



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ
ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΗ ΦΥΣΙΚΗ

Διπλωματική Εργασία

Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά

Κωνσταντίνος Δ. Μπακόπουλος

A.M: 00016

Υπεβλήθη για την εκπλήρωση μέρους των απαιτήσεων για την απόκτηση του
Μεταπτυχιακού Διπλώματος Εφαρμοσμένης Φυσικής

Λαμία, 2025

© Μπαχόπουλος Κωνσταντίνος

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Φυσικής της Σχολής Θετικών Επιστημών του Πανεπιστημίου Θεσσαλίας δεν υποδηλώνει αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα (Ν. 5343/32 αρ. 202 παρ. 2).

Εγκρίθηκε από τα Μέλη της Τριμελούς Εξεταστικής Επιτροπής:

Πρώτος Εξεταστής (Επιβλέπων):

Βελντές Γεώργιος, Αναπληρωτής Καθηγητής, Τμήμα Φυσικής, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

Δεύτερος Εξεταστής:

Αβραμόπουλος Άγγελος, Αναπληρωτής Καθηγητής, Τμήμα Φυσικής, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

Τρίτος Εξεταστής:

Σίμος Χρήστος, Αναπληρωτής Καθηγητής, Τμήμα Φυσικής, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Γεώργιο Βελντέ, για την αδιάκοπη υποστήριξή του, τις πολύτιμες συμβουλές του και την καθοδήγησή του καθ' όλη τη διάρκεια της εργασίας μου. Η επιστημονική του γνώση, η υπομονή και η προθυμία του να με καθοδηγήσει με βοήθησαν σημαντικά στη διαμόρφωση και ολοκλήρωση της εργασίας μου. Επίσης, ευχαριστώ πολύ και τα υπόλοιπα μέλη της εξεταστικής επιτροπής της διπλωματικής εργασίας μου, Αναπληρωτές Καθηγητές κ. Άγγελο Αβραμόπουλο και κ. Χρήστο Σίμο για την προσεκτική ανάγνωση της εργασίας μου και για τις πολύτιμες υποδείξεις τους.

Ακόμα, θα ήθελα να ευχαριστήσω το Τμήμα Φυσικής του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών για τη δυνατότητα που μου παρείχε να χρησιμοποιήσω το λογισμικό CST Microwave Studio, το οποίο αποτέλεσε βασικό εργαλείο για την εκπόνηση της εργασίας μου. Ευχαριστώ επίσης την κ. Νεκταρία Γκιζάνη, Αναπληρώτρια Καθηγήτρια στη Σχολή Εφαρμοσμένων Τεχνών και Βιώσιμου Σχεδιασμού του Ελληνικού Ανοικτού Πανεπιστημίου, για την ευγενική χορηγία του αναλυτή ώστε να πραγματοποιηθούν οι πειραματικές μετρήσεις.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στους συνεργάτες μου στο εργαστήριο HERON LAB και ιδιαίτερα στον Ευάγγελο Κουμπούρα για την βοήθειά του στην υλοποίηση του φίλτρου μεταϋλικών.

Θερμές ευχαριστίες απευθύνω επίσης στους γονείς μου, για την ατελείωτη αγάπη, τη στήριξη και την ενθάρρυνση που μου προσφέρουν σε κάθε μου βήμα. Χωρίς τη δική τους πίστη σε μένα, τίποτα από αυτά δεν θα ήταν δυνατό. Τέλος, ευχαριστώ τον αδερφό μου, για την αδιάκοπη στήριξή του, τη βοήθειά του και την εμπύχωσή του σε κάθε δυσκολία που συνάντησα κατά τη διάρκεια του μεταπτυχιακού μου.

Κωνσταντίνος Δ. Μπακόπουλος

Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά

Μπακόπουλος Κωνσταντίνος

Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας, Τμήμα Φυσικής, 2025

Επιβλέπων Καθηγητής: Γεώργιος Βελντές, Αναπληρωτής Καθηγητής

Περίληψη

Στην συγκεκριμένη διπλωματική εργασία εξετάζονται τα προγραμματιζόμενα μεταϋλικά, έναν ταχέως αναπτυσσόμενο τομέα της επιστήμης και της τεχνολογίας με διάφορες εφαρμογές σε πολλούς τομείς. Αρχικά αναλύονται οι ασυνήθιστες ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες των μεταϋλικών και παρουσιάζεται η ιστορική εξέλιξη τους, από τα πρώτα υλικά με αρνητικό δείκτη διάθλασης, μέχρι το πρώτο μεταϋλικό. Επίσης αναλύονται οι δομές των μεταϋλικών και παρουσιάζονται τα ισοδύναμα κυκλώματα τους. Ακόμα, γίνεται αναφορά σε ζωνοπερατά φίλτρα με χρήση δομών μεταϋλικών, καθώς και στον σχεδιασμό φίλτρων διέλευσης ζώνης. Στο δεύτερο σκέλος της ασχολείται με τη χρήση μικροελεγκτών και άλλων ηλεκτρονικών εξαρτημάτων όπως δίοδοι τύπου PIN και varactor για τον έλεγχο των ιδιοτήτων των μεταϋλικών, δημιουργώντας προγραμματιζόμενα μεταϋλικά. Εξετάζονται οι εφαρμογές των προγραμματιζόμενων μεταϋλικών στον έλεγχο ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Τέλος, παρουσιάζονται παθητικά προγραμματιζόμενα μεταϋλικά και έξυπνα συστήματα που χρησιμοποιούν μεταϋλικά. Η εργασία ολοκληρώνεται με τον σχεδιασμό και την προσομοίωση δομών μεταϋλικών χρησιμοποιώντας το λογισμικό CST Microwave Studio.

Λέξεις Κλειδιά: Μεταϋλικά, Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά, Αρνητικός δείκτης διάθλασης, Ζωνοπερατά φίλτρα, Μικροελεγκτές

Programmable metamaterials

Bakopoulos Konstantinos

University of Thessaly, Department of Physics, 2025

Supervisor: Georgios Veldes, Associate Professor

Abstract

This thesis examines programmable metamaterials, a rapidly growing field in science and technology with various applications across multiple domains. Initially, the unusual electromagnetic properties of metamaterials are analyzed, and their historical evolution is presented, from the first materials with a negative refractive index to the development of the first metamaterial. The structures of metamaterials are also explored, along with their equivalent circuits. Additionally, reference is made to band-pass filters utilizing metamaterial structures, as well as the design of band-pass filters. The second part of the thesis focuses on the use of microcontrollers and other electronic components, such as PIN diodes and varactors, to control the properties of metamaterials, enabling the creation of programmable metamaterials. The applications of programmable metamaterials in controlling electromagnetic waves are examined. Finally, passive programmable metamaterials and smart systems incorporating metamaterials are presented. This thesis concludes with the design and simulation of metamaterial structures using CST Microwave Studio software.

Keywords: Metamaterials, Programmable metamaterials, Negative refractive index, Band-pass filters, Microcontrollers

Ακρωνύμια και Συντομογραφίες

LHM	Left Handed Material
CPW	CoPlanar Waveguide
SRR	Split Ring Resonators
CRLH	Composite Right Left-Handed Transmission Line
IDC	Interdigital Capacitor
ZOR	Zeroth-order Resonator
CPW	Coplanar Waveguide
PLTL	Periodically Left Handed Transmission line
VNA	Vector Network Analyzer

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή στα Μεταϋλικά	1
1.1	Ιδιότητες των υλικών	2
1.1.1	Νόμος του Snell	4
1.2	Κατηγοριοποίηση υλικών	5
1.3	Ιδιότητες των μεταϋλικών	7
1.3.1	Ανεστραμμένος νόμος του Snell	8
1.3.2	Ανεστραμμένη ακτινοβολία Vavilov-Cerenkov	9
1.3.3	Ανεστραμμένο φαινόμενο Doppler	11
1.4	Τα πρώτα υλικά με αρνητική μαγνητική διαπερατότητα και ηλεκτρική επιτρεπτότητα	12
1.5	Το πρώτο μεταϋλικό	15
1.5.1	Ανάλυση δομών και παρουσίαση ισοδύναμων κυκλωμάτων	16
1.6	Σύνθετη δεξιόστροφη/αριστερόστροφη γραμμής μεταφοράς	21
2	Ζωνοπερατά φίλτρα με χρήση δομών μεταϋλικών.	23
2.1	Εισαγωγή	23
2.2	Interdigital Capacitors	24
2.3	Σχεδιασμός και ανάλυση ζωνοπερατών φίλτρων	26
2.4	Σχεδιασμός φίλτρου διέλευσης ζώνης MTM-ZOR	32
3	Μικροελεγκτές και μεταϋλικά	36
3.1	Εισαγωγή στους μικροελεγκτές	36
3.2	Δίοδοι τύπου PIN και Varactor	37
3.3	Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά	38

3.4	Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά για τον έλεγχο ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων	41
3.4.1	Προγραμματιζόμενα υλικά φάσης	41
3.4.2	Μεταϋλικά με δυνατότητα προγραμματισμού πλάτους και πόλωσης	43
3.5	Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά στον χώρο και τον χρόνο	44
3.6	Μη αμοιβαία ανάκλαση βασισμένη σε χωροχρονικό προγραμματιζόμενο μεταϋλικό .	46
3.7	Παθητικά προγραμματιζόμενα μεταϋλικά	47
3.8	Έξυπνα συστήματα με την χρήση μεταϋλικών	48
4	Σχεδιασμός και προσομοίωση δομών μεταϋλικών	51
4.1	CST Microwave Studio	51
4.2	Προσομοίωση φίλτρου διέλευσης ζώνης MTM-ZOR	52
4.3	Προσομοίωση ζωνοπερατών φίλτρων με την χρήση δομών μεταϋλικών	55
4.4	Προσομοίωση φίλτρου διέλευσης ζώνης με την προσθήκη διόδου varactor	59
4.4.1	Έλεγχος διόδων varactor με μικροελεγκτή PIC	60
4.4.2	Προσομοίωση του φίλτρου με CST	62
4.5	Προσομοίωση αλυσίδας από φίλτρα διέλευσης ζώνης	68
4.6	Πειραματικά αποτελέσματα	72
4.7	Συμπεράσματα	77

1 Εισαγωγή στα Μεταϋλικά

Τα μεταϋλικά (metamaterials, MTMs) αποτελούν έναν ταχέως αναπτυσσόμενο τομέα της επιστήμης και της τεχνολογίας, με εφαρμογές που εκτείνονται από τις τηλεπικοινωνίες και την οπτική έως την ιατρική και την αεροδιαστημική. Πρόκειται για τεχνητά υλικά που σχεδιάζονται ώστε να διαθέτουν μοναδικές ιδιότητες, οι οποίες δεν συναντώνται σε φυσικά υλικά. Οι ιδιότητες αυτές, όπως η αρνητική διάθλαση ή η δυνατότητα εστίασης πέρα από το όριο περίθλασης, προκύπτουν από την ιδιαίτερη δομή των μεταϋλικών και όχι από τη σύστασή τους.

Στα τέλη της δεκαετίας του 1960 ο Σοβιετικός Ρώσος φυσικός **Victor Georgievich Veselago** προβλέπει μια νέα κατηγορία υλικών, τα οποία έχουν ταυτόχρονη τιμή αρνητικής ηλεκτρικής επιτρεπτότητας (permittivity, ϵ) και μαγνητικής διαπερατότητας (permeability, μ), γνωστά ως αριστερόστροφα υλικά (*Left-handed materials, LHM*) ή μεταϋλικά, με τη μοναδική ιδιότητα του αρνητικού δείκτη διάθλασης. Έτσι δημοσιεύει για πρώτη φορά το 1967 την θεωρητική ανάλυση των υλικών αυτών (Veselago, 1968). Ως δείκτης διάθλασης ορίζεται η τετραγωνική ρίζα της σχετικής ηλεκτρικής επιτρεπτότητας και της μαγνητικής διαπερατότητας όπως φαίνεται στην εξίσωση 1.7. Λόγω του αρνητικού δείκτη διάθλασης στα υλικά αυτά παρατηρείται η δημιουργία ασυνήθιστων ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων στα οποία θα αναφερθούμε στην συνέχεια.

Για να μπορέσουμε όμως να αναλύσουμε την δομή και την λειτουργία των μεταϋλικών θα πρέπει αρχικά να ξεκινήσουμε από τις εξισώσεις που περιγράφουν την διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, τις εξισώσεις του Maxwell:

1. Νόμος του Gauss για το ηλεκτρικό πεδίο:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (1.1)$$

2. Νόμος του Gauss για το μαγνητικό πεδίο:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.2)$$

3. Νόμος του Ampère με την προσθήκη του Maxwell:

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.3)$$

4. Νόμος επαγωγής του Faraday:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.4)$$

1.1 Ιδιότητες των υλικών

Η μαγνητική διαπερατότητα (μ) ενός υλικού είναι ένας σημαντικός παράγοντας για την κατανόηση της μαγνητικής του συμπεριφοράς. Ορίζει τον λόγο της έντασης της μαγνητικής επαγωγής (B) προς την ένταση του μαγνητικού πεδίου (H) σε ένα συγκεκριμένο σημείο του χώρου, $\mu = B/H$. Η σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_r είναι ο λόγος της μαγνητικής διαπερατότητας του υλικού προς την μαγνητική διαπερατότητα του κενού $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m. Έτσι, η σχετική μαγνητική διαπερατότητα δίνεται από τη σχέση, $\mu_r = \mu/\mu_0$. Η τιμή της μ_r καθορίζει τις μαγνητικές ιδιότητες και τον τύπο του υλικού.

- **Μη μαγνητικά υλικά** (π.χ. αέρας, κενό): $\mu_r = 1$, δεν έλκονται ούτε απωθούνται από μαγνήτες.
- **Παραμαγνητικά υλικά** (π.χ. μαγγάνιο, χρώμιο, αργίλιο): $\mu_r > 1$, έλκονται ελαφρά από μαγνήτες.
- **Διαμαγνητικά υλικά** (π.χ. βισμούθιο, αντιμόνιο, μόλυβδος, χρυσός): $\mu_r < 1$, απωθούνται ελαφρά από μαγνήτες.
- **Μαγνητικά υλικά** (π.χ. σίδηρος, νικέλιο, κοβάλτιο): $\mu_r \gg 1$, ισχυρή έλξη από μαγνήτες.

Η ηλεκτρική επιτρεπτότητα (ϵ) είναι μια φυσική ποσότητα που καθορίζει την ικανότητα ενός μέσου να επιτρέπει τη διάδοση ενός ηλεκτρικού πεδίου μέσα του. Η σχετική ηλεκτρική επιτρεπτότητα (ϵ_r) είναι η αναλογία της ηλεκτρικής επιτρεπτότητας ενός υλικού (ϵ) προς την ηλεκτρική επιτρεπτότητα του κενού (ϵ_0). Η σχέση αυτή δίνεται ως, $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$, όπου η τιμή της ϵ_0 για το κενό είναι περίπου 8.854×10^{-12} F/m. Στην περίπτωση του αέρα, η σχετική ηλεκτρική επιτρεπτότητα είναι πολύ κοντά στην τιμή 1, αφού ο αέρας θεωρείται ότι έχει παρόμοιες ιδιότητες με το κενό. Για το κενό, φυσικά, η $\epsilon_r = 1$. Η ηλεκτρική επιτρεπτότητα παίζει σημαντικό ρόλο στην περιγραφή του ηλεκτρικού πεδίου σε διάφορα υλικά, αφού εξαρτάται από τις ιδιότητες του υλικού και το πώς αυτό αντιδρά στο ηλεκτρικό πεδίο.

Η ηλεκτρική επιτρεπτότητα (ϵ) και η μαγνητική διαπερατότητα (μ) καθορίζουν την ταχύτητα με την οποία διαδίδεται ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα στο υλικό. Η ταχύτητα διάδοσης (u) υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$u = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (1.5)$$

Όταν το μέσο διάδοσης είναι το κενό, η ταχύτητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος γίνεται ίση με την ταχύτητα του φωτός, η οποία συμβολίζεται με c και δίνεται από την εξίσωση:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (1.6)$$

Η ταχύτητα διάδοσης στο υλικό είναι συνήθως μικρότερη από αυτή στο κενό. Αυτό περιγράφεται από τον δείκτη διάθλασης (n), ο οποίος δίνεται από την εξίσωση:

$$n = \frac{c}{u} = \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{\epsilon_0\mu_0}} = \sqrt{\epsilon_r\mu_r} \quad (1.7)$$

όπου ϵ_r και μ_r είναι οι σχετικές τιμές της ηλεκτρικής επιτρεπτότητας και της μαγνητικής διαπερατότητας του υλικού, αντίστοιχα. Στο κενό, ο δείκτης διάθλασης είναι ίσος με $n = 1$. Για τον αέρα, ο δείκτης διάθλασης είναι πολύ κοντά στο 1 και συμβατικά λαμβάνεται ως $n = 1$, αν και η πραγματική του τιμή είναι $n = 1.0003$ (Μπενάτος, 2020).

Τέλος μια πολύ σημαντική ιδιότητα των υλικών είναι και ο κυματάρριθμος k που περιγράφεται από την εξίσωση:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} \cdot n^2 \quad (1.8)$$

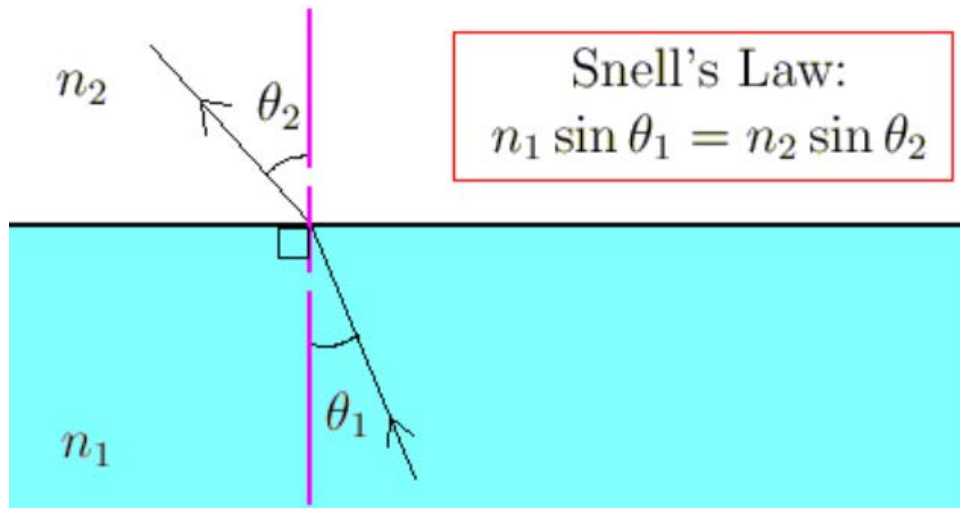
και συνδέει τη χωρική περιοδικότητα ενός κύματος με τη γωνιακή συχνότητα ω , την ταχύτητα του φωτός στο κενό c και τον δείκτη διάθλασης n του μέσου διάδοσης. Αυτή η σχέση εκφράζει πώς το μήκος κύματος και η ταχύτητα διάδοσης του κύματος επηρεάζονται από τις ιδιότητες του μέσου.

1.1.1 Νόμος του Snell

Ο νόμος του Snell, γνωστός και ως νόμος της διάθλασης, περιγράφεται από τη σχέση:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (1.9)$$

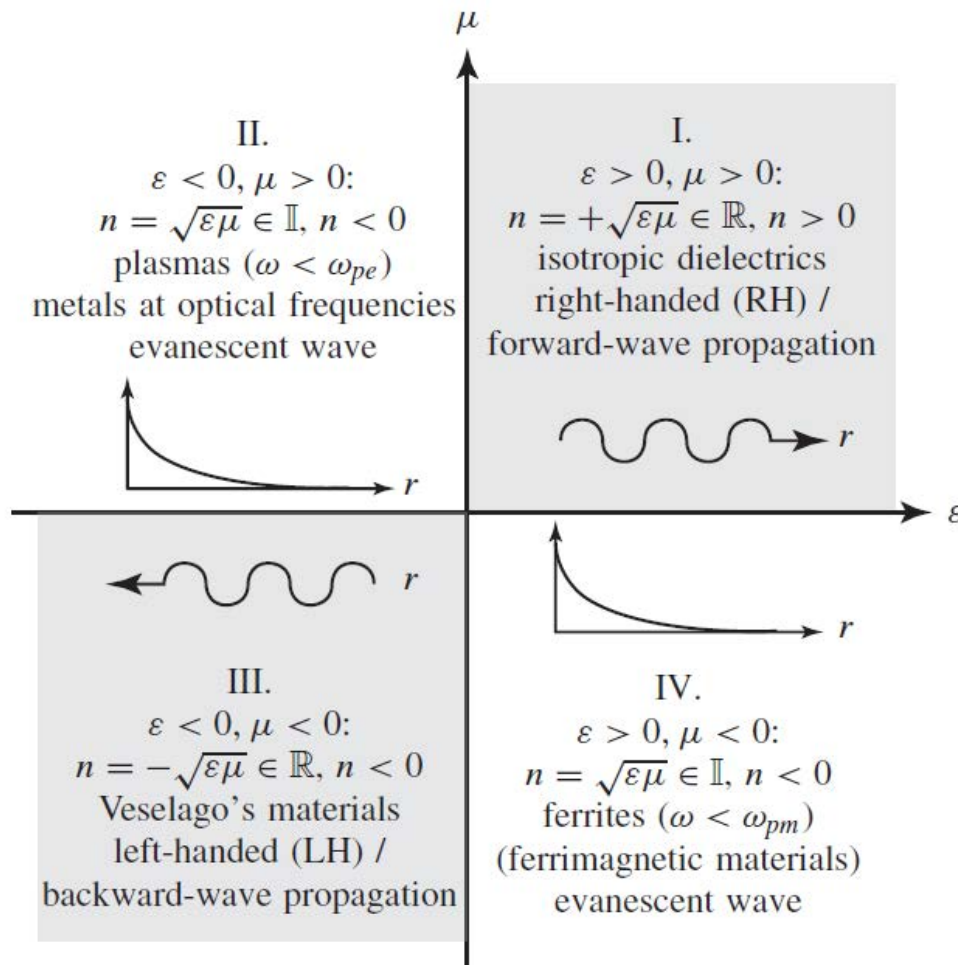
Όπου n_1 και n_2 , οι δείκτες διάθλασης των δύο μέσων, θ_1 , η γωνία πρόσπτωσης (η γωνία μεταξύ της εισερχόμενης ακτίνας και της κάθετης στη διεπιφάνεια) και θ_2 , η γωνία διάθλασης (η γωνία μεταξύ της διερχόμενης ακτίνας και της κάθετης στη διεπιφάνεια).



Σχήμα 1.1: Διάθλαση του φωτός μεταξύ δύο μέσων με διαφορετικό δείκτη διάθλασης.

1.2 Κατηγοριοποίηση υλικών

Σύμφωνα με την ηλεκτρική επιτρεπτότητα και τη μαγνητική διαπερατότητα, τα υλικά χωρίζονται σε τέσσερις κατηγορίες, όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα της εικόνας 1.2.



Σχήμα 1.2: Κατηγοριοποίηση των υλικών σύμφωνα με την ηλεκτρική επιτρεπτότητα (ϵ), την μαγνητική διαπερατότητα (μ) και τον δείκτη διάθλασης (n). (Caloz and Itoh, 2006)

- Στη πρώτη **κατηγορία (I)**, ανήκουν τα υλικά με θετικό ϵ και μ ($\epsilon > 0, \mu > 0$) που ονομάζονται **Dual-Positive (DPS)**. Σε αυτή την κατηγορία ανήκουν τα περισσότερα υλικά (διηλεκτρικά) που συναντάμε στην φύση. Για παράδειγμα, στερεά (γυαλί), υγρά (ορυκτά έλαια), αέρια (μόνο στη φυσική τους κατάσταση).
- Στη δεύτερη **κατηγορία (II)**, ανήκουν υλικά με αρνητικό ϵ και θετικό μ ($\epsilon < 0, \mu > 0$)

που ονομάζονται **Epsilon-Negative (ENG)**. Το πλάσμα και τα ευγενή μέταλλα, όπως ο χρυσός και το ασήμι εμφανίζουν αυτή την συμπεριφορά στην υπέρυθη περιοχή (Infrared, IR) και σε περιοχές των συχνοτήτων του ορατού φάσματος.

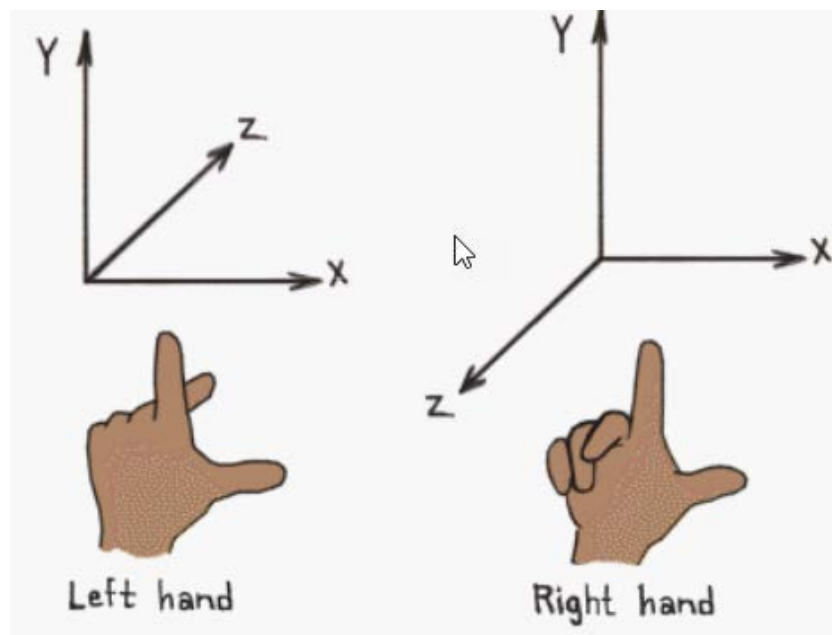
- Στη τρίτη **κατηγορία (III)**, εμπίπτουν υλικά με αρνητικό ϵ και αρνητικό μ ($\epsilon < 0$, $\mu < 0$) που ονομάζονται **Dual-Negative (DNG)**. Υλικά με τις παραπάνω ιδιότητες δεν υπάρχουν ελεύθερα στη φύση, δηλαδή η κατασκευή τους γίνεται αποκλειστικά στα εργαστήρια. Οι ιδιότητες που παρουσιάζουν είναι αρκετά ενδιαφέρουσες όπως ο αρνητικός δείκτης διάθλασης (Media with Negative Refractive Index, MNRI) καθώς και οι μη παράλληλες ταχύτητες φάσης και ομάδας, η ταχύτητα φάσης του κύματος έχει αντίθετη φορά με το διάνυσμα Poynting (backward-wave media, BWM). Έτσι, τα διανύσματα του ηλεκτρικού πεδίου, του μαγνητικού πεδίου και του διανύσματος Poynting (κατεύθυνση διάδοσης) σχηματίζουν ένα αριστερόστροφο ορθοκανονικό σύστημα σε αντίθεση με το δεξιόστροφο που δημιουργούν τα συμβατικά υλικά. Στη βιβλιογραφία, τα MTMs χαρακτηρίζονται ως διπλά αρνητικά υλικά ή LH υλικά, αλλά ο όρος MTMs χρησιμοποιείται γενικότερα για να περιγράψει υλικά με αρνητική ηλεκτρική επιτρεπτότητα (epsilon-negative) ή αρνητική μαγνητική διαπερατότητα (mu-negative). Για τον σχεδιασμό δομών MTMs έχουν χρησιμοποιηθεί δύο προσεγγίσεις, η προσέγγιση με συντονιζόμενα στοιχεία και η προσέγγιση γραμμής μεταφοράς στις οποίες θα αναφερθούμε αναλυτικότερα στην συνέχεια.
- Στη τέταρτη **κατηγορία (IV)**, εμπίπτουν υλικά με αρνητικό μ και θετικό ϵ ($\epsilon > 0$, $\mu < 0$) που ονομάζονται **Mu-Negative (MNG)**. Στη κατηγορία αυτή ανήκουν γυροτροπικά υλικά που εμφανίζουν αυτή τη συμπεριφορά σε ορισμένες περιοχές συχνοτήτων. Πρέπει να σημειωθεί ότι εκτός από τα φυσικά υλικά έχουν κατασκευαστεί και τεχνητά υλικά που εμφανίζουν χαρακτηριστικά των περιοχών DPS, ENG και MNG (Caloz and Itoh, 2006).

Ο Veselago το 1967, εξέτασε τις εξισώσεις του Maxwell (1.3) και 1.4), θεωρώντας το διαδιδόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα ως ένα μονοχρωματικό επίπεδο κύμα, και συμπέρανε ότι θα πρέπει να ισχύει:

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \quad (1.10)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = \omega|\epsilon|\vec{E} \quad (1.11)$$

Έτσι προέκυψε ότι τα διανύσματα του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου καθώς και το κυματόνισμα, σχηματίζουν ένα αριστερόστροφο σύστημα (LH), για τα επίπεδα ηλεκτρομαγνητικά κύματα που θα διαδίδονται σε αυτό, σε αντίθεση με το δεξιόστροφο (RH) που σχηματίζεται στα συμβατικά μέσα 1.3.

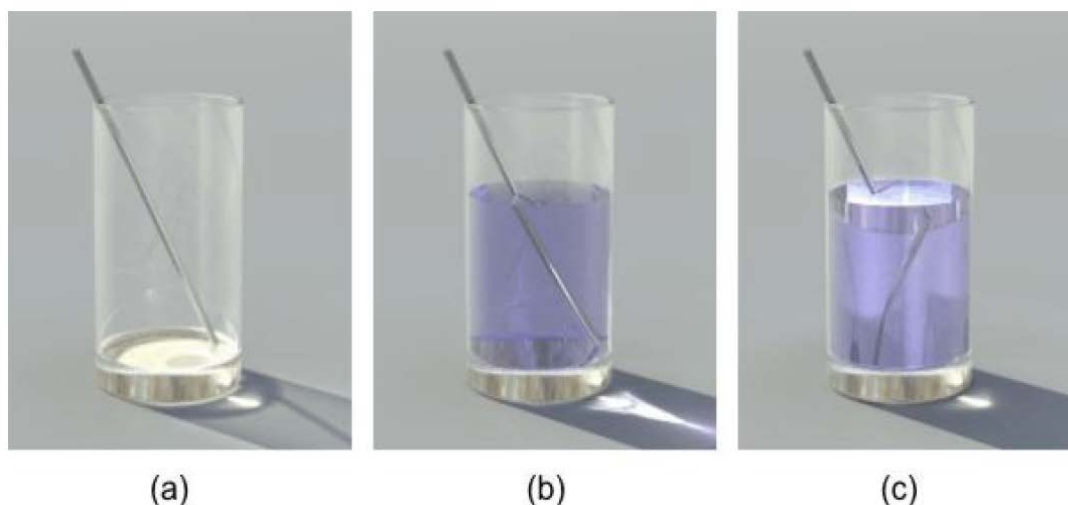


Σχήμα 1.3: Κανόνας αριστερού και δεξιού χεριού.

1.3 Ιδιότητες των μεταϋλικών

Όπως αναφέρθηκε και στην αρχή αυτού του κεφαλαίου στα μεταϋλικά, λόγω του αρνητικού δείκτη διάθλασης, παρατηρούνται διάφορα ασυνήθιστα ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα, τα οποία δεν συναντώνται σε συμβατικά υλικά.

Ένα από αυτά είναι η αντιστροφή του νόμου του Snell, που παρατηρείται όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει στη διεπιφάνεια ανάμεσα σε ένα συμβατικό και ένα αριστερόστροφο υλικό. Επίσης, εμφανίζεται η αντιστροφή του φαινομένου της ακτινοβολίας Vavilov-Cerenkov, η οποία προκαλείται από τη γρήγορη κίνηση ενός φορτισμένου σωματιδίου μέσα σε ένα αριστερόστροφο υλικό.



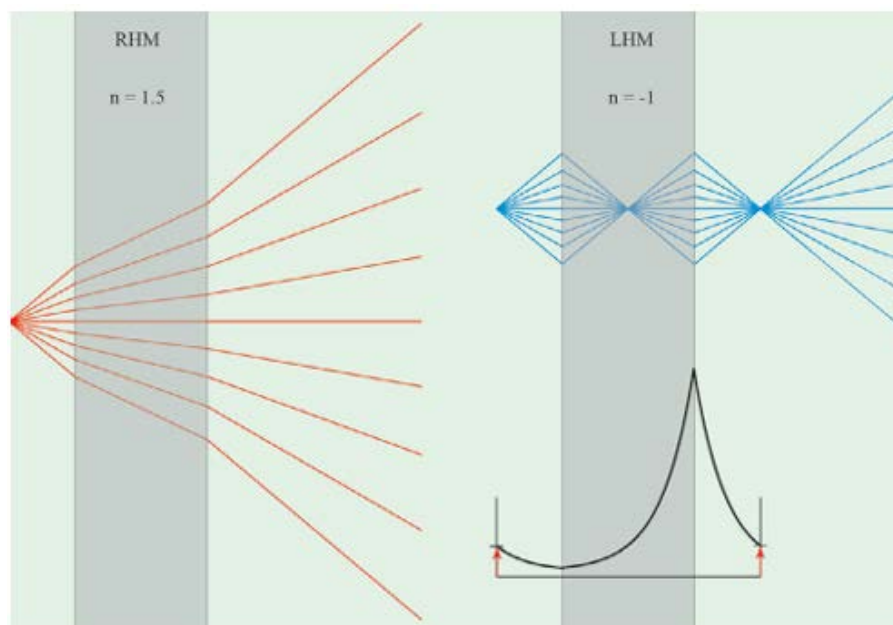
Σχήμα 1.4: Το πείραμα με (α) το καλαμάκι σε άδειο ποτήρι, (β) το καλαμάκι σε ποτήρι με ένα συμβατικό δεξιόστροφο υλικό και (γ) το καλαμάκι σε ποτήρι με αριστερόστροφο υλικό. (Καπερνάρος, 2017)

Άλλο αξιοσημείωτο φαινόμενο είναι η αντιστροφή του φαινομένου Doppler, που παρατηρείται όταν η πηγή της ακτινοβολίας και ο παρατηρητής βρίσκονται εντός ενός μεταϋλικού. Επιπλέον, ένα υλικό με αρνητικό δείκτη διάθλασης μπορεί να εστιάσει μια αποκλίνουσα δέσμη φωτός, προσφέροντας μοναδικές δυνατότητες στην οπτική τεχνολογία και την ανάπτυξη καινοτόμων συστημάτων απεικόνισης (Βελντές, 2015).

1.3.1 Ανεστραμμένος νόμος του Snell

Στα υλικά με αρνητικό δείκτη διάθλασης, η γωνία διάθλασης υπολογίζεται με την ίδια εξίσωση, αλλά η διεύθυνση του διαθλώμενου κύματος αντιστρέφεται. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το φαινόμενο της αρνητικής διάθλασης, όπου το κύμα φαίνεται να κατευθύνεται προς την αντίθετη πλευρά από ό,τι θα αναμενόταν. Συγκεκριμένα, το διαθλώμενο κύμα σχηματίζει γωνία προς την ίδια πλευρά με το προσπίπτον κύμα, αντί για την αντίθετη πλευρά, όπως συμβαίνει στα συνήθη υλικά όπως φαίνεται στο σχήμα 1.4.

Στα αριστερά του Σχήματος 1.5 απεικονίζεται μια επίπεδη πλάκα συμβατικού γυαλιού (γκρίζο χρώμα), φωτιζόμενη από μια σημειακή πηγή (κόκκινες γραμμές). Οι ακτίνες διαχέονται και διαθλώνται στη διεπιφάνεια σύμφωνα με τον νόμο του Snell (Εξ. 1.9), λαμβάνοντας υπόψη ότι ο δείκτης διάθλασης είναι $n = +1.5$. Στα δεξιά του σχήματος, παρουσιάζεται μια επίπεδη πλάκα



Σχήμα 1.5: Διάθλαση σε δεξιόστροφο και αριστερόστροφο υλικό. (Padilla et al., 2006)

υλικού με αρνητικό δείκτη διάθλασης, η οποία δέχεται ακτινοβολία από μια σημειακή πηγή (μπλε γραμμές). Στην περίπτωση αυτή, οι ακτίνες διαθλώνται στη διεπιφάνεια, επίσης σύμφωνα με τον νόμο του Snell (Εξ. 1.9), αλλά με δείκτη διάθλασης $n = -1$.

Επιπλέον, στο κάτω δεξιά μέρος του σχήματος, απεικονίζεται το εξερχόμενο στοιχείο (evanescent component, μαύρη γραμμή) από τη σημειακή πηγή, το οποίο εστιάζεται από αυτόν τον τέλει φακό (Padilla et al., 2006).

1.3.2 Ανεστραμμένη ακτινοβολία Vavilov-Cerenkov

Η ακτινοβολία Vavilov-Cerenkov εμφανίζεται όταν ένα φορτισμένο σωματίδιο κινείται μέσα σε ένα συμβατικό μέσο με ταχύτητα μεγαλύτερη από εκείνη του ηλεκτρομαγνητικού κύματος στο συγκεκριμένο μέσο. Το φαινόμενο αυτό αποτελεί το οπτικό ανάλογο του ηχητικού κρότου (sonic boom) που παρατηρείται όταν ένα αντικείμενο υπερβαίνει την ταχύτητα του ήχου. Αν η επιβράδυνση του σωματιδίου είναι αμελητέα, η ταχύτητά του μπορεί να θεωρηθεί σταθερή για πολλές περιόδους του κύματος.

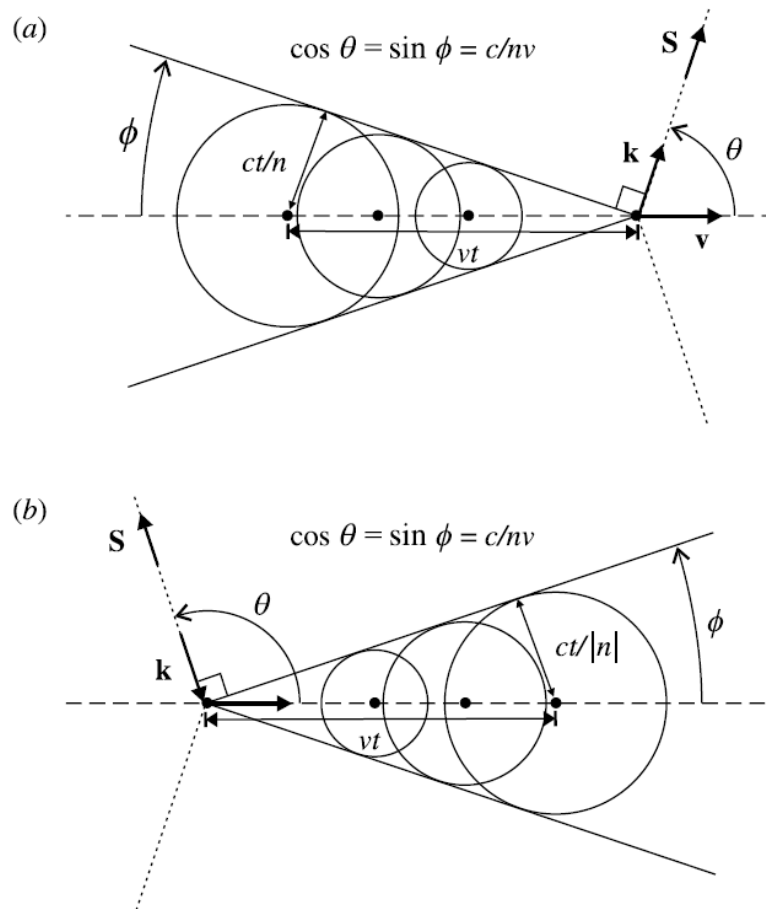
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.6 (a), το φορτισμένο σωματίδιο εκπέμπει σφαιρικά μέτωπα κύματος που καθυστερούν σε σχέση με την κίνησή του. Αυτή η καθυστέρηση δημιουργεί ένα shock wave

με κατεύθυνση προς τα εμπρός, σχηματίζοντας μια γωνία θ με την ταχύτητα του σωματιδίου. Η γωνία αυτή υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\cos \theta = \frac{c}{nv} \quad (1.12)$$

όπου c/n είναι η ταχύτητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος στο μέσο και v η ταχύτητα του σωματιδίου.

Στην πράξη, η αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά περιορίζεται σε ένα συγκεκριμένο φάσμα συχνοτήτων. Καθώς το σωματίδιο ακτινοβολεί σε πολλές συχνότητες, το φάσμα της ακτινοβολίας Vavilov-Cerenkov περιλαμβάνει μέτωπα κύματος που διαδίδονται τόσο προς τα εμπρός όσο και προς τα πίσω (Marqués et al., 2011).



Σχήμα 1.6: Περιγραφή του σχηματισμού των Vavilov-Cerenkov shock waves: (a) σε ένα συνηθισμένο μέσο και (b) σε ένα LH μέσο. (Eleftheriades et al., 2003)

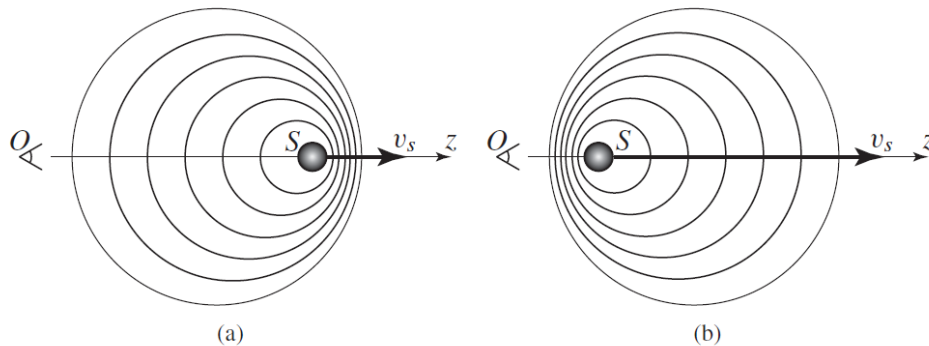
Στην περίπτωση που το μέσο έχει αρνητικό δείκτη διάθλασης, η διάδοση του κύματος αντιστρέφεται. Τα σφαιρικά μέτωπα κύματος, που αντιστοιχούν στις διάφορες συχνότητες και ακτινοβολούνται αρμονικά, κινούνται προς το εσωτερικό του μέσου με ταχύτητα $c/|n|$. Ως αποτέλεσμα, κάθε μέτωπο κύματος συγκλίνει στην προηγμένη θέση του σωματιδίου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.6 (b). Σε αυτή την περίπτωση, το shock wave κινείται προς τα πίσω σχηματίζοντας μια αμβλεία γωνία θ σε σχέση με την κατεύθυνση κίνησης του σωματιδίου.

1.3.3 Ανεστραμμένο φαινόμενο Doppler

Το ανεστραμμένο φαινόμενο Doppler παρατηρείται σε υλικά με αρνητικό δείκτη διάθλασης και αποτελεί ένα χαρακτηριστικό παράδοξο της διάδοσης κυμάτων σε αυτά. Το φαινόμενο Doppler είναι γνωστό από τα ηχητικά κύματα, όπου, για παράδειγμα, όταν ένα αυτοκίνητο πλησιάζει πατώντας κόρνα, ο ήχος φαίνεται πιο οξύς και μειώνεται σε οξύτητα καθώς το αυτοκίνητο απομακρύνεται. Αυτή η φαινομενική αλλαγή στη συχνότητα των κυμάτων, λόγω της σχετικής κίνησης μεταξύ της πηγής και του παρατηρητή, ισχύει επίσης για την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία.

Σε μέσα με αρνητικό δείκτη διάθλασης, η αλλαγή συχνότητας λόγω του φαινομένου Doppler αντιστρέφεται. Ας υποθέσουμε ότι μια πηγή S κινείται κατά μήκος του άξονα z και εκπέμπει ένα κύμα γωνιακής συχνότητας ω . Στα αριστερόστροφα (LH) υλικά, όπου η ταχύτητα φάσης είναι αρνητική ($v_p < 0$), η μετατόπιση Doppler ($\Delta\omega$) γίνεται επίσης αρνητική ($\Delta\omega < 0$).

Αυτό σημαίνει ότι, αν η πηγή κινείται απομακρυνόμενη από έναν παρατηρητή στη θέση O , ο παρατηρητής αντιλαμβάνεται συχνότητα μεγαλύτερη από τη συχνότητα εκπομπής ω , όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.7 (b). Αντίθετα, όταν η πηγή πλησιάζει τον παρατηρητή, η αντιληπτή συχνότητα είναι μικρότερη από την εκπεμπόμενη. Με άλλα λόγια, στα LH υλικά, το φαινόμενο Doppler εμφανίζεται ανεστραμμένο, διαφοροποιώντας τη συμπεριφορά της ακτινοβολίας σε σχέση με τα συμβατικά μέσα διάδοσης.



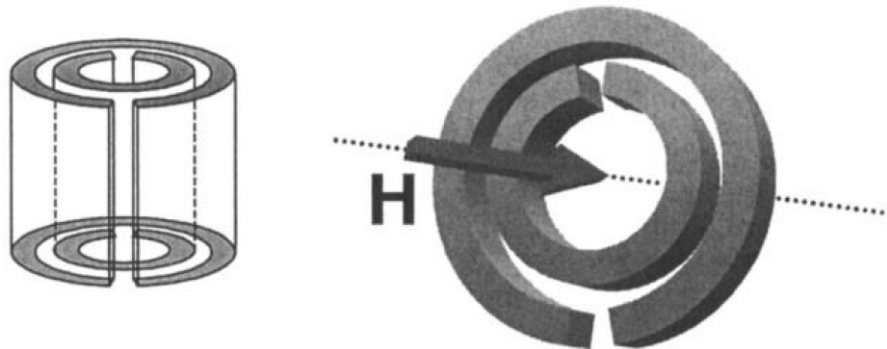
Σχήμα 1.7: Φαινόμενο Doppler (a) σε RH υλικό, (b) σε LH υλικό. (Eleftheriades et al., 2003)

1.4 Τα πρώτα υλικά με αρνητική μαγνητική διαπερατότητα και ηλεκτρική επιτρεπτότητα

Προτού απορρίψει την πιθανότητα επίτευξης αρνητικής μαγνητικής διαπερατότητας μέσω φυσικών ισοτροπικών δομών, ο Victor G. Veselago επιχείρησε να εξετάσει τη φύση μιας τέτοιας δομής. Συγκεκριμένα, φαντάστηκε ένα αέριο μαγνητικών «φορτίων» που θα παρουσίαζε μια χαρακτηριστική συχνότητα πλάσματος, κάτω από την οποία η μαγνητική διαπερατότητα θα γινόταν αρνητική. Ωστόσο, το βασικό εμπόδιο ήταν η ίδια η ύπαρξη του υποτιθέμενου μαγνητικού φορτίου, καθώς τέτοια σωματίδια δεν υπάρχουν στη φύση.

Παρόλο όμως που δεν συναντώνται φυσικές ισοτροπικές δομές με αρνητική μαγνητική διαπερατότητα, είναι δυνατός ο σχεδιασμός μεταλλικών που εμφανίζουν αυτή τη συμπεριφορά. Ωστόσο, η κατασκευή τους ήταν ιδιαίτερα απαιτητική, καθώς δεν υπήρχε κάποιο ηλεκτροδυναμικό πρότυπο ως σημείο αναφοράς. Τέτοιες δομές δημιουργούνται μέσω της εναπόθεσης μεταλλικών περιοχών πάνω σε έναν διηλεκτρικό αποδέκτη, με όλα τα συστατικά της δομής να χαρακτηρίζονται από μαγνητική διαπερατότητα ίση με εκείνη του κενού (μ_0). Οι μεταλλικές αυτές περιοχές σχεδιάστηκαν με τρόπο ώστε να εμφανίζουν μαγνητική πολωσιμότητα διάφορη του μηδενός σε υψηλές συχνότητες, επιτρέποντας στη δομή συνολικά να αποκτήσει ενεργή μαγνητική διαπερατότητα διαφορετική από αυτή του κενού ($\mu_{eff} \neq \mu_0$).

Τρίαντα χρόνια μετά τις θεωρίες του Victor G. Veselago, το 1999, ο John B. Pendry υποστήριξε ότι είχε αναπτύξει τεχνητές δομές με ασυνήθιστες μαγνητικές ιδιότητες [5]. Αρχικά, η



Σχήμα 1.8: Το Split-Ring Resonator (SRR) του Pendry σε κυλινδρική και επίπεδη μορφή. (Eleftheriades and Balmain, 2005)

έρευνά του επικεντρώθηκε στις ομοιότητες των ιδιοτήτων μαγνητικών δομών με εκείνες των πλεγμάτων από λεπτά σύρματα. Κατέληξε στο συμπέρασμα ότι τέτοιου είδους δομές είναι διαμαγνητικές και ότι η μαγνητική τους διαπερατότητα προσεγγίζει την τιμή του κενού καθώς η ακτίνα των συρμάτων μειώνεται, παρόμοια με τη συμπεριφορά των κοινών διηλεκτρικών. Στη συνέχεια, όμως, εισάγοντας μια εσωτερική ηλεκτρομαγνητική δομή σε κυλινδρικούς αγωγούς, σχεδιασμένους σαν πυκνωτές με παράλληλες πλάκες "τυλιγμένες" γύρω από έναν κεντρικό άξονα, παρατήρησε μια διαφορετική συμπεριφορά (Eleftheriades and Balmain, 2005).

Έτσι προέκυψε μια δομή που ονομάζεται συντονιστής διακοπτόμενου δακτυλίου (Split Ring Resonator, SRR) και απεικονίζεται στο Σχήμα 1.4. Αποτελείται από μεταλλικούς δακτυλίους με κενά και είναι η πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη μαγνητική δομή μεταλλικών. Όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα με μεγάλο μήκος κύματος (στο μικροκυματικό φάσμα) διαδίδεται μέσω μιας δομής που αποτελείται από συστοιχία SRR, και το μαγνητικό πεδίο του κύματος είναι κάθετο στο επίπεδο των δακτυλίων, δημιουργούνται ρεύματα πυκνότητας (J) και στους δύο δακτυλίους. Αυτά τα ρεύματα προκαλούν ισχυρά ηλεκτρικά πεδία που υποστηρίζονται από τις μεγάλες χωρητικότητες μεταξύ των δακτυλίων. Η σύνθετη χωρητικότητα που προκύπτει, σε συνδυασμό με την επαγωγή της δομής, οδηγεί σε μια ενεργή μαγνητική διαπερατότητα μ_{eff} , η οποία περιγράφεται από τη σχέση:

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F/\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (1.13)$$

όπου η σταθερά F αντιπροσωπεύει το κλασματικό ποσοστό της περιοχής που καταλαμβάνουν οι

δακτύλιοι στη μοναδιαία κυψελίδα της δομής και ω_0 είναι η συχνότητα συντονισμού τους στο μικροκυματικό φάσμα.

Επιπλέον η δομή που αποτελείται από SRR φαίνεται πως παρουσιάζει ζώνη αποκοπής (stop-band) στην περιοχή συχνοτήτων όπου η ενεργή μαγνητική διαπερατότητα μ_{eff} είναι αρνητική, ενώ η ενεργή ηλεκτρική επιτρεπτότητα ϵ_{eff} παραμένει θετική, εμποδίζοντας τη διάδοση του κύματος. Έτσι, η τεχνητή δομή SRR που ανέπτυξε ο John B. Pendry, αν και αποτελείται από μη μαγνητικά υλικά, κατάφερε να προσομοιώσει μια τεχνητή μαγνητική δομή πλάσματος. Αυτή η δομή υλοποιεί την ιδέα που είχε θεωρητικά οραματιστεί ο Victor G. Veselago, όπου η μαγνητική διαπερατότητα λαμβάνει αρνητικές τιμές στο μικροκυματικό φάσμα συχνοτήτων.

Τα πρώτα συνθετικά υλικά που μελετήθηκαν τη δεκαετία του 1950 και 1960 ήταν τα τεχνητά διηλεκτρικά, με στόχο την κατασκευή λεπτών φακών για το μικροκυματικό φάσμα. Χρησιμοποιήθηκαν τρισδιάστατες κυψελίδες από μεταλλικές σφαίρες, δίσκους ή λωρίδες για να αναπαράγουν τα ίδια ηλεκτρομαγνητικά χαρακτηριστικά με αυτά των μεγάλων και βαρέων φυσικών διηλεκτρικών φακών, όπως το πολυστυρένιο. Γενικά υπάρχει ένα ευρύ φάσμα τιμών για την ηλεκτρική επιτρεπτότητα των φυσικών υλικών. Πολλά μέταλλα παρουσιάζουν αρνητικές τιμές της επιτρεπτότητας σε συχνότητες του υπεριώδους και ορατού φάσματος. Παρόλα αυτά, η επιθυμία είναι να είναι δυνατή η εμφάνιση αυτής της συμπεριφοράς σε οποιοδήποτε φάσμα συχνοτήτων μας ενδιαφέρει. Το πλάσμα κάτω από μια χαρακτηριστική συχνότητα, που ονομάζεται συχνότητα πλάσματος, παρουσιάζει αρνητική ηλεκτρική επιτρεπτότητα και οδηγεί σε φανταστική τιμή της σταθεράς διάδοσης (κυματάριθος). Για την κατασκευή διατάξεων που θα λειτουργούν στο μικροκυματικό φάσμα, βασιζόμαστε στις ιδιότητες των μετάλλων, που αποτελούν δομές πλάσματος, καθώς είναι γεμάτα ελεύθερα ηλεκτρόνια. Ωστόσο, οι φυσικές συχνότητες πλάσματος εμφανίζονται στην υπεριώδη περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος, όπου τα αντίστοιχα μήκη κύματος είναι εξαιρετικά μικρά. Αυτό αποκλείει τη χρήση τεχνητών διηλεκτρικών για το μικροκυματικό φάσμα που θα παρουσίαζαν την απαιτούμενη αρνητική ηλεκτρική επιτρεπτότητα.

Επομένως, για να παρατηρηθεί αρνητική ηλεκτρική επιτρεπτότητα ($\epsilon < 0$) με μικρή απορρόφηση στο μικροκυματικό φάσμα, η συχνότητα πλάσματος του μετάλλου πρέπει να μειωθεί. Αυτό ήταν το πρόβλημα που επιχείρησε να επιλύσει ο John B. Pendry, προτείνοντας μια δομή από περιοδικό πλέγμα πολύ λεπτών αγωγικών μεταλλικών συρμάτων. Ο χωρικός περιορισμός που υφίστανται τα

ηλεκτρόνια σε αυτά τα πολύ λεπτά σύρματα μειώνει δραστικά τη συγκέντρωσή τους στον όγκο της δομής. Ακόμα πιο σημαντικό είναι το γεγονός ότι η αυτεπαγωγή της συστοιχίας των συρμάτων εκδηλώνεται ως αύξηση της ενεργής μάζας των περιορισμένων ηλεκτρονίων στους μεταλλικούς αγωγούς. Ο συνδυασμός της αύξησης της ενεργής μάζας των ηλεκτρονίων και του χωρικού περιορισμού τους μειώνει τη συχνότητα πλάσματος της δομής κατά πολλές τάξεις μεγέθους, φτάνοντας στην περιοχή των GHz. Έτσι, αυτό το πλέγμα παράγει ενεργή αρνητική ηλεκτρική επιτρεπτότητα (Εξ.1.19) στο μικροκυματικό φάσμα συχνοτήτων.

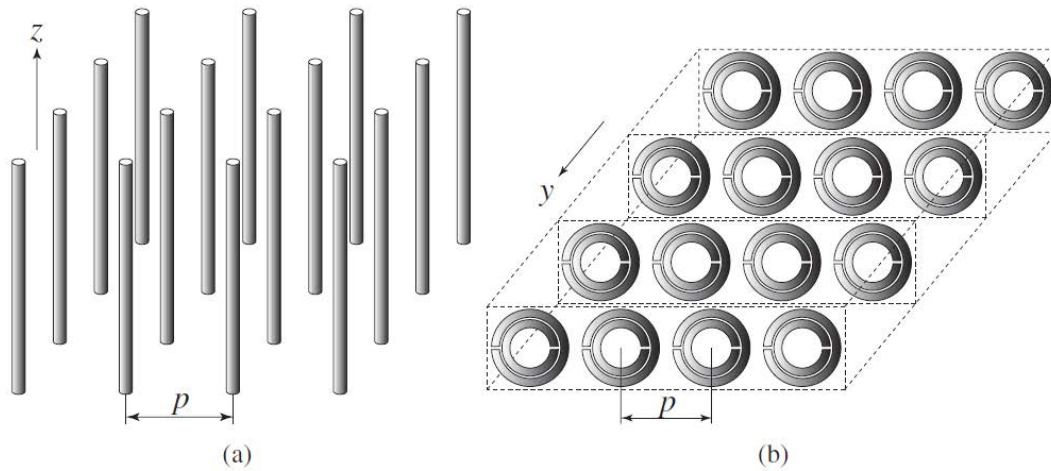
$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (1.14)$$

1.5 Το πρώτο μεταϋλικό

Το 1999, ο John B. Pendry στο Imperial College του Λονδίνου ασχολήθηκε με δύο διαφορετικές ηλεκτρομαγνητικές δομές, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.9. Η πρώτη ήταν ένα μεταλλικό πλέγμα από λεπτούς συρματινούς αγωγούς (Thin Wires, TW), το οποίο παρουσίαζε αρνητική ηλεκτρική διαπερατότητα ($\epsilon < 0$) και θετική μαγνητική διαπερατότητα ($\mu > 0$) κάτω από τη χαρακτηριστική συχνότητα πλάσματος (δηλαδή τη συχνότητα αποκοπής της δομής). Επειδή η διάσταση του μοναδιαίου κελιού ήταν πολύ μικρότερη από το μήκος κύματος (λ), η δομή λειτουργούσε ως ενεργά ομογενές υλικό.

Στην δεύτερη δομή, οι Split Ring Resonators (SRRs), εμφάνιζαν αρνητική μαγνητική διαπερατότητα ($\mu < 0$) κοντά στη συχνότητα συντονισμού των δακτυλίων στο μικροκυματικό φάσμα συχνοτήτων. Οι δύο αυτές δομές αντιπροσωπεύουν ένα ENG (Electric Negative) μεταϋλικό, βασισμένο στους λεπτούς αγωγούς, και ένα MNG (Magnetic Negative) μεταϋλικό, βασισμένο στους SRRs.

Το επόμενο βήμα ήταν η ανάπτυξη μιας σύνθετης δομής που να συνδυάζει τις ιδιότητες των δύο, παρουσιάζοντας ταυτόχρονα αρνητική ηλεκτρική επιτρεπτότητα και μαγνητική διαπερατότητα. Αυτή η σύνθεση επιτεύχθηκε το 2001 από τους D.R. Smith και S. Shultz στο Πανεπιστήμιο της Καλιφόρνια στο Σαν Ντιέγκο (University of California, San Diego, UCSD), βασισμένοι στην εργασία του Pendry. Το αποτέλεσμα ήταν η δημιουργία του πρώτου πρακτικά σύνθετου τεχνητού μεταϋλικού που εμφάνιζε αρνητικές τιμές τόσο για την ϵ όσο και για τη μ σε ένα στενό εύρος



Σχήμα 1.9: Το πρώτο ENG και MNG MTM, (a) συστοιχία λεπτών μεταλλικών αγωγών που παρέχουν $\varepsilon < 0$ και (b) συστοιχία από SRRs που παρέχουν $\mu < 0$. (Caloz and Itoh, 2006)

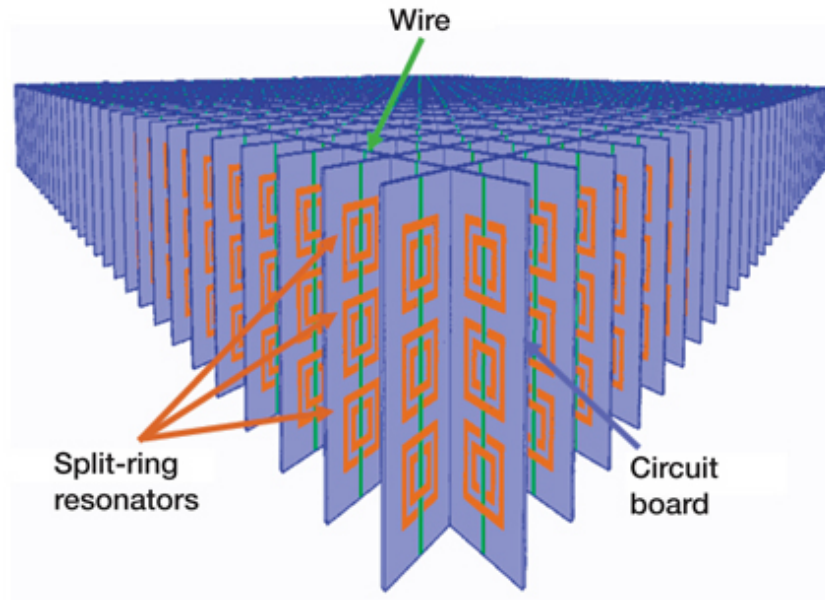
ζώνης συχνοτήτων, επιτρέποντας αριστερόστροφη (Left-Handed, LH) συμπεριφορά και αρνητικό δείκτη διάθλασης. Το πρώτο μεταϋλικό που κατασκευάστηκε αποτελούνταν από λεπτά αγωγίμα σύρματα και SRRs, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 1.10.

1.5.1 Ανάλυση δομών και παρουσίαση ισοδύναμων κυκλωμάτων

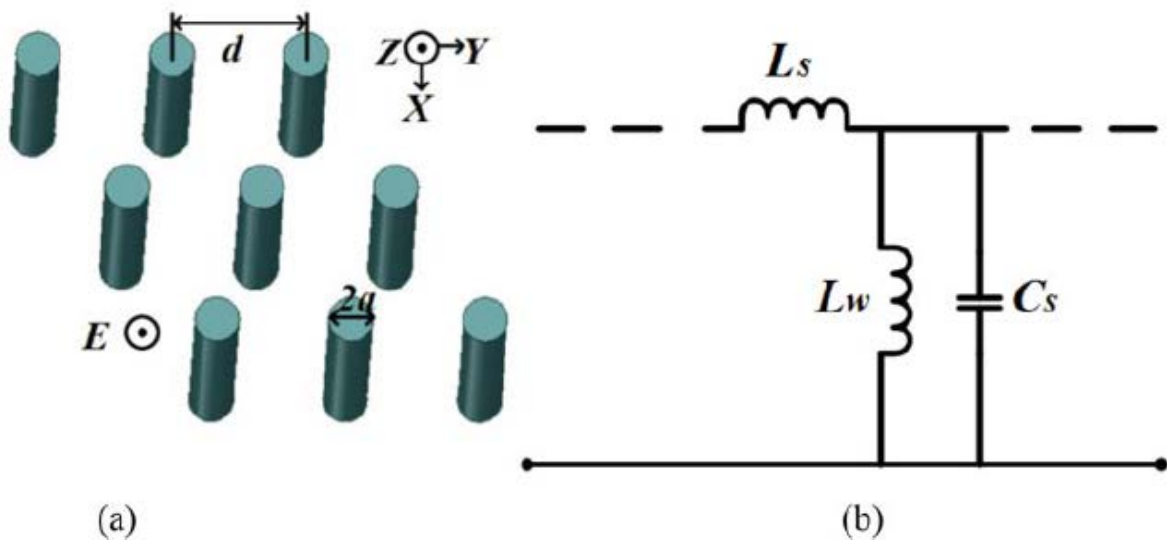
Για την επίτευξη αυτού του αποτελέσματος, η διάταξη των λεπτών μεταλλικών λωρίδων εκτέθηκε σε ηλεκτρικό πεδίο παράλληλο με τον άξονα των λωρίδων. Όταν το ηλεκτρικό πεδίο (E) είναι απολύτως παράλληλο με τον άξονα των λεπτών λωρίδων (κατεύθυνση Z), παρατηρείται το μέγιστο δυνατό αποτέλεσμα. Η διάταξη των λεπτών λωρίδων προσφέρει υψηλή αυτεπαγωγή και αντίσταση στην επιτάχυνση των ηλεκτρονίων μέσα στις λωρίδες σύρματος.

Ως αποτέλεσμα, η αποτελεσματική (effective) μάζα αυξάνεται, και η συχνότητα πλάσματος (η μέγιστη συχνότητα στην οποία τα ηλεκτρόνια μπορούν να ανταποκριθούν) εισέρχεται στη μικροκυματική περιοχή συχνοτήτων. Αυτή η διάταξη των λεπτών λωρίδων διαθέτει επίσης πλασματική (plasmonic) διαπερατότητα, η οποία είναι συνάρτηση της συχνότητας και μπορεί να εκφραστεί από την Εξίσωση 1.15 (Caloz, 2009).

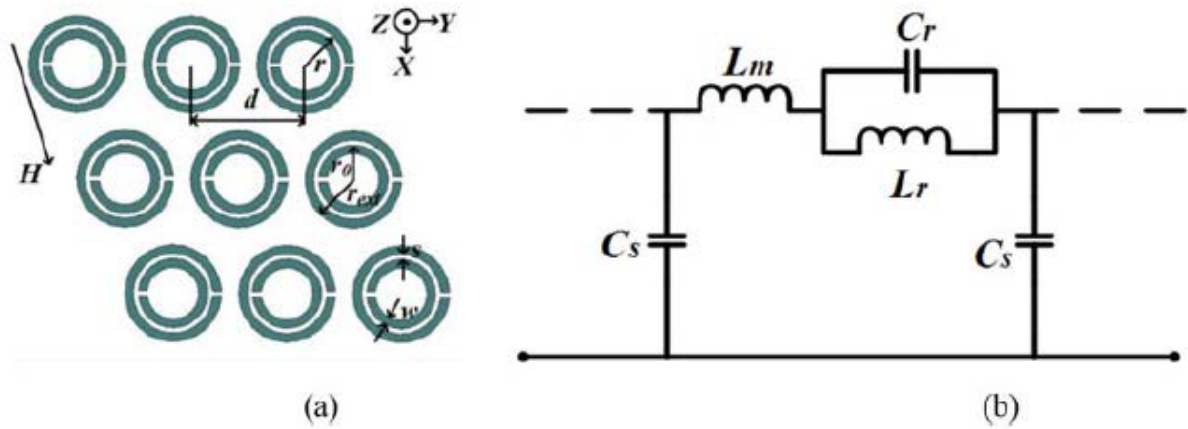
$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 \left[1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\omega\Gamma_e} \right] \quad (1.15)$$



Σχήμα 1.10: Σχηματική απεικόνιση του πρώτου μεταϋλικού σε δισδιάστατη δομή.



Σχήμα 1.11: (a) Απεικόνιση της δομής μεταϋλικών (MTM) με αρνητικό ϵ και θετικό μ ($d \ll \lambda g$), δομή με λωρίδες λεπτού σύρματος (TW) και (b) του κυκλωματικού μοντέλου της δομής. (Choudhary and Chaudhary, 2021)



Σχήμα 1.12: (α) Απεικόνιση της δομής μεταϋλικών (MTM) με θετικό ϵ και αρνητικό μ ($d \ll \lambda g$), δομή διακοπτόμενου δακτυλίου (SRR) και (β) κυκλωματικού του μοντέλου του SRR. (Choudhary and Chaudhary, 2021)

όπου $\omega_{pe} = \sqrt{2\pi/[d^2 \ln(d/\alpha)]\mu_0\epsilon_0}$, $\Gamma_e = \epsilon_0[d\omega_{pe}/\alpha]^2/\pi\sigma$. Στην παραπάνω εξίσωση τα ω_{pe} , Γ_e , σ , ϵ_0 , μ_0 , a , και d αντιπροσωπεύουν τη συχνότητα πλάσματος για ηλεκτρικά φαινόμενα, τον συντελεστή απόσβεσης λόγω απωλειών του μετάλλου, την αγωγιμότητα του μετάλλου, τη ηλεκτρική επιτρεπτότητα του κενού, τη μαγνητική διαπερατότητα του κενού, την ακτίνα των λεπτών λωρίδων σύρματος και την απόσταση μεταξύ δύο λεπτών λωρίδων, αντίστοιχα.

Για $\omega^2 < \omega_{pe}^2 < \Gamma_e^2$, η πραγματική τιμή της πλασματικής διαπερατότητας (ϵ) γίνεται αρνητική.

Το ισοδύναμο κύκλωμα περιλαμβάνει:

- την επαγωγή σειράς (L_s) από τις γραμμές παράλληλων πλακών, όπου $L_s = \mu_0 d$,
- τη χωρητικότητα παράλληλης σύνδεσης (C_s), όπου $C_s = \epsilon_0 d$,
- και την επαγωγή παράλληλης σύνδεσης (L_w) που σχετίζεται με κάθε λεπτή μεταλλική λωρίδα, όπου $L_w = \frac{\mu_0 d}{2\pi} \ln(d/\alpha)$.

Αντίστοιχα, έχει πειραματικά αποδειχθεί η αρνητική μαγνητική διαπερατότητα για μια διάταξη διακοπτόμενων μεταλλικών δακτυλίων SRR (split-ring resonators), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.12. Σε αυτή την περίπτωση, η διάταξη SRR εκτίθεται σε μαγνητικό πεδίο κάθετο στο επίπεδο του SRR.

Λόγω του μαγνητικού πεδίου, δημιουργείται ρεύμα που κυκλοφορεί στον βρόχο, προκαλώντας

αύξηση της επαγωγής που σχετίζεται με το SRR. Επιπλέον, το μικρό κενό μεταξύ των μεταλλικών δακτυλίων του SRR δημιουργεί χωρητικότητα. Αυτή η χωρητικότητα, σε συνδυασμό με την επαγωγή του SRR, σχηματίζει ένα resonant κύκλωμα LC.

Η διάταξη SRR έχει πλασμαονικού τύπου μαγνητική διαπερατότητα, η οποία είναι συνάρτηση της συχνότητας και μπορεί να εκφραστεί με την Εξίσωση 1.16.

$$\mu(\omega) = \mu_0 \left[1 - \frac{\omega_{pm}^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\Gamma_m} \right] \quad (1.16)$$

όπου $\omega_{pm} = \sqrt{\frac{3sc^2}{\pi^2 r^3 \left(1 - \frac{\pi r^2}{d^2}\right)}}$, $\omega_{0m} = \sqrt{\frac{3dc^2}{\pi \ln\left(\frac{2wr^3}{s}\right)}}$ και $\Gamma_m = \frac{2dR'}{r\mu_0}$. Στην παραπάνω εξίσωση,

- ω_{pm} : η συχνότητα πλάσματος για μαγνητικά φαινόμενα,
- ω_{0m} : η συχνότητα μαγνητικού συντονισμού,
- Γ_m : ο συντελεστής απόσβεσης λόγω μεταλλικών απωλειών,
- R' : η αντίσταση του μετάλλου.

Τα σύμβολα:

- μ_0 : η μαγνητική διαπερατότητα στο κενό,
- s : η ακτινική απόσταση μεταξύ των δακτυλίων,
- w : το πλάτος των δακτυλίων,
- d : η απόσταση μεταξύ δύο SRR,
- c : η ταχύτητα του φωτός στο κενό.

Το σύμβολο r αντιπροσωπεύει τη μέση ακτίνα του SRR ($r = r_{ext} - w - s/2$). Για $\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}$, η πραγματική τιμή της πλασμαονικής μαγνητικής διαπερατότητας (μ) γίνεται αρνητική.

Το μοντέλο με συγκεντρωμένα στοιχεία (lumped circuit model) του διακοπόμενου δακτυλίου (SRR) περιλαμβάνει το κύκλωμα συντονισμού (με επαγωγή (L_r) και χωρητικότητα (C_r)), την αμοιβαία σειριακή επαγωγή (L_m) και τη χωρητικότητα παράλληλης σύνδεσης (series inductance) (C_s) (Marqués et al., 2011).

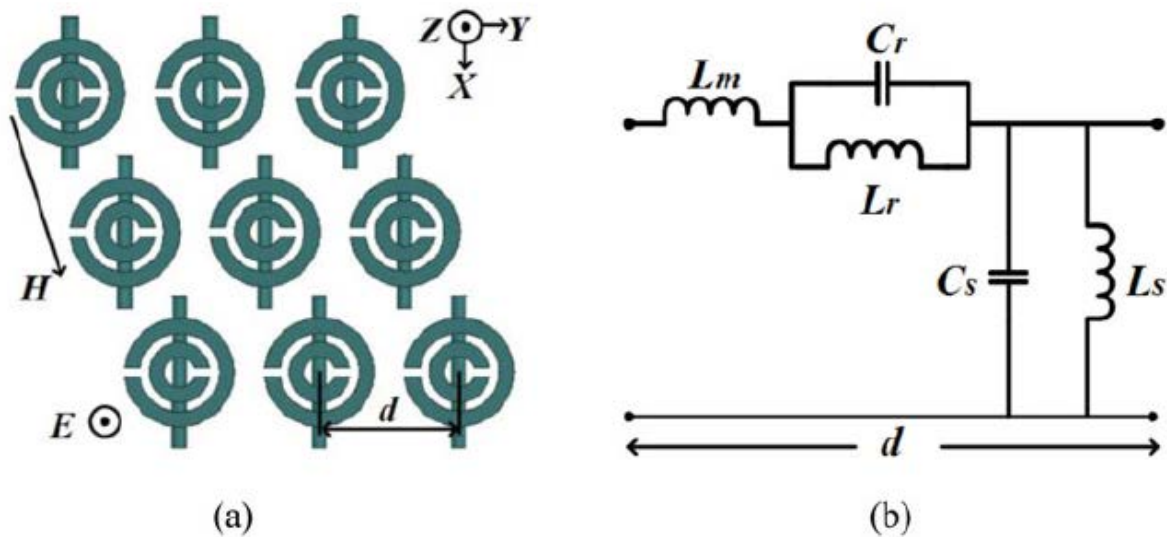
Η αυτεπαγωγή (L_r) και η χωρητικότητα (C_r) του κυκλώματος συντονισμού ορίζονται από τις εξισώσεις 1.17 και 1.18 αντίστοιχα, ενώ η αποτελεσματική διηλεκτρική σταθερά (ε_{eff}) εκφράζεται σε σχέση με τα χαρακτηριστικά της δομής σύμφωνα με βάση την εξίσωση 1.19.

$$L_r = \mu_0 r \ln \left(\frac{16r}{w} - 2 \right) \quad (1.17)$$

$$C_r = \frac{\pi r \varepsilon_0 \varepsilon_{eff}}{2} \left\{ \frac{2w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{2w}{h} + 1.444 \right) \right\} \quad (1.18)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} \quad (1.19)$$

Επιπλέον, οι δομές με αρνητική ηλεκτρική επιτρεπτότητα (λεπτές μεταλλικές λωρίδες) και αρνητική μαγνητική διαπερατότητα (SRR) συνδυάζονται σε μία σύνθετη δομή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.13, μαζί με το ισοδύναμο διάγραμμά της.



Σχήμα 1.13: Πρώτες πειραματικές δομές αριστερόστροφων (LH) μεταλλικών, αποτελούμενες από λεπτούς αγωγούς (TWs) και διακοπτόμενους δακτυλίους (SRRs), που εισήχθησαν από την ομάδα του Πανεπιστημίου της Καλιφόρνια στο Σαν Ντιέγκο: (α) Δομή LH, (β) ισοδύναμο διάγραμμα κυκλώματος. (Choudhary and Chaudhary, 2021)

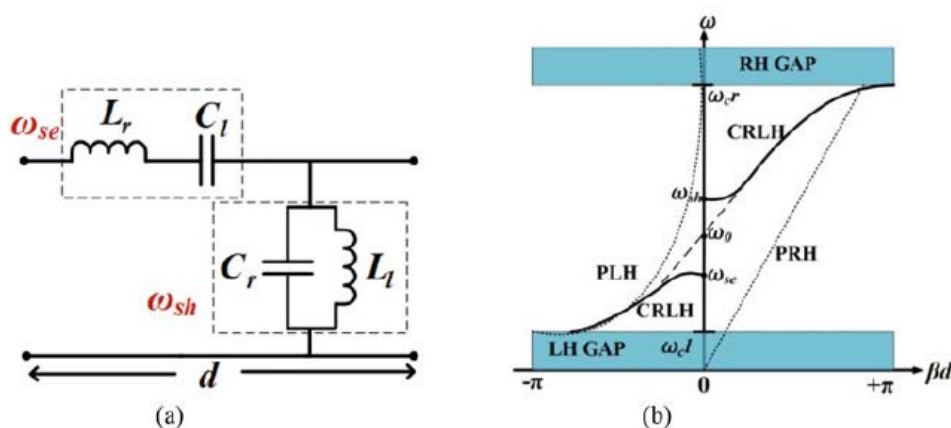
Αυτή η σύνθετη δομή εμφανίζει αρνητικό δείκτη διάθλασης και θεωρείται ως το πρώτο πρωτότυπο

αριστερόστροφου μεταϋλικού (LH MTM).

1.6 Σύνθετη δεξιόστροφη/αριστερόστροφη γραμμής μεταφοράς

Οι Caloz and Itoh, 2002 πρότειναν μια νέα προσέγγιση για τα μεταϋλικά (MTM) μέσω μιας σύνθετης δεξιόστροφης/αριστερόστροφης γραμμής μεταφοράς (Composite Right Left-Handed Transmission Line, CRLH-TL). Η πρώτη πρακτική μικροταινιακή δομή βασισμένη σε LH-TL σχεδιάστηκε με διαμορφωμένη χωρητικότητα σειράς (C_l) μέσω interdigital capacitor και επαγωγή παράλληλης σύνδεσης (L_l) μέσω ακίδων και γειώσεων, ώστε να προσδώσει χαρακτηριστικά αριστερόστροφης συμπεριφοράς.

Όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα (EM) διαδίδεται μέσα από τη δομή, το ρεύμα που σχετίζεται με τη διαμορφωμένη χωρητικότητα σειράς (C_l) επάγει μαγνητική ροή, η οποία δημιουργεί επαγωγή σειράς (L_r). Αντίστοιχα, λόγω της διαφοράς δυναμικού μεταξύ του ανώτερου αγωγού και της γείωσης, δημιουργείται χωρητικότητα παράλληλης σύνδεσης (C_r). Από την παραπάνω ανάλυση, συμπεραίνουμε ότι, ακόμα και για περιορισμένο εύρος συχνοτήτων, η ύπαρξη μιας καθαρά αριστερόστροφης δομής δεν είναι εφικτή. Αυτή η ιδέα αποτέλεσε τη βάση για τη σύνθετη δεξιόστροφη/αριστερόστροφη γραμμή μεταφοράς (CRLH-TL). Το μοντέλο του κυκλώματος της CRLH-TL, μαζί με το διάγραμμα διασποράς της, παρουσιάζονται στα σχήμα 1.14.



Σχήμα 1.14: Μοναδιαία κυψελίδα των μεταϋλικών (MTMs) βασισμένων σε CRLH-TL: (α) ισοδύναμο κύκλωμα, (β) διάγραμμα διασποράς. (Choudhary and Chaudhary, 2021)

$$\beta(\omega) = \cos^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_l^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_r^2} - \frac{\omega_l^2}{\omega_{se}^2} - \frac{\omega_l^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right\} \quad (1.20)$$

όπου $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}}$, $\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_l}}$, $\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_l C_r}}$, η σταθερά φάσης $\beta(\omega)$ μπορεί να είναι είτε καθαρά πραγματική είτε καθαρά φανταστική. Αυτή η ιδιότητα της $\beta(\omega)$ καθορίζει την συμπεριφορά διάδοσης του μέσου, είτε επιτρέποντας τη διάδοση κύματος είτε αποτρέποντάς την σε συγκεκριμένες συχνότητες, αντίστοιχα.

Τα χαρακτηριστικά διασποράς της CRLH-TL βασίζονται στη λειτουργία της σε υψηλές και χαμηλές συχνότητες. Σε χαμηλές συχνότητες η επαγωγή σειράς (L_r) λειτουργεί ως βραχυκύκλωμα, ενώ η χωρητικότητα παράλληλης σύνδεσης (C_r) ως ανοικτό κύκλωμα. Το ισοδύναμο κύκλωμα της CRLH-TL μειώνεται σε μια καθαρά αριστερόστροφη γραμμή μεταφοράς (LH TL). Το μέσο LH εμφανίζει αντιπαράλληλες ταχύτητες ομάδας και φάσης. Λόγω της διαμόρφωσης LC υψηλής διέλευσης, κάτω από μια ορισμένη συχνότητα αποκοπής (ω_d) εμφανίζεται ζώνη διακοπής (LH GAP). Ομοίως σε υψηλές συχνότητες η χωρητικότητα σειράς (C_l) λειτουργεί ως βραχυκύκλωμα, ενώ η επαγωγή παράλληλης σύνδεσης (L_l) ως ανοικτό κύκλωμα. Το ισοδύναμο κύκλωμα της CRLH-TL μειώνεται σε μια καθαρά δεξιόστροφη γραμμή μεταφοράς (RH TL), αποτελούμενη από τη χωρητικότητα παράλληλης σύνδεσης (C_r) και την επαγωγή σειράς (L_r). Το μέσο RH εμφανίζει παράλληλες ταχύτητες ομάδας και φάσης. Λόγω της διαμόρφωσης LC χαμηλής διέλευσης, πάνω από μια ορισμένη συχνότητα αποκοπής (ω_{cr}) εμφανίζεται ζώνη διακοπής (RH GAP).

Γενικά σε μη ισορροπημένη κατάσταση, υπάρχει διαφορά μεταξύ της συχνότητας συντονισμού σειράς (ω_{se}) και της συχνότητας συντονισμού παράλληλης σύνδεσης (ω_{sh}), με αποτέλεσμα ένα κενό. Αντίθετα σε ισορροπημένη κατάσταση ($\omega_{sh} = \omega_{se} = \omega_0$), οι συντονισμοί σειράς και παράλληλης σύνδεσης συμβαίνουν στο ίδιο σημείο, εξαλείφοντας το κενό μεταξύ LH και RH συχνοτήτων.

Στην ισορροπημένη κατάσταση, επιτρέπεται η διάδοση άπειρου μήκους κύματος ($\lambda_g = 2\pi/|\beta|$) στη συχνότητα μετάβασης (ω_0). Το διάγραμμα διασποράς (γράφημα μεταξύ συχνότητας ω και σταθεράς φάσης β) προκύπτει από την εξαγωγή των συγκεντρωμένων παραμέτρων (L_l, L_r, C_l, C_r) μέσω της σχέσης Bloch-Floquet (Caloz and Itoh, 2006), (Choudhary and Chaudhary, 2021).

2 Ζωνοπερατά φίλτρα με χρήση δομών μεταϋλικών.

Σε αυτή την ενότητα, αρχικά, σχεδιάστηκε ένα μοναδιαίο στοιχείο βασισμένο σε δομή μεταϋλικών. Οι ιδιότητες της σχεδιασμένης μοναδιαίας κυψελίδας, όπως το διάγραμμα διασποράς, η ηλεκτρική επιτρεπτότητα, η μαγνητική διαπερατότητα και το διάγραμμα του δείκτη διάθλασης βασίζονται στις παραμέτρους που αναφέρθηκαν στο πρώτο κεφάλαιο. Επιπλέον, υλοποιήθηκε ένα ζωνοπερατό φίλτρο μίας ζώνης και εξετάστηκαν οι παράμετροι σκέδασης.

2.1 Εισαγωγή

Τα φίλτρα χρησιμοποιούνται για να επιλέγουν ή να απορρίπτουν τα μικροκυματικά σήματα εντός συγκεκριμένων φασματικών ορίων. Τα σύγχρονα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας απαιτούν συμπαγή και πολυζωνικά κυκλώματα φίλτρων μικροκυμάτων (Hong, 2011). Το παρόν κεφάλαιο επικεντρώνεται στον σχεδιασμό φίλτρων διέλευσης, όπου το κύριο χαρακτηριστικό είναι το μικρό μέγεθος με βελτιωμένη ηλεκτρική απόδοση. Η βελτιωμένη ηλεκτρική απόδοση περιλαμβάνει ελάχιστη απώλεια, ανεξάρτητα από τις συχνότητες συντονισμού και υψηλή επιλεκτικότητα. Η συμπαγής κατασκευή επιτυγχάνεται μέσω ηλεκτρικά μικρών συντονιστών που χρησιμοποιούν επίπεδες δομές μεταϋλικών (MTM) (Caloz and Itoh, 2006).

Οι δομές μεταϋλικών έχουν κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά τα οποία καθορίζονται από το σχήμα και το μέγεθός τους. Οι κατασκευές αυτές πρέπει να είναι «αποτελεσματικά ομοιογενής» που σημαίνει ότι το μέσο μέγεθος του κυψελοειδούς στοιχείου πρέπει να είναι σημαντικά μικρότερο από το κατευθυνόμενο μήκος κύματος (λ_g). Στα κυκλώματα μικροκυμάτων, το μέγεθος του κυψελοειδούς στοιχείου (d) πρέπει να είναι ίσο ή μικρότερο από το ένα τέταρτο του κατευθυνόμενου μήκους κύματος (Lai et al., 2004).

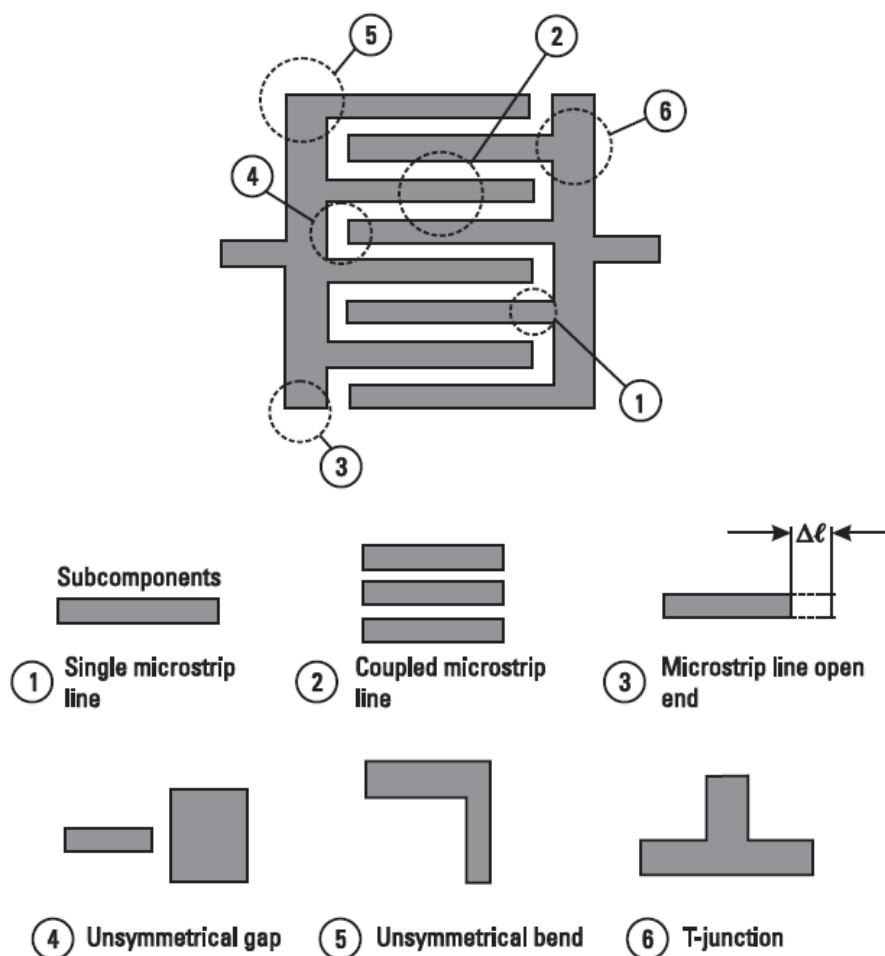
Τα φίλτρα MTM που χρησιμοποιούν επίπεδες δομές σύνθετης δεξιόστροφης-αριστερόστροφης

(CRLH) γραμμής μεταφοράς προσφέρουν ένα μέσο διάδοσης με ρυθμιζόμενα χαρακτηριστικά. Η γραμμή μεταφοράς CRLH εμφανίζει μη γραμμική φάση και ιδιότητες διέλευσης ζώνης. Η πρώτη μελέτη πάνω στη γραμμή CRLH αναδεικνύει τις ιδιότητες συντονισμού μηδενικής τάξης (ZOR) (Sanada et al., 2003). Ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης έχει σχεδιαστεί με βάση την τεχνική MTM-ZOR, συνδυάζοντας έναν interdigital capacitor (IDC) και βραχυκυκλωμένες γραμμές (Chatterjee et al., 2015a). Ο IDC λειτουργεί ως συνδυασμός σειριακών πυκνωτών λόγω των πολλαπλών παράλληλόπλευρων πλακών, ενώ η στενή σύζευξη των πυκνωτών αυξάνει το εύρος ζώνης. Οι βραχυκυκλωμένες γραμμές προσφέρουν επαγωγικότητα παράλληλης σύνδεσης για καλύτερη αποκοπή.

Ένα φίλτρο ευρείας ζώνης με τροφοδοσία μέσω συνεπίπεδης γραμμής (CPW) έχει σχεδιαστεί με συνδυασμό πυκνωτή IDC, συντονιστή διακοπόμενου δακτυλίου (SRR), μεταλλικών παράλληλων γραμμών και δύο ανοικτών παράλληλων γραμμών. Για ταυτόχρονη λειτουργία σε δύο ή περισσότερες ζώνες συχνοτήτων, έχουν σχεδιαστεί διάφορα πολυζωνικά φίλτρα διέλευσης ζώνης. Το πρώτο MTM φίλτρο με απόκριση διπλής ζώνης παρουσιάστηκε με χρήση CRLH γραμμής μετάδοσης, πυκνωτή (IDC), βραχυκυκλωμένων γραμμών και αγωγών (vias) που συνδέουν τη γείωση με την ανώτερη δομή.

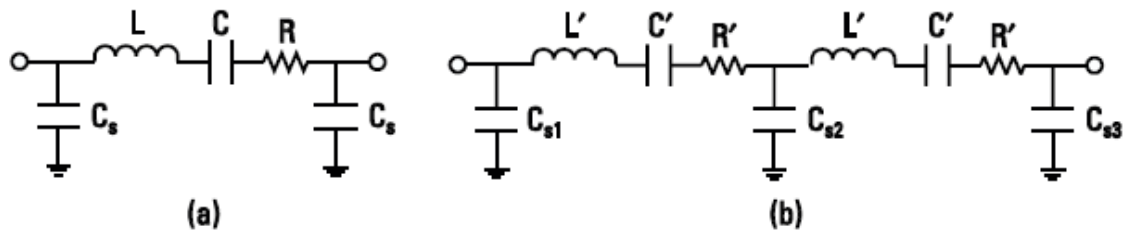
2.2 Interdigital Capacitors

Οι IDC χρησιμοποιούνται κυρίως σε μικροκυματικά κυκλώματα, ιδιαίτερα σε υψηλότερες συχνότητες μικροκυμάτων. Ένας IDC αποτελείται από μια περιοδική δομή πολλαπλών αγωγίμων λωρίδων (fingers), όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Η λειτουργία του βασίζεται στη χωρητικότητα που δημιουργείται ανάμεσα σε στενά διάκενα μεταξύ αγωγών λεπτού φιλμ. Αυτά τα διάκενα είναι σχεδιασμένα να είναι πολύ μακριά και διπλωμένα σε μια συμπαγή ορθογώνια περιοχή, σχηματίζοντας δύο σειρές αγωγίμων λωρίδων. Χρησιμοποιώντας μακριά διάκενα σε περιορισμένο χώρο, επιτυγχάνονται συμπαγείς, μονοστρωματικοί πυκνωτές με μικρές τιμές χωρητικότητας (τυπικά 0,05 έως 0,5 pF).



Σχήμα 2.1: Αναπαράσταση και περιγραφή ενός IDC. (Bahl, 2003)

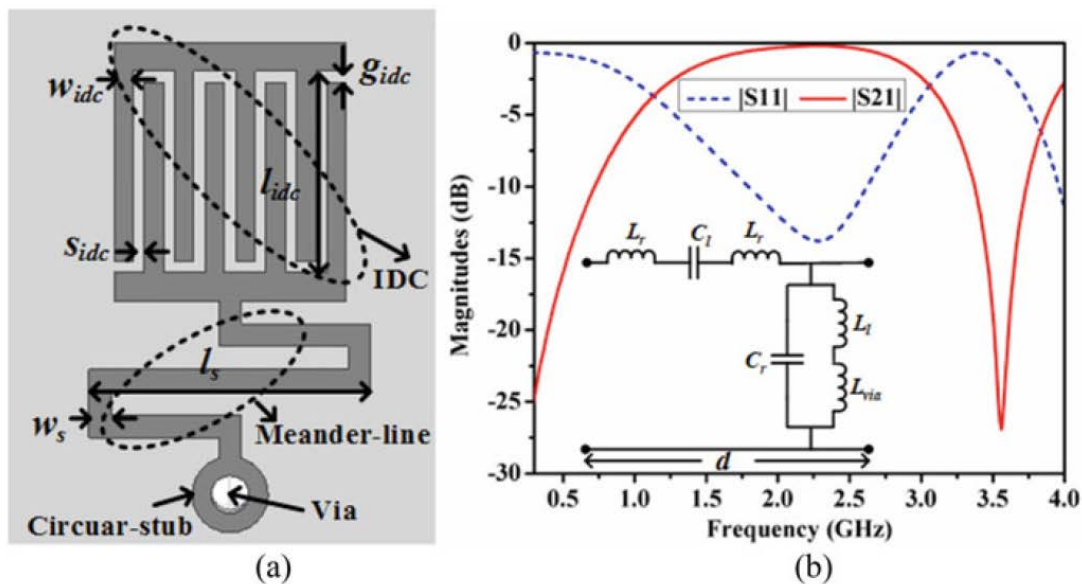
Η χωρητικότητα ενός IDC μπορεί να αυξηθεί με την προσθήκη περισσότερων αγωγικών λωρίδων, την εισαγωγή ενός λεπτού στρώματος υλικού υψηλής διηλεκτρικής σταθεράς (όπως ένα φερροηλεκτρικό) μεταξύ των αγωγών και του υποστρώματος ή τη χρήση ενός επιστρώματος υψηλής διηλεκτρικής σταθεράς (high-K) που λειτουργεί επίσης ως προστατευτική ασπίδα. Για να εξασφαλιστεί ότι ο πυκνωτής λειτουργεί ως συγκεντρωμένο στοιχείο, το μέγεθός του πρέπει να παραμένει πολύ μικρό σε σχέση με το μήκος κύματος λειτουργίας. Ένας μεγαλύτερος λόγος συνολικού πλάτους προς μήκος οδηγεί σε υψηλότερη επιθυμητή παράλληλη χωρητικότητα και χαμηλότερη επαγωγική αντίσταση (Bahl, 2003).



Σχήμα 2.2: Συνοπτικά μοντέλα EC (Equivalent Circuit) στοιχείων του IDC: (α) χαμηλής συχνότητας και (β) υψηλής συχνότητας. (Bahl, 2003)

2.3 Σχεδιασμός και ανάλυση ζωνοπερατών φίλτρων

Αρχικά θα εξετάσουμε τη μοναδιαία κυψελίδα μιας CRLH δομής που περιλαμβάνει έναν IDC με οκτώ υποστοιχεία, έναν επαγωγέα με γραμμή μαιάνδρου και έναν κυκλικό ακροδέκτη, ο οποίος συνδέεται με τη γείωση μέσω ενός αγωγού (via). Η διάταξη της διαμορφωμένης μοναδιαίας κυψελίδας μαζί με το συνοπτικό κυκλωματικό της μοντέλο και την απόκριση συχνότητας απεικονίζεται στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3: Η στοιχειώδης κυψελίδα του CRLH ταλαντωτή: (α) απεικόνιση με διαστάσεις, (β) παράμετρος σκέδασης με το κυκλωματικό μοντέλο. (Choudhary and Choudhary, 2021)

Η χωρητικότητα (C_l) δημιουργείται από τον IDC και η επαγωγή (L_r) οφείλεται στη ροή

Dimensions	mm
l_{idc}	5.0
w_{idc}	0.5
s_{idc}	0.3
g_{idc}	0.2
l_S	7.4
w_S	0.6
r_{via}	0.35

Table 2.1: Οι διαστάσεις της μοναδιαίας κυψελίδας. (Choudhary and Chaudhary, 2021)

ρεύματος μέσω του IDC και της γραμμής τροφοδοσίας. Η επαγωγή (L_l) εμφανίζεται παράλληλα λόγω της γραμμής μαιάνδρου και της επαγωγής (L_{via}), η οποία αποδίδεται στον αγωγό (via) με ακτίνα " r_{via} ," που συνδέει τον κυκλικό ακροδέκτη με τη γείωση. Η παρασιτική χωρητικότητα (Cr) προστίθεται στο κύκλωμα λόγω της διαφοράς δυναμικού, η οποία εμφανίζεται ανάμεσα στο επίπεδο γείωσης και τον άνω αγωγό.

Ο CRLH έχει σχεδιαστεί για την κεντρική συχνότητα του φίλτρου διέλευσης ζώνης, $f_c = 2.25$ GHz και για μηδενισμό της μετάδοσης στη συχνότητα $f_z = 3.5$ GHz. Το διάγραμμα διασποράς για τη σχεδιασμένη στοιχειώδη κυψέλη αναλύεται βάση της Εξίσωσης 2.1.

$$\cos(\beta d) = 1 + \frac{Z_{se}Y_{sh}}{2} \quad (2.1)$$

όπου $Z_{se} = \frac{1-2\omega^2 L_r C_l}{j\omega C_l}$ και $Y_{sh} = \frac{1-\omega^2(L_l+L_{via})C_r}{j\omega(L_l+L_{via})}$.

Η κεντρική συχνότητα (f_c) προσδιορίζεται ικανοποιώντας την συνθήκη $\beta d = 0$ στην Εξίσωση 2.1.

$$0 = \frac{1 - 2\omega^2 L_r C_l}{j\omega C_l} * \frac{1 - \omega^2(L_l + L_{via})C_r}{j\omega(L_l + L_{via})} \Big|_{f=2.25GHz} \quad (2.2)$$

Οι παράμετροι διάδοσης του δεδομένου ισοδύναμου κυκλώματος προσδιορίζονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_{se}Y_{sh} & Z_{se} \\ Y_{sh} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{-2\omega^4(L_l + L_{via})C_l C_r + \omega^2\{C_l(2L_l + L_{via}) + L_l(C_r + C_l) + L_{via}C_r\} - 1}{\omega^2(L_l + L_{via})C_l} & \frac{1 - 2\omega^2 L_l C_l}{j\omega C_l} \\ \frac{1 - \omega^2(L_l + L_{via})C_r}{j\omega(L_l + L_{via})} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Από την άλλη πλευρά, οι συχνότητες που δεν έχουμε μετάδοση (transmission zeros) έχουν κατασκευαστεί προσαρμόζοντας τον συντελεστή μετάδοσης ως:

$$S_{21} = \frac{2}{A + D + B/Z_0 + CZ_0} \Big|_{f=3.5GHz} = 0 \quad (2.5)$$

$$A = \frac{-2\omega^4(L_l + L_{via})C_l C_r + \omega^2\{C_l(2L_r + L_{via}) + L_l(C_r + C_l) + L_{via}C_r\} - 1}{\omega^2(L_l + L_{via})C_l} \quad (2.6)$$

$$B = \frac{1 - 2\omega^2 L_r C_l}{j\omega C_l} \quad (2.7)$$

$$C = \frac{1 - \omega^2(L_l + L_{via})C_r}{j\omega(L_l + L_{via})} \quad (2.8)$$

και

$$D = 1 \quad (2.9)$$

Σύμφωνα με τις εξισώσεις σχεδιασμού (2.1), (2.2), (2.3), (2.4) και (2.5), οι συγκεντρωμένες τιμές του ισοδύναμου κυκλώματος υπολογίστηκαν ως ($L_r = 3.2 \text{ nH}$, $C_l = 0.98 \text{ pF}$, $C_r = 1.75 \text{ pF}$, $L_l = 3.05 \text{ nH}$, και $L_{via} = 2.9 \text{ nH}$). Ο συντονιστής μοναδιαίας κυψελίδας (unit cell resonator) CRLH σχεδιάστηκε σε υπόστρωμα FR-4 με τιμή διηλεκτρικής σταθεράς 4.4, τιμή εφαπτομένης απωλειών 0.02 και ύψος υποστρώματος ($h_s = 1.6 \text{ mm}$). Οι τιμές του ισοδύναμου κυκλώματος προσδιορίστηκαν χρησιμοποιώντας τύπους σχεδιασμού για κατανεμημένα στοιχεία (Bahl, 2003), βασισμένα στις τιμές συγκεντρωμένων στοιχείων του αντίστοιχου κυκλωματικού μοντέλου.

$$C_l(pF) = (\epsilon_r + 1)l_{idc} [(N_f - 3)A_0 + A_1] \quad (2.10)$$

$$L_r(nH) = 2 \times 10^{-4} l \left[\ln \left(\frac{l}{w_{idc} + t} \right) + 1.19 + \frac{w_{idc} + t}{3l} \right] K_g \quad (2.11)$$

$$L_l(nH) = 2 \times 10^{-4} l_s \left[\ln \left(\frac{l_s}{w_s + t} \right) + 1.19 + \frac{w_s + t}{3l_s} \right] K_g \quad (2.12)$$

$$L_{via}(nH) = 0.2 \left[h_s - \ln \left(\frac{h_s + \sqrt{r^2 + h_s^2}}{r_{via}} \right) + 1.5 \left(r_{via} - \sqrt{r_{via}^2 + h_s^2} \right) \right] \quad (2.13)$$

$$C_r(pF) = 8.85 \times 10^{-3} \varepsilon_r \left(\frac{Area}{h_s} \right) \quad (2.14)$$

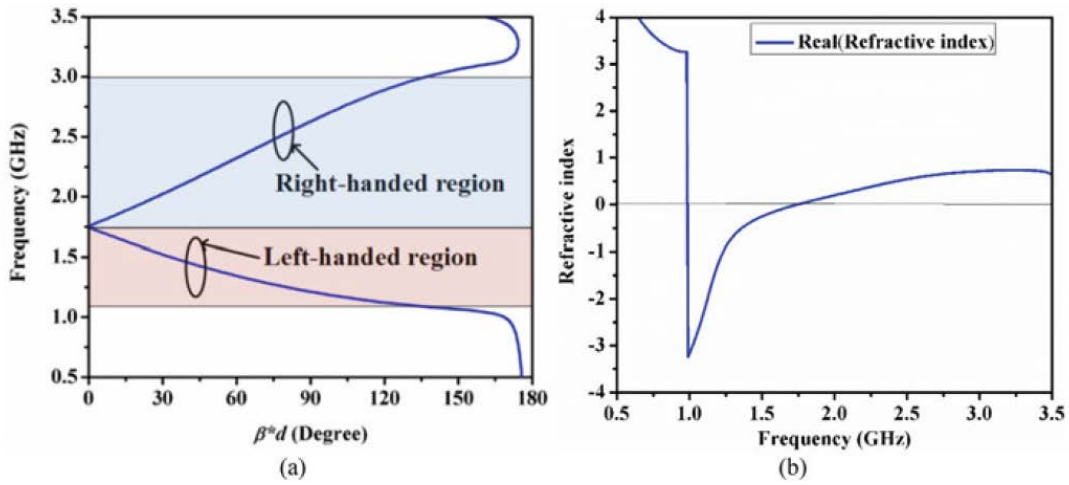
$$A_0 = 4.4 \tanh \left[0.55 \left(\frac{h_s}{w_{idc}} \right)^{0.45} \right] \times 10^{-6} \quad (2.15)$$

$$A_1 = 9.9 \tanh \left[0.52 \left(\frac{h_s}{w_{idc}} \right)^{0.5} \right] \times 10^{-6} \quad (2.16)$$

$$K_g = 0.57 - 0.15 \ln \left(\frac{w_{idc}}{h_s} \right) \quad (2.17)$$

Όπου ε_r αντιπροσωπεύει τη ηλεκτρική επιτρεπτότητα του υποστρώματος, $l = (l_{idc} + g_{idc})$ είναι το μήκος της γραμμής ταινίας, το t δηλώνει το πάχος του χαλκού και το h_s αντιστοιχεί στο πάχος του υποστρώματος. Το N_f δηλώνει τον αριθμό των αγωγικών λωρίδων του IDC και το r_{via} αντιπροσωπεύει την ακτίνα του αγωγού (via). Το διάγραμμα διασποράς (διάγραμμα μεταξύ της φασικής σταθεράς και της συχνότητας) μπορεί επίσης να εξαχθεί χρησιμοποιώντας παραμέτρους σκέδασης όπως δίνεται στην Εξίσωση (2.18).

Οι ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες όπως ο δείκτης διάθλασης (η) και η σύνθετη αντίσταση Bloch (Z_B) μπορούν επίσης να υπολογιστούν χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους σκέδασης της μοναδιαίας κυψελίδας CRLH όπως αναφέρεται στις Εξισώσεις (2.19) και (2.20). Εδώ το S_{11} αντιπροσωπεύει τον συντελεστή ανάκλασης εισόδου και το S_{21} δηλώνει τον συντελεστή μετάδοσης για τον συντονιστή.



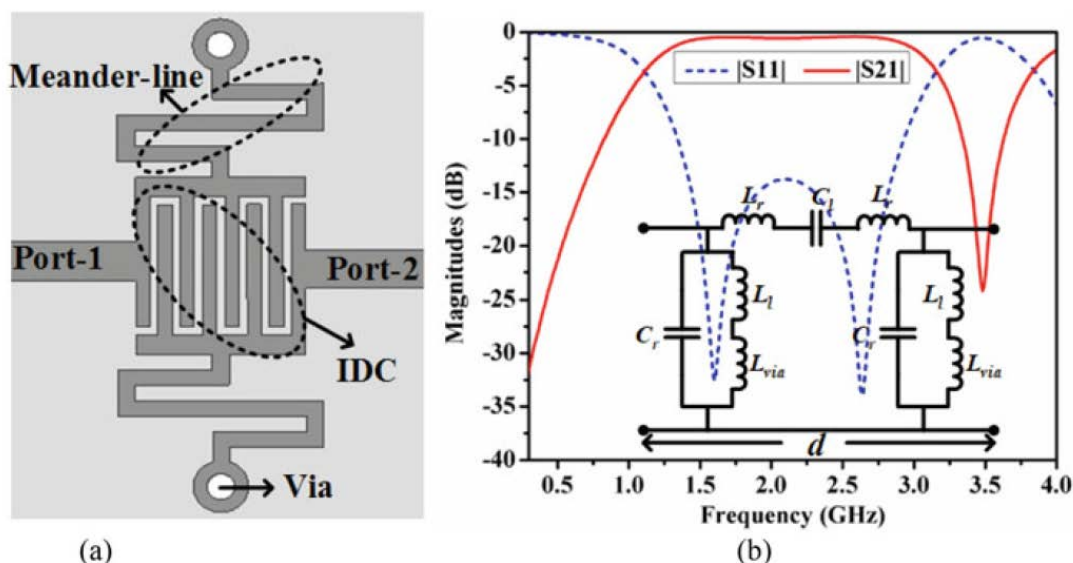
Σχήμα 2.4: Η απόκριση της μοναδιαίας κυψελίδας CRLH: (a) Διάγραμμα διασποράς (dispersion diagram), (b) Διάγραμμα δείκτη διάθλασης (refractive index plot). (Choudhary and Chaudhary, 2021)

$$\beta = \frac{1}{d} \cos^{-1} \left[\frac{1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \right] \quad (2.18)$$

$$Z_B = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2.19)$$

$$\eta = \frac{-i}{kp} \ln \left\{ S_{21} / \left(1 - S_{11} \frac{Z_B - 1}{Z_B + 1} \right) \right\} \quad (2.20)$$

Το εύρος λειτουργίας του συντονιστή μοναδιαίας κυψελίδας είναι από 1.1 έως 3.0 GHz. Η συχνότητα συντονισμού της σχεδιασμένης μοναδιαίας κυψελίδας είναι 2.25 GHz και το μηδενικό σημείο μετάδοσης (transmission zero) είναι στα 3.5 GHz. Ο συντελεστής μετάδοσης είναι 0.2 dB και η τιμή του συντελεστή ανάκλασης εισόδου είναι μεγαλύτερη από 15.0 dB. Το διάγραμμα διασποράς και η πραγματική τιμή του δείκτη διάθλασης της μοναδιαίας κυψελίδας απεικονίζονται στο Σχήμα 2.4. Στο Σχήμα 2.4a, το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας από 1.1 έως 1.75 GHz βρίσκεται στην περιοχή αριστερόστροφης συμπεριφοράς λόγω της αρνητικής κλίσης, ενώ το εύρος συχνοτήτων από 1.75 έως 3.0 GHz βρίσκεται στην περιοχή δεξιόστροφης συμπεριφοράς λόγω της θετικής κλίσης.



Σχήμα 2.5: Φίλτρο διέλευσης ζώνης με την χρήση μοναδιαίας κυψελίδας του CRLH ταλαντωτή: (α) απεικόνιση με διαστάσεις, (β) παράμετρος σκέδασης με το κυκλωματικό μοντέλο. Choudhary and Chaudhary, 2021

Στο Σχήμα 2.4b, η πραγματική τιμή του δείκτη διάθλασης είναι μικρότερη από το μηδέν, δηλαδή αρνητική, στο εύρος λειτουργίας της μοναδιαίας κυψελίδας.

Το σχεδιασμένο φίλτρο διέλευσης ζώνης με καλύτερη αντιστοίχιση εμπέδησης, αναλύεται με την προσθήκη ενός επιπλέον παράλληλου στοιχείου, χρησιμοποιώντας γραμμή μαιάνδρου και κυκλικό ακροδέκτη στον συντονιστή CRLH. Το σχεδιασμένο φίλτρο διέλευσης ζώνης παρέχει ένα ισοδύναμο κύκλωμα τύπου π με καλύτερη αντιστοίχιση εμπέδησης. Η δομική διάταξη του σχεδιασμένου φίλτρου διέλευσης ζώνης, βασισμένου στη δομή μοναδιαίας κυψελίδας CRLH και η παράμετρος σκέδασης με το ισοδύναμο κύκλωμα συγκεντρωμένων στοιχείων παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.5. Παρέχει δύο συχνότητες συντονισμού, στα 1.6 GHz και στα 2.6 GHz, λόγω των δύο παράλληλων στοιχείων.

Το κλασματικό εύρος ζώνης στα 3 dB είναι 95%(1.1–3.1 GHz) με τιμή απώλειας εισαγωγής 0.2 dB και τιμή απώλειας επιστροφής μεγαλύτερη από 15 dB. Το μέγεθος του φίλτρου διέλευσης ζώνης είναι $0.24\lambda_g \times 0.22\lambda_g$ (17.5 mm $\times$ 16.0 mm). Εδώ, το λ_g αντιπροσωπεύει το μήκος κύματος που καθοδηγείται στη συχνότητα συντονισμού των 1.6 GHz (Choudhary and Chaudhary, 2021).

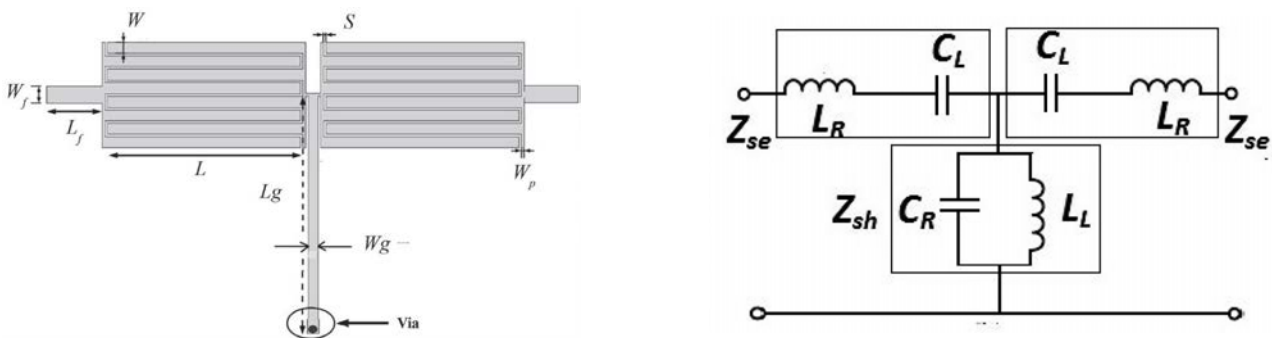
Επίσης, έχουν συντεθεί φίλτρα διέλευσης ζώνης με επαγωγέα γραμμής μαιάνδρου, κυκλικούς δακτυλίους με μικρό διάκενο και ορθογώνιο ακροδέκτη ως εικονική γείωση (Choudhary και

Chaudhary 2018). Το ηλεκτρικό μέγεθος των φίλτρων είναι $0.22\lambda_g \times 0.12\lambda_g$ ($18.0, \text{mm} \times 10.0 \text{mm}$), στη συχνότητα συντονισμού των 2.3 GHz. Προσφέρουν κλασματικό εύρος ζώνης 3 dB ίσο με 80.48%, με τιμή απώλειας εισαγωγής 0.35 dB και απώλεια επιστροφής μεγαλύτερη από 13.5 dB.

Επιπλέον, έχουν σχεδιαστεί φίλτρα που χρησιμοποιούν τροφοδοσία CPW με βραχυκυκλωμένο ακροδέκτη τύπου tuning-fork, ο οποίος συνδέει το επάνω CRLH και το επίπεδο γείωσης μέσω τροφοδοσίας CPW. Προσφέρει κλασματικό εύρος ζώνης 3 dB ίσο με 61.5%, με τιμή απώλειας εισαγωγής 0.51 dB και απώλεια επιστροφής 22.5 dB, καθώς και ηλεκτρικό μέγεθος $0.36\lambda_g \times 0.28\lambda_g$ ($25.0, \text{mm} \times 20.0, \text{mm}$) στη κεντρική συχνότητα των 2.6 GHz.

Τέλος, ένα συμπαγές φίλτρο διέλευσης ζώνης δύο πόλων βασισμένο σε MTM με διπλούς IDC σε σχήμα Ωμέγα έχει αναπτυχθεί για να παρέχει χωρητικότητα στη σειρά και επαγωγή σε παράλληλη διάταξη μέσω του αγωγού (via) (Choudhary and Chaudhary, 2018). Ο IDC σε σχήμα Ωμέγα προσφέρει βελτιωμένη αντιστοίχιση εμπέδησης σε σύγκριση με την παραδοσιακή σειριακή ισοδύναμη χωρητικότητα του διακένου. Οι ηλεκτρικές διαστάσεις του σχεδιασμένου φίλτρου για την συχνότητα των 2.35 GHz είναι $0.16\lambda_g \times 0.20\lambda_g$.

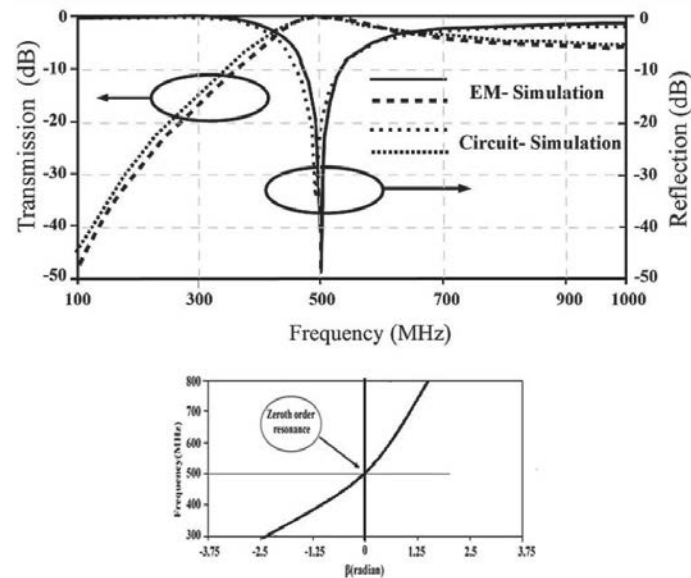
2.4 Σχεδιασμός φίλτρου διέλευσης ζώνης MTM-ZOR



Σχήμα 2.6: Το μοντέλο της μοναδιαίας κυψελίδας του MTM-TL, καθώς και η αντίστοιχη κυκλωματική απεικόνιση. (Chatterjee et al., 2014)

Το κύκλωμα μεταλλικών αποτελείται από έναν σειριακά συνδεδεμένο πυκνωτή (C_l) και έναν παράλληλο επαγωγέα (L_l), όπου η σταθερά διάδοσης (β) λαμβάνει αρνητικές τιμές σε ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Αυτού του είδους η γραμμή μεταφοράς είναι γνωστή ως "Περιοδικά Αριστερόστροφη Γραμμή Μεταφοράς" (PLTL). Παρόλα αυτά, η υλοποίησή της στην πράξη

καθίσταται δύσκολη λόγω της παρουσίας ανεπιθύμητων δεξιόστροφων παρασιτικών φαινομένων. Το μοντέλο της μοναδιαίας κυψελίδας του MTM-TL, καθώς και η αντίστοιχη μικροταινιακή έκδοσή του, απεικονίζονται στο Σχήμα 2.6.

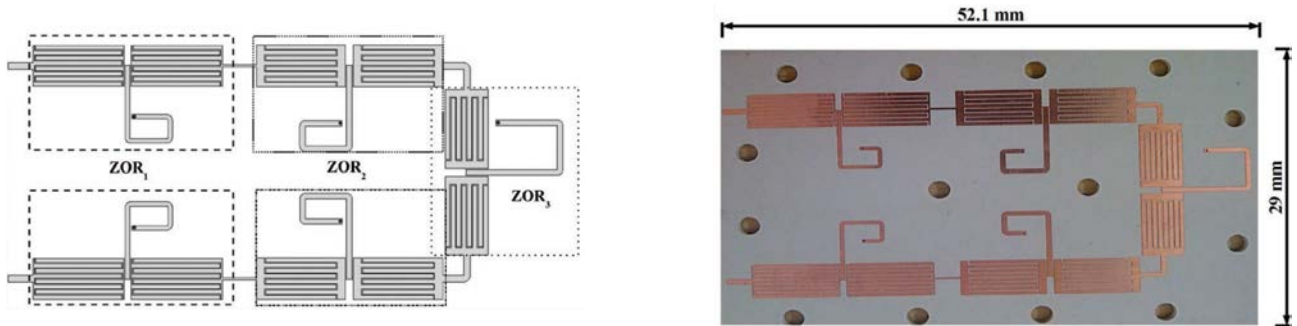


Σχήμα 2.7: Καμπύλες σκέδασης και διασποράς της μοναδιαίας κυψελίδας του MTM-TL. (Chatterjee et al., 2014)

Για τη βελτιστοποίηση της κυψελίδας, υπολογίστηκαν οι τιμές του παράλληλου επαγωγέα ($L_l = 0.6 \text{ nH}$) και του σειριακού πυκνωτή ($C_l = 4 \text{ pF}$), ώστε να επιτευχθεί απόκριση στα 500 MHz. Οι διαστάσεις της κυψελίδας φαίνονται στον Πίνακα 2.2. Επιπλέον, στη σχεδίαση ενσωματώθηκαν 8 γραμμές interdigital. Με βάση αυτές τις προδιαγραφές, κατασκευάστηκε μια μονάδα μικροταινιας τύπου MTM-ZOR, με τις καμπύλες σκέδασης και διασποράς να παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.7. Το προσομοιωμένο μοντέλο και η κατασκευασμένη διάταξη του φίλτρου φαίνονται στο Σχήμα 2.10.

Dimensions	mm
W	1.0
L	10
S	0.3
W_g	0.7
L_g	21
via	0.3

Table 2.2: Οι διαστάσεις της μοναδιαίας κυψελίδας του MTM-TL. (Chatterjee et al., 2014)

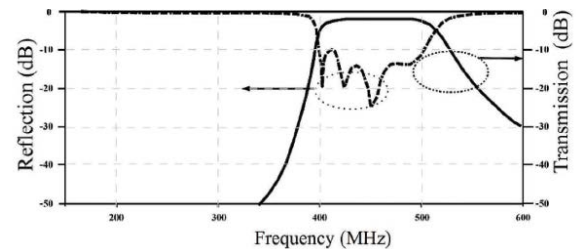
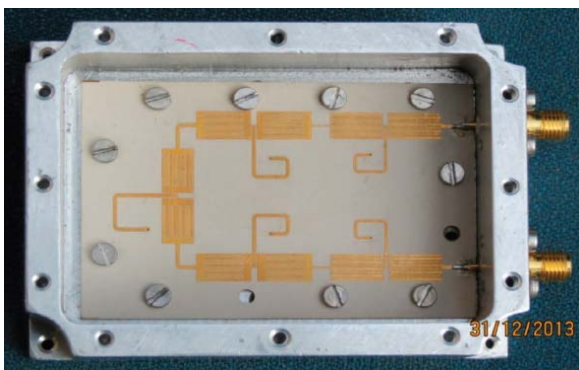


Σχήμα 2.8: Φίλτρο CRLH-ZOR πέντε πόλων (α) Σχηματική αναπαράσταση (β) Κατασκευασμένη πλακέτα. (Chatterjee et al., 2014)

Για την κατασκευή του πρωτοτύπου, χρησιμοποιήθηκε το υλικό RT Duroid 6010, με τιμή διηλεκτρικής σταθεράς 10.7, ύψος υποστρώματος 1.27 mm και πάχος μεταλλικής επίστρωσης 35 μm . Το τελικό φίλτρο LHM-ZOR κατασκευάστηκε με συνολικές διαστάσεις 5.21 cm $\times$ 2.9 cm (Chatterjee et al., 2015b).

Design Dimensions of the Filter After Modification to the Frequency Range of 420–520 MHz (All Dimensions Are in Millimeters)		
	Design Parameter	420-520 MHz
ZOR-1	W, S, W_p, L	0.527, 0.11, 0.125, 8.7595
	W_F, L_F	0.8, 5.6
	$L_{s1}, L_{s2}, L_{s3}, L_{s4}, W_s$	8.01, 4.005, 2.0025, 2.0035, 0.555
	L_{IRC}, W_{IRC}	3.1, 0.3
ZOR-2	W, S, W_p, L	0.562, 0.11, 1.35, 6.52
	$L_{s1}, L_{s2}, L_{s3}, L_{s4}, W_s$	8.9957, 4.49785, 2.248925, 2.248925, 0.69
	L_{IRC}, W_{IRC}	2.5, 0.7
ZOR-3	W, S, W_p, L	0.585, 0.11, 1.21, 6
	$L_{s1}, L_{s2}, L_{s3}, W_s$	9.9546, 4.9773, 4.9773, 0.69
	L_{IRC}, W_{IRC}	2.5, 0.7

Σχήμα 2.9: Πίνακας διαστάσεων του φίλτρου CRLH-ZOR πέντε πόλων. (Chatterjee et al., 2014)



Σχήμα 2.10: Τελική μορφή του φίλτρου CRLH-ZOR μαζί με τα πειραματικά αποτελέσματα. (Chatterjee et al., 2014)

3 Μικροελεγκτές και μεταϋλικά

3.1 Εισαγωγή στους μικροελεγκτές

Ένας μικροελεγκτής είναι μια ολοκληρωμένη κυκλωματική διάταξη (IC) που περιλαμβάνει έναν επεξεργαστή (CPU), μνήμη (RAM, ROM, Flash) και περιφερειακές μονάδες (όπως χρονομετρητές, μετατροπείς αναλογικού προς ψηφιακό, σειριακές διεπαφές κ.ά.) σε ένα μόνο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Είναι σχεδιασμένος για να εκτελεί συγκεκριμένες λειτουργίες και να ελέγχει συσκευές ή συστήματα σε εφαρμογές με περιορισμένες ανάγκες επεξεργασίας. Οι μικροελεγκτές είναι το θεμέλιο για πολλές ενσωματωμένες εφαρμογές και συσκευές, όπως ρομπότ, έξυπνα οικιακά συστήματα, ηλεκτρονικά παιχνίδια, αυτοματισμούς και όπως θα δούμε στην συνέχεια παίζει σημαντικό ρόλο και στην κατασκευή σύγχρονων μεταϋλικών. Προγραμματίζονται με γλώσσες όπως η C και C++ και επιτρέπουν την εκτέλεση απλών ή πολύπλοκων εργασιών ανάλογα με την αρχιτεκτονική και τις δυνατότητες που διαθέτουν.

Μια πολύ διαδεδομένη κατηγορία μικροελεγκτών είναι ο PIC (Peripheral Interface Controller) της εταιρείας Microchip Technology, σχεδιασμένος για ενσωματωμένα συστήματα και αυτοματισμούς. Διαθέτει έναν πυρήνα επεξεργασίας (CPU), μνήμη RAM και ROM (Flash, EEPROM), καθώς και διάφορες περιφερειακές μονάδες, όπως αναλογικές/ψηφιακές μετατροπές, χρονομετρητές και σειριακές διεπαφές (UART, I²C, SPI). Οι μικροελεγκτές PIC χρησιμοποιούνται ευρέως σε βιομηχανικές, ιατρικές και οικιακές εφαρμογές λόγω της χαμηλής κατανάλωσης ισχύος, της ευελιξίας και της οικονομικής τους απόδοσης. Προγραμματίζονται με γλώσσες όπως Assembly και C, ενώ υποστηρίζονται από εργαλεία ανάπτυξης, όπως το MPLAB X IDE.

Τέλος, στην συνέχεια αυτού του κεφαλαίου θα αναφερθούμε στα FPGA (Field-Programmable Gate Array). Τα FPGA είναι προγραμματιζόμενες κυκλωματικές διατάξεις που επιτρέπουν στους χρήστες να προγραμματίσουν την λειτουργία τους μέσω λογισμικού, επιτρέποντας την κατασκευή

εξειδικευμένων ψηφιακών κυκλωμάτων. Σε αντίθεση με τους μικροελεγκτές, τα FPGA είναι μεγαλύτερα σε μέγεθος και δεν αποτελούν ολοκληρωμένα κυκλώματα σε μορφή chip όπως είναι οι μικροελεγκτές.

3.2 Δίοδοι τύπου PIN και Varactor

Μια δίοδος PIN είναι ένας τύπος διόδου που διαθέτει έναν ημιαγωγό με μια πολύ εκτεταμένη εγγενή περιοχή (το "I") ανάμεσα σε δύο μικρότερες περιοχές, τη θετική και την αρνητική ("P" και "N"). Η μεγάλη αυτή ουδέτερη περιοχή στο κέντρο του ημιαγωγού περιορίζει την ταχύτητα με την οποία μετακινείται η τάση μέσα στο σύστημα. Η δίοδος PIN χρησιμοποιείται κυρίως για τρεις σκοπούς: ως διακόπτης για ραδιοσυχνότητες (RF), ως τμήμα φωτοβολταϊκού στοιχείου και ως μέσο προστασίας από υπερφόρτωση ισχύος. Μια τυπική δίοδος διαθέτει μια πολύ μικρή εγγενή περιοχή. Συνήθως, οι δίοδοι αποτελούνται από δύο τερματικά που συνδέονται με έναν ημιαγωγό. Η ισχύς εισέρχεται στη δίοδο μέσω της ανόδου και απελευθερώνεται σε μια θετικά φορτισμένη περιοχή του ημιαγωγού. Ένα μικρό εγγενές στρώμα διαχωρίζει τη θετική από την αρνητική περιοχή και η ισχύς μετακινείται μέσω αυτής προς την αρνητική περιοχή και εξέρχεται μέσω της καθόδου.

Η δίοδος PIN λειτουργεί διαφορετικά. Η ισχύς εισέρχεται και μεταφέρεται κανονικά στην θετική περιοχή, αλλά στη συνέχεια συναντά μια πολύ μεγάλη εγγενή περιοχή, η οποία λειτουργεί ως φράγμα στην κίνηση της ισχύος. Η θετική περιοχή συνεχίζει να στέλνει ισχύ προς αυτήν, μέχρι να γεμίσει πλήρως η εγγενής περιοχή. Όταν γεμίσει, η ισχύς πιέζεται στην αρνητική περιοχή και εξέρχεται. Οι διάφορες περιοχές του ημιαγωγού στην δίοδο PIN δημιουργούνται μέσω μιας διαδικασίας ντόπινγκ, στην οποία το πυρίτιο εγχέεται με διάφορα μέταλλα που ενισχύουν το θετικό ή το αρνητικό σύστημα. Η εγγενής περιοχή στη δίοδο PIN παραμένει σχεδόν αδρανής, γεγονός που επιτρέπει στην ισχύ να συσσωρευτεί πριν αρχίσει να κινείται προς την αρνητική περιοχή. Η δίοδος PIN έχει την ιδιότητα να απομονώνει σήματα όταν χρησιμοποιείται ως διακόπτης RF, επιτρέποντας σε ορισμένα να περάσουν πιο εύκολα από την εγγενή περιοχή και σε άλλα να εμποδίζονται εντελώς. Αυτό επιτρέπει την διέλευση συγκεκριμένων σημάτων, ενώ τα υπόλοιπα παραμένουν περιορισμένα.

Η varactor diode (ή varicap diode) είναι ένας τύπος ημιαγωγού που χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές που απαιτούν ελεγχόμενη μεταβολή της χωρητικότητας. Ουσιαστικά, πρόκειται για μια

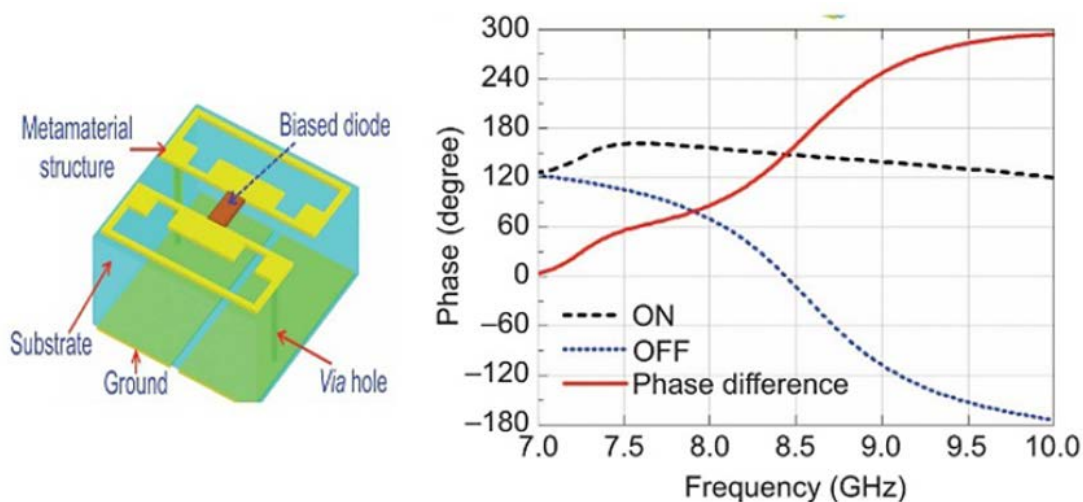
διόδο που έχει την δυνατότητα να αλλάζει τη χωρητικότητας της, η οποία εξαρτάται από την τάση που εφαρμόζεται στους ακροδέκτες της, χρησιμοποιείται δηλαδή ως ένας μεταβλητός πυκνωτής ελεγχόμενος από τάση. Η varactor diode λειτουργεί με την αρχή της μεταβολής του πλάτους της διάταξης της απομόνωσης (depletion region) όταν εφαρμόζεται αντίστροφη τάση. Όσο μεγαλύτερη είναι η αντίστροφη τάση, τόσο μεγαλύτερη είναι η απομόνωση και συνεπώς η χωρητικότητα της διόδου μειώνεται. Αντίθετα, όταν η τάση μειώνεται ή αντιστρέφεται, η χωρητικότητα αυξάνεται.

Αυτή η ιδιότητα καθιστά την varactor diode ιδιαίτερα χρήσιμη σε εφαρμογές όπως οι ρυθμιστές συχνοτήτων (frequency tuners) που χρησιμοποιούνται για να ρυθμίζουν τη συχνότητα σε κυκλώματα ραδιοσυχνοτήτων (RF) όπως σε πομπούς, δέκτες και δορυφορικές επικοινωνίες. Επίσης χρησιμοποιούνται σε ταλαντωτές και φίλτρα (oscillators and filters) για τη δημιουργία και τον έλεγχο των συχνοτήτων σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Γενικά η βασική ιδιότητα της varactor diode είναι η δυνατότητα της να παρέχει έναν ελεγχόμενο βαθμό χωρητικότητας που εξαρτάται από την τάση, κάτι που την καθιστά κατάλληλη για ακριβείς εφαρμογές στις τηλεπικοινωνίες.

3.3 Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά

Τα μεταϋλικά έχουν γνωρίσει σημαντική και ταχεία πρόοδο τον 21ο αιώνα, αναδεικνύοντας τη χρήση τους ως μια κορυφαία μέθοδο για τον έλεγχο των ηλεκτρομαγνητικών (HM) κυμάτων. Αυτά τα υλικά προσφέρουν ευέλικτες και ισχυρές τεχνικές για τον έλεγχο των HM κυμάτων, επιτρέποντας μοναδικές εφαρμογές που είναι δύσκολο να πραγματοποιηθούν με φυσικά υλικά. Καθώς η ζήτηση για δυναμικό έλεγχο των HM κυμάτων αυξάνεται, οι καινοτομίες έχουν ανθίσει τόσο στα τρισδιάστατα μεταϋλικά όσο και στις δισδιάστατες μεταεπιφάνειες, με το μετα-άτομο να εξελίσσεται από παθητικό σε ενεργό. Το 2014, η εισαγωγή της κωδικοποίησης και των ψηφιακών μηχανισμών στα μεταϋλικά οδήγησε στην ανάπτυξη ψηφιακά προγραμματιζόμενων μεταϋλικών. Αυτά τα προγραμματιζόμενα μεταϋλικά έχουν δείξει τεράστιες δυνατότητες, όχι μόνο για τον "χειρισμό" των HM κυμάτων σε πραγματικό χρόνο αλλά και στην άμεση επεξεργασία πληροφοριών στο επίπεδο των HM κυμάτων (Wu et al., 2023).

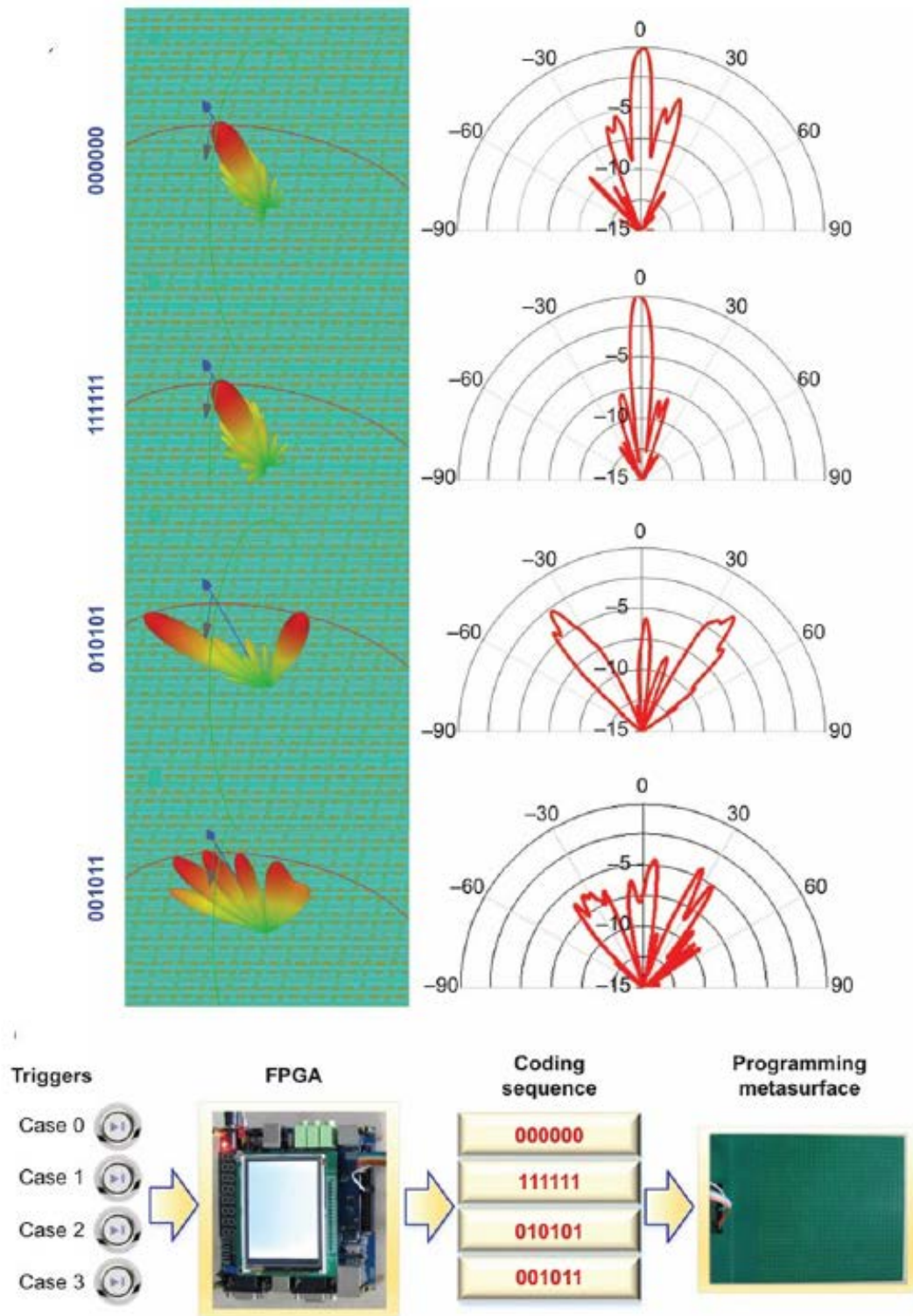
Λόγω της πληθώρας σχεδίων μεταϋλικών που διαθέτουν διαφορετικές δομές και εξωτικές ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες, έχουν γίνει πολλές προσπάθειες για την ανάπτυξη αναδιαμορφώσιμων μεταϋλικών με πολλαπλές λειτουργίες ενσωματωμένες σε μια ενιαία μεταεπιφάνεια. Στα πρώτα



Σχήμα 3.1: Μετατόμο ενός 1-bit προγραμματιζόμενου μεταϋλικού. (Wu et al., 2023)

στάδια, οι ερευνητές μπορούσαν να ρυθμίσουν τους ηλεκτρομαγνητικούς συντελεστές σε ένα μικρό εύρος, φορτίζοντας διατάξεις από varactors. Στη συνέχεια, πιο περίπλοκα ενεργά εξαρτήματα και μέθοδοι ελέγχου επέτρεψαν την αναδιαμορφώσιμη διαχείριση των HM κυμάτων μεταξύ αρκετών λειτουργιών. Ωστόσο, οι μέθοδοι ελέγχου παραμένουν αναλογικές, ενώ οι τύποι και ο αριθμός των λειτουργιών εξακολουθούν να είναι περιορισμένοι.

Όπως φαίνεται στα Σχήματα 3.1 και 3.2, η ψηφιακή κατάσταση του μετα-ατόμου μπορεί να ρυθμιστεί δυναμικά ελέγχοντας την τάση πόλωσης στα ενσωματωμένα ενεργά εξαρτήματα. Τα πρότυπα κωδικοποίησης εφαρμόζονται στα μεταϋλικά κωδικοποίησης με τη χρήση μικροελεγκτών (FPGAs), διευκολύνοντας σε πραγματικό χρόνο την ψηφιακή διαχείριση της ακτινοβολίας στο μακρινό πεδίο. Ως εκ τούτου, τα «προγραμματιζόμενα μεταϋλικά» αναφέρονται και ως «πληροφοριακά μεταϋλικά». Η έννοια των πληροφοριακών μεταϋλικών έχει προωθήσει την ανάπτυξη των προγραμματιζόμενων μεταϋλικών, προσφέροντας αυξημένη ευελιξία και δυνατότητες για τη διαχείριση και επεξεργασία ηλεκτρομαγνητικών (EM) σημάτων (Wu et al., 2023).



Σχήμα 3.2: Έλεγχος προγραμματιζόμενου μεταύλικού σε πραγματικό χρόνο. (Wu et al., 2023)

3.4 Προγραμματιζόμενα μεταϋλικά για τον έλεγχο ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων

Τα προγραμματιζόμενα μεταϋλικά στον χώρο (space-domain programmable metamaterials) αποτελούν την πιο διαδεδομένη κατηγορία προγραμματιζόμενων μεταϋλικών, όπου το μοτίβο κωδικοποίησης που διαμορφώνεται σε όλη την επιφάνεια παραμένει σταθερό στον χρόνο, ενώ οι ηλεκτρομαγνητικές (HM) αποκρίσεις κάθε μετα-ατόμου σε διαφορετικές θέσεις ελέγχονται μέσω FPGA. Για παράδειγμα, είναι δυνατή η επίτευξη ανώμαλης ανάκλασης της δέσμης σε πραγματικό χρόνο, φορτώνοντας κατάλληλα μοτίβα κωδικοποίησης σε προγραμματιζόμενα μεταϋλικά, σύμφωνα με τον γενικευμένο νόμο του Snell. Έτσι έχουν αναπτυχθεί διάφορα προγραμματιζόμενα μεταϋλικά στον χώρο, ικανά να υλοποιήσουν πλήθος διαφορετικών λειτουργιών ελέγχου των HM κυμάτων, όπως παρουσιάζεται στη συνέχεια.

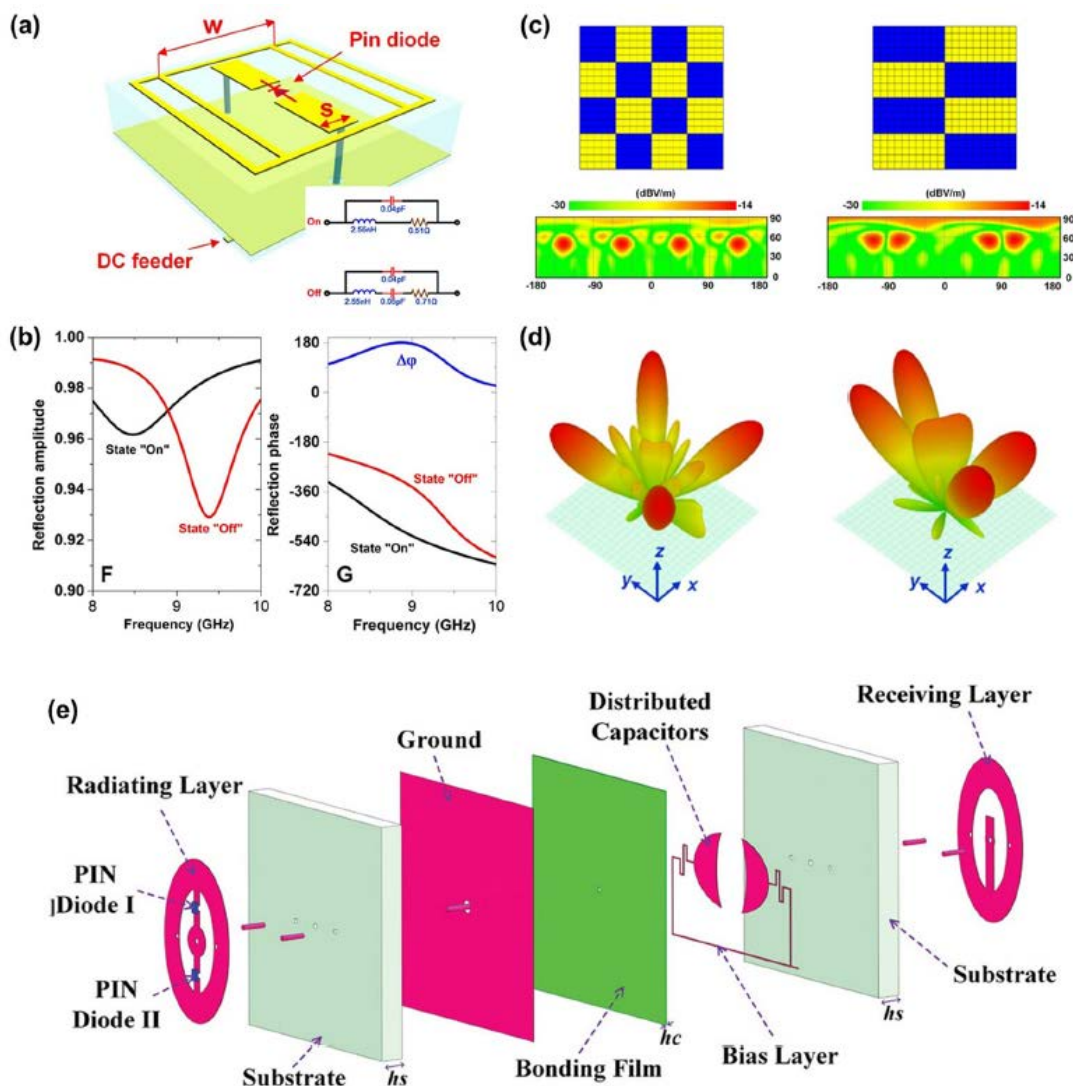
3.4.1 Προγραμματιζόμενα υλικά φάσης

Η φάση αποτελεί τον πιο διαδεδομένο παράγοντα σχεδιασμού στα μεταϋλικά. Στο Σχήμα 3.3 a παρουσιάζεται ένα τυπικό προγραμματιζόμενο μετα-άτομο φάσης, όπου μια δίοδος (PIN) είναι τοποθετημένη μεταξύ δύο μεταλλικών επιφανειών. Η λειτουργική κατάσταση της δίοδου PIN ελέγχεται δυναμικά μέσω εξωτερικών τάσεων που εφαρμόζονται μέσω των γραμμών τροφοδοσίας. Τα ισοδύναμα κυκλώματα της δίοδου PIN στις καταστάσεις "OFF" και "ON" εμφανίζονται στο παράθυρο του Σχήματος 3.3 a, όπως προκύπτουν από το φύλλο δεδομένων της δίοδου και επιβεβαιώνονται μέσω προσομοίωσης.

Οι επιδόσεις ανάκλασης του μετα-ατόμου παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.3 b, όπου διαπιστώνεται ότι το μετα-άτομο μπορεί να υιοθετήσει τις ψηφιακές καταστάσεις '0' και '1' με διαφορά φάσης 180° και υψηλή ένταση ανάκλασης, ανάλογα με την κατάσταση της δίοδου PIN. Το χωρικό μοτίβο κωδικοποίησης σε ένα μεταϋλικό που αποτελείται από 400 δυαδικά μετα-άτομα μπορεί να ρυθμιστεί σε διάφορες μορφές, επιτρέποντας την παραγωγή διαφορετικών προτύπων ακτινοβολίας με μεταβαλλόμενες γωνίες εκτροπής (Σχήμα 3.3 c, d).

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο σχεδιασμός προγραμματιζόμενης φάσης στον χώρο δεν περιορίζεται αποκλειστικά σε μεταϋλικά ανάκλασης (reflection type). Έχουν παρουσιαστεί διάφορες προσεγγί-

σεις για προγραμματιζόμενα μεταύλικά μετάδοσης (transmission-type), οι οποίες επιτυγχάνονται μέσω προσθήκης επιπλέον στρώσεων που παρέχουν τις απαραίτητες φάσεις στο μεταδιδόμενο κύμα. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3 ε, οι δίοδοι PIN τοποθετούνται στο στρώμα ακτινοβολίας για να ρυθμίζουν την είσοδο από το στρώμα λήψης με διαφορά φάσης 1 bit. Αυτός ο τύπος μετα-ατόμου είναι ιδιαίτερα κατάλληλος για εφαρμογές σε πίνακες, καθώς ο σχετικά ανεξάρτητος σχεδιασμός των γραμμών τροφοδοσίας μειώνει σημαντικά την πολυπλοκότητα των προγραμματιζόμενων μεταύλικών μετάδοσης.



Σχήμα 3.3: (a) Δομή του δυαδικού προγραμματιζόμενου μετα-ατόμου. (b) Αντανακλώμενες αποκρίσεις πλάτους και φάσης του δυαδικού μετα-ατόμου. (c,d) Διαφορετικά πρότυπα κωδικοποίησης και αντίστοιχα πρότυπα ακτινοβολίας. (e) Μετα-άτομο τύπου μετάδοσης προγραμματιζόμενης λειτουργίας. (Wu et al., 2023)

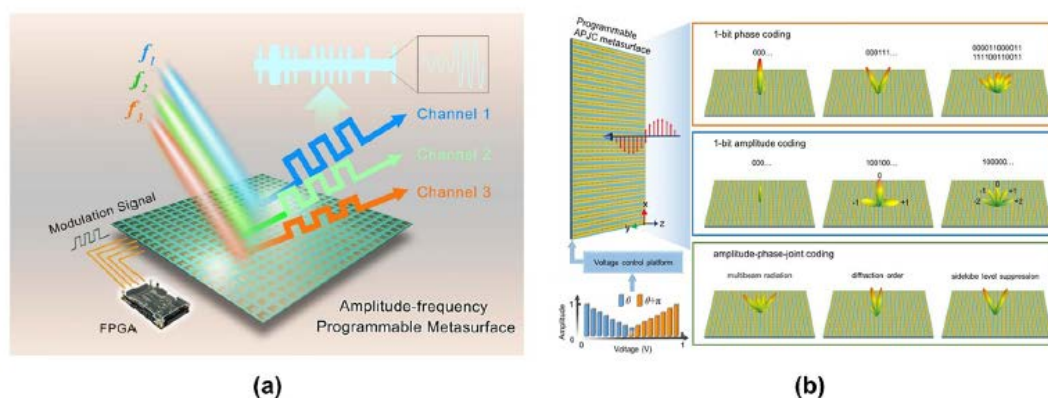
3.4.2 Μεταϋλικά με δυνατότητα προγραμματισμού πλάτους και πόλωσης

Αυτά τα μεταϋλικά επιτρέπουν την προσαρμογή του πλάτους και της πόλωσης των διερχόμενων ή ανακλώμενων κυμάτων, καθιστώντας τα ιδιαίτερα χρήσιμα σε εφαρμογές όπως οι αναδιαμορφώσιμες κεραίες, η προσαρμοστική απεικόνιση και η ελεγχόμενη σκέδαση κυμάτων.

Σχετικά με την μεταβολή του πλάτους των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που διέρχονται ή ανακλώνται από αυτά, αυτό επιτυγχάνεται με διάφορες τεχνικές. Μερικές από αυτές είναι, οι ενεργές διόδους PIN ή τρανζίστορ FET για τον έλεγχο της αγωγιμότητας, υλικά με μεταβαλλόμενη σύνθετη αντίσταση που επηρεάζουν την απορρόφηση ή την ανάκλαση καθώς επίσης και με τεχνικές μεταγωγής (switching techniques) που αλλάζουν τη λειτουργική κατάσταση των κυψελών του μεταϋλικού.

Προς αυτή την κατεύθυνση, έχει προταθεί ένα amplitude-programmable metamaterial με δυνατότητα τροποποίησης πολλαπλών συχνοτήτων, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.4a. Σε αυτό, δύο διόδοι PIN και εξασθενητές chip είναι ενσωματωμένοι στο μετα-άτομο. Όταν οι διόδοι βρίσκονται αντίστοιχα στις καταστάσεις 'ON' και 'OFF', το μετα-άτομο κωδικοποιείται ως '11', '10', '01' και '00', αντιστοιχώντας σε τροποποιήσεις έντασης 1 bit (υψηλή ένταση ως '1' και χαμηλή ως '0') στις συχνότητες 2.98, 4.11 και 5.73 GHz. Για την πειραματική επαλήθευση, κατασκευάστηκε μια συστοιχία μεταϋλικών 10×10 στοιχείων, επιτρέποντας τον δυναμικό έλεγχο της ισχύος των ακτινοβολούμενων δεσμών σε διαφορετικές συχνότητες σε πραγματικό χρόνο.

Στο Σχήμα 3.4 b απεικονίζεται ένα νέο προγραμματιζόμενο μεταϋλικό που συνδυάζει κωδικοποίηση έντασης και φάσης, χρησιμοποιώντας μια δίοδο PIN τοποθετημένη σε ένα μετα-άτομο τύπου ανάκλασης με μία μόνο στρώση, λειτουργώντας ως ρυθμιστής. Όταν η τάση μεταβάλλεται από 0 V σε 1 V, η αποτελεσματική αντίσταση αλλάζει από 1Ω σε $10,000 \Omega$, επιτρέποντας την υλοποίηση κωδικοποίησης φάσης 1 bit με συνεχή έλεγχο της έντασης σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων από 8–13 GHz. Αυτές οι τεχνικές επιτρέπουν τον ταυτόχρονο έλεγχο τόσο του προτύπου ακτινοβολίας όσο και της ισχύος, διευρύνοντας τις δυνατότητες για πιο εξελιγμένες λειτουργίες, όπως ο έλεγχος της τάξης διάθλασης και η καταστολή πλευρικών λοβών (diffraction order control and side-lobe suppression).

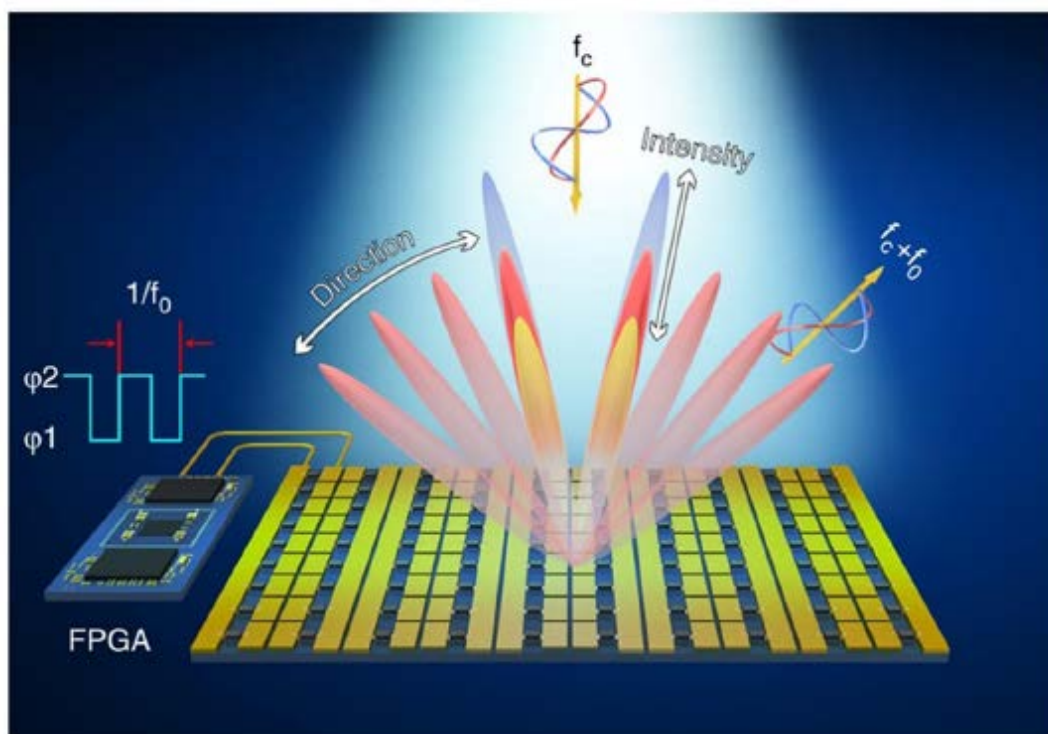


Σχήμα 3.4: (a) Προγραμματιζόμενο μεταύλικό κωδικοποίησης πλάτους με διαμορφώσεις πολλαπλών συχνοτήτων. (b) Προγραμματιζόμενο μεταύλικό με κωδικοποίηση πλάτους-φάσης. (Wu et al., 2023)

3.5 Προγραμματιζόμενα μεταύλικά στον χώρο και τον χρόνο

Τα προγραμματιζόμενα μεταύλικά στον χωροχρόνο επιτρέπουν δυναμικούς χειρισμούς στα μοτίβα κωδικοποίησης και στις αντίστοιχες ηλεκτρομαγνητικές (ΗΜ) λειτουργίες, διατηρώντας ωστόσο σταθερότητα στον χρονικό τομέα. Σύμφωνα με τη θεωρία μετασχηματισμού Fourier, η εισαγωγή χρονικά μεταβαλλόμενων σημάτων με περιοδικές τροποποιήσεις επιτρέπει τον έλεγχο των ΗΜ κυμάτων στον χρονικό τομέα, δημιουργώντας ταυτόχρονα αποκρίσεις στον τομέα των συχνοτήτων. Αυτή η διαδικασία μπορεί να οδηγήσει σε συνδυασμένο έλεγχο τόσο της διάδοσης των ΗΜ κυμάτων στον χωροχρόνο όσο και της κατανομής τους στο φάσμα των συχνοτήτων.

Για να επιτευχθούν πολυδιάστατοι και πιο εξελιγμένοι χειρισμοί των ΗΜ κυμάτων, έχουν εισαχθεί δύο νέες κατηγορίες: τα προγραμματιζόμενα μεταύλικά χρονικού τομέα και τα χωροχρονικά προγραμματιζόμενα μεταύλικά. Αυτές οι τεχνολογίες επιτρέπουν προηγμένες λειτουργίες, όπως η δυναμική προσαρμογή της διάδοσης των κυμάτων και η αλληλεπίδρασή τους με το περιβάλλον σε πραγματικό χρόνο.

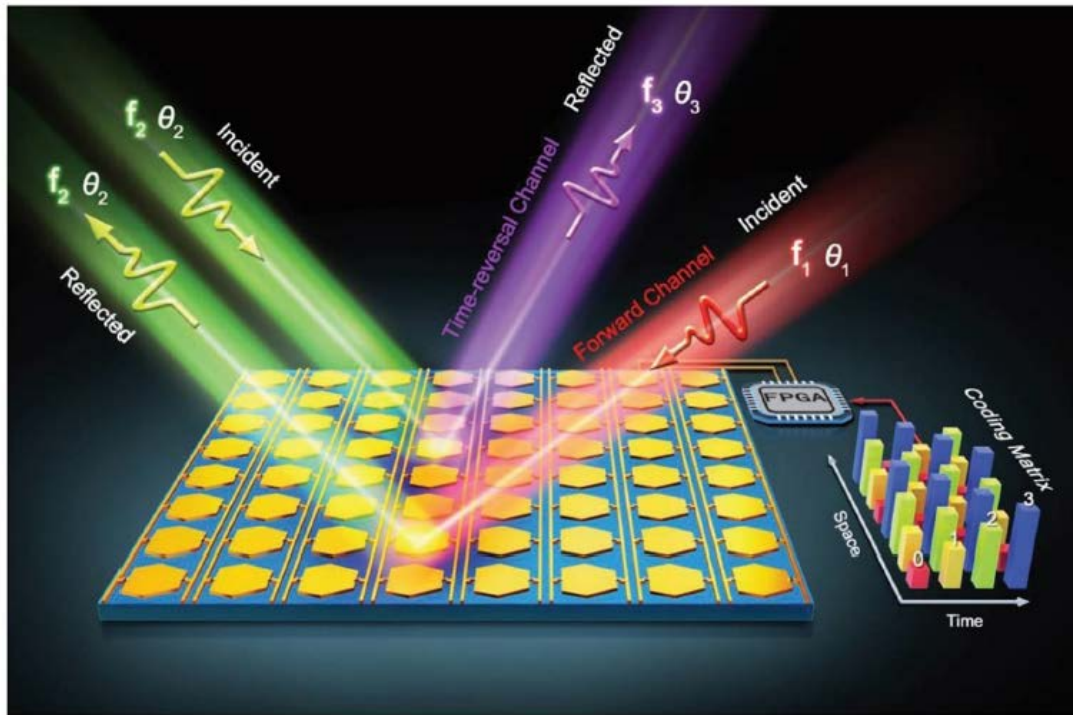


Σχήμα 3.5: Σχηματικό διάγραμμα του προγραμματιζόμενου μεταύλικού στο πεδίο του χρόνου με αρμονικό έλεγχο πλάτους και φάσης. (Wu et al., 2023)

3.6 Μη αμοιβαία ανάκλαση βασισμένη σε χωροχρονικό προγραμματιζόμενο μεταύλικό

Η διάσπαση της αμοιβαιότητας αποτελεί ένα σημαντικό πεδίο έρευνας στους τομείς της ηλεκτρομαγνητικής, της φυσικής και της επιστήμης της πληροφορίας, διαδραματίζοντας κρίσιμο ρόλο σε εφαρμογές όπως οι επικοινωνίες, η συλλογή ενέργειας και η θερμική ακτινοβολία. Στα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας, για παράδειγμα, ένας μη αμοιβαίος πομπός κεραίας μπορεί να εκπέμπει μια ισχυρά κατευθυνόμενη δέσμη χωρίς να λαμβάνει ανακλώμενο σήμα από την ίδια κατεύθυνση. Οι παραδοσιακές μέθοδοι για τη διάσπαση της αμοιβαιότητας βασίζονται σε μαγνητικά ή μη γραμμικά υλικά, τα οποία είναι ογκώδη, ακριβά και δύσκολα ενσωματώνονται σε συστήματα.

Για να ξεπεραστούν αυτοί οι περιορισμοί, προτάθηκε μια νέα προσέγγιση που χρησιμοποιεί προγραμματιζόμενα μεταύλικά χωροχρονικού ελέγχου. Η μέθοδος αυτή αξιοποιεί ένα μετα-άτομο 2-bit για τη σχεδίαση μιας κατάλληλης χωροχρονικής βαθμιδωτής μήτρας κωδικοποίησης, επιτυγχάνοντας μη αμοιβαία ανώμαλη ανάκλαση και αποδοτική μετατροπή συχνότητας. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6, η δυναμική εναλλαγή μεταξύ διαφορετικών χωροχρονικών μητρών κωδικοποίησης επιτρέπει τον έλεγχο σε πραγματικό χρόνο της γωνίας και της συχνότητας των ανακλώμενων κυμάτων υπό χρονική αναστροφή, οδηγώντας σε ένα προγραμματιζόμενο μη αμοιβαίο φαινόμενο. Χάρη σε αυτές τις εξαιρετικές επιδόσεις, τα προγραμματιζόμενα μεταύλικά χωροχρονικού ελέγχου αναμένεται να βρουν ευρεία εφαρμογή σε μονωτές, μίχτες συχνοτήτων, ασύρματες επικοινωνίες και τεχνολογίες ραντάρ.



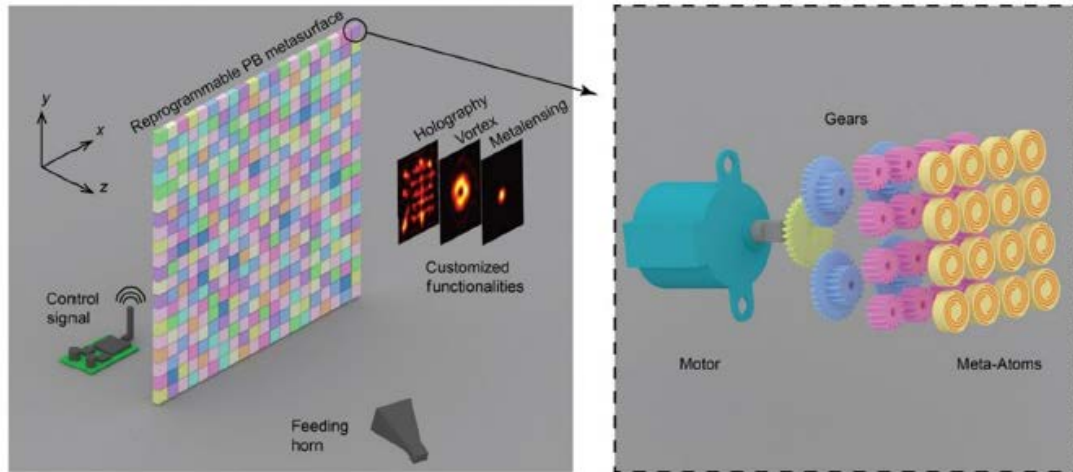
Σχήμα 3.6: Μη αμοιβαία ανάκλαση βασισμένη σε χωροχρονικό προγραμματιζόμενο μεταϋλικό. (Wu et al., 2023)

3.7 Παθητικά προγραμματιζόμενα μεταϋλικά

Στα βιομηχανικά περιβάλλοντα, η κατανάλωση ισχύος αποτελεί κρίσιμο παράγοντα για τα πραγματικά συστήματα. Για την αντιμετώπιση αυτού του ζητήματος, έχουν αναπτυχθεί προγραμματιζόμενα μεταϋλικά χαμηλής κατανάλωσης ενέργειας, τα οποία συχνά χρησιμοποιούν κινητήρες για την περιστροφή των μετα-ατόμων ή των μεταϋλικών, με στόχο την ανακατασκευή των ηλεκτρομαγνητικών (EM) λειτουργιών. Επιπλέον, η τεχνολογία Kirigami έχει χρησιμοποιηθεί για τη μηχανική αναδιαμόρφωση των ηλεκτρομαγνητικών ιδιοτήτων (Wu et al., 2023).

Οι ερευνητές ανέπτυξαν μια μηχανική πλατφόρμα μεταϋλικών που επιτρέπει τον συνεχή και δυναμικό έλεγχο της φάσης Pancharatnam–Berry (PB) των κυκλικά πολωμένων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Σε αντίθεση με τα συμβατικά προγραμματιζόμενα μεταϋλικά που βασίζονται σε varactors, τα προτεινόμενα μετα-άτομα PB περιστρέφονται μέσω ενός βηματικού κινητήρα και ενός μηχανισμού γραναζιών όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7. Με την αλλαγή της γωνίας περιστροφής, η ανακλώμενη φάση μπορεί να ρυθμιστεί από 0 έως 2π , διατηρώντας παράλληλα υψηλό πλάτος

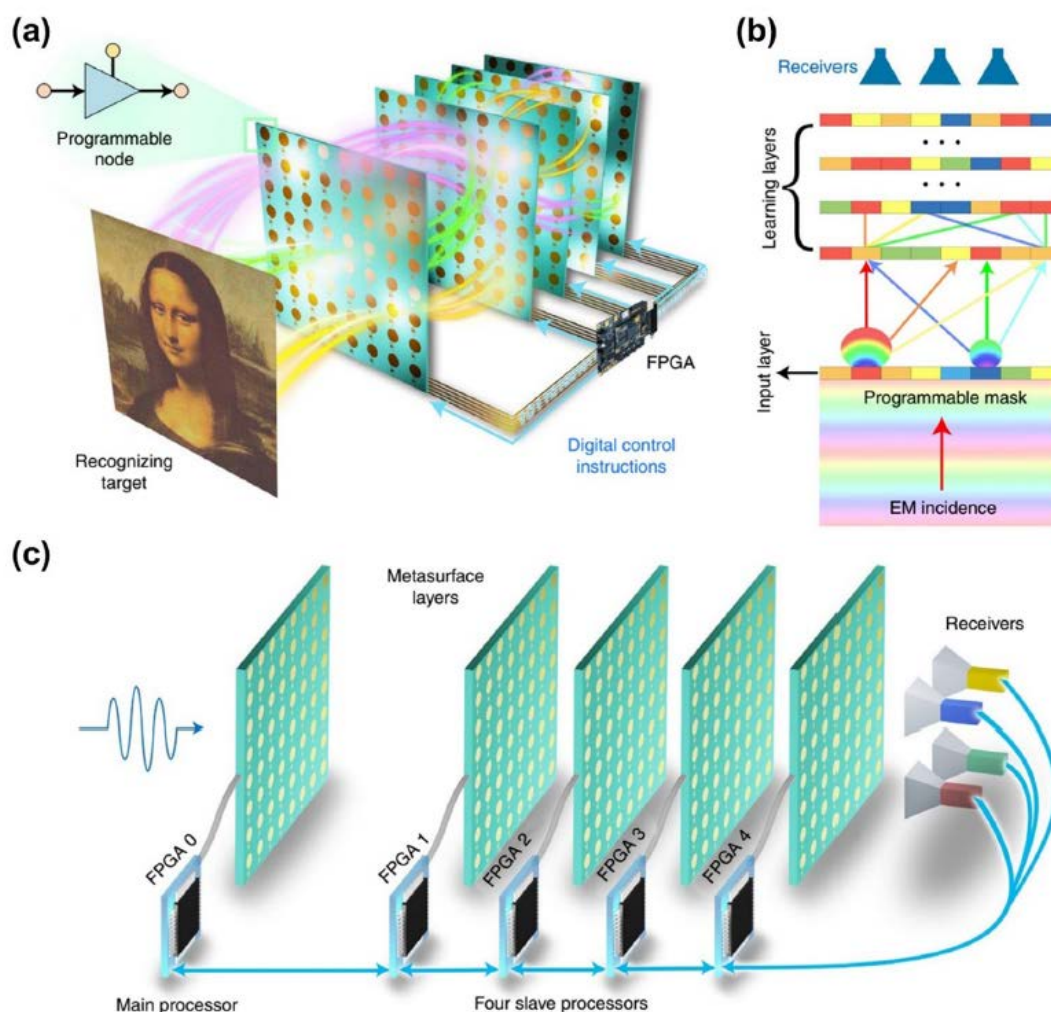
ανάκλασης στα 7 GHz .



Σχήμα 3.7: Απεικόνιση προγραμματιζόμενου μεταϋλικού φάσης PB με κινητήρα. (Wu et al., 2023)

3.8 Έξυπνα συστήματα με την χρήση μεταϋλικών

Με την ενσωμάτωση της τεχνολογίας τεχνητής νοημοσύνης (AI), τα προγραμματιζόμενα μεταϋλικά μπορούν να επιτύχουν αυτοπροσαρμοζόμενα και ευφυή αναγνωριστικά συστήματα. Οι ερευνητές ανέπτυξαν ένα προγραμματιζόμενο μεταϋλικό τύπου μετάδοσης 5 επιπέδων για τη δημιουργία μιας Προγραμματιζόμενης Τεχνητά Ευφυούς Μηχανής (PAIM), σχεδιασμένης να ελέγχει την διάδοση και τις αλληλεπιδράσεις των ηλεκτρομαγνητικών (EM) κυμάτων (Σχήμα 3.8). Κάθε επίπεδο του PAIM αποτελείται από έναν πίνακα 8×8 μετα-ατόμων, όπου το κάθε ένα λειτουργεί ως νευρώνας ενός τεχνητού νευρωνικού δικτύου. Επομένως, το PAIM αποτελεί μια φυσική υλοποίηση ενός τέτοιου νευρωνικού δικτύου.



Σχήμα 3.8: (a) Σχηματική απεικόνιση του ευφυούς συστήματος μέσω προγραμματιζόμενων μεταύλικών. (b, c) Θεωρητικό και ρεαλιστικό μοντέλο PAIM. (Wu et al., 2023)

Συγκεκριμένα, όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε ένα μετα-άτομο, το πλάτος και η φάση του μεταδιδόμενου κύματος ρυθμίζονται απευθείας από ένα FPGA. Καθώς το τροποποιημένο κύμα διαδίδεται μέσω της δομής, μετατρέπεται σε νέα πηγή που ακτινοβολεί ηλεκτρομαγνητικά κύματα προς όλες τις κατευθύνσεις. Το τελικό αποτέλεσμα προσδιορίζεται από το πέμπτο στρώμα του μεταύλικού, με όλη τη διαδικασία να αντιπροσωπεύει μια βαθμιαία προσαρμογή της κατανομής της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας στον ελεύθερο χώρο. Μέσω αυτού του μηχανισμού, το PAIM μπορεί να εκτελέσει διάφορες λειτουργίες, όπως αυτόματη αναγνώριση εικόνων, ενισχυτική μάθηση και κωδικοποίηση επικοινωνιών, θέτοντας τις βάσεις για πλήρως ευφυή προγραμματιζόμενα μεταύλικά. Επιπλέον, αυτή η προσέγγιση μπορεί να εφαρμοστεί στην επεξεργασία

σήματος μέσω προσεκτικού σχεδιασμού του δικτύου PAIM, καθώς και στην ανάπτυξη πλήρως αυτόνομων συστημάτων λήψης και επεξεργασίας πληροφοριών.

Συνοψίζοντας η ανάπτυξη προγραμματιζόμενων μεταύλικών και μεταεπιφανειών στον χωρικό, χρονικό και χωροχρονικό τομέα έχει επιτρέψει πιο προηγμένες ηλεκτρομαγνητικές λειτουργίες, διευκολύνοντας την υλοποίηση καινοτόμων πληροφοριακών συστημάτων με νέες αρχιτεκτονικές και λειτουργικά σχήματα. Στο μέλλον, αναμένεται ότι τα προγραμματιζόμενα μεταύλικά και μεταεπιφάνειες θα εξελιχθούν ακόμα περισσότερο. Προς αυτή την κατεύθυνση θα βοηθούσαν να βρεθούν αποδοτικότερες τεχνικές διαμόρφωσης, καθώς οι τρέχοντες σχεδιασμοί βασίζονται κυρίως σε ηλεκτροκίνητες διόδους ή διόδους τύπου varactor. Για την αύξηση της απόδοσης και του ελέγχου, θα πρέπει να ενσωματωθούν νέες τεχνικές διαμόρφωσης και εξαρτήματα, όπως υλικά αλλαγής φάσης και ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Επιπλέον αν και έχουν ήδη προταθεί προκαταρκτικές μελέτες σχετικά με την ποιοτική και ποσοτική ανάλυση των δυνατοτήτων επεξεργασίας πληροφοριών των προγραμματιζόμενων μεταύλικών, απαιτείται περαιτέρω θεωρητική έρευνα για να μεγιστοποιηθεί το δυναμικό τους στην επεξεργασία δεδομένων. Ακόμα με την ενσωμάτωση της τεχνητής νοημοσύνης, τα προγραμματιζόμενα μεταύλικά εξελίσσονται από απλές HM διατάξεις σε προηγμένα συστήματα επεξεργασίας πληροφοριών. Η προσθήκη αυτοπροσαρμοζόμενων και αυτορυθμιζόμενων εξαρτημάτων θα επιτρέψει την υλοποίηση πιο εξελιγμένων έξυπνων λειτουργιών. Τέλος αξίζει να σημειωθεί ότι τα προγραμματιζόμενα μεταύλικά παρουσιάζουν μεγάλες προοπτικές σε εφαρμογές επικοινωνίας και επεξεργασίας πληροφοριών, ιδιαίτερα στις Αναδιαμορφώσιμες Έξυπνες Επιφάνειες. Στο επόμενο στάδιο, οι σχεδιασμοί τους θα πρέπει να λαμβάνουν υπόψη μηχανικούς περιορισμούς και απαιτήσεις, ώστε να είναι κατάλληλοι για πραγματικές εφαρμογές, όπως οι ασύρματες επικοινωνίες και τα ραντάρ ελέγχου δέσμης.

4 Σχεδιασμός και προσομοίωση δομών μεταϋλικών

Σε αυτό το κεφάλαιο προσομοιώνονται οι δομές των φίλτρων που αναφέρθηκαν στο Κεφάλαιο 2 με την χρήση του προγράμματος προσομοίωσης ηλεκτρομαγνητικών πεδίων CST Microwave Studio. Επίσης στο δεύτερο σκέλος του συγκεκριμένου κεφαλαίου πραγματοποιείται προσομοίωση μιας δομής φίλτρου διέλευσης ζώνης με την προσθήκη διόδου τύπου varactor.

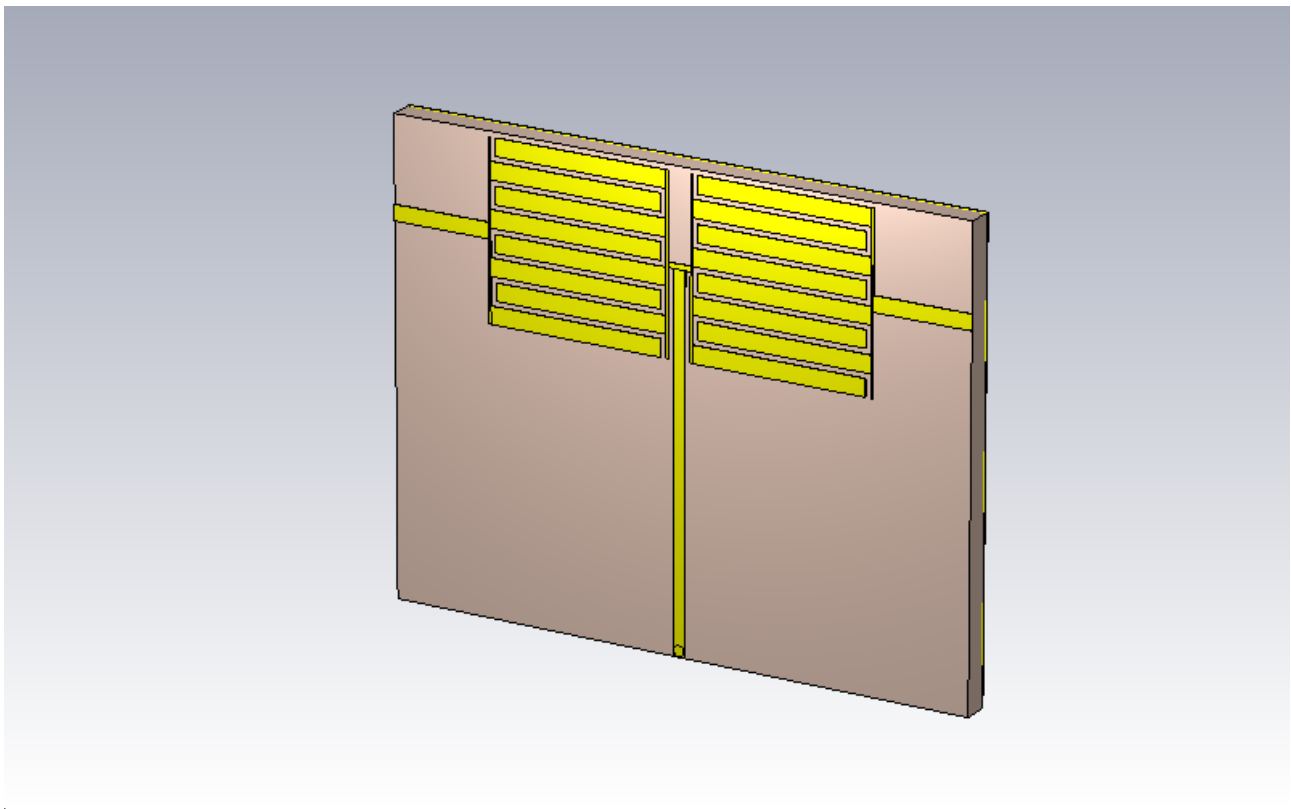
4.1 CST Microwave Studio

Το CST Microwave Studio (CST MWS) είναι ένα προηγμένο λογισμικό προσομοίωσης ηλεκτρομαγνητικών πεδίων, που χρησιμοποιείται κυρίως για το σχεδιασμό και την ανάλυση ΗΜ δομών, όπως κεραίες, φίλτρα, κυματοδηγοί και ολοκληρωμένα κυκλώματα. Διαθέτει μια πληθώρα αριθμητικών μεθόδων που επιτρέπουν την ακριβή προσομοίωση ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων. Το λογισμικό υποστηρίζει επίσης ανάλυση ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας (EMC), προσομοίωση διάδοσης σημάτων και υπολογισμό απωλειών σε υλικά και δομές.

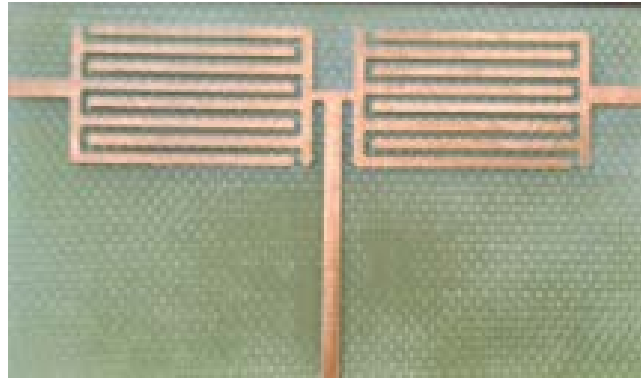
Ένα από τα μεγαλύτερα πλεονεκτήματα του CST είναι η δυνατότητα συνεργασίας με άλλα προγράμματα σχεδίασης, όπως το SolidWorks, AutoCAD, Altium και εργαλεία ανάλυσης όπως το MATLAB. Επιπλέον, υποστηρίζει προσομοιώσεις πολλαπλής φυσικής (multiphysics), όπως θερμική ανάλυση και μηχανική καταπόνηση, γεγονός που το καθιστά ιδανικό για εφαρμογές σε τηλεπικοινωνίες (5G, IoT), αεροδιαστημική, αυτοκινητοβιομηχανία και βιοϊατρικές εφαρμογές (όπως η μελέτη της απορρόφησης ακτινοβολίας σε ανθρώπινους ιστούς). Χάρη στη δυνατότητα χρήσης υπολογιστικής υψηλής απόδοσης (HPC), μπορεί να διαχειριστεί πολύπλοκες και μεγάλες προσομοιώσεις με αυξημένη ακρίβεια και ταχύτητα.

4.2 Προσομοίωση φίλτρου διέλευσης ζώνης MTM-ZOR

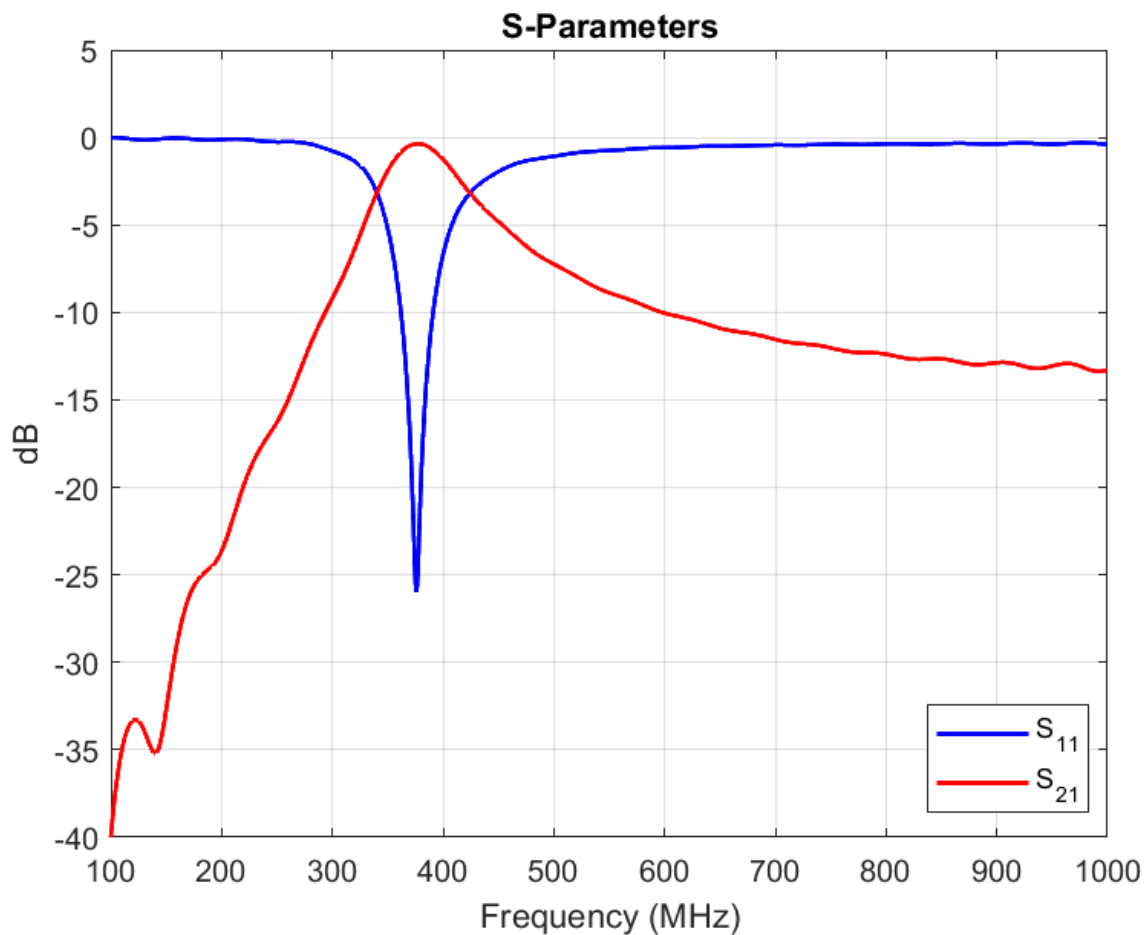
Σε αυτή την ενότητα προσομοιώθηκαν οι δομές που μελετήθηκαν στο Κεφάλαιο 2, με σκοπό την εξαγωγή των αντίστοιχων παραμέτρων σκέδασης. Αρχικά έγινε σχεδιασμός (Σχήμα 4.1) του τρισδιάστατου μοντέλου της μοναδιαίας κυψελίδας του φίλτρου διέλευσης ζώνης MTM-ZOR, (Σχήμα 2.6) με βάση τις διαστάσεις του πίνακα 2.2 καθώς επίσης και χάραξη της μοναδιαίας κυψελίδας με CNC (Σχήμα 4.2) στο εργαστήριο HERON LAB. Από τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης (S-parameters) όπως προέκυψαν από την προσομοίωση στην περιοχή συχνοτήτων 100 – 1000 MHz παρατηρείται μια ζώνη διέλευσης στην περιοχή από 341 – 423 MHz, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3. Επίσης παρατηρείται μια συχνότητα συντονισμού στα 376 MHz.



Σχήμα 4.1: Το μοντέλο της μοναδιαίας κυψελίδας του MTM-TL σχεδιασμένο στο CST.



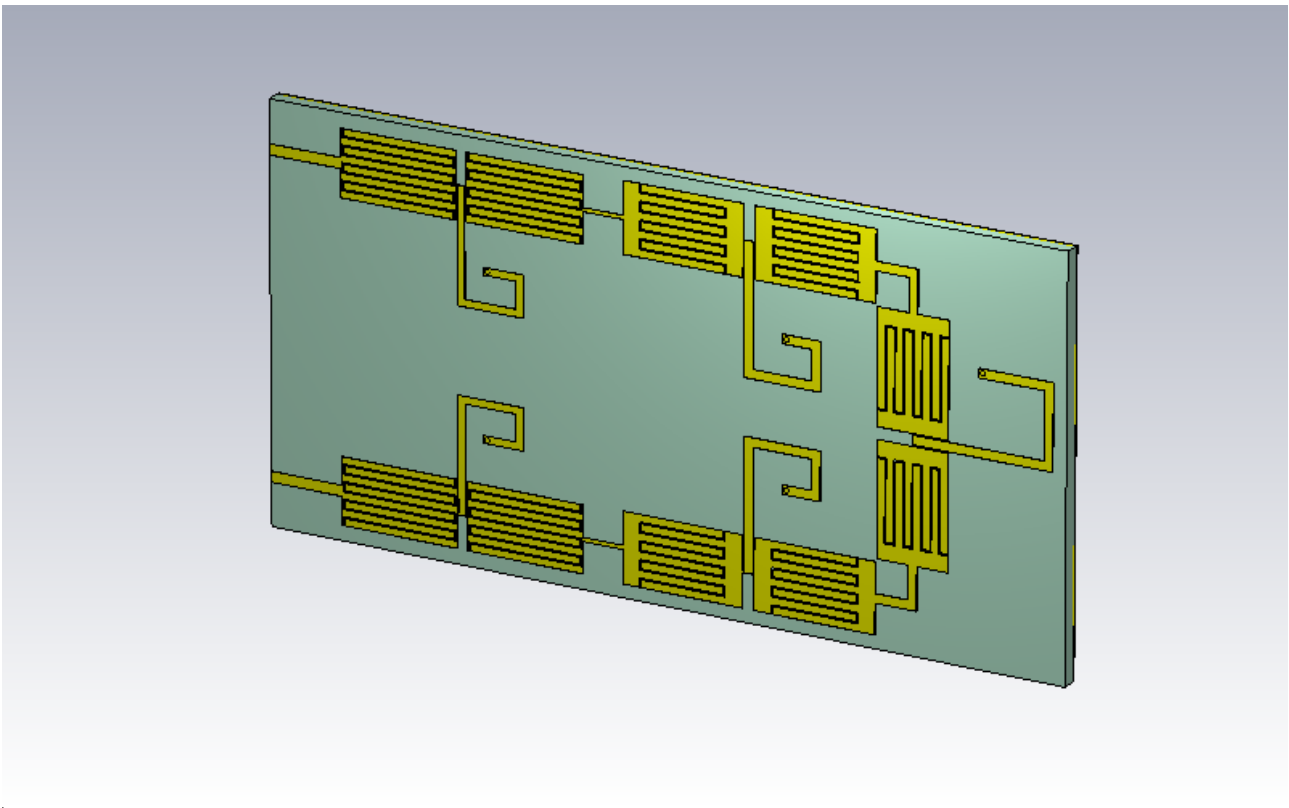
Σχήμα 4.2: Η υλοποίηση του μοντέλου της μοναδιαίας κυψελίδας του MTM-TL στο εργαστήριο.



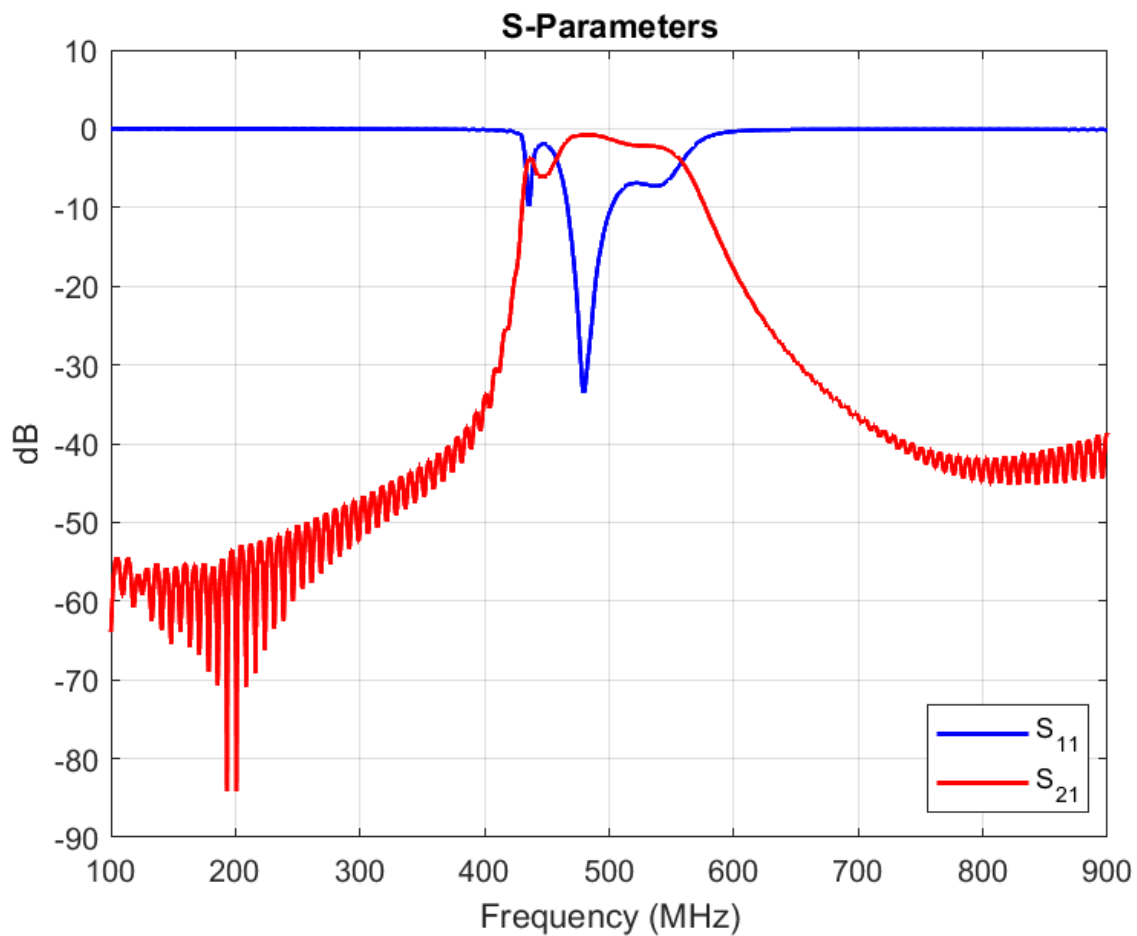
Σχήμα 4.3: Παράμετροι σκέδασης της δομής όπως προέκυψαν από το CST.

Στην συνέχεια έγινε σχεδιασμός (Σχήμα 4.4) του τρισδιάστατου μοντέλου φίλτρου CRLH-ZOR πέντε πόλων του σχήματος 2.10 με βάση τις διαστάσεις του πίνακα 2.9. Από τα αποτελέσματα

των παραμέτρων σκέδασης (S-parameters) όπως προέκυψαν από την προσομοίωση στην περιοχή συχνοτήτων 100 – 900 MHz παρατηρείται μια ζώνη διέλευσης στην περιοχή από 458 – 558 MHz, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.5. Επίσης παρατηρείται και μια συχνότητα συντονισμού στα 480 MHz.



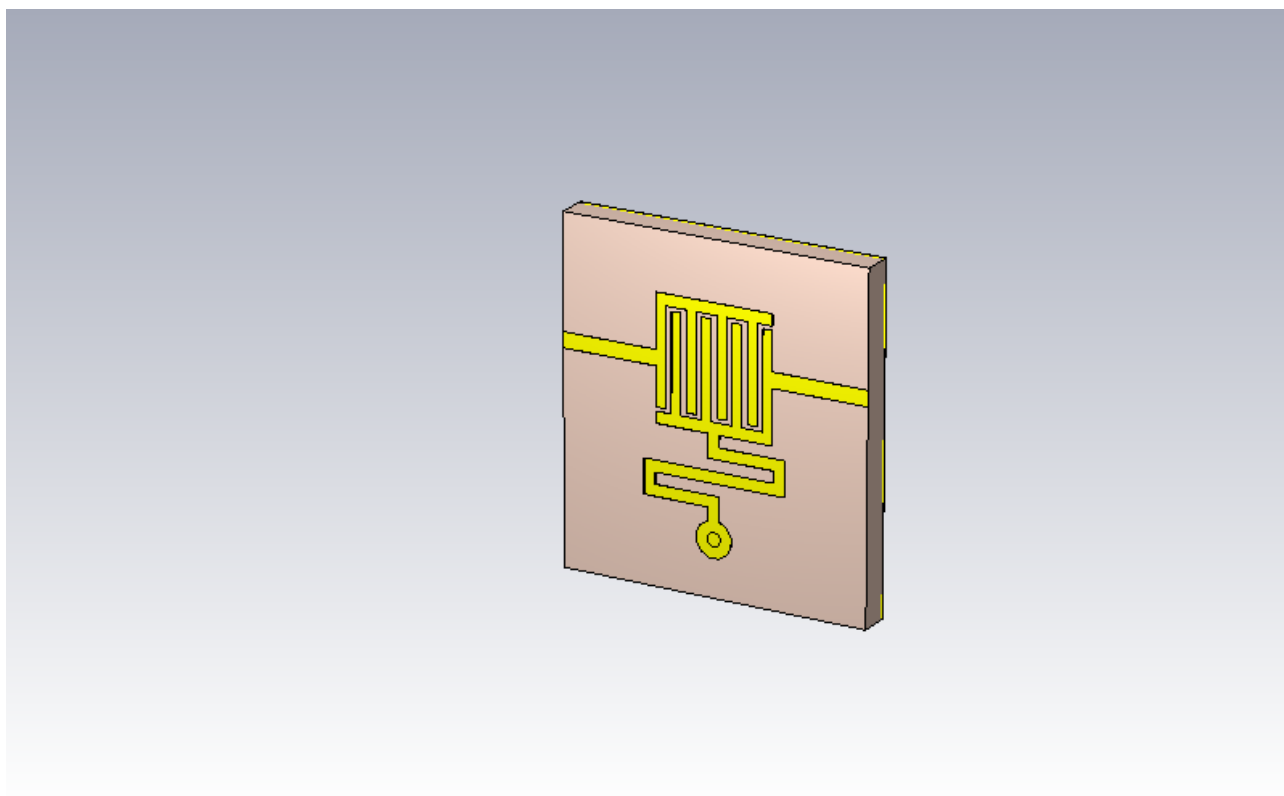
Σχήμα 4.4: Φίλτρο CRLH-ZOR πέντε πόλων σχεδιασμένο στο CST.



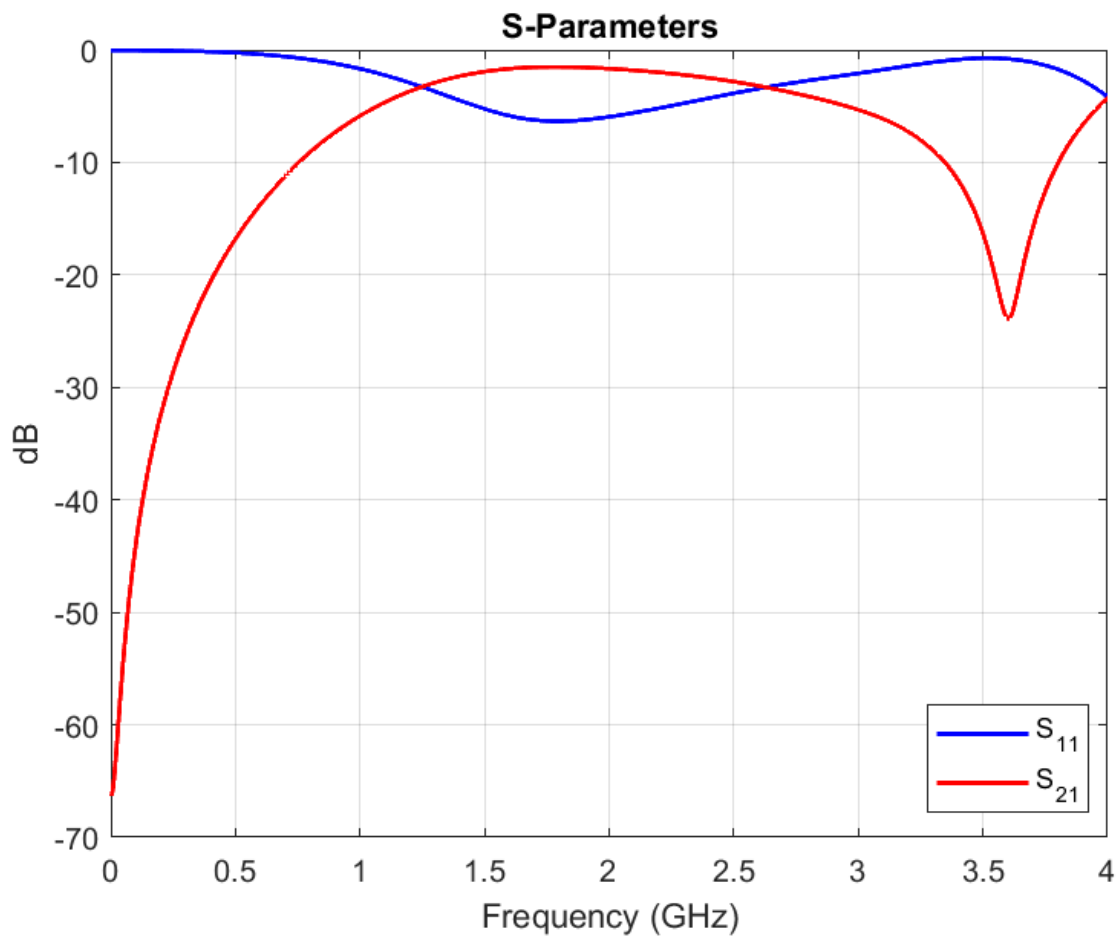
Σχήμα 4.5: Παράμετροι σκέδασης της δομής όπως προέκυψαν από το CST.

4.3 Προσομοίωση ζωνοπερατών φίλτρων με την χρήση δομών μεταλλικών

Στην συνέχεια, προσομοιώθηκε η δομή του σχήματος 2.3, η στοιχειώδης κυψελίδα του CRLH ταλαντωτή. Η τρισδιάστατη δομή σχεδιάστηκε (Σχήμα 4.6) σύμφωνα με τις διαστάσεις που δίνονται στον πίνακα 2.1 και με υλικό υποστρώματος FR-4 με τιμή διηλεκτρικής σταθεράς 4.4 και ύψος $h_s = 1.6$ mm, όπως ακριβώς αναφέρεται στην δομή του κεφαλαίου 2. Από τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης (S-parameters) στην περιοχή συχνοτήτων 0 – 4 GHz παρατηρείται μία ζώνη διέλευσης στην περιοχή από 1.25 – 2.59 GHz, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.7.

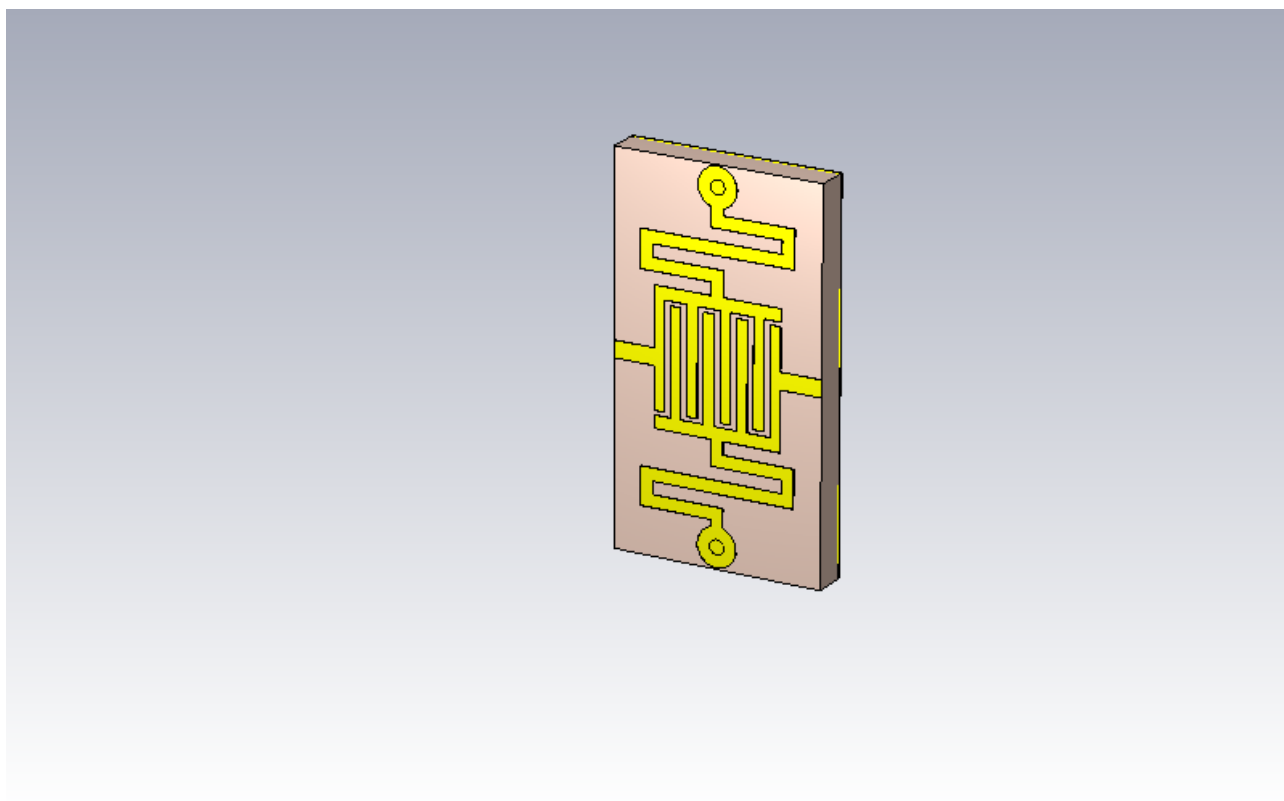


Σχήμα 4.6: Δομή στοιχειώδους κυψελίδας CRLH σχεδιασμένη με CST.

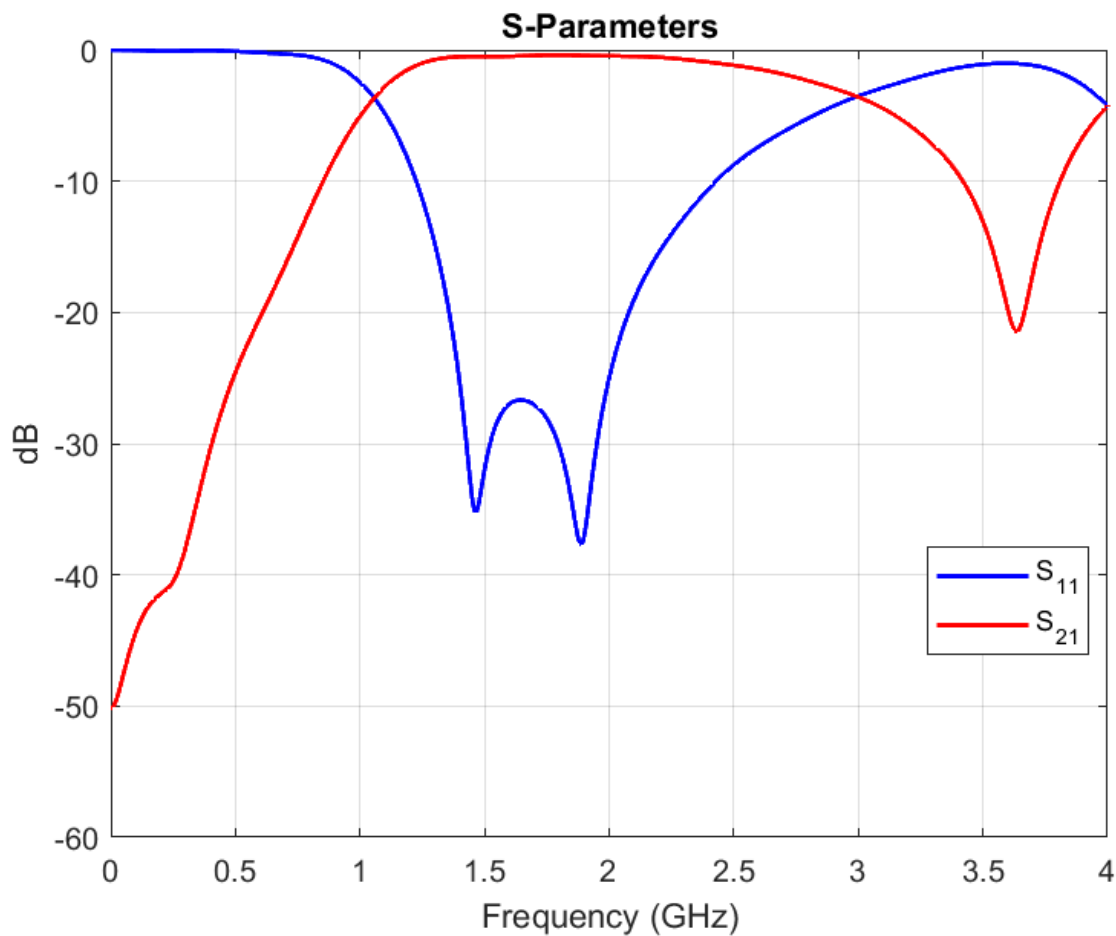


Σχήμα 4.7: Παράμετροι σκέδασης της δομής όπως προέκυψαν από το CST.

Έπειτα προσομοιώθηκε η δομή του σχήματος 2.5, που είναι ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης με την χρήση της στοιχειώδους κυψελίδας που προσομοιώθηκε αρχικά. Η τρισδιάστατη δομή σχεδιάστηκε (Σχήμα 4.8) σύμφωνα με τις διαστάσεις της στοιχειώδους κυψελίδας (δίνονται στον πίνακα 2.1) και με υλικό υποστρώματος FR-4 όπως στην στοιχειώδη δομή. Από τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης (S-parameters) στην περιοχή συχνοτήτων 0 – 4 GHz παρατηρείται μία ζώνη διέλευσης στην περιοχή από 1.06 – 2.99 GHz, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.9. Επίσης από τις παραμέτρους σκέδασης παρατηρούνται δύο συχνότητες συντονισμού στα 1.46 GHz και 1.89 GHz.



Σχήμα 4.8: Η δομή του φίλτρου διέλευσης ζώνης με την χρήση στοιχειώδους κυψελίδας CRLH στο CST.



Σχήμα 4.9: Παράμετροι σκέδασης της δομής όπως προέκυψαν από το CST.

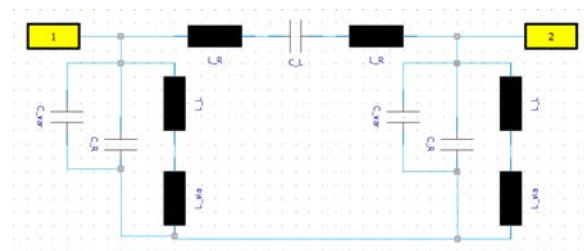
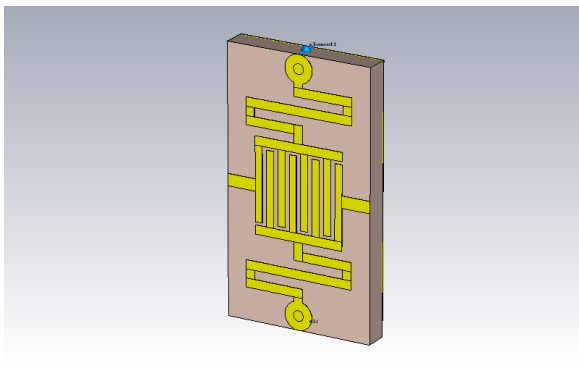
4.4 Προσομοίωση φίλτρου διέλευσης ζώνης με την προσθήκη διόδου varactor

Στην συνέχεια, έγινε προσομοίωση του φίλτρου διέλευσης ζώνης με την χρήση στοιχειώδους κυψελίδας CRLH που μελετήθηκε στην πρώτη ενότητα (Σχήματα 4.8 και 4.9) με την προσθήκη δύο διόδων τύπου varactor, SMV1255 της εταιρίας SKYWORKS, ελεγχόμενες από τάση (1–3.5 V) με την τιμή χωρητικότητάς τους να κυμαίνεται από 6.51 – 43.27 pF σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα 4.1. Τοποθετήθηκαν παράλληλα από κάθε σύνδεση via, έτσι ώστε να ενώνουν στον δακτύλιο με την περιοχή γείωσης όπως φαίνεται στο σχήμα 4.10, μαζί με το ισοδύναμο κυκλωματικό μοντέλο της δομής. Για τον έλεγχο της τάσης των διόδων μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας μικροελεγκτής

τύπου PIC, έτσι ώστε η τάση στα άκρα της κάθε διόδου να μπορεί να μεταβάλετε σε πραγματικό χρόνο με βάση τις απαιτήσεις την εφαρμογής.

Table 4.1: Τιμές της διόδου varactor SMV1255 της εταιρίας SKYWORKS. (Skyworks, 2014)

V_R (V)	C_T (pF)
1.0	43.27
1.5	31.49
2.0	21.50
2.5	13.40
3.0	8.51
3.5	6.51



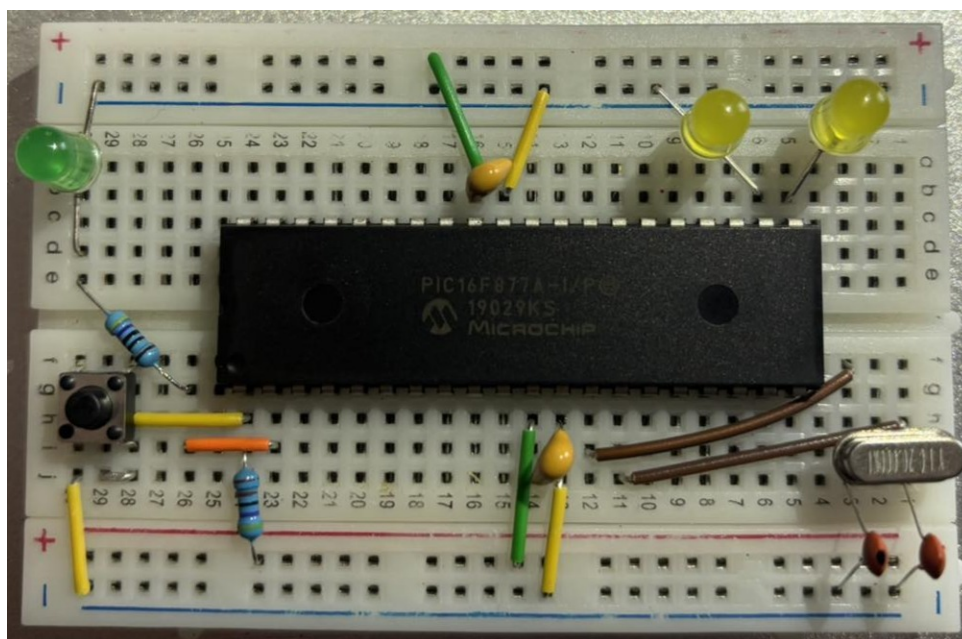
Σχήμα 4.10: Το μοντέλο του φίλτρου διέλευσης ζώνης με την προσθήκη της διόδου varactor και η αντίστοιχη απεικόνιση του ισοδύναμου κυκλώματος.

4.4.1 Έλεγχος διόδων varactor με μικροελεγκτή PIC

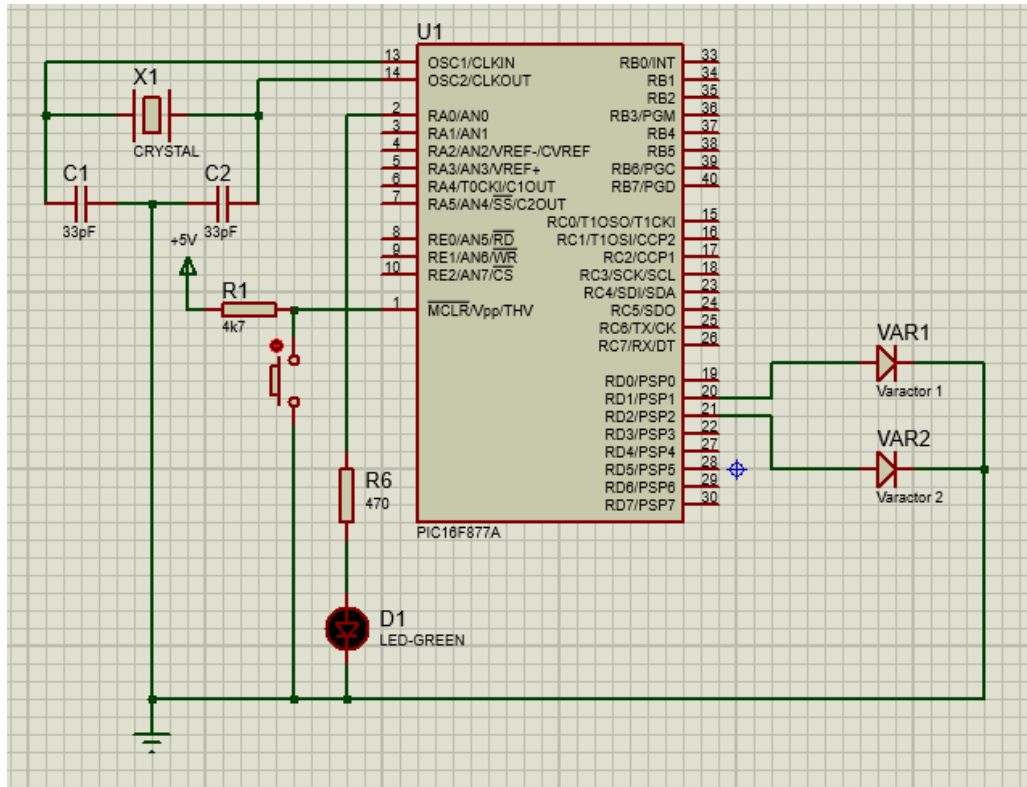
Για τον έλεγχο της τάσης στα άκρα των διόδων varactor χρησιμοποιείται ένας μικροελεγκτής της οικογένειας μικροελεγκτών PIC16FXXX (Peripheral Interface Controller) της εταιρείας Microchip και συγκεκριμένα ο PIC16F877A, τεχνολογίας CMOS, που αποτελεί έναν από τους πιο δημοφιλείς μικροελεγκτές της εταιρείας. Ένα χαρακτηριστικό που κάνει τον μικροελεγκτή PIC16F877A, καθώς και γενικότερα τους μικροελεγκτές που ανήκουν στην κατηγορία PIC16F87x, ιδιαίτερα ελκυστικό και κατάλληλο για απλές εφαρμογές είναι η δυνατότητα που έχει να διαγράφεται η μνήμη του προγράμματος και να επαναπρογραμματίζεται μέσω κατάλληλων ηλεκτρικών σημάτων. Ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή είναι σχετικά απλός καθώς έχει τη δυνατότητα να προγραμματίζεται από απλούς προγραμματιστές, δηλαδή κυκλώματα, σχεδιασμένα από την ίδια

εταιρεία, που από τη μια μεριά συνδέονται σε σειριακή ή θύρα USB με υπολογιστή και από την άλλη μεριά συνδέονται σε ορισμένους ακροδέκτες του μικροελεγκτή που θέλουμε να προγραμματίσουμε. Επίσης η εταιρεία Microchip εκτός από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και τους προγραμματιστές διαθέτει και ειδικό πρόγραμμα (MPLAB X) με το οποίο μπορούμε να συντάξουμε τον κώδικα για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή καθώς επίσης και να διαβιβάσουμε τον κώδικά μας μέσω του προγραμματιστή στον μικροελεγκτή μας (Μπακόπουλος, 2023).

Το κύκλωμα ελέγχου της τάσης στα άκρα των διόδων varactor παρουσιάζεται στο σχήμα 4.11. Στο κύκλωμα έχουν τοποθετηθεί δυο κίτρινα LEDs (λόγο μη διαθεσιμότητας διόδων varactor) για την προσομοίωση της λειτουργίας. Στην θέση των κίτρινων LEDs, συνδέονται κανονικά οι δύο διόδοι varactor της δομής του σχήματος 4.10 σύμφωνα με την σχηματική απεικόνιση του κυκλώματος (Σχήμα 4.12). Ο χρονισμός του κυκλώματος γίνεται με την χρήση ενός κρυσταλλικού ταλαντωτή 20 MHz συνδεδεμένο στις κατάλληλες εισόδους του PIC. Για τον έλεγχο της λειτουργίας του μικροελεγκτή έχει τοποθετηθεί ένα πράσινο LED καθώς επίσης και ένα push button που λειτουργεί ως reset button σε περίπτωση που απαιτηθεί ή προκύψει κάποιο σφάλμα κατά την εκτέλεση της εντολής. Ο μικροελεγκτής είναι προγραμματισμένος ώστε να μεταβάλλει την τάση από (1 – 3.5 V) με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται η χωρητικότητα των διόδων varactor.



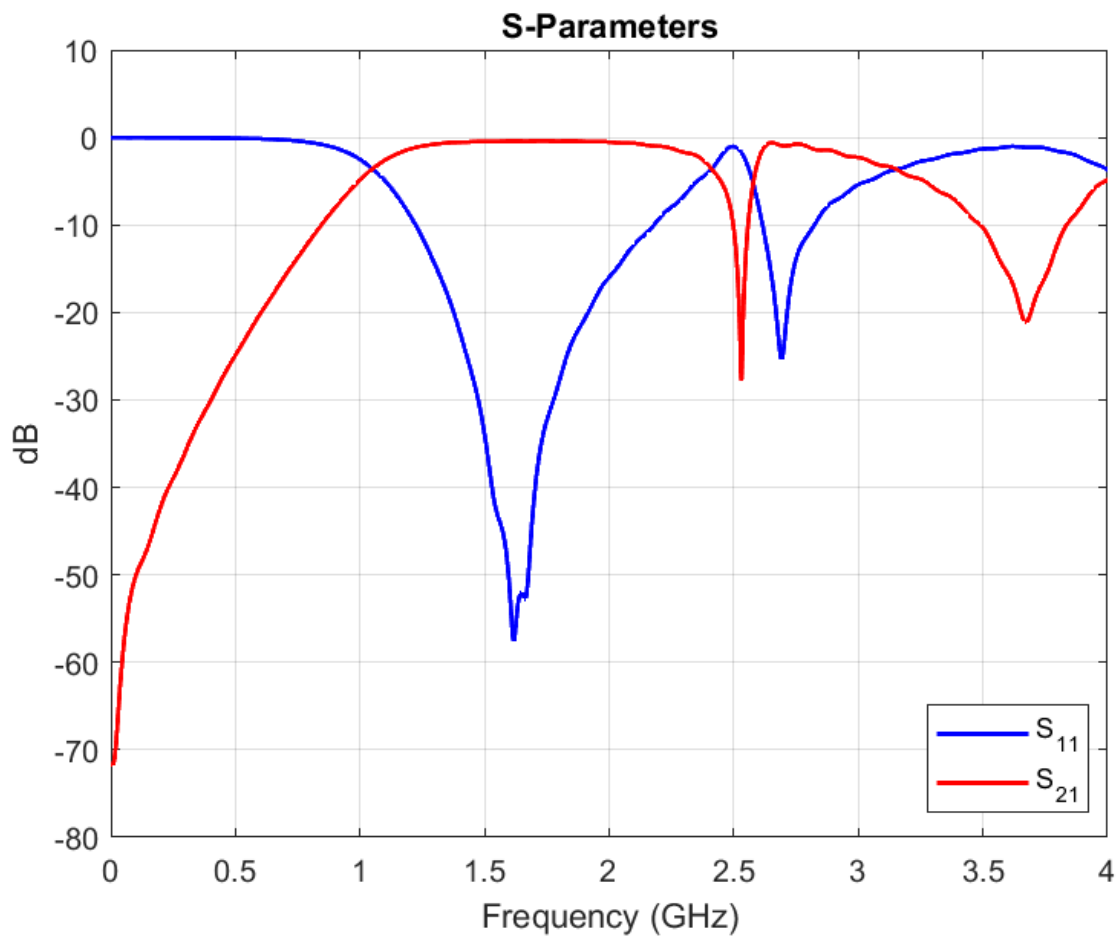
Σχήμα 4.11: Κύκλωμα ελέγχου της τάσης των διόδων varactor με τον μικροελεγκτή PIC16F877A.



Σχήμα 4.12: Σχηματική απεικόνιση του κυκλώματος ελέγχου των διόδων varactor με τον μικροελεγκτή PIC.

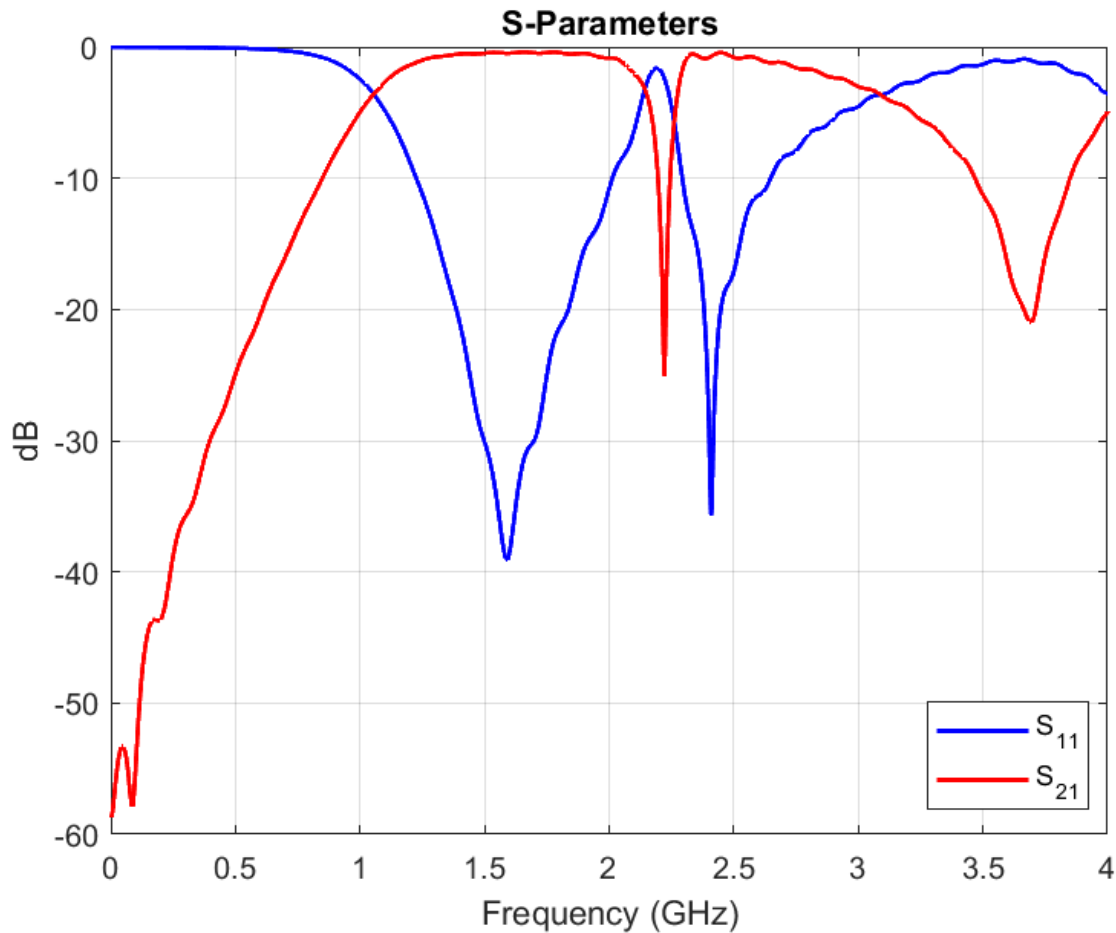
4.4.2 Προσομοίωση του φίλτρου με CST

Ακολουθούν πέντε προσομοιώσεις της δομής στο CST και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα όπως προέκυψαν από τις παραμέτρους σκέδασης, με μοναδική αλλαγή κάθε φορά την χωρητικότητα της διόδου varactor. Αρχικά ορίστηκε η τιμή της διόδου varactor ίση με 6.51 pF , με τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης στην περιοχή συχνοτήτων από 0 – 4 GHz, να παρουσιάζουν δύο ζώνες διέλευσης. Η πρώτη ζώνη παρουσιάζει αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά στην περιοχή από 1.06 – 1.42 GHz και η δεύτερη δεξιόστροφη (RH) από 2.58 – 3.15 GHz, με τις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού στα 1.62 GHz και 2.68 GHz.



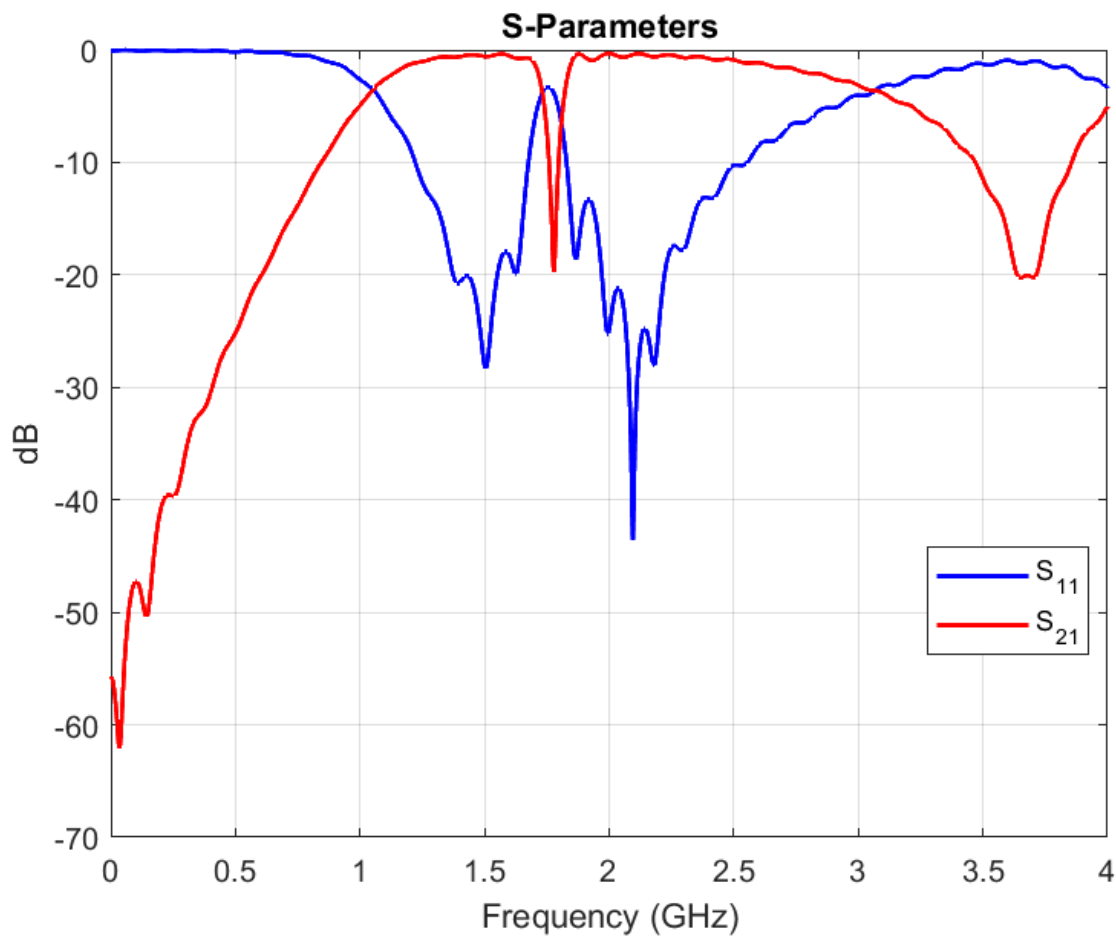
Σχήμα 4.13: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 6.51 \text{ pF}$.

Ακολουθούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για την τιμή της διόδου varactor ίση με 8.51 pF , με τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης στην ίδια περιοχή συχνοτήτων από $0 - 4 \text{ GHz}$, να παρουσιάζουν επίσης δύο ζώνες διέλευσης. Η πρώτη ζώνη παρουσιάζει αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά στην περιοχή από $1.06 - 2.14 \text{ GHz}$ και η δεύτερη δεξιόστροφη (RH) από $2.26 - 3.08 \text{ GHz}$, με τις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού στα 1.58 GHz και 2.41 GHz .



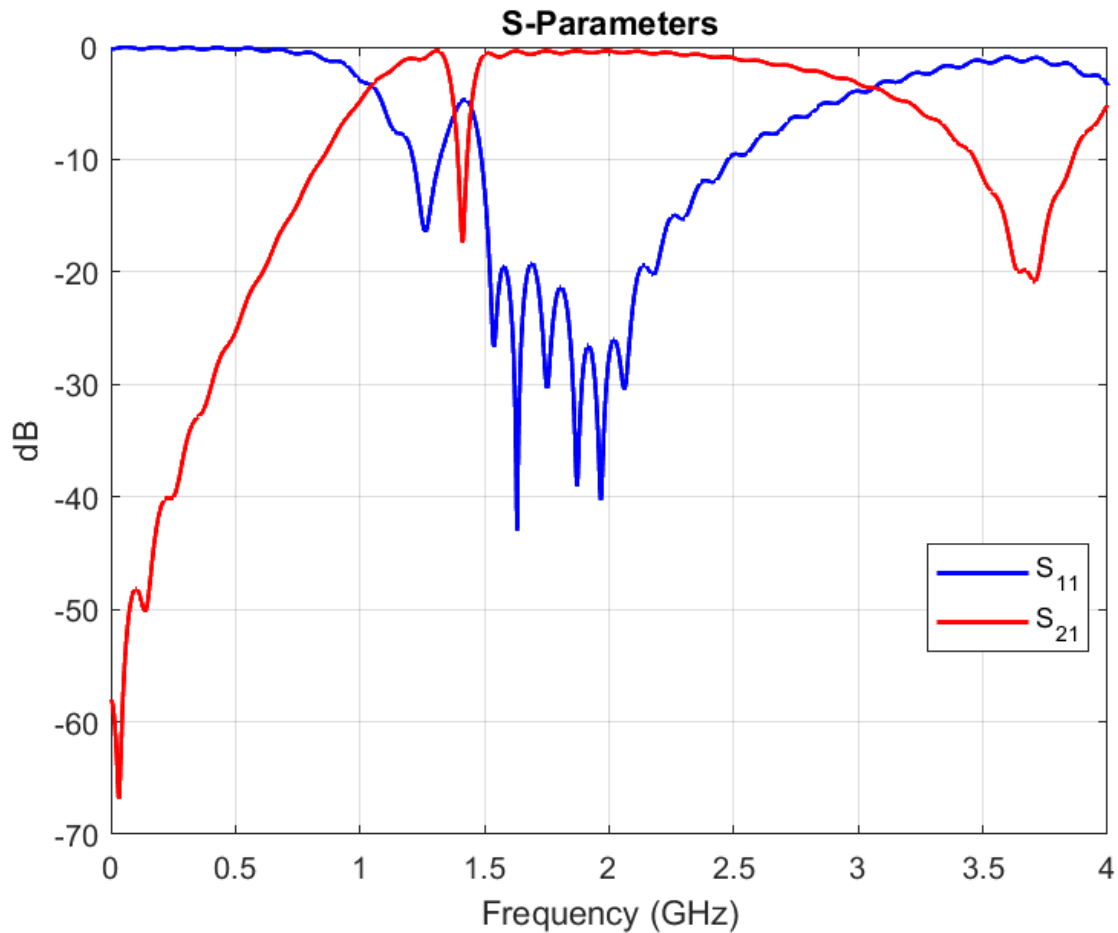
Σχήμα 4.14: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 8.51 \text{ pF}$.

Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης για την τιμή της διόδου varactor ίση με 13.40 pF , στην ίδια περιοχή συχνοτήτων από $0 - 4 \text{ GHz}$, με δύο ζώνες διέλευσης. Η πρώτη ζώνη παρουσιάζει αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά στην περιοχή από $1.06 - 1.72 \text{ GHz}$ και η δεύτερη δεξιόστροφη (RH) από $1.81 - 3.07 \text{ GHz}$, με τις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού στα 1.51 GHz και 2.09 GHz .



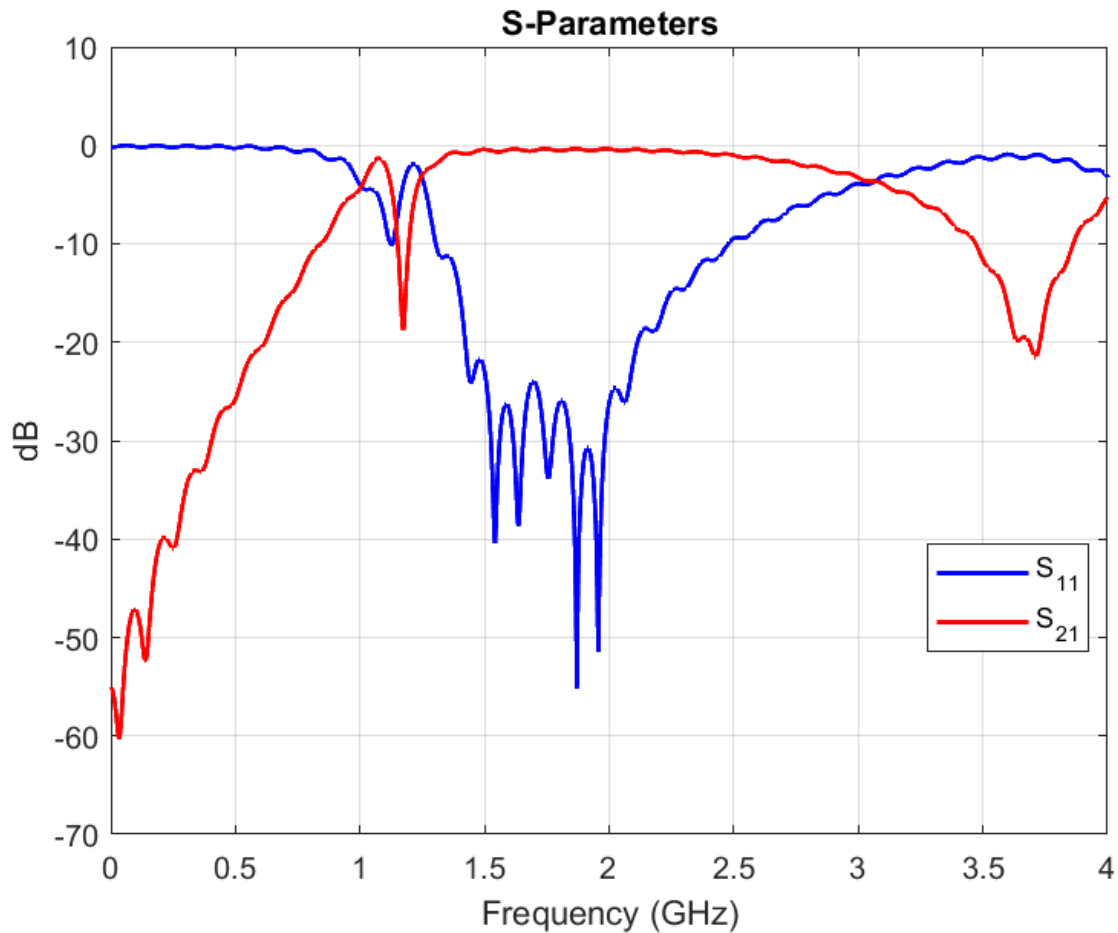
Σχήμα 4.15: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 13.40 \text{ pF}$.

Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης για την τιμή της διόδου varactor ίση με 21.50 pF , στην ίδια περιοχή συχνοτήτων από $0 - 4 \text{ GHz}$, με δύο ζώνες διέλευσης. Η πρώτη ζώνη παρουσιάζει αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά στην περιοχή από $1.05 - 1.38 \text{ GHz}$ και η δεύτερη δεξιόστροφη (RH) από $1.45 - 3.06 \text{ GHz}$, με τις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού στα 1.26 GHz και 1.63 GHz .



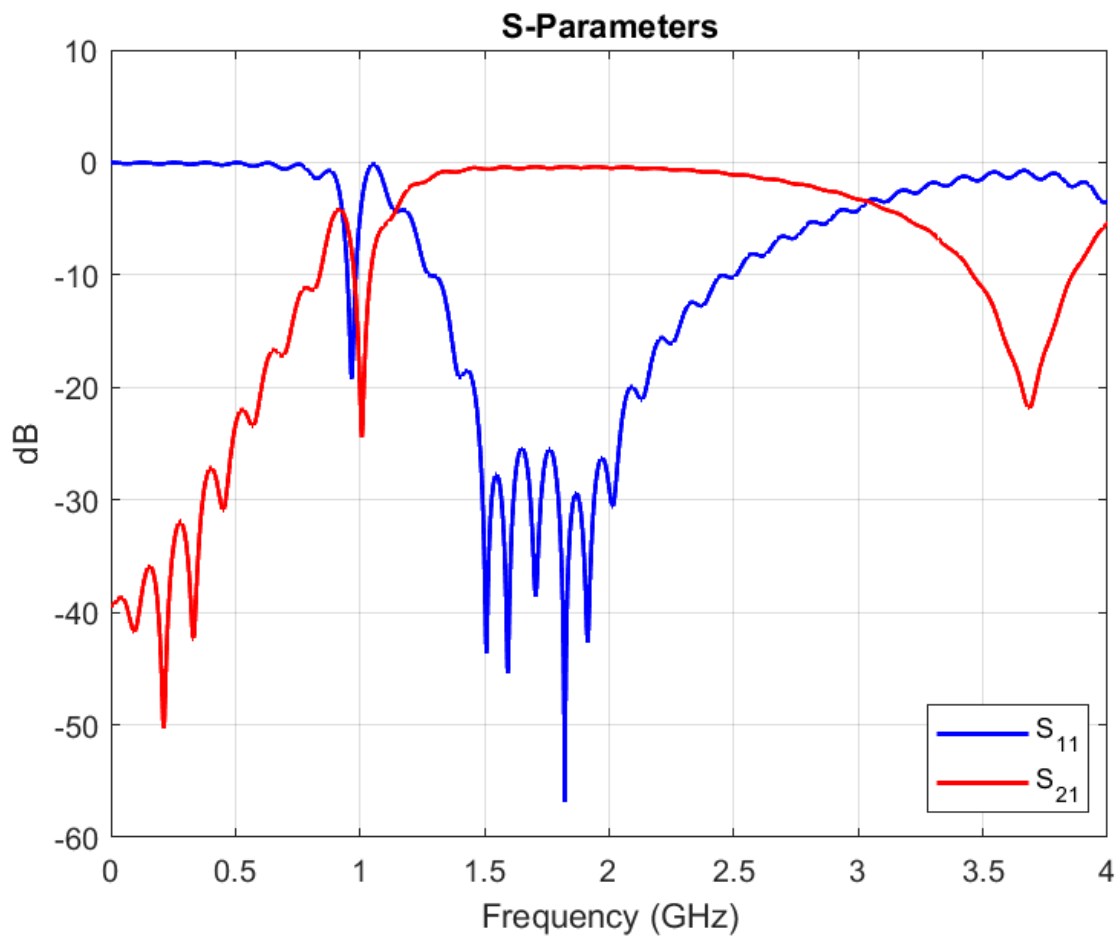
Σχήμα 4.16: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 21.50 \text{ pF}$.

Ακόμα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης για την τιμή της διόδου varactor ίση με 31.49 pF , στην ίδια περιοχή συχνοτήτων από $0 - 4 \text{ GHz}$, με δύο ζώνες διέλευσης. Η πρώτη ζώνη παρουσιάζει αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά στην περιοχή από $1.00 - 1.14 \text{ GHz}$ και η δεύτερη δεξιόστροφη (RH) από $1.25 - 3.06 \text{ GHz}$, με τις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού στα 1.12 GHz και 1.86 GHz .



Σχήμα 4.17: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 31.49 \text{ pF}$.

Τέλος παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης για την τιμή της διόδου varactor ίση με 43.27 pF , στην ίδια περιοχή συχνοτήτων από $0 - 4 \text{ GHz}$, με δύο ζώνες διέλευσης. Η πρώτη ζώνη παρουσιάζει αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά στην περιοχή από $0.93 - 0.98 \text{ GHz}$ και η δεύτερη δεξιόστροφη (RH) από $1.13 - 3.04 \text{ GHz}$, με τις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού στα 0.97 GHz και 1.81 GHz .

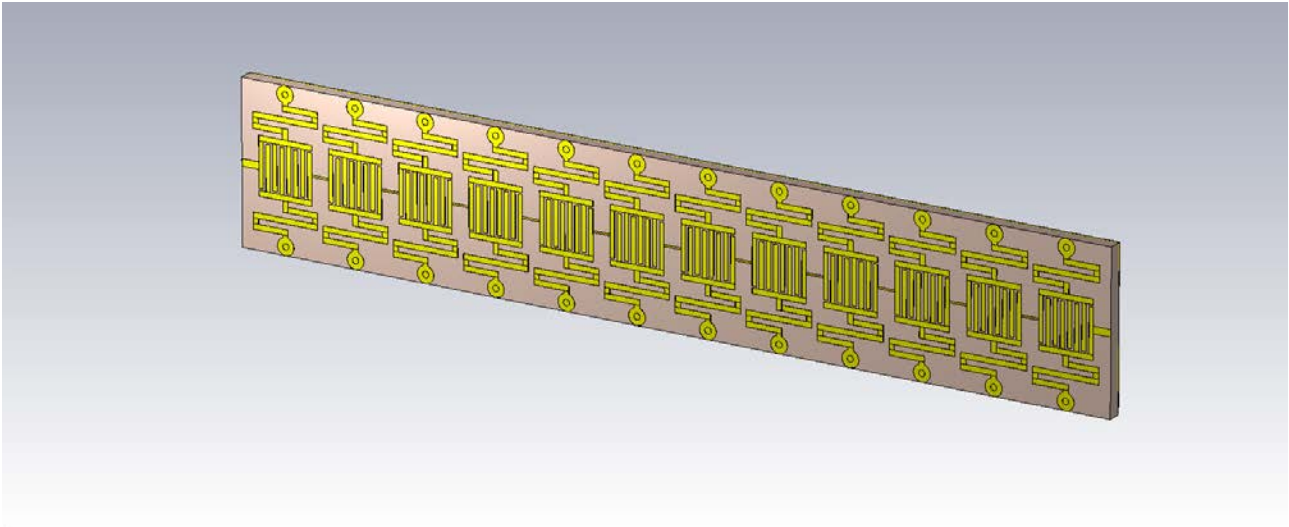


Σχήμα 4.18: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 43.27 \text{ pF}$.

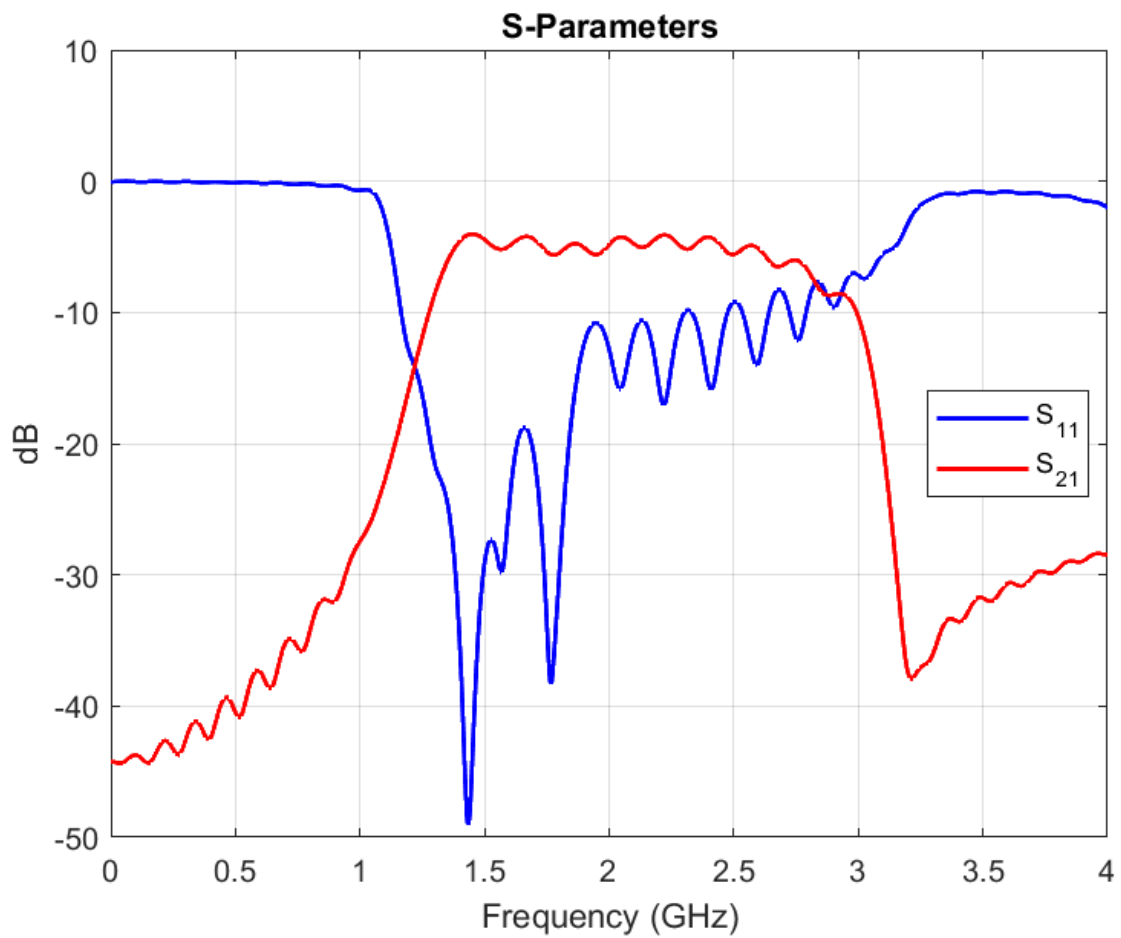
Από τις προσομοιώσεις παρατηρείται ότι όσο η τιμή της χωρητικότητας της varactor αυξάνεται, τόσο μικραίνει η αριστερόστροφη (LH) περιοχή και μεγαλώνει η δεξιόστροφη περιοχή (RH). Η διαφορά μεταξύ των δύο περιοχών δεν φαίνεται να αλλάζει, ωστόσο παρατηρούνται σημαντικές αλλαγές στις συχνότητες συντονισμού των δύο περιοχών.

4.5 Προσομοίωση αλυσίδας από φίλτρα διέλευσης ζώνης

Εκτός των άλλων, ελέγχθηκε και η συμπεριφορά μιας δομής που αποτελείται από μια αλυσίδα 12 φίλτρων διέλευσης ζώνης CRLH σαν αυτό του σχήματος 4.8. Από τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης στο CST (Σχήμα 4.20) παρατηρείται μια ζώνη διέλευσης στην περιοχή 1.21 – 2.82 GHz.

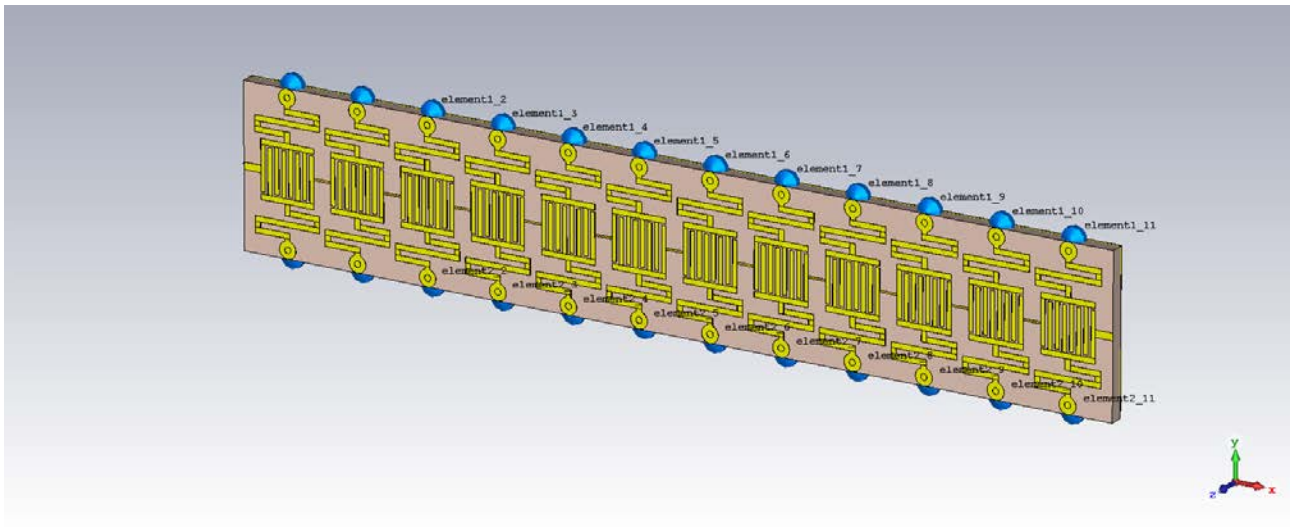


Σχήμα 4.19: Η αλυσίδα της δομής του φίλτρου διέλευσης ζώνης στο CST.

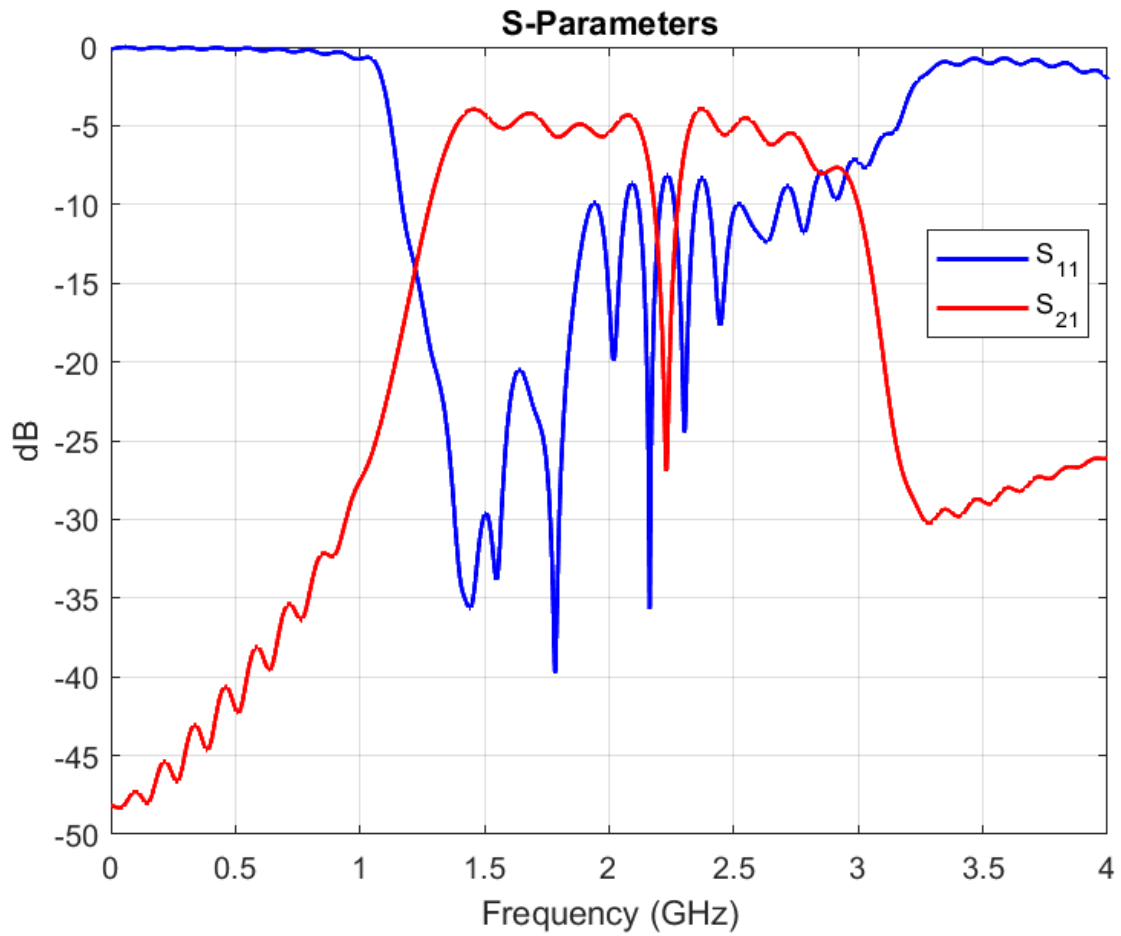


Σχήμα 4.20: Παράμετροι σκέδασης της δομής όπως προέκυψαν από το CST.

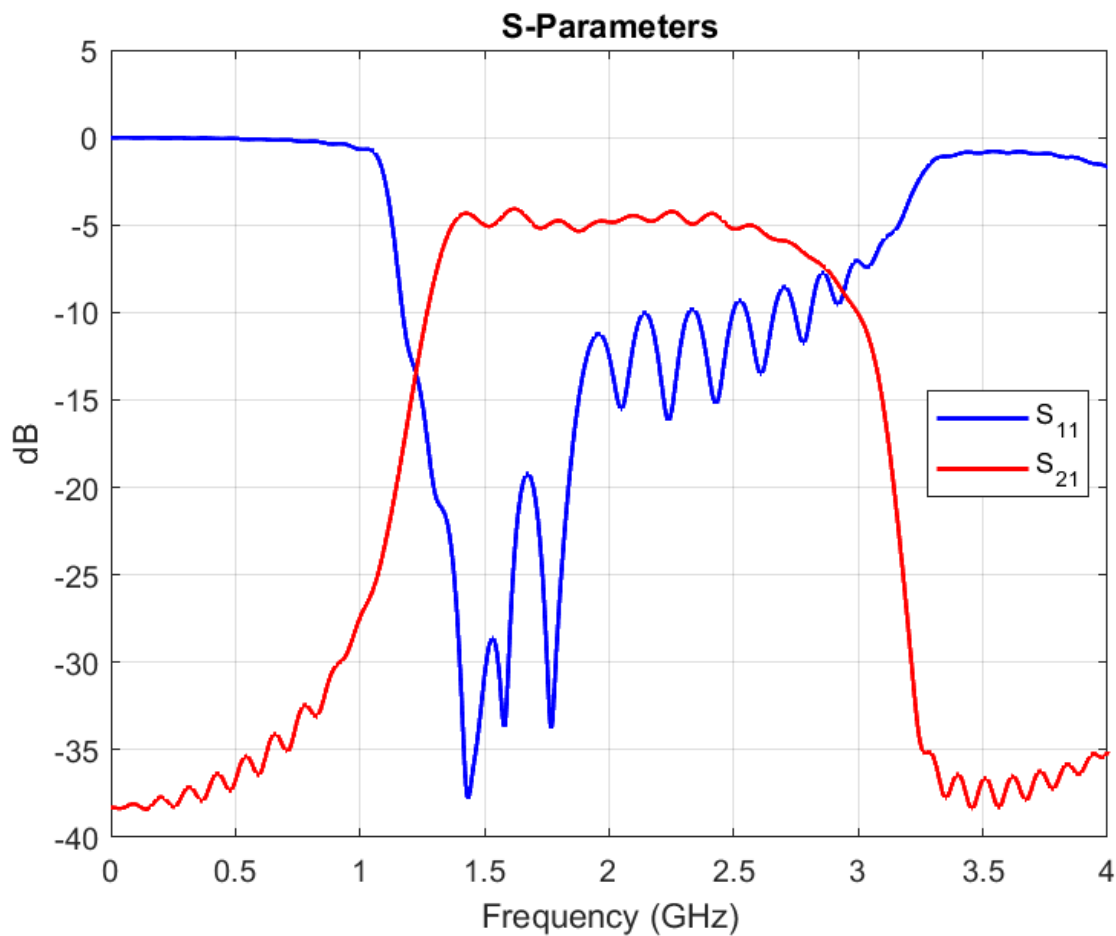
Στην συνέχεια στην ίδια δομή προστέθηκαν διόδοι τύπου varactor (Σχήμα 4.21) και πραγματοποιήθηκε προσομοίωση για τις τιμές χωρητικότητας 8.51 pF και 43.27 pF. Στην πρώτη περίπτωση (Σχήμα 4.22) παρατηρούνται δύο ζώνες διέλευσης στις περιοχές 1.21 – 2.18 GHz και 2.27 – 2.84 GHz. Αυξάνοντας την τιμή της varactor φαίνεται ότι οι παράμετροι σκέδασης πλησιάζουν αυτές της δομής χωρίς την χρήση διόδων varactor και παρατηρείται μόνο μία ζώνη διέλευσης στην περιοχή 1.23 – 2.93 GHz.



Σχήμα 4.21: Η αλυσίδα της δομής του φίλτρου διέλευσης ζώνης με την προσθήκη διόδων varactor.



Σχήμα 4.22: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 8.51 \text{ pF}$.

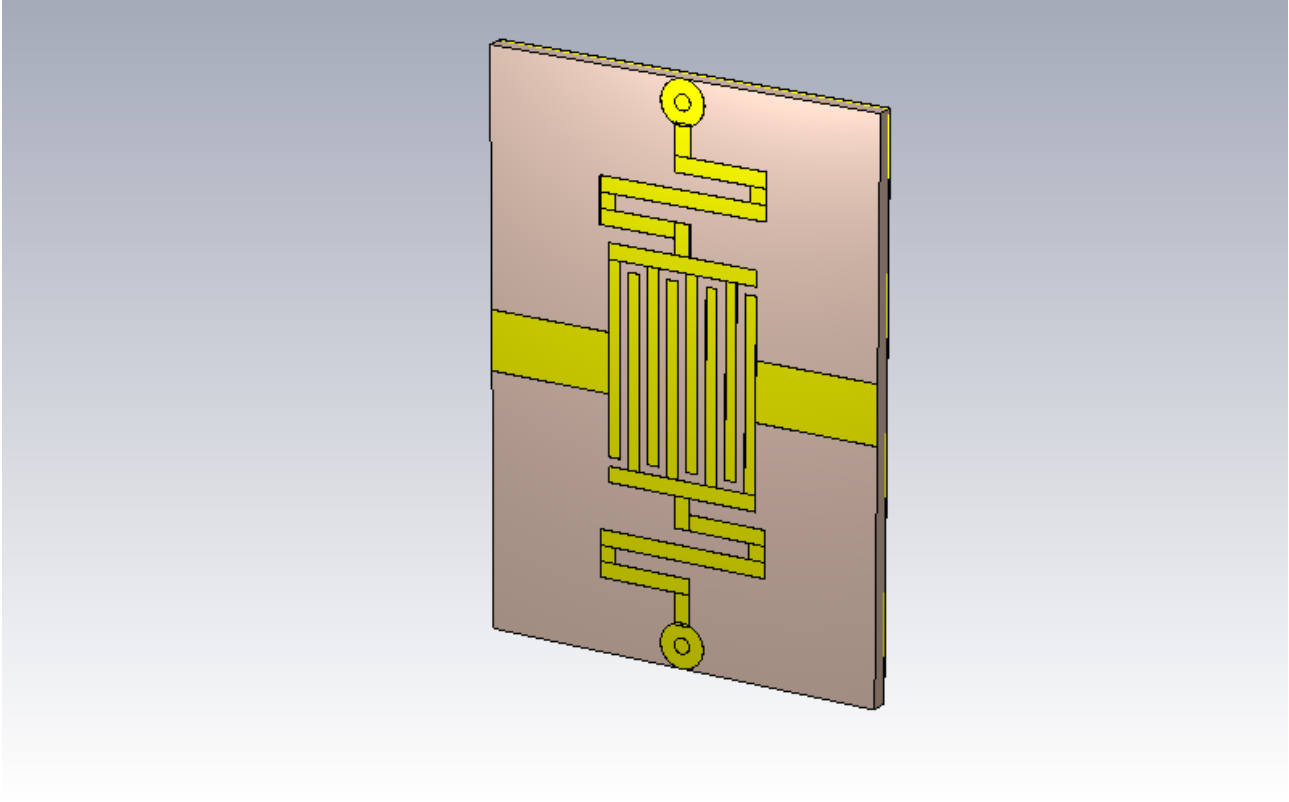


Σχήμα 4.23: Παράμετροι σκέδασης της δομής για $C_{var} = 43.27 \text{ pF}$.

4.6 Πειραματικά αποτελέσματα

Στην τελευταία ενότητα, έγινε σχεδιασμός και υλοποίηση ενός φίλτρου διέλευσης ζώνης παρόμοιο με αυτό που μελετήθηκε (Σχήμα 4.8) αλλά με μεγαλύτερες διαστάσεις (Σχήμα 4.24). Ο λόγος που αυξήθηκαν οι διαστάσεις είναι καθαρά σχεδιαστικός καθώς το χαρακτηριστικό μηχανήμα (CNC) που διαθέτουμε στο εργαστήριο HERON LAB δεν έχει την δυνατότητα να χαράσσει σε πολύ μικρές διαστάσεις. Οι διαστάσεις που επιλέχθηκαν για τον σχεδιασμό παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.2. Αρχικά έγινε προσομοίωση της δομής στο CST και πάρθηκαν τα αποτελέσματα των παραμέτρων σκέδασης στην περιοχή συχνοτήτων 0 – 2.5 GHz όπως φαίνεται στο σχήμα 4.25. Παρατηρήθηκαν δύο ζώνες διέλευσης, η πρώτη ζώνη παρουσιάζει αριστερόστροφη (LH) συμπεριφορά στην περιοχή

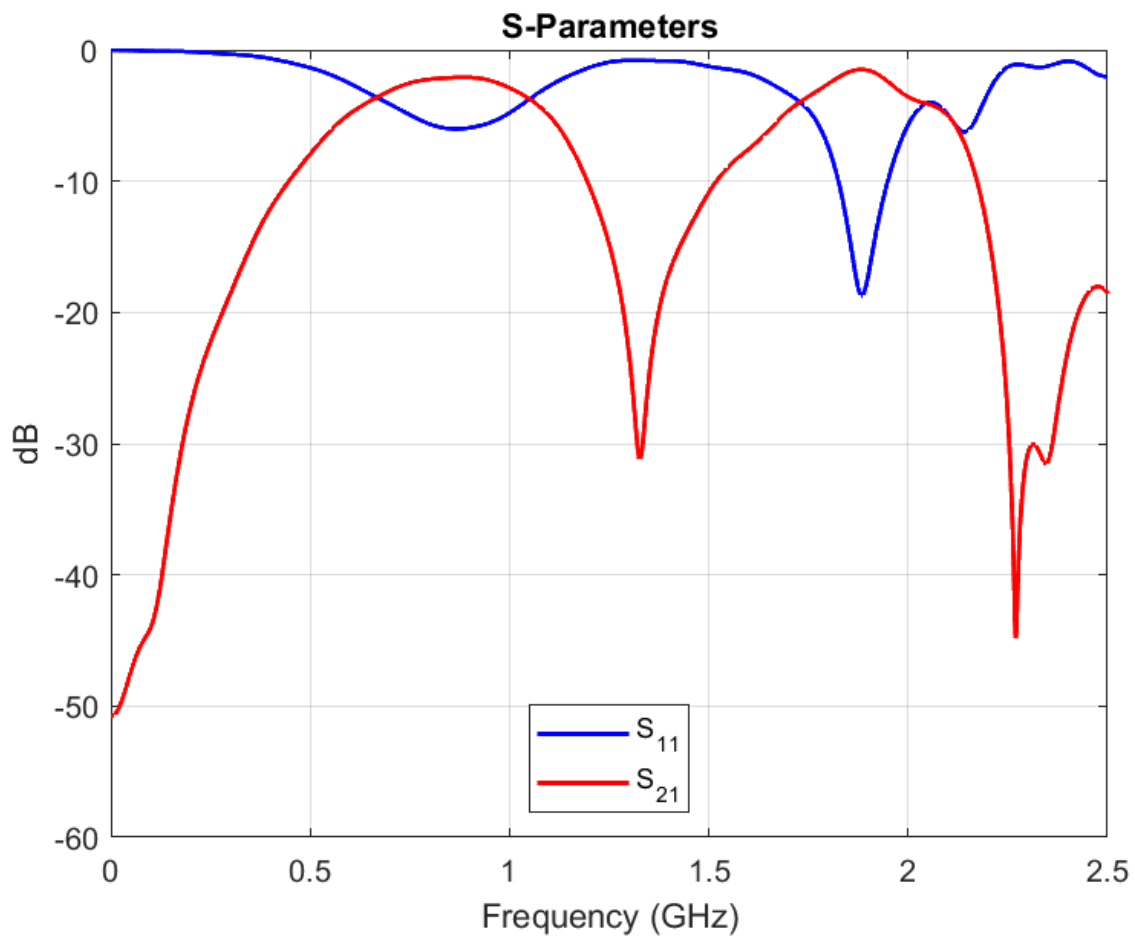
από 0.67 – 1.05 GHz και η δεύτερη δεξιόστροφη (RH) από 1.73 – 2.04 GHz, με τις αντίστοιχες συχνότητες συντονισμού στα 0.87 GHz και 1.88 GHz.



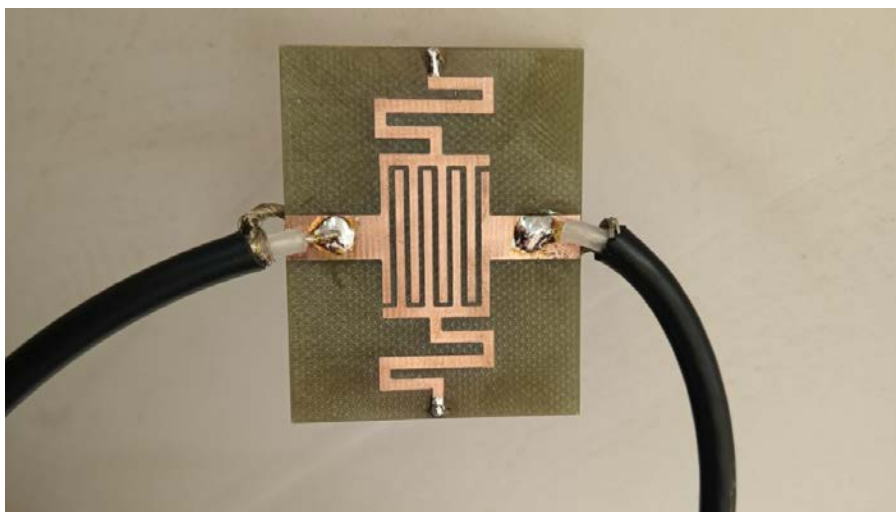
Σχήμα 4.24: Σχεδιασμός δομής φίλτρου.

Dimensions	mm
l_{idc}	17.0
w_{idc}	1.0
s_{idc}	0.8
g_{idc}	0.8
l_S	15.3
w_S	1.4
r_{via}	0.7

Table 4.2: Οι διαστάσεις του φίλτρου που σχεδιάστηκε.



Σχήμα 4.25: Παράμετροι σκέδασης της σχεδιασμένης δομής όπως προέκυψαν από το CST.



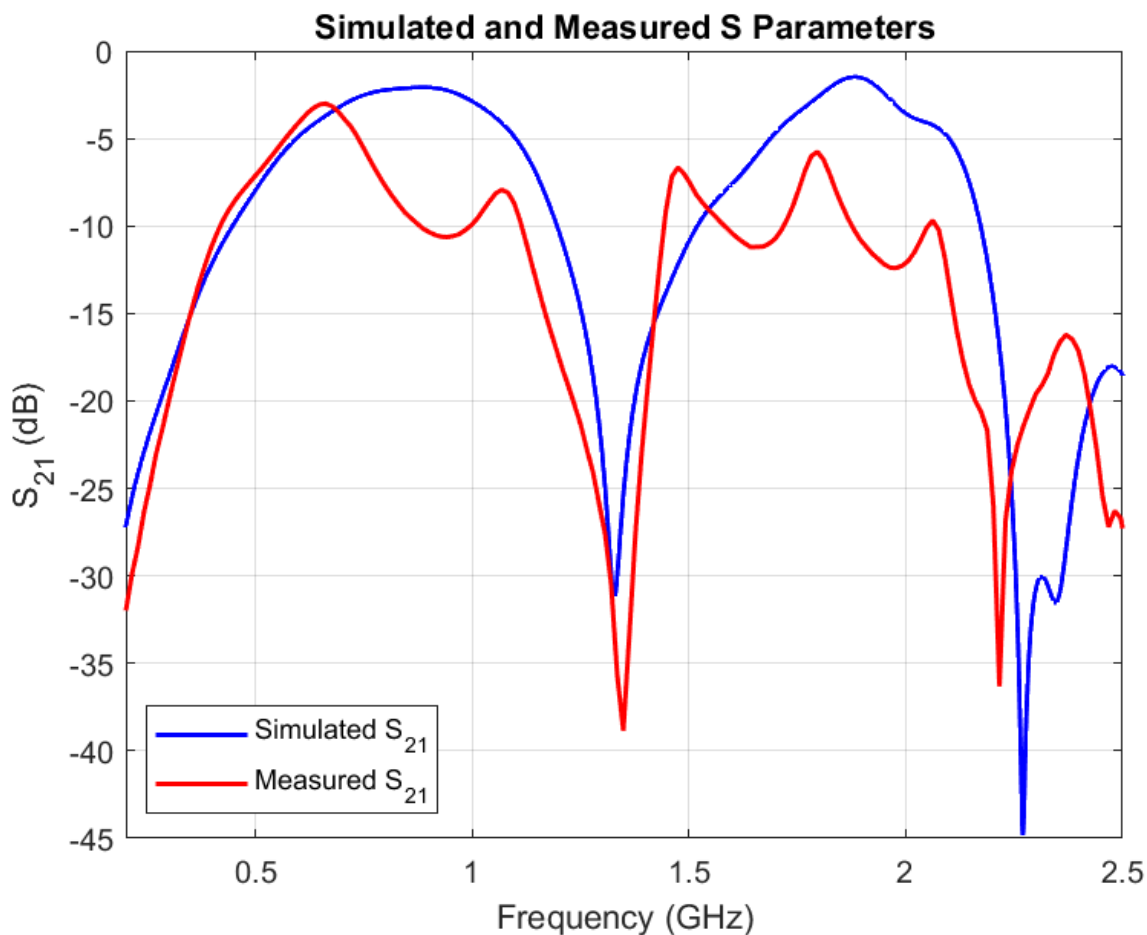
Σχήμα 4.26: Δομή του ζωνοπερατού φίλτρου όπως σχεδιάστηκε στο εργαστήριο.

Στην συνέχεια πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις στην σχεδιασμένη πλακέτα (Σχήμα 4.26) με το N9915A FieldFox Handheld Microwave Analyzer 9 GHz, ένα φορητό όργανο μέτρησης μικροκυματικών συχνοτήτων της εταιρίας Keysight Technologies. Επιτρέπει να πραγματοποιούνται ακριβείς μετρήσεις σε απαιτητικά περιβάλλοντα και βιομηχανικές εφαρμογές, χωρίς την ανάγκη εργαστηριακών εγκαταστάσεων και σε συχνότητες μέχρι τα 9 GHz. Συνδυάζει λειτουργίες διανυσματικού αναλυτή δικτύου (Vector Network Analyzer, VNA) και ανιχνευτή φάσματος, εξασφαλίζοντας υψηλή ακρίβεια και αξιοπιστία στις μετρήσεις. Είναι ιδανικό για εφαρμογές σε τομείς όπως οι τηλεπικοινωνίες, η αεροδιαστημική και γενικότερα σε περιπτώσεις όπου απαιτείται ακριβής έλεγχος και ανάλυση συστημάτων που λειτουργούν σε μικροκυματικές συχνότητες. Στην συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιήθηκε για την μέτρηση των παραμέτρων σκέδασης S_{21} του φίλτρου που κατασκευάστηκε, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.27.



Σχήμα 4.27: Μέτρηση των παραμέτρων σκέδασης (S_{21}) της δομής με τον αναλυτή.

Τέλος, έγινε σύγκριση των αποτελεσμάτων που μετρήθηκαν από την πειραματική διάταξη στο εργαστήριο, με τα αποτελέσματα όπως προέκυψαν από το πρόγραμμα προσομοίωσης CST. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.28 οι μετρήσεις επαληθεύουν με σχετικά μεγάλη ακρίβεια την προσομοίωση. Οι μικρές αποκλίσεις οφείλονται πιθανόν στο ομοαξονικό καλώδιο που χρησιμοποιήθηκε για την μέτρηση του φίλτρου καθώς επίσης και στην σύνδεση με την γείωση (via). Πιθανόν να υπάρχουν και σχεδιαστικά θέματα καθώς η χάραξη της πλακέτας έγινε με παλιό μηχάνημα CNC και σχετικά μικρή ακρίβεια στις κοπές.



Σχήμα 4.28: Σύγκριση των παραμέτρων σκέδασης από την προσομοίωση και από τα πειραματικά αποτελέσματα.

4.7 Συμπεράσματα

Από τις προσομοιώσεις των θεωρητικών δομών φαίνεται ότι γίνεται πολύ καλή προσέγγιση των παραμέτρων σκέδασης, με την χρήση του προγράμματος προσομοίωσης. Έτσι προσομοιώθηκαν οι ίδιες δομές με την χρήση διόδων varactor, ώστε να δημιουργηθεί μια νέα προγραμματιζόμενη δομή. Η προγραμματιζόμενη δομή έχει ως στόχο τον δυναμικό έλεγχο, σε πραγματικό χρόνο, των περιοχών λειτουργίας των φίλτρων με βάση τις απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής. Ακόμα προσομοιώθηκε η συμπεριφορά των δομών ως αλυσίδα, με σκοπό την διαχείριση σημάτων για διάφορες τεχνολογικές εφαρμογές. Η μη γραμμική δομή αλυσίδας CRLH δίνει την δυνατότητα μελέτης μη γραμμικών κυμάτων (solitons). Τέλος, ο σχεδιασμός ενός φίλτρου CRLH στο εργαστήριο αποδεικνύει την δυνατότητα υλοποίησης τέτοιων φίλτρων στην πράξη και ιδιαίτερα την χρήση τους στον σχεδιασμό δεκτών στην ραδιοαστρονομία, εκτός των άλλων, λόγω της καλής προσέγγισης των παραμέτρων σκέδασης, τόσο από την προσομοίωση όσο και από τις πειραματικές μετρήσεις.

Βιβλιογραφία

- Veselago, V. G. (1968). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Soviet Physics Uspekhi*, 10, 509–514. <https://doi.org/10.1070/pu1968v010n04abeh003699>
- Μπενάτος, Ε. (2020). *Σχεδιασμός και χαρακτηρισμός μεταμορίων για μεταϋλικά*. Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, Σχολή Θετικών Επιστημών, ΔΠΜΣ Τμημάτων Φυσικής και Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών, ΜΔΕ Ραδιοηλεκτρολογίας & Ηλεκτρονικής.
- Caloz, C., & Itoh, T. (2006). *Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications*. Wiley-IEEE Press.
- Βελντές, Γ. (2015). Εντοπισμένα κύματα σε μη γραμμικά μεταϋλικά. *Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, Σχολή Θετικών Επιστημών, Τμήμα Φυσικής*. <https://doi.org/10.12681/eadd/35937>
- Καπερνάρος, Π. (2017). *Σχεδιασμός και ανάλυση μιας δομής μετα-μορίου (metamolecule) μικροταινιακής τεχνολογίας*. Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, Σχολή Θετικών Επιστημών, ΔΠΜΣ Τμημάτων Φυσικής και Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών, ΜΔΕ Ραδιοηλεκτρολογίας & Ηλεκτρονικής.
- Padilla, W. J., Basov, D. N., & Smith, D. R. (2006). Negative refractive index metamaterials. *Materials Today*, 9(7), 28–35. [https://doi.org/10.1016/S1369-7021\(06\)71573-5](https://doi.org/10.1016/S1369-7021(06)71573-5)
- Marqués, R., Martín, F., & Sorolla, M. (2011, September). *Metamaterials with negative parameters*. John Wiley & Sons.
- Eleftheriades, G., Siddiqui, O., & Iyer, A. (2003). Transmission line models for negative refractive index media and associated implementations without excess resonators. *IEEE*

- Microwave and Wireless Components Letters*, 13, 51–53. <https://doi.org/10.1109/lmwc.2003.808719>
- Eleftheriades, G. V., & Balmain, K. G. (2005, August). *Negative-refraction metamaterials*. John Wiley & Sons.
- Choudhary, D. K., & Chaudhary, R. K. (2021). Compact multiband metamaterial filter. *Metamaterials science and technology*, 1–34. https://doi.org/10.1007/978-981-13-0261-9_43-1
- Caloz, C. (2009). Perspectives on em metamaterials. *Materials Today*, 12, 12–20. [https://doi.org/10.1016/s1369-7021\(09\)70071-9](https://doi.org/10.1016/s1369-7021(09)70071-9)
- Caloz, C., & Itoh, T. (2002). Application of the transmission line theory of left-handed (lh) materials to the realization of a microstrip "lh line". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. <https://doi.org/10.1109/aps.2002.1016111>
- Hong, J.-S. (2011, January). *Microstrip filters for rf / microwave applications*. John Wiley & Sons.
- Lai, A., Itoh, T., & Caloz, C. (2004). Composite right/left-handed transmission line metamaterials. *IEEE Microwave Magazine*, 5(3), 34–50. <https://doi.org/10.1109/MMW.2004.1337766>
- Sanada, A., Caloz, C., & Itoh, T. (2003). Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators.
- Chatterjee, S., Raut, A., & Kumar, S. (2015a). Band pass filter bank design (250–500 mhz) for radio astronomy application based on metamaterial zor techniques. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 30, 22–29. <https://doi.org/10.1109/maes.2015.140072>
- Bahl, I. (2003). *Lumped elements for rf and microwave circuits, second edition*. Artech House Publishers.
- Choudhary, D. K., & Chaudhary, R. K. (2018). A compact via-less metamaterial wideband bandpass filter using split circular rings and rectangular stub. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 72, 99–106. <https://doi.org/10.2528/pierl17092503>
- Chatterjee, S., Raut, A., & Suresh, S. (2014). Design of 250-500 mhz switched filter bank for gmrt using metamaterial zor techniques.

- Chatterjee, S., Raut, A., & Kumar, S. (2015b). Band pass filter bank design (250–500 mhz) for radio astronomy application based on metamaterial zor techniques. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 30, 22–29. <https://doi.org/10.1109/maes.2015.140072>
- Wu, R. Y., Wu, L., He, S., Liu, S., & Cui, T. J. (2023). Programmable metamaterials. *Programmable Materials*, 1. <https://doi.org/10.1017/pma.2023.1>
- Skyworks. (2014, October). Data sheet: Smv1247-smv1255 series: Hyperabrupt junction tuning varactors.
- Μπακόπουλος, Κ. Δ. (2023). Τηλεσκόπια: Σχεδιασμός και ανάπτυξη αυτοματοποιημένου συστήματος παρακολούθησης ουρανίων σωμάτων. *Lib.uth.gr*. <https://doi.org/27623>