



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Ακριβείς και Αποδοτικές Μέθοδοι Μοντελοποίησης
Επαγωγικών Δομών σε Τεχνολογίες Πυριτίου και Ανάπτυξη
των Αντίστοιχων Εφαρμογών.**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Ι. ΔΕΛΗΓΙΑΝΝΙΔΗ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Ακριβείς και Αποδοτικές Μέθοδοι Μοντελοποίησης
Επαγωγικών Δομών σε Τεχνολογίες Πυριτίου και Ανάπτυξη
των Αντίστοιχων Εφαρμογών.**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Ι. ΔΕΛΗΓΙΑΝΝΙΔΗ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 10^η Ιουλίου 2006

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ιωάννης Αβαριτσιώτης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ελευθέριος Καγιάφας
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2006

(Υπογραφή)

.....

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Ι. ΔΕΛΗΓΙΑΝΝΙΔΗΣ

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική διερευνώνται οι μέθοδοι μοντελοποίησης των ολοκληρωμένων επαγωγικών δομών όπως τα πηνία, οι μετασχηματιστές και οι γραμμές μεταφοράς, για χρήση σε τηλεπικοινωνιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Ταυτόχρονα δίνεται η θεωρητική βάση για την κατασκευή μιας σουίτας εφαρμογών CAD και ακολούθως υλοποιούνται κάποιες από αυτές.

Ιδιαίτερη έμφαση έχει δοθεί στη μείωση του κόστους των αλγορίθμων με απώτερο σκοπό την επιτάχυνση της διαδικασίας σχεδίασης ενός ολοκληρωμένου τηλεπικοινωνιακού κυκλώματος. Διαπιστώνονται μεγάλα περιθώρια αύξησης της ταχύτητας προσομοίωσης σε σχέση με τα υπάρχοντα εργαλεία CAD.

Στο κεφάλαιο 6 δίνονται οι αρχές λειτουργίας ενός εξειδικευμένου πυρήνα SPICE. Ο πυρήνας αυτός προορίζεται για προσομοίωση επαγωγικών δομών και έχει τα προσόντα να είναι μέχρι και δυο τάξεις μεγέθους ταχύτερος από τους συμβατικούς SPICE προσομοιωτές στη συγκεκριμένη διεργασία. Για την επιτάχυνση των επιδόσεων χρησιμοποιούνται μεταξύ άλλων κλασικές κυκλωματικές τεχνικές και αντιστροφή των μιγαδικών μητρώων με τη χρήση παράλληλων εντολών τύπου SSE+.

Στο κεφάλαιο 7 αναλύεται η προγραμματιστική πολυπλοκότητα των προσομοιωτών τύπου Cadence® στην ανάλυση ενός πλήρους τηλεπικοινωνιακού κυκλώματος και διαπιστώνεται ότι οι σύνθετες επαγωγικές δομές είναι βασική αιτία καθυστέρησης. Προτείνεται μια μεθοδολογία D.R.S (Decomposition-Reduction-Synthesis), ορολογία που εισάγεται εδώ η οποία μειώνει δραματικά το ισοδύναμο της επαγωγικής δομής δικτύωμα και το χρόνο προσομοίωσης ολόκληρου του τηλεπικοινωνιακού κυκλώματος. Η μέθοδος χρησιμοποιεί παρεμβολή με μιγαδικές ρητές συναρτήσεις και μειώνει την τάξη των προς επίλυση εξισώσεων. Το όφελος ανάλογα με τον τύπο του κυκλώματος είναι περίπου μία τάξη μεγέθους. Η μέθοδος είναι κατάλληλη και για τη μετατροπή σε ισοδύναμα κυκλωματικά δίκτυα, δεδομένων από μετρημένες επαγωγικές δομές ακόμα και ενσωματωμένες στη συσκευασία ή από αποτελέσματα προσομοίωσης με προσομοιωτές πλήρους κύματος, όπως το πρόγραμμα ADS Momentum® ή το Ansoft HFSS®.

Αφού προηγήθηκε η θεωρητική μελέτη, υλοποιήσαμε σε περιβάλλον Cadence® μία εφαρμογή που αναλύει την παρασιτική αλληλεπίδραση μεταξύ πηνίων και γραμμών μεταφοράς. Η εφαρμογή δίνει τη δυνατότητα στο μηχανικό του σχηματικού να αποθηκεύσει πληροφορίες και κανόνες σχεδίασης (Design Rules) τα οποία μέσω γραφικής αλληλεπίδρασης θα τα ανακτήσει και θα τα αξιολογήσει ο σχεδιαστής του Layout.

Επιπλέον γίνεται μια πρώτη προσπάθεια να καλυφθεί το κενό που υπάρχει, όσον αφορά τη συστηματική σύνθεση επαγωγικών δομών με προδιαγραφές βελτιστότητας. Εξετάζεται μια εξειδίκευση του μη γραμμικού προγραμματισμού προσαρμοσμένη στις απαιτήσεις των τηλεπικοινωνιακών ολοκληρωμένων. Σε αντίθεση με το περίπλοκο για τις μικροκυματικές σχεδιάσεις γενικό πρόβλημα του αυτομάτου routing, το υποπρόβλημα που εξετάζουμε μπορεί να επιλυθεί σε λίγα λεπτά.

Abstract

This thesis elaborates on the methods of modeling integrated inductive structures such as coils, transformers and transmission lines for use in integrated telecommunication circuits. The fundamentals for the implementation of a CAD software package are displayed as well as the implementation of some of these applications in practice.

There has been an emphasis on the reduction of the algorithmic cost, with the view to accelerate the design process of integrated telecommunication circuits. It is noted that there is a great margin for the increase of simulation speed over the existing CAD tools.

At chapter 6 the principles of operation of a custom Spice simulator are given. This simulator is specialized for inductive structures and is capable of performing this specific process up to two orders of magnitude faster than the conventional Spice simulators. This acceleration can be achieved with the use of traditional circuit simplification schemes and through parallel CPU instructions, like SSE+, for the inversion of the complex matrices.

At chapter 7 there is an analysis of the algorithmic complexity of simulators like Cadence[®] in the simulation of an integrated telecommunication circuit and it is being noted that the integrated inductive structures are the cause of long delays. A D.R.S (Decomposition-Reduction-Synthesis) methodology is introduced which drastically reduces the equivalent circuit and the simulation delays. The method uses rational interpolation in the complex domain and reduces the number of the equations. There is a time saving up to one order of magnitude dependable on the type of the circuit. The method is also suitable for the conversion of equivalent circuit from data provided by measured inductors even if they are built into the package, as well as from simulation results produced by full wave simulators such as ADS Momentum[®] or Ansoft HFSS[®].

After the theoretical study, is implemented in Cadence Skill[®] an application which analyses the interference between spirals and transmission lines. The application enables the schematic engineer to store information and design rules which will then be used and evaluated by the layout designer.

Furthermore it is being attempted to fill in the gap concerning the systematic synthesis of inductance structures with optimality specifications. We investigate an application of the non linear programming specialized for the needs of telecommunication chips. In contrast with the generalized automatic routing, which is complex for the microwave designs, this subproblem can be solved in minutes.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	9
1.1. Η έκρηξη στις τηλεπικοινωνίες.	9
1.2. Η Χρήση Του Πηνίου	9
1.3. Η σημασία του πηνίου και του κορεσμένου MOSFET σε έναν ψηφιακό κόσμο	11
Ευχαριστίες	12
Κεφάλαιο 2: Κατασκευή ολοκληρωμένων επαγωγικών δομών	13
2.1. Κατασκευή ολοκληρωμένων πηνίων	13
2.2. Ολοκληρωμένοι μετασχηματιστές	14
Κεφάλαιο 3: Παράμετροι και χαρακτηριστικά μεγέθη	17
3.1. Παράμετροι πηνίων	17
3.2. Το πηνίο ως δίθυρο δίκτυο	20
3.3. Παράμετροι ολοκληρωμένων μετασχηματιστών	22
3.4. Πολύθυρα επαγωγικά στοιχεία	23
Κεφάλαιο 4: Μοντελοποίηση ολοκληρωμένων επαγωγών	25
4.1. Η αποσύνθεση του πηνίου	28
4.2. Υπολογισμός παρασιτικών	30
4.3. Επιδερμικό φαινόμενο	36
4.4. Άλλα φαινόμενα	37
Κεφάλαιο 5: Παρουσίαση μιας νέας μεθόδου μοντελοποίησης των ολοκληρωμένων γραμμών μεταφοράς	39
5.1. Οι εξισώσεις του μοντέλου	40
Κεφάλαιο 6: Προσομοίωση των επαγωγικών δομών	45
6.1. Επίλυση μέσω SPICE	46
6.2. Ένας εξειδικευμένος πυρήνας SPICE	46
6.2.1. Επίλυση μιγαδικού συστήματος	49
6.3. Συμπεράσματα	51
Κεφάλαιο 7: Μείωση της τάξης περιγραφής	53
7.1. Επιδόσεις σύγχρονων προσομοιωτών	54
7.2. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα χαμηλών συχνοτήτων	55
7.3. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ευρείας ζώνης	58

7.4. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα υψίστης ακριβείας	61
7.4.1. Παρεμβολή με ρητή συνάρτηση	63
7.4.1.1. Η μέθοδος Vector Fitting	64
7.5. Επιδόσεις	66
Κεφάλαιο 8: Αυτόματο routing - Βέλτιστη σύνθεση επαγωγικών δομών	67
8.1. Συμπεράσματα	70
Κεφάλαιο 9: Υλοποίηση CAD προγραμμάτων για τη συμπεριφορά των γραμμών μεταφοράς και την αλληλεπίδραση τους με τα ολοκληρωμένα πηνία.	73
9.1. Παρασιτική αλληλεπίδραση μεταξύ πηνίου και γραμμής μεταφοράς.	73
9.1.1. Υπολογισμός αυτεπαγωγής και συντελεστού σύζευξης k .	75
9.1.2. Υπολογισμός αυτεπαγωγής και συντελεστού σύζευξης k σε χαμηλές συχνότητες.	76
9.1.3. Παρουσίαση της εφαρμογής.	80
9.2. Υπολογιστής παρασιτικών μικροταινίας	95
9.2.1. Επιδόσεις	96
Βιβλιογραφία	99

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1. Η έκρηξη στις τηλεπικοινωνίες.

Μέχρι και τις αρχές της δεκαετίας 1990 οι περισσότερες από τις βασικές καταναλωτικές συσκευές δεν είχαν σχεδόν καμία δυνατότητα ασύρματης επικοινωνίας, πόσο μάλλον δικτύωσης. Ουσιαστικές εξαιρέσεις ήταν τα ακριβά εκείνη την εποχή ασύρματα PSTN τηλέφωνα και τα (infrared ή ultrasonic και όχι RF) τηλεχειριστήρια των τηλεοράσεων. Η χρήση των VLSI (Very Large Scale Integration) κυκλωμάτων στο εσωτερικό όλων αυτών των συσκευών περιορίζονταν σχεδόν αποκλειστικά για τις ψηφιακές ή τις χαμηλού βαθμού ολοκλήρωσης και χαμηλών συχνοτήτων αναλογικές λειτουργίες. Ακόμα όμως και για εφαρμογές υψηλότερου budget, όπως οι βιομηχανικές ή εργαστηριακές, η χρήση σοβαρών RF ασυρμάτων συσκευών ήταν μια πανάκριβη πολυτέλεια. Οι εξελίξεις που έμελλε να ακολουθήσουν στο προσεχές μέλλον, φάνταζαν τότε ως μακρινό σενάριο. Επιπλέον το MOSFET, το στοιχείο που θα μπορούσε να κάνει προσιτή μια RF σοφιστική συσκευή, φαινόταν μάλλον ακατάλληλο για μικροκυματικές εφαρμογές και λίγοι μπορούσαν να προβλέψουν το μέλλον του.

Η κατάσταση άρχισε να αλλάζει ταυτόχρονα με την είσοδο στην αγορά της κινητής τηλεφωνίας GSM. Η απαίτηση για χαμηλό κόστος, μικρό μέγεθος και χαμηλή κατανάλωση μπορούσε να ικανοποιηθεί μόνο με υψηλού βαθμού ολοκλήρωση εξαρτημάτων και λογικών βαθμίδων σε όσο το δυνατόν λιγότερα ICs (Integrated Circuits) και εκτεταμένη χρήση «στενών» ολοκληρωμένων τύπου MOSFET transistor. Τα foundries άρχισαν να παράγουν όλο και πιο μικρά και γρήγορα transistors, τα κινητά άρχισαν να «κρύβονται» στις τσέπες των υποκαμίσων, οι μπαταρίες έπεσαν από τα 7+ volts στα 3,5 ενώ η αυτονομία τους αυξήθηκε μια τάξη μεγέθους. Η επανάσταση επεκτάθηκε από τα κινητά τηλέφωνα σε κάθε λογής συσκευή, που πλέον δύναται να καταστεί προσβάσιμη από οποιοδήποτε σημείο του κόσμου

1.2. Η Χρήση Του Πηνίου

Στην επίτευξη υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης, πέρα από τη συνύπαρξη αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων στο ίδιο IC καθοριστικό ρόλο θα παίξει η ενσωμάτωση των εξωτερικών παθητικών εξαρτημάτων μέσα στο ίδιο chip. Αυτό θα μειώσει τον συνολικό on-board αριθμό εξαρτημάτων και το αντίστοιχο εμβαδόν με ανάλογο κέρδος σε μέγεθος, αξιοπιστία, κόστος εξαρτημάτων και συναρμολόγησης. Τέτοια εξαρτήματα είναι για παράδειγμα, τα δίκτυα προσαρμογής τα οποία περιλαμβάνουν πηνία, τα οποία μπορούν να αντικατασταθούν μόνο με πραγματικά ολοκληρωμένα πηνία.

Άλλο παράδειγμα είναι οι κλασικοί δίθυροι και οι πολύθυροι μετασχηματιστές (δείτε κεφάλαιο 2.2). Αυτά τα εξαρτήματα έχουν επιπλέον ένα μοναδικό χαρακτηριστικό που τα καθιστά αναντικατάστατα: τη γαλβανική απομόνωση μεταξύ των θυρών (γαλβανική απομόνωση μπορούν, ενδεχομένως, να δώσουν και οι πυκνωτές, ωστόσο η μεταφορά ισχύος σε αυτή την περίπτωση είναι ασήμαντη).

Ακόμη και για κυκλωματικές τοπολογίες όπου το πηνίο μπορεί να υποκατασταθεί εντός του ολοκληρωμένου με τεχνικές όπως ο γυράτορας, γίνονται σημαντικοί συμβιβασμοί στο εύρος ζώνης, το θόρυβο, τη γραμμικότητα, τη rail-to-rail λειτουργία και κυρίως, την υψηλή κατανάλωση. Η τελευταία, όμως, δεν συνάδει με τις σύγχρονες απαιτήσεις για συσκευές χαμηλής ισχύος.

Καταλήγουμε συνεπώς στο συμπέρασμα ότι το πηνίο και ακολούθως οι επαγωγικές δομές είναι εξαρτήματα που πρέπει σταδιακά να ολοκληρωθούν.

Η ολοκλήρωση ωστόσο των επαγωγών είναι μια εξαιρετικά επίπονη διαδικασία. Για να «τυλιχτεί» ένα πηνίο στο chip θα πρέπει, προφανώς, αυτό να γίνει πάνω στο επίπεδο σε αντίθεση με τα κλασικά κυλινδρικά πηνία. Τούτο συνεπάγεται μικρό αριθμό σπειρών και μειωμένη αυτεπαγωγή. Επιπλέον το μέταλλο στην περίπτωση των IC έχει πολύ μικρό πάχος και ακολούθως μεγάλη αντίσταση ανά μήκος αγωγού. Για να πετύχει κανείς υψηλό συντελεστή ποιότητας, θα πρέπει να σχεδιάσει το πηνίο με μεγάλο πλάτος. Μεγάλο όμως πλάτος σημαίνει και μεγάλη παρασιτική χωρητικότητα ως προς το υπόστρωμα, κάτι που χαλάει τα χαρακτηριστικά του πηνίου στις υψηλές συχνότητες. Αν επιπλέον επιθυμούμε μεγάλη τιμή συνολικού συντελεστού αυτεπαγωγής με τη χρήση πολυεπίπεδων δομών, τότε οι παρασιτικές ενδοχωρητικότητες αυξάνονται σε αντίθεση πάλι με τις επιδόσεις στις υψηλές συχνότητες. Η κατάσταση χειροτερεύει ακόμη περισσότερο αν αναλογιστούμε και το περιορισμένο εμβαδόν ενός IC, κάτι που σημαίνει ότι όλα πηνία και οι γραμμές μεταφοράς βρίσκονται κοντά μεταξύ τους και αλληλεπιδρούν.

Από τα προηγούμενα γίνεται σαφής η δυσκολία στη σχεδίαση ολοκληρωμένων πηνίων. Είναι επιτακτική η ανάπτυξη μοντέλων και των αντίστοιχων εργαλείων τύπου CAD ικανών να προσομοιώσουν ικανοποιητικά τη λειτουργία των ολοκληρωμένων πηνίων και στη συνέχεια εργαλείων σύνθεσης που θα αυτοματοποιούν τη σχεδίαση τέτοιων πολύπλοκων εξαρτημάτων.

Πάνω σε αυτή την απαίτηση είχε εκπονηθεί στο παρελθόν στο ΕΜΠ μια διδακτορική διατριβή που είχε ως προϊόν ένα μοντέλο και το CAD εργαλείο SISP (Spiral Inductor Simulation Program, αναφορά [14]). Για την παρούσα διπλωματική εργασία βασιστήκαμε στο προαναφερθέν μοντέλο (κεφάλαιο 4) και κατασκευάσαμε σε λευκό χαρτί ένα νέο CAD εργαλείο το οποίο, σε αντίθεση με το Windows-based SISP ενσωματώνεται μέσα στο περιβάλλον του Cadence®. Στο κεφάλαιο 6 εξετάζουμε και το θεωρητικό υπόβαθρο για την υλοποίηση μιας μηχανής προσομοίωσης που θα υπολογίζει τα AC χαρακτηριστικά ενός ολοκληρωμένου πηνίου σε χρόνο πολύ μικρότερο από αυτό του SISP. Αυτό το τελευταίο χαρακτηριστικό είναι πολύ χρήσιμο στην περίπτωση που θέλουμε να συνθέσουμε τα βέλτιστα χαρακτηριστικά για ένα πηνίο και χρειαζόμαστε ταχύτερες επαναληπτικές προσομοιώσεις, όπως δείχνουμε στο κεφάλαιο 8.

Παράλληλα με αυτά, στο κεφάλαιο 5 δίνουμε ένα νεότερο μοντέλο υπολογισμού των μεγεθών της μικροταινίας (αναφορά [16]) ενώ στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζουμε μια τεχνική για τη μείωση της τάξης περιγραφής των επαγωγικών δομών.

Οι εφαρμογές που υλοποιήθηκαν, παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 9, ενώ στα κεφάλαια 2 και 3 δίνονται κάποιες βασικές έννοιες.

1.3. Η σημασία του πηνίου και του κορεσμένου MOSFET σε έναν ψηφιακό κόσμος

Στο σημείο αυτό θα κάνουμε μια σύντομη ανασκόπηση στις βασικές τεχνολογίες και νοοτροπίες των ημερών μας. Αν, σαν μη ειδικός, ρίξει κανείς μια ματιά στα σύγχρονα καταναλωτικά προϊόντα θα διαπιστώσει ότι η αγορά βρίσκεται από συσκευές με δυνατότητα ασύρματης δικτύωσης, όπως κινητά τηλέφωνα, PCs και άλλα. Οι συσκευές αυτές, πέρα από τους επεξεργαστές τις μνήμες και τις οθόνες, συχνά ενσωματώνουν δέκτες GSM, Wireless Lan, Bluetooth, GPS receivers, μελλοντικά ίσως και TV tuners, συσκευές με εκλεπτυσμένης σχεδίασης αναλογικά εξαρτήματα. Σε ένα πρόσφατο άρθρο που διαβάσαμε, στέλεχος μεγάλης εταιρίας ηλεκτρονικών διαπιστώνει ότι, για κάποιο καινούριο μοντέλο κινητού τηλεφώνου, το κόστος των αναλογικών-RF εξαρτημάτων αποτελεί τα $\frac{3}{4}$ (με κάθε επιφύλαξη για τυχόν ανακρίβεια) του συνολικού κόστους της συσκευής. Αυτό φυσικά είναι αναμενόμενο καθώς πρόκειται για εξαρτήματα που σχεδιάζονται τρανζίστορ-τρανζίστορ και πηνίο-πηνίο από έμπειρους μηχανικούς.

Καθώς τα τελευταία χρόνια αρχίζουν να γίνονται αντιληπτές οι παρενέργειες στον ανθρώπινο οργανισμό από τη χρήση High-Power RF συσκευών με διακριτά ή ακριβά – τύπου SiGe-ολοκληρωμένα εξαρτήματα είναι ακόμη πιο επίκαιρη η χρήση των Low-Power, CMOS based ολοκληρωμένων που μπορούν να συμπεριλάβουν ενσωματωμένα στοιχεία και έχουν σαφώς μικρότερες παρενέργειες για τους βιολογικούς οργανισμούς.

Τα δεδομένα αυτά έρχονται σε πλήρη αντίθεση με την κοινή άποψη ότι «τα αναλογικά έχουν πεθάνει» κάτι το οποίο μικρή σχέση έχει με την πραγματικότητα (για την ακρίβεια η ρήση αυτή ίσως να ισχύει για τη χώρα μας, αυτό όμως εντείνεται στα γενικότερα πλαίσια έλλειψης υποδομών. Όμως το δυναμικό της οικονομίας μιας χώρας κρίνεται από τεχνολογικό της υπόβαθρο και αν θέλουμε μια πραγματική οικονομική ανάκαμψη θα πρέπει να στραφούμε προς τα εκεί).

Σε σχέση με το υψηλό κόστος των RF ηλεκτρονικών είναι αναμενόμενο οι εταιρίες κατασκευής ολοκληρωμένων να επιχειρήσουν να μειώσουν το κόστος των προϊόντων τους, κάτι το οποίο θα επιτευχθεί μόνο με τη χρήση καινοτόμων εργαλείων CAD ικανών να αντιμετωπίζουν δυναμικά τις νέες απαιτήσεις. Προς την κατεύθυνση της μείωσης του κόστους γίνονται και προσπάθειες για ενσωμάτωση ψηφιακών συστημάτων στα κυκλώματα των μελλοντικών πομποδεκτών (software defined radio), εντούτοις τα αναλογικά ηλεκτρονικά θα συνεχίσουν τον πρωταγωνιστικό τους ρόλο σε κυκλώματα παθητικού φιλτραρίσματος, Power Amplifier, LNA, balanced-unbalanced networks και οπωσδήποτε προσαρμογής.

Ευχαριστίες

Ευχαριστώ τον καθηγητή Γιάννη Παπανάνο για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντας μου αυτή την εργασία. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον διδάκτορα Νικόλαο Νάστο για την πολύτιμη βοήθειά του στο Cadence και στη συγγραφή της παρούσας καθώς και τους υποψήφιους διδάκτορες του εργαστηρίου για την πρόθυμη συνεργασία τους.

Κεφάλαιο 2

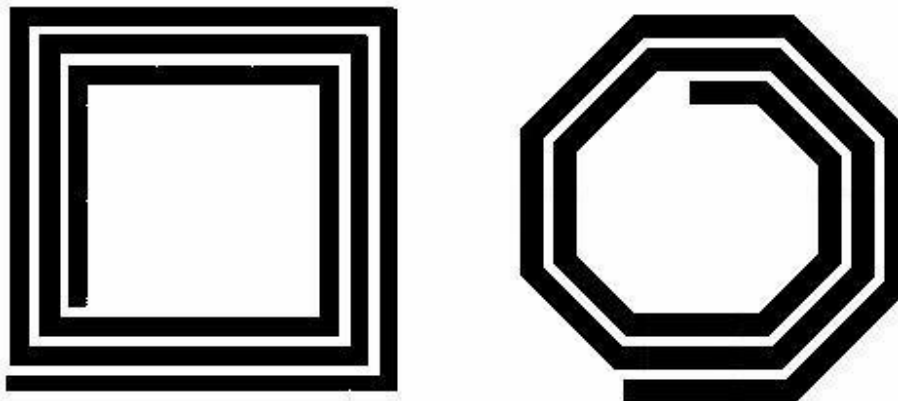
Κατασκευή ολοκληρωμένων επαγωγικών δομών

2.1. Κατασκευή ολοκληρωμένων πηνίων

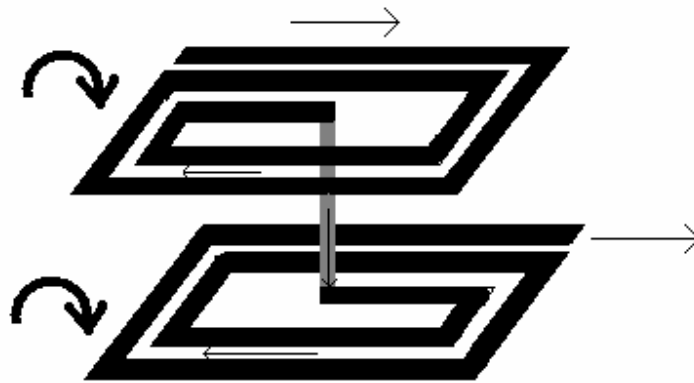
Σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα τα επιμέρους στοιχεία συνδέονται μεταξύ τους με μεταλλικούς αγωγούς οι οποίοι υλοποιούνται σε διακριτά επίπεδα. Η εγκάρσια τομή αυτών των αγωγών έχει σχήμα ορθογώνιο παραλληλόγραμμο. Το πάχος τους τυπικά κυμαίνεται από 0,3 μm έως 1,5 μm εκτός κι αν πρόκειται για το ανώτερο επίπεδο, όπου μπορεί να ξεπεράσει τα 3 μm . Μεταξύ των επιπέδων μεσολαβεί μονωτής SiO_2 . Τα επίπεδα μετάλλου, σε κάποιες τεχνολογίες, ξεπερνούν και τα 10.

Τα υλικά κατασκευής είναι συνήθως κράματα του αργιλίου. Οι απαιτήσεις για όσο το δυνατόν μικρότερη ειδική αντίσταση έχουν αναγκάσει τα εργοστάσια να εισαγάγουν υλικά που περιλαμβάνουν χαλκό και χρυσό. Το κόστος βέβαια, σε αυτή την περίπτωση είναι αρκετά υψηλότερο.

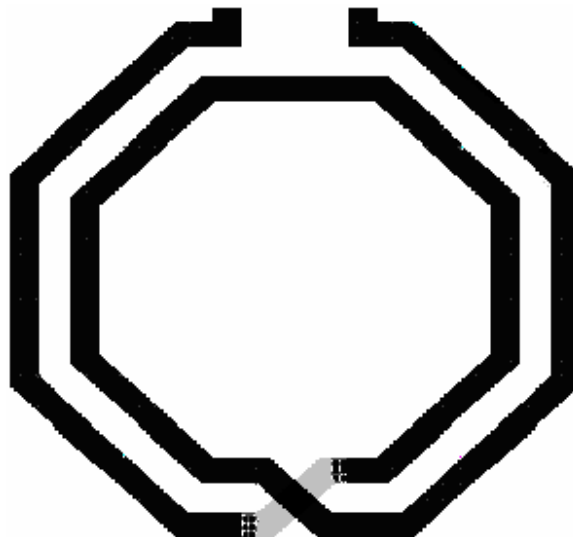
Οι μεταλλικοί αυτοί αγωγοί είναι το βασικό δομικό στοιχείο και για την κατασκευή ολοκληρωμένων αυτεπαγωγών. Τα σχήματα που ακολουθούν δείχνουν ένα τετραγωνικό κι ένα πολυγωνικό πηνίο πάνω σε ένα επίπεδο. Αν συνδέσουμε μια υπέρθεση τέτοιων πηνίων για κάθε επίπεδο, συνδεδεμένα έτσι που να διαρρέονται από ομόρροπο ρεύμα, προκύπτει ένα πολυεπίπεδο πηνίο. Όπως είναι λογικό, το πολυεπίπεδο πηνίο έχει μεγαλύτερη τιμή συντελεστού αυτεπαγωγής. Λόγω όμως, του μεγαλύτερου συνολικού μήκους και ακολούθως αντίστασης ενδέχεται να έχει μικρό συντελεστή ποιότητας ενώ, εξαιτίας των αυξημένων ενδοχωρητικοτήτων, τα λειτουργικά χαρακτηριστικά σε υψηλές συχνότητες εκφυλίζονται (δηλαδή το πηνίο παύει να λειτουργεί ως πηνίο και λειτουργεί σαν πυκνωτής).



Σχήμα 2.1: Τετραγωνικό-Πολυγωνικό πηνίο



Σχήμα 2.2α: Πολυεπίπεδο πηνίο



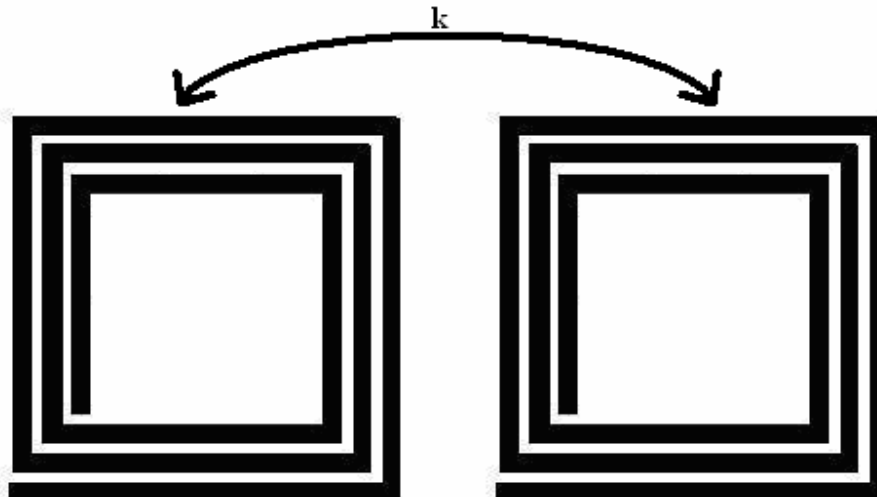
Σχήμα 2.2β: Συμμετρικό πηνίο.

2.2. Ολοκληρωμένοι μετασχηματιστές

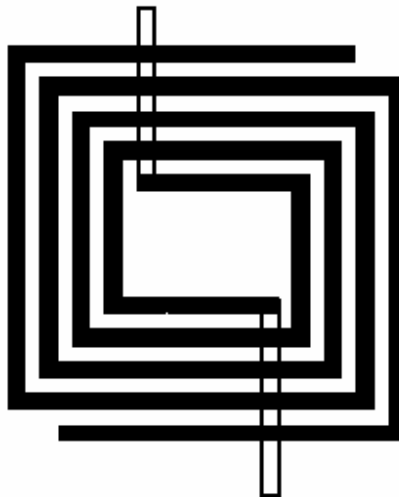
Αντίστοιχα με την κατασκευή πηνίων μπορούμε να κατασκευάσουμε και ολοκληρωμένους μετασχηματιστές. Ο μετασχηματιστής δεν είναι τίποτα περισσότερο από δύο γειτονικά πηνία, μεταξύ των οποίων δεν υπάρχει ωμικά αγωγίμο μονοπάτι. Οι σχετικές θέσεις των πηνίων αυτών μπορεί να είναι: διπλά-δίπλα, πάνω-κάτω, συνελιγμένα πηνία ή άλλες τοπολογίες και να βρίσκονται στο ίδιο ή σε διαφορετικά επίπεδα. Η επικρατέστερη τοπολογία είναι τα συνελιγμένα πηνία (δείτε σχήμα 2.4).

Όπως με τα πηνία έτσι και με τους μετασχηματιστές, το επιθυμητό μέγεθος είναι η μαγνητική συμπεριφορά, για την περίπτωση η μαγνητική σύζευξη – κάθε τι άλλο θεωρείται παρασιτικό. Οποιαδήποτε χωρητική σύζευξη ή συμπεριφορά είναι λοιπόν

ανεπιθύμητη. Κάτι τέτοιο θα συμβαίνει –αντίστοιχα με τα πηνία - σε υψηλές συχνότητες. Θα ήταν χρήσιμο για ένα εργαλείο CAD να μπορεί να προβλέπει μεταξύ άλλων και τη μαγνητική- χωρητική(παρασιτική) σύζευξη σε όλο το φάσμα συχνοτήτων (κεφ. 9.1.1).



Σχήμα 2.3: Ολοκληρωμένος μετασχηματιστής σε layout δίπλα-δίπλα



Σχήμα 2.4: Μετασχηματιστής σε Layout συνελιγμένων πηνίων .

Κεφάλαιο 3

Παράμετροι και χαρακτηριστικά μεγέθη.

3.1. Παράμετροι πηνίων

Η συμπεριφορά ενός πηνίου κρίνεται από κάποιους δείκτες. Ο κυριότερος είναι η αυτεπαγωγή του L :

$$L = \frac{\text{Im}(Z_{eq})}{2\pi f} \quad (3.1)$$

Το στοιχείο Z_{eq} είναι η σύνθετη αντίσταση του πηνίου. Για ιδανικές αυτεπαγωγές το Z_{eq} έχει μόνο φανταστικό μέρος. Ακόμα όμως και οι πιο στοιχειώδεις αυτεπαγωγές έχουν ένα παράγοντα ωμικής αντίστασης $\text{Re}(Z_{eq})$.

Ένα μέτρο της ποιότητας του πηνίου δίνει ο συντελεστής ποιότητας που είναι ο λόγος της αντίδρασης προς την αντίσταση του πηνίου:

$$Q = \frac{\text{Im}(Z_{eq})}{\text{Re}(Z_{eq})} = \frac{2\pi f L}{R} \quad (3.2)$$

Όσο εμβαθύνουμε στη μοντελοποίηση των πηνίων, τόσο θα βρίσκουμε πιο περίπλοκη τη συμπεριφορά τους. Από τις μετρήσεις πραγματικών πηνίων φαίνεται ότι η σύνθετη αντίσταση του πηνίου Z_{eq} είναι μεταβλητή ως προς τη συχνότητα. Έτσι για παράδειγμα, ενώ για τη σύνθετη αντίσταση του πηνίου θα έπρεπε να ισχύει η γραμμική σχέση που εξετάσαμε προηγουμένως:

$$\text{Im}(Z_{eq}) = 2\pi f L \quad (3.3)$$

αυτή δεν ισχύει σε όλο το φάσμα συχνοτήτων. Αντιθέτως ισχύει σχέση της μορφής:

$$\text{Im}(Z_{eq}) = 2\pi f \cdot L(f) \quad (3.4)$$

Ομοίως και για την ωμική αντίσταση θα έπρεπε να ισχύει :

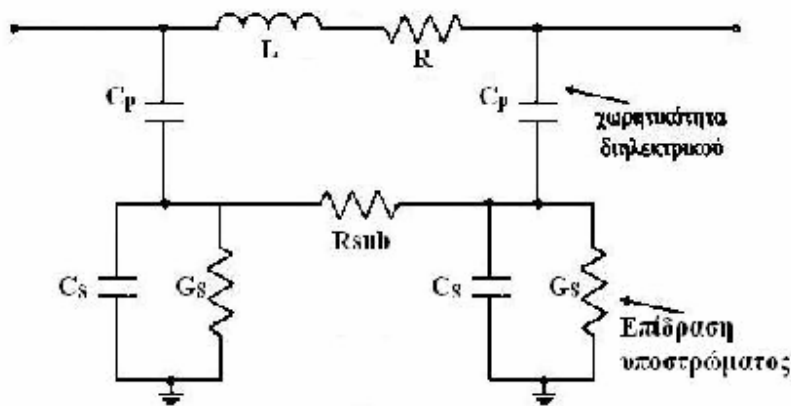
$$\text{Re}(Z_{eq}) = R \quad (3.5)$$

αλλά δεν ισχύει. Αντιθέτως:

$$\text{Re}(Z_{eq}) = R(f) \quad (3.6)$$

δηλαδή η φαινόμενη αυτεπαγωγή του πηνίου και η αντίσταση είναι συναρτήσεις της συχνότητας. Ένα εργαλείο CAD θα πρέπει να υπολογίζει και τις συναρτήσεις $L(f)$, $R(f)$ και την $Q(f)$ (που προκύπτει άμεσα από τις άλλες δυο).

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να διερευνήσουμε τους παράγοντες που προκαλούν αυτή τη συμπεριφορά. Αναφέραμε και πιο πριν τις παρασιτικές χωρητικότητες που υπάρχουν σε σχέση με το υπόστρωμα αλλά και μεταξύ των διαφόρων τμημάτων του πηνίου. Αν ληφθούν υπόψη αυτά τα παρασιτικά τότε το πηνίο ισοδυναμεί κυκλωματικά με ένα περίπλοκο δίκτυωμα που περιλαμβάνει πολλές αντιστάσεις, πυκνωτές, ιδανικές αυτεπαγωγές και μετασχηματιστές. Αυτά θα εξεταστούν πιο αναλυτικά στην πορεία (δείτε το κεφάλαιο 4 για το δίκτυωμα και το κεφάλαιο 6 για τον υπολογισμό της απόκρισης). Προς το παρόν ας θεωρήσουμε την απλή περίπτωση όπου υπάρχει χωρητική σύζευξη και αγωγιμότητα ως προς το υπόστρωμα, για μια γραμμή μεταφοράς. Το ισοδύναμο δίκτυωμα γίνεται:



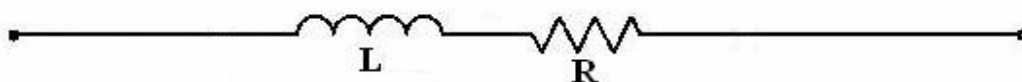
Σχήμα 3.1: Ηλεκτρικά ισοδύναμο κύκλωμα της γραμμής μεταφοράς.

Οι αγωγιμότητες των στοιχείων δίνονται, ως γνωστόν, από τις σχέσεις:

$$G_L = \frac{1}{j\omega \cdot L}, \text{ για τις αυτεπαγωγές και}$$

$$G_C = j\omega \cdot C, \text{ για τους πυκνωτές.}$$

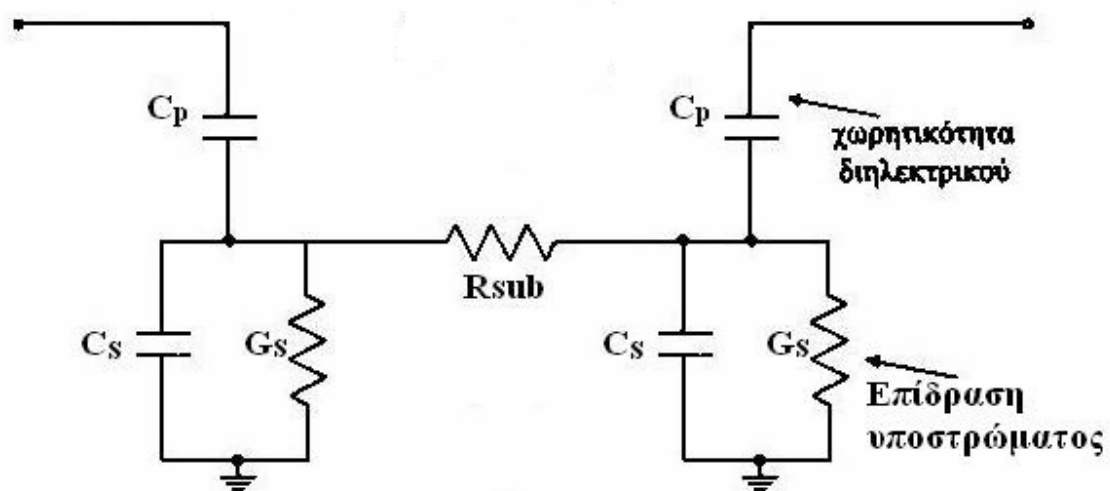
Στις χαμηλές συχνότητες ($\omega \rightarrow 0$) οι πυκνωτές έχουν αμελητέα επίδραση. Μπορούμε συνεπώς να τους αγνοήσουμε. Έτσι το ισοδύναμο κύκλωμα γίνεται:



Σχήμα 3.2: Ισοδύναμο κύκλωμα χαμηλών συχνοτήτων.

Το κύκλωμα αυτό έχει αυτεπαγωγή L και ισοδύναμη εν σειρά αντίσταση R .

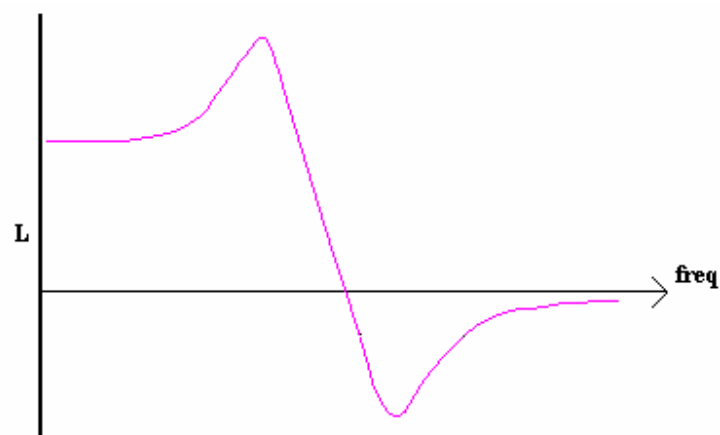
Στις πολύ υψηλές συχνότητες ($\omega \rightarrow \infty$), οι αυτεπαγωγές είναι τα στοιχεία που έχουν ασήμαντη αγωγιμότητα - το αντίθετο συμβαίνει για τους πυκνωτές. Στην περίπτωση αυτή το κύκλωμα γίνεται:



Σχήμα 3.3: Ισοδύναμο κύκλωμα πολύ υψηλών συχνοτήτων.

Εδώ η αγωγιμότητα του πηνίου καθορίζεται, κυρίως, από τους δυο παρασιτικούς πυκνωτές του διηλεκτρικού και από τα παρασιτικά του υποστρώματος. Η συμπεριφορά του πηνίου γίνεται χωρητική.

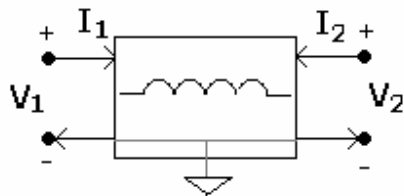
Η εξάρτηση της αυτεπαγωγής από τη συχνότητα και οι ακραίες περιπτώσεις που αναφέραμε προηγουμένως φαίνονται στο σχήμα:



Σχήμα 3.4: Αυτεπαγωγή ως προς τη συχνότητα.

3.2. Το πηνίο ως δίθυρο δίκτυο

Το πηνίο, όπως το είδαμε μέχρι στιγμής, είναι στοιχείο δύο ακροδεκτών - μονόθυρο στοιχείο. Για την περίπτωση των ολοκληρωμένων πηνίων συνηθίζεται να το εξετάζουμε ως δίθυρο. Με τον τρόπο αυτό καταφέρνουμε να συμπεριλάβουμε στην περιγραφή του και την Global τάση αναφοράς με την οποία άλλωστε είναι συνδεδεμένο (σύζευξη με υπόστρωμα και γείωση).



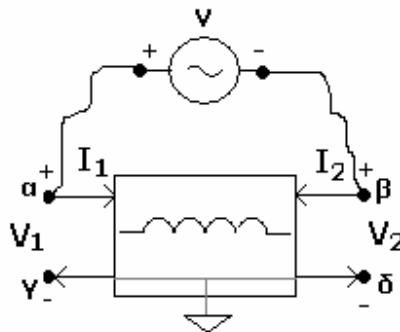
Σχήμα 3.5: Το πηνίο ως δίθυρο δίκτυο.

Για την περίπτωση αυτή θα πρέπει να βρούμε έναν δείκτη διαφορετικό της σύνθετης αντίστασης Z_{eq} που να χαρακτηρίζει το πηνίο. Ως υποκατάστατά της χρησιμοποιούνται η παράμετρος Z_{11} από τη μήτρα Z και η $1/Y_{11}$ από τη μήτρα Y . Ωστόσο καμία από αυτές τις παραμέτρους δεν χαρακτηρίζει το πηνίο όπως η Z_{eq} .

Η σχέση μεταξύ Z και Y , ως γνωστόν είναι:

$$Z_{11} = \frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}} \quad \text{και} \quad Y_{11} = \frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}} \quad (3.7)$$

Αν θεωρήσουμε το ισοδύναμο δικτύωμα, όπως στις προηγούμενες σελίδες, τότε η σύνθετη αντίσταση Z_{eq} είναι η αντίσταση που «βλέπει» μια πηγή τάσης μεταξύ των ακροδεκτών α, β :

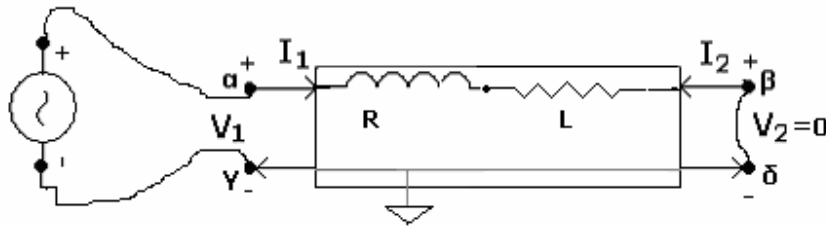


Σχήμα 3.6: Σύνδεση διθύρου ως μονόθυρο (!).

Στην περίπτωση αυτή δεν ισχύουν οι περιγραφές διθύρου και δεν είναι εύκολο να συσχετίσουμε – στη γενική περίπτωση- το Z_{eq} με τα \mathbf{Z} , \mathbf{Y} .

Προκύπτει το συμπέρασμα ότι η σύνθετη αντίσταση Z_{eq} δεν ισούται με καμία από τις Z_{11} , $1/Y_{11}$ ούτε και οι δύο τελευταίες συσχετίζονται μεταξύ τους με ακρίβεια. Παρά ταύτα και οι τρεις παράμετροι αποτελούν ένα μέτρο του πόσο καλό είναι ένα πηνίο και δίνουν πληροφορίες για την κρίσιμη συχνότητα.

Ειδικά για την περίπτωση του δικτυώματος R,L μπορούμε να συσχετίσουμε το Z_{eq} με τις παραμέτρους του διθύρου:



Σχήμα 3.7: Μέτρηση της Y_{11} .

$$\text{Εδώ είναι: } V_1 \cdot Y_{11} + 0 \cdot Y_{12} = I_1 \Rightarrow 1/Y_{11} = V_1/I_1 = R + SL \Rightarrow 1/Y_{11} = Z_{eq} \quad (3.8)$$

Ακόμα και για το πλήρες ισοδύναμο του πηνίου και για χαμηλές συχνότητες ισχύει η παραπάνω σχέση. Αυτός είναι και ένας βασικός λόγος που χρησιμοποιείται τόσο πολύ η Y_{11} . Ακόμη προτιμάται ο υπολογισμός της Y_{11} , διότι είναι τέτοια που επιτρέπει την λογιστική εξουδετέρωση των παρασιτικών που προσθέτουν οι ακίδες μέτρησης κατά τη διαδικασία ταυτοποίησης του πηνίου.

Μια πολύ βασική παράμετρος είναι και η Y_{22} . Μπορεί να θεωρηθεί ότι η Y_{22} είναι αντίστοιχη της Y_{11} ή της $1/Z_{eq}$. Πράγματι στις χαμηλές συχνότητες η (3.8) επεκτείνεται:

$$1/Y_{11} = 1/Y_{22} = Z_{eq} \quad (3.9)$$

Στις υψηλές συχνότητες οι πυκνωτές προς τη γείωση, αποκτούν σημαντική αγωγιμότητα. Τότε αρχίζουν να αναδεικνύονται οι γεωμετρικές ασυμμετρίες ως προς τη γη. Ένας δείκτης της ασυμμετρίας του πηνίου δίνεται από τη σχέση:

$$\left| \frac{Y_{11}(\omega) - Y_{22}(\omega)}{Y_{11}(\omega)} \right| \quad (3.10)$$

Ένα ηλεκτρικά συμμετρικό πηνίο πρέπει να έχει δείκτη ασυμμετρίας ίσο με μηδέν σε όλο το φάσμα συχνοτήτων. Ένα είδος πηνίου που ικανοποιεί αυτή την απαίτηση σε μεγάλο βαθμό, είναι το γεωμετρικά συμμετρικό πηνίο (δείτε σχήμα 2.2.β).

Τέλος, ο συντελεστής ποιότητας για την περίπτωση των διθύρων δικτύων είναι:

$$Q = -\frac{\text{Im}(Y_{11})}{\text{Re}(Y_{11})} \quad (3.11)$$

3.3. Παράμετροι ολοκληρωμένων μετασχηματιστών

Μια βασική παράμετρος για όλους τους μετασχηματιστές είναι ο λόγος μετασχηματισμού n και ο συντελεστής μαγνητικής σύζευξης k . Ο πρώτος είναι βασική παράμετρος για το σχεδιασμό κυκλωμάτων, ενώ ο δεύτερος δείχνει την αποδοτικότητα του μετασχηματιστή.

Εδώ θα αναφέρουμε τη βασική διαφορά μεταξύ συμβατικών και ολοκληρωμένων μετασχηματιστών. Ενώ στους πρώτους υπάρχει πυρήνας σιδήρου ο οποίος –ιδανικά– αναγκάζει τη μαγνητική ροή να περνά από όλα τα τυλίγματα αυτούσια, στην περίπτωση των chip δεν υπάρχει κάτι αντίστοιχο. Ένα μεγάλο ποσοστό της μαγνητικής ροής είναι αναμενόμενο να χαθεί. Συνεπώς οι σχέσεις:

$$n_{id} = \frac{n_1}{n_1} = \frac{V_1}{V_1} = \frac{I_2}{I_2} \quad (3.12)$$

δεν ισχύουν για τους ολοκληρωμένους Μ/Σ.

Στην περίπτωση των ολοκληρωμένων Μ/Σ ο ισοδύναμος λόγος μετασχηματισμού υπολογίζεται αφού «τερματίσουμε» την έξοδο του μετασχηματιστή με φορτίο Z_L και μετρήσουμε η υπολογίσουμε την αντίσταση εισόδου Z_{in} . Το φορτίο αυτό υπολογίζεται και ως ακολούθως:

$$Z_{in} = n_{eq}^2 \cdot Z_L \Leftrightarrow n_{eq} = \sqrt{\frac{Z_{in}}{Z_L}} \quad (3.13)$$

Κατά συνέπεια αν «συνδέσουμε» (εφόσον μας ενδιαφέρει το simulation η σύνδεση αυτή θα γίνει εικονικά) στη έξοδο του δευτερεύοντος, φορτίο Z_L και «μετρήσουμε» το φορτίο εισόδου αυτομάτως έχουμε υπολογίσει τον ισοδύναμο λόγο μετασχηματισμού. Επειδή το φορτίο εισόδου δεν αναμένεται να είναι συμφασικό με αυτό της εξόδου (γωνία $\neq 0$), στην παραπάνω σχέση υπολογίζουμε το μέτρο των φορτίων.

Ο συντελεστής μαγνητικής σύζευξης k υπολογίζεται από τη σχέση:

$$k = k_m = \frac{M_{1,2}}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.14)$$

,όπου $M_{1,2}$ η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ των τυλιγμάτων. Για το k ισχύει: $|k| \leq 1$. Όσο πιο μεγάλο είναι το k , τόσο πιο καλή η σύζευξη πρωτεύοντος-δευτερεύοντος.

Για την περίπτωση των ολοκληρωμένων μετασχηματιστών και για λόγους που προαναφέραμε, το k δύσκολα πλησιάζει την τιμή 1.

Μια ακόμη σημαντική παράμετρος των ολοκληρωμένων είναι η μήτρα S . Και αυτή η 4 διαστάσεων εκ των οποίων οι δύο είναι οι πλέον σημαντικές (οι S_{11} και S_{21}) παράμετρος εξαρτάται από τη συχνότητα.

3.4. Πολύθυρα επαγωγικά στοιχεία

Εκτός από το πηνίο και τον μετασχηματιστή είναι δυνατόν να συζεύξουμε πάνω από δύο τυλίγματα και να κατασκευάσουμε έτσι n -θυρα ($n > 2$) στοιχεία. Με τη χρήση αυτών των στοιχείων ως δομικά υλικά κατασκευάζονται χρήσιμα κυκλώματα. Τέτοια είναι οι splitters, οι combiners, οι tuners και τα δικτυώματα διαχωρισμού συχνοτήτων. Οι παράμετροι αυτών των στοιχείων είναι αντίστοιχες με τις παραμέτρους των μετασχηματιστών και των πηνίων.

Κεφάλαιο 4

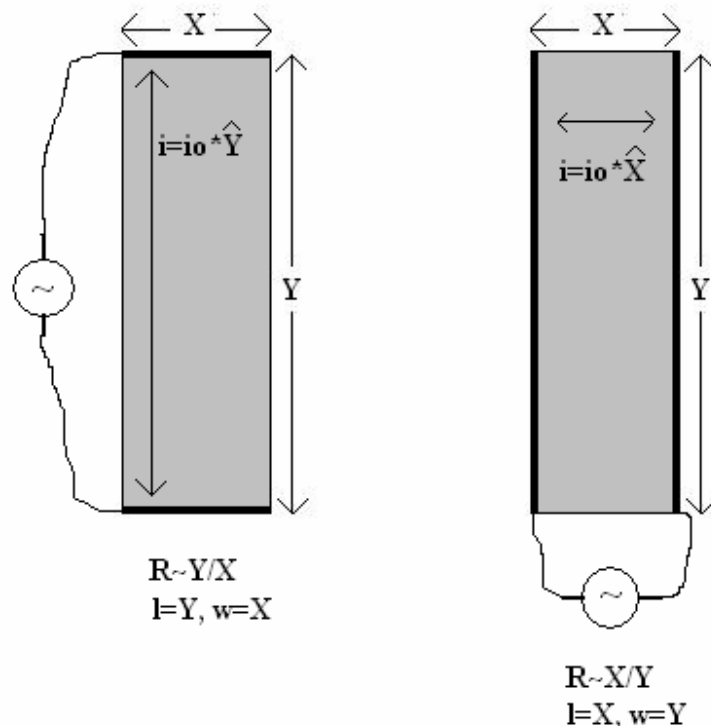
Μοντελοποίηση ολοκληρωμένων επαγωγών

Το μοντέλο των ολοκληρωμένων πηνίων βασίζεται στην αναφορά [14] ή οποία είχε στηριχτεί κυρίως στις [26]-[31]. Το μοντέλο αυτό το χρησιμοποιούμε στην εφαρμογή της παραγράφου 9.1. Ανήκει σε μια ευρύτερη κλάση μοντέλων, τα μοντέλα τύπου PEEC (Partial Element Equivalent Circuit). Ανάλογα με το στιγμιότυπο του μοντέλου, εισάγουν κάποιες παραδοχές που συνήθως αναφέρονται ρητώς και περιορίζουν τη γενικότητα της λύσης τους. Μια κοινή παραδοχή των PEEC, η οποία συχνά υπονοείται, αν και έχει κρίσιμο ρόλο, είναι η πορεία του ρεύματος κατά μήκος των αγωγών. Η παραδοχή αυτή, μαζί με κάποιες βασικές προδιαγραφές, δίνεται στην πορεία:

- Κατ' αρχήν χρειαζόμαστε μοντέλο συμβατό με τα υπάρχοντα εργαλεία CAD και ειδικότερα με το Cadence®. Δεδομένου ότι αυτά για την προσομοίωση χρησιμοποιούν κατά κύριο λόγο κυκλωματική θεωρία, το μοντέλο θα πρέπει να εξαγάγει κυκλωματικό δικτύωμα.
- Θα πρέπει να εκτελείται πολύ γρήγορα. Αυτομάτως απορρίπτονται μέθοδοι όπως η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση που καθυστερούν πολύ. Για να υποκατασταθεί μία προσομοίωση πρέπει να υπάρχει καλή γνώση των φαινομένων που προκύπτουν από τις εξισώσεις Maxwell. Έτσι επινοούνται μέθοδοι όπως π.χ η πρόβλεψη του επιδερμικού φαινομένου για να απλοποιήσουμε τα πράγματα (το επιδερμικό φαινόμενο έτσι κι αλλιώς υπάρχει αλλά αν το γνωρίζουμε εκ των προτέρων με τις αντίστοιχες κλειστές εξισώσεις, τότε γλιτώνουμε κάθε φορά την όλη διαδικασία επίλυσης των ίδιων διαφορικών εξισώσεων). Ακόμη η χρήση εμπειρικών κανόνων είναι επιβεβλημένη. Χρειάζεται ωστόσο ιδιαίτερη προσοχή όταν οι διαισθητικοί και εμπειρικοί κανόνες γενικεύονται.
- Οι συχνότητες που δουλεύει ένα σύγχρονο CMOS IC για εφαρμογές μαζικής παραγωγής, είναι μέχρι τα 6GHz (για παράδειγμα στο IEEE 802.11a). Σε αυτή την περίπτωση το μήκος κύματος κατεβαίνει μέχρι τα 50mm. Δεδομένου ότι η διάσταση ενός πηνίου δεν ξεπερνάει το 1mm προκύπτει λόγος διαστάσεων 50:1, αρκετά μεγάλος για μπορούν να γίνουν όλες οι κυκλωματικές παραδοχές. Καθώς η τεχνολογία καλπάζει δεν αποκλείεται σύντομα να εμφανιστούν εφαρμογές και τεχνολογίες σε συχνότητες πολύ πάνω από τα 6GHz. Ακόμη και σήμερα με τεχνολογίες πολύ ακριβότερες από τη CMOS, οι συχνότητες ανεβαίνουν αρκετά. Ας υποθέσουμε συχνότητα 60 GHz (ίσως να μην είμαστε και πολύ μακριά από αυτή την εποχή! Δείτε WiMax αναφορά [35] καθώς και τις αναφορές [19], [20]) και το αντίστοιχο μήκος κύματος 5mm. Σε αυτή την περίπτωση δεν μπορούμε να αρκεστούμε στην κυκλωματική θεωρία και θα πρέπει να αναζητήσουμε άλλες προσεγγίσεις (ωστόσο σε αυτές τις συχνότητες δεν χρειάζονται τόσο υψηλές αυτεπαγωγές ούτε και μεγάλα πηνία). Βέβαια για τις σημερινές μαζικής παραγωγής εφαρμογές, σε συχνότητες συνήθως μέχρι τα 3GHz και για πηνία μικρότερα του 1mm^2 και με λίγες σπείρες μπορεί να

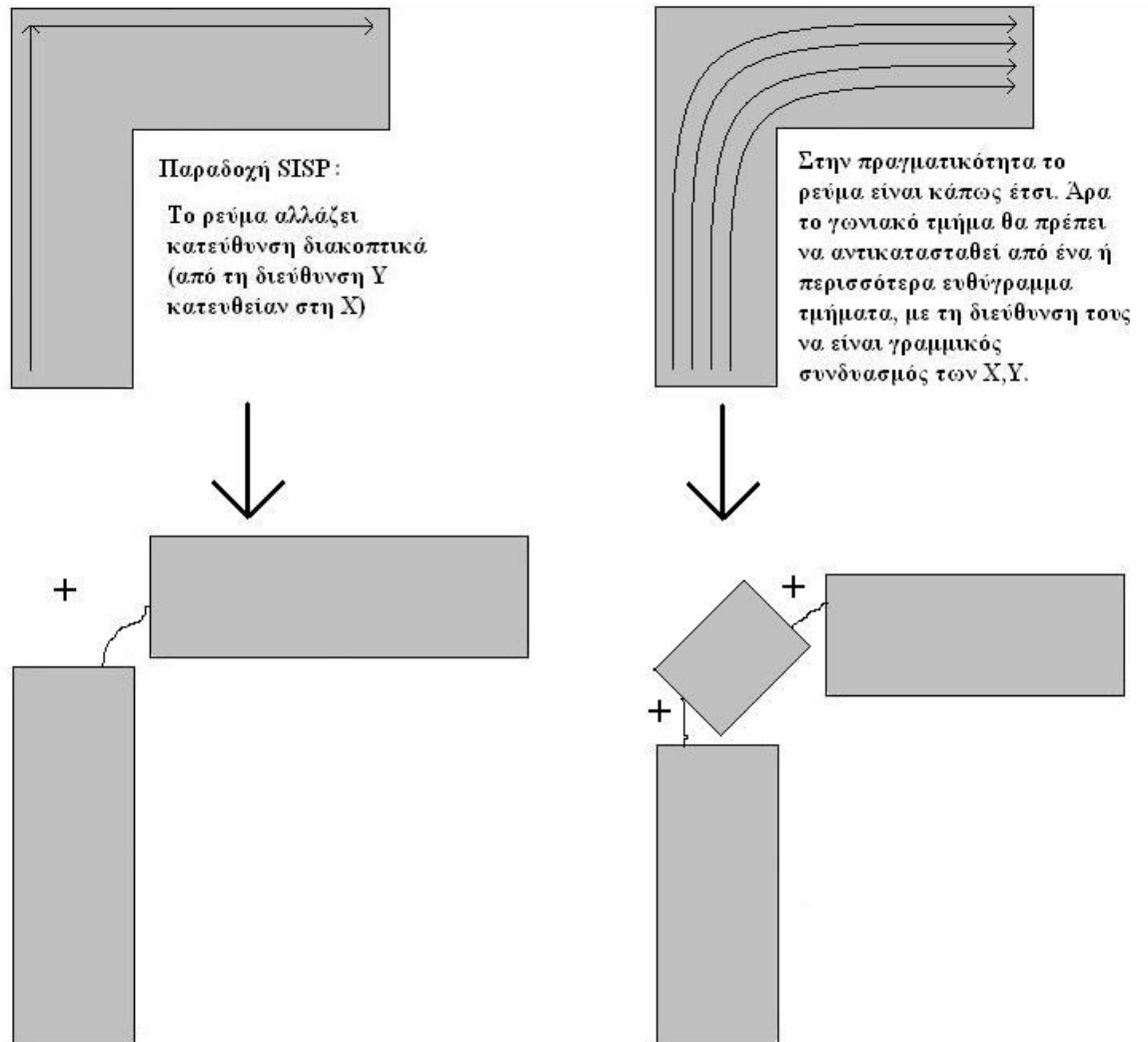
- χρησιμοποιηθεί με ικανοποιητική ακρίβεια, η πρώτη παραδοχή. Μάλιστα το μοντέλο του εργαστηρίου που βασίζεται σε αυτή την παραδοχή είναι δοκιμασμένο και έχει αποδεκτές επιδόσεις.
- (Εμπειρικός κανόνας). Η κατανομή του ρεύματος κατά μήκος του αγωγού θεωρείται a priori γνωστή και ομοιόμορφη. Αν γνωρίζουμε εκ των προτέρων τη διεύθυνση του ρεύματος στο εσωτερικό των γραμμών μεταφοράς μπορούμε να αποφεύγουμε όλη την καθυστέρηση που υπεισέρχεται από τον υπολογισμό του. Μπορούμε λοιπόν, να θεωρήσουμε ότι το ρεύμα μέσα στα αγωγία στελέχη του πηνίου έχει διεύθυνση το μήκος του κάθε στελέχους. Έτσι το ενεργό μήκος και πλάτος για κάθε στέλεχος είναι ίσο με το αντίστοιχο γεωμετρικό (Για παράδειγμα σε έναν αγωγό διαστάσεων x, y η αντίσταση μπορεί να είναι ανάλογη του λόγου x/y ή του y/x -εξαρτάται από τη διεύθυνση του πεδίου στο εσωτερικό του αγωγού, που θεωρούμε ότι καθορίζεται από την επιβαλλόμενη διαφορά δυναμικού στα άκρα του αγωγού, όπως στο παρακάτω σχήμα).

Συνεπώς, μάλλον η διεύθυνση του ρεύματος παρά το σχήμα του αγωγού παίζει καθοριστικό ρόλο στη συμπεριφορά και την αλληλεπίδραση του.



Σχήμα 4.1: A priori κανόνες για την πορεία του ρεύματος

Η παραδοχή που έγινε σχετικά με τη διεύθυνση του ρεύματος δεν ισχύει στα σύνορα κάθε στελέχους με το γειτονικό του, όπου το ρεύμα καλείται να «στρίψει» γωνία 90° ή 45°, ανάλογα με τη γεωμετρία του πηνίου (επίσης τα φαινόμενα skin και proximity αλλοιώνουν την πορεία του ρεύματος μέσα από τα ευθύγραμμα τμήματα. Τα φαινόμενα αυτά αναφέρονται στην πορεία). Από τη διαπίστωση αυτή μπορεί να γίνει προσθήκη στο πρόγραμμα SISP και την αντίστοιχη θεωρία, που θεωρούν ότι το ρεύμα «στρίβει» διακοπτικά:

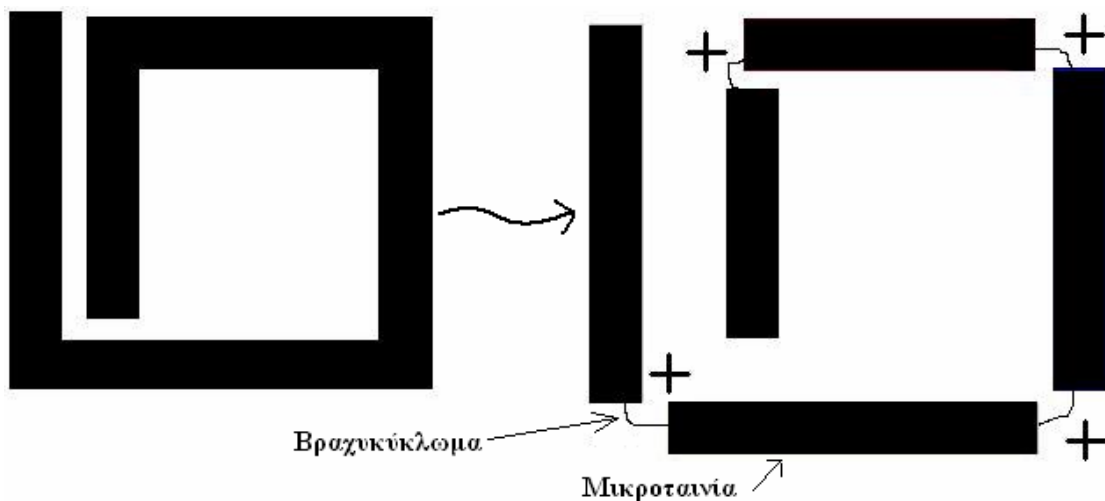


Σχήμα 4.2: Η ροή του ρεύματος στις γωνίες του πηνίου.

Σημείωση: Θα πρέπει προκαταβολικά, να σημειώσουμε ότι το μοντέλο που θα παρουσιάσουμε δεν δίνει αξιόπιστα αποτελέσματα για πολύ μικρές μικροταινίες. Για τέτοιες περιπτώσεις θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί άλλο μοντέλο (κεφάλαιο 5).

4.1. Η αποσύνθεση του πηνίου

Τα επικρατέστερα και εγκυρότερα μοντέλα υπολογισμού των παρασιτικών πραγματεύονται ευθύγραμμες μικροταινίες. Επειδή το πηνίο αλλά και οι υπόλοιπες επαγωγικές δομές, έχει αρκετά περίπλοκη γεωμετρία και δεν μπορούμε να το αναλύσουμε ως έχει, θα πρέπει να το θεωρήσουμε ως υπέρθεση μικροταινιών. Η βασική αρχή πάνω στην οποία στηρίζεται το μοντέλο είναι η αντικατάσταση της επαγωγικής δομής με ένα σύνολο μικροταινιών, οι οποίες ανά δυο έχουν κοινούς ακροδέκτες (κανόνας που πρόδρομα εφαρμόστηκε και στην προηγούμενη σελίδα).

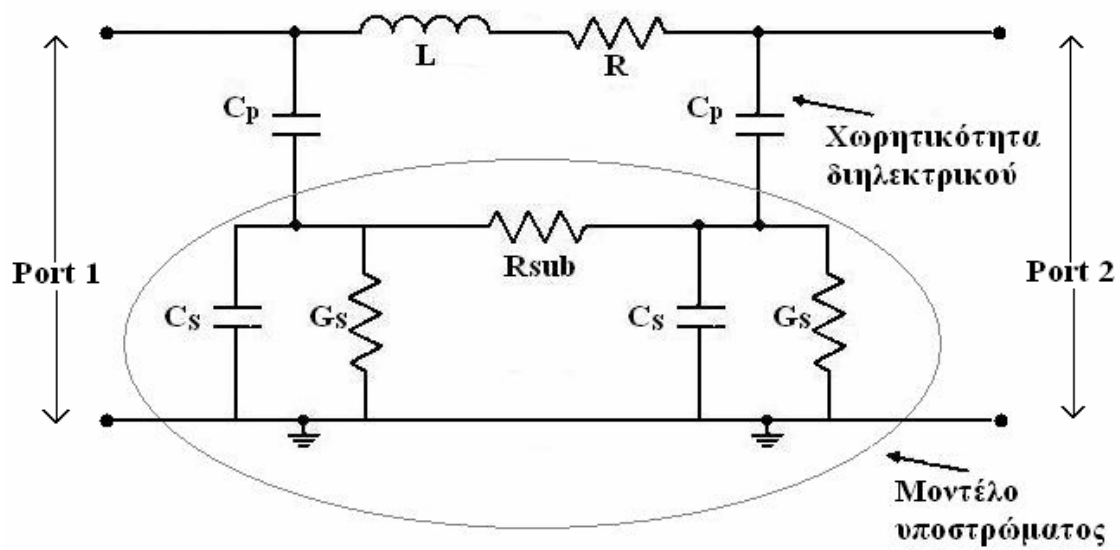


Σχήμα 4.3: Αντικατάσταση του πηνίου με μικροταινίες.

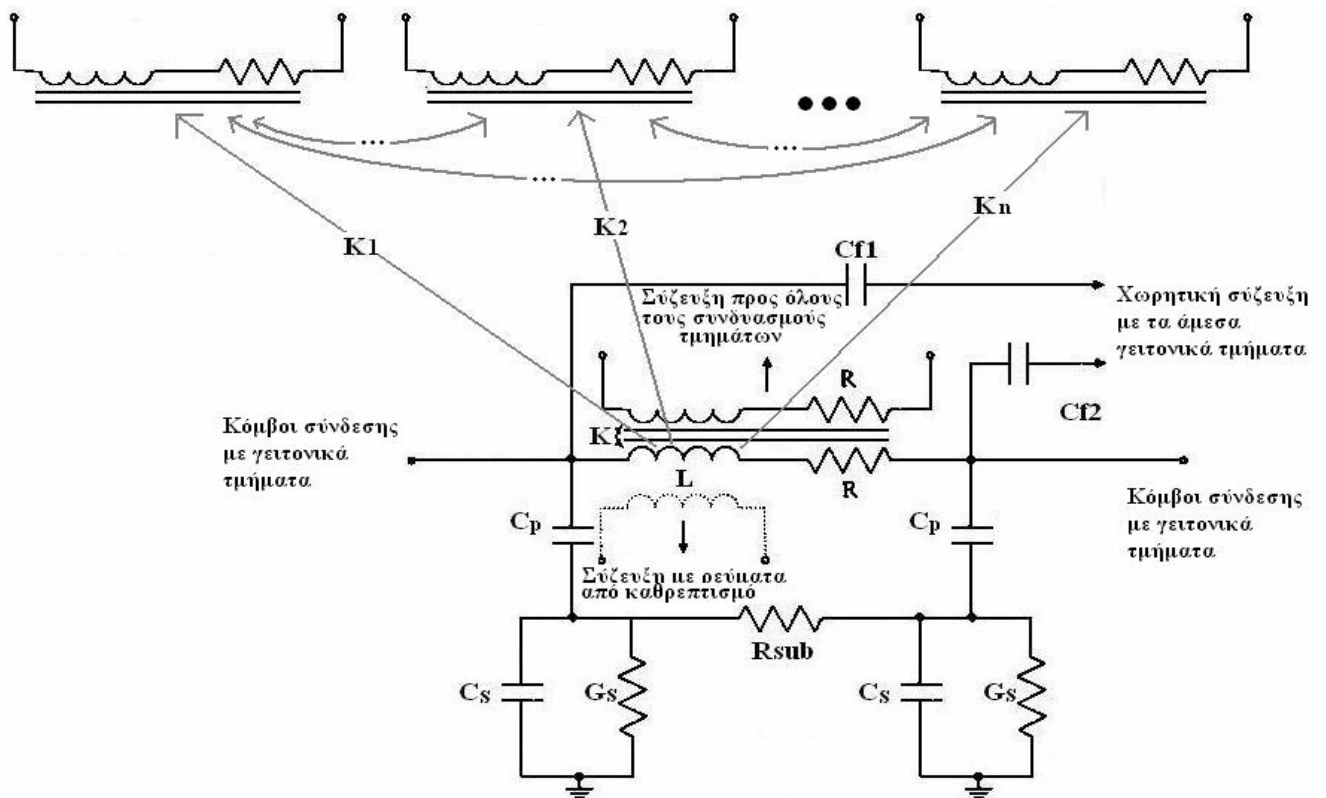
Ακολουθώς κάθε ένας από αυτούς τους αγωγούς είναι ισοδύναμος με ένα μικρό δικτύωμα το οποίο μοντελοποιεί:

- Την αυτεπαγωγή L του αγωγού.
- Την αντίσταση R του αγωγού.
- Την σύζευξη με το επίσης μοντελοποιημένο υπόστρωμα.

όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα:



Σχήμα 4.4: Το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα της μικροταινίας.



Σχήμα 4.5: Το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα του πηνίου. Φαίνεται η μαγνητική σύζευξη μεταξύ όλων των συνδυασμών γραμμών μεταφοράς και η χωρητική μεταξύ των άμεσα γειτονικών.

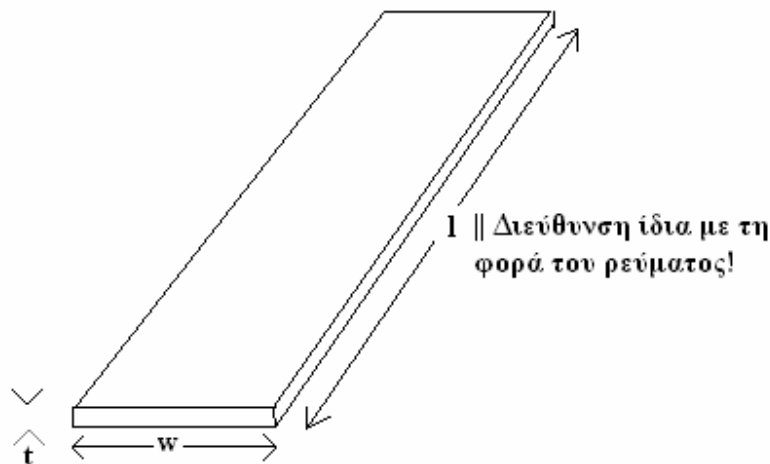
Επιπλέον επειδή τα τμήματα είναι μεταξύ τους συζευγμένα και ενωμένα, προκύπτει για τα αντίστοιχα δίκτυα:

- Δύο διαδοχικά έχουν κοινό σημείο.
- Ανά δύο έχουν μαγνητική σύζευξη (k_n).
- Ανά δύο έχουν χωρητική σύζευξη.
- Υπάρχει σύζευξη με ρεύματα του υποστρώματος.

Σημείωση: Επειδή όπως θα δούμε και στη συνέχεια, η χωρητικότητα εξασθενεί σημαντικά με την απόσταση, λαμβάνουμε υπόψη τις ενδοχωρητικότητες μόνο μεταξύ των άμεσα γειτονικών τμημάτων. Με τον τρόπο αυτό η προσομοίωση γίνεται πιο ελαφριά. Αντιθέτως, για τη μαγνητική σύζευξη λαμβάνουμε υπόψη όλους τους συνδυασμούς τμημάτων, καθώς αυτή επηρεάζει σημαντικά την ολική αυτεπαγωγή του πηνίου.

4.2. Υπολογισμός παρασιτικών

Οι τιμές των στοιχείων του δικτυώματος προκύπτουν από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της μικροταινίας. Έχουμε:



Σχήμα 4.6: Γραμμή μεταφοράς.

Η αυτεπαγωγή του αγωγού δίνεται από τη σχέση:

$$L = 2 \cdot l \cdot \left\{ \ln \left[\frac{2 \cdot l}{(w + t)} \right] + 0.50049 + \frac{(w + t)}{3 \cdot l} \right\} \quad (4.1)$$

σύμφωνα με το [26]

Η αντίσταση του αγωγού δίνεται από την γνωστή σχέση: $R = \frac{R_{sh} \cdot l}{w}$ (4.2)

όπου R_{sh} η ειδική αντίσταση φύλλου.

Η χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους μεταξύ αγωγού και υποστρώματος με διηλεκτρικό SiO_2 είναι:

$$C_{pl} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{r, SiO_2} \cdot W}{h_{SiO_2}} \quad (4.3)$$

, h_{SiO_2} το πάχος του διηλεκτρικού.

Η ολική χωρητικότητα προκύπτει ίση με $C_p = C_{pl} \cdot l$ και θεωρείται κατανεμημένη στα άκρα του τμήματος.

Αντίστοιχα υπολογίζεται και η C_s .

Η R_{sub} υπολογίζεται από τη σχέση:

$$R_{sub} = \frac{\rho_{Si} \cdot l}{w \cdot h_{Si}} \quad (4.4)$$

h_{Si} το πάχος του πυριτίου.

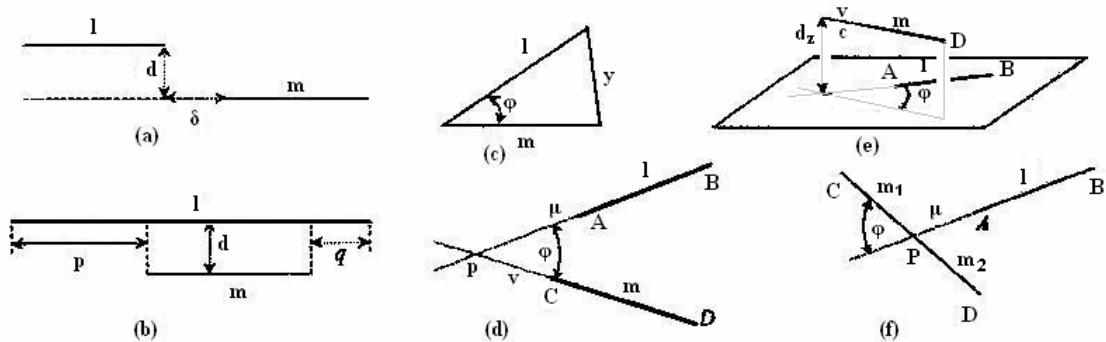
Όσον αφορά τη σύζευξη μεταξύ μικροταινιών τα πράγματα είναι λίγο πιο περίπλοκα.

Η μαγνητική σύζευξη μοντελοποιείται ως ένας μετασχηματιστής με συντελεστή σύζευξης k :

$$k = k_m = \frac{M_{1,2}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (4.5)$$

όπου L_1, L_2 οι αυτεπαγωγές του καθενός τμήματος και $M_{1,2}$ η αμοιβαία, μεταξύ τους, επαγωγή.

Η τιμή της αμοιβαίας επαγωγής εξαρτάται από τις σχετικές γεωμετρικές θέσεις μεταξύ των μικροταινιών.



Σχήμα 4.7: Γεωμετρικές διατάξεις μικροταινιών.

Για την απλή περίπτωση δυο παράλληλων ευθυγραμμισμένων τμημάτων, μήκους l και πλάτους w , η αμοιβαία επαγωγή είναι:

$$M = 2 \cdot l \cdot U \quad (4.6)$$

όπου:

$$(4.7)$$

$$U = \begin{cases} \ln\left(\frac{2 \cdot l}{GMD}\right) - 1 + \frac{GMD}{l} - \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{GMD}{l}\right)^2 + \dots, \text{όταν } \left(\frac{GMD}{l}\right) \ll 1 \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{l}{GMD} \cdot \left[1 - \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{GMD}{l}\right)^2 + \frac{1}{40} \cdot \left(\frac{GMD}{l}\right)^4 - \dots \right], \text{όταν } \left(\frac{GMD}{l}\right) \gg 1 \\ \ln\left[\frac{l}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{l}{GMD}\right)^2}\right] - \sqrt{1 + \left(\frac{GMD}{l}\right)^2} + \frac{GMD}{l}, \text{αλλιώς} \end{cases}$$

$$GMD = \frac{d}{\exp\left[\sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{\left(\frac{d}{w}\right)^{2i} \cdot \sum_{n=1}^i n^2}\right]} \quad (4.8)$$

και d η απόλυτη απόσταση σε cm.

Για πιο περίπλοκα γεωμετρικά σχήματα η αμοιβαία επαγωγή προκύπτει από επαλληλία πολλών απλών περιπτώσεων. Έτσι για την περίπτωση (a) το M δίνεται:

$$2M = (M_{l+m \pm \delta} + M_{\delta}) - (M_{l \pm \delta} + M_{m \pm \delta}) \quad (4.9)$$

το δ χρησιμοποιείται με θετικό πρόσημο όταν η προβολή του ενός τμήματος στο άλλο βρίσκεται ολόκληρη εκτός του άλλου, ενώ με αρνητικό όταν κάποιο μέρος της βρίσκεται πάνω στο άλλο (αλληλοκάλυψη).

Για την περίπτωση (b) έχουμε:

$$2M = (M_{m+p} + M_{m+q}) - (M_p + M_q) \quad (4.10)$$

Για τη (γ):

$$M_{lm} = 2 \cdot \cos \phi \cdot \left[l \cdot \tanh^{-1} \left(\frac{m}{l+y} \right) + m \cdot \tanh^{-1} \left(\frac{l}{m+y} \right) \right] \quad (4.11)$$

Για τη (δ):

$$M_{lm} = 2 \cdot \cos \phi \cdot \left[(M_{\mu+l, \nu+m} + M_{\mu\nu}) - (M_{\mu+l, \nu} + M_{\nu+m, \mu}) - \frac{\Omega \cdot d_z}{\sin \phi} \right] \quad (4.12)$$

όπου ο παράγοντας Ω είναι μη μηδενικός για την περίπτωση που τα δυο τμήματα δεν βρίσκονται πάνω στο ίδιο επίπεδο και δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} \Omega = & \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left[\frac{d_z^2 \cdot \cos \phi + l \cdot m \cdot \sin^2 \phi}{d_z \cdot R_1 \cdot \sin \phi} \right] - \\ & - \tan^{-1} \left(\frac{d_z \cdot \cos \phi}{l \cdot \sin \phi} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{d_z \cdot \cos \phi}{m \cdot \sin \phi} \right) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Η περίπτωση (f) ανάγεται σε δύο περιπτώσεις όπως στη (δ): το τμήμα CD διαιρείται στα CP και PD. Το ολικό M είναι το άθροισμα των M_1 (M μεταξύ CP, AB) και M_2 (M μεταξύ PD, AB).

Για δύο παράλληλους αγωγούς η κατανεμημένη χωρητικότητα μεταξύ τους υπολογίζεται:

$$C_f = \frac{1}{2} (C_{gd} + C_{ga} - C_{f'}) \quad (4.14)$$

$$C_{ga} = \frac{\varepsilon_0 K(k')}{2 K(k)}, \text{ όπου } k = \frac{s/h_{sio2}}{s/h_{sio2} + 2w/h_{sio2}} \text{ και } k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (4.15)$$

Η συνάρτηση $K(k)$ είναι το πλήρες ελλειπτικό ολοκλήρωμα πρώτου είδους:

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \cdot \sin^2 \phi}} \quad (4.16)$$

Ο λόγος $\frac{K(k')}{K(k)}$ είναι:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right), & 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right)}, & 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (4.17)$$

Η χωρητικότητα C_{gd} υπολογίζεται:

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{s}{h_{sio2}} \right) \right] + 0.65 C_{ft} \left[\frac{0.02 \cdot h_{sio2}}{s} \sqrt{\varepsilon_r} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^2} \right] \quad (4.18)$$

$$C_{ft} = \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c \cdot Z_0} - C_{pl} \right) \quad (4.19)$$

Η ενεργός (effective) τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς είναι:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} - \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot F \left(\frac{w}{h_{sio2}} \right) - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h_{sio2}}{\sqrt{w/h_{sio2}}} \quad (4.20)$$

$$F\left(\frac{w}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-1/2} + 0.04\left(1 - \frac{w}{h}\right)^2, & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-1/2}, & \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (4.21)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{n_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8}{w'} + 0.25w'\right), & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{n_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{w' + 1.393 + 0.667 \ln(w' + 1.444)}, & \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (4.22)$$

$$, n_0 = 120\pi$$

$$w' = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \cdot \frac{t}{h} \left[1 + \ln\left(\frac{4\pi w}{t}\right)\right], & \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)\right], & \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (4.23)$$

Για τη χωρητικότητα C_f' , έχουμε:

$$C_f' = \frac{C_{ft}}{1 + e^{-0.1 \cdot \exp(2.33 - 2.53 \cdot w/h)} \tanh\left(\frac{8s}{h}\right)} \quad (4.24)$$

Προηγουμένως είδαμε μια απλούστευση που έχει γίνει στη χωρητική μήτρα, όπου δεν συμπεριλάβαμε τις χωρητικότητες μεταξύ των μη άμεσα γειτονικών τμημάτων. Κάποια όμως φαινόμενα, όπως οι πολλαπλοί συντονισμοί μετά την κρίσιμη συχνότητα, δεν μπορούν να εξηγηθούν χωρίς αυτές τις χωρητικότητες (φυσικά κανένας σώφρον σχεδιαστής δεν θα λειτουργήσει το πηνίο του σε τόσο ακατάλληλες συχνότητες, όμως αυτοί οι συντονισμοί έχουν αντίκτυπο στη μεταβατική απόκριση η οποία παίζει καθοριστικό ρόλο – ειδικά στους πομποδέκτες πολλών προτύπων, όπου οι συχνότητες εναλλάσσονται πολύ γρήγορα). Για τον υπολογισμό της πλήρους μήτρας χωρητικοτήτων ο αναγνώστης παραπέμπεται στο [14].

4.3. Επιδερμικό φαινόμενο

Το επιδερμικό φαινόμενο είναι ευρέως γνωστό ως το φαινόμενο που επιβάλλει τη χρήση χαμηλών συχνοτήτων (50-60 Hz) στις γραμμές μεταφοράς ενέργειας. Σε αντίθετη περίπτωση το ρεύμα θα διερχόταν μόνο από την επιφάνεια των αγωγών και οι ωμικές απώλειες θα ήταν απαγορευτικά μεγάλες. Το φαινόμενο υφίσταται υπό κλίμακα και στα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Καθώς οι συχνότητες στις οποίες λειτουργεί ένα IC, είναι – ιδιαίτερα σε σύγκριση με τα δίκτυα μεταφοράς ενέργειας – εξωφρενικά υψηλές, επιβάλλεται να το λάβουμε υπόψη κατά την ανάλυση.

Το ηλεκτρικό πεδίο, ανάλογα και το ρεύμα, δίνεται από τη σχέση:

$$E_z = E_{z0} \cdot e^{-T \cdot x} \quad (4.25)$$

όπου T η σταθερά διάδοσης του ηλεκτρικού πεδίου μέσα στον αγωγό :

$$T = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \rho} \cdot (1 + i) \quad (4.26)$$

μ η μαγνητική διαπερατότητα και ρ η ειδική αντίσταση του αγωγού.

Το πραγματικό μέρος του T ονομάζεται και σταθερά απόσβεσης a και συνδέεται με το επιδερμικό βάθος μέσω της σχέσης: $\delta = 1/a$.

Επιπλέον:

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\epsilon_o \cdot \epsilon_r \cdot \omega} \quad (4.27)$$

Αντίστοιχα η αντίσταση αυξάνει κατά ένα παράγοντα (προσεγγιστική σχέση): $R'/R =$

$$\begin{cases} \frac{0.43093 \cdot x_w}{1 + 0.41 \left(\frac{w}{t}\right)^{1.19}} + \frac{1.1147 + 1.2868x_w}{1.2296 + 1.287x_w^3} + 0.035 \left(\frac{w}{t} - 1\right)^{1.8}, x_w \geq 2.5 \\ 1 + 0.0122x_w^{3+0.01x_w^2}, x_w < 2.5 \end{cases} \quad (4.28)$$

Και η αυτεπαγωγή $L' = L + L_i$, όπου:

$$L_i = \frac{\mu_0 \cdot l}{4 \cdot m \cdot w} \cdot \frac{\sinh(m \cdot t) - \sin(m \cdot t)}{\cosh(m \cdot t) - \cos(m \cdot t)} \quad (4.29)$$

κατά προσέγγιση.

4.4. Άλλα φαινόμενα

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, πριν ακόμη από την ανάπτυξη του μοντέλου, για να υποκατασταθεί η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση πρέπει να υπάρχει γνώση των φαινομένων που προκύπτουν από τις εξισώσεις Maxwell. Το μοντέλο που είδαμε, μοντελοποιεί καλά αρκετά από αυτά τα φαινόμενα, αλλά αγνοεί κάποια άλλα. Τέτοιο παράδειγμα είναι το Proximity effect και η σύζευξη με τα ρεύματα Eddy του υποστρώματος. Αυτά τα φαινόμενα έχουν αναλυθεί εκτενώς σε άλλες αναφορές. [21], [24].

Κεφάλαιο 5

Παρουσίαση μιας νέας μεθόδου μοντελοποίησης των ολοκληρωμένων γραμμών μεταφοράς.

Το μοντέλο που είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο έχει καλή ακρίβεια στην προσομοίωση των συνηθισμένων ολοκληρωμένων πηνίων, καθώς αναλύει ικανοποιητικά την αλληλεπίδραση, επαγωγική και χωρητική, μεταξύ μικροταινιών. Ωστόσο όσο αφορά αυτή καθαυτή τη μικροταινία, η προσέγγιση είναι πολύ απλοϊκή. Για παράδειγμα θεωρεί ότι η χωρητικότητα μεταξύ μικροταινίας και υποστρώματος δίνεται από απλές σχέσεις (για παράδειγμα η C_p):

$$C_p = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r, \text{SiO}_2 \cdot W}{h_{\text{SiO}_2}} \cdot l \quad (5.1)$$

δηλαδή αγνοεί τα φαινόμενα άκρων και φαινόμενα που έχουν σχέση με το διπλό στρώμα μονωτή-πυριτίου.



Σχήμα 5.1: Η μορφή του πεδίου.

Ως συνέπεια στην προσομοίωση μικρών και μεμονωμένων μικροταινιών, όπου τα προηγούμενα φαινόμενα είναι τα επικρατέστερα, δεν δίνει καλά αποτελέσματα. Ακόμη όμως και για πηνία, μια καλύτερη προσέγγιση είναι ευπρόσδεκτη.

Ένα τέτοιο μοντέλο είχε παρουσιαστεί στο Εργαστήριο Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων του Ε.Μ.Π. (αναφορά [16])

Για την παρούσα διπλωματική κατασκευάσαμε μια GUI εφαρμογή που χρησιμοποιεί αυτό το μοντέλο (κεφάλαιο 9.2).

5.1. Οι εξισώσεις του μοντέλου

Αρχικά θεωρείται το ισοδύναμο πλάτος του αγωγού:

$$W_{eff} = W + 0.398 \cdot t \cdot \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right), \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$
$$W_{eff} = W + 0.398 \cdot t \cdot \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right), \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi}$$
(5.2)

Το πλάτος αυτό χρησιμοποιείται σε κάποιους από τους υπολογισμούς, αντί του γεωμετρικού πλάτους του αγωγού, στην περίπτωση που το πάχος του αγωγού είναι συγκρίσιμο με το πλάτος του.

Η ισοδύναμη σχετική διηλεκτρική σταθερά όλου του υποστρώματος δίνεται από τη σχέση:

$$\epsilon_{eq} = \frac{\epsilon_{r1}\epsilon_{r2}(d_1 + d_2)}{\epsilon_{r1}d_2 + \epsilon_{r2}d_2}$$
(5.3)

πλέον η ισοδύναμη σχετική διηλεκτρική σταθερά για όλη την περιοχή κάτω από τον αγωγό γίνεται ίση με το πραγματικό μέρος της προηγούμενης σχέσης, ενώ η ισοδύναμη αγωγιμότητα:

$$\sigma_{eq} = -\omega \cdot \epsilon_0 \cdot \text{Im}(\epsilon_{eq})$$
(5.4)

Το ϵ_{r1} είναι η σχετική διηλεκτρική σταθερά του μονωτή SiO_2 ενώ το ϵ_{r2} :

$$\epsilon_{r2} = \epsilon_{Si} - j \frac{\sigma_{Si}}{\omega \cdot \epsilon_0}$$
(5.5)

η (μιγαδική) σχετική διηλεκτρική σταθερά του υποστρώματος πυριτίου. Η μιγαδική αυτή ποσότητα χρησιμοποιείται για να συμπεριλάβει την πεπερασμένη αντίσταση σ του υποστρώματος όταν αυτό είναι το πυρίτιο Si.

το d_1 δίνεται από τη σχέση:

$$d_1 = \frac{K(k_1)}{K(k_1')}$$
(5.6)

και το d_2 από τη σχέση:

$$d_2 = \frac{K(k)}{K(k')} - d_1$$
(5.7)

Το πηλίκο $\frac{K(k)}{K(k')}$ δίνεται από τον τύπο του Hilberg:

$$\frac{K(k)}{K(k')} \approx \begin{cases} \frac{2}{\pi} \cdot \ln\left(2\sqrt{\frac{1+k}{1-k}}\right), & \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1 \\ \frac{\pi}{2 \cdot \ln\left(2\sqrt{\frac{1+k'}{1-k'}}\right)}, & 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (5.8)$$

Το k δίνεται από τη σχέση:

$$k = \frac{1}{\cosh(\pi w_{eff}/4h)} \quad \text{και} \quad k' = \sqrt{1-k^2} \quad (5.9)$$

όπου το h είναι ίσο με το πάχος του μονωτή και του ημιαγωγού, μαζί.
Και το k_1 ομοίως με το k από τη σχέση:

$$k_1 = \frac{1}{\cosh(\pi w_{eff}/4h_1)} \quad \text{και} \quad k_1' = \sqrt{1-k^2} \quad (5.10)$$

εδώ ως πάχος θεωρείται αυτό του μονωτή.

Για τον υπολογισμό της ισοδύναμης χωρητικότητας χρειάζεται ο υπολογισμός του ισοδύναμου πλάτους για την περίπτωση όπου υπήρχε αέρας:

$$W_{eq0} = W + \frac{t}{\pi} \cdot \ln \left[1 + \frac{4 \cdot e}{(t/h_{ολικό}) \cdot \coth^2\left(\sqrt{6.517 \cdot (W/h_{ολικό})}\right)} \right] \quad (5.11)$$

όπου $h_{ολικό}$ το πάχος μονωτή και υποστρώματος, μαζί.

Για την περίπτωση που εξετάζουμε, το ισοδύναμο πλάτος είναι:

$$W_{eqZ} = W + \frac{W_{eq0} - W}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\cosh(\sqrt{\epsilon_r - 1})} \right) \quad (5.12)$$

,όπου ϵ_r η ισοδύναμη σχετική διηλεκτρική σταθερά για όλη την περιοχή κάτω από τον αγωγό.

Ορίζουμε την ποσότητα a :

$$a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left(\frac{\left(\frac{W}{h_{ολικό}} \right)^4 + \left(\frac{W}{52 \cdot h_{ολικό}} \right)^2}{\left(\frac{W}{h_{ολικό}} \right)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \cdot \ln \left(1 + \left(\frac{W}{18.1 \cdot h_{ολικό}} \right)^3 \right) \quad (5.13)$$

και τη β :

$$b = 0.564 \cdot \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (5.14)$$

Το F_1 από τη σχέση:

$$F_{1o} = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp \left[- \left(30.666 \cdot \frac{h_{ολικό}}{W_{eq0}} \right)^{0.7528} \right] \quad (5.15)$$

,όπου ως ύψος θεωρούμε το ολικό ύψος h_{SiO_2} και h_{Si} μαζί και w το ολικό πάχος για την περίπτωση όπου υπήρχε αέρας.

Και για την περίπτωση που εξετάζουμε:

$$F_{1Z} = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp \left[- \left(30.666 \cdot \frac{h_{ολικό}}{W_{eqZ}} \right)^{0.7528} \right] \quad (5.16)$$

με δεδομένα αυτά η ισοδύναμη σχετική διηλεκτρική σταθερά δίνεται:

$$\varepsilon_{r,eff,0} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot h_{ολικό}}{W_{eqZ}} \right)^{-a \cdot b} \quad (5.17)$$

Η χαρακτηριστική αντίσταση δίνεται:

$$Z_{L0} = \frac{n_0}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{F_1 \cdot h_{ολικό}}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot h_{ολικό}}{W} \right)^2} \right) \quad (5.18)$$

και υπολογίζεται για τις περιπτώσεις όπου θα υπήρχε αέρας (W_{eq0}) αλλά και για την πραγματική περίπτωση (W_{eqZ}).

Για να ληφθεί υπόψη και το περιβάλλον της μικροταινίας δίνεται το μέγεθος:

$$\varepsilon_{r,eff} = \varepsilon_{r,eff,0} \cdot \left[\frac{Z_{L0}(W_{eq0})}{Z_{L0}(W_{eqZ})} \right]^2 \quad (5.19)$$

Η χωρητικότητα της μικροταινίας για την περίπτωση που υπήρχε αέρας είναι:

$$C_a' = \frac{1}{c_0 \cdot Z_{L0}(W_{eq0})} \quad (5.20)$$

C_0 η ταχύτητα του φωτός στο κενό.

Η ειδική χωρητικότητα της μικροταινίας με υπόστρωμα είναι τώρα:

$$C' = \varepsilon_{r,eff} \cdot C_a' \quad (5.21)$$

Για να υπολογιστεί η αγωγιμότητα ένεκα του υποστρώματος, χρειάζεται η χωρητικότητα που οφείλεται μόνο στο υπόστρωμα: (3.69)

$$C_\varepsilon' = \frac{\varepsilon_{r,eff} - 1}{\varepsilon_r - 1} \cdot \varepsilon_r \cdot C_a' \quad (5.22)$$

πλέον η αγωγιμότητα της μικροταινίας ανά μονάδα μήκους γίνεται:

$$G' = \frac{\sigma}{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0} C_\varepsilon' \quad (5.23)$$

Για τον υπολογισμό της εν σειρά αυτεπαγωγής και αντίστασης ρόλο παίζει το επιδερμικό βάθος:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (5.24)$$

Η μιγαδική απόσταση μεταξύ αγωγού και γείωσης κάτω από το υπόστρωμα είναι:

$$h_{eff} = h_{ox} + \frac{1-j}{2} \cdot \delta \cdot \tanh \left[\frac{(1+j) \cdot h_{si}}{\delta} \right] \quad (5.25)$$

Η αυτεπαγωγή ανά μονάδα μήκους είναι:

$$L_{pul} = \text{Re} \left(\frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \log \left(\frac{8h_{eff}}{W} + \frac{W}{4h_{eff}} \right) \right) \quad (5.26)$$

Για τον υπολογισμό της αντίστασης σε οποιαδήποτε συχνότητα έχουμε:

$$R_{mpul} = \begin{cases} R_{dc} = \frac{l}{\sigma_{metal} \cdot w \cdot t}, R_{dc} > R_{ac} \\ R_{ac} = \frac{l}{\sigma_{metal} \cdot \delta \cdot (1 - e^{-t/\delta}) \cdot (t + w)}, R_{ac} > R_{dc} \end{cases} \quad (5.27)$$

Η συνολική αντίσταση ανά μονάδα μήκος γίνεται:

$$R_{pul} = R_{mpul} + R_{Spul} \quad (5.28)$$

όπου

$$R_{Spul} = -\omega \cdot \text{Im} \left(\frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \log \left(\frac{8h_{eff}}{W} + \frac{W}{4h_{eff}} \right) \right) \quad (5.29)$$

Κεφάλαιο 6

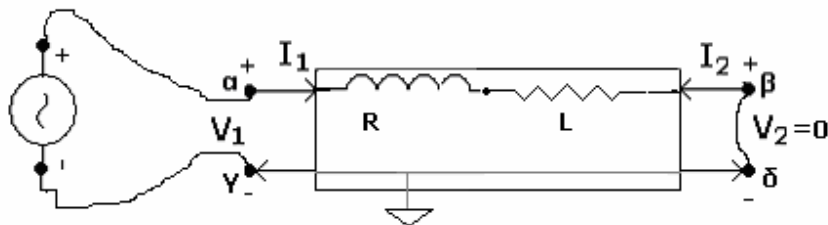
Προσομοίωση των επαγωγικών δομών

Από το σχήμα 3.4 είδαμε ότι το πραγματικό πηνίο, σε αντίθεση με το ιδανικό, έχει μεταβλητή τιμή αυτεπαγωγής αλλά και αντίστασης. Μάλιστα εξηγήσαμε και τους λόγους. Η εξήγηση βρίσκεται στο περίπλοκο δικτύωμα το οποίο ισοδυναμεί με το πραγματικό πηνίο. Το δίκτυωμα αποτελείται από απλά παθητικά στοιχεία με σταθερά χαρακτηριστικά. Τα απλά αυτά στοιχεία με εξαίρεση τις αντιστάσεις, έχουν μεταβλητή αγωγιμότητα στο φάσμα των συχνοτήτων. Συνεπώς υπάρχουν συχνότητες στις οποίες τα πηνία έχουν επικρατέστερη αγωγιμότητα και άλλες συχνότητες στις οποίες επικρατούν οι πυκνωτές. Είναι λοιπόν φυσιολογικό για ένα πηνίο να έχει άλλοτε επαγωγική κι άλλοτε χωρητική συμπεριφορά.

Για την περίπτωση που το πηνίο είναι μία απλή γραμμή μεταφοράς, το ισοδύναμό του δικτύωμα είναι μικρό και οι υπολογισμοί γίνονται και χωρίς τη χρήση υπολογιστή. Ωστόσο τα ισοδύναμα δικτύωματα των πραγματικών πηνίων είναι πολύ μεγάλα για μια τέτοια ανάλυση. Για τις περιπτώσεις αυτές ο αριθμητικός υπολογισμός είναι αναπόφευκτος.

Στη συνέχεια παρουσιάζουμε δύο αριθμητικές προσεγγίσεις του ζητήματος. Στο κεφάλαιο 6.1 δίνεται η αντιμετώπιση από το πρόγραμμα SISP ενώ στο 6.2 παρουσιάζουμε μία πολύ πιο αποδοτική λύση.

Στο σημείο αυτό θα θυμίσουμε στον αναγνώστη τα μακροσκοπικά χαρακτηριστικά του πηνίου. Όταν αναφερόμαστε στα «φερόμενα» μεγέθη, εννοούμε τα φορτία που αντιμετωπίζει μια πηγή οδηγώντας το πηνίο.



Σχήμα 6.1: Διάταξη ταυτοποίησης του πηνίου.

Από την οπτική γωνία της πηγής (τάσης ή συνηθέστερα ρεύματος) το πηνίο είναι ένα «μαύρο σημειακό κουτί». Το μόνο μακροσκοπικό μέγεθος για την πηγή ρεύματος, είναι η τάση $V_1 = V_0 \cdot e^{j\phi}$. Το μέτρο και η φάση της τάσης σε σχέση με το μέτρο του ρεύματος (με φάση αναφοράς 0) δίνουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της αντίστασης που «βλέπει» η πηγή:

$$Z_{eq} = \frac{V_0 \cdot e^{j\phi}}{I_0} = R + j\omega L \quad (6.1)$$

για κάποια συχνότητα ω .

Μεταβάλλοντας τη συχνότητα ω της πηγής σε ένα μεγάλο εύρος τιμών, μετρούμε (ή προσομοιώνουμε) την τάση V_0 . Έτσι προκύπτουν οι καμπύλες $R=R(\omega)$, $L=L(\omega)$.

Σημείωση: Η τιμές της αυτεπαγωγής και της αντίστασης σε χαμηλές συχνότητες, υπολογίζονται στο κεφάλαιο 7.2.

6.1. Επίλυση μέσω SPICE

Η διαδικασία που ακολουθείται από το πρόγραμμα SISP, προκειμένου να προσομοιωθούν τα χαρακτηριστικά του πηνίου, είναι η ακόλουθη:

- Το πλήρες ισοδύναμο του πηνίου ως δίθυρο δίκτυο με τη θύρα εξόδου γειωμένη, δίνεται στον προσομοιωτή SPICE.
- Η θύρα εισόδου τερματίζεται με πηγή έντασης μέτρου 1 και μεταβλητής συχνότητας ω .
- Το κύκλωμα δίνεται προς προσομοίωση για χαμηλές μέχρι πολύ υψηλές συχνότητες ω .
- Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης δηλαδή το μέτρο και η φάση της τάσης στην είσοδο του πηνίου με κατάλληλη επεξεργασία σύμφωνα με τη σχέση που προαναφέρθηκε (6.1), μετατρέπονται σε αυτεπαγωγή και αντίσταση για κάθε συχνότητα ω .

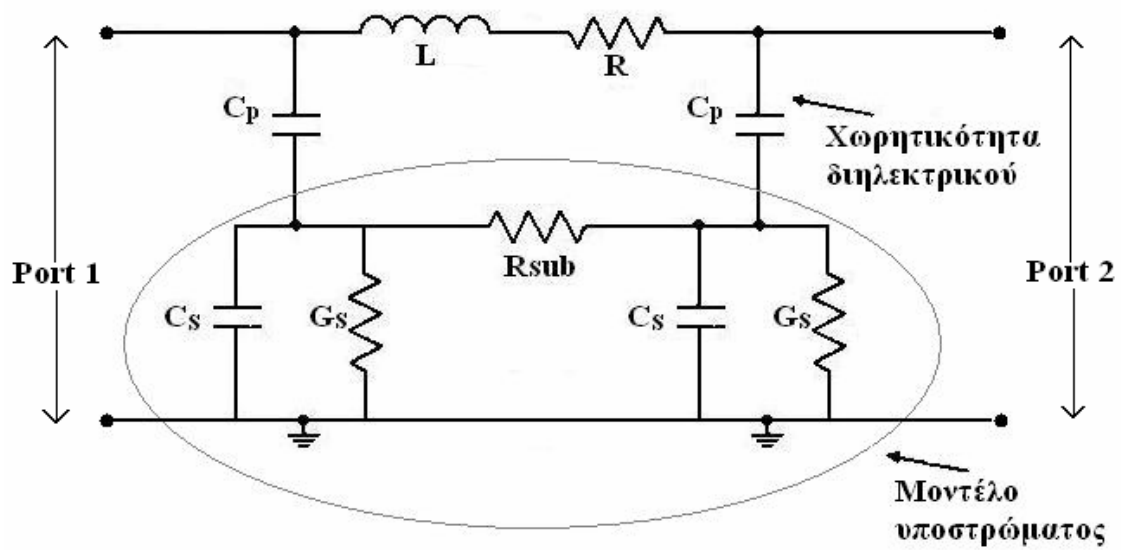
6.2. Ένας εξειδικευμένος πυρήνας SPICE

Η διαδικασία που προαναφέρθηκε έχει εγγυημένο αποτέλεσμα, μια και ο SPICE simulator είναι δοκιμασμένος και καταξιωμένος και δεν απαιτείται προγραμματιστικός κόπος, όπως με μια άλλη λύση.

Πρόκειται όμως για ένα προσομοιωτή γενικής χρήσης ικανό να λύνει κυκλώματα με γραμμικά αλλά και με μη γραμμικά στοιχεία, όπως τα transistors και επιπλέον με πολλές ανεξάρτητες κι εξαρτημένες, πηγές. Αυτά τα χαρακτηριστικά τον καθιστούν εν γένει αργό προσομοιωτή. Εμείς από την άλλη, ζητάμε μια πολύ γρήγορη λύση ικανή να δίνει απαντήσεις σε χρόνο μη αντιληπτό από τον χρήστη –κάτι το οποίο δεν συμβαίνει με το SPICE- και να μπορεί να τρέχει πολλές επαναληπτικές προσομοιώσεις με σκοπό τη σύνθεση βέλτιστου πηνίου σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα.

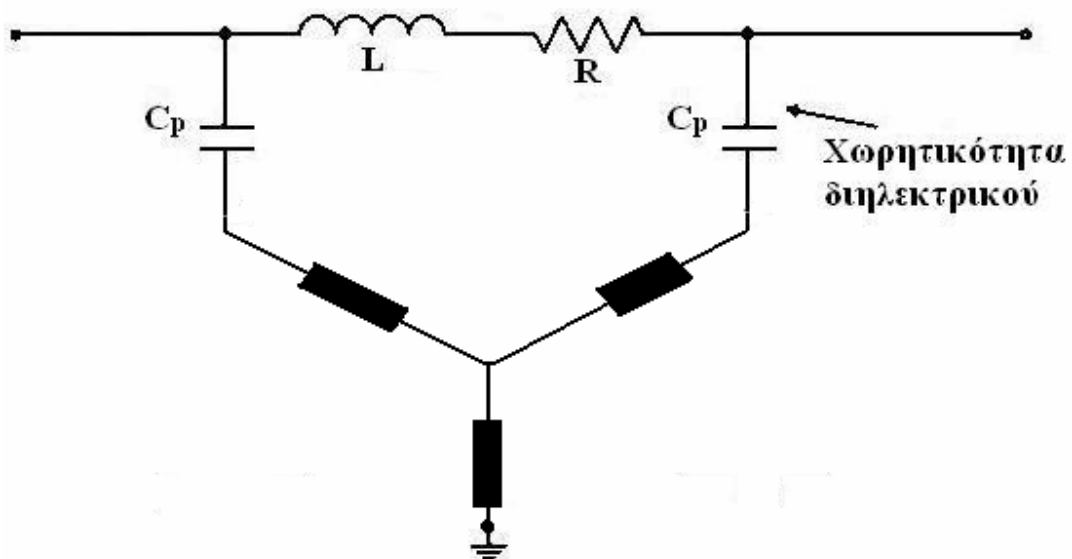
Το ζητούμενο συνεπώς, είναι μια γρήγορη μηχανή τύπου SPICE εξειδικευμένη να λύνει γραμμικά παθητικά κυκλώματα και να ενσωματώνεται στο εργαλείο CAD.

Σε μια τέτοια αναζήτηση μπορούμε να προσεγγίσουμε το ζήτημα με την παραδοσιακή διαδικασία που ακολουθούσαν οι σχεδιαστές, για να προσομοιώσουν σύνθετα κυκλώματα χωρίς τη χρήση υπολογιστή. Γίνεται σαφές ότι αναφερόμαστε στη μέθοδο MNA (Modified Nodal Analysis, αν και για την περίπτωση μια απλή μέθοδος κόμβων



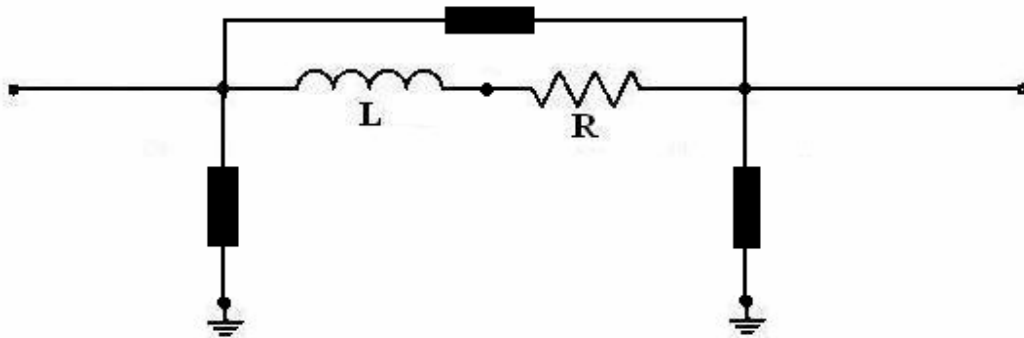
Σχήμα 6.2: Το πλήρες μοντέλο μιας γραμμής μεταφοράς. Το υπόστρωμα είναι σε συνδεσμολογία τριγώνου.

Τα στοιχεία C_s και G_s , μπορούν να αντικατασταθούν από την ισοδύναμη αγωγιμότητα $C_s \parallel G_s$. Αυτές οι αγωγιμότητες μαζί με την αντίσταση R_{sub} σχηματίζουν ένα τρίγωνο. Κατά τα γνωστά το τρίγωνο μπορεί να αντικατασταθεί από αστέρα αγωγιμοτήτων.



Σχήμα 6.3: Το μοντέλο της γραμμής μεταφοράς με μετατροπή του υποστρώματος σε ηλεκτρικό αστέρα. Οι άνω κλάδοι του μπορούν να ενσωματώσουν τους πυκνωτές C_p .

Στη συνέχεια οι πυκνωτές που φαίνονται στο σχήμα μπορούν να ενσωματωθούν στο τρίγωνο και κατόπιν ο αστέρας μπορεί να αντικατασταθεί με ένα νέο τρίγωνο. Με την αλλαγή αυτή κάθε τμήμα του πηνίου προσθέτει δύο νέους κόμβους στο δίκτυο.



Σχήμα 6.4: Το μοντέλο της γραμμής σε απλή μορφή. Παρατηρείστε ότι οι τρεις μαύρου χρώματος αγωγιμότητες δεν είναι απλά στοιχεία – όπως στο 6.2 - αλλά στοιχεία εξαρτώμενα από τη συχνότητα. Το μεγαλύτερο μέρος των υπολογισμών έχει ήδη γίνει με αυτές τις απλές μετατροπές.

Αντίστοιχα με τους προηγούμενους υπολογισμούς, το κόστος μειώνεται συνολικά κατά $(5/2)^3 \approx 16$ φορές.

Πρέπει να σημειώσουμε ότι παρά τη μείωση της τάξης του πίνακα, η τάξη της περιγραφής παραμένει η ίδια, μια και οι σύνθετες αγωγιμότητες που έχουν προκύψει στο νέο κύκλωμα ενσωματώνουν δίκτυα αγωγιμοτήτων αντί για απλά στοιχεία. Έτσι η τελική περιγραφή του πηνίου παραμένει αναλλοίωτη.

Αν συνοπολογίσουμε και το γεγονός ότι ο εξειδικευμένος αυτός προσομοιωτής δεν χρειάζεται γράφους για το σχηματισμό των εξισώσεων, καθώς το κύκλωμα είναι εκ των προτέρων γνωστό (ο μόνος άγνωστος παράγοντας είναι ο αριθμός τυλιγμάτων του πηνίου) τότε η ταχύτητα αυξάνεται κι άλλο.

6.2.1. Επίλυση μιγαδικού συστήματος

Ως προς την επίλυση του συστήματος, τα πράγματα διαφέρουν από τις συνηθισμένες περιπτώσεις συστημάτων με πραγματικούς συντελεστές, μια κι εδώ έχουμε μιγαδικούς. Για την επίλυση των μιγαδικών συστημάτων, μπορούμε να θεωρήσουμε έναν πίνακα διπλάσιο του προς επίλυση πίνακα με πραγματικούς συντελεστές:

$$\begin{bmatrix} \operatorname{Re}(A) & \operatorname{Im}(A) \\ -\operatorname{Im}(A) & \operatorname{Re}(A) \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Με τον τρόπο αυτό το κόστος γίνεται $2^3 = 8$ φορές μεγαλύτερο σε σχέση με μια μήτρα πραγματικών συντελεστών της ίδιας διάστασης. Ενδεχομένως, το πρόγραμμα SPICE να χρησιμοποιεί αυτή τη μέθοδο. Εμείς έχουμε μια εναλλακτική πρόταση:

Είναι γνωστό ότι οι σύγχρονοι επεξεργαστές ενσωματώνουν εντολές τύπου MMX ή SSE οι οποίες επιταχύνουν δραματικά την εκτέλεση διεργασιών που σχετίζονται με γραφικά (δηλαδή με διανύσματα, παρόμοια με τους μιγαδικούς). Αν και ο αρχικός σκοπός τους ήταν αυτός, δηλαδή η επιτάχυνση των γραφικών, εντούτοις δεν υπάρχει κάποιος περιορισμός ως προς τη χρήση σε επιστημονικές εφαρμογές (αναφορές [5],[6]). Η χρησιμότητα τους θα φανεί με ένα σύντομο παράδειγμα.

Παράδειγμα: Έστω ότι θέλουμε να πολλαπλασιάσουμε δυο μιγαδικούς, $(a+bj)$ και $(c+dj)$. Το γινόμενο τους είναι $(ac-bd) + j(ad+bc)$. Ο ακολουθιακός τρόπος απαιτεί τέσσερις κύκλους πολλαπλασιασμού. Με τη χρήση, όμως, παράλληλων εντολών SIMD (Single Instruction, Multiple Data) οι πολλαπλασιασμοί μπορούν να γίνουν σε ένα κύκλο. Μάλιστα με εντολές SSE+ (σε αντίθεση με τις MMX) που κάνουν αριθμητική float οι πράξεις έχουν και την απαιτούμενη ακρίβεια.

Μπορούμε λοιπόν, να χρησιμοποιήσουμε τις ειδικές εντολές των επεξεργαστών και να εργαστούμε απευθείας με μιγαδικούς αριθμούς, χωρίς σημαντική επίπτωση στις επιδόσεις λόγω της διττής φύσης τους. Αν επιπλέον, ο vectorizing compiler ο οποίος θα αναλάβει τις αριθμητικές πράξεις που προαναφέρθηκαν, παράγει κώδικα για 64bit επεξεργαστή (για τις επερχόμενες γενιές εντολών SIMD, όπου θα επεξεργάζονται με μιας πολλές πράξεις double αντί float), τότε οι πράξεις (με αριθμητική double = 64bit που, στα 32bit μηχανήματα γίνεται με simulation, και για παράδειγμα οι πολλαπλασιασμοί γίνονται τέσσερις φορές πιο αργά) επιταχύνονται ακόμη περισσότερο.

Μια υλοποίηση μιγαδικών συναρτήσεων με εξαιρετικά ικανοποιητική ταχύτητα, έχει γίνει ήδη για το μοντέλο της απλής μικροταινίας (δείτε κεφάλαιο 9).

Σημείωση: Σχετικά με την επίλυση συστημάτων με την προηγούμενη μέθοδο, χρειάζεται προσοχή όσον αφορά τα σφάλματα, ένα πολύ κρίσιμο ζήτημα. Το πηλίκο που εμφανίζεται, αντίστοιχα με τις περιπτώσεις πραγματικών, είναι το

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{r_1 \cdot e^{j\phi_1}}{r_2 \cdot e^{j\phi_2}} = \frac{r_1}{r_2} \cdot e^{j(\phi_1 - \phi_2)}. \quad \text{Ως πρώτη αντιμετώπιση σε μια επίλυση}$$

μιγαδικού συστήματος, πρέπει να γίνει οδήγηση κατά στήλη με βάση το μέτρο (r) των υποψηφίων προς οδήγηση στοιχείων, ανεξάρτητα από το αν οι πράξεις γίνονται με τους αριθμούς στη μορφή $Z = x + j \cdot y$ ή στη μορφή $Z = r \cdot e^{j\phi}$.

6.3. Συμπεράσματα

Η συνολική αύξηση της ταχύτητας (τάξη μεγέθους) υπολογίζεται ως το άθροισμα των επιμέρους συνιστωσών της. Το κέρδος από τη μείωση της διάστασης των προς αντιστροφή πινάκων είναι μία τάξη μεγέθους, ενώ και για την επίλυση του μιγαδικού συστήματος το όφελος είναι άλλο τόσο.

Επιπλέον, υπάρχει κέρδος σε σχέση με το SPICE, αν για το σχηματισμό των πινάκων δεν χρησιμοποιηθούν γράφοι (μπορεί να χρησιμοποιηθεί και απλή μέθοδος κόμβων). Τα πηνία έχουν εκ των προτέρων γνωστή μορφή, επομένως δεν απαιτούνται γράφοι, όπως στη γενική περίπτωση.

Αν για την αντιστροφή των πινάκων δεν χρησιμοποιηθούν πράξεις Double αλλά Float, τότε η ταχύτητα εκτέλεσης μπορεί να αυξηθεί μέχρι και τέσσερις φορές ακόμη. Για την περίπτωση που ο δείκτης κατάστασης του πίνακα δεν είναι καλός, κάτι τέτοιο ενδέχεται να δώσει σφάλματα. Ο δείκτης κατάστασης μπορεί να υπολογίζεται πριν την αντιστροφή των πινάκων και αναλόγως να επιλέγονται πράξεις Double ή Float.

Απ' όσο φάνηκε από τους προηγούμενους υπολογισμούς δεν είναι ουτοπική η προσδοκία μας για αύξηση της ταχύτητας προσομοίωσης κατά δύο τάξεις μεγέθους σε σχέση με τα SPICE-SISP, ενώ δεν αποκλείεται να είναι και παραπάνω.

Κεφάλαιο 7

Μείωση της τάξης περιγραφής

Κατά την αρχική σύλληψη των κυκλωμάτων, οι σχεδιαστές έχουν στο νου τους τα απλοποιημένα μοντέλα των στοιχείων. Τα πηνία, οι αντιστάσεις, τα τρανζίστορ και τα υπόλοιπα στοιχεία έχουν την πιο απλή μορφή τους και ο σχεδιαστής εμβαθύνει στα άλλα χαρακτηριστικά της τοπολογίας του. Όταν έρθει η ώρα της προσομοίωσης, τότε θα χρησιμοποιήσει τα πιο περίπλοκα μοντέλα των στοιχείων για να δει κατά πόσο το δημιούργημά του είναι τελικώς εφικτό. Συνεπώς, στα πρώτα στάδια μίας σχεδίασης χρειάζονται τα απλούστερα μοντέλα των ενεργητικών και παθητικών στοιχείων.

Για το θέμα που εξετάζουμε εδώ, δηλαδή τις επαγωγικές δομές, έχουμε μέχρι στιγμής δει τα πιο περίπλοκα μοντέλα. Στο κεφάλαιο 3 εξετάσαμε τις παραμέτρους του ιδανικού πηνίου και διαπιστώσαμε ότι το μοντέλο του ιδανικού πηνίου δεν επαρκεί για να χαρακτηρίσει πλήρως ένα πραγματικό πηνίο. Στο κεφάλαιο 4 είδαμε πώς ένα πραγματικό πηνίο αναλύεται σε ένα περίπλοκο δίκτυωμα απλών στοιχείων από το οποίο, σύμφωνα με τις μεθοδολογίες του κεφαλαίου 6, υπολογίζεται η φασματική απόκριση ενός ισοδύναμου ιδανικού πηνίου.

Πολλές όμως φορές αυτό που ζητείται είναι ένα απλό μοντέλο πηνίου, με βάση το οποίο ο σχεδιαστής θα κάνει τις επιλογές του, ή θα το χρησιμοποιήσει στις προσομοιώσεις. Εξάλλου οι προσομοιώσεις επιταχύνονται όταν χρησιμοποιούνται απλά μοντέλα (δείτε την επιβάρυνση που προκαλεί το πλήρες μοντέλο - κεφάλαιο 7.1). Ζητούμε, εν ολίγοις, μια μηχανή που από το δίκτυωμα του πραγματικού πηνίου θα μας δίνει τις παραμέτρους ενός αντίστοιχου απλούστερου πηνίου. Κάτι τέτοιο ουσιαστικά σημαίνει πως μια περιγραφή τάξης n (με τάξη μεγέθους ~ 100) ισοδυναμεί με μια περιγραφή μονοψήφιας τάξης. Αυτό είναι μαθηματικά αδύνατο. Ωστόσο, μπορούμε να βρούμε μία περιγραφή μικρής τάξης που να πλησιάζει την πλήρη περιγραφή έστω και με κάποιο σφάλμα.

Στην αναφορά [14] παρουσιάζεται μία μεθοδολογία που από το πλήρες ισοδύναμο κύκλωμα του πηνίου δίνει ένα δίκτυωμα τάξης 3. Μία περιγραφή τόσο μικρής τάξης έχει τον περιορισμό ότι αποκρύπτει σημαντικές πληροφορίες για το πηνίο, όπως είναι για παράδειγμα οι (ενδεχόμενοι) πολλαπλοί συντονισμοί σε υψηλές συχνότητες. Τούτο σημαίνει ότι και η μεταβατική απόκριση (κατά τους I.C σχεδιαστές η transient ανάλυση) του μοντέλου του πηνίου, παρουσιάζει μεγάλες αποκλίσεις από το πραγματικό πηνίο.

Ωστόσο τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα καλούνται να υποστηρίξουν πολλά κανάλια ή πολλά διαφορετικά πρότυπα και απαιτείται γρήγορη μετάβαση μεταξύ των συχνοτήτων. Η μεταβατική απόκριση και οι χρόνοι αποκατάστασης είναι ζητήματα που πρέπει να αναλυθούν από τους σχεδιαστές. Ακόμη και τα συνεπτυγμένα μοντέλα των επαγωγικών δομών πρέπει να έχουν συμπεριφορά αντίστοιχη της πραγματικής. Η λύση σε αυτό το ζήτημα είναι να βρούμε περιγραφή μικρότερης τάξης από του πλήρους, αλλά και ικανής να περιγράψει τη συμπεριφορά του με ελάχιστες αποκλίσεις. Μια τέτοια προσέγγιση κάνουμε στο 7.3. Προτού φτάσουμε εκεί, πρέπει να δούμε την πολυπλοκότητα που έχει μια προσομοίωση.

7.1. Επιδόσεις σύγχρονων προσομοιωτών

Για να υπολογίσουμε τα οφέλη από τη μείωση της τάξης περιγραφής μιας επαγωγικής δομής, πρέπει να εξετάσουμε τη λειτουργία και την πολυπλοκότητα των προσομοιωτών τύπου Cadence. Αν και οι λεπτομέρειες των αλγορίθμων των προσομοιωτών δεν είναι γνωστές, εντούτοις γνωρίζουμε τις βασικότερες συνιστώσες τους. Αυτές είναι:

1. Επίλυση γραμμικών κυκλωμάτων με μεθόδους κόμβων.
2. Επίλυση των μοντέλων των μη γραμμικών στοιχείων – κυρίως τρανζίστορ.
3. Άλλες διεργασίες.

Οι πλέον χρονοβόρες διεργασίες είναι οι (1),(2). Τα μοντέλα των πηνίων (2) είναι ένα ζήτημα ξένο ως προς τους σκοπούς της παρούσας εργασίας. Αντιθέτως, μπορούμε να κάνουμε βήματα για τη μείωση του κόστους μειώνοντας το πλήθος των κόμβων και, επομένως, το φόρτο της διεργασίας (1).

Ας υποθέσουμε ένα συγκεκριμένο κύκλωμα. Έστω ότι οι διεργασίες (2) και (3) μαζί χρειάζονται χρόνο t_2 για κάποια ανάλυση του κυκλώματος. Θεωρούμε το t_2 σταθερό.

Έστω τώρα ότι το κύκλωμα έχει ολοκληρωμένα πηνία. Το πλήρες μοντέλο του κεφαλαίου 4 προσθέτει τέσσερις κόμβους για κάθε τμήμα του πηνίου. Ο συνολικός αριθμός κόμβων για όλες τις επαγωγικές δομές του κυκλώματος είναι περίπου $k=4n$ όπου n ο συνολικός αριθμός τμημάτων των πηνίων. Για ένα κύκλωμα με πέντε πολυγωνικά πηνία κι περίπου δέκα ελίγματα το καθένα προκύπτει συνολικός αριθμός κόμβων $k \sim 1600$. Αν θεωρήσουμε λ τον αριθμό των υπολοίπων κόμβων του κυκλώματος, τότε ο συνολικός αριθμός κόμβων είναι $k+\lambda$. Ο χρόνος εκτέλεσης t_1 για τους κόμβους δίνεται στον πίνακα (η αντιστροφή των πινάκων είναι η βασική πράξη, χρειάζεται πολύ συχνά και έχει πολυπλοκότητα $O(n^3)$):

Πολυπλοκότητα	Αριθμός κόμβων λόγω επαγωγών	Άλλοι κόμβοι	Χρόνος εκτέλεσης t_1
$O(n^3)$	k	λ	$O((k+\lambda)^3)$

Πίνακες 7.1. Χρόνος εκτέλεσης μεθόδου κόμβων

Αριθμός πηνίων	Αριθμός (k) κόμβων λόγω των πηνίων. (Πλήρες μοντέλο)	Άλλοι κόμβοι (λ)	Χρόνος εκτέλεσης t_1 με τα πηνία	Χρόνος εκτέλεσης t_1 χωρίς τα πηνία	Επιβάρυνση λόγω των επαγωγών (φορές)
5	~ 1600	400	$O(2000^3)$	$O(400^3)$	125
5	~ 1600	800	$O(2400^3)$	$O(800^3)$	27
2	~ 600	600	$O(1200^3)$	$O(600^3)$	8

Πίνακας 7.2. Παραδείγματα επιβάρυνσης του χρόνου προσομοίωσης λόγω των επαγωγών.

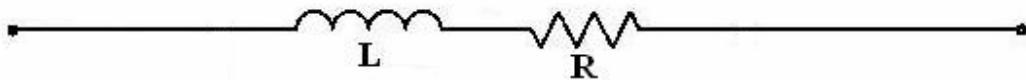
Βλέπουμε ότι τα πλήρη μοντέλα των πηνίων είναι ένα μεγάλο φορτίο για τους προσομοιωτές. Βεβαίως, η σχετική επιβάρυνση αμβλύνεται, αν υπολογίσουμε και το χρόνο t_2 (ο οποίος για την προσέγγιση αυτή θεωρήθηκε σταθερός) εκτέλεσης των μοντέλων των τρανζίστορ. Επίσης, εξαρτάται και από τον τύπο του κυκλώματος. Μπορούμε όμως να θεωρήσουμε ότι η συνολική επιβάρυνση φτάνει περίπου τις 10 έως 20 φορές.

Ο χρόνος αυτός μειώνεται αν χρησιμοποιηθούν τα συνεπτυγμένα μοντέλα των πηνίων. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τρία τέτοια μοντέλα.

7.2. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα χαμηλών συχνοτήτων

Το απλούστερο συνεπτυγμένο μοντέλο πηνίου είναι το πηνίο-αντίσταση σε σειρά. Πολλές φορές χρειαζόμαστε απλώς την τιμή της φαινόμενης αυτεπαγωγής, της αντίστασης και του συντελεστή ποιότητας στις χαμηλές συχνότητες.

Στις χαμηλές συχνότητες η επίδραση των πυκνωτών είναι αμελητέα. Τότε το ισοδύναμο απλοϊκό κύκλωμα είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 7.1: Ισοδύναμο κύκλωμα χαμηλών συχνοτήτων.

Ομοίως για το πλήρες μοντέλο του πηνίου, οι πυκνωτές έχουν αμελητέα επίδραση. Αγνοώντας τότε τη μήτρα χωρητικότητας, τα στοιχεία που έχουν επίδραση στην συμπεριφορά του πηνίου είναι οι αυτεπαγωγές L , οι μετασχηματιστές με αλληλεπαγωγές M που μαζί περιγράφονται με την μήτρα \mathbf{M} :

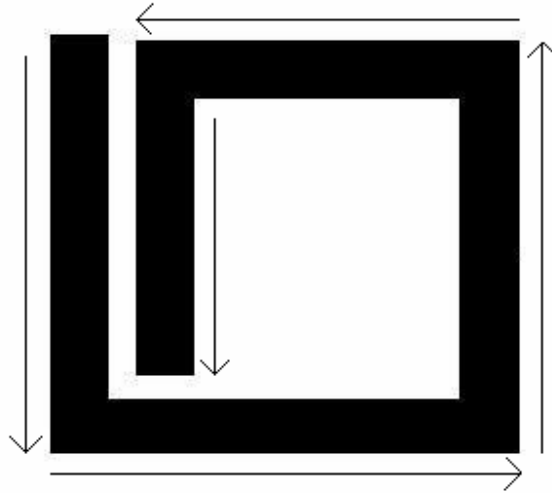
$$\overline{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & \dots & M_{1v} \\ M_{21} & L_2 & \dots & M_{2v} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{v1} & M_{v2} & \dots & L_v \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

και οι επιμέρους αντιστάσεις των μικροταινιών.

Για δύο τυχαίες μικροταινίες με μαγνητική σύζευξη μεταξύ τους, οι περιγραφικές εξισώσεις είναι:

$$\begin{bmatrix} V_{L1} \\ V_{L2} \end{bmatrix} = \mathbf{S} \cdot \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

Για κάποιο ζευγάρι μικροταινιών εντός του πηνίου, ισχύει η παραπάνω σχέση και επιπλέον τα ρεύματα I_{L1} , I_{L2} (για μικρές συχνότητες!) είναι κατά μέτρο ίσα. Το αν έχουν ίδια ή αντίθετη φορά ρεύματος εξαρτάται από το αν βρίσκονται στην ίδια ή στην απέναντι πλευρά:



Σχήμα 7.2: Φορά ρευμάτων.

Για την περίπτωση των ομόρροπων ρευμάτων ($I_{L1}=I_{L2}$) η περιγραφή γίνεται:

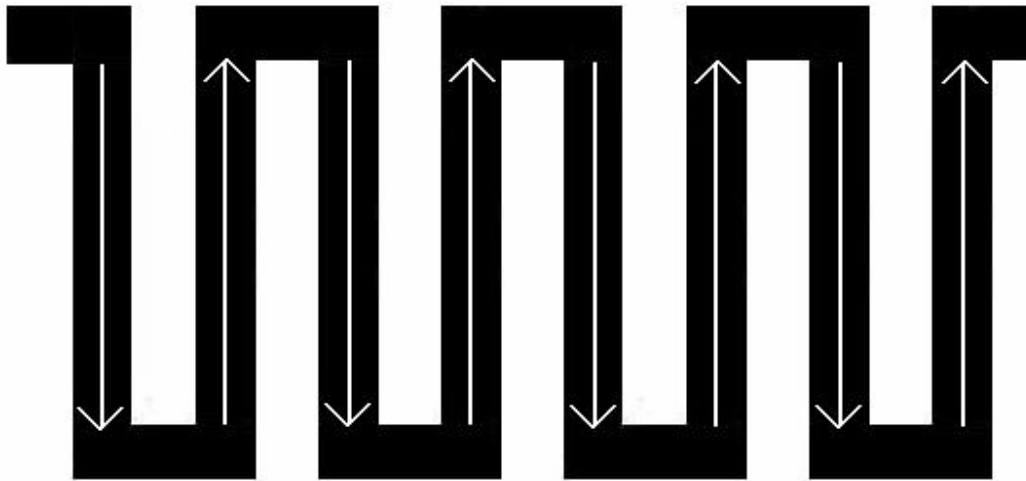
$$\begin{cases} V_{L1} = S \cdot (L_1 + M) \cdot I_{L1} \\ V_{L2} = S \cdot (L_2 + M) \cdot I_{L2} \end{cases} \quad (7.3)$$

και για τα αμφίρροπα ρεύματα ($I_{L1}=-I_{L2}$):

$$\begin{cases} V_{L1} = S \cdot (L_1 - M) \cdot I_{L1} \\ V_{L2} = S \cdot (L_2 - M) \cdot I_{L2} \end{cases} \quad (7.4)$$

Δηλαδή η παρουσία της αμοιβαίας επαγωγής αυξάνει-μειώνει, αντίστοιχα με την φορά των ρευμάτων τη φερόμενη αυτεπαγωγή μιας μικροταινίας κατά τον παράγοντα M .

Σημείωση: Αυτός είναι και ο λόγος που η ακόλουθη τοπολογία, δεν έχει καλή αυτεπαγωγή (τα γειτονικά τμήματα που έχουν μεγάλη κατά μέτρο σύζευξη, δίνουν αρνητική συνεισφορά στην ολική αυτεπαγωγή):



Σχήμα 7.3: Μια επαγωγική δομή μικρής αυτεπαγωγής – εξήγηση.

Για να διευκολύνουμε τα πράγματα και να μειώσουμε την περιπτωσεολογία θα επεκτείνουμε τη θεωρία και θα δώσουμε στις αμοιβαίες επαγωγές πρόσημο. Κατά τον υπολογισμό της μήτρας \mathbf{M} –σύμφωνα και με την παραδοχή που κάναμε νωρίτερα, ότι τα ρεύματα έχουν α priori γνωστή διεύθυνση – θα βάζουμε θετικό η αρνητικό πρόσημο στα $M_{i,j}$ αν τα τμήματα I_i, j έχουν ομόρροπο- αμφίρροπο ρεύμα, αντίστοιχα. Έτσι, η φερόμενη αυτεπαγωγή ενός τμήματος θα είναι πάντα το άθροισμα της αυτεπαγωγής του με την αμοιβαία επαγωγή.

Είναι εύκολο να δείξουμε ότι και για τρεις ή περισσότερες συζευγμένες αυτεπαγωγές $L_1, L_2, L_3, \dots, L_n$ με αμοιβαίες επαγωγές $M_{1,2}, M_{1,3}, \dots, M_{1,n}, \dots, M_{2,3}, \dots, M_{2,n}, \dots$ οι φερόμενες αυτεπαγωγές γίνονται:

$$L_{1\text{eff}} = L_1 + M_{1,2} + M_{1,3} + \dots + M_{1,n}$$

$$L_{2\text{eff}} = L_2 + M_{2,1} + M_{2,3} + \dots + M_{2,n} = L_2 + M_{1,2} + M_{3,2} + \dots + M_{n,2}$$

$$L_{3\text{eff}} = \dots$$

...

$$L_{n\text{eff}} = L_n + M_{n,1} + M_{n,2} + M_{n,3} \dots = L_n + M_{1,n} + M_{2,n} + M_{3,n} + \dots$$

$$\text{Άρα η ολική αυτεπαγωγή γίνεται } L_{\text{total eff}} = L_{1\text{eff}} + L_{2\text{eff}} + L_{3\text{eff}} + \dots + L_{n\text{eff}} =$$

$$= L_1 + M_{1,2} + M_{1,3} + \dots + M_{1,n} + L_2 + M_{2,1} + M_{2,3} + \dots + M_{2,n} + \dots + L_n + M_{n,1} + M_{n,2} + M_{n,3} + \dots$$

$$\Leftrightarrow L_{\text{total eff}} = \sum_{\text{ολα τα } i,j} M_{i,j} \quad (7.5)$$

όπου $M_{i,j}$ το (I_i, j) στοιχείο της μήτρας \mathbf{M} .

Δηλαδή η ολική φερόμενη αυτεπαγωγή του πηνίου στις χαμηλές συχνότητες είναι ίση με το άθροισμα των στοιχείων της μήτρας \mathbf{M} . (όπου λόγω συμμετρίας οι αμοιβαίες επαγωγές αθροίζονται δύο φορές)

Όσον αφορά τώρα την ολική αντίσταση του πηνίου, αυτή υπολογίζεται ως το άθροισμα των επιμέρους αντιστάσεων των μικροταινιών:

$$R_{total} = \sum_{\text{Όλες_οι_μικροταινίες}} R_{\text{μικροταινίας}} \quad (7.6)$$

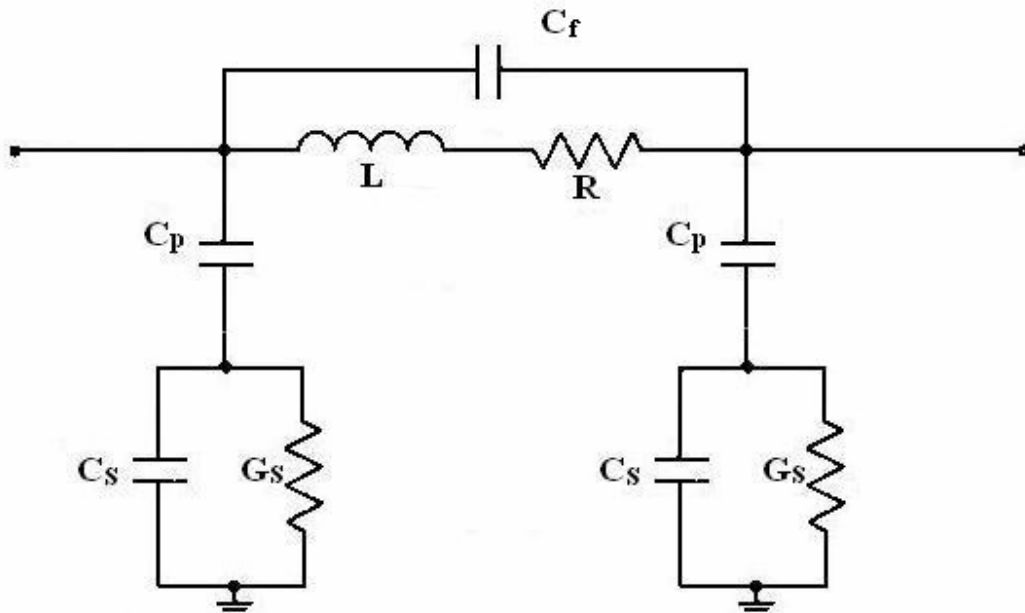
Τέλος, ο συντελεστής ποιότητας υπολογίζεται κατά τα γνωστά:

$$Q = \frac{2\pi f \cdot L_{total\,eff}}{R_{total}} \quad (7.7)$$

7.3. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ευρείας ζώνης

Η απλή μέθοδος που παρουσιάσαμε δίνει πολύ γρήγορα ένα ισοδύναμο απλό κύκλωμα, το οποίο, όμως, έχει ισχύ μόνο για χαμηλές συχνότητες. Το ισοδύναμο μοντέλο που δίνεται στο [14] περιλαμβάνει επιπλέον και χωρητικότητες ως προς το υπόστρωμα, οι οποίες μοιάζουν με τις, κατανεμημένες, χωρητικότητες κάθε μικροταινίας ως προς το υπόστρωμα. Αυτές οι χωρητικότητες δύνανται σε υψηλές συχνότητες να δώσουν συμπεριφορά όμοια με αυτή του πραγματικού πηνίου με πτώση της απόδοσης σε αντίθεση με το μοντέλο της προηγούμενης παραγράφου που έχει L και R σταθερά ως προς τη συχνότητα. Πέρα από αυτές τις χωρητικότητες υπάρχει και μια χωρητικότητα σύζευξης μεταξύ των μη γειωμένων ακροδεκτών του δικτύου, που προσομοιώνει τις ενδοχωρητικότητες μεταξύ των μικροταινιών.

Το σχηματικό του μοντέλου δίνεται παρακάτω:



Σχήμα 7.4: Ισοδύναμο κύκλωμα ευρείας ζώνης (συμμετρικό!).

Με απλούς υπολογισμούς έχουμε:

$$Y(s) = \frac{1 + S \cdot C_s \cdot R_s}{(R + S \cdot L) \cdot [1 + S \cdot (C_p \cdot R_s + C_s \cdot R_s)]} + S \cdot C_f + \frac{S \cdot C_p \cdot [R + R_s + S \cdot (L + C_s \cdot R_s \cdot R)] + S^2 \cdot L \cdot C_s \cdot R_s}{(R + S \cdot L) \cdot [1 + S \cdot (C_p \cdot R_s + C_s \cdot R_s)]} \quad (7.8)$$

Για τον τελικό υπολογισμό του ισοδύναμου κυκλώματος του πηνίου χρειάζεται να προσεγγιστούν οι συντελεστές L, R, C_p, C_f, C_s, R_s , ώστε η προαναφερθείσα αγωγιμότητα να πλησιάζει αυτή της προσομοίωσης, σε όλες τις συχνότητες. Θεωρούμε το διάνυσμα \bar{b} που αποτελείται από τις τιμές της αγωγιμότητας για κάθε συχνότητα, $\bar{b} = [b_1, b_2, \dots, b_N]^T$. Σε πολικές συντεταγμένες, τα b_k δίνονται από τη σχέση:

$$b_k = \frac{I}{V} \cdot \frac{1}{V_m(\omega_k) \cdot \{\cos[V_p(\omega_k)] + j \cdot \sin(V_p(\omega_k))\}}, k = 1, \dots, N \quad (7.9)$$

Οι προς επίλυση εξισώσεις είναι:

$$\begin{cases} Y_1(L, R, C_p, C_f, C_s, R_s @ \omega_1) = b_1 \\ Y_2(L, R, C_p, C_f, C_s, R_s @ \omega_2) = b_2 \\ \dots \\ Y_N(L, R, C_p, C_f, C_s, R_s @ \omega_N) = b_N \end{cases} \quad (7.10)$$

Επειδή η αγωγιμότητα Y δίνεται από μη γραμμικές σχέσεις θα λυθεί με μια αριθμητική μέθοδο που βασίζεται στο ανάπτυγμα Taylor, γύρω από ένα αρχικό διάνυσμα:

$$\bar{X}_s = [\hat{L}, \hat{R}, \hat{C}_p, \hat{C}_f, \hat{C}_s, \hat{R}_s]^T \quad (7.11)$$

Καθώς η μέθοδος Taylor έχει ως αρχή λειτουργίας τον ορισμό της παραγώγου:

$$f'(x_0) = \frac{f(x) - f(x_0)}{x - x_0} \Rightarrow f(x) = f(x_0) + f'(x_0) \cdot (x - x_0) \quad (7.12)$$

ομοίως και αναδρομικά για τις ανώτερες τάξεις παραγώγων, για να «προβλέψει» την τιμή της συνάρτησης f στη «γειτονιά» του x_0 (ή του διανύσματος μεταβλητών για την

περίπτωση) έπεται ότι για μεγάλες αποκλίσεις από το κεντρικό σημείο, δεν δίνει καλά αποτελέσματα. Με άλλα λόγια η επιλογή του αρχικού διανύσματος X_s παίζει καθοριστικό ρόλο στη διαδικασία.

Για την επιλογή ενός τέτοιου αρχικού διανύσματος, αρκεί να σκεφτούμε το ισοδύναμο κύκλωμα χαμηλών συχνοτήτων, όπως το εξετάσαμε στην προηγούμενη παράγραφο. Αυτό το κύκλωμα μας δίνει την αυτεπαγωγή. Η αντίσταση προκύπτει από την ολική αντίσταση με υπολογισμό, όμως, του επιδερμικού φαινομένου. Τα άλλα τέσσερα στοιχεία υπολογίζονται από το συνολικό εμβαδόν του μετάλλου του πηνίου και από τις ενδοχωρητικότητες μεταξύ των τμημάτων του πηνίου.

Στη συνέχεια δίνουμε το ανάπτυγμα Taylor, πρώτης τάξης:

$$\begin{bmatrix} Y^{(R)}(\bar{x}) \\ \dots \\ Y^{(I)}(\bar{x}) \end{bmatrix}_{(2N \times 1)} = \begin{bmatrix} Y^{(R)}(\bar{x}_s) \\ \dots \\ Y^{(I)}(\bar{x}_s) \end{bmatrix}_{(2N \times 1)} + \begin{bmatrix} Y'^{(R)}(\bar{x}) \\ \dots \\ Y'^{(I)}(\bar{x}) \end{bmatrix}_{(2N \times 6)} \cdot \bar{\Delta x}_{(6 \times 1)} = \begin{bmatrix} \bar{b} \\ \dots \\ \bar{b} \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

όπου η μήτρα μερικών παραγώγων είναι:

$$A = \begin{bmatrix} Y^{(R)}(\bar{x}) \\ \dots \\ Y^{(I)}(\bar{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y'_{L,1}{}^{(R)} & Y'_{R,1}{}^{(R)} & Y'_{p,1}{}^{(R)} & Y'_{Cf,1}{}^{(R)} & Y'_{Cs,1}{}^{(R)} & Y'_{Rs,1}{}^{(R)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y'_{L,N}{}^{(R)} & \dots & \dots & \dots & \dots & Y'_{Rs,N}{}^{(R)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y'_{L,1}{}^{(I)} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y'_{L,N}{}^{(I)} & \dots & \dots & \dots & \dots & Y'_{Rs,N}{}^{(I)} \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

Η μήτρα A πριν πάρει τη μορφή που φαίνεται εδώ είναι μιγαδική, για το λόγο αυτό έχει επεκταθεί σε πραγματική με 2N γραμμές.

Οι μερικές παράγωγοι υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial Y}{\partial L} &= -\frac{S}{(R + S \cdot L)^2} \\
\frac{\partial Y}{\partial R} &= -\frac{1}{(R + S \cdot L)^2} \\
\frac{\partial Y}{\partial C_p} &= \frac{S \cdot (1 + S \cdot C_s \cdot R_s)^2}{(1 + S \cdot C_p \cdot R_s + S \cdot C_s \cdot R_s)^2} \\
\frac{\partial Y}{\partial C_f} &= S \\
\frac{\partial Y}{\partial C_s} &= \frac{S^2 \cdot C_p^2 \cdot R_s^2}{(1 + S \cdot C_p \cdot R_s + S \cdot C_s \cdot R_s)^2} \\
\frac{\partial Y}{\partial R_s} &= \frac{S^2 \cdot C_p^2}{(1 + S \cdot C_p \cdot R_s + S \cdot C_s \cdot R_s)^2}
\end{aligned} \tag{7.15}$$

Το σύστημα λύνεται με τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων:

$$A \cdot \overline{\Delta x} = \overline{e} \tag{7.16}$$

όπου $\overline{\Delta x}$ το ζητούμενο διάνυσμα και το διάνυσμα \overline{e} , η απόκλιση της προσεγγιστικής λύσης από τα δεδομένα της προσομοίωσης. Η λύση δίνει:

$$\overline{\Delta x} = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot \overline{e} \tag{7.17}$$

και οι παράμετροι του μοντέλου: $\overline{x}_f = \overline{x}_s + \overline{\Delta x}$ (7.18)

7.4. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα υψίστης ακριβείας

Προς την κατεύθυνση της εύρεσης ενός απλοποιημένου ισοδύναμου κυκλώματος έχουμε μέχρι στιγμής έχουμε αναφερθεί σε:

- Ένα μοντέλο R,L σε σειρά το οποίο έχει καλή ακρίβεια σε χαμηλές συχνότητες
- Ένα μοντέλο πολύ μικρής τάξης το οποίο έχει καλή ακρίβεια σε μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων

Όπως όμως, είχαμε αναφέρει και εισαγωγικά στην αρχή του κεφαλαίου, αλλά και όπως διαπιστώνεται και στην αναφορά [14] για το μοντέλο όπου εκεί παρουσιάζεται, είναι αδύνατο για ένα δίκτυο πολύ μικρής τάξης να περιγράψει ακριβώς αυτό που περιγράφει το πλήρες ισοδύναμο μοντέλο – πολύ μεγάλης τάξης.

Οι επιλογές ως προς το μοντέλο του πηνίου που θα χρησιμοποιηθεί για την προσομοίωση ενός τελικού κυκλώματος, όπως για παράδειγμα ενός LNA, συνήθως είναι ακραίες: Είτε χρησιμοποιείται το πλήρες ισοδύναμο δίκτυο το οποίο καθυστερεί δραματικά την διαδικασία του simulation, είτε ένα πολύ μικρό δίκτυο, όπως τα προηγούμενα, το οποίο δεν έχει την απαιτούμενη ακρίβεια. Εμείς θα προσπαθήσουμε, πάντα στα περιορισμένα πλαίσια μιας διπλωματικής εργασίας να βρούμε μια ενδιάμεση λύση, η οποία να έχει σχεδόν αυτούσια την ακρίβεια του πλήρους μοντέλου και ταυτόχρονα να είναι πολύ γρήγορη.

Την όλη διαδικασία της αποσύνθεσης του πηνίου σε ισοδύναμο δίκτυο, εύρεσης περιγραφής μειωμένης τάξης, σύνθεσης ισοδύναμου κυκλώματος με βάση τα νέα δεδομένα, θα καλούμε από εδώ και στο εξής D.R.S (Decomposition – Reduction – Synthesis).

Η διαδικασία του Decomposition έχει ήδη περιγραφεί στα προηγούμενα κεφάλαια. Είναι η διαδικασία που από το φυσικό Layout του πηνίου σχηματίζουμε το περίπλοκο, πλήρες ισοδύναμο δικτύωμα του πηνίου. Από κει και πέρα χρειάζεται να υπολογιστούν οι συναρτήσεις που περιγράφουν το δίκτυο. Η δυσκολία που προκύπτει έχει να κάνει με το γεγονός ότι το δίκτυο αυτό δεν περιέχει απλά στοιχεία R, L, C, k αλλά, τουλάχιστον τα R, λόγω φαινομένων όπως το επιδερμικό, δεν έχουν σταθερή αλλά μεταβλητή τιμή στο φάσμα των συχνοτήτων. Σε αντίθετη περίπτωση θα μπορούσαμε από το δικτύωμα του πραγματικού πηνίου να υπολογίσουμε την $Z(s)$ ως συνάρτηση του s , σε συμβολικό δηλαδή επίπεδο. Το μόνο που μένει πλέον να υπολογίσουμε από το δικτύωμα, είναι η $Z(s)$ αριθμητικά, με χρήση του προγράμματος SPICE ή με άλλη μέθοδο (μια τέτοια, διαφορετική του SPICE μέθοδος θα ήταν μονόδρομος για τη συμβολική ανάλυση, τώρα μας μένει να τη χρησιμοποιήσουμε εναλλακτικά με το SPICE, για αριθμητικούς υπολογισμούς).

Η διαδικασία του Reduction έχει να κάνει με την εύρεση ενός πολυωνύμου μικρότερης τάξης από το πλήρες άλλα και αρκετά μεγάλης ώστε να δίνει αποτελέσματα παρεμφερή με του πλήρους. Αφού, όπως προαναφέρθηκε, είναι πολύ δύσκολο να βρούμε την πλήρη συμβολική περιγραφή του πηνίου, απομένει να προσαρμόσουμε μια συνάρτηση πάνω στις καμπύλες περιγραφής του πηνίου. Η διαδικασία αυτή μοιάζει με το curve fitting που συνήθως εφαρμόζεται για να προσαρμοστούν μικρά δίκτυα σε μετρημένα πραγματικά πηνία, ωστόσο βασίζεται σε δεδομένα που έχουν προκύψει από προσομοίωση κι όχι από μετρήσεις κι έτσι έχει ισχύ για μεγάλο εύρος πηνίων. Μια άλλη διαφορά είναι ότι στην περίπτωση που εξετάζουμε η προσαρμογή είναι μιγαδική.

Το τελευταίο μέρος της διαδικασίας D.R.S δηλαδή η Synthesis, συνίσταται στην σύνθεση ενός δικτύου που θα ανταποκρίνεται στη συνάρτηση μεταφοράς που υπολογίστηκε κατά τη διαδικασία του Reduction. Σχετικά με τη σύνθεση δικτύων, πρέπει να σημειώσουμε ότι υπάρχει άφθονο υλικό στη βιβλιογραφία και για την παρούσα δεν θα επεκταθούμε. Η συνηθισμένη βέβαια, χρήση της σύνθεσης είναι να σχεδιαστεί ένα κύκλωμα προς κατασκευή, ενώ εμείς το χρειαζόμαστε ως μοντέλο. Αναφορικά τώρα, με τη μορφή ενός τέτοιου κυκλώματος να σημειώσουμε ότι δεν χρειαζόμαστε κατ' ανάγκη κάτι που να μοιάζει με μικροταινία συζευγμένη με υπόστρωμα, αλλά ένα οποιοδήποτε

κύκλωμα που να ικανοποιεί την ζητούμενη συνάρτηση μεταφοράς, κατά προτίμηση παθητικό. Σε αντίθεση με τη σύνθεση με σκοπό την κατασκευή κυκλώματος, εδώ δεν φαίνεται να ενοχλεί το ζήτημα της ευαισθησίας ως προς τις αποκλίσεις των στοιχείων μια και στην προσομοίωση τα στοιχεία είναι ιδανικά.

Για την παρούσα διπλωματική δεν θα επεκταθούμε στο θέμα της σύνθεσης δικτύων. Αντιθέτως, για το θέμα του Reduction, θα κάνουμε μια πρώτη προσπάθεια.

Σημείωση: Μια μέθοδος τύπου D.R.S μπορεί να χρησιμοποιηθεί όχι μόνο για να υποκαταστήσει ένα πλήρες δίκτυο σαν κι αυτό που προκύπτει από το μοντέλο του SISP, αλλά κι από αποτελέσματα που προκύπτουν από προγράμματα όπως το Agilent ADS momentum[®], που θεωρούνται πολύ μεγάλης ακρίβειας. Στην περίπτωση αυτή η προσαρμογή θα γίνει πάνω στο προϊόν του full wave simulation και το δίκτυο που θα προκύψει θα είναι μεγάλης πιστότητας. Ακόμη μπορεί να χρησιμοποιηθούν και δεδομένα από μετρήσεις. Ομοίως, μπορούν να μοντελοποιηθούν οι αυτεπαγωγές που είναι ενσωματωμένες στη συσκευασία των ολοκληρωμένων ή και τα παρασιτικά των ακίδων της συσκευασίας.

7.4.1. Παρεμβολή με ρητή συνάρτηση

Το ζήτημα της εύρεσης απλοποιημένης ισοδύναμης περιγραφής είναι ένα μαθηματικό πρόβλημα. Για την εύρεση απλής μαθηματικής περιγραφής δεν θα πρέπει να αρκεστούμε στη φασματική απόκριση στη μόνιμη κατάσταση, αλλά να σκεφτούμε ευρύτερα (για παράδειγμα με τη βηματική απόκριση ή με τα ολοκληρωτικά υπόλοιπα). Θα ξεκινήσουμε με μια βασική παρατήρηση:

- Η περιγραφή που ζητάμε δεν μπορεί να είναι ένα πολυώνυμο. Ένα πολυώνυμο το οποίο θα είναι αρκετά μεγάλης τάξης για πιο καλή προσέγγιση, έχει το μειονέκτημα ότι, αν και ισούται με τη συνάρτηση στα σημεία παρεμβολής, έχει μεγάλες έως αφύσικες διακυμάνσεις στα ενδιάμεσα σημεία, ενώ για πολύ υψηλές συχνότητες αποκλίνει.
- Επιπλέον, είναι πιο συνηθισμένο να έχουμε ένα μοντέλο με πόλους και μηδενικά που η φασματική συμπεριφορά του παρουσιάζει πτώσεις και ανόδους, ενώ για μεγάλο διάστημα μπορεί να είναι και flat (όπως για παράδειγμα σε συχνότητες μέχρι τον πρώτο πόλο ή μηδέν).

Η μορφή της συνάρτησης θα είναι:

$$Z_{eq_reduced} = \frac{p_{n-1} \cdot S^{n-1} + p_{n-2} \cdot S^{n-2} + \dots + p_0 \cdot S^0}{q_n \cdot S^n + q_{n-1} \cdot S^{n-1} + \dots + q_0 \cdot S^0} \quad (7.19)$$

Το όριο για $S=j\omega$, $\omega \rightarrow \infty$ είναι: $Z_{eq_reduced}(j\omega \rightarrow j\infty) = \frac{p_{n-1}}{q_n \cdot S}$ και θα έχει μονάδες χωρητικής αντίστασης, ακριβώς όπως και τα πηνία που εξετάζουμε.

Ομοίως για $S=j\omega$, $\omega \rightarrow 0$ είναι: $Z_{eq_reduced}(j\omega \rightarrow j0) = \frac{p_0}{q_0}$ και θα έχει μονάδες ωμικής

αντίστασης, όπως κι ένα πηνίο (για το οποίο οι χωρητικότητες αμελούνται, ενώ οι αυτεπαγωγές έχουν μικρή αντίσταση SL κι έτσι η ολική αντίσταση καθορίζεται από τις ωμικές αντιστάσεις). Αυτή η μορφή εξίσωσης δίνει κυκλώματα όμοια με αυτά των μοντέλων που είδαμε.

Ακόμη και μια εξίσωση της μορφής:

$$Z_{eq_reduced} = \frac{p_n \cdot S^n + p_{n-1} \cdot S^{n-1} + \dots + p_0 \cdot S^0}{q_n \cdot S^n + q_{n-1} \cdot S^{n-1} + \dots + q_0 \cdot S^0} \quad (7.20)$$

δεν φαίνεται ακατάλληλη, ενώ το όριό της για $\omega \rightarrow \infty$ δίνει μη μηδενική αντίσταση, κάτι που φαίνεται πιο φυσιολογικό σε σχέση με την προηγούμενη μορφή.

Αυτή θα είναι η μορφή της ζητούμενης συνάρτησης (7.19), για μια πρώτη προσέγγιση, χωρίς να αποκλείεται το ενδεχόμενο να υπάρχουν κι άλλες με καλύτερα αποτελέσματα.

Για την ταυτοποίηση της συνάρτησης ή αλλιώς για την εύρεση της συνάρτησης εκείνης που απεικονίζει τον φανταστικό ημιάξονα του επιπέδου S στο επίπεδο του Z_{eq} , μένει να προσδιοριστούν οι πόλοι και τα μηδενικά που τη χαρακτηρίζουν. Την τελευταία πενταετία αναπτύσσεται η μέθοδος «Vector Fitting», η οποία κάνει ρητή προσέγγιση μιγαδικής συνάρτησης. Η μέθοδος είναι αρκετά γρήγορη, ωστόσο βρίσκεται σε πρωταρχικό στάδιο, καθώς δεν έχει ακόμη αποδειχθεί η σύγκλιση της. Στη συνέχεια, θα κάνουμε μια συνοπτική παρουσίαση της μεθόδου.

7.4.1.1. Η μέθοδος Vector Fitting

Θεωρούμε τη συνάρτηση f στη μορφή: $f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{C_n}{s - a_n} + d + sh$ (7.21), όπου

για τους πραγματικούς d,h μπορούμε να θεωρήσουμε $h=0$ ή και $d=0$, αν γνωρίζουμε εκ των προτέρων τη επιθυμητή μορφή της συνάρτησης, όπως είδαμε προηγουμένως. Τα υπόλοιπα C_n και οι πόλοι a_n μπορεί να είναι είτε πραγματικοί ή συζυγείς μιγαδικοί.

Η διαδικασία ξεκινάει θεωρώντας ένα διάνυσμα αρχικών πόλων a_n . Κατόπιν, πολλαπλασιάζουμε με μια άγνωστη συνάρτηση $\sigma(s)$. Πλέον πρέπει να κάνουμε ρητή προσέγγιση και για την $\sigma(s)$. Η τελευταία συνάρτηση μπορεί να ταθεί σε διάφορες

μορφές. Στην απλούστερη εκδοχή είναι: $\sigma(s) = \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - a_n} + 1$ (7.22)

(Στις πιο πρόσφατες δημοσιεύσεις, η μονάδα αντικαθίσταται με κάποιο πραγματικό αριθμό, ο οποίος προσδιορίζεται επαναληπτικά και συγκλίνει στη μονάδα). Το πρόβλημα τώρα γίνεται:

$$\begin{bmatrix} \sigma(s) \cdot f(s) \\ \sigma(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \\ \sum_{n=1}^N \frac{\bar{c}_n}{s - a_n} + 1 \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

Πολλαπλασιάζοντας τη δεύτερη γραμμή με $f(s)$, έχουμε:

$$\left(\sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \right) = \left(\sum_{n=1}^N \frac{\bar{c}_n}{s - a_n} + 1 \right) \cdot f(s) \quad (7.24)$$

η εξίσωση αυτή είναι γραμμική ως προς d, h και τα υπόλοιπα και γράφεται ως συνήθως:

$$Ax = b \quad (7.25)$$

για κάθε συχνότητα ω . Αν σχηματίσουμε ολόκληρη την οικογένεια αυτών των συστημάτων για όλα τα ω , προκύπτει πρόβλημα ελαχίστων τετραγώνων. Η λύση του θα δώσει το βέλτιστο διάνυσμα χ (το οποίο περιέχει τα c_n, d, h, \bar{c}_n). Από τη σχέση 7.24 μπορούμε να υπολογίσουμε τα μηδενικά της σ . Στη συνέχεια, γράφουμε τις σ και σ , ως πηλίκο:

$$(\mathcal{F})(s) = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)}, \quad \sigma(s) = \frac{\prod_{n=1}^N (s - \bar{z}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad (7.26)$$

κάνουμε τον υπολογισμό :

$$f(s) = \frac{(\mathcal{F})(s)}{\sigma(s)} = h \cdot \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{z}_n)} \quad (7.27)$$

δηλαδή οι πόλοι της $f(s)$ είναι τα μηδενικά της $\sigma(s)$.

Πλέον η συνάρτηση έχει προσδιοριστεί. Η διαδικασία μπορεί να επαναληφθεί με δεδομένους τους νέους πόλους. Ωστόσο, η σύγκλιση της μεθόδου δεν είναι σίγουρη και (μέχρι να βρεθεί παραλλαγή της που να συγκλίνει πάντα) χρειάζεται έλεγχος σύγκλισης πριν από κάθε νέα επανάληψη.

Η μέθοδος αναλύεται εκτενέστερα στα [1], [2], [3], [4].

7.5. Επιδόσεις

Οι επιδόσεις στην ταχύτητα προσομοίωσης και στην ακρίβεια όπως είδαμε στις προηγούμενες παραγράφους, συνοψίζονται στον πίνακα:

Πίνακας 7.3. Σύγκριση επιδόσεων των συνεπτυγμένων μοντέλων.

	Ταχύτητα προσομοίωσης	Αποτελέσματα προσομοίωσης	Προσέγγιση πλάτους	Προσέγγιση φάσης	Προσέγγιση συντονισμών και Transient απόκρισης	Τάξη περιγραφής
Πλήρες μοντέλο	Πολύ αργή X	Απολύτως ακριβή (εξαρτάται από το μοντέλο)	ΝΑΙ	ΝΑΙ	ΝΑΙ	Μεγάλη Αντίστοιχη με το πλήθος των τμημάτων του πηνίου
Συνεπτυγμένο μοντέλο σταθερού σχηματικού	Γρήγορη σχεδόν σαν να μην υπήρχαν τα πηνία Ακόμη και 10 η παραπάνω φορές ταχύτερη από του πλήρους.	Ενδέχεται να αποκλίνουν X	ΝΑΙ Με αποκλίσεις	ΟΧΙ X	ΟΧΙ X	Μικρή Ανεξάρτητη από την τάξη του πλήρους Συνήθως 3
D.R.S	Γρήγορη Λίγο πιο αργή από την παραπάνω Ακόμη και 10 φορές ταχύτερο σε σχέση με το πλήρες.	Ακριβή. Σχεδόν όπως του πλήρους μοντέλου.	ΝΑΙ	ΝΑΙ	ΝΑΙ	Μικρή Μεταβλητή ώστε να προσεγγίζει τους επικρατέστερους πόλους και μηδέν του πλήρους μοντέλου 3 και άνω

Επιπλέον η διαδικασία D.R.S μπορεί να προσομοιώσει τις ασυμμετρίες ενός πηνίου, σε αντίθεση με τα συνηθισμένα απλοποιημένα μοντέλα.

Κεφάλαιο 8

Αυτόματο routing - Βέλτιστη σύνθεση επαγωγικών δομών

Στα Κεφάλαια 3-7 έγινε αναφορά σε μεθόδους ανάλυσης πηνίων, όταν είναι γνωστές οι διαστάσεις τους και οι παράμετροι της τεχνολογίας (πρόβλημα ανάλυσης). Ωστόσο, κατά τη σχεδίαση IC ο σχεδιαστής επιθυμεί συγκεκριμένα χαρακτηριστικά (όπως, για παράδειγμα, μία συγκεκριμένη τιμή επαγωγής L) και σε αρκετές περιπτώσεις βέλτιστη συμπεριφορά σε κάποιο τομέα. (όπως το υψηλότερο δυνατό Q). Το ζήτημα που αντιμετωπίζουμε είναι η βέλτιστη σύνθεση ολοκληρωμένων επαγωγικών δομών.

Αν και το ζήτημα αυτό είναι γνωστό κι απασχολεί τους σχεδιαστές, οι προσεγγίσεις που καταφέραμε να εντοπίσουμε είναι είτε απλοϊκές είτε εμπειρικές.

Πολλοί σχεδιαστές χρησιμοποιούν πίνακες που έχουν προέλθει από μετρημένες επαγωγικές δομές. Η προσέγγιση αυτή υποχρεώνει το σχεδιαστή να επιλέξει την επαγωγική δομή που θα χρησιμοποιήσει μέσα από ένα περιορισμένο εύρος επιλογών, έχει γενικά υψηλό κόστος και δεν δίνει λύσεις σε περίπλοκα προβλήματα πολύθυρων δομών.

Πολλά από τα αυτοματοποιημένα εργαλεία σχεδίασης έχουν ενσωματωμένο βελτιστοποιητή, ο οποίος ζητά από τον σχεδιαστή να «κλειδώσει» όλες -εκτός από μίας- τις παραμέτρους των πηνίων του σε μία συγκεκριμένη τιμή και κατόπιν «ρυθμίζουν» την ελεύθερη μεταβλητή, ώστε το αποτέλεσμα να γίνεται βέλτιστο. Ουσιαστικά, υπολογίζουν το ολικό ακρότατο της συνάρτησης μίας μόνο μεταβλητής.

Κάποια άλλα εργαλεία χρησιμοποιούν εμπειρικούς κανόνες για να υπολογίσουν όλες τις παραμέτρους των επαγωγών. Μια τέτοια προσέγγιση ίσως να αποδίδει καλά στη σύνθεση ενός απλού πηνίου. Όταν, όμως, χρειάζεται η σύνθεση πολλών πηνίων, τα οποία, βέβαια, δεν είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους, αλλά αλληλεπιδρούν, τότε οι εμπειρικοί και διαισθητικοί κανόνες δεν μπορούν να δώσουν τη βέλτιστη λύση.

Το πρόβλημα αυτό μπορεί να αναχθεί στη μορφή γνωστών γενικών προβλημάτων απόφασης. Γνωστά παρεμφερή προβλήματα είναι αυτά του μη γραμμικού προγραμματισμού και του 2D bin packing. Για την περίπτωση που έχουμε να κάνουμε, φαίνεται να ταιριάζει ο μη γραμμικός προγραμματισμός.

Το πρόβλημα του μη γραμμικού προγραμματισμού λύνεται σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό για τις ανάγκες των χημικών μηχανικών και των manager. Για την επίλυσή του χρησιμοποιούνται συνδυασμοί θεωρίας παραγών με μεθόδους γραμμικού προγραμματισμού και άλλες τεχνικές. Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τις μεθόδους επίλυσης, ο αναγνώστης παραπέμπεται στις αναφορές [32], [33], [34].

Στη συνέχεια δίνουμε παραδείγματα σχετικά με την αναγωγή των προβλημάτων που αντιμετωπίζουμε σε προβλήματα μη γραμμικού προγραμματισμού.

Παράδειγμα1. Ζητείται πηνίο με:

- Δεδομένη τεχνολογία, με γνωστές ειδικές αγωγιμότητες, πάχη μετάλλων κτλ.
- Αυτεπαγωγή $L=L_0$.
- Εξωτερική διάσταση πηνίου $a=a_0$.
- Συχνότητα πρώτου συντονισμού $f_t \geq f_{t0}$.
- Να βρεθεί πηνίο (δηλαδή να υπολογιστούν ο αριθμός σπειρών N , το πλάτος του μετάλλου w , το διάκενο g μεταξύ των σπειρών και όλες οι άλλες ελεύθερες μεταβλητές) τέτοιο ώστε ο συντελεστής του πηνίου Q να μεγιστοποιείται, $\max\{Q\}$.

όπου «ελεύθερες μεταβλητές» ή «μεταβλητές απόφασης», μπορεί να τεθούν οποιεσδήποτε από τις παραμέτρους του πηνίου.

Το παραπάνω στιγμιότυπο του προβλήματος διατυπώνεται μαθηματικά ως ακολούθως:

Πρόβλημα 8.1

$$\begin{array}{ll} \max & Q=f(N, w, g, a) \\ \text{subject to :} & \\ & L=L(N, w, g, a) = L_0. \\ & a=a_0 \\ & f_t= f_t(N, w, g, a) \geq f_{t0} \end{array}$$

Παράδειγμα 2. Ζητείται η βελτιστοποίηση μιας εκ των σχεδιαστικών παραμέτρων του πηνίου, για παράδειγμα η εύρεση ελάχιστου συνολικού πλάτους a για το πηνίο, ώστε να πληρούνται κάποιες προδιαγραφές.

Αυτό το πρόβλημα, διατυπώνεται μαθηματικά ως ακολούθως:

Πρόβλημα 8.2

$$\begin{array}{ll} \min & f=a \\ \text{subject to :} & \\ & L=L(N, w, g, a) = L_0. \\ & f_t= f_t(N, w, g, a) \geq f_{t0} \\ & Q= Q(N, w, g, a) \geq f_{Q0} \end{array}$$

Τα παραπάνω προβλήματα είναι προβλήματα μη γραμμικού προγραμματισμού και έχουν υψηλό προγραμματιστικό κόστος επίλυσης. Βέβαια, σε αντίθεση με άλλα προβλήματα, όπου οι μεταβλητές απόφασης μπορεί να είναι και χιλιάδες, στις περιπτώσεις που εξετάζουμε δεν ξεπερνούν τις 10-15 (για το παράδειγμα που μόλις

είδαμε είναι 4). Η δυσκολία που υπάρχει στην περίπτωση των πηνίων είναι ότι οι συναρτήσεις $Q=f(N, w, g, a)$, $L=f_l(N, w, g, a)$, $f_i=f_i(N, w, g, a)$ δεν υπολογίζονται εύκολα, αλλά κατόπιν προσομοίωσης. Αν για την προσομοίωση χρησιμοποιηθεί πρόγραμμα όπως το SISP, τότε απαιτούνται γύρω στα 10-30 sec, για κάθε προσομοίωση. Αν πάλι προτιμηθεί πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής ανάλυσης, όπως για παράδειγμα το momentum[®], τότε ο χρόνος αυτός γίνεται μερικές ώρες.

Για την περίπτωση που για τη σύνθεση του πηνίου χρησιμοποιήσουμε δοκιμές όλων των μεταβλητών απόφασης (σε αντίθεση με τις τεχνικές μη γραμμικού προγραμματισμού όπου οι δοκιμές γίνονται με κάποια λογική) και χωρίσουμε το πεδίο ορισμού κάθε μεταβλητής σε, έστω, n τμήματα, τότε ο αριθμός των δοκιμών γίνεται $n^{\text{πλήθος μεταβλητών απόφασης}}$. Αν για την περίπτωση διαλέξουμε $n=20$ τότε ο αριθμός των δοκιμών γίνεται $20^4=160.000$ δοκιμές με αντίστοιχο χρόνο (για το SISP έστω 10 sec για κάθε μια) 19 (!) μέρες.

Είναι φανερός, λοιπόν, ο λόγος για τον οποίο οι σχεδιαστές προτιμούν πίνακες με έτοιμα δεδομένα, προκειμένου να αποφασίσουν για τα πηνία που θα χρησιμοποιήσουν. Αν όμως σε μια σχεδίαση χρειάζεται ένας βέλτιστος μετασχηματιστής ή ένα βέλτιστο πολύθυρο επαγωγικό στοιχείο ή αν χρειάζεται να αναλυθεί η επίδραση μεταξύ πηνίων και γραμμών μεταφοράς και να βελτιστοποιηθεί και αυτή, τότε είναι σχεδόν απίθανο για μια εταιρία κατασκευής ολοκληρωμένων να έχει τόσες πολλές βιβλιοθήκες και τόσους συνδυασμούς που να βασίζονται σε πραγματικά στοιχεία.

Ανοίξαμε το κεφάλαιο της σύνθεσης πηνίων όχι για να τονίσουμε τη ματαιότητα, αλλά για να προτείνουμε λύσεις. Άλλωστε, δώσαμε έμφαση στη δική μας μηχανή προσομοίωσης, η οποία έχει τις προδιαγραφές να είναι πολύ γρήγορη, ώστε να διευκολύνει τη διαδικασία της σύνθεσης. Επιπλέον, οι δοκιμές πηνίων δεν θα γίνονται εξαντλητικά, όπως στο προηγούμενο αριθμητικό παράδειγμα, αλλά βάσει κάποιας λογικής. Εξάλλου, οι μέθοδοι μη γραμμικού προγραμματισμού χρησιμοποιούν τέτοιες τεχνικές, όπως για παράδειγμα η δημοφιλής τεχνική Branch and Bound.

Το υπολογιστικό κόστος σύνθεσης του προηγούμενου παραδείγματος, δοθέντος ενός γρήγορου προσομοιωτή (με επιδόσεις σαν κι αυτές που αναφέρονται στην τελευταία παραγράφου του κεφαλαίου 6) και μιας τεχνικής, όπως στην προηγούμενη παράγραφο, μπορεί από τις 19 ημέρες να μειωθεί σε λίγα λεπτά (για παράδειγμα αν μειωθούν οι δοκιμές από τις 160000 στις 1600 και η προσομοίωση επιταχυνθεί 100 φορές, το πρόβλημα λύνεται σε τρία λεπτά)

Όσο έχει να κάνει με τις μεταβλητές απόφασης, αυτές μπορεί να είναι ένα υποσύνολο από τα εξής:

- Ολικό πλάτος πηνίου.
- Πλάτος ενός τμήματος του πηνίου.
- Διάκενο μεταξύ τμημάτων.
- Αριθμός σπειρών. (Ακέραιος)
- Προσανατολισμός στοιχείων.
- Τύπος πηνίου (τετράγωνο, πολύγωνο). (Διακριτές τιμές)
- Αριθμός τυλιγμάτων μετασχηματιστή. (Ακέραιος)
- Τύπος μετασχηματιστή (δίπλα-δίπλα, συνελιγμένος,...) (Διακριτές τιμές)
- Τεχνολογία κατασκευής. (Διακριτές τιμές)
- Επίπεδο μετάλλου. (Διακριτές τιμές)

- Αποστάσεις μεταξύ επαγωγικών δομών.

Σχετικά με τους περιορισμούς και τα objective functions, έχουμε:

- Γεωμετρικές διαστάσεις και όλα τα προηγούμενα από τις μεταβλητές απόφασης.
- Συχνότητα συντονισμού.
- Συντελεστής ποιότητας.
- Αυτεπαγωγή κι αντίσταση, σε δεδομένες συχνότητες.
- Συντελεστής σύζευξης ή μήτρα S , σε δεδομένες συχνότητες.
- Μεταβατική απόκριση αυτής καθαυτής της δομής, ή ολόκληρου κυκλώματος του οποίου είναι τμήμα.
- Ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή σε γειτονικά στοιχεία.

Τονίζουμε τον τύπο της μεταβλητής (πραγματικός, ακέραιος, διακριτός) διότι στα προβλήματα βελτιστοποίησης οι ακέραιοι και οι διακριτοί τύποι παρουσιάζουν πολύ μεγαλύτερες δυσκολίες από τους πραγματικούς.

8.1. Συμπεράσματα

Το ζήτημα της σύνθεσης μοιάζει πολύ με αυτό του αυτομάτου routing. Το τελευταίο δεν χρησιμοποιείται σχεδόν καθόλου για τη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων. Ο βασικότερος λόγος έχει να κάνει με την τεράστια πολυπλοκότητα των πιθανών συνδυασμών και με τη δυσκολία να διαβιβαστούν στο σύστημα και κατόπιν να ικανοποιηθούν όλες οι απαιτήσεις. Οι ευριστικές τεχνικές και οι στρατηγικές που χρησιμοποιούνται δεν δίνουν το καλύτερο αποτέλεσμα.

Μέχρι στιγμής, δεν υπάρχει κάποιο εργαλείο σύνθεσης επαγωγικών δομών που να αξιοποιεί πλήρως τις δυνατότητες των σύγχρονων υπολογιστών ώστε να έχει τις δυνατότητες και επιδόσεις που προαναφέρθηκαν (οι οποίες συνοψίζονται στους πίνακες που ακολουθούν). Αυτό που μας κάνει να πιστεύουμε ότι η βέλτιστη αυτόματη σύνθεση είναι εφικτή, είναι το μικρό πλήθος μεταβλητών απόφασης και των περιορισμών. Για παράδειγμα, ένα πηνίο δεν έχει τάξης- n (όπου n ο αριθμός τμημάτων, περίπου 20-100) μεταβλητές απόφασης, άλλα περίπου 5, όπως είδαμε στα προηγούμενα παραδείγματα, αφού η διάταξη μεταξύ των τμημάτων του είναι καθορισμένη.

Απαραίτητη προϋπόθεση για ένα τέτοιο εργαλείο είναι ένας γρήγορος προσομοιωτής με προδιαγραφές, όπως αναφέρονται στο κεφάλαιο 6.

Στη συνέχεια δίνουμε σε πίνακες τις αναμενόμενες επιδόσεις των εργαλείων.

	Ταχύτητα	Είδος
Spice	S_1	Simulator
Spice κεφαλαίου 6	$\sim 100xS_1$	Simulator
Βελτιστοποιητής με εξαντλητικές δοκιμές	O_1	Optimizer
Βελτιστοποιητής N-L programming	$(10-1000)xO_1$ ανάλογα με τον αλγόριθμο και με το στιγμιότυπο του προβλήματος	Optimizer

Πίνακας 8.1. Ταχύτητες εργαλείων.

Optimizer Simulator	Βελτιστοποιητής με εξαντλητικές δοκιμές	Βελτιστοποιητής N-L programming
Spice	Σύνθεση: Μήνες-Χρόνια Ταχύτητα 1x.	Σύνθεση: Ώρες-Μήνες Ταχύτητα $(10-1000)x$
Spice κεφαλαίου 6	Σύνθεση: Μέρρες-Μήνες Ταχύτητα 100x	Σύνθεση: Λεπτά-Ώρες Ταχύτητα $(1000-10^5)x$

Πίνακας 8.2. Συνδυασμοί εργαλείων για κατασκευή synthesizer. Ταχύτητα-Χρόνοι σύνθεσης.

Κεφάλαιο 9

Υλοποίηση CAD προγραμμάτων για τη συμπεριφορά των γραμμών μεταφοράς και την αλληλεπίδραση τους με τα ολοκληρωμένα πηνία.

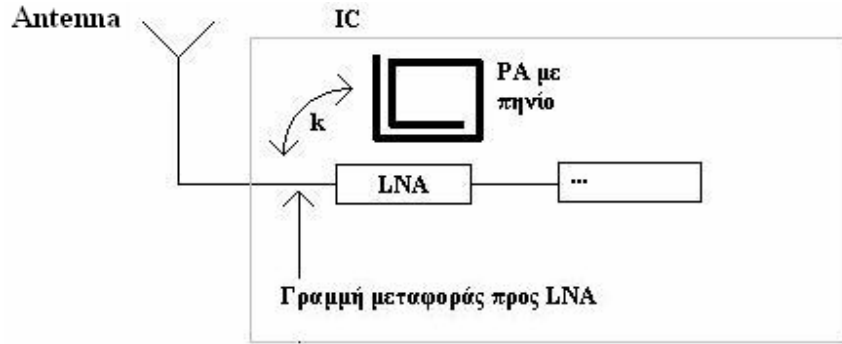
Έχοντας αναλύσει τα μοντέλα των ολοκληρωμένων αυτεπαγωγών και γραμμών μεταφοράς στα κεφάλαια 4 και 5 για δομές οποιουδήποτε σχήματος, είμαστε πλέον σε θέση να κατασκευάσουμε εξειδικευμένα εργαλεία CAD.

Στο 9.1 χρησιμοποιούμε αυτή τη γνώση σε ένα εργαλείο που εξετάζει την παρασιτική αλληλεπίδραση μεταξύ ολοκληρωμένων πηνίων και γραμμών μεταφοράς. Εκεί δίνουμε και κάποιους δείκτες για το πότε αυτή η αλληλεπίδραση δημιουργεί προβλήματα. Η εφαρμογή υπολογίζει τις βασικές παραμέτρους της σύζευξης και αφήνει το περιθώριο στο σχεδιαστή να επιλέξει τα ζεύγη πηνίων-γραμμών μεταφοράς, τα οποία χρειάζονται προσοχή. Η πληροφορία αυτή προωθείται στο σχεδιαστή του layout, ο οποίος θα τη λάβει υπόψη του κατά το σχεδιασμό του τελικού κυκλώματος. Η εφαρμογή ενσωματώνεται στο περιβάλλον του Cadence.

Στο 9.2 παρουσιάζουμε ένα άλλο εργαλείο το οποίο βασίζεται στο μοντέλο του κεφαλαίου 5. Αυτή η GUI εφαρμογή λαμβάνει υπόψη τα φαινόμενα άκρων και διπλού υποστρώματος και υπολογίζει την ισοδύναμη αυτεπαγωγή κι αντίσταση μιας μεμονωμένης μικροταινίας. Η εφαρμογή τρέχει σε Linux και σε Windows.

9.1. Παρασιτική αλληλεπίδραση μεταξύ πηνίου και γραμμής μεταφοράς.

Η αλληλεπίδραση μεταξύ των στοιχείων ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος μικτού σήματος δύναται να γίνει παράγοντας αστοχίας, ειδικά για τις μικροκυματικές σχεδιάσεις των τελευταίων ετών. Οι απαιτήσεις για μεγάλη κυκλωματική πυκνότητα από τη μία, και ηλεκτρομαγνητική ανεξαρτησία από την άλλη, είναι αντικρουόμενες έννοιες. Βεβαίως δεν είναι όλες οι αλληλεπιδράσεις το ίδιο βλαπτικές. Για παράδειγμα, ένας Power Amplifier (PA) δεν δείχνει να επηρεάζει σημαντικά έναν ομόλογό του. Αντιθέτως, μπορεί να καταστρέψει το σήμα από μια εξωτερική κεραία προς τον LNA (Low Noise Amplifier) του ολοκληρωμένου κυκλώματος.



Σχήμα 9.1: Ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή ολοκληρωμένου πηνίου σε άλλα στοιχεία.

Για δυο στοιχεία σε επαγωγική σύζευξη ισχύει η γνωστή σχέση:

$$\begin{bmatrix} V_{Line} \\ V_{Spiral} \end{bmatrix} = S \cdot \begin{bmatrix} L_{Line} & M \\ M & L_{Spiral} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Line} \\ I_{Spiral} \end{bmatrix} \quad (9.1)$$

Ειδικά για τη γραμμή μεταφοράς:

$$\begin{aligned} V_{Line} &= S \cdot L_{Line} \cdot I_{Line} + S \cdot M \cdot I_{Spiral} \\ V_{Line} &= S \cdot L_{Line} \cdot I_{Line} + S \cdot k \cdot \sqrt{L_{Line} \cdot L_{Spiral}} \cdot I_{Spiral} \end{aligned} \quad (9.2)$$

Αν ξεχωρίσουμε τις συνιστώσες που δίνουν την τάση της γραμμής, έχουμε:

$$\frac{V_{Line(I_{Spiral})}}{V_{Line(I_{Line})}} \sim \frac{k \cdot \sqrt{L_{Line} \cdot L_{Spiral}} \cdot I_{Spiral}}{L_{Line} \cdot I_{Line}} = k \cdot \sqrt{\frac{L_{Spiral}}{L_{Line}}} \cdot \frac{I_{Spiral}}{I_{Line}} \quad (9.3)$$

- Από τη σχέση αυτή καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι οι ασθενώς οδηγούμενες γραμμές επηρεάζονται σημαντικά από τα μεγάλα ρεύματα, όπως φάνηκε διαισθητικά κι από την ακραία περίπτωση των PA και LNA (όπου για να είμαστε ακριβείς, οι δυο τελευταίοι είτε θα δουλεύουν σε Half-Duplex, είτε σε Full-Duplex με διαφορετικά κανάλια και ίσως να μην υπάρχει πρόβλημα).
- Ένα άλλο συμπέρασμα είναι ότι η αλληλεπίδραση εξαρτάται από το k , όταν οι αυτεπαγωγές θεωρηθούν δεδομένες, ή από το λόγο $\frac{k}{\sqrt{L_{Line}}}$, όταν η αυτεπαγωγή του πηνίου θεωρηθεί σταθερή και αυτή της γραμμής ως μεταβλητή. Όταν η σύζευξη είναι ανεπιθύμητη, πρέπει να φροντίσουμε ώστε το k να μένει μικρό.

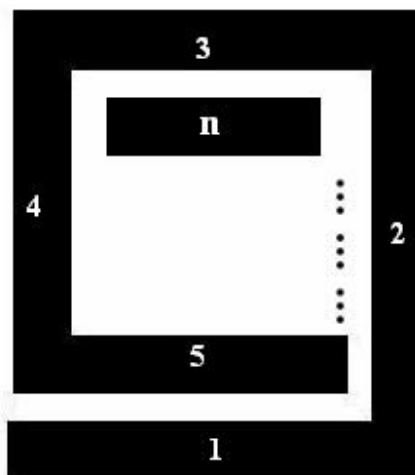
Ακόμη όμως, κι αν δυο στοιχεία είναι σε σύζευξη, αλλά λειτουργούν σε διαφορετικές συχνότητες συνήθως δεν υπάρχει ουσιαστικό πρόβλημα. Αυτή τη γνώση την έχει ο σχεδιαστής. Κατά τον τρόπο αυτό, γίνεται κατανοητή η δυσκολία για ένα αυτόματο εργαλείο να διαγνώσει ποια στοιχεία πρέπει να βρίσκονται μακριά και ποια όχι.

Αυτός που θα κρίνει ποιο σήμα είναι ευαίσθητο και ποιο είναι αυτό που «θορυβεί», είναι ο σχεδιαστής του σχηματικού. Αυτός γνωρίζει τις ισοδύναμες αγωγιμότητες κάθε κυκλωματικής βαθμίδας, τις συχνότητες λειτουργίας κι όλες τις άλλες σημαντικές παραμέτρους σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Στην προσπάθεια να υπολογίσει κάποιες από αυτές τις παραμέτρους, χρειάζεται εξειδικευμένα εργαλεία CAD. Η εφαρμογή που παρουσιάζουμε στην πορεία υπολογίζει το k για διάφορα μήκη γραμμής και για διάφορες αποστάσεις από το πηνίο και ο σχεδιαστής αποκτά εποπτική εικόνα. Βοηθητικά υπολογίζεται και η αυτεπαγωγή του πηνίου.

Όλη η γνώση κατά την αρχική σχεδίαση του κυκλώματος, περνάει από τον μηχανικό του schematic στο μηχανικό του layout, ο οποίος θα φροντίσει να τηρήσει τα Design Rules στη σχεδίαση του τελικού κυκλώματος. Και πάλι τα utilities της εφαρμογής καλούνται να φυλάξουν αυτά τα δεδομένα και επιπλέον τα σχόλια του σχεδιαστή του schematic προς τον σχεδιαστή του layout, τα οποία δίνονται με interactive τρόπο.

9.1.1. Υπολογισμός αυτεπαγωγής και συντελεστού σύζευξης k .

Έστω το παρακάτω πηνίο σε σύζευξη με μια γραμμή μεταφοράς:



Line

Σχήμα 9.1: Ολοκληρωμένο πηνίο σε σύζευξη με γραμμή μεταφοράς - Υπολογισμός των μακροσκοπικών χαρακτηριστικών από τα μικροσκοπικά χαρακτηριστικά των μικροταινιών

Ο υπολογισμός της αυτεπαγωγής για τις μικροταινίες 1,2,3,...,n και Line, γίνεται σύμφωνα με τη σχέση (4.1) η εναλλακτικά με την (5.26). Σχηματίζουμε τη μήτρα επαγωγών \mathbf{M} με τα πρόσημα όπως δίνονται στην παράγραφο 7.2 :

$$\begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ \dots \\ n \\ line \end{matrix} \begin{bmatrix} L_1 & M_{1,2} & M_{1,3} & M_{1,4} & \dots & M_{1,n} & M_{1,line} \\ M_{1,2} & L_2 & M_{2,3} & M_{2,4} & \dots & M_{2,n} & M_{2,line} \\ M_{1,3} & M_{2,3} & L_3 & M_{3,4} & \dots & M_{3,n} & M_{3,line} \\ M_{1,4} & M_{2,4} & M_{3,4} & L_4 & \dots & M_{4,n} & M_{4,line} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{1,n} & M_{2,n} & M_{3,n} & M_{4,n} & \dots & L_{nn} & M_{5,line} \\ M_{1,line} & M_{2,line} & M_{3,line} & M_{4,line} & \dots & M_{n,line} & L_{line} \end{bmatrix}$$

Μήτρα 9.1.α

η μήτρα είναι στη μορφή:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_{Spiral} & \mathbf{M}_{Spiral-Line} \\ \mathbf{M}_{Spiral-Line}^T & L_{line} \end{bmatrix}$$

Μήτρα 9.1.β

Αποτελείται από μία τη nxn μήτρα των επαγωγών του πηνίου \mathbf{M}_{Spiral} , το nx1 διάνυσμα των αμοιβαίων επαγωγών $\mathbf{M}_{Spiral-Line}$, το ανάστροφό του 1xn διάνυσμα και την αυτεπαγωγή της γραμμής μεταφοράς L_{line} .

Με βάση τα στοιχεία αυτά και επιπλέον τη μήτρα χωρητικότητας και των αντιστάσεων κατασκευάζουμε μία μήτρα αντίστοιχη με την 6.1. Για τον υπολογισμό της συνολικής αυτεπαγωγής του πηνίου και του συντελεστή σύζευξης k σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων πρέπει να χρησιμοποιήσουμε τη μήτρα αυτή και το αντίστοιχο μιγαδικό σύστημα της μορφής:

$$\mathbf{Ax}=\mathbf{b} \quad (9.4)$$

Όπου το διάνυσμα \mathbf{b} περιλαμβάνει το I_{source_Spiral} που διεγείρει το πηνίο:

$$\mathbf{b} = [0 \quad \dots \quad 0 \quad -I_{Source_Spiral} \quad I_{Source_Spiral} \quad \dots \quad 0]^T \quad (9.5)$$

Κατόπιν το σύστημα πρέπει να λυθεί αριθμητικά, σύμφωνα με τις μεθόδους του κεφαλαίου 6. Η λύση που θα προκύψει μας δίνει τις τάσεις στα άκρα του πηνίου και της γραμμής (και τις άλλες τάσεις τις οποίες δεν χρειαζόμαστε).

Οι τάσεις αυτές εξαρτώνται από το ρεύμα I_{Source_Spiral} . Μεταβάλλοντας το μέτρο του ρεύματος υπολογίζουμε τις μεταβολές των τάσεων V_{line} και V_{Spiral} .

Ξαναγράφουμε την (9.1) στο πεδίο του Fourier αυτή τη φορά:

$$\begin{bmatrix} V_{Line} \\ V_{Spiral} \end{bmatrix} = j\omega \cdot \begin{bmatrix} L_{Line} & M \\ M & L_{Spiral} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Source_Line} \\ I_{Source_Spiral} \end{bmatrix} \quad (9.6)$$

παραγωγίζουμε ως προς το ρεύμα του πηνίου:

$$\frac{\partial}{\partial I_{Source_Spiral}} \begin{bmatrix} V_{Line} \\ V_{Spiral} \end{bmatrix} = j\omega \cdot \begin{bmatrix} L_{Line} & M \\ M & L_{Spiral} \end{bmatrix} \cdot \frac{\partial}{\partial I_{Source_Spiral}} \begin{bmatrix} I_{Source_Line} \\ I_{Source_Spiral} \end{bmatrix} \quad (9.7)$$

$$\Leftrightarrow \frac{\partial}{\partial I_{Source_Spiral}} \begin{bmatrix} V_{Line} \\ V_{Spiral} \end{bmatrix} = j\omega \cdot \begin{bmatrix} L_{Line} & M \\ M & L_{Spiral} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.8)$$

$$\Leftrightarrow \frac{\partial}{\partial I_{Source_Spiral}} \begin{bmatrix} V_{Line} \\ V_{Spiral} \end{bmatrix} = j\omega \cdot \begin{bmatrix} M \\ L_{Spiral} \end{bmatrix} \quad (9.9)$$

Λύνοντας ως προς M:

$$M(\omega) = \frac{\partial V_{Line}(\omega)}{\partial I_{Source_Spiral}} \cdot \frac{1}{j\omega} \quad (9.10)$$

Η μακροσκοπική αμοιβαία επαγωγή μεταξύ του πηνίου και της γραμμής είναι (λόγω γραμμικότητας $\partial \rightarrow \Delta$):

$$M(\omega) = \text{Im} \left(\frac{\Delta V_{Line}(\omega)}{\Delta I_{Source_Spiral}} \right) \cdot \frac{1}{\omega} \quad (9.11)$$

Ομοίως η μακροσκοπική αυτεπαγωγή του πηνίου:

$$L_{Spiral}(\omega) = \text{Im} \left(\frac{\Delta V_{Spiral}(\omega)}{\Delta I_{Source_Spiral}} \right) \cdot \frac{1}{\omega} \quad (9.12)$$

Η αυτεπαγωγή της γραμμής μεταφοράς έχει ήδη υπολογιστεί.
Το k δίνεται από τη σχέση

$$k(\omega) = \frac{M(\omega)}{\sqrt{L_{Line}(\omega) \cdot L_{Spiral}(\omega)}} \quad (9.13)$$

9.1.2. Υπολογισμός αυτεπαγωγής και συντελεστού σύζευξης k σε χαμηλές συχνότητες.

Για τις χαμηλές συχνότητες δεν απαιτείται αριθμητική ανάλυση. Στην περίπτωση των χαμηλών συχνοτήτων οι πυκνωτές αγνοούνται. Το ρεύμα είναι το ίδιο κατά μήκος του πηνίου, έστω I_{Source_Spiral} . Η τάση στα άκρα της γραμμής είναι:

$$V_{Line} = S \cdot L_{Line} \cdot I_{Source_Line} + S \cdot I_{Source_Spiral} \cdot [M_{1,line} + M_{2,line} + M_{2,line} + \dots + M_{n,line}] \quad (9.14)$$

Άρα η μακροσκοπική αμοιβαία επαγωγή είναι:

$$M_{Spiral-Line} = M_{1,line} + M_{2,line} + M_{2,line} + \dots + M_{n,line} = \sum_{\text{Ολα_τα_i}} M_{Spiral-Line_i} \quad (9.15)$$

Η μακροσκοπική αυτεπαγωγή του πηνίου έχει υπολογιστεί από τη σχέση (7.5):

$$L_{Spiral-eff} = \sum_{\text{Ολα_τα_i,j}} M_{Spiral_i,j}$$

Τελικά η (n+1)x(n+1) μήτρα επαγωγών (9.1):

$$\begin{bmatrix} M_{Spiral} & M_{Spiral-Line} \\ M_{Spiral-Line}^T & L_{line} \end{bmatrix}$$

ανάγεται στη 2x2 μήτρα μακροσκοπικών επαγωγών, αφού αθροιστούν όλα τα στοιχεία των επιμέρους μητρών και διανυσμάτων:

$$\begin{bmatrix} L_{Spiral-eff} & M_{Spiral-Line} \\ M_{Spiral-Line} & L_{line} \end{bmatrix}$$

Μήτρα 9.2. Η μήτρα μακροσκοπικών επαγωγών.

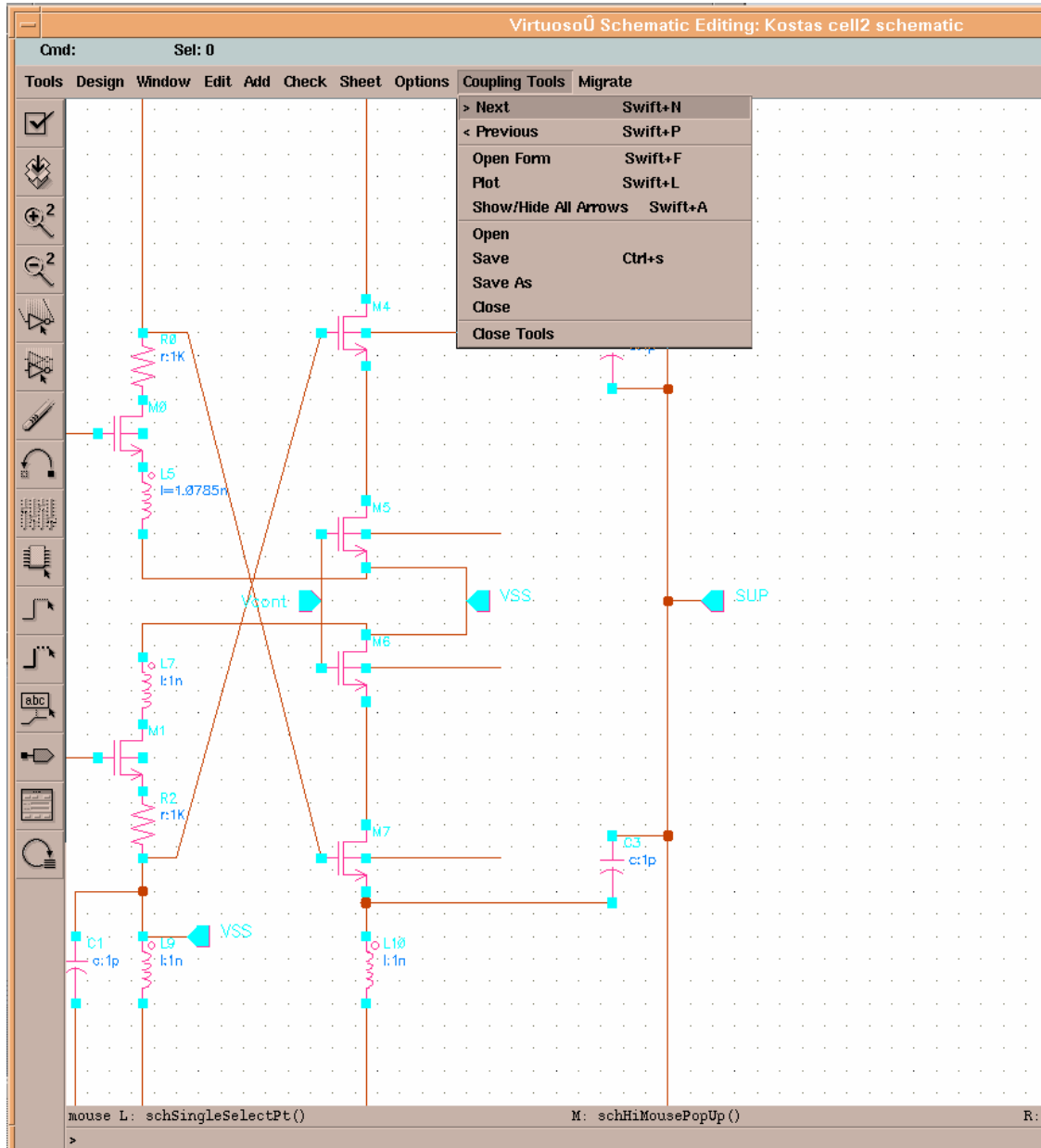
Το k υπολογίζεται από τη σχέση (9.12)

$$k = \frac{M_{Spiral-Line}}{\sqrt{L_{Line} \cdot L_{Spiral-eff}}}$$

Εδώ ισχύει για χαμηλές συχνότητες.

9.1.3. Παρουσίαση της εφαρμογής.

Ένα νέο μενού «Coupling Tools» έχει προστεθεί στα ήδη υπάρχοντα μενού του Virtuoso® Schematic Editor. Από αυτό το μενού ελέγχουμε τις βασικές διεργασίες της εφαρμογής:



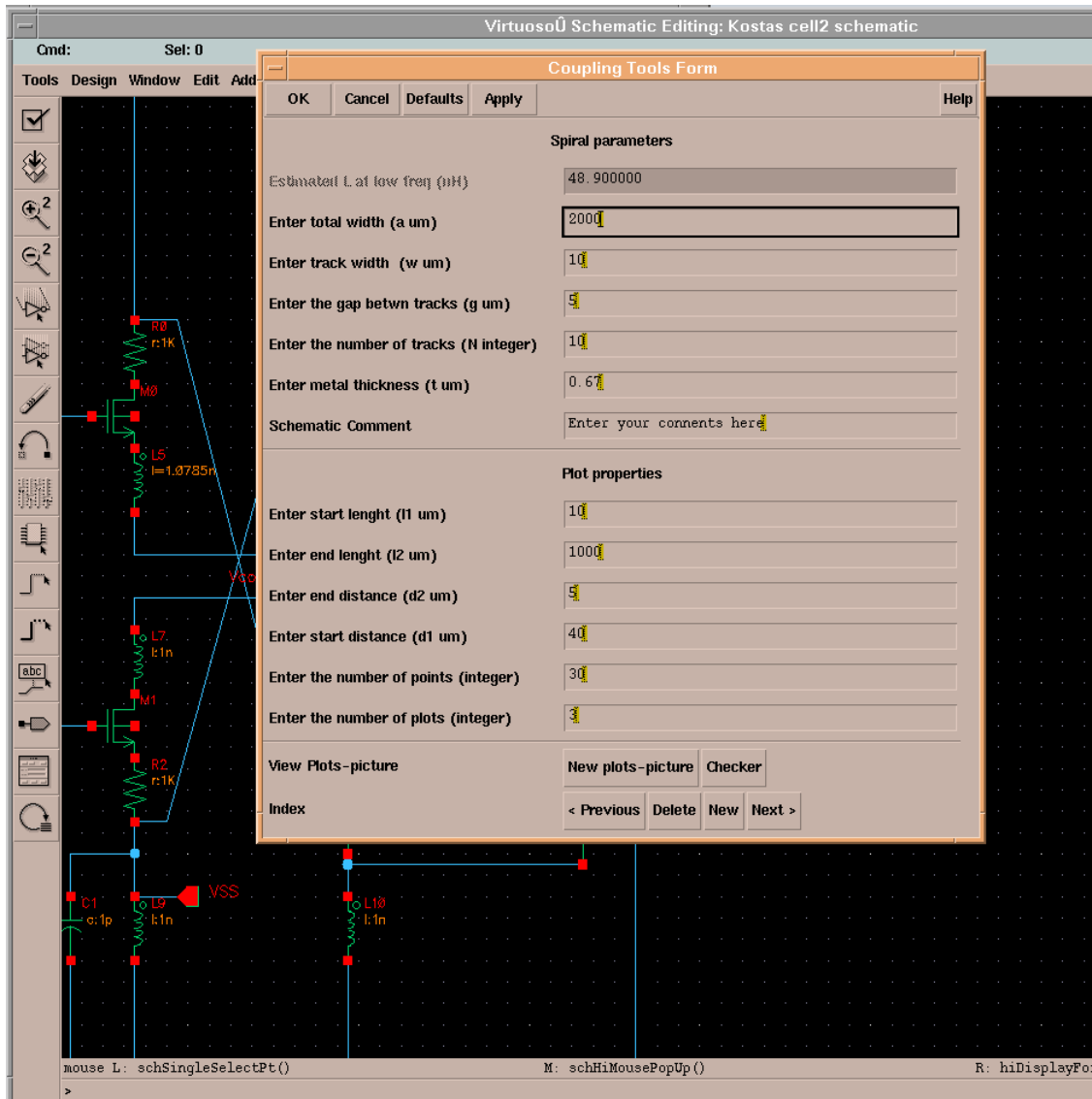
Σχήμα 9.2: Μενού «Coupling Tools»

Οι επιλογές του μενού έχουν την ακόλουθη λειτουργία:

<u>Μενού</u>	<u>Λειτουργία</u>	<u>Αναφορά</u>
Next	Πλοήγηση στα ζεύγη γραμμών-πηνίων (επόμενο)	Σχήμα 9.11
Previous	Πλοήγηση στα ζεύγη γραμμών-πηνίων (προηγούμενο)	Σχήμα 9.11
Open Form	Ανοίγει τη βασική φόρμα	Σχήμα 9.3.
Plot	Παρουσιάζει τη γραφική παράσταση	Σχήμα 9.13
Show/Hide	Εμφανίζει στο σχηματικό όλα τα ζεύγη – Κρύβει όλα τα ζεύγη ούτως ώστε να απλοποιείται η εμφάνιση του σχηματικού	Σχήμα 9.12
Open	Ανοίγει το αρχείο που αποθηκεύονται τα δεδομένα και τα εμφανίζει.	-
Save	Αποθηκεύει τις αλλαγές	-
Save As	Αποθηκεύει τις αλλαγές με νέο όνομα αρχείου	-
Close	Κλείνει το αρχείο	-
Close Tools	Κλείνει την εφαρμογή	-

Πίνακας 9.2. Λειτουργίες του μενού «Coupling tools»

Με την επιλογή «Open Form» στο μενού (σχ9.2) ή με shortcut <Swift-F>, ανοίγουμε τη φόρμα της εφαρμογής. Η φόρμα περιέχει πεδία εισαγωγής γεωμετρικών δεδομένων για τα πηνία καθώς και κουμπιά ελέγχου. Στη φάση που ζητείται να εισαχθεί νέο ζευγάρι πηνίο-γραμμής, επάνω στο schematic, χρειάζεται το κουμπί “New”:

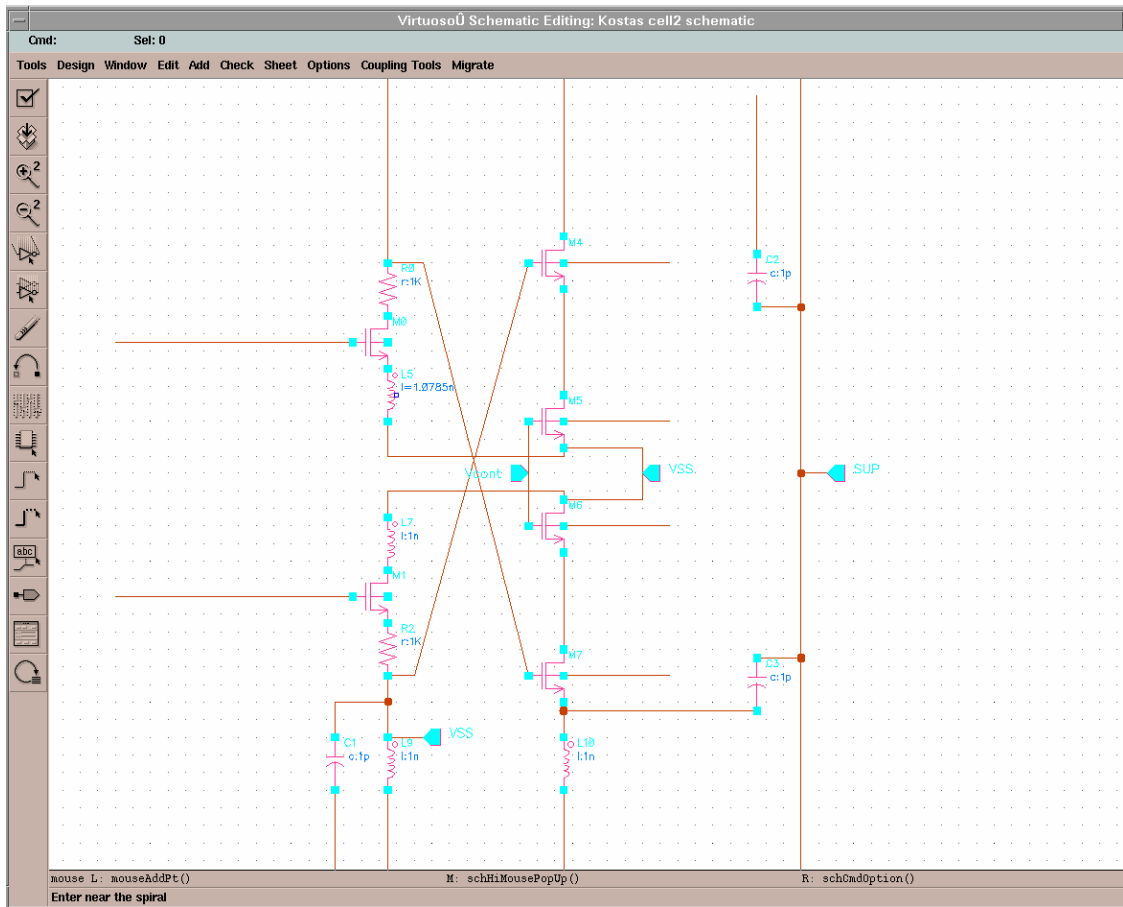


Σχήμα 9.3: Η βασική φόρμα της εφαρμογής.

<u>Control</u>	<u>Είσοδος – Έξοδος δεδομένων</u>	<u>Αναφορά</u>
Estimated L low freq (nH)	Εκτιμώμενη ισοδύναμη αυτεπαγωγή πηνίου	Σχήμα 9.10
Enter total width	Ολικό πλάτος πηνίου	Σχήμα 9.3
Enter the gap betwn tracks	Διάκενο μεταξύ των τμημάτων του πηνίου	Σχήμα 9.3
Enter the number of tracks	Συνολικός αριθμός τμημάτων του πηνίου	Σχήμα 9.3
Enter metal thickness	Πάχος του μετάλλου	Σχήμα 9.3
Schematic Comment	Σχόλιο	Σχήμα 9.11
Enter start Length	Αρχικό μήκος γραμμής για τη γραφική παράσταση (πεδίο ορισμού)	Σχήμα 9.13
Enter end Length	Τελικό μήκος γραμμής (πεδίο ορισμού)	Σχήμα 9.13
Enter start distance	Αρχική απόσταση γραμμής πηνίου (πεδίο ορισμού)	Σχήμα 9.13
Enter end distance	Τελική απόσταση γραμμής πηνίου (πεδίο ορισμού)	Σχήμα 9.13
Enter the number of points	Συνολικός αριθμός δεδομένων X-Y για κάθε καμπύλη	Σχήμα 9.13
Enter the number of plots	Αριθμός καμπυλών για τη γραφική παράσταση	Σχήμα 9.13
Κουμπί «New plots»	Υπολογισμός δεδομένων. Δημιουργία γραφικής παράστασης	Σχήμα 9.13
Κουμπί «Checker»	Έλεγχος ορθότητας δεδομένων	Σχήματα 9.9-9.10
Κουμπί «< Previous»	Πλοήγηση στα ζεύγη γραμμών-πηνίων (επόμενο)	Σχήμα 9.11
Κουμπί «Next >»	Πλοήγηση στα ζεύγη γραμμών-πηνίων (προηγούμενο)	Σχήμα 9.11
Κουμπί «Delete»	Διαγραφή ζεύγους	-
Κουμπί «New»	Δημιουργία νέου ζεύγους	Σχήμα 9.4

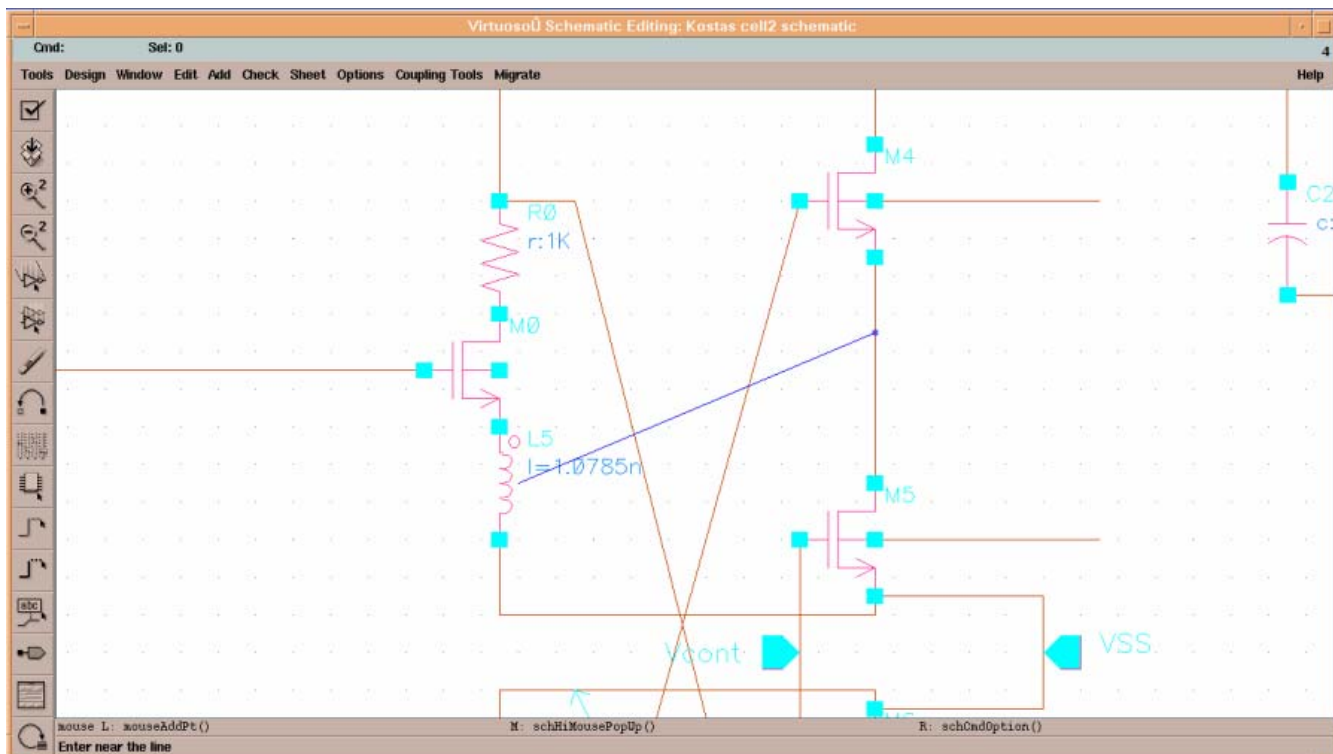
Πίνακας 9.2. Βασική φόρμα: Λειτουργίες των πεδίων κειμένου και κουμπιών

Πατώντας το κουμπί «New» (σχ 9.3) αυτομάτως το schematic έρχεται στο προσκήνιο, με την προτροπή «Enter near the spiral». Ο χρήστης καλείται να κάνει «αριστερό κλικ» δίπλα σε ένα πηνίο. Η εφαρμογή αναγνωρίζει αυτόματα το πηνίο.



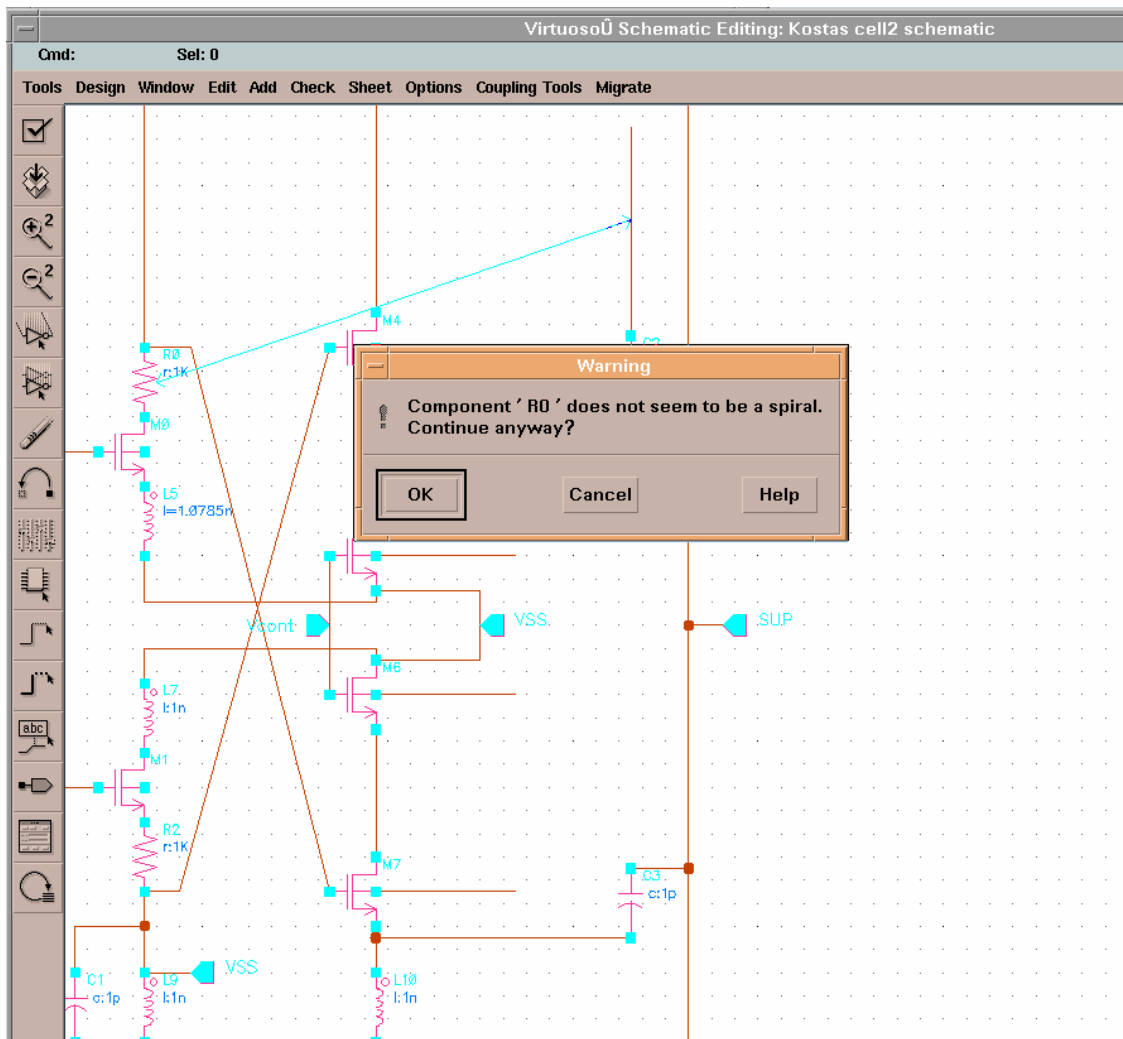
Σχήμα 9.4: Ο χρήστης καλείται να επιλέξει κάποιο πηνίο.

Στη συνέχεια πρέπει να οριστεί η γραμμή μεταφοράς. Η γραμμή μεταφοράς πάνω στο schematic μπορεί να είναι ακόμη και ένας απλός κόμβος, ο οποίος στη φάση του Layout θα μεταφραστεί σε μια πραγματική γραμμή μεταφοράς. Αφού έχει οριστεί το πηνίο (στο προηγούμενο στάδιο), η προτροπή γίνεται «Enter near the line». Κατόπιν ο σχεδιαστής καλείται να προσδιορίσει τη γραμμή, πάνω στην οποία θα κάνει «κλικ», όπως ακριβώς έκανε και με το πηνίο.



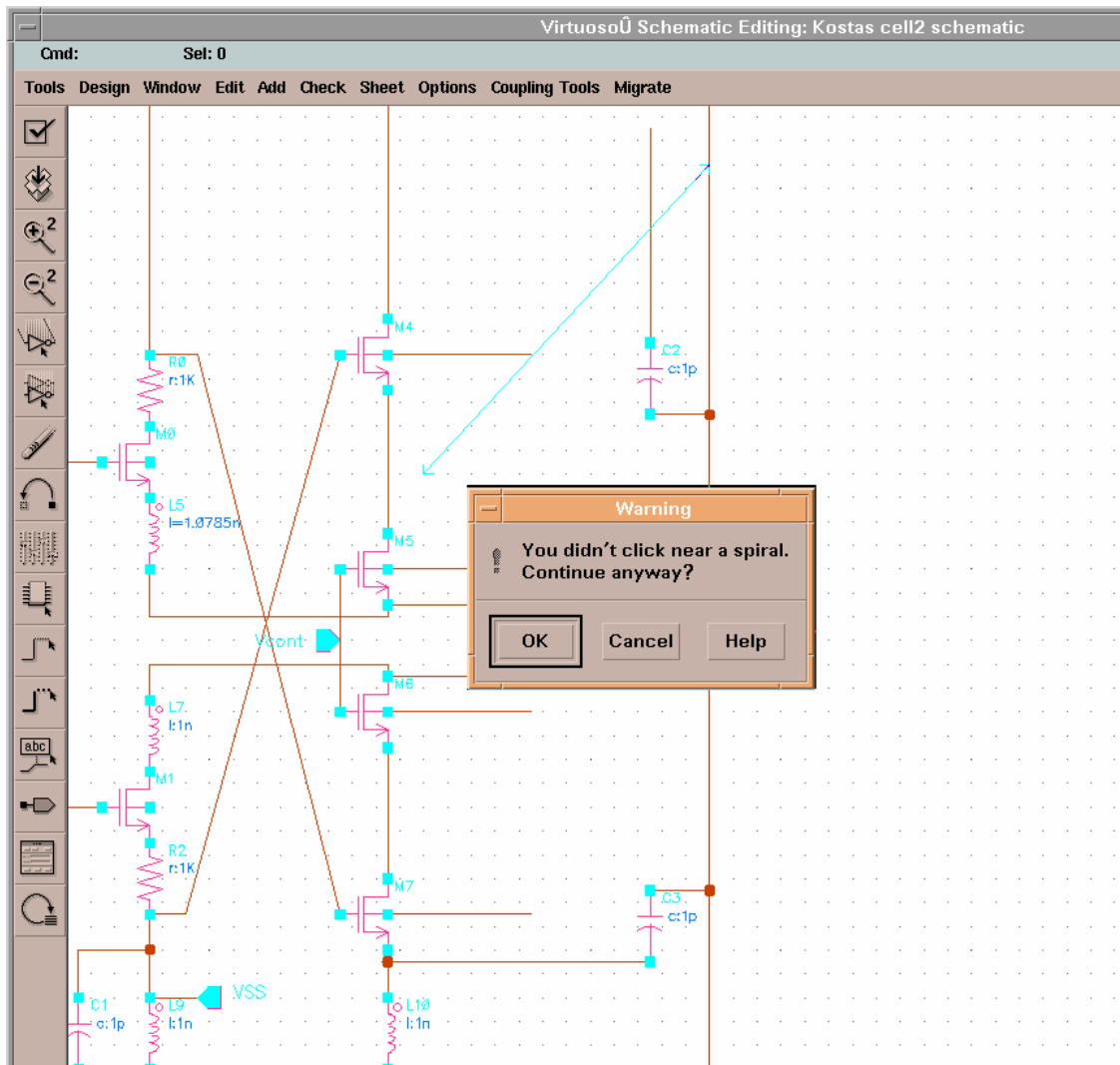
Σχήμα 9.5: Επιλογή γραμμής.

Το ζευγάρι πηνίο-γραμμή έχει πλέον οριστεί. Αν το στοιχείο που επιλέχθηκε σαν πηνίο δεν είναι πηνίο αλλά κάτι άλλο, τότε εμφανίζεται μήνυμα, το οποίο δίνει την ελευθερία στο σχεδιαστή να το απορρίψει ή να το εγκρίνει. Για παράδειγμα ο σχεδιαστής μπορεί να θέλει να τονίσει την αλληλεπίδραση μιας γραμμής μεταφοράς με μια αντίσταση μεγάλου μήκους.



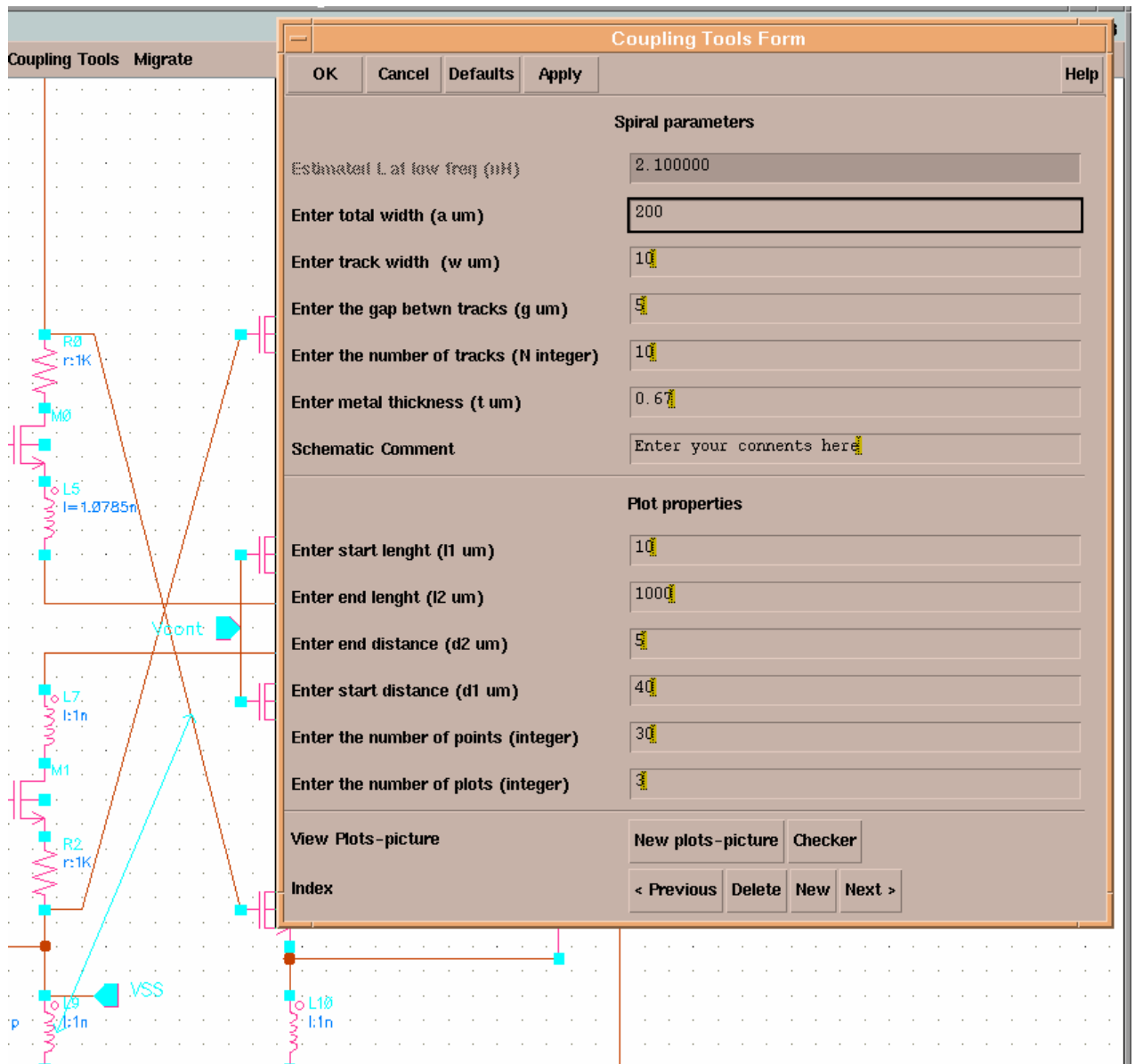
Σχήμα 9.6: Ο χρήστης επέλεξε αντίσταση αντί για πηνίο.

Αντίστοιχα κι αν επιλέξει σε περιοχή που δεν υπάρχει κάποιο στοιχείο. Με τον τρόπο αυτό ο σχεδιαστής μπορεί να θέλει να τονίσει ότι η γραμμή μεταφοράς έχει ευαισθησία σε κάθε είδους παρεμβολές, από όποιο στοιχείο κι αν προέρχονται.



Σχήμα 9.7: Ο χρήστης δεν επέλεξε πηνίο ούτε κάποιο άλλο στοιχείο.

Αφού έχει οριστεί ο συνδυασμός στοιχείων, ο οποίος θα περαστεί στον σχεδιαστή του Layout, εμφανίζεται αυτόματα η φόρμα. Εδώ εισαγάγουμε τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του πηνίου και τις επιλογές για τη γραφική παράσταση. Επίσης μπορούμε να βάλουμε σχόλια. Τα σχόλια αυτά θα εμφανιστούν στο κάτω μέρος του σχηματικού και θα αλλάζουν ανάλογα με ζεύγος πηνίου-γραμμής που έχει επιλεχθεί.



Σχήμα 9.8: Αυτόματη εμφάνιση της φόρμας - εισαγωγή δεδομένων.

Πατώντας το κουμπί «Checker» γίνεται έλεγχος των γεωμετρικών χαρακτηριστικών. Αν τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του πηνίου δεν είναι έγκυρα, τότε εμφανίζεται μήνυμα. Στο παράδειγμα θέσαμε τον αριθμό τμημάτων του πηνίου ίσο με 100, που είναι πολύ μεγάλος για να ικανοποιεί τις υπόλοιπες διαστάσεις.

The image shows a software window titled "Coupling Tools Form". At the top, there are buttons for "OK", "Cancel", "Defaults", "Apply", and "Help". The main area is labeled "Spiral parameters" and contains several input fields:

- Estimated L of low freq (nH): Invalid spiral geometry parameters!
- Enter total width (a um): 200
- Enter track width (w um): 10
- Enter the gap betwn tracks (g um): 10
- Enter the number of tracks (N integer): 100
- Enter metal thickness (t um):
- Schematic Comment:
- Enter start lenght (l1 um):
- Enter end lenght (l2 um): 1000
- Enter end distance (d2 um): 50
- Enter start distance (d1 um): 40
- Enter the number of points (integer): 30
- Enter the number of plots (integer): 500

At the bottom, there are buttons for "View Plots-picture", "New plots-picture", "Checker", "Index", "< Previous", "Delete", "New", and "Next >".

A "Warning" dialog box is overlaid on the form, displaying the message "Invalid spiral geometry parameters!" and a "Close" button.

Σχήμα 9.9: Περίπτωση λάθους γεωμετρικών δεδομένων.

Σε περίπτωση επιτυχίας το μήνυμα επιστρέφει την εκτιμώμενη ισοδύναμη αυτεπαγωγή για χαμηλές συχνότητες, με βάση τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά που έχουν δοθεί στη φόρμα και σύμφωνα με τις σχέσεις που δόθηκαν στα κεφάλαια 4, 7.2 και 9.12.

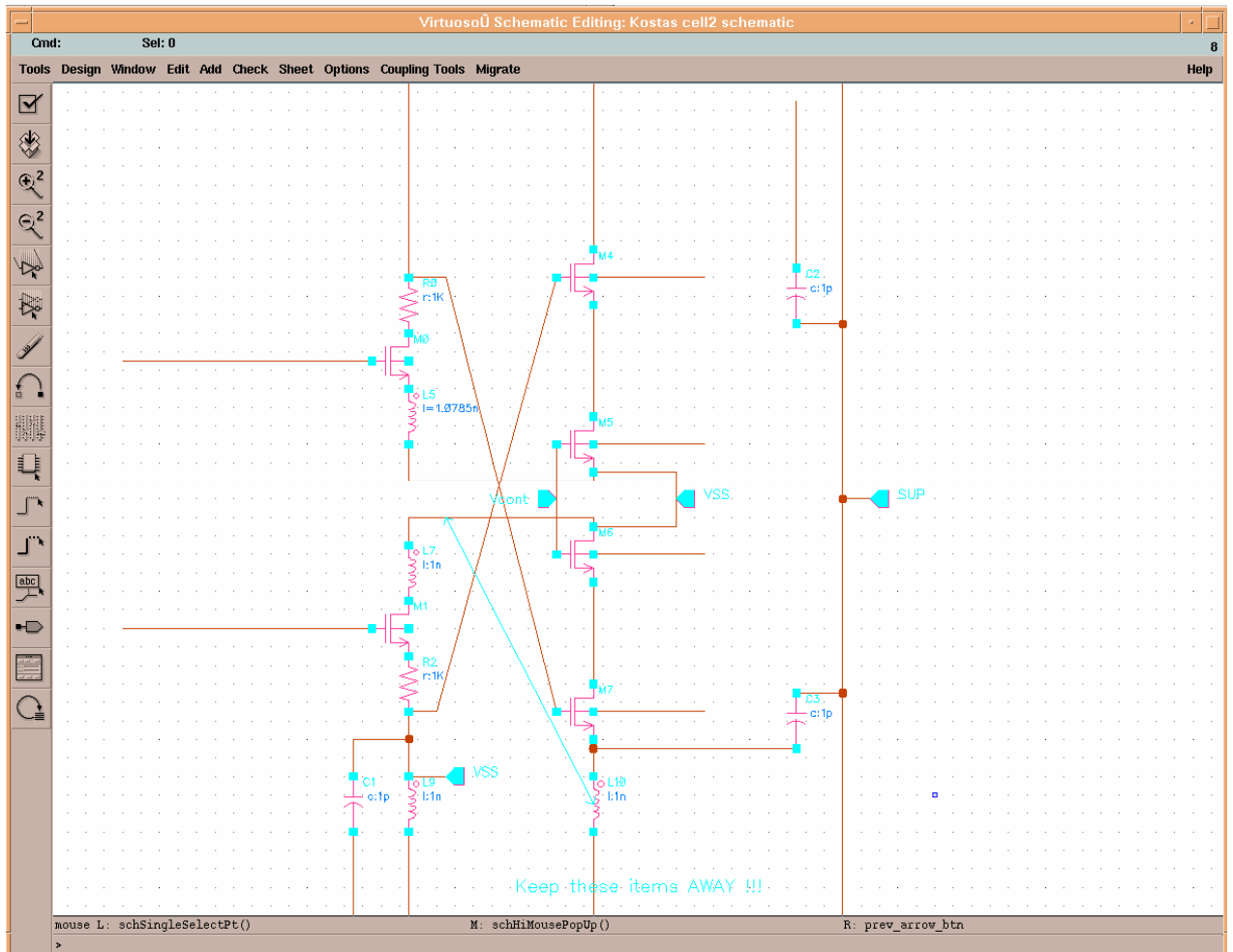
The image shows a software window titled "Coupling Tools Form". At the top, there are buttons for "OK", "Cancel", "Defaults", "Apply", and "Help". Below these is a section titled "Spiral parameters" with several input fields:

- Estimated L at low freq (nH): 1.900000
- Enter total width (a um): 200
- Enter track width (w um): 10
- Enter the gap betwn tracks (g um): 10
- Enter the number of tracks (N integer): 10
- Enter metal thickness (t um): 0.670000
- Schematic Comment: Enter your comments here
- Enter start lenght (l1 um):
- Enter end lenght (l2 um):
- Enter end distance (d2 um):
- Enter start distance (d1 um): 40
- Enter the number of points (integer): 30
- Enter the number of plots (integer): 5

At the bottom, there are buttons for "View Plots-picture", "New plots-picture", "Checker", and "Index". A "Message" dialog box is overlaid on the form, displaying the text "Valid values entered. Estimated L = 1.900000 nH" and a "Close" button.

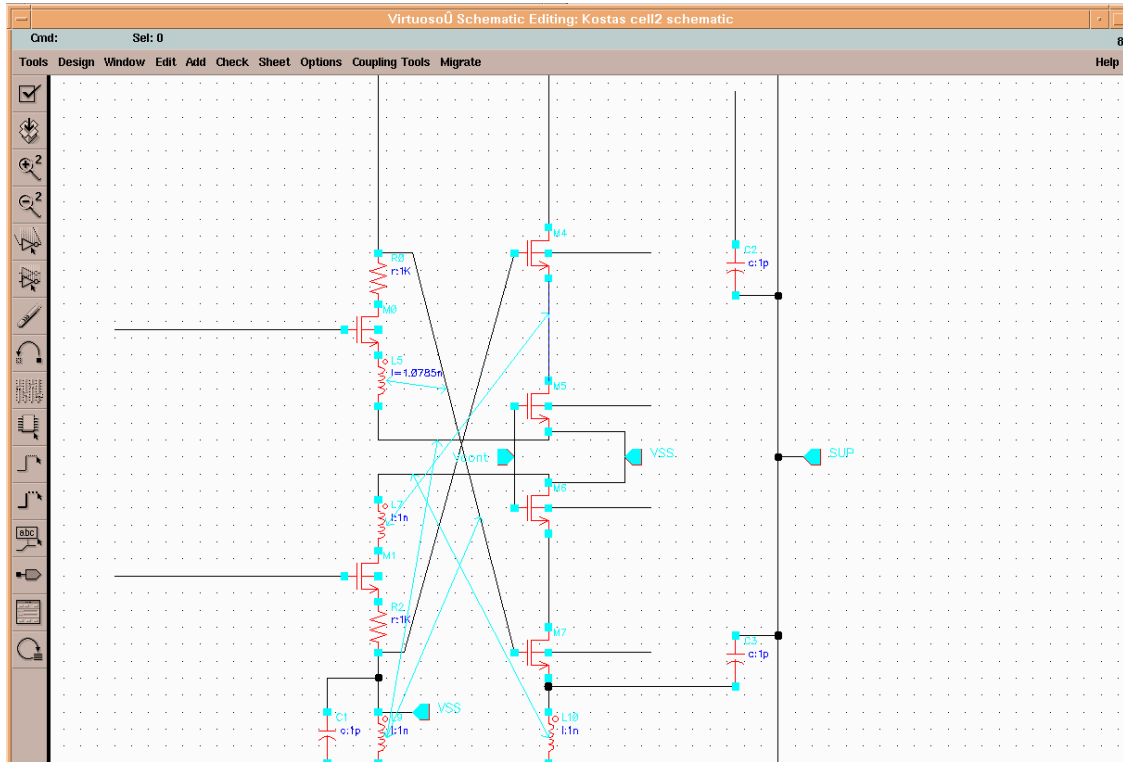
Σχήμα 9.10: Υπολογισμός αυτεπαγωγής.

Στο schematic έχει προστεθεί ένα νέο βέλος τα άκρα του οποίου δείχνουν στο ζευγάρι. Στο κάτω μέρος του schematic εμφανίζεται το σχόλιο που είχαμε δηλώσει στη φόρμα. (Στη φωτογραφία ίσως να μην φαίνεται καθαρά)



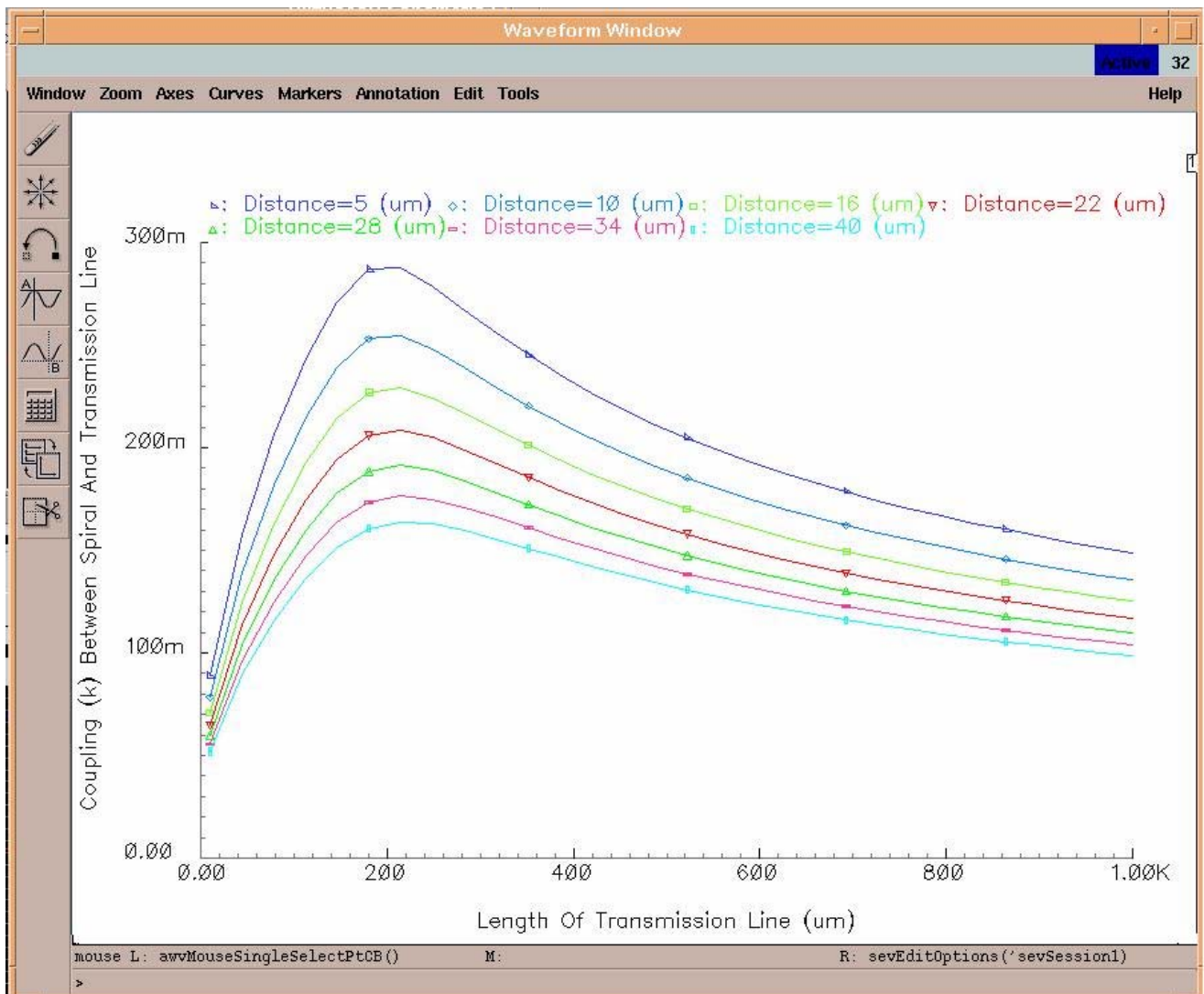
Σχήμα 9.11: Το νέο ζεύγος πηνίου-γραμμής.

Το τελικό σχήμα του Schematic.



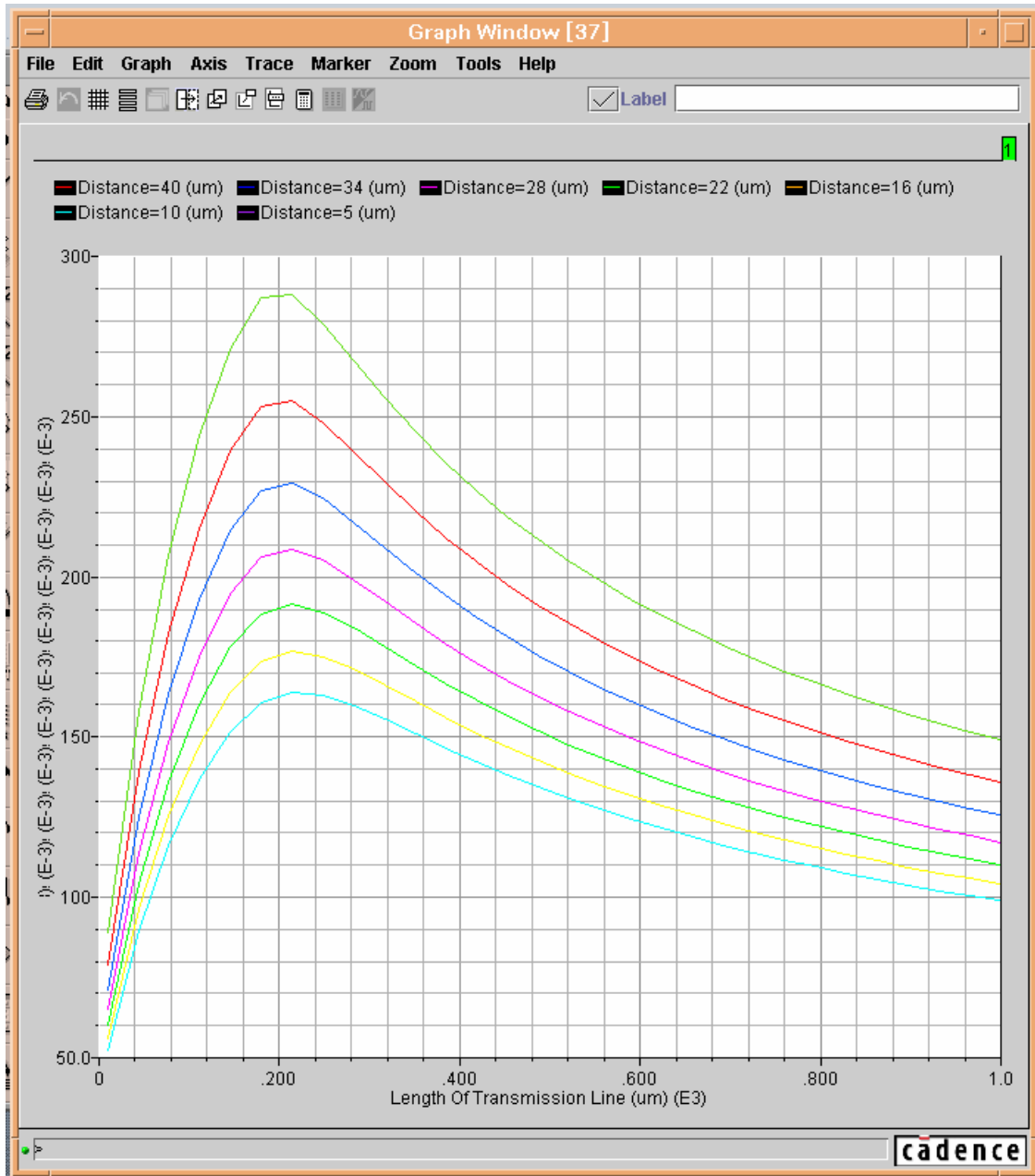
Σχήμα 9.12: Στη φωτογραφία φαίνονται όλα τα ζεύγη πάνω στο Schematic.

Ο βασικός σκοπός της εφαρμογής, πέρα από την υπενθύμιση για τα στοιχεία που χρειάζονται προσοχή, είναι ο υπολογισμός του k για τα διάφορα μήκη γραμμής και απόστασης γραμμής-πηνίου. Καθώς είναι γνωστές οι επιλογές για τις γραφικές παραστάσεις (έχουν εισαχθεί στη φόρμα) μπορούμε να προχωρήσουμε τη διαδικασία. Από τη φόρμα, το μενού, ή με shortcut τυπώνουμε τη γραφική παράσταση του συντελεστού σύζευξης k συναρτήσει του μήκους της γραμμής μεταφοράς και με παράμετρο την απόσταση γραμμή-πηνίο. Χρησιμοποιείται το μοντέλο του κεφαλαίου 4. Οι σχέσεις υπολογισμού έχουν δοθεί στο 9.12.



Σχήμα 9.13: Γραφική παράσταση του k .

Η ίδια παράσταση σε «WaveScan»:



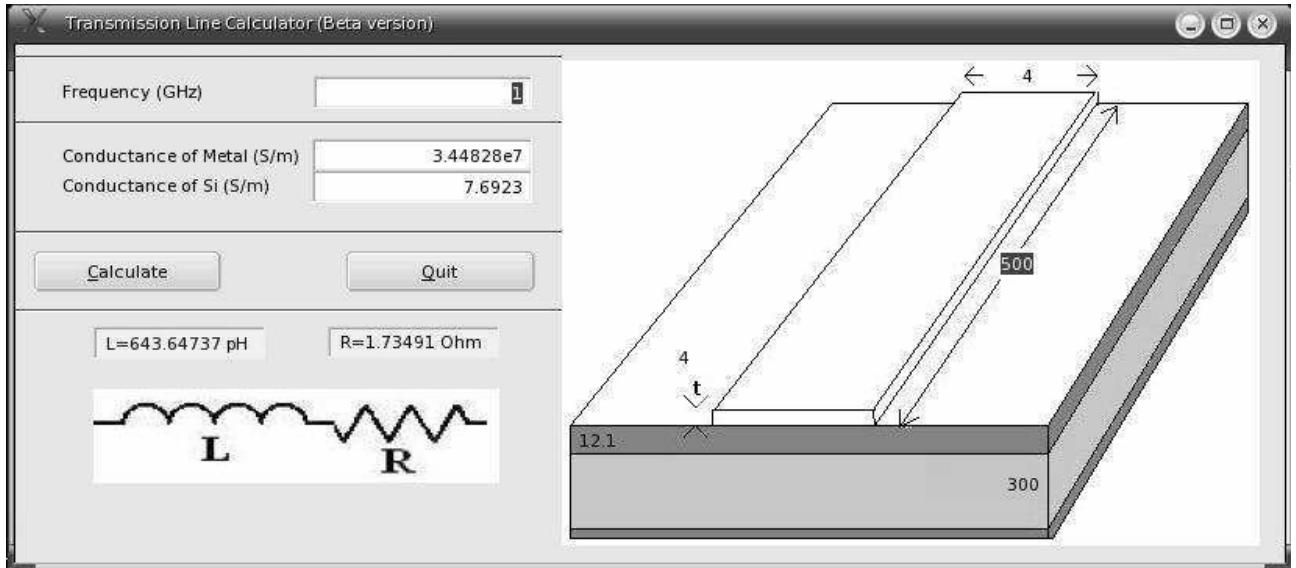
Σχήμα 9.14: Γραφική παράσταση σε «WaveScan».

Ως προς τις επιδόσεις του προγράμματος (γλώσσα C) μετρήσαμε μια υπεροχή, περίπου διακόσιες φορές σε σχέση με το SISP (C/C++), για την εξαγωγή του κυκλώματος. Η διαφορά αυτή οφείλεται στις αποδοτικότερες δομές δεδομένων (κλειστές σχέσεις υπολογισμού των αποστάσεων, αντί για μεθόδους αναζήτησης και υπολογισμού γεωμετρικών στοιχείων σε δομές αποθήκευσης, όπως συνηθίζεται σε αυτές τις περιπτώσεις).

9.2. Υπολογιστής παρασιτικών μικροταινίας

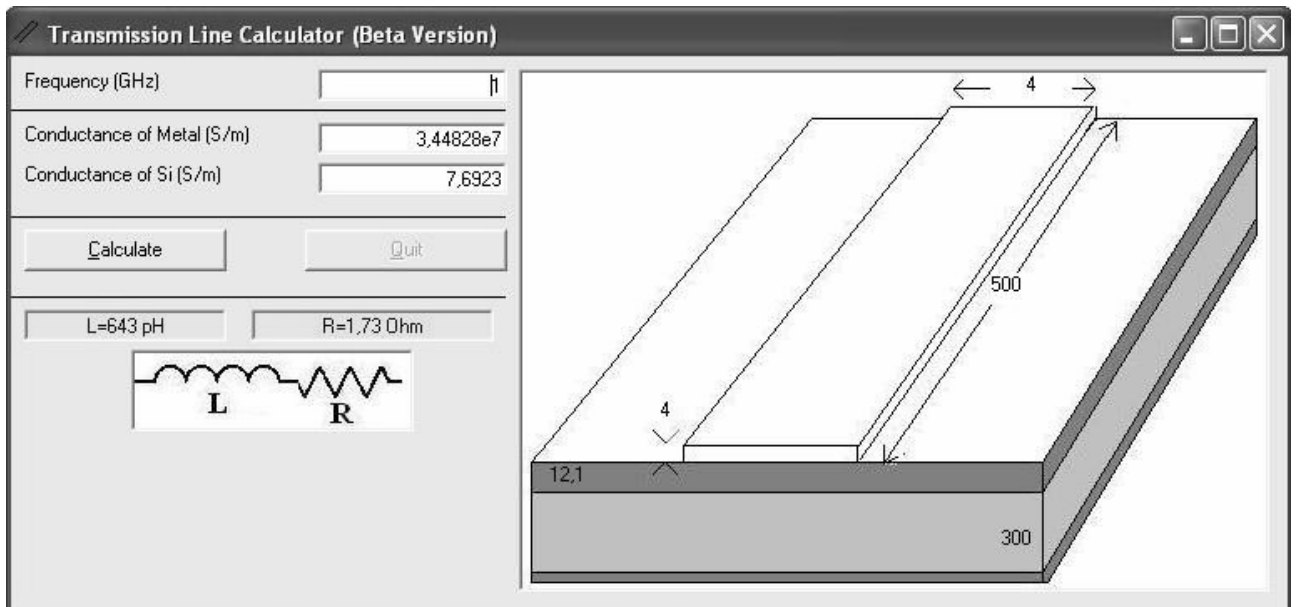
Με βάση το μοντέλο της μικροταινίας του κεφαλαίου 5, κατασκευάσαμε σε περιβάλλον QT-Linux μία εφαρμογή που υπολογίζει την ισοδύναμη αυτεπαγωγή κι αντίσταση μιας μικροταινίας που βρίσκεται πάνω από διπλό υπόστρωμα πυριτίου – μονωτή. Η εφαρμογή φαίνεται στη φωτογραφία:

Στο Linux:



Σχήμα 9.15: Η εφαρμογή σε Linux.

Στα Windows:

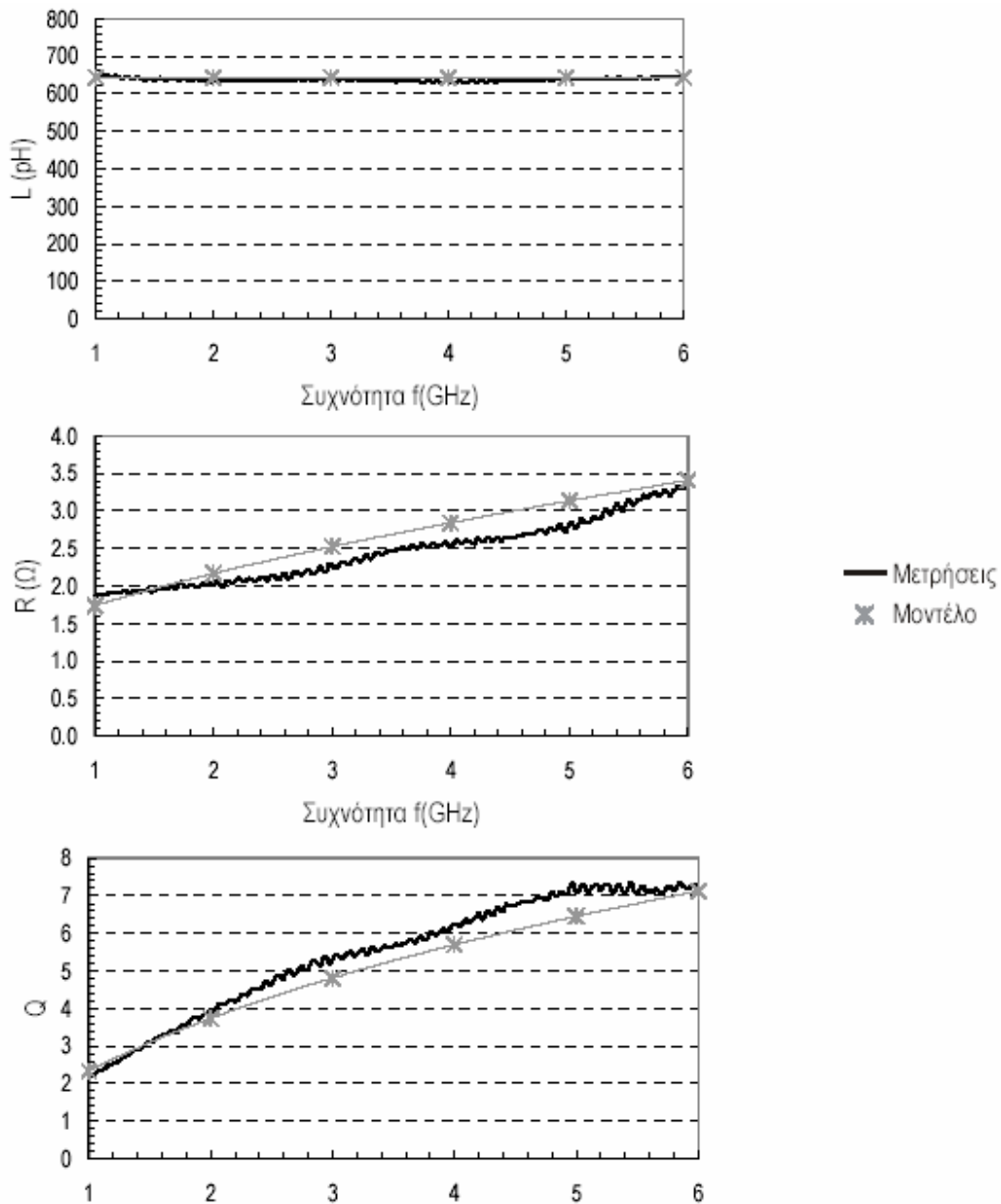


Σχήμα 9.16: Η εφαρμογή σε Windows.

Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της μικροταινίας εισάγονται απευθείας πάνω στο σκαρίφημα, ενώ ο χρήστης ενημερώνεται με προτροπές για τα χαρακτηριστικά κάθε πεδίου.

9.2.1. Επιδόσεις

Στους πίνακες που ακολουθούν, συγκρίνουμε τις μετρήσεις μιας μικροταινίας με τα αποτελέσματα που δίνει η εφαρμογή (σύμφωνα με το [16]):



Σχήμα 9.17: Αυτεπαγωγή κι αντίσταση. Σύγκριση του μοντέλου με τις μετρήσεις.

Όσον αφορά την αυτεπαγωγή, υπάρχει σχεδόν πλήρης ταύτιση. Η αντίσταση είναι αυτή που έχει τις μεγαλύτερες αποκλίσεις οι οποίες φτάνουν μέχρι και 15%.

Σχετικά με την ταχύτητα εξαγωγής αξίζει να αναφέρουμε ότι ο κώδικας της εφαρμογής γραμμένος απευθείας σε γλώσσα C++ είναι εξακόσιες και πλέον φορές ταχύτερος από τον αντίστοιχο κώδικα σε δημοφιλές μαθηματικό πακέτο προσομοίωσης. Το γεγονός αυτό ενισχύει την προσωπική μας άποψη ότι - κυρίως - με προσεκτική σχεδίαση αλλά και χρήση των πολύ βελτιστοποιημένων μεταφραστών της γλώσσας C/C++ (ή ακόμα και με Assembly) αντί των έτοιμων πακέτων, τα εργαλεία CAD μπορούν να επιταχυνθούν θεαματικά.

Βιβλιογραφία

- [1] B.Gustavsen, A.Semlyen, «Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting», *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 14, No. 3, July 1999, pp.1052-1061
- [2] R. Freund, “Reduced-order modeling techniques based on Krylov subspaces and their use in circuit simulation,” *Numer. Anal. Manuscript*, 98-3-02, Bell Lab., Murray Hill, NJ, Feb. 1998.
- [3] R.Gao, Y.S.Mekonnen, W.T.Beyene, and J.E.Schutt-Ainé, Black-Box Modeling of Passive Systems by Rational Function Approximation, *IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING*, VOL. 28, NO. 2, MAY 2005, pp. 209-215.
- [4] W.Hendrickx and T.Dhaene, A Discussion of “Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, pp. 441-443, no. 1, Feb. 2006.
- [5] “Complex-Number Arithmetic Using SSE, SSE2, and 3DNow!™ Instructions”, *Software Optimization Guide for AMD64 Processors*, Publication #25112, Rev 3.06, September 2005, AMD, pp. 221-229
- [6] “128-Bit Media Instructions”, *Programmer’s Manual Volume 4*, AMD64 Technology, Publication No. 26568, Revision 3.07, December 2005, AMD.
- [7] Ν.Κ.Ουζούνουγλου, *Εισαγωγή στα Μικροκύματα*, Β΄ Έκδοση, Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1994
- [8] Τ.Γ.Κουσιουρής, *Θεωρία Ανάλυσης Συστημάτων και Κυκλωμάτων*, Πανεπιστημιακές Σημειώσεις
- [9] Χ.Χαλκιά, Γ.Παπανάνου, *Σχεδίαση Ηλεκτρονικών Φίλτρων*, εκδ. Συμμετρία, Αθήνα, 1987
- [10] Γ.Ε.Παπανάνος, *Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα για Τηλεπικοινωνιακές Εφαρμογές*, Παπασωτηρίου-Ε.Π.Ι.Σ.Ε.Υ/Ε.Μ.Π, Αθήνα, 1998
- [11] Ν.Ουζούνουγλου, Δ.Κακλαμάνη, *Τηλεπικοινωνιακή Ηλεκτρονική*, Σημειώσεις, Αθήνα, 1998.
- [12] Χ.Καψάλης, Π. Κωττής, *Κεραίες-Ασύρματες Ζεύξεις*, εκδ. Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 2003.
- [13] Ι. Β. Κιουστελίδη, *Αριθμητική ανάλυση*, Αθήνα, 1998.

- [14] Γ. Κ. Κουτσογιαννόπουλος, *Μοντελοποίηση Ολοκληρωμένων Αυτεπαγωγών σε Τεχνολογίες Πυριτίου και Εφαρμογές στη Σχεδίαση Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων Υψηλών συχνοτήτων*, Διδακτορική διατριβή, Ε.Μ.Π, Αθήνα, Φεβρουάριος 2000.
- [15] Σ. Μ. Μπαντάς, *Ολοκληρωμένα Φίλτρα Ραδιοσυχνοτήτων με Χρήση Συζευγμένων Επαγωγών σε Τεχνολογίες Πυριτίου και Εφαρμογές σε Ασύρματους Πομποδέκτες Μονής Ψηφίδας*, Διδακτορική διατριβή, Ε.Μ.Π, Αθήνα, Μάιος 2004.
- [16] Δ. Ν. Λοΐζος, *Μελέτη της Μοντελοποίησης Γραμμών Μεταφοράς σε Ολοκληρωμένα Κυκλώματα με Έμφαση στη Μικροταινία*, Διπλωματική εργασία, Ε.Μ.Π, Αθήνα, Ιούλιος 2003.
- [17] A. Odabasioglu, M. Celic, “PRIMA: Passive Reduced-Order Interconnect Macromodeling Algorithm”, *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and System*, Vol. 17, No. 8, August 1998
- [19] C.H. Doan, S. Emami, D. A. Sobel, A. M. Niknejad, R. W. Brodersen, “Design Considerations for 60 GHz CMOS Radios”, *Topics in Circuits for Communications*, Berkeley Wireless Research Center. ?
- [20] A.M.Niknejad, C.Doan, S.Emami, M.Dunga, X.Xi, J.He, R.Brodersen, C.Hu, “Next Generation CMOS Compact Models for RF and Microwave Applications”, *2005 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Berkeley Wireless Research Center.
- [21] A.M.Niknejad, R.Gharpurey, and R.G. Meyer, “Numerically Stable Green Function for Modeling and Analysis of Substrate Coupling in Integrated Circuits”, *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 17, no. 4, pp. 305-315, April 1998.
- [22] A.M.Niknejad, R.G. Meyer, “Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC’s”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 10, pp. 1470-1481, Oct. 1998.
- [23] A. M. Niknejad, R.G. Meyer, “Analysis of Eddy-Current Losses Over Conductive Substrates with Applications to Monolithic Inductors and Transformers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no.1, Jan. 2001
- [24] S. Mei and Y. I. Ismail, “Modeling Skin and Proximity Effects With Reduced Realizable RL Circuits”, *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 437-447, April 2004.
- [25] Y. Koutsoyannopoulos, Y. Papananos, C. Alemanni, S. Bantas, “A Generic CAD Model for Arbitrarily Shaped and Multi-Layer Integrated Inductors on Silicon Substrates”, *Proc. 1997 European Solid-State Circuits Conf.*, pp. 320-323, September 1997, Southampton, U.K.

- [18] Y. K. Koutsoyannopoulos, Y. Papananos, “Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 47, No.8, pp.699-713, Aug. 2000.
- [26] F. W. Grover, “Inductance Calculations”, Van Nostrand, Princeton N. J., 1946, Dover Publications, 1962.
- [27] H. A. Wheeler, “Transmission-Line Properties of a strip on a Dielectric Sheet on a Plane”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech*, vol 25, pp. 631-647, Aug. 1977.
- [28] H. Hasegawa, M. Furukawa, H. Yanai, “Properties of Microstrip Line on Si-SiO₂ System”, *IEEE trans. on Microwave Theory and Tech*, vol 19, pp.869-881, Nov. 1971.
- [29] E. Pettenpaul, H. Capusta, A. Weisgerber, H. Marripe, J. Luginsland, and I. Wolff, “CAD Models of Lumped Elements on GaAs up to 18GHz”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech*, vol. 36, pp. 294-304, Feb 1988.
- [30] E. Hammerstad and O. Jensen, “Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design”, *1980 MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 80.1, pp. 407-409, 1980.
- [31] R. Garg, I. J. Bahl, “Characteristics of Coupled Microstriplines”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech*. vol. 27, pp. 700-705, July 1979.
- [32] D. P. Bertsekas, *Nonlinear Programming*, Athena Scientific, Belmont, MA, 1995
- [33] M. S. Bazaara, H. D. Sherali, C. M. Shetty, *Nonlinear programming*, John Wiley & Sons, New York, 1993.
- [34] M. S. Bazaara, J.J. Jarvis, H. D. Sherali, *Linear Programming and Network Flows*, second edition, John Wiley & Sons, New York, 1990.
- [35] http://www.wimaxforum.org/tech/10-66_GHz/
- [36] “SKILL++ Object System Functions Reference”, Cadence Design Systems, Inc.
- [37] “Affirma™ Circuit Design Environment SKILL Language Reference”, Cadence Design Systems, Inc.
- [38] “Component Description Format User Guide”, Cadence Design Systems, Inc.
- [39] “Virtuoso® Compactor Reference Manual”, Cadence Design Systems, Inc.
- [40] “Virtuoso® Parameterized Cell Reference”, Cadence Design Systems, Inc.
- [41] “SKILL Development Functions Reference”, Cadence Design Systems, Inc.

[42] “Design Framework II SKILL™ Functions Reference”, Cadence Design Systems, Inc.

[43] “SKILL Language Reference”, Cadence Design Systems, Inc.

[44] “SKILL Language User Guide”, Cadence Design Systems, Inc.

[45] “Virtuoso® Relative Object Design User Guide”, Cadence Design Systems, Inc.

[46] “Interprocess Communication SKILL Functions Reference”, Cadence Design Systems, Inc.

[47] “Cadence® User Interface SKILL Functions Reference”, Cadence Design Systems, Inc.

[48] “Communications Manager Reference”, Cadence Design Systems, Inc.

[49] “Virtuoso® Relative Object Design User Guide”, Cadence Design Systems, Inc.

[50] “Virtuoso® Schematic Composer SKILL Functions Reference”, Cadence Design Systems, Inc.