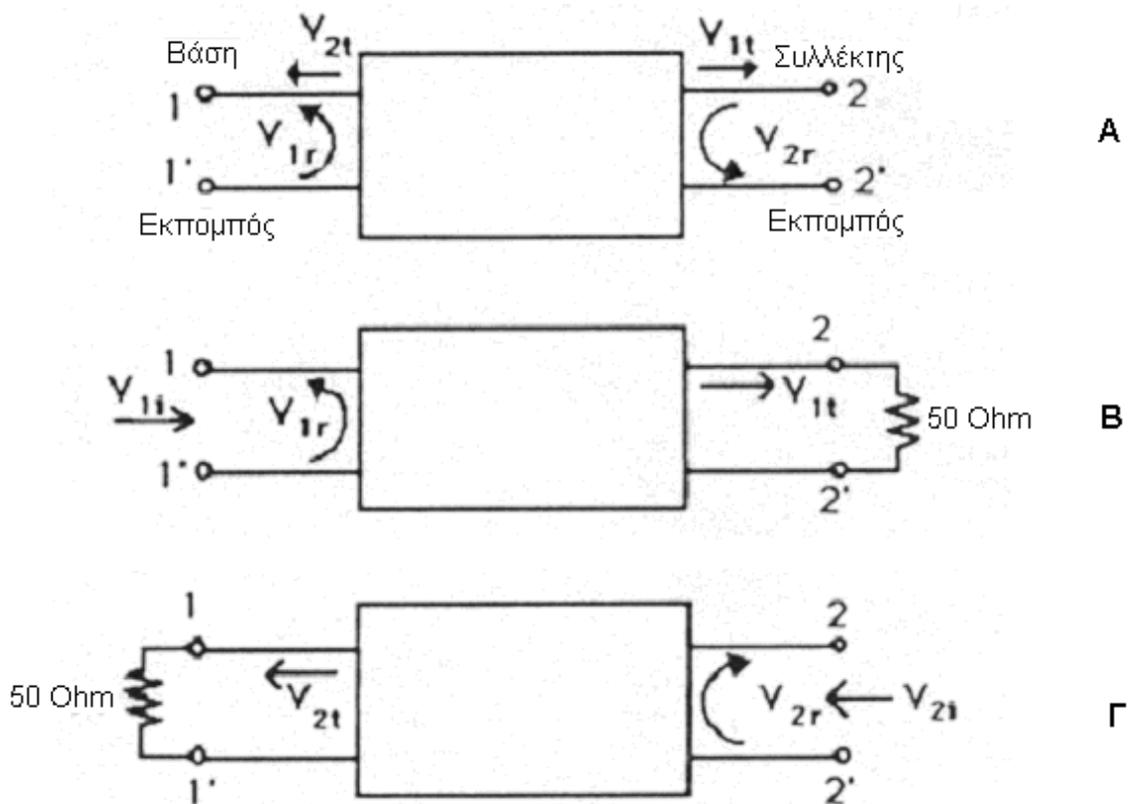
V_{1r} είναι το ανακλώμενο σήμα τάσεως στην είσοδο $1-1'$.

V_{1t} είναι το μεταδιδόμενο σήμα τάσεως στην έξοδο $2-2'$ εξαιτίας του V_{1i} .

V_{2i} είναι το προσπίπτον σήμα τάσεως που εισέρχεται στην έξοδο $2-2'$.

V_{2r} είναι το ανακλώμενο σήμα τάσεως στην έξοδο $2-2'$.

V_{2t} είναι το μεταδιδόμενο σήμα τάσεως στην είσοδο $1-1'$ εξαιτίας του V_{2i} .



Σχήμα 9.6: Ο ορισμός των S -παραμέτρων.

Ας θεωρήσουμε το σχήμα 9.6B, όπου το σήμα τάσεως προσπίπτει στην είσοδο $1-1'$ και η έξοδος τερματίζεται σε ένα φορτίο 50 Ohm . Θα έχουμε:

$$S_{11} = \text{συντελεστής ανακλάσεως εισόδου} = V_{1r}/V_{1i}$$

ο οποίος είναι ο **συντελεστής ανακλάσεως εισόδου της τάσεως** που είναι γνωστός ως ρ . Γνωρίζοντας τον ρ , μπορούμε να υπολογίσουμε την απώλεια επιστροφής όπως είδαμε στο Κεφάλαιο 4. Επίσης:

$$S_{21} = \text{προς τα εμπρός συντελεστής μεταδόσεως} = V_{2t}/V_{1i}$$

ο οποίος είναι το **κέρδος τάσεως ή η απώλεια** που εξαρτάται από το αν το V_{2t} είναι μεγαλύτερο ή μικρότερο από το V_{1i} . Ας θεωρήσουμε το σχήμα 9.6Γ, όπου το σήμα της τάσεως προσπίπτει στην έξοδο 2-2' και η είσοδος τερματίζεται σε ένα φορτίο 50 Ohm . Θα έχουμε:

$$S_{22} = \text{συντελεστής ανακλάσεως εξόδου} = V_{2r}/V_{2i}$$

ο οποίος είναι ο **συντελεστής ανακλάσεως εξόδου** που είναι αντίστοιχος με τον ρ . Επίσης:

$$S_{12} = \text{αντίστροφος συντελεστής μεταδόσεως} = V_{2t}/V_{2i}$$

ο οποίος είναι το **κέρδος τάσεως ή η απώλεια στη αντίστροφη κατεύθυνση**. Για έναν ενισχυτή αυτός ο όρος ονομάζεται συνήθως **απομόνωση**.

Οι παράμετροι σκέδασης συνήθως μπορούν να μετρηθούν με τη βοήθεια ενός αυτόματου αναλυτή μικροκυματικών δικτύων. Αυτή η συσκευή μπορεί να μετρήσει τις 4 S -παραμέτρους σε διαφορετικές συχνότητες και σε πολύ σύντομο χρόνο. Στη συνέχεια, αυτές οι S -παραμέτροι μπορούν να σχεδιαστούν σε έναν χάρτη Smith έτσι ώστε να μπορούν να αναπτυχθούν τα κυκλώματα προσαρμογής.

9.6 Η έννοια του συνολικού κέρδους

Ας υποθέσουμε ότι οι S -παραμέτροι ενός διπολικού τρανζίστορ έχουν μετρηθεί και ότι η S_{11} και S_{22} δεν είναι ίσες με μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι το τρανζίστορ παρουσιάζει κάποιο ανακλώμενο σήμα στην είσοδο και στην έξοδο. Τότε, ο όρος **συνολικό κέρδος** ορίζεται ως:

$$G_{Total}(dB) = G_0(dB) + G_1(dB) + G_2(dB) \quad (9.11)$$

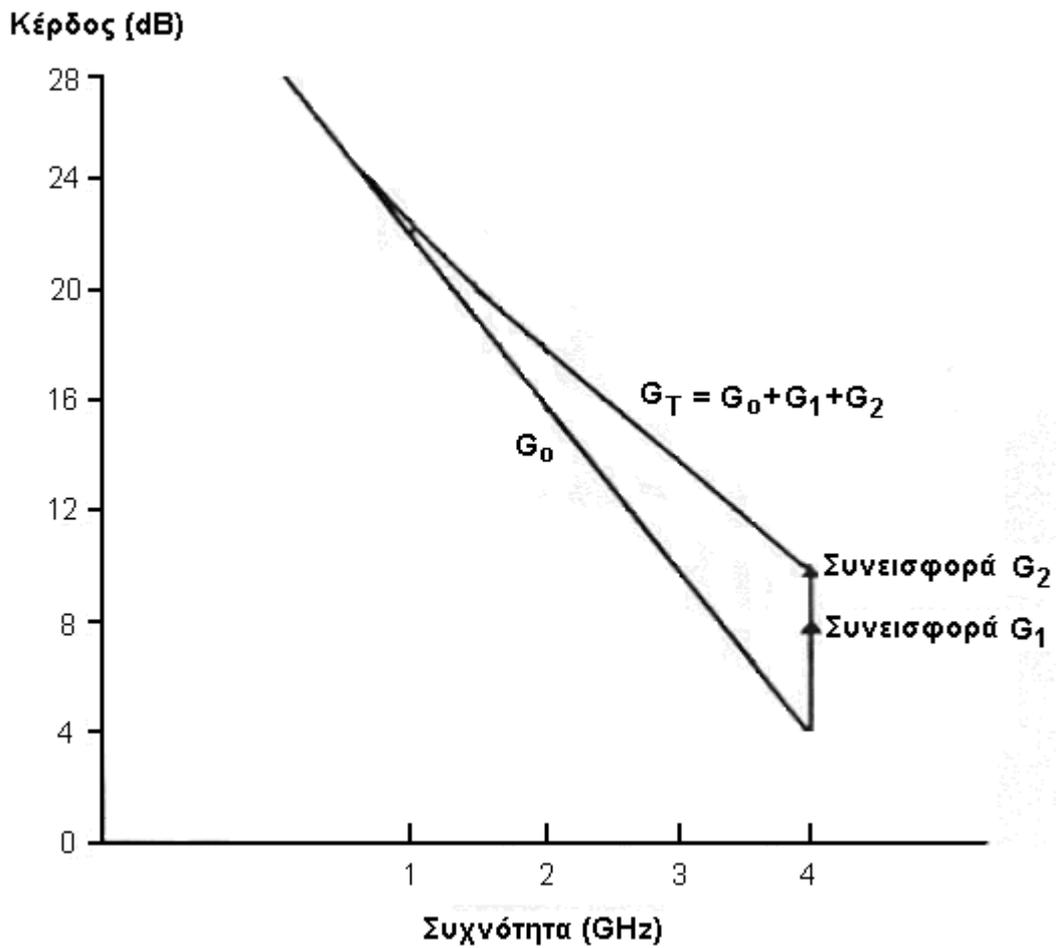
Ο όρος G_0 ονομάζεται κέρδος των 50 Ohm και είναι απλώς το κέρδος της συσκευής όταν μετρείται σε ένα σύστημα 50 Ohm . Αυτό μεταφράζεται στο κέρδος του S_{21} ή του προς τα εμπρός συντελεστή μεταδόσεως. Η συνεισφορά του G_1 στο συνολικό κέρδος είναι το επιπλέον κέρδος που μετρείται για το τρανζίστορ, προσαρμόζοντας την είσοδο σε μία γεννήτρια 50 Ohm , χρησιμοποιώντας ένα δίκτυο χωρίς απώλειες. Επίσης η

συνεισφορά του G_2 στο συνολικό κέρδος είναι το επιπλέον κέρδος που μετρείται για το τρανζίστορ, προσαρμόζοντας την έξοδο σε ένα φορτίο $50\ \Omega$, χρησιμοποιώντας ένα δίκτυο χωρίς απώλειες.

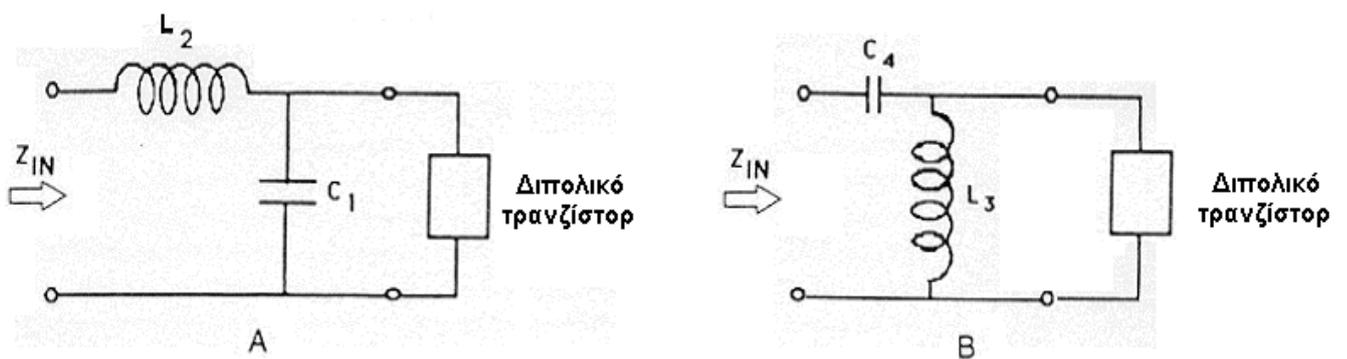
Όταν ένα δίκτυο προσαρμογής που δεν έχει απώλειες τοποθετείται μεταξύ της εισόδου του τρανζίστορ και της γεννήτριας των $50\ \Omega$, δεν θα έχουμε ανακλώμενο σήμα, που σημαίνει ότι το S_{11} θα είναι μηδέν. Αν το S_{11} είναι μηδέν, τότε το σήμα το οποίο είχε ανακλασθεί προηγουμένως, πριν την παρεμβολή του δικτύου προσαρμογής, θα πρέπει να έχει εισέλθει στον ενισχυτή. Όταν το σήμα εισόδου στο τρανζίστορ αυξάνει, τότε η αύξηση του σήματος εξόδου θα είναι το κέρδος επί την αύξηση εισόδου του σήματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του κέρδους. Επομένως το G_1 είναι το επιπλέον κέρδος που μετρείται όταν έχουμε $S_{11}=0$ στην είσοδο, που ονομάζεται συνθήκη προσαρμογής. Η συνεισφορά του G_2 στο συνολικό κέρδος είναι η ίδια όπως και του G_1 , με τα διαφορά ότι είναι στην έξοδο της συσκευής.

Για παράδειγμα, ένα διπολικό τρανζίστορ θα παρουσιάζει κέρδος $4\ dB$ στα $50\ \Omega$ σε συχνότητα $4\ GHz$, το οποίο είναι η συνεισφορά G_0 (σχήμα 9.7). Προσαρμόζοντας την είσοδο, το κέρδος μπορεί να αυξηθεί κατά $4\ dB$ που είναι η συνεισφορά G_1 . Επίσης προσαρμόζοντας την έξοδο, το κέρδος μπορεί να αυξηθεί επιπλέον κατά $2\ dB$ που είναι η συνεισφορά του G_2 στο συνολικό κέρδος. Ως αποτέλεσμα της προσαρμογής εισόδου και εξόδου, το κέρδος μπορεί να αυξηθεί από τη «φτωχή» τιμή των $4\ dB$ στα $4\ GHz$ σε μία πιο λογική τιμή $10\ dB$, όπως φαίνεται στο σχήμα 9.7.

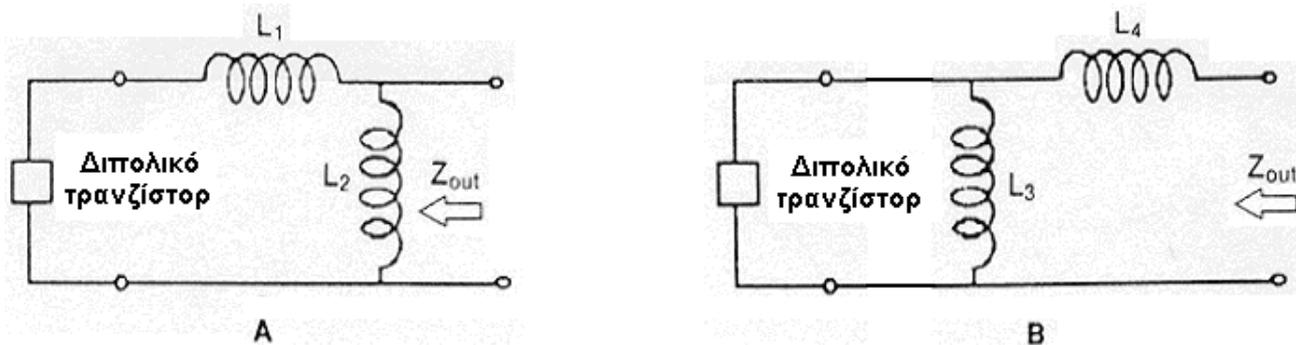
Δύο πρακτικά κυκλώματα προσαρμογής που χρησιμοποιούνται για την προσαρμογή της εισόδου ενός διπολικού τρανζίστορ, φαίνονται στο σχήμα 9.8, ενώ στο σχήμα 9.9 φαίνονται δύο πρακτικά κυκλώματα προσαρμογής που χρησιμοποιούνται για την προσαρμογή της εξόδου ενός διπολικού τρανζίστορ.



Σχήμα 9.7: Προσαρμόζοντας την είσοδο και την έξοδο ενός διπολικού μικροκυματικού τρανζίστορ, το συνολικό κέρδος του δικτύου μπορεί να μεγιστοποιηθεί.



Σχήμα 9.8: Δύο πρακτικά κυκλώματα προσαρμογής που χρησιμοποιούνται για την προσαρμογή της εισόδου ενός διπολικού τρανζίστορ.



Σχήμα 9.9: Δύο πρακτικά κυκλώματα προσαρμογής που χρησιμοποιούνται για την προσαρμογή της εξόδου ενός διπολικού τρανζίστορ

9.7 Ενοποίηση των κυκλωμάτων dc και RF

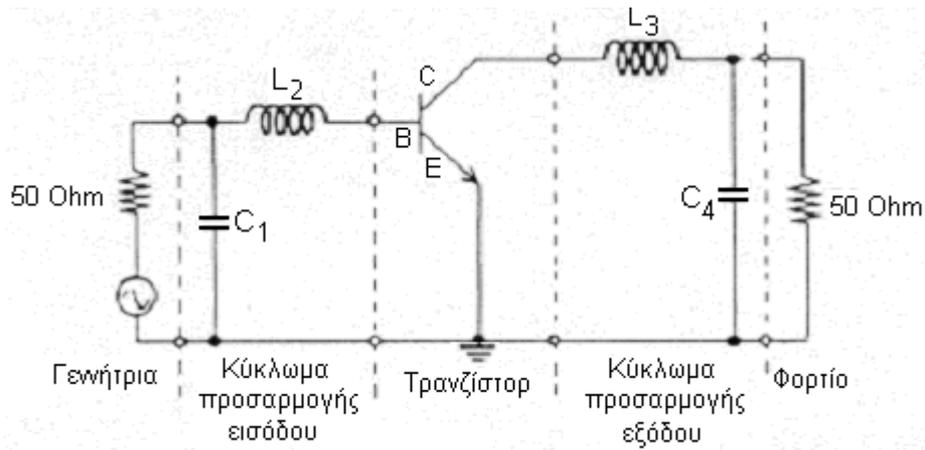
Ως τώρα ασχοληθήκαμε ξεχωριστά με τα dc κυκλώματα πολώσεως και το RF κύκλωμα του διπολικού τρανζίστορ. Το να ενοποιήσουμε αυτά τα δύο κυκλώματα μαζί, δεν είναι απαραίτητα τόσο απλό όσο φαίνεται. Λειτουργικά, το κύκλωμα dc πρέπει να παρέχει πόλωση στο τρανζίστορ έτσι ώστε αυτό να είναι σε θέση να προκαλέσει ενίσχυση. Παρόμοια, τα κυκλώματα RF πρέπει να προσαρμόζουν τους συντελεστές ανακλάσεως της εισόδου και της εξόδου, ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή στάθμη κέρδους. Κάθε ένα από αυτά τα κυκλώματα πρέπει να ενοποιηθεί με το άλλο, χωρίς να το διαταράσσει. Στο σχήμα 9.10A φαίνεται ένα τυπικό RF κύκλωμα. Αυτό αποτελείται από μία γεννήτρια μικροκυματικού σήματος με αντίσταση 50 Ohm , τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου, το τρανζίστορ, τα κυκλώματα προσαρμογής εξόδου και το φορτίο. Ένα τυπικό dc κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 9.10B.

Πριν ενοποιήσουμε αυτά τα δύο κυκλώματα πρέπει να ορίσουμε δύο στοιχεία. Ένα RF πηνίο «στραγγαλισμού» (RF choke ή RFC) είναι μία μεγάλη επαγωγή, που επιτρέπει τη διέλευση των dc σημάτων αλλά εμποδίζει τη διέλευση των RF σημάτων. Ένας γενικός κανόνας είναι ότι το πηνίο RF , πρέπει να έχει τιμή που να είναι περίπου δέκα φορές της τιμής της μεγαλύτερης επαγωγής στο κύκλωμα προσαρμογής. Ένας πυκνωτής σύζευξης ή παράκαμψης (bypass), είναι ένας μεγάλος πυκνωτής που επιτρέπει τη διέλευση των RF σημάτων αλλά μπλοκάρει τα dc σήματα. Οι πυκνωτές σύζευξης συνδέουν σήματα είτε προς ένα κύκλωμα είτε εκτός του κυκλώματος. Οι πυκνωτές παράκαμψης συνήθως συνδέουν ένα σημείο ενός κυκλώματος στη γείωση, έτσι ώστε μόνο τα RF σήματα να εκτρέπονται προς τη γείωση χωρίς να παρενοχλούν

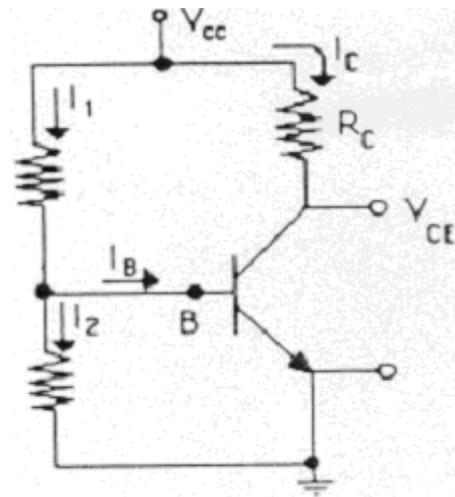
το dc κύκλωμα. Αυτό ονομάζεται γενικά, ac γείωση. Και πάλι, οι πυκνωτές σύζευξης ή παρακάμψεως έχουν γενικά τιμή δέκα φορές μεγαλύτερη από τον μεγαλύτερο πυκνωτή του κυκλώματος προσαρμογής.

Η ενοποίηση του κυκλώματος RF με το dc κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 9.10Γ. Το κύκλωμα προσαρμογής εισόδου C_1 και L_2 καθώς και το κύκλωμα προσαρμογής εξόδου, L_3 και C_4 συνδέονται όπως στο RF κύκλωμα του σχήματος 9.10Α. Το κύκλωμα πόλωσης της βάσεως του τρανζίστορ (αντιστάσεις R_1 και R_2) πρέπει να συνδεθεί με το υπόλοιπο κύκλωμα μέσα από ένα πηνίο «στραγγαλισμού» RF . Το ρεύμα I_1 ρέει μέσα από την R_1 και το ρεύμα I_2 ρέει μέσα από την R_2 . Το ρεύμα της βάσεως I_B ρέει μέσα από το πηνίο «στραγγαλισμού» RF και πρέπει να πάει στη βάση του τρανζίστορ. Το πηνίο «στραγγαλισμού» RF αποτρέπει τα RF σήματα να διαρρεύσουν στο κύκλωμα βάσεως. Το ρεύμα της βάσεως δεν ρέει μέσα από τον C_1 , μπορεί όμως να ρέει μέσα από το L_2 , το οποίο δεν έχει καμία επίδραση στο dc κύκλωμα. Για να αποτρέψουμε το ρεύμα της βάσεως να διαρρεύσει στη γεννήτρια των $50\ \Omega$, πρέπει να τοποθετήσουμε έναν πυκνωτή συζεύξεως C_c μεταξύ του κυκλώματος προσαρμογής της εισόδου και της γεννήτριας.

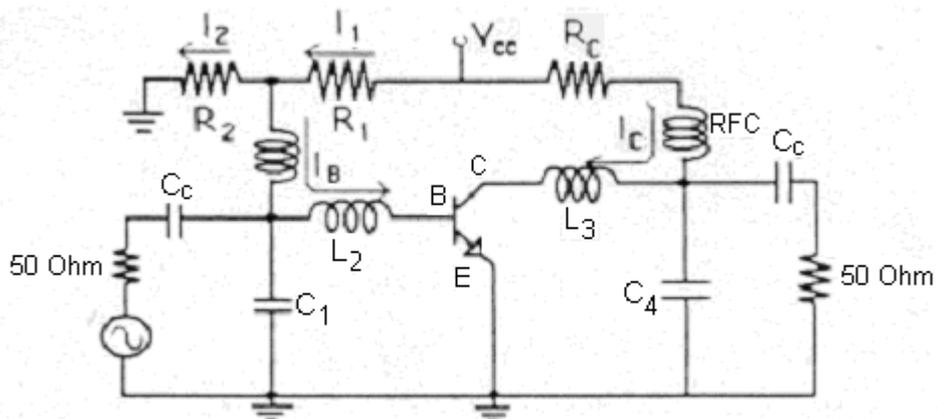
Η αντίσταση R_c του συλλέκτη πρέπει να συνδεθεί στο κύκλωμα προσαρμογής μέσω ενός πηνίου «στραγγαλισμού» RF ώστε να αποτρέψει οποιαδήποτε RF σήματα να διαρρεύσουν στο κύκλωμα πόλωσης. Το ρεύμα του συλλέκτη I_c δεν ρέει μέσα από τον C_4 αλλά μέσω του L_3 προς τον συλλέκτη. Για να αποτρέψουμε οποιοδήποτε ρεύμα συλλέκτη να διαρρεύσει στην αντίσταση φορτίου, πρέπει να τοποθετήσουμε μεταξύ του φορτίου και του κυκλώματος προσαρμογής έναν πυκνωτή συζεύξεως C_c .



A



B



Γ

Σχήμα 9.10:(A) Ένα τυπικό RF διπολικό τρανζίστορ με προσαρμοσμένη είσοδο και έξοδο. (B) Το dc κύκλωμα πόλωσης του διπολικού τρανζίστορ. (Γ) Το ενοποιημένο κύκλωμα του διπολικού τρανζίστορ.

Πρέπει να παρατηρήσουμε, ότι όσον αφορά την προσαρμογή, δεν είναι δυνατόν να πετύχουμε τέλεια προσαρμογή σε πραγματικές συνθήκες. Επίσης, οι πρακτικοί ενισχυτές γενικά λειτουργούν μέσα σε ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων, π.χ. 1 GHz μέχρι 1.56 GHz . Γενικά τα κυκλώματα προσαρμογής ελαττώνουν τα ανακλώμενα σήματα εισόδου και εξόδου, με αποτέλεσμα την αύξηση του κέρδους κατά G_1 και G_2 , αντίστοιχα, όπως είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο. Γενικά, δεν είναι απαραίτητο να προσαρμόσουμε όλες τις συχνότητες στο εύρος ζώνης που μας ενδιαφέρει. Ένας τυπικός κανόνας για τις προσαρμοσμένες συχνότητες, είναι να επιτυγχάνουν ένα $VSWR$ όχι πάνω από $1,3$. Αυτός ο κανόνας δεν είναι βέβαια απόλυτος και κάθε εφαρμογή πρέπει να ικανοποιεί τα δικά της κριτήρια σχεδιασμού.

9.8 Αποδοτικότητα

Η αποδοτικότητα ενός ενισχυτή τάξεως A , είναι η ικανότητα του ενισχυτή να παράγει ένα σήμα εξόδου, όταν δίνεται το σήμα της εισόδου και η dc ισχύς εισόδου. Οι ενισχυτές τάξεως A είναι εκείνοι στους οποίους υπάρχει dc ρεύμα συλλέκτη για 100% του χρόνου. Επομένως, η **αποδοτικότητα** εκφρασμένη ως ποσοστό είναι:

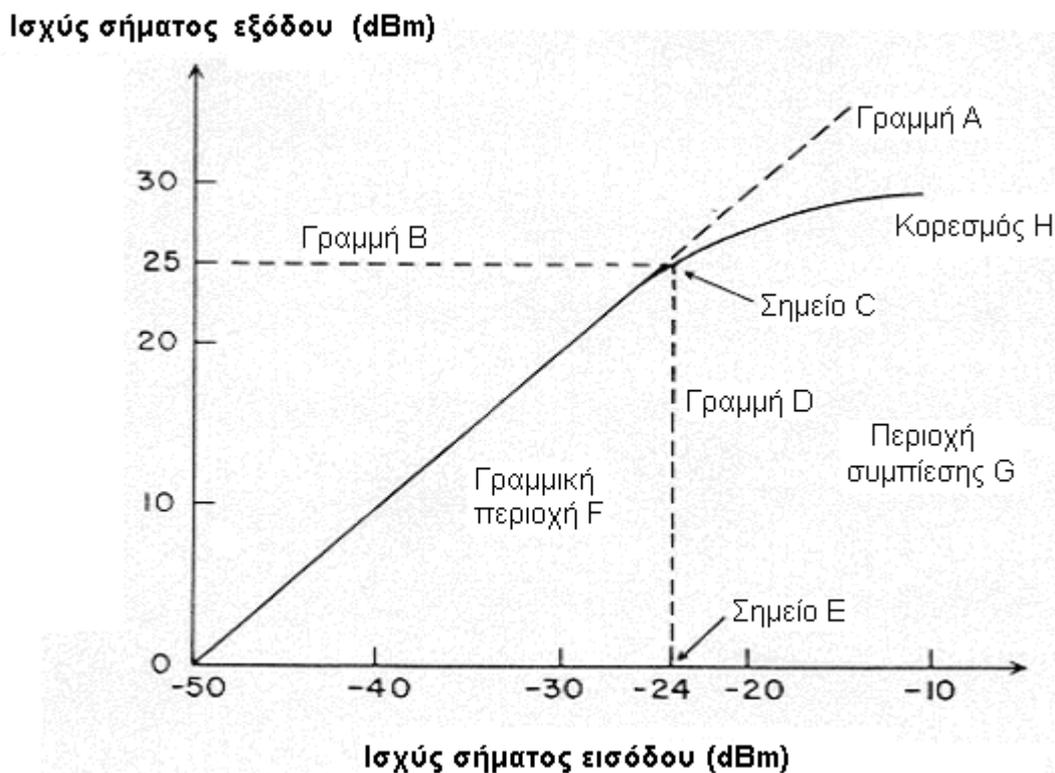
$$\text{Αποδοτικότητα} = \frac{\text{Ισχύς σήματος εξόδου}}{\text{Ισχύς σήματος εισόδου} + \text{Καταναλισκόμενη } dc \text{ ισχύς}} \cdot 100\% \quad (9.12)$$

όπου η dc ισχύς που καταναλώνεται από τον ενισχυτή, είναι το συνολικό ρεύμα από το τροφοδοτικό επί την συνολική τάση από το τροφοδοτικό.

9.9 Χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς

Μία χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς, είναι η καμπύλη σε ένα διάγραμμα που απεικονίζει την ισχύ του σήματος εξόδου σε σχέση με την ισχύ του σήματος εισόδου. Κάθε μικροκυματική διάταξη έχει μία καμπύλη μεταφοράς. Στο σχήμα 9.11 παρουσιάζεται μία τυπική καμπύλη μεταφοράς για έναν ενισχυτή διπολικού τρανζίστορ. Όπως παρατηρούμε, υπάρχει μία γραμμική περιοχή της καμπύλης (ευθεία γραμμή) και μία μη γραμμική περιοχή. Αν προεκτείνουμε τη γραμμική περιοχή, τότε το σημείο που αυτή θα απέχει από την πραγματική καμπύλη κατά 1 dB θα είναι το **σημείο συμπίεσης 1 dB** (σημείο C στο σχήμα). Η γραμμή B μας δίνει την πραγματική ισχύ

εξόδου των $+25 \text{ dBm}$. Στη συνέχεια σχεδιάζουμε τη γραμμή D κάθετα, από το σημείο C μέχρι την οριζόντια κλίμακα της ισχύος εισόδου, την οποία συναντά στα -24 dBm (σημείο E). Το σημείο αυτό μας δίνει την ισχύ εισόδου που αντιστοιχεί στο σημείο συμπίεσης 1 dB . Η γραμμή D αποτελεί το όριο μεταξύ της γραμμικής περιοχής F (linear region F) και της περιοχής συμπίεσης G (compression region G). Ο ενισχυτής θεωρείται ότι λειτουργεί στη **γραμμική περιοχή** για όλα τα σήματα που η ισχύς τους περιορίζεται στα $+25 \text{ dBm}$ στην έξοδο ή στα -24 dBm στην είσοδο. Για όλα τα σήματα εισόδου με ισχύς από -24 dBm μέχρι -10 dBm ή σήματα εξόδου από $+25 \text{ dBm}$ μέχρι $+30 \text{ dBm}$, ο ενισχυτής λειτουργεί στην **περιοχή συμπίεσης**. Η περιοχή αυτή λαμβάνει αυτή την ονομασία, επειδή η ισχύς του σήματος εξόδου συμπιέζεται από εκεί που θα έπρεπε να ήταν, αν ο ενισχυτής ήταν γραμμικός. Το σημείο H λέγεται κορεσμός, επειδή από εκεί και πέρα η έξοδος παραμένει σταθερή όσο και αν αυξήσουμε την ισχύ εισόδου.



Σχήμα 9.11: Χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς ενός διπολικού τρανζίστορ.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η αποδοτικότητα (εξίσωση 9.12) είναι μεγαλύτερη στην περιοχή κορεσμού, από ότι στο σημείο συμπίεσης 1 dB . Αυτό συμβαίνει, επειδή ενώ η dc ισχύς που εισέρχεται στον ενισχυτή είναι σταθερή, η αποδοτικότητα αυξάνεται με την ισχύ εξόδου βάσει της εξίσωσης (9.12). Στην περιοχή κορεσμού, η ισχύς εξόδου θα είναι μεγαλύτερη από εκείνη της γραμμικής περιοχής και έτσι η αποδοτικότητα ενός ενισχυτή που λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού θα είναι μεγαλύτερη απ' ότι στη γραμμική περιοχή, όμως τότε και η παραμόρφωση του σήματος θα είναι μεγαλύτερη.

Όλοι οι ενισχυτές παράγουν κάποια παραμόρφωση σήματος. Για έναν γραμμικό ενισχυτή η παραμόρφωση σήματος μπορεί εύκολα να καθοριστεί μετρώντας το ποσό του σήματος στη θεμελιώδη συχνότητα, έναντι των αρμονικών του. Οι αρμονικές είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας. Αν η θεμελιώδης συχνότητα f_0 είναι 2 GHz , τότε η δεύτερη αρμονική f_2 είναι $2f_0$ ή 4 GHz και η τρίτη αρμονική f_3 είναι $3f_0$ ή 6 GHz κλπ. Ένας ενισχυτής που λειτουργεί στη γραμμική περιοχή θα έχει την περισσότερη από την ισχύ εξόδου του στην f_0 και πολύ λίγο στις f_2, f_3 κλπ. Καθώς ο ενισχυτής λειτουργεί πιο κοντά στην περιοχή κορεσμού, κάποια από την ισχύ του σήματος στην f_0 θα μετατοπιστεί προς τις αρμονικές f_2, f_3 κλπ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αυξημένη παραμόρφωση του σήματος, που γενικά δεν είναι επιθυμητή για έναν ενισχυτή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10⁰: ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ FET

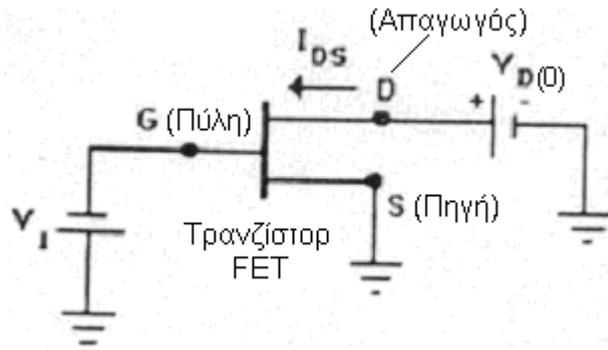
10.1 Εισαγωγή

Οι μικροκυματικοί ενισχυτές τρανζίστορ *FET* χρησιμοποιούνται στη μεσαία περιοχή του εύρους της μικροκυματικής συχνότητας. Πρακτικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται στις συχνότητες $1 - 30 \text{ GHz}$, αλλά η πρόοδος στην τεχνολογία των ημιαγωγών έχει σαν αποτέλεσμα τη δυνατότητα κατασκευής ενισχυτών και στα ανώτερα όρια της συχνότητας.

Ένας συνηθισμένος τύπος τρανζίστορ *FET* που χρησιμοποιείται στους μικροκυματικούς ενισχυτές είναι το *MESFET*, το οποίο μπορεί να περιγραφεί ως ένα τρανζίστορ επιδράσεως πεδίου με μεταλλική επαφή *Schottky*. Ένα μέταλλο, συνήθως αλουμίνιο, χρησιμοποιείται για να σχηματίζει μία δίοδο *Schottky* στην πύλη του τρανζίστορ, η οποία δρα σαν μία επαφή τρανζίστορ επιδράσεως πεδίου (*JFET*). Η πηγή και ο απαγωγός είναι ωμικές επαφές.

10.2 *dc* κυκλώματα πόλωσης

Υπάρχουν δύο συνήθεις τύποι κυκλωμάτων πολώσεως των τρανζίστορ *FET*: η **πόλωση αρνητικής πύλης** και η **αυτο-πόλωση**. Στο σχήμα 10.1 φαίνεται ένα κύκλωμα πόλωσης αρνητικής πύλης. Εδώ, η τάση της πύλης προς την πηγή, V_{GS} , ισούται με μείον την τάση της μπαταρίας V_I . Έτσι, η τάση της μπαταρίας V_I ελέγχει το ρεύμα της πύλης προς την πηγή. Καθώς η V_{GS} γίνεται περισσότερο αρνητική (όταν αυξάνεται η V_I), το ρεύμα απαγωγού-πηγής I_{DS} θα μειωθεί. Η τάση απαγωγού-πηγής V_{DS} , ελέγχεται από την τάση της μπαταρίας στον απαγωγό $V_{D(0)}$. Επειδή η πηγή γειώνεται, η τάση απαγωγού-πηγής V_{DS} είναι απλώς η τάση της μπαταρίας $V_{D(0)}$. Καθώς η $V_{D(0)}$ αυξάνει, θα αυξάνει και η V_{DS} . Το *dc* σημείο λειτουργίας του *FET* καθορίζεται από το I_{DS} και την V_{DS} .



Σχήμα 10.1: Ένα αρνητικά πολωμένο *FET* κύκλωμα με την πηγή γειωμένη.

Ο τρόπος της αυτο-πόλωσης φαίνεται στο σχήμα 10.2. Στην περίπτωση αυτή η τάση στην πύλη $V_{G(0)}$ γειώνεται, είναι δηλαδή 0 Volt . Η τάση στην πηγή $V_{S(0)}$ είναι η πτώση τάσεως που ορίζεται από το ρεύμα I_{DS} το οποίο ρέει μέσα από την αντίσταση R_S . Επομένως, η τάση πύλης-πηγής είναι:

$$V_{GS} = V_{G(0)} - V_{S(0)} \quad (10.1)$$

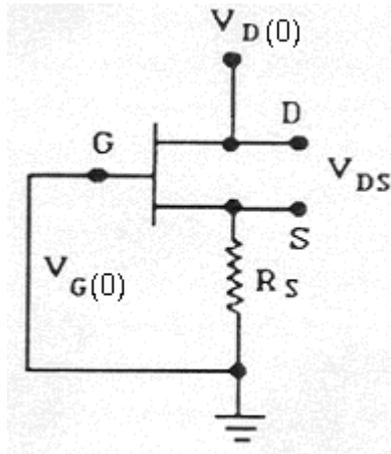
$$V_{GS} = 0 - I_{DS} R_S = - I_{DS} R_S \quad (10.2)$$

όπου $V_{G(0)}$ είναι η τάση της πύλης ως προς τη γείωση και $V_{S(0)}$ η τάση της πηγής ως προς τη γείωση. Η τάση πύλης – πηγής V_{GS} , καθορίζει το ρεύμα απαγωγού-πηγής I_{DS} , σύμφωνα με τη χαρακτηριστική καμπύλη I/V του τρανζίστορ. Η τάση απαγωγού-πηγής V_{DS} είναι η τάση στον απαγωγό (ως προς τη γείωση) $V_{D(0)}$, μείον την τάση στην πηγή (ως προς τη γείωση) $V_{S(0)}$. Αφού το ρεύμα I_{DS} καθοριστεί από την αντίσταση της πηγής R_S , η τάση της μπαταρίας στον απαγωγό $V_{D(0)}$, χρησιμοποιείται για να καθορίσει την V_{DS} :

$$V_{DS} = V_{D(0)} - V_{S(0)} \quad (10.3)$$

$$V_{DS} = V_{D(0)} - I_{DS} R_S \quad (10.4)$$

Το σημείο λειτουργίας *dc* του *FET* καθορίζεται από το I_{DS} και την V_{DS} . Η διάταξη αυτή ονομάζεται τύπος αυτο-πολώσεως επειδή το ρεύμα απαγωγού-πηγής παράγει πτώση τάσεως $V_{S(0)}$, η οποία στη συνέχεια καθορίζει την τάση πύλης-πηγής V_{GS} . Η V_{GS} στη συνέχεια καθορίζει το ρεύμα απαγωγού-πηγής I_{DS} σύμφωνα με τη χαρακτηριστική καμπύλη I/V . Το ρεύμα απαγωγού-πηγής I_{DS} χρησιμοποιείται για να αυτο-πολώσει το *FET*.



Σχήμα 10.2: Ένα κύκλωμα αυτο-πολώσεως με τρανζίστορ *FET*.

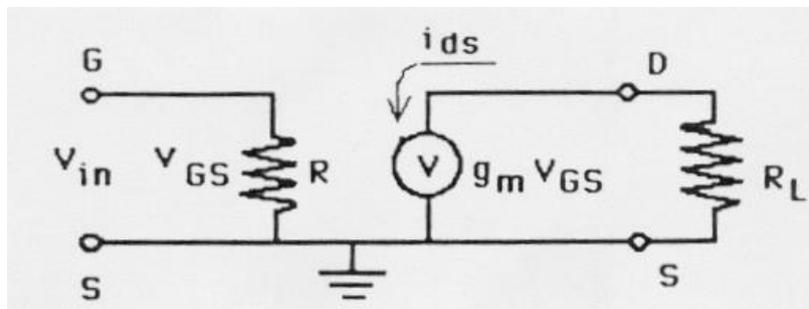
10.3 Ισοδύναμο κύκλωμα χαμηλής συχνότητας

Το χαμηλής συχνότητας ισοδύναμο κύκλωμα ενός *FET* φαίνεται στο σχήμα 10.3. Η αντίσταση R_i είναι η αντίσταση εισόδου. Το σήμα εισόδου V_{in} εφαρμόζεται στα άκρα της πύλης και της πηγής και είναι το ίδιο με την V_{GS} . Η τάση του σήματος εξόδου V_{out} εφαρμόζεται στα άκρα της αντίστασης φορτίου R_L . Το ρεύμα του σήματος I_{DS} είναι το ίδιο με την ελεγχόμενη πηγή ρεύματος $g_m V_{GS}$. Το τρανζίστορ *FET* είναι μία συσκευή του τύπου «κέρδος τάσεως»:

$$\text{Κέρδος τάσεως} = V_{out} / V_{in} = - I_{DS} R_L / V_{GS} \quad (10.5)$$

και επειδή $I_{DS} = g_m V_{GS}$, θα έχουμε:

$$\text{Κέρδος τάσεως} = V_{out} / V_{in} = - g_m V_{GS} R_L / V_{GS} = - g_m R_L \quad (10.6)$$



Σχήμα 10.3: Το χαμηλής συχνότητας ισοδύναμο κύκλωμα ενός *FET*.

Το κέρδος τάσεως είναι η **διαγωγιμότητα** g_m του *FET* επί την αντίσταση φορτίου R_L . Η σημασία του αρνητικού προσήμου, είναι ότι η τάση του σήματος εξόδου είναι 180° εκτός φάσεως με την τάση του σήματος εισόδου. Το κέρδος ισχύος είναι:

$$\text{Κέρδος ισχύος} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{V_{out}^2}{R_L}}{\frac{V_{in}^2}{R_{in}}} = \frac{V_{out}^2 R_{in}}{V_{in}^2 R_L} \quad (10.7)$$

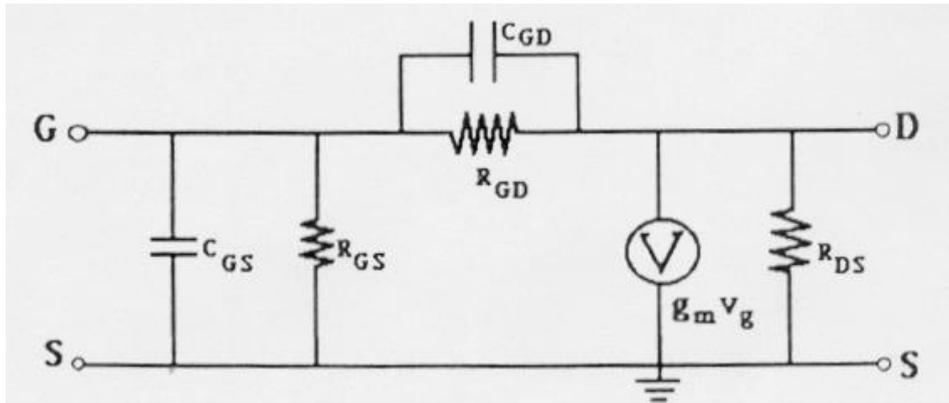
και αντικαθιστώντας $V_{out} = I_{DS} R_L = g_m V_{GS} R_L$ και $V_{in} = V_{GS}$ θα έχουμε:

$$\text{Κέρδος ισχύος} = g_m^2 R_L R_{in} \quad (10.8)$$

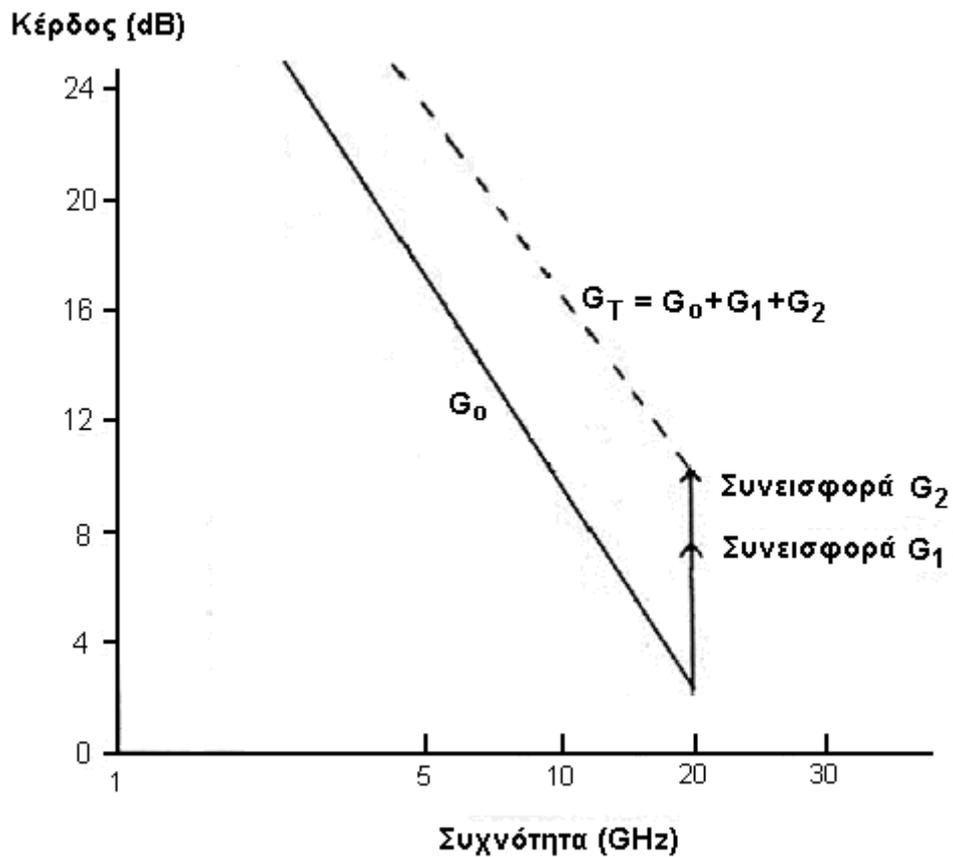
Επομένως, το κέρδος ισχύος ενός *FET* εξαρτάται από τη διαγωγιμότητα, το φορτίο και την αντίσταση εισόδου.

10.4 Μικροκυματικό κύκλωμα (ή RF κύκλωμα)

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός *FET* που λειτουργεί στην μικροκυματική περιοχή της συχνότητας φαίνεται στο σχήμα 10.4. Είναι αξιοσημείωτα περισσότερο πολύπλοκο από το ισοδύναμο κύκλωμα χαμηλής συχνότητας. Η μόνη πραγματική ομοιότητα μεταξύ των δύο είναι η ελεγχόμενη πηγή ρεύματος $g_m V_{GS}$. Η αντίσταση εισόδου είναι σύνθετη και είναι ένα παράλληλο *RC* κύκλωμα που σημαίνει ότι η αντίσταση εισόδου αλλάζει με τη συχνότητα. Καθώς η συχνότητα αυξάνεται, η αντίσταση εισόδου μειώνεται. Επίσης, πρέπει να σημειωθεί ότι η έξοδος (απαγωγός) συνδέεται με την είσοδο (πύλη) μέσω ενός παράλληλου *RC*. Η αντίσταση R_{GD} παρέχει αρνητική ανάδραση. Ο πυκνωτής C_{GD} που είναι παράλληλα με την αντίσταση R_{GD} παρέχει επίσης αρνητική ανάδραση. Καθώς η συχνότητα αυξάνεται, η χωρητική αντίδραση $X = 1/\omega C_{GD}$ μειώνεται με αποτέλεσμα να αυξάνει η αρνητική ανάδραση και να μειώνεται το κέρδος. Αυτός ο πυκνωτής είναι το πιο σημαντικό στοιχείο που περιορίζει τη ικανότητα του *FET* να παράγει κέρδος σε υψηλή συχνότητα. Συνεπώς, το τυπικό κέρδος ενός *FET* μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας όπως φαίνεται από τη συμπαγή γραμμή του σχήματος 10.5.



Σχήμα 10.4: Το υψηλής συχνότητας ισοδύναμο κύκλωμα ενός *FET*.



Σχήμα 10.5: Απόκριση κέρδους G_0 (συμπαγής γραμμή) ενός τρανζίστορ *FET* σε μικροκυματικές συχνότητες. Το G_T (διακεκομμένη γραμμή) είναι το συνολικό κέρδος, αν η είσοδος και η έξοδος του *FET* είναι προσαρμοσμένες.

10.5 Παράμετροι σκέδασης

Εξαιτίας της μεγάλης πολυπλοκότητας του πλήρους ισοδύναμου κυκλώματος, είναι πολύ δύσκολο να αναλύσουμε προβλήματα χρησιμοποιώντας τη συμβατική *ac* θεωρία κυκλωμάτων. Επομένως, πρέπει να χρησιμοποιηθεί μία άλλη προσέγγιση για να απλουστεύσει την ανάλυση και το σχεδιασμό μικροκυματικών ενισχυτών με τρανζίστορ *FET*. Όπως είδαμε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, το τρανζίστορ αντιμετωπίζεται σαν μία συσκευή με δύο θύρες, μία θύρα εισόδου και μία θύρα εξόδου και χαρακτηρίζεται από τις τέσσερις παραμέτρους σκέδασης. Αυτές, μπορούν εύκολα να μετρηθούν με έναν αναλυτή μικροκυματικών δικτύων και στη συνέχεια να χρησιμοποιηθούν για την ανάπτυξη κυκλωμάτων προσαρμογής.

10.6 Συνολικό κέρδος ενός FET

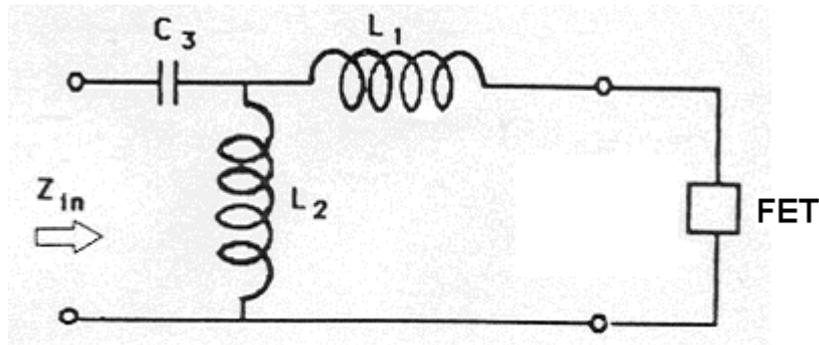
Ας υποθέσουμε ότι οι *S*-παράμετροι ενός τρανζίστορ *FET* έχουν μετρηθεί και ότι η S_{11} και S_{22} δεν είναι ίσες με μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι το τρανζίστορ παρουσιάζει κάποιο ανακλώμενο σήμα στην είσοδο και στην έξοδο. Τότε, ο όρος **συνολικό κέρδος** ορίζεται ως:

$$G_{Total}(dB) = G_0(dB) + G_1(dB) + G_2(dB) \quad (10.9)$$

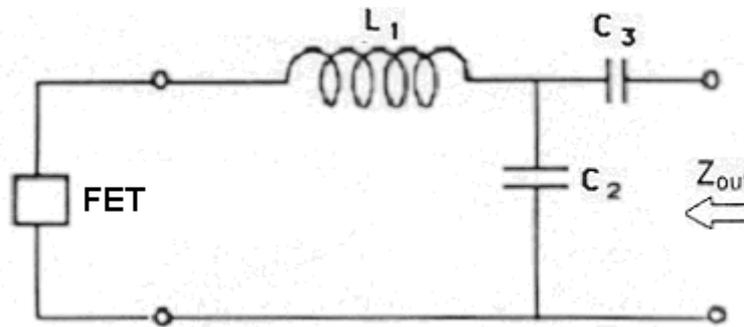
Ο όρος G_0 ονομάζεται κέρδος των $50\ \Omega$ και είναι απλώς το κέρδος της συσκευής όταν μετρείται σε ένα σύστημα $50\ \Omega$. Αυτό μεταφράζεται στο κέρδος του S_{21} ή του προς τα εμπρός συντελεστή μεταδόσεως. Η συνεισφορά του G_1 στο συνολικό κέρδος είναι το επιπλέον κέρδος που μετρείται για το τρανζίστορ, προσαρμόζοντας την είσοδο σε μία γεννήτρια $50\ \Omega$ χρησιμοποιώντας ένα δίκτυο χωρίς απώλειες. Επίσης η συνεισφορά του G_2 στο συνολικό κέρδος, είναι το επιπλέον κέρδος που μετρείται για το τρανζίστορ, προσαρμόζοντας την έξοδο σε ένα φορτίο $50\ \Omega$ χρησιμοποιώντας ένα δίκτυο χωρίς απώλειες.

Για παράδειγμα, ένα τρανζίστορ *FET* θα παρουσιάζει κέρδος μόνο $2\ dB$ σε ένα σύστημα $50\ \Omega$ σε συχνότητα $20\ GHz$, το οποίο είναι η συνεισφορά G_0 (σχήμα 10.5). Προσαρμόζοντας την είσοδο, το κέρδος μπορεί να αυξηθεί κατά $6\ dB$ που είναι η συνεισφορά G_1 . Επίσης προσαρμόζοντας την έξοδο, το κέρδος μπορεί να αυξηθεί επιπλέον κατά $2\ dB$ που είναι η συνεισφορά του G_2 στο συνολικό κέρδος. Ως αποτέλεσμα της προσαρμογής εισόδου και εξόδου, το κέρδος μπορεί να αυξηθεί από τη «φτωχή» τιμή των $2\ dB$ στα $20\ GHz$ σε μία πιο λογική τιμή των $10\ dB$, όπως φαίνεται

στο σχήμα 10.5. Ένα πρακτικό κύκλωμα προσαρμογής που χρησιμοποιείται για την προσαρμογή της εισόδου ενός *FET* φαίνεται στο σχήμα 10.6, ενώ στο σχήμα 10.7 φαίνεται ένα πρακτικό κύκλωμα προσαρμογής που χρησιμοποιείται για την προσαρμογή της εξόδου ενός *FET*.



Σχήμα 10.6: Κύκλωμα προσαρμογής εισόδου ενός *FET*.



Σχήμα 10.7: Κύκλωμα προσαρμογής εξόδου ενός *FET*.

10.7 Ενοποίηση των κυκλωμάτων *dc* και *RF* του *FET*

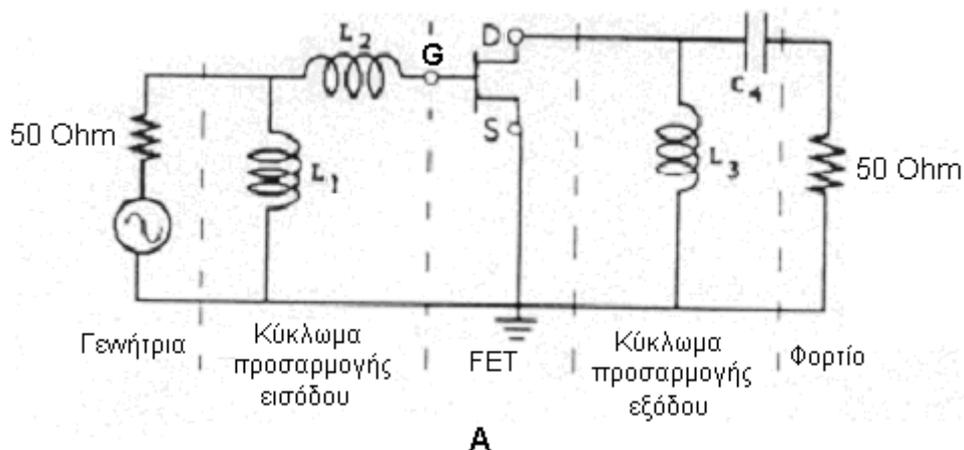
Ως τώρα ασχοληθήκαμε ξεχωριστά με τα *dc* κυκλώματα πολώσεως και το *RF* κύκλωμα του *FET*. Η μελέτη της ενοποίησης αυτών των κυκλωμάτων είναι παρόμοια με εκείνη της ενοποίησης των κυκλωμάτων *dc* και *RF* στα διπολικά τρανζίστορ. Στο σχήμα 10.8Α φαίνεται ένα τυπικό *RF* κύκλωμα. Αυτό αποτελείται από μία γεννήτρια $50\ \Omega$, το κύκλωμα προσαρμογής εισόδου, ένα *FET* με γειωμένη πηγή, το κύκλωμα προσαρμογής εξόδου και μία αντίσταση φορτίου $50\ \Omega$. Το σχήμα 10.8Β δείχνει ένα τυπικό *dc* κύκλωμα. Το σχήμα 10.8Γ δείχνει την ενοποίηση των *RF* και *dc* κυκλωμάτων. Όπως είδαμε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, ο πυκνωτής παράκαμψης

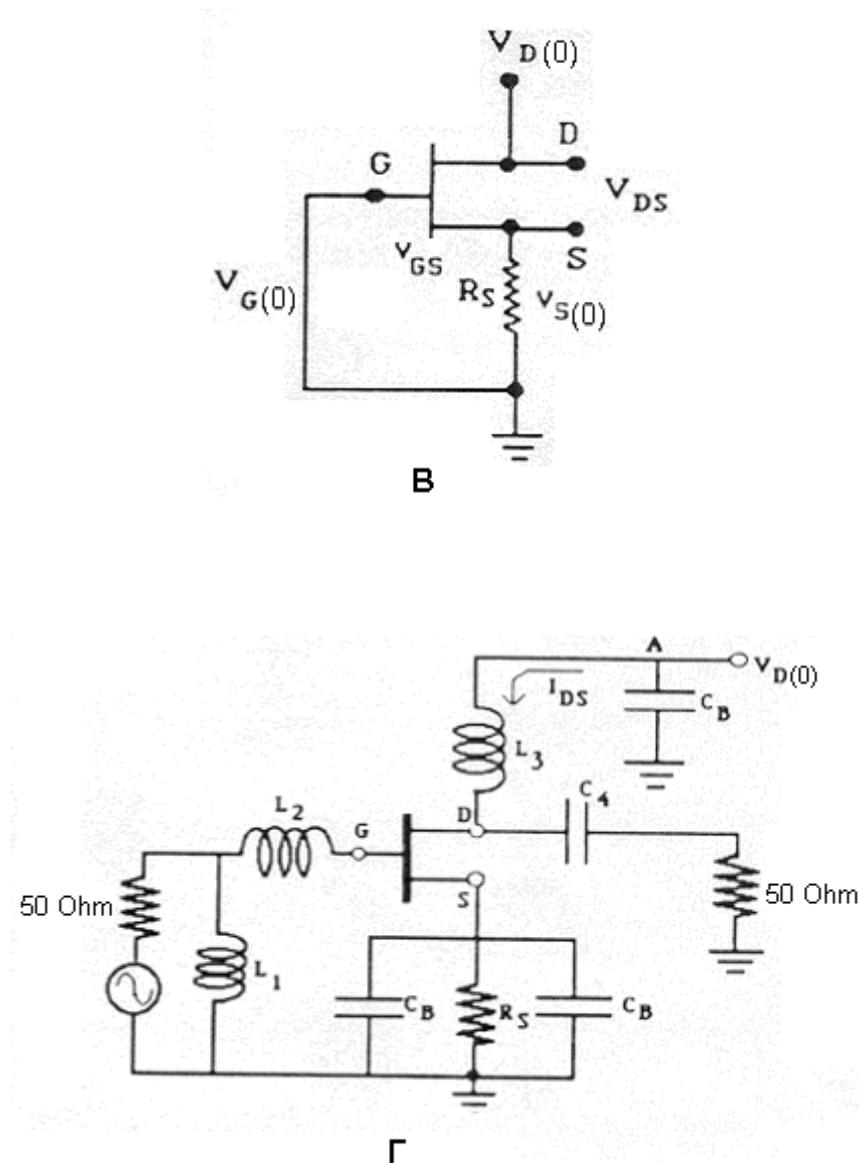
(bypass) επιτρέπει τη διέλευση των RF σημάτων αλλά μπλοκάρει το dc , δηλαδή εγκαθιστά μία γείωση ac μόνο για το RF σήμα.

Ξεκινώντας, αναλύουμε το κύκλωμα της πύλης. Οι επαγωγές L_1 και L_2 παριστάνουν το κύκλωμα προσαρμογής εισόδου. Η πύλη πρέπει να είναι στα $0 V$ για το dc κύκλωμα. Οι επαγωγές L_1 και L_2 είναι απλά δύο πηνία που συνδέονται στη γείωση και ικανοποιούν κατάλληλα τη συνθήκη της dc γείωσης.

Στο άκρο του απαγωγού, η επαγωγή L_3 συνδέεται με τον πυκνωτή παράκαμψης ο οποίος καθιστά το σημείο A ως γείωση RF . Επομένως η L_3 είναι μία διακλαδισμένη επαγωγή όπως απαιτείται από το RF κύκλωμα. Ο πυκνωτής C_4 είναι σε σειρά μεταξύ του L_3 και της αντίστασης φορτίου όπως στο RF κύκλωμα. Το ρεύμα I_{DS} δεν θα ρέει μέσα από τον πυκνωτή παράκαμψης στο σημείο A , αλλά πηγαίνει μέσω του L_3 στον απαγωγό. Ο πυκνωτής C_4 εξυπηρετεί επίσης διπλό σκοπό. Είναι ένα στοιχείο προσαρμογής και επίσης εμποδίζει οποιοδήποτε ρεύμα απαγωγού να διαρρεύσει στο φορτίο των 50 Ohm .

Το RF κύκλωμα απαιτεί η πηγή να γειωθεί, όμως πρέπει να έχουμε επίσης dc τάση εκεί. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση των πυκνωτών παράκαμψης, οι οποίοι καθιστούν την πηγή μία RF γείωση για το σήμα, αλλά δεν διαταράσσουν το ρεύμα απαγωγού-πηγής που ρέει μέσω της R_S . Έτσι, έχουμε ενοποιήσει με επιτυχία το RF κύκλωμα και το dc κύκλωμα με τη βοήθεια των πυκνωτών παράκαμψης.





Σχήμα 10.8: (Α) Ένα τυπικό RF FET κύκλωμα με προσαρμοσμένη είσοδο και έξοδο. (Β) Το dc κύκλωμα πόλωσης του FET. (Γ) Το ενοποιημένο FET κύκλωμα..

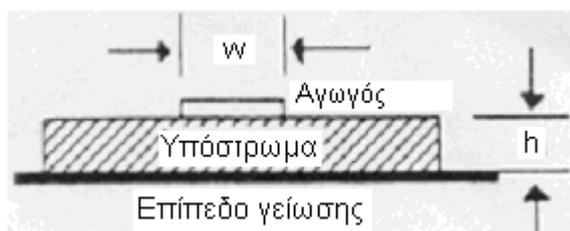
10.8 Στοιχεία προσαρμογής μικροταινιακής γραμμής

Μία κοινή γραμμή μεταφοράς στην οποία διαδίδεται ο ρυθμός TEM είναι η μικροταινιακή γραμμή (microstrip), την οποία εξετάσαμε στο Κεφάλαιο 3. Η εγκάρσια διατομή μιας μικροταινιακής γραμμής φαίνεται στο σχήμα 10.9 όπου ένα υπόστρωμα (substrate) με διηλεκτρική σταθερά ϵ_r βρίσκεται πάνω σε ένα επίπεδο γείωσης (ground plane). Το πάχος του υποστρώματος είναι h και ένας αγωγός (conductor) πλάτους w βρίσκεται πάνω από το υπόστρωμα. Σημειώστε ότι η κατεύθυνση διάδοσης για ένα μικροκυμτικό σήμα είναι από το χαρτί, προς τα έξω. Μία σημαντική ποσότητα της μικροταινιακής γραμμής είναι η χαρακτηριστική της αντίσταση Z_0 η οποία είναι

ανάλογη του λόγου του πάχους του υποστρώματος h προς το πλάτος του αγωγού w , δηλαδή:

$$Z_{o(\text{microstrip})} \propto h/w \quad (10.10)$$

Έτσι, η χαρακτηριστική αντίσταση μπορεί να καθοριστεί ή να μεταβληθεί επιλέγοντας την κατάλληλη τιμή του πάχους του υποστρώματος h και του πλάτους του αγωγού w .



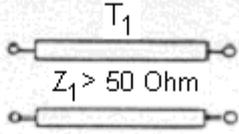
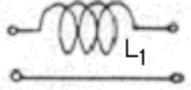
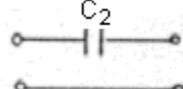
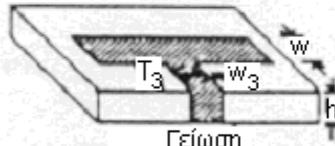
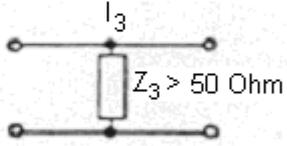
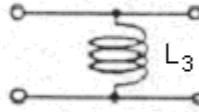
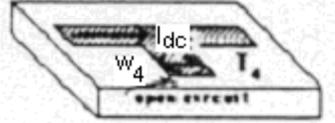
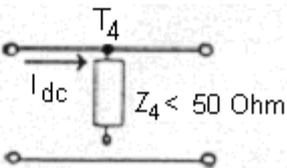
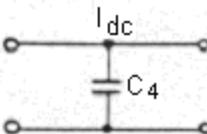
Σχήμα 10.9: Εγκάρσια διατομή μιας μικροταινιακής γραμμής.

10.8.1 Αντιστοιχία διακριτών στοιχείων προσαρμογής με μικροταινιακά στοιχεία προσαρμογής

Σε πολλά κυκλώματα προσαρμογής υψηλής συχνότητας όπως οι ενισχυτές *FET*, τα μικροταινιακά στοιχεία προσαρμογής προτιμώνται από τα διακριτά στοιχεία. Στην παράγραφο αυτή θα κάνουμε μία αντιστοίχιση μεταξύ διακριτών στοιχείων προσαρμογής (L και C) και των πιο εύχρηστων μικροταινιακών στοιχείων.

Στο σχήμα 10.10Α βλέπουμε μία μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς T_1 , που βρίσκεται μεταξύ δύο άλλων γραμμών μεταφοράς πλάτους w και πάχους υποστρώματος h . Το πλάτος της T_1 είναι w_1 και είναι μικρότερο από το w , που είναι το πλάτος των δύο γραμμών. Ο λόγος h/w επιλέγεται έτσι ώστε να παράγει μία γραμμή με χαρακτηριστική αντίσταση 50 Ohm . Επειδή το πλάτος w_1 είναι μικρότερο από το πλάτος w , η χαρακτηριστική αντίσταση Z_1 της T_1 θα είναι μεγαλύτερη από 50 Ohm σύμφωνα με την εξίσ. (10.10). Αυτό το κύκλωμα μικροταινιακής γραμμής είναι ισοδύναμο με μία εν σειρά «υψηλή» αντίσταση γραμμής και τείνει να λειτουργεί όπως μία εν σειρά επαγωγή [εξίσ. (7.4)]. Η μικροταινιακή έκδοση ενός τέλει πυκνωτή δεν υπάρχει. Μία δυνατότητα είναι να χρησιμοποιήσουμε έναν απλό πυκνωτή με παράλληλες πλάκες, τοποθετημένο πάνω στον αγωγό της μικροταινιακής γραμμής για να δημιουργηθεί ένας πυκνωτής σε σειρά. Αυτοί οι απλοί πυκνωτές είναι φτιαγμένοι από ένα κομμάτι διηλεκτρικού υλικού, του οποίου οι απέναντι πλευρές είναι επιμεταλλωμένες για να δημιουργήσουν τις πλάκες του πυκνωτή (σχήμα 10.10B). Στο

σχήμα 10.10Γ φαίνεται μία γραμμή μεταφοράς T_3 , σε διακλάδωση με μία γραμμή μεταφοράς 50 Ohm . Επειδή το πλάτος w_3 της γραμμής T_3 είναι μικρότερο από w (πλάτος αναφοράς), η χαρακτηριστική αντίσταση Z_3 θα είναι μεγαλύτερη από 50 Ohm σύμφωνα με την εξίσ. (10.10). Έτσι έχουμε ένα μικροταινιακό κύκλωμα σε διακλάδωση, με «υψηλή» αντίσταση που τείνει να λειτουργεί όπως μία παράλληλη διακριτή επαγωγή [εξίσ. (7.4)]. Μία γραμμή μεταφοράς που λειτουργεί όπως ένας παράλληλος πυκνωτής φαίνεται στο σχήμα 10.10Δ. Η γραμμή μεταφοράς T_4 είναι σε διακλάδωση με μία γραμμή μεταφοράς 50 Ohm . Η γραμμή T_4 είναι ανοιχτο-κυκλωμένη και έχει πλάτος w_4 που είναι μεγαλύτερο από το πλάτος αναφοράς w . Επομένως η χαρακτηριστική αντίσταση της T_4 είναι μικρότερη από 50 Ohm . Έτσι, σχηματίζεται μία παράλληλη «χαμηλή» αντίσταση ανοιχτο-κυκλωμένης γραμμής μεταφοράς, που τείνει να λειτουργεί όπως ένας παράλληλος πυκνωτής [εξίσ. (7.4)].

| Κύκλωμα μικροταινιακής γραμμής | Κύκλωμα γραμμής μεταφοράς | Αντίστοιχο διακριτό στοιχείο |
|---|---|---|
| <p>A. Επαγωγή σε σειρά</p>  <p>$Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ για h/w</p> |  <p>T_1 $Z_1 > 50 \text{ Ohm}$</p> |  <p>L_1</p> |
| <p>B. Πυκνωτής σε σειρά (Δεν υπάρχει)</p> | (Δεν υπάρχει) |  <p>C_2</p> |
| <p>Γ. Παράλληλος πυκνωτής</p>  <p>$Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ για h/w</p> |  <p>T_3 $Z_3 > 50 \text{ Ohm}$</p> |  <p>L_3</p> |
| <p>Δ. Παράλληλος πυκνωτής</p>  <p>$Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ για h/w</p> |  <p>T_4 $Z_4 < 50 \text{ Ohm}$ Ανοιχτό κύκλωμα</p> |  <p>I_{dc} C_4</p> |

Σχήμα 10.10: Τέσσερα συνήθη μικροταινιακά κυκλώματα με τα αντίστοιχα κυκλώματα γραμμής μεταφοράς και τα διακριτά στοιχεία.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 11⁰: ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

11.1 Εισαγωγή

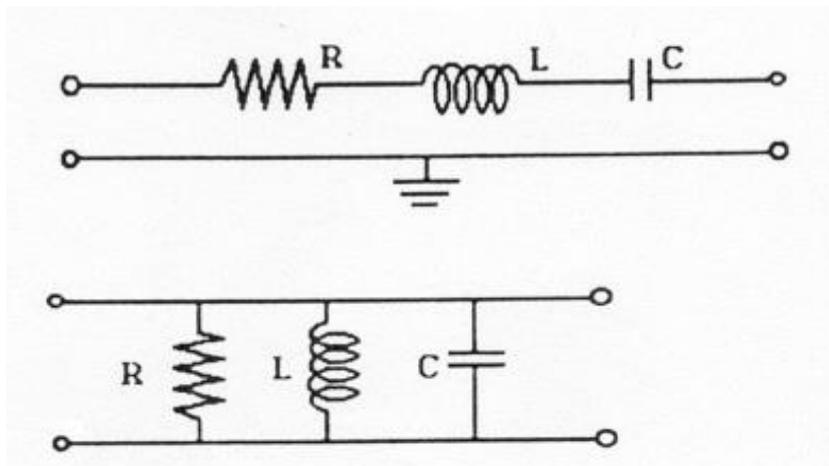
Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με τους **μικροκυματικούς ταλαντωτές (microwave oscillators)**. Οι ταλαντωτές είναι συσκευές που παράγουν σήματα υψηλής συχνότητας. Οι διπολικοί και οι ταλαντωτές *FET* είναι ικανοί να λειτουργήσουν μέχρι 30 GHz , ενώ οι συσκευές δύο ακροδεκτών χρησιμοποιούνται σε ταλαντωτές που μπορούν να λειτουργήσουν μέχρι 300 GHz . Οι ταλαντωτές διαιρούνται σε τρεις κατηγορίες: **αναδράσεως, αρνητικής αντίστασης και φυσικού παλμού**.

11.2 Τύποι συντονιστών (resonators)

Πριν εξετάσουμε τους ταλαντωτές, θα ήταν χρήσιμο να λάβουμε κάποιες γνώσεις για τους μικροκυματικούς συντονιστές (**microwave resonators**). Κάθε ταλαντωτής, πρέπει να έχει έναν συντονιστή ο οποίος θα καθορίζει τη συχνότητα του ταλαντωτή και μία ενεργό συσκευή (τρανζίστορ) που θα παράγει την αστάθεια. Αφού παραχθεί μία ασταθής συνθήκη από την ενεργό συσκευή, τότε το ρεύμα και η τάση του σήματος θα έχουν μία συχνότητα η οποία καθορίζεται από την συχνότητα συντονισμού του συντονιστή.

11.2.1 Συντονιστής με διακριτά στοιχεία

Δύο από τους πλέον κοινούς συντονιστές, είναι οι συντονιστές με διακριτά στοιχεία (σχήμα 11.1). Αυτά τα κυκλώματα αναφέρονται κοινώς ως *RLC* κυκλώματα.



Σχήμα 11.1: Δύο απλά *RLC* συντονισμένα κυκλώματα – σε σειρά και παράλληλα.

Ο συντονισμός συμβαίνει όταν το μέτρο της χωρητικής αντίστασης X_C του πυκνωτή γίνεται ίσο με το μέτρο της επαγωγικής αντίστασης X_L , του πηνίου, δηλαδή:

$$|X_C| = |X_L| \quad (11.1)$$

Επομένως θα έχουμε $1/(\omega C) = \omega L$ ή $1/(2\pi f_R C) = 2\pi f_R L$ και συνεπώς η **συχνότητα συντονισμού** θα είναι:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (11.2)$$

Όταν ένας συντονιστής με διακριτά στοιχεία διεγείρεται από μία ενεργό συσκευή, η τάση ή το ρεύμα του σήματος που θα παραχθεί θα έχει μία συχνότητα συντονισμού που δίνεται από την εξίσωση (11.2).

11.2.2 Συντονιστής κοιλότητας (Cavity resonator)

Οι συντονιστές κοιλότητας είναι η γενική κατηγορία συντονιστών που μπορούν να υποστηρίξουν ένα κύμα ή σήμα κάποιας συχνότητας και τείνουν να εξασθενούν κύματα ή σήματα όλων των άλλων συχνοτήτων. Η συχνότητα στην οποία υποστηρίζεται το κύμα ονομάζεται συχνότητα συντονισμού. Οι συντονιστές κοιλότητας είναι συνήθως μεταλλικές κατασκευές γεμάτες με αέρα. Η γεωμετρία της μεταλλικής κατασκευής καθορίζει την οριακή συνθήκη του κύματος που υποστηρίζεται.

Ένας συντονιστής κυλινδρικής (κλειστής) κοιλότητας φαίνεται στο σχήμα 11.2Α. Η γεωμετρία του συντονιστή καθορίζεται από την ακτίνα του a και το μήκος l . Στο σχήμα 11.2Β φαίνεται η εγκάρσια τομή, όπου το ηλεκτρικό πεδίο είναι μέγιστο στο κέντρο και μηδέν στα σημεία 1 και 2. Το ηλεκτρικό πεδίο κατά μήκος του μήκους της κοιλότητας (σχήμα 11.2Γ) πρέπει να είναι μηδέν στις δύο πλευρές και μέγιστο στο κέντρο. Επομένως η συχνότητα συντονισμού για αυτήν την κυλινδρική κοιλότητα που λειτουργεί στον TE_{101} ρυθμό (είναι ο απλούστερος TE ρυθμός που επιτρέπεται για έναν κυλινδρικό κυματοδηγό) δίνεται από τη σχέση:

$$f_{res} = \frac{c\sqrt{[1+(2L/3,41a)^2]}}{2L} \quad (11.3)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός.

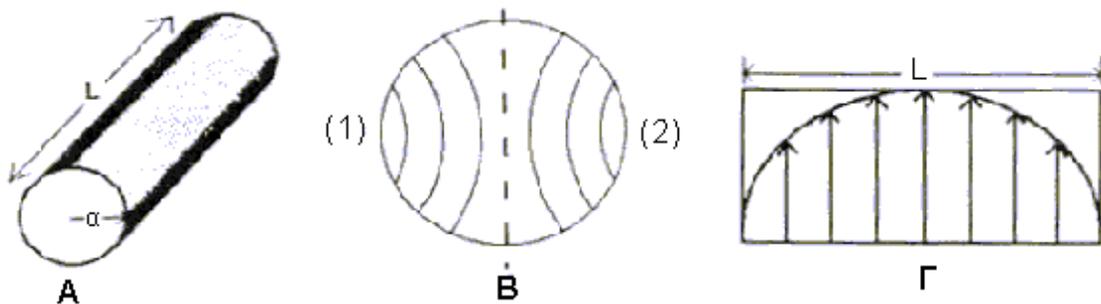
Ένας συντονιστής (κλειστού) κυματοδηγού είναι παρόμοιος με έναν συντονιστή κυλινδρικής κοιλότητας στο ότι μπορεί να υποστηρίξει ένα κύμα σε μία συγκεκριμένη

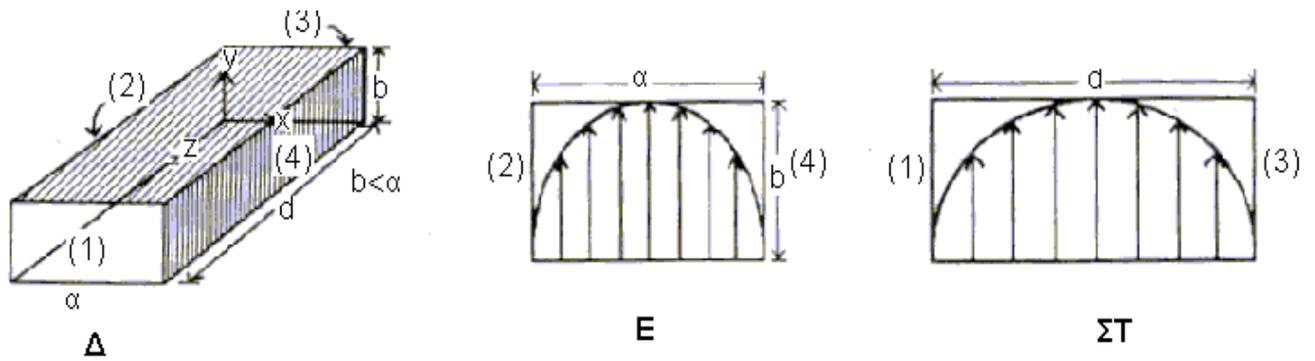
συχνότητα μόνο. Οι οριακές συνθήκες στο κύμα καθορίζονται από τη γεωμετρία της κατασκευής του μεταλλικού κυματοδηγού. Ένας συντονιστής ορθογωνικού κυματοδηγού φαίνεται στο σχήμα 11.2Δ. Όπως συμβαίνει και με τον συντονιστή κυλινδρικής κοιλότητας, το ηλεκτρικό πεδίο θα πρέπει να είναι μηδέν στις πλευρές 1, 3 και 2,4. Οι διαστάσεις a και d καθορίζουν τις συνθήκες οδηγούμενου μισού μήκους κύματος για το συντονιζόμενο κύμα. Θα υπάρχει μόνο μία συχνότητα για τον κατώτατης τάξεως ρυθμό (TE_{101}) που πρέπει να ικανοποιεί αυτή τη συνθήκη, η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$f_{res} = \frac{c\sqrt{a^2 + d^2}}{2ad} \quad (11.4)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός. Στο σχήμα 11.2Ε, το ηλεκτρικό πεδίο θα πρέπει να είναι μηδέν στις πλευρές 2 και 4, έτσι ώστε το μήκος a να είναι μισό μήκος κύματος στη διεύθυνση x . Επίσης, το ηλεκτρικό πεδίο πρέπει να είναι μηδέν στις πλευρές 1 και 3 (σχήμα 11.2ΣΤ), έτσι ώστε το μήκος d να είναι μισό μήκος κύματος στη διεύθυνση z .

Ο συντονισμός σε έναν συντονιστή κοιλότητας μπορεί να επιτευχθεί αλλάζοντας τις οριακές συνθήκες του «εγκλωβισμένου» κύματος. Αυτό συνήθως γίνεται αλλάζοντας μία από τις διαστάσεις, δηλαδή το μήκος της κυλινδρικής κοιλότητας. Επειδή πρέπει να αλλαχθεί μία φυσική διάσταση ώστε να αλλάξει η συχνότητα συντονισμού της κοιλότητας, η διαδικασία συντονισμού είναι γενικά αργή (δευτερόλεπτα ή λεπτά).



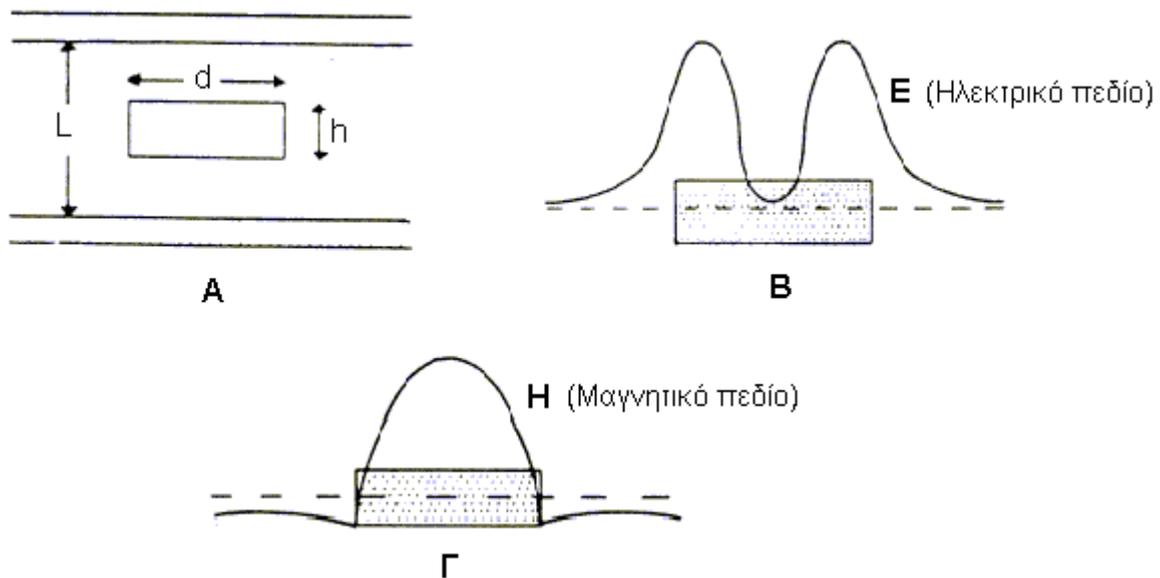


Σχήμα 11.2: Η κατανομή της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου μέσα σε έναν κυλινδρικό και σε έναν τετραγωνικό κυματοδηγό.

11.2.3 Διηλεκτρικός συντονιστής (Dielectric Resonator – DR)

Το 1939, ο Richtmyer έδειξε ότι μη-μεταλλικά διηλεκτρικά αντικείμενα μπορούν να λειτουργήσουν παρόμοια με μεταλλικές κοιλότητες και τα ονόμασε διηλεκτρικούς συντονιστές. Οι πρακτικές εφαρμογές όμως των διηλεκτρικών συντονιστών σε μικροκυματικούς ταλαντωτές άρχισαν τη δεκαετία του 1970. Πρόσφατες πρόοδοι που ελαχιστοποίησαν τις απώλειες και βελτίωσαν τη θερμοκρασιακή σταθερότητα των κεραμικών υλικών, οδήγησαν σε ευρεία χρήση τους ταλαντωτές διηλεκτρικών συντονιστών (dielectric resonator oscillators – DRO).

Το συντονιζόμενο στοιχείο σε ένα DRO είναι το διηλεκτρικό υλικό. Λειτουργεί παρόμοια με έναν συντονιστή κοιλότητας, εκτός του ότι όλα τα πεδία του δεν περιέχονται μέσα στον κεραμικό συντονιστή. Το κεραμικό υλικό που χρησιμοποιείται έχει διηλεκτρική σταθερά με τιμή περίπου 37. Ο συντονιστής σχηματίζεται, τοποθετώντας αυτό το κεραμικό υλικό ορισμένης γεωμετρίας (συνήθως κύλινδρος) μεταξύ δύο γειωμένων πλακών όπως φαίνεται στο σχήμα 11.3Α. Οι κατανομές το ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου φαίνονται στα σχήματα 11.3Β και 11.3Γ. Σε αντίθεση με τον συντονιστή κοιλότητας όπου όλα τα πεδία περιέχονται μέσα στους αγωγίμους τοίχους, στον διηλεκτρικό συντονιστή περίπου το 20% των πεδίων εκτείνονται πέρα από το κεραμικό υλικό. Αυτά τα εξωτερικά πεδία είναι το «κλειδί» για το συντονισμό της συχνότητας του διηλεκτρικού συντονιστή. Ο συντονισμός μπορεί να γίνει μεταβάλλοντας την απόσταση L των γειωμένων πλακών. Καθώς οι πλάκες μετακινούνται πιο κοντά μεταξύ τους μειώνοντας το L , η συχνότητα συντονισμού μειώνεται. Η ενέργεια από τον διηλεκτρικό συντονιστή, γενικά δημιουργεί μαγνητική σύζευξη με το κύκλωμα που περιέχει το ενεργό κύκλωμα.



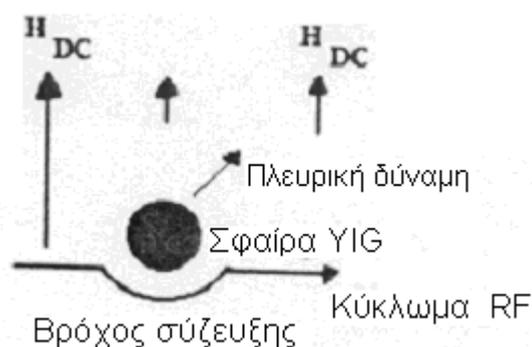
Σχήμα 11.3: (Α) Η κατασκευή ενός διηλεκτρικού συντονιστή (Β) Κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου στον διηλεκτρικό συντονιστή (Γ) Κατανομή του μαγνητικού πεδίου στον διηλεκτρικό συντονιστή.

11.2.4 Μαγνητικός συντονιστής (YIG)

Ένας τύπος μαγνητικού συντονιστή χρησιμοποιεί ένα υλικό φερρίτη που ονομάζεται *YIG* (*Yttrium Iron Garnet*) και είναι μέρος του μαγνητικού κυκλώματος. Οι σφαίρες *YIG* κατασκευάζονται από ανάπτυξη κρυστάλλων παρόμοια με το πυρίτιο και στη συνέχεια γυαλίζονται σε πολύ μικρές σφαίρες.

Ένας μαγνητικός συντονιστής αποτελείται από τρία μέρη: μία σφαίρα *YIG*, έναν βρόχο σύζευξης και ένα στατικό μαγνητικό πεδίο όπως φαίνονται στο σχήμα 11.4. Το στατικό μαγνητικό πεδίο μπορεί να προέλθει απλά από τους δύο πόλους ενός μόνιμου μαγνήτη, συνήθως όμως χρησιμοποιούνται δύο πηνία που σχηματίζουν έναν ηλεκτρομαγνήτη. Η σφαίρα *YIG* μαγνητίζεται και ενεργεί όπως η βελόνα μιας πυξίδας. Αν ήταν δυνατόν, θα μπορούσε να περιστραφεί και να ευθυγραμμίσει τα μαγνητικά της δίπολα στην κατεύθυνση του στατικού μαγνητικού πεδίου. Στην προκειμένη περίπτωση, η σφαίρα *YIG* συνδέεται στο άκρο μίας ράβδου και προσανατολίζεται προς το στατικό μαγνητικό πεδίο, έτσι ώστε να υπάρχει κάποια πλευρική δύναμη στη σφαίρα.. Στη συνέχεια η ράβδος στερεώνεται κάπου, έτσι ώστε να μην περιστρέφεται Ένα μικρό καλώδιο τοποθετείται πολύ κοντά στη σφαίρα *YIG* για να σχηματίσει ένα βρόχο σύζευξης. Όταν ένα σήμα περνάει μέσα από τον βρόχο σύζευξης, θα συζευξεί - μαγνητικά - κάποια από την ενέργειά του στη σφαίρα *YIG*. Αν η συχνότητα του σήματος στο καλώδιο είναι ίδια με τη φυσική συχνότητα της σφαίρας, θα έχουμε μία

ισχυρή αλληλεπίδραση. Σε όλες τις άλλες συχνότητες δεν θα έχουμε αλληλεπίδραση. Αυτός ο τύπος αλληλεπίδρασης ονομάζεται συντονισμός.

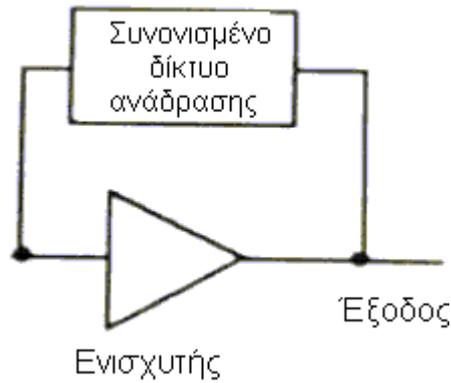


Σχήμα 11.4: Η θεμελιώδης κατασκευή ενός συντονιστή *YIG*.

Η συχνότητα συντονισμού του συντονιστή *YIG* μπορεί να μεταβληθεί μεταβάλλοντας τη φυσική συχνότητα της σφαίρας *YIG*. Αυτό επιτυγχάνεται μεταβάλλοντας τη δύναμη που ασκείται στα μαγνητικά της δίπολα. Αν το ρεύμα στον ηλεκτρομαγνήτη μεταβληθεί, το στατικό μαγνητικό πεδίο θα μεταβληθεί επίσης. Επομένως, μεταβάλλοντας το ρεύμα στον ηλεκτρομαγνήτη, η αλληλεπίδραση μεταξύ του μαγνητικού πεδίου του σήματος και της σφαίρας *YIG* μπορεί να μεταβληθεί. Αυτός είναι ο τρόπος με τον οποίο η συχνότητα συντονισμού ενός συντονιστή *YIG* μπορεί να ρυθμιστεί ηλεκτρονικά.

11.3 Ταλαντωτές ανάδρασης

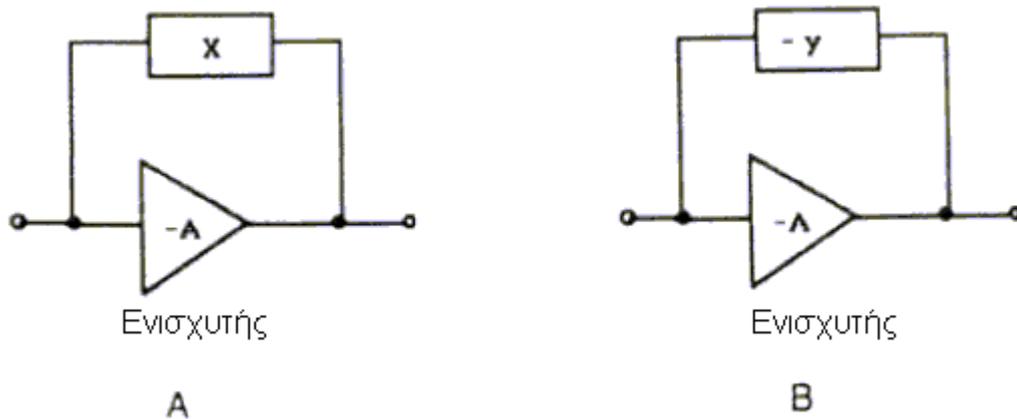
Οι ταλαντωτές ανάδρασης είναι μία γενική κατηγορία ταλαντωτών, όπου ένα συντονιζόμενο δίκτυο συνδέεται από την έξοδο προς την είσοδο ενός ενισχυτή, όπως φαίνεται στο σχήμα 11.5. Οι ενισχυτές μπορεί να είναι είτε διπολικά είτε *FET* τρανζίστορ. Το συντονιζόμενο δίκτυο συνήθως συντίθεται από διακριτά στοιχεία. Οι ταλαντωτές ανάδρασης χρησιμοποιούν θετική ανάδραση για να παράγουν μία ασταθή κατάσταση.



Σχήμα 11.5: Η γενική αρχή ενός ταλαντωτή αναδράσεως.

11.3.1 Θετική ανάδραση

Θετική ανάδραση συμβαίνει όταν η έξοδος από έναν ενισχυτή συνδέεται στην είσοδό του, με μία διαφορά φάσεως 180° . **Αρνητική ανάδραση** συμβαίνει όταν η έξοδος από έναν ενισχυτή συνδέεται στην είσοδό του, χωρίς πρόσθετη διαφορά φάσεως. Το αποτέλεσμα είναι πολύ διαφορετικό στις δύο περιπτώσεις. Στο σχήμα 11.6A φαίνεται ένα block διάγραμμα αρνητικής αναδράσεως και στο σχήμα 11.6B ένα block διάγραμμα θετικής αναδράσεως.



Σχήμα 11.6: (A) Σύστημα αρνητικής αναδράσεως (B) Σύστημα θετικής αναδράσεως.

Θα εξηγήσουμε τη θετική ανάδραση με μία σειρά από διαγράμματα χρόνου. Ας θεωρήσουμε το σχήμα 11.7. Το σήμα εισόδου είναι V_{in} και το σήμα εξόδου είναι V_{out} . Το σήμα V_f είναι η τάση αναδράσεως. Επομένως θα ισχύει:

$$V_f = -y V_{out} \quad (11.5)$$

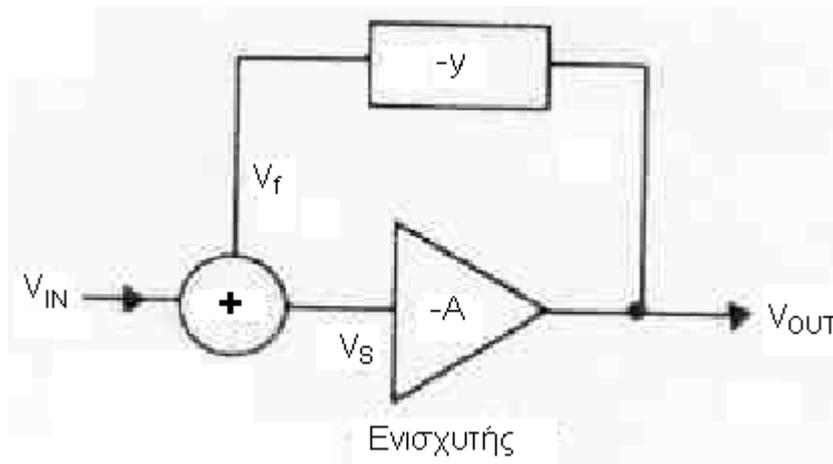
και η τάση του αθροίσματος θα είναι:

$$V_S = V_{in} + V_f \quad (11.6)$$

Η τάση εξόδου θα είναι:

$$V_{out} = -A V_S \quad (11.7)$$

Ας θεωρήσουμε ότι η V_{in} μεταβάλλεται από $+1V$ σε $-1V$ με το χρόνο και ότι $A=2$ και $y=0,5$. Τότε θα έχουμε $V_f = -0,5 V_{out}$ και $V_{out} = -2 V_S$ όπου $V_S = V_{in} + V_f$.

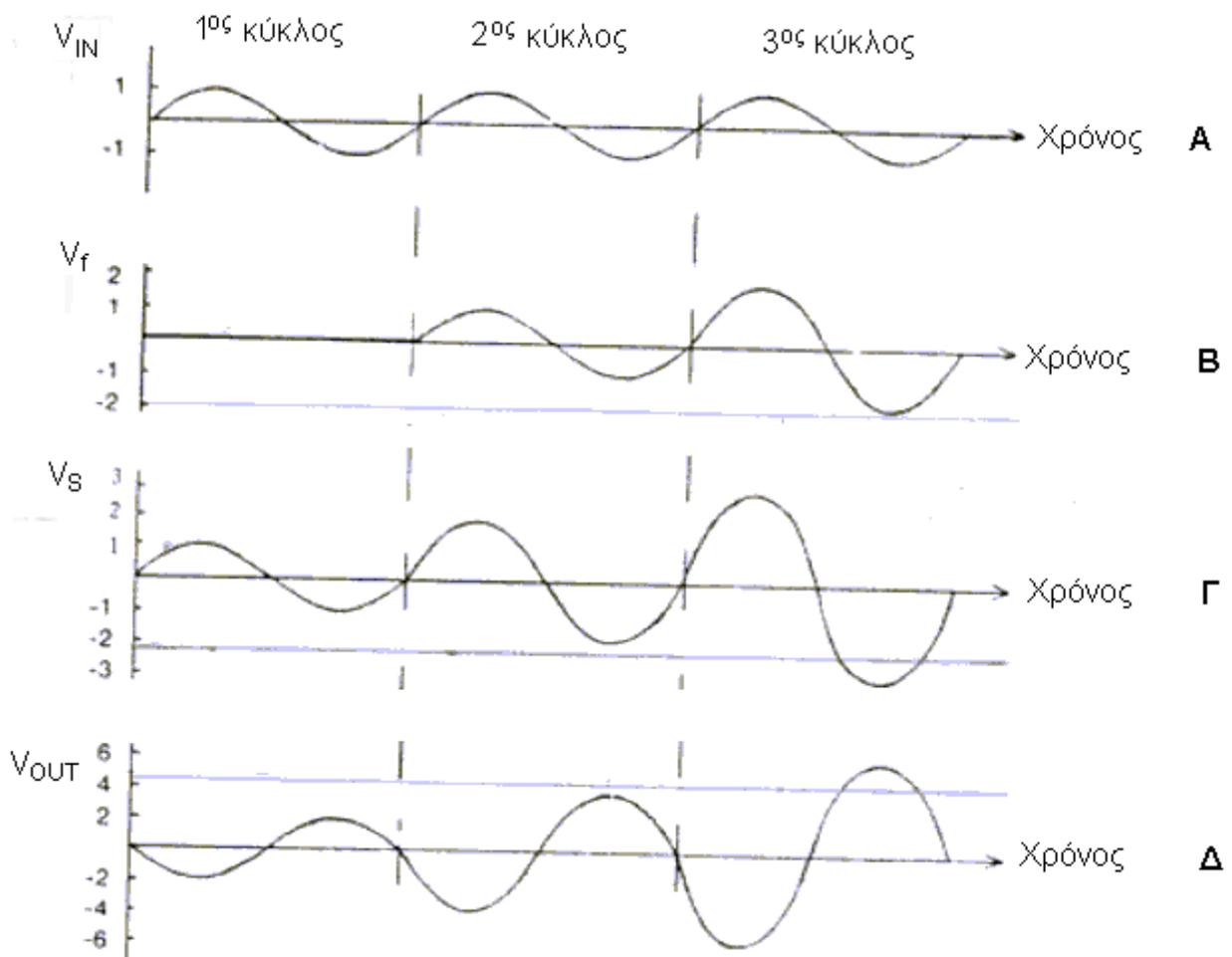


Σχήμα 11.7: Ταλαντωτής με θετική ανάδραση.

Το σχήμα 11.8 είναι ένα διάγραμμα χρονισμού για τρεις κύκλους της V_{in} . Ας υποθέσουμε ότι η τάση εξόδου είναι μηδέν πριν τον πρώτο κύκλο. Αν $V_{out}=0$, τότε και $V_f=0$ [λόγω της εξίσ. (11.5)], όπως φαίνεται στο σχήμα 11.8B. Η τάση του αθροίσματος V_S θα είναι απλώς V_{in} [λόγω της εξίσ. (11.6)], όπως φαίνεται στο σχήμα 11.8Γ. Η τάση εξόδου είναι -2 φορές την τάση του αθροίσματος [λόγω της εξίσ. (11.7)] όπως φαίνεται στο σχήμα 11.8Δ. Η σημασία του αρνητικού σημείου είναι μία μετατόπιση φάσεως -180° του σήματος. Για τον δεύτερο κύκλο, η V_{in} παραμένει ίδια αλλά η V_f είναι $-0,5$ φορές από τον πρώτο κύκλο, όπως φαίνεται στο σχήμα 11.8B. Παρατηρείστε τη διαφορά φάσεως των 180° . Τόσο η V_{in} όσο και η V_f είναι σε φάση και το άθροισμα φαίνεται στην 11.8Γ. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την V_{out} για τον δεύτερο κύκλο όπως φαίνεται. Παρατηρείστε ότι η τάση εξόδου για τον δεύτερο κύκλο είναι μεγαλύτερη από τον πρώτο κύκλο. Για τον τρίτο κύκλο, η V_{in} είναι και πάλι η ίδια και

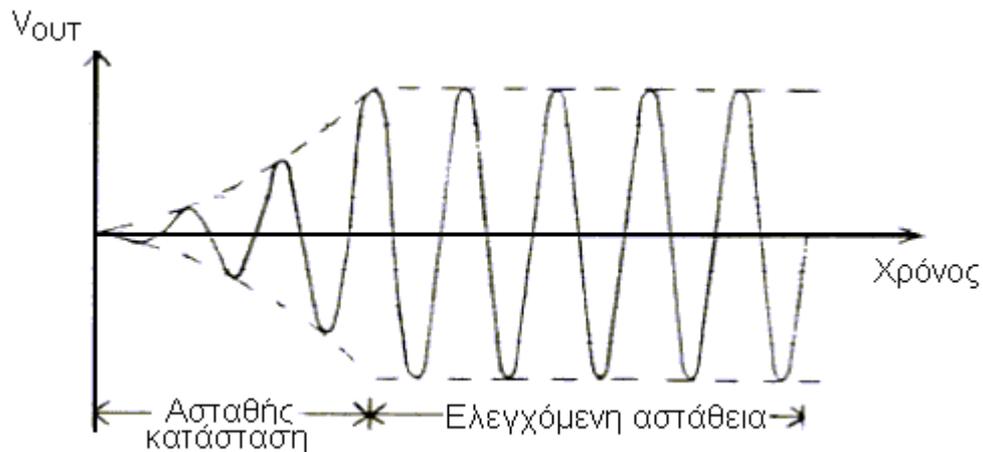
η V_f είναι $-0,5$ φορά της V_{out} από τον δεύτερο κύκλο όπως φαίνεται στο σχήμα 11.8B. Επειδή η V_{in} και V_f είναι σε φάση, θα αθροίζονται όπως φαίνεται στο σχήμα 11.8Γ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μία ακόμη μεγαλύτερη τάση εξόδου απ' ότι στον δεύτερο κύκλο, όπως φαίνεται στο σχήμα 11.8Δ.

Το διάγραμμα χρονισμού παρουσιάζει πώς λειτουργεί η θετική ανάδραση. Η τάση αναδράσεως είναι ένα μέρος της τάσης εξόδου, με 180° μετατόπιση φάσεως. Αυτή η τάση αναδράσεως είναι σε φάση με την τάση εισόδου, έτσι ώστε η τάση του αθροίσματος που εισέρχεται στον ενισχυτή συνεχίζει να αυξάνεται. Αν η είσοδος στον ενισχυτή αυξηθεί, τότε και η έξοδος θα αυξηθεί. Η θετική ανάδραση παράγει μία ασταθή κατάσταση, επιτρέποντας την έξοδο του ενισχυτή να συνεχίζει να αυξάνεται.



Σχήμα 11.8: Διαγράμματα χρονισμού που δείχνουν το πλάτος της τάσης εξόδου.

Υπάρχουν κάποια όρια που αποτρέπουν την τάση εξόδου αυτού του ασταθούς κυκλώματος να αυξάνεται χωρίς όρια. Γενικά, η τάση του τροφοδοτικού θα περιορίσει τις πολύ μεγάλες τάσεις του σήματος. Ο αυτο-κορεσμός του τρανζίστορ επίσης θα περιορίσει την τάση εξόδου. Το σχήμα 11.9 δείχνει πώς ένας ενισχυτής με θετική ανάδραση είναι ασταθής και πώς η αστάθεια γίνεται ελεγχόμενη.

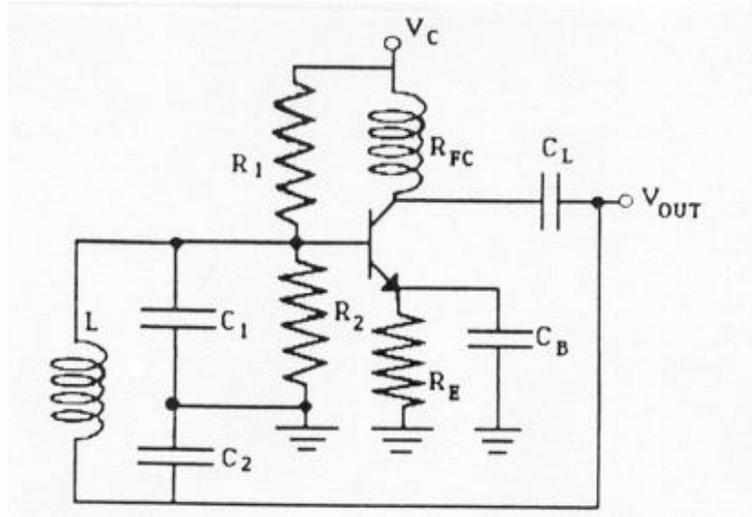


Σχήμα 11.9: Η τάση εξόδου ενός ενισχυτή με θετική ανάδραση.

11.3.2 Ταλαντωτής Colpitts

Ένας ταλαντωτής Colpitts φαίνεται στο σχήμα 11.10. Παρατηρείστε τη διαδρομή αναδράσεως από τον συλλέκτη προς τη βάση του τρανζίστορ μέσα από ένα συντονισμένο κύκλωμα. Το συντονισμένο κύκλωμα σχηματίζεται από τα C_1 , C_2 και L . Όλα τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος χρειάζονται για την πόλωση του τρανζίστορ. Η συχνότητα συντονισμού αυτού του ταλαντωτή αναδράσεως είναι:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(C_1 + C_2)}{LC_1C_2}} \quad (11.8)$$

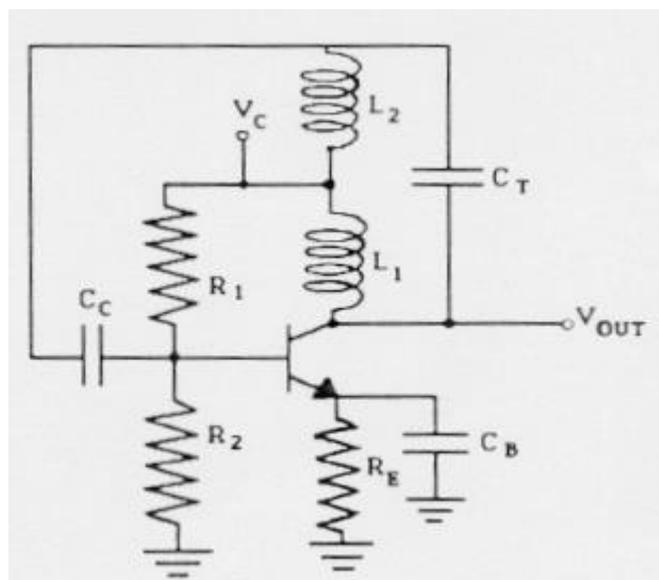


Σχήμα 11.10: Κύκλωμα ενός ταλαντωτή Colpitts χρησιμοποιώντας ένα npn τρανζίστορ.

11.3.3 Ταλαντωτής Hartley

Ο ταλαντωτής Hartley φαίνεται στο σχήμα 11.11. Η διαδρομή αναδράσεως από τον συλλέκτη στη βάση του τρανζίστορ είναι μέσα από το συντονισμένο δίκτυο που σχηματίζεται από τα στοιχεία του κυκλώματος C_T , L_1 και L_2 . Όλα τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος χρειάζονται για την πόλωση του τρανζίστορ. Η συχνότητα συντονισμού αυτού του ταλαντωτή αναδράσεως είναι:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_T(L_1 + L_2)}} \quad (11.9)$$



Σχήμα 11.11: Κύκλωμα ενός ταλαντωτή Hartley χρησιμοποιώντας ένα npn τρανζίστορ.

11.4 Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης

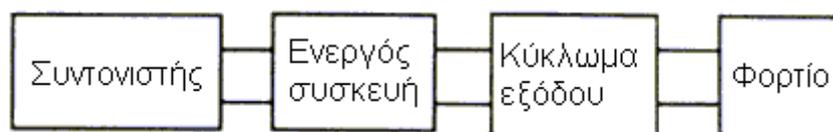
Πριν παραχθούν οι ταλαντώσεις, θα πρέπει να έχουμε μία ασταθή κατάσταση. Με τους ταλαντωτές ανάδρασης, η θετική ανάδραση αναγκάζει την ενεργό συσκευή (τρανζίστορ) να παράγει όλο και μεγαλύτερες τάσεις εξόδου. Αυτή η ασταθής κατάσταση είναι η «καρδιά» ενός ταλαντωτή αναδράσεως. Οι ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης πρέπει να έχουν επίσης κάποια ασταθή κατάσταση πριν παραχθούν οι ταλαντώσεις.

Το σχήμα 11.12 δείχνει ένα block διάγραμμα ενός **ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης**. Αποτελείται από ένα συντονισμένο κύκλωμα, μία ενεργό συσκευή και ένα κύκλωμα εξόδου. Ο σκοπός της ενεργού συσκευής είναι να παράγει μία «**αρνητική αντίσταση**», που να είναι μεγαλύτερη από τη θετική αντίσταση του συντονιστή. Μία «αρνητική αντίσταση» παράγει ενέργεια, σε αντίθεση με την κανονική αντίσταση που καταναλώνει ενέργεια. Επομένως η πρώτη συνθήκη για ταλάντωση είναι:

$$R_{device} > R_{res} \quad (11.10)$$

Αυτή η συνθήκη παράγει την αστάθεια που είναι απαραίτητη για ταλάντωση. Βεβαίως η αστάθεια θα πρέπει να ελεγχθεί με κάποιο τρόπο. Αυτό συνήθως επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας έναν συνδυασμό των χαρακτηριστικών αυτο-κορεσμού της ενεργού συσκευής, των περιορισμών της τάσης πόλωσης και της προσαρμογής. Ο έλεγχος της ασταθούς κατάστασης είναι το ίδιο σημαντικό όπως και η παραγωγή της αστάθειας.

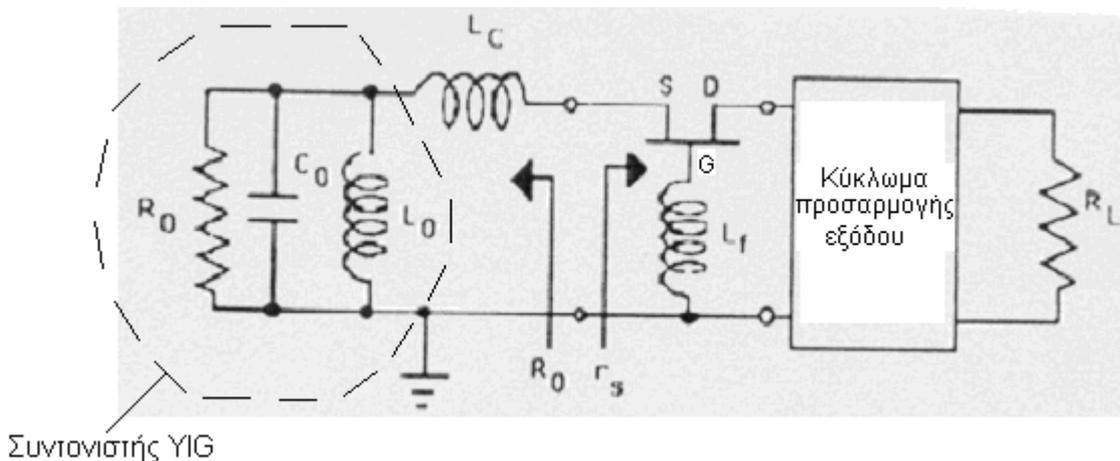
Ο σκοπός του κυκλώματος εξόδου είναι να συζεύξει RF ενέργεια στο φορτίο. Αυτό γίνεται με διάφορους τρόπους. Αν χρησιμοποιηθεί συντονιστής κοιλότητας, το κύκλωμα εξόδου θα είναι είτε ένας επαγωγικός βρόχος είτε ένα χωρητικό μεταλλικό έλασμα (probe).



Σχήμα 11.12: Block διάγραμμα ενός ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης.

11.4.1 Ταλαντωτής αρνητικής αντίστασης με συντονιστή *YIG*

Σε έναν ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης, η ενεργός συσκευή παράγει την αστάθεια δημιουργώντας μία αρνητική αντίσταση. Ο συντονιστής καθορίζει τη συχνότητα των ταλαντώσεων και το κύκλωμα εξόδου μεταφέρει *RF* ενέργεια στο φορτίο. Το σχήμα 11.13 δίνει μία σχηματική αναπαράσταση ενός τέτοιου ταλαντωτή. Η ενεργός συσκευή είναι ένα *FET* το οποίο παράγει μία αρνητική *RF* αντίσταση, χρησιμοποιώντας μία μικρή επαγωγή από την πύλη στη γείωση. Το κύκλωμα προσαρμογής εξόδου μεταφέρει *RF* ενέργεια από την έξοδο του *FET* στο φορτίο. Για να συμβούν ταλαντώσεις, θα πρέπει το μέγεθος της αρνητικής αντίστασης r_s από το *FET*, να είναι μεγαλύτερο από τη θετική αντίσταση του συντονιστή *YIG*, R_o . Ένας συντονιστής *YIG* μπορεί εύκολα να ρυθμιστεί μεταβάλλοντας το στατικό μαγνητικό πεδίο στη σφαίρα *YIG*. Αυτό γίνεται συνήθως μεταβάλλοντας το *dc* ρεύμα σε έναν ηλεκτρομαγνήτη. Έτσι, οι ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης μπορούν να ρυθμιστούν για πολύ μεγάλα εύρη ζώνης, π.χ. 2-8 GHz και 6-18 GHz.

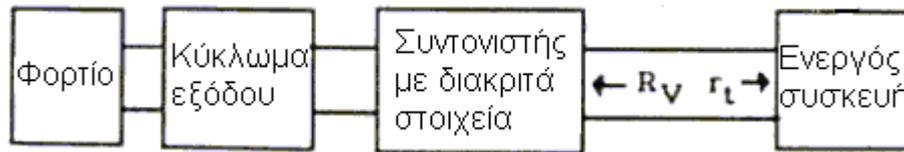


Σχήμα 11.13: Σχηματική αναπαράσταση ενός ταλαντωτή, ρυθμιζόμενος από τον συντονιστή *YIG*.

11.4.2 Ταλαντωτής αρνητικής αντίστασης ρυθμιζόμενος από δίοδο varactor (*VCO*)

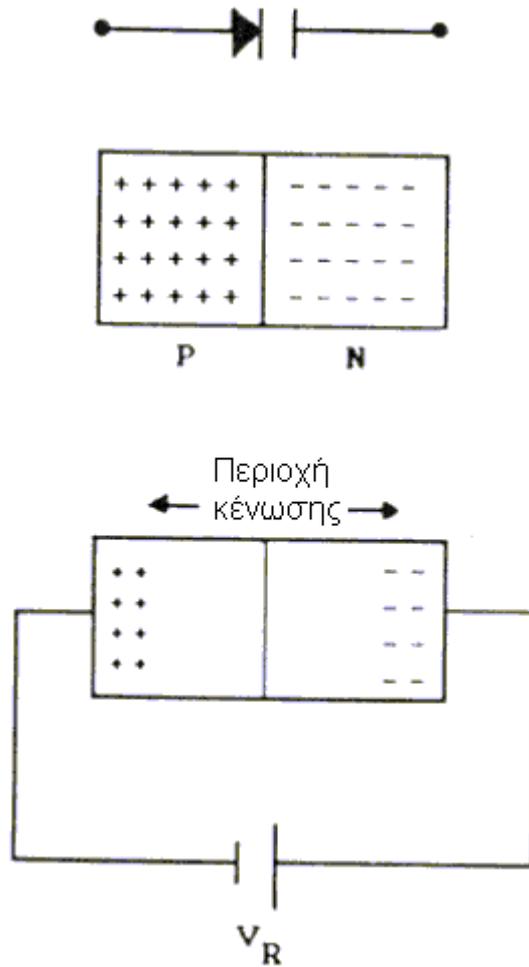
Οι ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης ρυθμιζόμενοι από δίοδο varactor, ονομάζονται ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (*Voltage-Controlled Oscillators-VCO*) στη βιομηχανία, επειδή η συχνότητα συντονισμού του συντονιστή μπορεί να

μεταβληθεί μεταβάλλοντας την τάση στα άκρα μίας διόδου *varactor*. Ένα block διάγραμμα ενός *VCO* φαίνεται στο σχήμα 11.14.

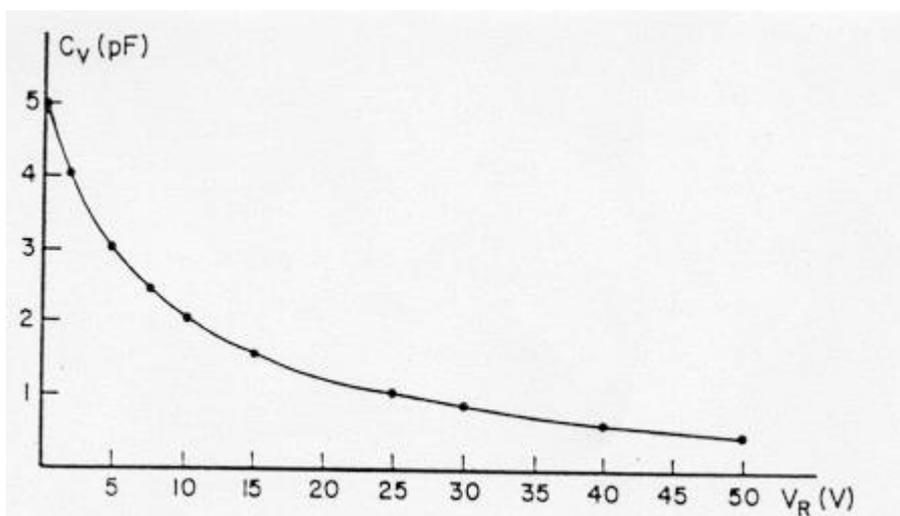


Σχήμα 11.14: Ένα block διάγραμμα ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση (*VCO*).

Πριν προχωρήσουμε στην περιγραφή του ταλαντωτή, θα κάνουμε μία ανασκόπηση της λειτουργίας της διόδου *varactor*. Μία διάδος *varactor* είναι μία επαφή *p-n* (σχήμα 11.15), όπου το υλικό τύπου-*p* έχει περίσσεια οπών (θετικά φορτία) και το υλικό τύπου-*n* έχει περίσσεια ηλεκτρονίων (αρνητικά φορτία). Με την εφαρμογή μίας ανάστροφης τάσης στα άκρα της διόδου (σχήμα 11.15), τα ηλεκτρόνια στον *n*-τύπο έλκονται προς το θετικό άκρο της μπαταρίας και οι οπές στον *p*-τύπο έλκονται προς το αρνητικό άκρο της μπαταρίας. Έτσι δημιουργείται μία **περιοχή κένωσης (depletion region)**, που είναι το άμεσο αποτέλεσμα της ανάστροφης τάσεως. Αυτή η περιοχή κένωσης λειτουργεί σαν ένα διηλεκτρικό στρώμα μεταξύ δύο παράλληλων πλακών ενός απλού πυκνωτή. Καθώς αυξάνεται η ανάστροφη τάση, οι δύο παράλληλες πλάκες φαίνεται να απομακρύνονται μεταξύ τους, ελαττώνοντας έτσι την ενεργό χωρητικότητα της επαφής. Μία τυπική καμπύλη της χωρητικότητας της επαφής σε σχέση με την τάση φαίνεται στο σχήμα 11.16.

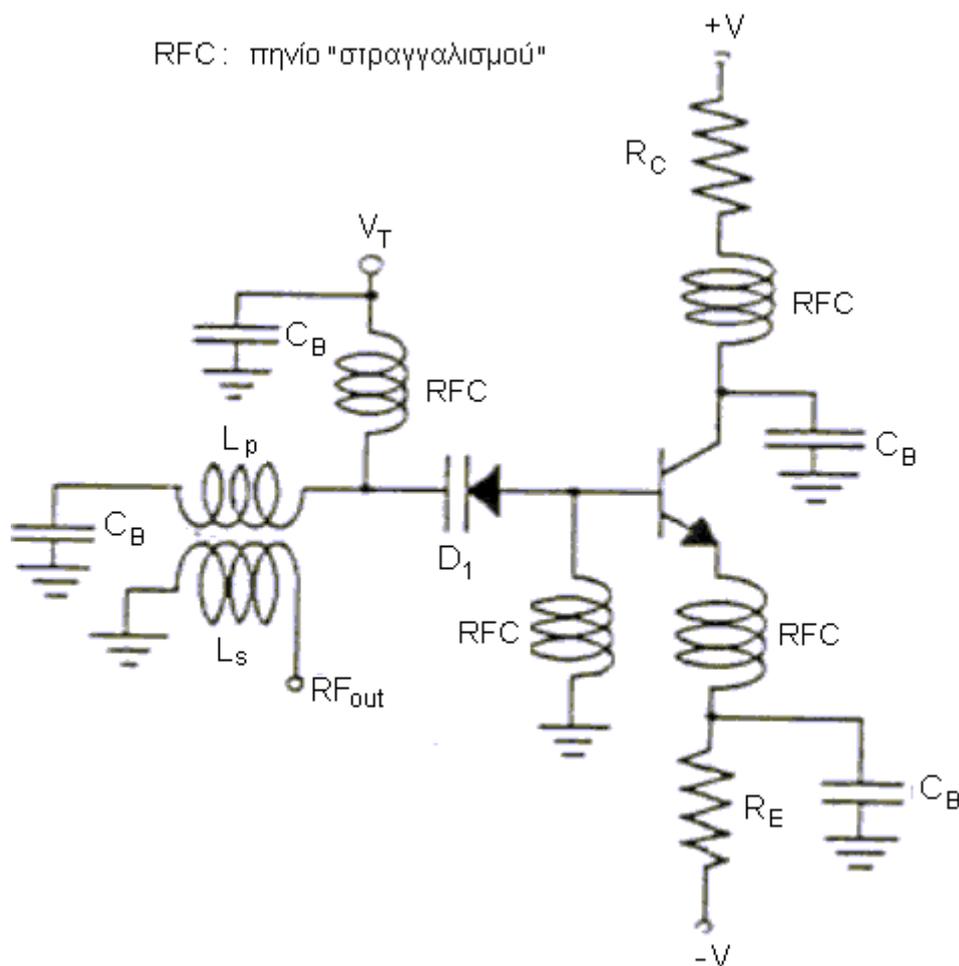


Σχήμα 11.15: Μία διόδος varactor πολωμένη με ανάστροφη πόλωση.

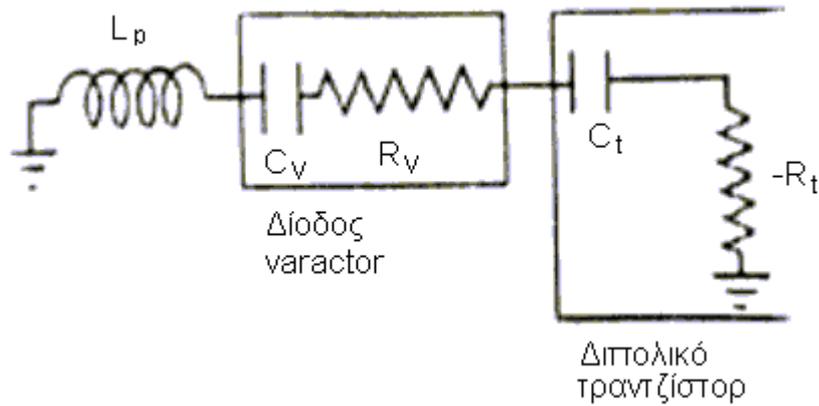


Σχήμα 11.16: Χωρητικότητα της διόδου varactor σε σχέση με την εφαρμοζόμενη τάση.

Ένα πλήρες κυκλωματικό διάγραμμα ενός *VCO* φαίνεται στο σχήμα 11.17. Η δίοδος *varactor* D_1 πολώνεται ανάστραφα, εάν εφαρμόσουμε μία θετική τάση V_T μέσω των πηνίου «στραγγαλισμού» RF . Η V_T μερικές φορές ονομάζεται **τάση συντονισμού**. Το διπολικό τρανζίστορ είναι η ενεργός συσκευή, η οποία παρέχει την αρνητική αντίσταση που είναι απαραίτητη για να συμβούν ταλαντώσεις. Το πηνίο L_P είναι μέρος του εν σειρά συντονισμένου κυκλώματος με διακριτά στοιχεία και το πηνίο L_S είναι το δευτερεύον ενός μετασχηματιστή που μεταφέρει ενέργεια έξω από τον συντονιστή. Μία πιο λεπτομερής εξέταση του συντονιστή φαίνεται στο σχήμα 11.18 που δείχνει το ισοδύναμο RF κύκλωμα. Η δίοδος *varactor* έχει δύο RF στοιχεία, μία μεταβλητή χωρητικότητα επαφής C_V και μία σταθερή RF αντίσταση R_V . Το ισοδύναμο κύκλωμα του διπολικού τρανζίστορ είναι ένας πυκνωτής σε σειρά C_T και μία αρνητική αντίσταση $-R_T$. Αν το μέγεθος της R_T είναι μεγαλύτερο από το μέγεθος της R_V , τότε υπάρχει ασταθής κατάσταση και θα συμβούν ταλαντώσεις στη συχνότητα συντονισμού του συντονιστή.



Σχήμα 11.17: Το κυκλωματικό διάγραμμα ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση, χρησιμοποιώντας μία δίοδο *varactor*.



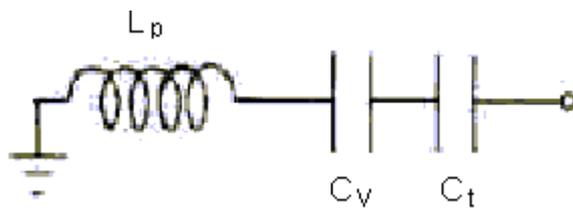
Σχήμα 11.18: Το RF ισοδύναμο κύκλωμα του συντονιζόμενου από τάση ταλαντωτή.

Ο συντονιστής είναι με διακριτά στοιχεία και φαίνεται στο σχήμα 11.19. Η συχνότητα συντονισμού ενός συντονιστή με διακριτά στοιχεία σε σειρά δίνεται από τη σχέση:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_{eq}}} \quad (11.11)$$

Η ισοδύναμη χωρητικότητα C_{eq} είναι ένας συνδυασμός σε σειρά των C_V και C_t που είναι:

$$C_{eq} = \frac{C_V C_t}{C_V + C_t} \quad (11.12)$$



Σχήμα 11.19: Η σύνδεση των L_p , C_V και C_t σε σειρά, έχει ως αποτέλεσμα ένα συντονισμένο κύκλωμα.

Συνεπώς, όταν μεταβάλλουμε την ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται στη δίοδο varactor, η χωρητικότητα της διόδου C_V μεταβάλλεται και αντίστοιχα μεταβάλλεται η C_{eq} σύμφωνα με την εξίσωση (11.12). Εφόσον μεταβάλλεται η C_{eq} θα μεταβάλλεται και η συχνότητα συντονισμού f_{res} σύμφωνα με την εξίσωση (11.11).