



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Μελέτες προσομοίωσης Μικροκυματικών Διατάξεων Υψηλής Ισχύος

Φοιτητής: Καλογερόπουλος Ιάσων

ΑΜ: 50347067

Επιβλέπων Καθηγητής:

Στυλιανός Σαββαΐδης

Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών,
Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής

Συνεπιβλέπων Καθηγητής:

Ζήσης Ιωαννίδης

Επίκουρος Καθηγητής, Τμήμα Αεροδιαστημικής Επιστήμης και Τεχνολογίας,
Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, ΙΟΥΛΙΟΣ 2023



UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

Simulation Studies of High-Power Microwave Devices

Student: Kalogeropoulos Iason
Registration Number: 50347067

Supervisor:

Stylianos Savaidis

Professor, Department of Electrical and Electronic Engineering,
University of West Attica

Co-Supervisor:

Zisis Ioannidis

Assistant Professor, Department of Aerospace Science and Technology,
National and Kapodistrian University of Athens

ATHENS-EGALEO, JULY 2023

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Στυλιανός Σαββαΐδης, Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρο- λόγων και Ηλεκτρονικών Μη- χανικών, Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής	Ζήσης Ιωαννίδης, Επίκουρος Καθηγητής, Τμήμα Αεροδιαστημικής Επιστήμης και Τεχνολογίας, Εθνικό και Καποδιστριακό Πα- νεπιστήμιο Αθηνών	Νικόλαος Σταθόπουλος, Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρο- λόγων και Ηλεκτρονικών Μη- χανικών, Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής
(Υπογραφή)	(Υπογραφή)	(Υπογραφή)

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και Καλογερόπουλος Ιάσων,
Ιούλιος, 2023**

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Καλογερόπουλος Ιάσων του Λεωνίδα, με αριθμό μητρώου 50347067 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

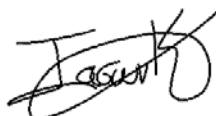
δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Επιθυμώ την απαγόρευση πρόσβασης στο πλήρες κείμενο της εργασίας μου μέχρι και έπειτα από αίτησή μου στη Βιβλιοθήκη και έγκριση του επιβλέποντος/ουσας καθηγητή/ήτριας.»

Ο Δηλών
Καλογερόπουλος Ιάσων



ΑΦΙΕΡΩΣΗ

*Η παρούσα Διπλωματική Μελέτη είναι αφιερωμένη
στην οικογένειά μου και στους πολύ κοντινούς φίλους.*

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Ευχαριστώ θερμά τους καθηγητές που υποστήριξαν με τη πολύτιμη βοήθειά τους τη παρούσα Διπλωματική Μελέτη κ. Στυλιανό Σαββαΐδη και κ. Ζήση Ιωαννίδη. Πέραν των ακαδημαϊκών υποχρεώσεων που έφεραν ενώπιον της Διπλωματικής μου εργασίας συνέδραμαν στη μεταφορά πολύτιμων γνώσεων και πληροφοριών σχετικά με την μετέπειτα επαγγελματική μου πορεία.

Ευχαριστώ το Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής που μου έδωσε πρόσβαση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή απόλυτα ικανό να επεξεργαστεί απαιτητικά σε πόρους προβλήματα με ταχύ ρυθμό. Ευχαριστώ και το Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών το οποίο μέσω του κ. Ζ. Ιωαννίδη προσέφερε βοήθεια σε καίρια σημεία της μελέτης.

Ευχαριστώ ξεχωριστά τους καθηγητές κ. Νικόλαο Σταθόπουλο, κ. Κωνσταντίνο Βουδούρη, κ. Στυλιανό Μυτιλιναίο και κ. Γεώργιο Στρατάκο που παρέδωσαν με ήθος και σωστό τρόπο γνώσεις απαραίτητες για την συνέχεια στη πορεία μου ως μηχανικός του κλάδου. Πέραν από σωστοί καθηγητές είναι και εξαιρετικοί άνθρωποι το οποίο γίνεται αισθητό τόσο μέσα από τις διαλέξεις όσο και μέσα από τα εργαστηριακά μαθήματα.

Ευχαριστώ όλους όσους με υποστήριξαν στη μέχρι τώρα ακαδημαϊκή μου πορεία ως φοιτητής, που μοιράστηκα μαζί τους τις απογοητεύσεις τις επιτυχίες, τις αποτυχίες αλλά και τα όνειρά μου.

Τέλος, ευχαριστώ μέσα από τα βάθη της καρδιάς μου την ατέρμονη, ανεκτίμητη συμπαράσταση που έδειξε η Δήμητρα όλα αυτά τα χρόνια που σπουδάζω.

Περίληψη

Με τον όρο συμπίεση μικροκυματικών παλμών ονομάζουμε τη διαδικασία στην οποία παράγεται ένας σύντομος σε διάρκεια παλμός υψηλής ισχύος, έναντι του παλμού εισόδου που δημιουργείται από μικροκυματική πηγή χαμηλότερης ισχύος αλλά μεγαλύτερης διάρκειας από τον παραγόμενο.

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία πραγματεύεται τη μελέτη και την αξιολόγηση, ως προς τη λειτουργία και τις επιδόσεις, εναλλακτικών τοπολογιών μικροκυματικών συμπιεστών υψηλής ισχύος. Η εκδοχή των διατάξεων μικροκυματικής συμπίεσης παλμών, η οποία θα μελετηθεί βασίζεται στην κατασκευή κυματοδηγικών μικροκυματικών κοιλοτήτων, οι οποίες αποθηκεύουν ενέργεια και στη συνέχεια με χρήση ενός μηχανισμού μεταγωγής, όπως ένα φιαλίδιο εκκένωσης (Gas Discharge Tube, GDT) την εξάγουν με τη μορφή ενός παλμού μικρής διάρκειας και υψηλού πλάτους. Με τη χρήση του λογισμικού ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης “CST Studio Suite” θα πραγματοποιηθεί η προσομοίωση της λειτουργίας και η συγκριτική αξιολόγηση των επιδόσεων για εναλλακτικές τοπολογίες διατάξεων συμπίεσης μικροκυματικών παλμών.

Οι διατάξεις προς μελέτη αποτελούνται από τμήματα κυματοδηγών WR-340, επαγωγική ίριδα και E-επιπέδου συνδέσμους-T (E-plane T-junctions). Οι εναλλακτικές τοπολογίες, οι οποίες εξετάζονται, έχουν ως κοινό στοιχείο την εξαγωγή των συμπιεσμένων παλμών από τον πλευρικό βραχίονα του συνδέσμου T. Η διαφοροποίηση τους συνίσταται στην διαφορετική τοποθέτηση (συμμετρική ή μη) του συνδετήρα T εντός της διάταξης καθώς και η ύπαρξη ενός ή δύο συνδετήρων T και κατ’ επέκταση η ύπαρξη μίας ή δύο θυρών εξόδου του συμπιεσμένου παλμού. Κύριος στόχος της Διπλωματικής Μελέτης είναι να συγκριθούν μεταξύ τους οι διαφορετικοί συμπιεστές για να εξαχθούν συμπεράσματα σχετικά με τη λειτουργία και τις επιδόσεις τους.

Λέξεις – κλειδιά

Μικροκύματα υψηλής ισχύος, Μικροκυματικός συμπιεστής παλμών, κυματοδηγός, ηλεκτρομαγνητικό κύμα, σύνδεσμος-T, επαγωγική ίριδα, ηλεκτρικό πεδίο, προσαρμογή, προσομοίωση, σχεδιασμός.

Abstract input pulse

Microwave Pulse Compression (MPC) techniques aim to produce a short-duration high-power pulse using an input pulse of lower power and longer duration.

This Thesis project deals with the study and evaluation of alternative MPC topologies, in terms of operation principles and performance. The version of MPC devices that will be studied is based on the construction of waveguide microwave cavities, which store energy and then, using a switching mechanism, such as a gas discharge tube (GDT), extract it rapidly producing a pulse with short duration and ultra-high amplitude. The simulation of operation and the comparative performance evaluation of alternative MPC topologies will be carried out by using the electromagnetic software “CST Studio Suite”.

The MPC devices to be studied consist of WR-340 waveguide sections, inductive iris and E-plane T-junctions. The alternative topologies considered have in common the extraction of the compressed pulses from the side arm of the T-junction. Their differences concern the different placement (symmetrical or not) of the T-junction within the MPC structure as well as the existence of one or two T-junctions, or equivalently the existence of one or two output ports for the compressed pulse. The main objective of the Diploma Study is to compare the different compressors with each other in order to draw conclusions about their operation and performance.

Keywords

High Power Microwaves, Microwave Pulse Compressor, Waveguide, Electromagnetic Wave, T-Junction, Inductive Iris, Electric Field, Matching, Simulation, Design.

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων.....	11
Κατάλογος Σχημάτων/Εικόνων.....	12
Κατάλογος Διαγραμμάτων.....	14
Αλφαβητικό Ευρετήριο.....	18
Ξενόγλωσση Ορολογία.....	19
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	21
1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Σχεδίαση βασικού E-plane MPC.....	26
1.1 Σχεδιασμός, Διαστασιολόγηση και βασικά χαρακτηριστικά διάταξης.....	26
1.2 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας.....	30
1.2.1 Σχεδίαση διακόπτη T-Junction	31
1.2.2 Μελέτη επιλογής Ανάλυσης Πλέγματος.....	33
1.2.3 Μελέτη βελτιστοποίησης της βασικής διάταξης.	38
1.3 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.....	44
1.3.1 Διέγερση του MPC με Γκαουσιανό παλμό.	46
1.3.2 Αρμονική διέγερση του βασικού MPC.....	48
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Σχεδίαση συμμετρικής κοιλότητας με μια έξοδο.	55
2.1 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας.....	55
2.1.1 Βελτιστοποίηση διαρροής συνδέσμου-T.	55
2.1.2 Μελέτη βελτιστοποίησης της διάταξης.	57
2.2 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.....	62
2.2.1 Διέγερση με Γκαουσιανό παλμό.	62
2.2.2 Αρμονική Διέγερση του συμμετρικού MPC μίας εξόδου.....	62
3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Σχεδίαση συμμετρικής κοιλότητας διπλής εξόδου.	68
3.1 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας.....	68
3.1.1 Βελτιστοποίηση διαρροής των δύο εξόδων.	68
3.1.2 Μελέτη βελτιστοποίησης της διάταξης.	70
3.2 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.....	74
3.2.1 Διέγερση με Γκαουσιανό παλμό.	75
3.2.2 Αρμονική Διέγερση του συμμετρικού MPC δύο εξόδων.	76
3.3 Θεωρητική προσέγγιση χρήσης αθροιστή/combiner.	82
3.3.1 Μετατόπιση του GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων.....	86
4 Κεφάλαιο 4: Συμπεράσματα - Προεκτάσεις.....	93
Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές	99

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1: Μελέτη ανάλυσης πλέγματος στο T-Junction.

Πίνακας 1.2: : Μελέτη ανάλυσης πλέγματος στο βασικό MPC.

Πίνακας 1.3: Εντοπισμός βέλτιστων τιμών για το ζεύγος των σχεδιαστικών παραμέτρων (w_{iris} , L).

Πίνακας 1.4: Τελική διαστασιολόγηση και χαρακτηριστικά του βασικού MPC στο πεδίο της συχνότητας.

Πίνακας 2.1: Μελέτη βελτιστοποίησης του συμμετρικού MPC μίας εξόδου.

Πίνακας 2.2: Διαστασιολόγηση συμμετρικής κοιλότητας μίας εξόδου στο πεδίο της συχνότητας.

Πίνακας 3.1: Μελέτη βελτιστοποίησης της συμμετρικής διάταξης MPC διπλής εξόδου.

Πίνακας 3.2: Διαστασιολόγηση συμμετρικού MPC διπλής εξόδου στο πεδίο της συχνότητας.

Πίνακας 3.3: Αποτελέσματα μέσα από το περιβάλλον προσομοίωσης του CST. Οι διαφορές στις συχνότητες συντονισμών των παραμέτρων σκέδασης.

Πίνακας 4.1: Σύνοψη αποτελεσμάτων στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου για τον βασικό MPC.

Πίνακας 4.2: Σύνοψη αποτελεσμάτων στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου για τον συμμετρικό MPC μίας εξόδου.

Πίνακας 4.3: Σύνοψη αποτελεσμάτων στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου για τον συμμετρικό MPC δύο εξόδων.

Πίνακας 4.4: Σύνοψη αποτελεσμάτων στο πεδίο του χρόνου για τον συμμετρικό MPC διπλής εξόδου με τη θέση του GDT στο ενδιάμεσο αυτών.

Κατάλογος Σχημάτων/Εικόνων

Σχήμα 1: Ποιοτική απεικόνιση Θερμιονικής Βαλβίδας [6].

Σχήμα 2: Η δομή της Magnetron [10].

Σχήμα 3: Τοπολογία κυκλώματος ενίσχυσης βασισμένη σε ενισχυτή στερεάς κατάστασης, 250W,32V της κατασκευάστριας εταιρίας AMPLEON [9].

Εικόνα 1.1: Η κύρια Μικροκυματική διάταξη συμπίεσης παλμού, βασισμένη στον κυματοδηγό WR-340.

Εικόνα 1.2: Η εξωτερική όψη του βασικού μικροκυματικού συμπίεστή που επικαλύπτεται από τοιχώματα πάχους 5 mm.

Εικόνα 1.3: Η εξωτερική όψη του βασικού MPC με διαφορετική προοπτική στην οποία φαίνεται το άνοιγμα εισόδου του ηλεκτρομαγνητικού παλμού.

Εικόνα 1.4: Η διαστασιολόγηση του συνδέσμου T-Junction.

Εικόνα 1.5: Κάθετη τομή στον άξονα X . Η βέλτιστη κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου εντός του συνδέσμου T για τη διάσταση $r = 0.638613\lambda_g$.

Εικόνα 1.6: Απεικόνιση γεωμετρικού τόπου των σημείων που ορίζουν τα μεγέθη $E_{cavitymax}$ & E_{input} .

Εικόνα 1.7: Αναλυτική διαστασιολόγηση του βασικού μικροκυματικού συμπίεστή.

Εικόνα 1.8: Τομή κάθετη στον άξονα X. Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου για μήκος κυματοδηγικής κοιλότητας $L_{WG} = 2.1316225\lambda_g$ και διάφραγμα ίριδας $w = 0.1971\lambda$.

Εικόνα 1.9: Περιγραφή κατασκευής ενός GDT. Ένθετη εικόνα : Πειραματικός GDT. [21].

Εικόνα 1.10: Ενδεικτική τοπολογία τροφοδότησης αερίου του GDT [21].

Εικόνα 1.11: Διάταξη θέσεων αισθητήρων δειγματοληψίας της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου.

Εικόνα 2.1: Διαστασιολόγηση συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου.

Εικόνα 2.2: Διαστασιολόγηση του T-Junction στη συμμετρική κοιλότητα μίας εξόδου.

Εικόνα 2.3: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου εντός του T-Junction για $r_{short} = 2.63849$.

Εικόνα 2.4: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου της συμμετρικής κοιλότητας μίας εξόδου για μήκος κοιλότητας, $L_{WG} = 2.12994\lambda_g$ μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου, $r = 2.63849 \lambda_g$ και για διάφραγμα ίριδας $w = 2.2164\lambda$.

Εικόνα 2.5: Τοπολογία αισθητήριων Probes της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου του συμμετρικού MPC μίας εξόδου.

Εικόνα 3.1: Διαστασιολόγηση συμμετρικής διάταξης διπλής εξόδου.

Εικόνα 3.2: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου για $r_{\text{short}} = 2.63849$ και μήκος μεταξύ των δύο εξόδων ίσο με $L_2 = 4.277667$.

Εικόνα 3.3: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου της συμμετρικής κοιλότητας διπλής εξόδου για μήκη $L_{\text{WG1}} = 2.1269147\lambda_g$, $L_{\text{WG2}} = 4.277667\lambda_g$, $r = 2.63849\lambda_g$ και για διάφραγμα ίριδας $w = 0.2441a$.

Εικόνα 3.4: Τοπολογία αισθητήριων Probes του συμμετρικού MPC διπλής εξόδου.

Εικόνα 3.5: Εγκάρσια τομή στον οριζόντιο άξονα X. Η μετατόπιση θέσης του GDT στον ενδιάμεσο κυματοδηγό.

Κατάλογος Διαγραμμάτων

Διάγραμμα 1.1: Απεικόνιση της διαρροής και της ανάκλασης συναρτήσει του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους μέσα από το περιβάλλον προσομοίωσης του CST.

Διάγραμμα 1.2: Η διαρροή συναρτήσει τον κελιών ανά μήκος κύματος, $S_{21}(N)$.

Διάγραμμα 1.3: Βραχυκυκλωμένο στέλεχος συναρτήσει του πλέγματος, $r_{short}(N)$.

Διάγραμμα 1.4: Βέλτιστο μήκος κυματοδηγού συναρτήσει της ανάλυσης πλέγματος, $L_{opt}(N)$.

Διάγραμμα 1.5: Βέλτιστη απολαβή κοιλότητας συναρτήσει του πλέγματος, $G_{opt}(N)$.

Διάγραμμα 1.6: Διαρροή συναρτήσει του πλέγματος, $S_{21}(N)$.

Διάγραμμα 1.7: Συνολικός χρόνος υπολογισμού συναρτήσει του πλέγματος, $t_{ev}(N)$.

Διάγραμμα 1.8: Η προσαρμογή στην είσοδο συναρτήσει του διαφράγματος ίριδας, $S_{11}(W_{iris})$.

Διάγραμμα 1.9: Η διαρροή συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{21}(W_{iris})$.

Διάγραμμα 1.10: Μήκος κυματοδηγού συναρτήσει του διαφράγματος ίριδας, $L(W_{iris})$.

Διάγραμμα 1.11: Η απολαβή της κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $G(W_{iris})$.

Διάγραμμα 1.12: Η μεταβολή της αγωγιμότητας του αερίου εντός του GDT, συναρτήσει του χρόνου, $\sigma_{GDT}(t)$.

Διάγραμμα 1.13: Ημιτονοειδές σήμα διέγερσης Γκαουσιανής μορφής από συχνότητες 2.4716 GHz έως 2.4756 GHz.

Διάγραμμα 1.14: Ανάκλαση, S_{11} και διαρροή, S_{21} συναρτήσει της συχνότητας, f .

Διάγραμμα 1.15: Παλμός αρμονικής διέγερσης συχνότητας 2.4736 GHz.

Διάγραμμα 1.16: Το ανακλώμενο σήμα στην είσοδο συναρτήσει του χρόνου.

Διάγραμμα 1.17: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στη βασική κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου, $E(t)$.

Διάγραμμα 1.18: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στη πλευρική κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου, $E_{GDT}(t)$.

Διάγραμμα 1.19: Διαρροή και συμπιεσμένος παλμός εξόδου.

Διάγραμμα 1.20: Συμπιεσμένος Μικροκυματικός Παλμός εξόδου.

Διάγραμμα 2.1: Απεικόνιση της διαρροής και της ανάκλασης του συμμετρικού T-junction, συναρτήσει του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους μέσα από το περιβάλλον προσομοίωσης του CST.

Διάγραμμα 2.2: Η προσαρμογή στην είσοδο συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{11}(w_{iris})$.

Διάγραμμα 2.3: Η διαρροή στην έξοδο συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας $S_{21}(w_{iris})$.

Διάγραμμα 2.4: Το μήκος της βασικής κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας $L(w_{iris})$.

Διάγραμμα 2.5: Η απολαβή της βασικής κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας $G(w_{iris})$.

Διάγραμμα 2.6: Ο Συντελεστής Ανάκλασης S_{11} και ο Συντελεστής Διαρροής S_{21} σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

Διάγραμμα 2.7: Το σήμα ανάκλασης της συμμετρικής κοιλότητας μίας εξόδου, στην είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου.

Διάγραμμα 2.8: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου της βασικής κοιλότητας, της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου, σε συνάρτηση με τον χρόνο, $E(t)$.

Διάγραμμα 2.9: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στον GDT, της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου, σε συνάρτηση με τον χρόνο, $E(t)$.

Διάγραμμα 2.10: Συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου.

Διάγραμμα 2.11: Συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου διάρκειας 30ns.

Διάγραμμα 2.12: Συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου διάρκειας 10ns.

Διάγραμμα 3.1: Απεικόνιση των παραμέτρων σκέδασης συναρτήσει του μήκους L_2 μέσα από το περιβάλλον του CST.

Διάγραμμα 3.2: Η προσαρμογή στην είσοδο συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{11}(w_{iris})$.

Διάγραμμα 3.3: Η διαρροή στην έξοδο Port2 συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{21}(w_{iris})$.

Διάγραμμα 3.4: Η διαρροή στην έξοδο Port3 συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{31}(w_{iris})$.

Διάγραμμα 3.5: Το μήκος της πρώτης κυματοδηγικής κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $L_1(w_{iris})$.

Διάγραμμα 3.6: Η απολαβή της κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $G(w_{iris})$.

Διάγραμμα 3.7: Ο Συντελεστής Ανάκλασης S_{11} , ο Συντελεστής Διαρροής στην Port2 έξοδο S_{21} και ο συντελεστής διαρροής στην Port3 έξοδο S_{31} , σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

Διάγραμμα 3.8: Το σήμα ανάκλασης προς την είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου για τον συμμετρικό MPC διπλής εξόδου.

Διάγραμμα 3.9: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου εντός της κοιλότητας συναρτήσει του χρόνου, $E(t)$.

Διάγραμμα 3.10: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στον GDT συναρτήσει του χρόνου, $E_{GDT}(t)$.

Διάγραμμα 3.11: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port2.

Διάγραμμα 3.12: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port2 για χρονικό εύρος 30 ns.

Διάγραμμα 3.13: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port2 για χρονικό εύρος 12 ns.

Διάγραμμα 3.14: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port3.

Διάγραμμα 3.15: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port3 για χρονικό εύρος 30 ns.

Διάγραμμα 3.16: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port3 για χρονικό εύρος 14 ns.

Διάγραμμα 3.17: Οι δύο παλμοί εξόδου αποτυπωμένοι σε κοινό καρτεσιανό επίπεδο.

Διάγραμμα 3.18: Οι συμπιεσμένοι παλμοί με την εισαγωγή διαφοράς φάσης.

Διάγραμμα 3.19: Ο συνδυασμένος (combined) παλμός προερχόμενος από την εισαγωγή διαφοράς φάσης.

Διάγραμμα 3.20: Παλμοί εξόδου έπειτα από μεταβολή του μήκους της μεταξύ τους κοιλότητας.

Διάγραμμα 3.21: Ο συνδυασμένος παλμός βασισμένος στη μεταβολή του μήκους του Port2 παλμού (Διάγραμμα 3.20).

Διάγραμμα 3.22: Ο συνδυασμένος παλμός διευρυμένης διάρκειας.

Διάγραμμα 3.23: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port2 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων.

Διάγραμμα 3.24: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port2 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 30 ns.

Διάγραμμα 3.25: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port2 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 10 ns.

Διάγραμμα 3.26: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port3 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων.

Διάγραμμα 3.27: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port3 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 30 ns.

Διάγραμμα 3.28: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port3 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 10 ns.

Διάγραμμα 3.29: Οι συμπιεσμένοι παλμοί των θυρών Port2 και Port3 σε κοινό καρτεσιανό επίπεδο.

Διάγραμμα 3.30: Ο νέος συνδυασμένος (combined) παλμός εξόδου που προέκυψε με τη μετατόπιση του GDT για χρονικό εύρος 30 ns.

Διάγραμμα 3.31: Ο νέος συνδυασμένος (combined) παλμός εξόδου που προέκυψε με τη μετατόπιση του GDT για χρονικό εύρος 10 ns.

Διάγραμμα 4.1: Σύγκριση συμπιεσμένων παλμών εξόδου μεταξύ του βασικού MPC, του συμμετρικού μίας εξόδου MPC και του συνδυασμένου παλμού του Διαγράμματος 3.19. (GDT στην αρχική θέση $\lambda_g/4$ από το βραχυκυκλωμένο άκρο).

Διάγραμμα 4.2: Σύγκριση συμπιεσμένων παλμών εξόδου μεταξύ του βασικού MPC, του συμμετρικού μίας εξόδου MPC και του συνδυασμένου παλμού του Διαγράμματος 3.31. (Μετατοπισμένος GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων).

Αλφαβητικό Ευρετήριο

AC: Alternating Current

Cav: Cavity

cm: centimeter

CST: Computer Simulation Technology

CW: Continuous Waves

dB: decibel

DC: Direct Current

E-field: Electric Field

E-plane: Electric Plane

G: Gain

GaAs: Gallium Arsenide

GaN: Gallium Nitrate

GDT: Gas Discharge Tube

GHz: Gigahertz

kW: kilowatt

GW: Gigawatt

HPM: High Power Microwaves

kHz: kilohertz

kV: kilovolt

MHz: Megahertz

mm: millimeter

MPC: Microwave Pulse Compression

MRT: Magnetic Resonance Tomography

MW: Megawatt

ns: nanosecond

RF: Radiofrequency

SSPA: Solid State Power Amplifier

TE: Transverse Electric

TM: Transverse Magnetic

TWT: Traveling Wave Tube

UHF: Ultra High Frequency

V: Volt

VHF: Very High Frequency

WG: Waveguide

IEEE: The Institute for Electrical and Electronics Engineers

μs: microsecond

Ξενόγλωσση Ορολογία

Adaptive Mesh: Προσαρμοσμένο Πλέγμα

Anode: Άνοδος

Cathode: Κάθοδος

Heater Supply: Θερμαντικός Τροφοδότης

Cells: Κελία

Choke: Εμφράκτης

Combined: Συνδυασμένος

Continuous Waves: Συνεχή Κύματα/Συνεχείς παλμοί

Direct Current: Συνεχές Ρεύμα

Alternating Current: Εναλλασσόμενο Ρεύμα

Drivers: Οδηγοί

Drones: Μη επανδρωμένα αεροσκάφη

Dummy Objects: Ψευδοαντικείμενα

Electric Plane: Ηλεκτρικό Πεδίο

Evaluation Time: Χρόνος υπολογισμού

Field: Πεδίο

Frequency Domain: Πεδίο της συχνότητας

Gallium Arsenide: Αρσενίδιο του Γαλλίου

Gallium Nitrate: Νιτρικό Γάλλιο

Gas Discharge Tube: Σωλήνας Εκκένωσης Αερίου

High Power Microwaves: Μικροκύματα Υψηλής Ισχύος

Input: Είσοδος

Output: Έξοδος

Isolation: Απομόνωση

Magnetic Resonance Tomography: Μαγνητικός (Συντονίζων) Τομογράφος

Magnetic: Μαγνητικός

Matching: Ταίριασμα/Προσαρμογή

Microwave Pulse Compression: Συμπύκνωση Μικροκυματικών Παλμών

Modulators: Διαμορφωτές

Optimum Gain: Βέλτιστο Κέρδος

Peaks: Ακμές/Κορυφές

Port: Θύρα

Probes: Ακροδέκτες

Quality Factor: Παράγοντας Ποιότητας

Radiofrequency: Ραδιοσυχνότητα

Repetition Time: Χρόνος Περιοδικότητας/Επανάληψης

Resonant Cavity: Συντονίζουσα Κοιλότητα

Short: Βραχύς(βραχυκύκλωμα)

Solid State Power Amplifier: Ενισχυτής Ισχύος Στερεάς Κατάστασης

Solver: Επιλυτής

Thermionic Emission: Θερμιονική Εκπομπή

Thickness: Πάχος

Time Domain: Πεδίο του χρόνου

T-Junction: Σύνδεσμος τύπου ταφ (T)

Transverse: Εγκάρσιος

Electric: Ηλεκτρικός

Traveling Wave Tube: Σήραγγα Οδεύοντος Κύματος

Waveguide: Κυματοδηγός

Wavelength: Μήκος κύματος

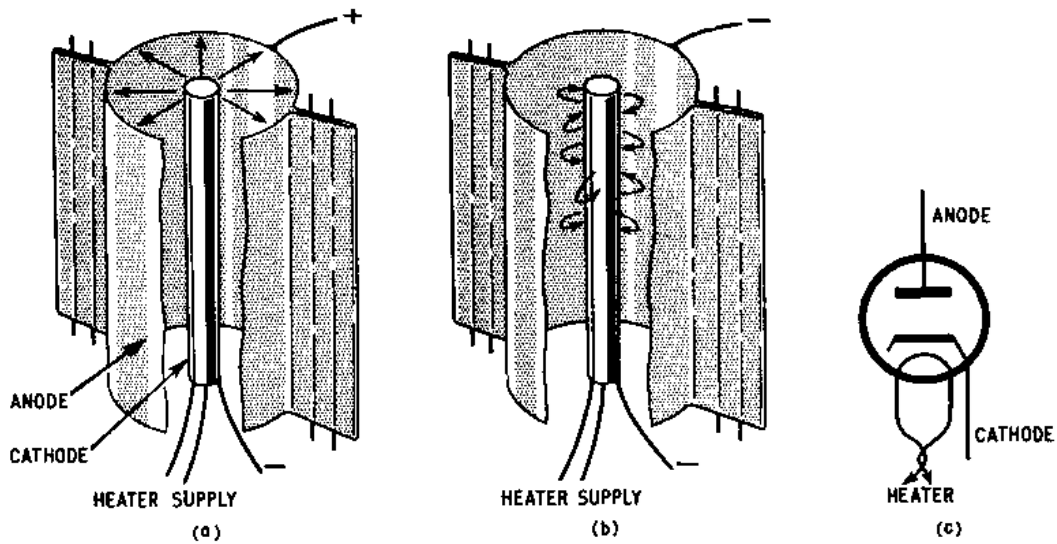
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο εκτεταμένος τομέας της μηχανικής ραδιοσυχνοτήτων (Radiofrequency, RF) και μικροκυμάτων πραγματεύεται τη συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά των χρονικά μεταβαλλόμενων σημάτων εντός ενός εύρους συχνοτήτων που εκτείνεται από 100 MHz έως 1000 GHz. Σε αυτό το φάσμα, οι ραδιοσυχνότητες εκτείνονται από τη ζώνη των πολύ υψηλών συχνοτήτων (VHF), μεταξύ 30 και 300 MHz, έως τη ζώνη των εξαιρετικά υψηλών συχνοτήτων (UHF), μεταξύ των 300 και των 3000 MHz. Παράλληλα, ο όρος "μικροκύματα" χρησιμοποιείται, συνήθως, για να περιγράψει συχνοότητες που εκτείνονται από 3 έως 300 GHz, που αντιστοιχεί σε μήκος κύματος που κυμαίνεται από 10 cm έως 1 mm.[1]. Η τεχνολογική πρόοδος έχει φέρει στο προσκήνιο τα τελευταία χρόνια τα μικροκύματα υψηλής ισχύος. Το γεγονός αυτό οφείλεται τόσο στα τεχνολογικά επιτεύγματα που προέκυψαν από μακροχρόνιες μελέτες, όσο και στην καλύτερη κατανόηση της φυσικής που υπάρχει πίσω από τη λειτουργία των συμβατικών μικροκυματικών διατάξεων.

Στην αγγλική ορολογία χρησιμοποιείται ο όρος HPM (High Power Microwaves) που συνήθως υποδηλώνει διατάξεις που είναι υπεύθυνες για παραγωγή ισχύος που υπερβαίνει την τάξη μεγέθους των 100 Megawatt (MW) και αγγίζει τα 15 Gigawatt (GW) σε παλμική λειτουργία [2]. Η απόδοση των συμβατικών μικροκυματικών συσκευών δεν είναι ικανή να ξεπεράσει τα 100 MW συνεπώς, η διαφορά των HPM διατάξεων από τις συμβατικές ξεκαθαρίζεται με βάση την απόδοσή τους. Η μεθοδολογία που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία αυτών των πηγών βασίζεται συχνά στην τεχνολογία παλμικής ισχύος. Επιπλέον, ιδιαίτερα στις υψηλές συχνοότητες (100 GHz), χρησιμοποιούνται μέχρι και σήμερα πιο παραδοσιακοί τρόποι για τη δημιουργία τέτοιων πηγών όπως για παράδειγμα Modulator-based Drivers (Ολοκληρωμένα ενσωματωμένα κυκλώματα οδηγών βασισμένα σε διαμορφωτές) όπου η λειτουργία συνεχών κυμάτων (Continuous Waves, CW) μπορεί να διατηρηθεί σε χρονικά διαστήματα της τάξεως των δεκάδων λεπτών [3].

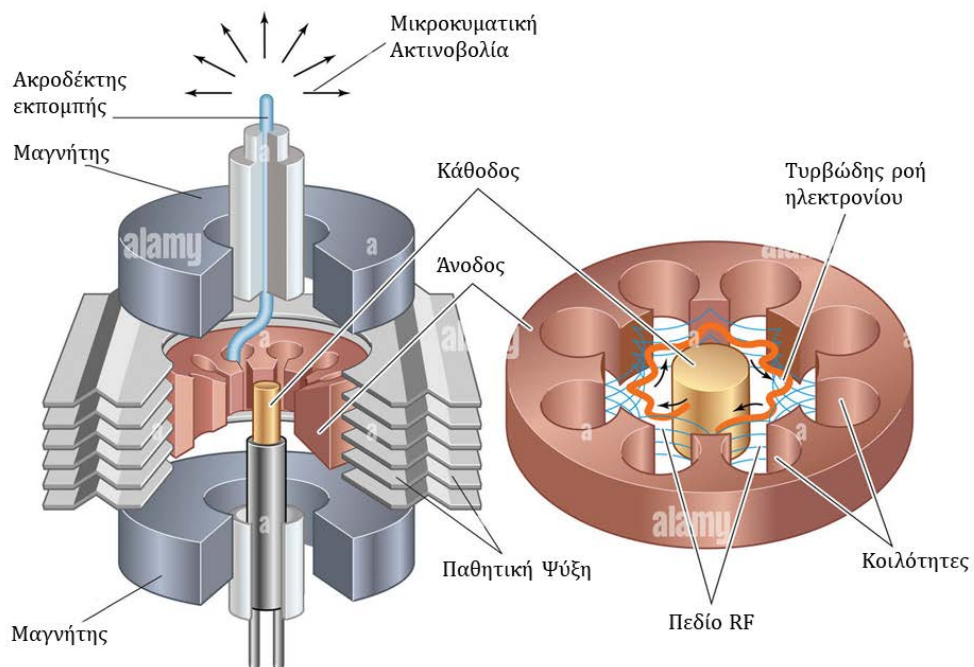
Τα μικροκύματα υψηλής ισχύος βρίσκουν εφαρμογή σε περιπτώσεις που χρειάζονται πολύ υψηλά ποσά ενέργειας. Σε κάποιες από αυτές, απαιτούμε από την ενέργεια να εκπέμπεται σε συνεχόμενο χρονικό διάστημα ενώ σε άλλες τη χρειαζόμαστε σε παλμική μορφή. Τα HPM πεδία χρησιμοποιούνται σε βιομηχανικές εφαρμογές, σε εφαρμογές αμυντικών συστημάτων αλλά και γενικότερα βρίσκουν χρήση στον επιστημονικό – ερευνητικό τομέα [4]. Εφαρμογές των μικροκυμάτων υψηλής ισχύος αποτελούν η ενίσχυση υψίσυχνων (Radio Frequency) σημάτων των υπερεπιταχυντών αλλά και η θέρμανση πλάσματος στα tokamaks. Τα ραντάρ και τα συστήματα τηλεπικοινωνιών είναι επίσης ένας τομέας που χρησιμοποιεί σε ένα σημαντικό βαθμό ηλεκτρομαγνητικά κύματα ισχύος. Σε αυτές τις περιπτώσεις θα συναντήσουμε ευρυζωνικούς ενισχυτές υψηλών συχνοτήτων (10 GHz – 80 GHz). Επιπρόσθετα, ο τομέας της βιοϊατρικής τεχνολογίας κάνει χρήση μικροκυμάτων υψηλής ισχύος σε μαγνητικούς τομογράφους (Magnetic Resonance Tomography – MRT) [5].

Μια συσκευή άξια σημασίας για την δημιουργία μικροκυμάτων υψηλής ισχύος είναι η λυχνία κενού. Θα τη συναντήσουμε σε πολλά βιβλία ως ηλεκτρονική λυχνία ή θερμιονική βαλβίδα. Αποτελεί μια εφαρμογή της Θερμιονικής Εκπομπής (Thermionic Emission). Σε αυτή, υπάρχουν δύο (ή σε άλλες περιπτώσεις περισσότερα από δύο) ηλεκτρόδια, η άνοδος και η κάθοδος. Η άνοδος αποτελεί σημείο υψηλότερου δυναμικού ενώ η κάθοδος χαμηλότερου. Θερμαίνοντας την κάθοδο σε υψηλές θερμοκρασίες, μέσω της θερμιονικής εκπομπής, τα ηλεκτρόνια αποσπώνται από το χαμηλότερο δυναμικό και οδεύουν προς την άνοδο. Στο Σχήμα 1, μπορούμε να δούμε ποιοτικά την κατασκευή αλλά και τη λειτουργία της λυχνίας.



Σχήμα 1: Ποιοτική απεικόνιση Θερμιονικής Βαλβίδας [6].

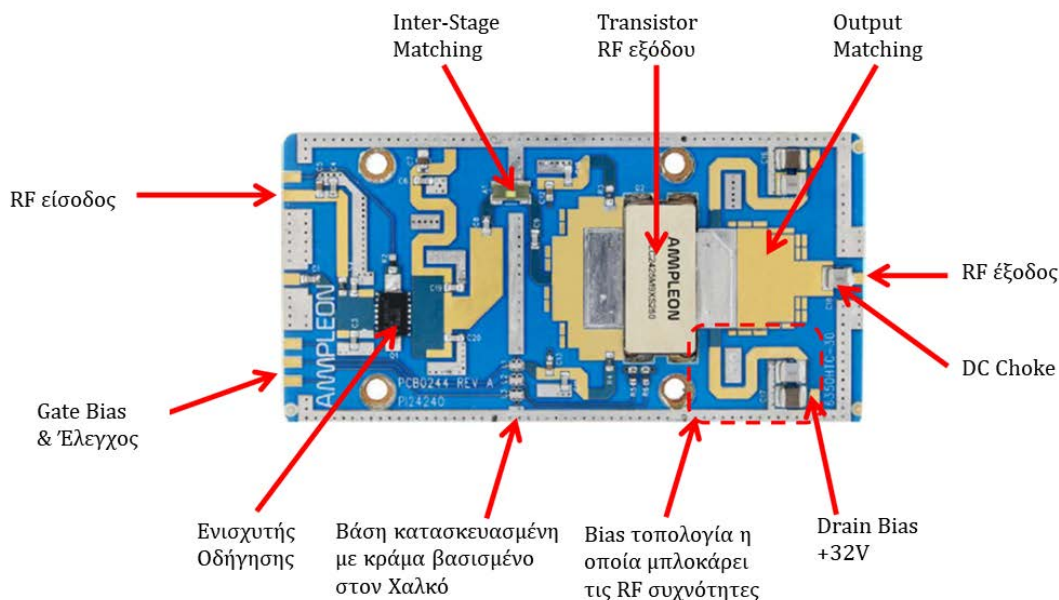
Η Λυχνία Μάγνητρον (Magnetron), αποτελεί μια ευρέως διαδεδομένη πηγή μικροκυματικής ακτινοβολίας που βρίσκει εφαρμογές σε εναέρια/αερομεταφερόμενα και σε δορυφορικά συστήματα. Ακόμα, τη συναντάμε στις οικιακές συσκευές των φούρνων μικροκυμάτων αλλά και σε αρκετά ποιο σύνθετες δομές όπως οι επιταχυντές σωματιδίων. Οι μικρές διαστάσεις της την καθιστούν μια αρκετά «συμπιεσμένη» λύση καθώς είναι ικανή σε συνεχή (Continuous Wave, CW) λειτουργία να αποδώσει έως και Gigawatt στην έξοδο [10]. Συνοπτικά, η αρχή λειτουργίας της κοιλότητας βασίζεται στη θερμιονική εκπομπή αλλά και στη περίπλοκη τροχιά που ακολουθούν τα ηλεκτρόνια μέσα σε αυτή. Στο Σχήμα 2, παρατηρούμε πως είναι εσωτερικά μια λυχνία Μάγνητρον [11].



Σχήμα 2: Η δομή της Magnetron [10].

Οι Solid State ενισχυτές ισχύος (Solid State Power Amplifiers – SSPAs) σχεδιάστηκαν με σκοπό να υπηρετήσουν απαιτητικές εφαρμογές όπως ραντάρ, τηλεπικοινωνιακά συστήματα αλλά και εναέρια μέσα, συστήματα άμυνας, διαστημικά συστήματα και δορυφορικές επικοινωνίες [7].

Αποτελούν την επιτομή της τεχνολογίας χρησιμοποιώντας ποικίλους τρόπους ενίσχυσης παρέχοντας υψηλή απόδοση και χαμηλό ενεργειακό αποτύπωμα. Προσδίδουν μια εναλλακτική λύση στις περιπτώσεις που χρησιμοποιούνται ενισχυτές TWT (Traveling Wave Tube). Η λειτουργία και η αρχιτεκτονική τους βασίζεται σε τεχνολογίες τρανζίστορ όπως GaN (Gallium Nitrate-Νιτρικό Γάλλιο) και GaAs (Gallium Arsenide-Αρσενίδιο του Γαλλίου) [8]. Στο παρελθόν ρησιμοποιούνταν, κατά κύριο λόγο, στις L, S, C μπάντες συχνοτήτων (1 – 8 GHz), όμως τα τελευταία χρόνια έχουμε χρήση σε μπάντες όπως X, Ku, Ka (8-40 GHz).



Σχήμα 3: Τοπολογία κυκλώματος ενίσχυσης βασισμένη σε ενισχυτή στερεάς κατάστασης, 250W,32V της κατασκευάστριας εταιρίας AMPLION [9].

Τα συστήματα μικροκυματικής συμπίεσης παλμών (Microwave Pulse Compression Systems – MPC Systems) χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές που απαιτείται μεγάλη ισχύς σε παλμική λειτουργία [4], [12]. Αυτά τα συστήματα βασίζονται στη λειτουργία τους σε ήδη υπάρχουσες παλμικές μικροκυματικές πηγές χαμηλότερης ισχύος από την επιθυμητή. Ο παλμός συμπιέζεται χρονικά και το τελικό αποτέλεσμα είναι ένας νέος, αρκετά ενισχυμένος ηλεκτρομαγνητικός παλμός μικρότερης διάρκειας. Η χρήση αυτών των συστημάτων συναντάται συχνά σε εφαρμογές HPM, όπως τα συστήματα κατευθυνόμενης ενέργειας.

Τα είδη της μικροκυματικής συμπίεσης χωρίζονται, συνήθως, σε δύο κατηγορίες με γνώμονα το σύστημα που χρησιμοποιείται για την εκτόνωση της αποθηκευμένης ενέργειας [13]. Οι δύο αυτές κατηγορίες αποτελούν την ενεργητική μικροκυματική συμπίεση και την παθητική. Η παθητική συμπίεση των ηλεκτρομαγνητικών παλμών χρησιμοποιεί τα χαρακτηριστικά διασποράς των γραμμών μεταφοράς, όπως ενός κυματοδηγού ή ενός ομοαξονικού καλωδίου. Επιπρόσθετα, απαιτούν στην είσοδό τους να παρέχουμε παλμό διαμορφωμένο κατά φάση [14]. Αξίζει να τονίσουμε το γεγονός πως όσον αφορά τους συνήθεις κυματοδηγούς, τα φαινόμενα διασποράς είναι εντονότερα σχετικά κοντά στη συχνότητα αποκοπής του ρυθμού λειτουργίας [15]. Οι μικροκυματικές διατάξεις που είναι υπεύθυνες για την ενεργητική συμπίεση χρησιμοποιούν τον ελεγχόμενο διακοπτικό συντονισμό κοιλιοτήτων (resonant cavities) υψηλού παράγοντα Q (Quality Factor). Κατά τη μικροκυματική διέγερση, η τροφοδοτούμενη από τη μικροκυματική πηγή κοιλότητα, συσσωρεύει ενέργεια. Τη στιγμή που η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια εντός αυτής είναι μέγιστη,

ένα μη γραμμικό στοιχείο που έχει τον ρόλο διακόπτη ενεργοποιείται. Έτσι, λαμβάνουμε ως αποτέλεσμα την εκτόνωση και την απελευθέρωση της συσσωρευμένης ενέργειας με σκοπό τη διεγερση της επόμενης επιθυμητής διάταξης [4],[16]. Οι κοιλότητες που χρησιμοποιούνται είναι κατά κύριο λόγο ευθείς κυματοδηγοί [4],[17],[18],[19]. Σε αυτούς συνδέουμε υψηλής ανακλαστικότητα στοιχεία όπως ίριδες και βραχυκυκλωμένα T-Junctions. Με κατάλληλες τοπολογίες και συστήματα, μπορούμε να φτάσουμε σε αρκετά υψηλά ποσοστά συμπίεσης και παράλληλα να ελέγχουμε πλήρως τη μορφή του παλμού.

Οι ενεργοί μικροκυματικοί συμπίεστες παλμών (MPC) προτιμώνται ιδιαίτερα για διάφορους λόγους. Πρώτον, εξαλείφουν την ανάγκη για σήματα εισόδου με διαμόρφωση συχνότητας. Δεύτερον, προσφέρουν σημαντική ενίσχυση ισχύος ενώ παράγουν παλμούς που χαρακτηρίζονται από αρκετά σύντομους χρόνους ανόδου. Επιπλέον, είναι σχετικά εύκολο να ελέγχεται με ακρίβεια η διάρκεια του συμπίεσμένου παλμού, η οποία είναι περίπου ίση με τον χρόνο μετάδοσης μετ' επιστροφής εντός της κοιλότητας (round-trip time). Ωστόσο, πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στη σχεδίαση τέτοιων συσκευών για να εξασφαλιστεί μέγιστο κέρδος και ελάχιστη διαρροή κατά τη φάση φόρτισης, καθώς και για να αποτραπεί η ασταθής ενεργοποίηση του διακόπτη από το έντονα αυξανόμενο πεδίο ραδιοσυχνότητας (RF) εντός της κοιλότητας. Αυτό εξασφαλίζει την επίτευξη σταθερού ρυθμού επανάληψης (Repetition Rate) [4],[20]. Η ενεργητική μικροκυματική συμπίεση MPC αποτελεί την πιο κοστοβόρα λύση σε ένα πρόβλημα μεταξύ αυτών των ειδών. Είναι όμως και η μέθοδος που θα δώσει υψηλής ακρίβειας αποτελέσματα. Η παθητική μικροκυματική συμπίεση είναι η λύση με το μικρότερο κόστος εφαρμογής, όμως η συμπίεση εξαρτάται άμεσα από τη διασπορά της εκάστοτε γραμμής μεταφοράς.

Στη παρούσα Διπλωματική Εργασία θα σχεδιάσουμε και θα μελετήσουμε συγκεκριμένες τοπολογίες Ενεργής Μικροκυματικής Συμπίεσης χρησιμοποιώντας το λογισμικό ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης “CST Studio Suite”. Σκοπός αυτής της μελέτης είναι η ανάλυση του τρόπου λειτουργίας και η αξιολόγηση των επιδόσεων αυτών των συστημάτων, οι οποίες κατά τον βασικό σχεδιασμό αποτελούνται από έναν ορθογώνιο κυματοδηγό, μια ίριδα στην είσοδο αυτών και ένα ή δύο E-Plane T-Junctions στην έξοδό του. Ειδικότερα, θα εξετασθεί η εκδοχή μίας ενεργής MPC διάταξης, όπου η έξοδος του συμπίεσμένου παλμού λαμβάνεται από τον πλευρικό βραχίονα του E-Plane T-Junction. Η μελέτη θα εξετάσει την εκδοχή της εξαγωγής της αποθηκευμένης ενέργειας είτε από μία είτε από δύο θύρες (E-Plane T-Junctions) εξόδου. Οι προσομοιώσεις που θα εκτελεστούν θα υλοποιηθούν στο πεδίο της συχνότητας αλλά και του χρόνου. Η μελέτη επικεντρώνεται στα αποτελέσματα της ενίσχυσης του παλμού που προκύπτει όταν αλλάζουμε συγκεκριμένες διαστάσεις της τοπολογίας. Συνεπώς, μετά το πέρας της μελέτης αυτής, θα είμαστε σε θέση να καταλήξουμε ποια διάταξη από αυτές που μελετήσαμε αποτελεί την πιο αποτελεσματική, όσον αφορά την ενίσχυση που λαμβάνουμε αλλά και να εξάγουμε συμπεράσματα γενικού περιεχομένου.

Αρχικά θα σχεδιάσουμε το βασικό μοντέλο μας ξεκινώντας από ένα T-Junction (σύνδεσμος-T τριών θυρών) το οποίο θα έχουμε βελτιστοποιήσει ως προς τη διαρροή στην έξοδο. Η βελτιστοποίηση αφορά στην τοποθέτηση σε κατάλληλη απόσταση ενός πλακιδίου βραχυκύκλωσης στον έναν από τους ευθείς βραχίονες του T-junction. Στη συνέχεια, θα περάσουμε στον βασικό σχεδιασμό του συμπίεστη (MPC). Θα χρησιμοποιήσουμε το T-Junction που σχεδιάσαμε, θα προσθέσουμε ένα ευθύ τμήμα κυματοδηγού και στην είσοδο, μια ίριδα. Αυτήν τη διαδικασία θα την υλοποιήσουμε για τη μελέτη στο πεδίο της συχνότητας αλλά και στο πεδίο του χρόνου. Εφόσον έχουμε μελετήσει πλήρως το βασικό MPC μοντέλο θα προχωρήσουμε στην υλοποίηση μιας εναλλακτικής κοιλότητας, έχοντας μια έξοδο και το T-junction τοποθετημένο συμμετρικά, δηλ.

στο κέντρο της διάταξης. Θα επαναλάβουμε τη διαδικασία βελτιστοποίησης στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου. Τέλος, θα προχωρήσουμε στον σχεδιασμό μιας μεγαλύτερης κοιλότητας που διαθέτει δύο εξόδους. Σε αυτήν την τοπολογία χρησιμοποιούνται δύο T-junctions και ως εκ τούτου δίνεται η δυνατότητα εξαγωγής δύο συμπιεσμένων παλμών, οι οποίοι μπορούν να συνδυασθούν με τη χρήση ενός αθροιστή για να παραχθούν συμπιεσμένοι παλμοί διαφορετικού προφίλ. Σε κάθε περίπτωση, μέσα από την σύγκριση του τρόπου λειτουργίας των εναλλακτικών υπό μελέτη τοπολογιών, θα εξάγουμε συμπεράσματα σχετικά με τις απολαβές κατά τη φόρτισή τους αλλά και τα χαρακτηριστικά των παλμών εξόδου που λαμβάνουμε κατά την εκφόρτισή τους.

Στα επόμενα κεφάλαια θα παρουσιάσουμε αναλυτικά τόσο το σχεδιασμό των μοντέλων στο “CST Studio Suite” όσο και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Κύριος σκοπός μας σε κάθε περίπτωση είναι να ελαχιστοποιήσουμε τη διαρροή στην έξοδο του MPC και παράλληλα να επιτύχουμε προσαρμογή στην είσοδο αυτού. Η δομή και η οργάνωση της διπλωματικής εργασίας έχει ως εξής:

Κεφάλαιο 1: Στο Κεφάλαιο 1 παρουσιάζεται η διαδικασία σχεδίασης της βασικής και εν πολλοίς απλούστερης διάταξης MPC. Στο πλαίσιο της μελέτης-σχεδίασης της βασικής διάταξης MPC περιλαμβάνεται η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του T-junction με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της διαρροής από τη θύρα εξόδου κατά τη διάρκεια της φόρτισης της MPC μικροκυματικής κοιλότητας. Το βελτιστοποιημένο T-junction επαναχρησιμοποιείται σε όλες τις εναλλακτικές MPC τοπολογίες που παρουσιάζονται στα επόμενα κεφάλαια. Τέλος, στο Κεφάλαιο 1 αναλύεται λεπτομερώς η διαδικασία προσομοίωσης στο πεδίο των συχνοτήτων και του χρόνου, προκειμένου να αποφευχθεί η επανάληψη των ίδιων λεπτομερειών στα επόμενα κεφάλαια.

Κεφάλαιο 2: Στο Κεφάλαιο 2 αναλύεται και αξιολογείται η πρώτη παραλλαγή της βασικής MPC τοπολογίας του Κεφαλαίου 1. Συγκεκριμένα, εξετάζεται η παραλλαγή που προκύπτει με την τοποθέτηση του T-junction σε συμμετρική θέση, δηλ. στο κέντρο της διάταξης.

Κεφάλαιο 3: Στο Κεφάλαιο 3 αναλύεται και αξιολογείται η δεύτερη παραλλαγή της βασικής MPC τοπολογίας του Κεφαλαίου 1. Συγκεκριμένα, εξετάζεται η παραλλαγή που προκύπτει με την τοποθέτηση 2 T-junction για τη δημιουργία μίας MPC τοπολογίας δυο θυρών εξόδου. Σε αυτό το πλαίσιο, εξετάζεται η δυνατότητα χρήσης ενός αθροιστή προκειμένου να συνδυαστούν οι δύο συμπιεσμένοι παλμοί εξόδου.

Κεφάλαιο 4: Στο Κεφάλαιο 4 συνοψίζονται τα αποτελέσματα της διπλωματικής εργασίας, εξάγονται συμπεράσματα από τη συγκριτική αξιολόγηση των επιδόσεων των εναλλακτικών τοπολογιών που μελετήθηκαν και σχολιάζονται ενδεχόμενες προεκτάσεις της παρούσας εργασίας.

1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Σχεδίαση βασικού E-plane MPC

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε τον τρόπο σχεδίασης της βασικής διάταξης. Τα επόμενα προβλήματα - οι επόμενες διατάξεις - που θα αναλύσουμε θα βασίζονται στο μοντέλο που θα εξετάσουμε στο παρόν κεφάλαιο.

1.1 Σχεδιασμός, Διαστασιολόγηση και βασικά χαρακτηριστικά διάταξης.

Γνωρίζουμε πως σε ένα ευθύγραμμο τμήμα κυματοδηγού μπορεί να γίνει διάδοση τόσο εγκάρσιων μαγνητικών κυμάτων (TM ρυθμός–Transverse Magnetic) με την αξονική συνιστώσα του μαγνητικού πεδίου να είναι μηδέν, $H_z = 0$ όσο και εγκάρσιων ηλεκτρικών κυμάτων (TE ρυθμός–Transverse Electric) με την αξονική συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου, αυτή τη φορά, να είναι και αυτή ίση με το μηδέν, $E_z = 0$. Σε αυτές τις δύο περιπτώσεις θεωρούμε πως έχουμε αρμονική μεταβολή με το χρόνο και πως για το μαγνητικό πεδίο έχουμε διάδοση της μορφής:

$$H_z(x, y, z) = f(x, y)e^{-j\beta z} \quad (1.1)$$

Αντίστοιχα, για το ηλεκτρικό πεδίο θα ισχύει

$$E_z(x, y, z) = f(x, y)e^{-j\beta z} \quad (1.2)$$

Οι εξισώσεις (1.1) και (1.2), προκύπτουν από τις εξισώσεις του Maxwell σε μορφή φασιθέτη. Δηλαδή:

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{E} \quad (1.3)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (1.4)$$

Από αυτές, με αλγεβρικές πράξεις προκύπτει, η εξίσωση του Helmholtz:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + kc^2\right) \begin{pmatrix} E_z \\ H_z \end{pmatrix} = 0 \quad (1.5)$$

Σύμφωνα με [1, p.112] συνδυάζοντας τις σωστές οριακές συνθήκες ορθογώνιου κυματοδηγού την εξίσωση του Helmholtz και τις εξισώσεις του Maxwell σε μορφή φασιθέτη, οι συνιστώσες πεδίου του ρυθμού TE δίνονται από τις εξισώσεις:

$$H_z = A \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.6)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.7)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.8)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.9)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.10)$$

Όπου A είναι ένα πλάτος, το οποίο υπολογίζεται σύμφωνα με την ισχύ στην είσοδο της κυματοδηγικής διάταξης και β είναι η σταθερά διάδοσης που σύμφωνα με [1, p.112] ισούται με $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$. Στην τελευταία το k είναι ο κυματικός αριθμός ο οποίος εξαρτάται από το μέσο διάδοσης και ισχύει: $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$. Τα μ και ε είναι η μαγνητική διαπερατότητα και η διηλεκτρική επιτρεπτότητα του μέσου, αντίστοιχα. Στη συνέχεια, $k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$ είναι ο κυματικός αριθμός αποκοπής με m, n να είναι ακέραιοι αριθμοί που παρέχουν τη τάξη του ρυθμού κυματοδότησης (TE_{mn}). Ακολουθώντας για τους ρυθμούς TM ανάλογη λογική, με αυτή των ρυθμών TE, διαπιστώνεται από [1, p.112] πως οι πεδιακές συνιστώσες δίνονται από:

$$E_z = B \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.11)$$

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.12)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.13)$$

$$H_x = \frac{j\omega\varepsilon n\pi}{k_c^2 b} B \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.14)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\varepsilon m\pi}{k_c^2 a} B \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (1.15)$$

Το πλάτος B είναι αντίστοιχο του A και αποτελεί σταθερό μέγεθος που υπολογίζεται σύμφωνα με την ισχύ εισόδου του κυματοδηγού.

Όπως προαναφέραμε, το βασικό μοντέλο MPC θα αποτελείται από ένα T-junction, μια ίριδα στην είσοδο και από ένα τμήμα ευθύ κυματοδηγού. Ο κυματοδηγός που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ο WR-340. Είναι ορθογώνιας διατομής, και οι εσωτερικές διαστάσεις του είναι πλάτους $a = 86.36$ mm και ύψους $b = 43.18$ mm. Το μήκος του κυματοδηγού είναι $L_{WG} = L \cdot \lambda_g$ όπου λ_g είναι το κυματοδηγούμενο μήκος κύματος εντός του συστήματος:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (1.16)$$

όπου λ_c είναι το μήκος κύματος αποκοπής. Καθώς αναφερόμαστε στον κύριο ρυθμό κυματοδότησης TE₁₀ (Transverse Electric) ισχύει πως:

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, m = 1 \ \& \ n = 0 \quad (1.17)$$

έτσι προκύπτει $\lambda_c = 2a = 172.72 \text{ mm}$ αφού

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (1.18)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός εκφρασμένη σε mm/ns. Συνεπώς : $c = 299.792458 \frac{\text{mm}}{\text{ns}}$, f_0 είναι η συχνότητα του σήματος που παράγεται από τη μικροκυματική πηγή και στη προκειμένη περίπτωση είναι: $f_0 = 2.4736 \text{ GHz}$. Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (1.17) & (1.18) στην (1.16) προκύπτει $\lambda_g = 170.1062 \text{ mm}$.

Επιπλέον, για να υπάρξει διάδοση, η συχνότητα λειτουργίας θα πρέπει να υπερβαίνει τη τιμή της συχνότητας αποκοπής του κυματοδηγού. Αυτή, δίνεται από τη σχέση:

$$f_c = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1.19)$$

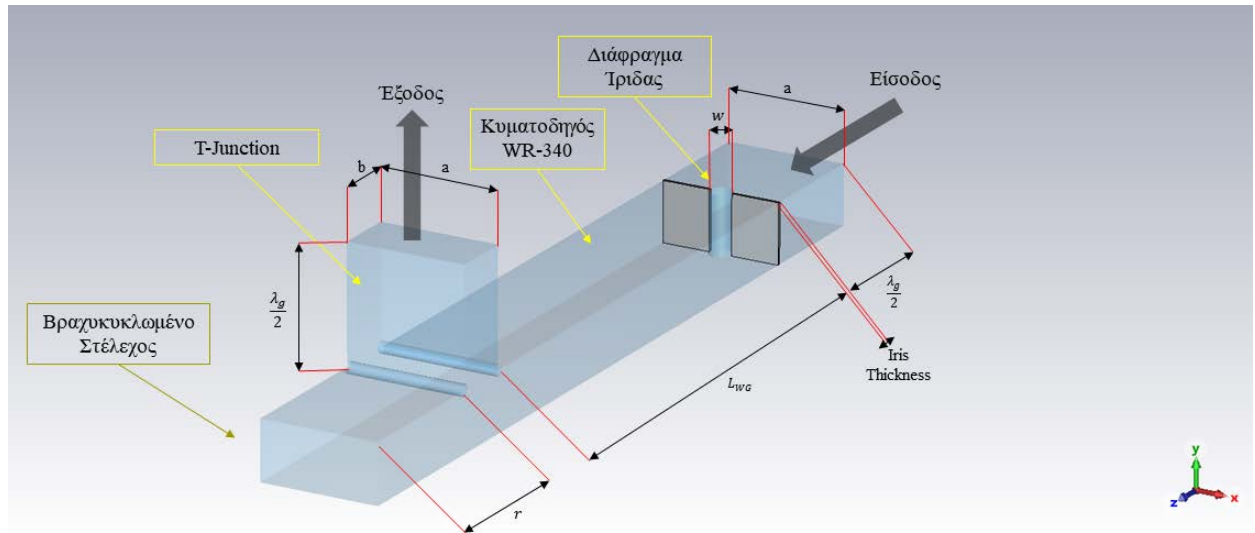
Θα εξετάσουμε τη σχέση (1.19) με σκοπό αρχικά ελέγξουμε αν υπάρχει διάδοση, ενώ στη συνέχεια αν για τη συχνότητα $f_0 = 2.4736 \text{ GHz}$ προκύπτει μονορυθμική ή πολυρυθμική λειτουργία της διάταξης. Για τον ρυθμό TE_{10} είναι $m = 1$ και $n = 0$. Έτσι, προκύπτει $f_{c_{TE_{10}}} = 1.7369 \text{ GHz}$ και συνεπώς θα υπάρξει διάδοση στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας f_0 , καθώς ισχύει $f_{c_{TE_{10}}} < f_0$. Λαμβάνοντας υπόψιν τον επόμενο ρυθμό κυματοδότησης TE_{01} είναι $m = 0$ & $n = 1$. Με αντικατάσταση στη (1.19) προκύπτει $f_{c_{TE_{01}}} = 3.4738 \text{ GHz}$. Παρατηρούμε λοιπόν το εξής:

$$f_{c_{TE_{10}}} < f_0 < f_{c_{TE_{01}}}$$

Η συχνότητα του σήματος είναι ανάμεσα στους δύο πρώτους ρυθμούς κυματοδότησης, συνεπώς η λειτουργία του κυματοδηγού θα είναι μονορυθμική .

Η τοπολογία της υπό μελέτη MPC διάταξης παρουσιάζεται στις Εικόνες 1.1 -1.3. Οι σχεδιαστικές παράμετροι της προσομοίωσης, όπως απεικονίζεται με λεπτομέρειες στην Εικόνα 1.1, αφορούν τις εξής γεωμετρικές διαστάσεις: το μήκος L_{wg} του ευθύ κυματοδηγού μεταξύ ίριδας και T-junction, το άνοιγμα της ίριδας w και το μήκος r του βραχυκυκλωμένου στελέχους του T-junction.

Για τη σχεδιαστική παράμετρο $L_{wg} = L\lambda_g$ ισχύει: $L > 0$. Αποτελεί μια θετική σταθερά, η οποία μεταβάλλει το μήκος του ορθογώνιου κυματοδηγού. Σε μετέπειτα στάδιο της διπλωματικής μελέτης, θα είμαστε σε θέση να συμπεράνουμε τον τρόπο με τον οποίο επηρεάζει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Εικόνα 1.1: Η κύρια Μικροκυματική διάταξη συμπίεσης παλμού, βασισμένη στον κυματοδηγό WR-340.

Η ύπαρξη της ίριδας είναι καθοριστική. Το τμήμα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που δεν θα καταφέρει να διαπεράσει το άνοιγμα αυτής, θα υποστεί ανάκλαση με κατεύθυνση προς τη μικροκυματική πηγή. Αντιλαμβανόμαστε πως το άνοιγμα της ίριδας θα πρέπει να είναι τέτοιο, ώστε να περιορίζεται η διαρροή προς την είσοδο και παράλληλα να επιτυγχάνεται προσαρμογή ελαχιστοποιώντας τον συντελεστή ανάκλασης σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης (steady state). Η ίριδα όντας προσανατολισμένη κάθετα σε σχέση με τη μεγάλη πλευρά του κυματοδηγού, μοιράζεται τις ίδιες διαστάσεις όσον αφορά πλάτος και ύψος με τις προηγούμενες διατάξεις, δηλαδή πλάτος a και ύψος b . Επιπλέον το πάχος αυτής, $iris_{thickness}$, είναι καθορισμένο στα 2 mm.

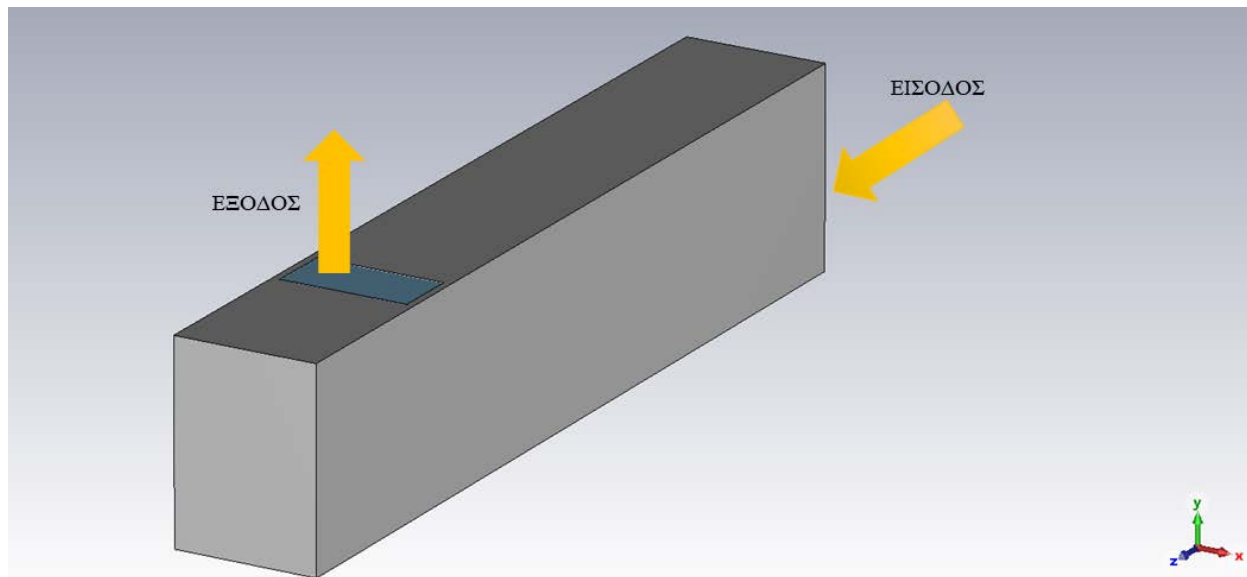
Το πλάτος του διαφράγματος της ίριδας είναι μεταβλητό και ίσο με $w = w_{iris} \cdot a$. Χάριν ευκολίας, κατά τον σχεδιασμό στο λογισμικό προσομοίωσης, το πλάτος του διαφράγματος της ίριδας εκφράζεται ως κλάσμα του συνολικού πλάτους a . Συνεπώς, για την κατάσταση στην οποία το διάφραγμα είναι εντελώς κλειστό θα ισχύει $w_{iris} = 0$ και επομένως και $w = 0$. Για την κατάσταση στην οποία το διάφραγμα είναι εντελώς ανοιχτό θα ισχύει $w_{iris} = 1$ επομένως και $w = a$.

Συμπερασματικά για τη σταθερά w_{iris} θα ισχύει:

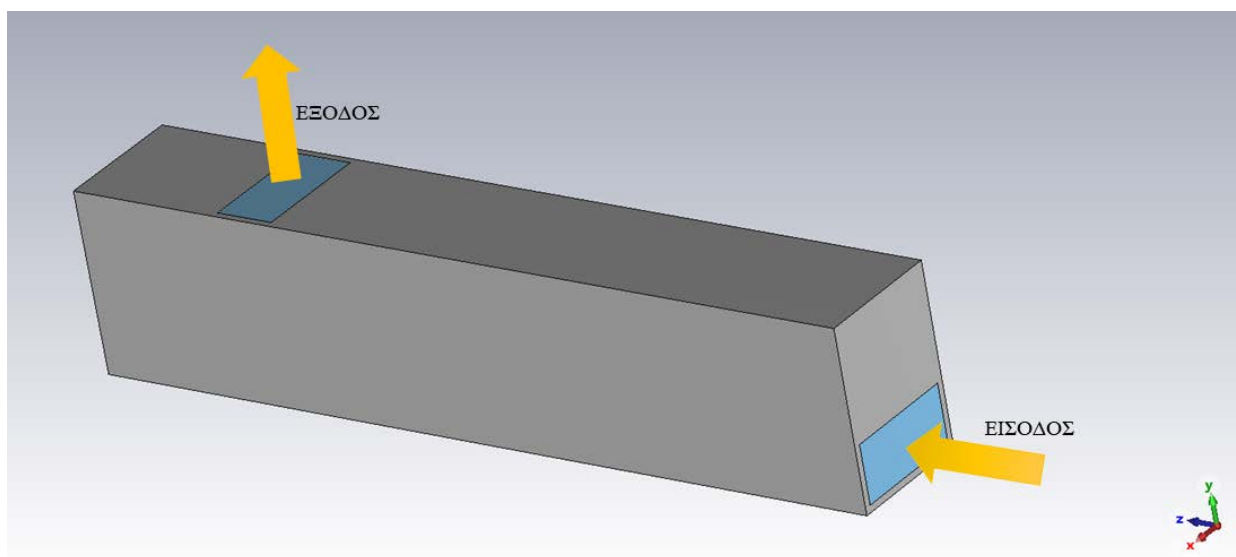
$$0 \leq w_{iris} \leq 1$$

Η διάταξη περιβάλλεται από τοιχώματα πάχους 5 mm ηλεκτρικής αγωγιμότητας $\Sigmaigma (\sigma) = 3 \times 10^7 \text{ S/m}$.

Τέλος, η σχεδιαστική παράμετρος, η οποία αφορά στο μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους του T-junction ισχύει ότι $r = r_{short} \cdot \lambda_g$. Όπως θα συζητηθεί διεξοδικά αργότερα αυτή η παράμετρος ελέγχει με καθοριστικό τρόπο τη διαρροή κατά τη διάρκεια της αποθήκευσης.



Εικόνα 1.2: Η εξωτερική όψη του βασικού μικροκυματικού συμπιεστή που επικαλύπτεται από τοιχώματα πάχους 5 mm.



Εικόνα 1.3: Η εξωτερική όψη του βασικού MPC με διαφορετική προοπτική στην οποία φαίνεται το άνοιγμα εισόδου του ηλεκτρομαγνητικού παλμού.

Παρατηρούμε πως οι διαστάσεις του μήκους κυματοδηγού, $L_{wg} = L\lambda_g$, και του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους, $r = r_{short} \cdot \lambda_g$, εξαρτώνται άμεσα από το κυματοδηγούμενο μήκος κύματος. Η έκφραση αυτών των δύο μεταβλητών συναρτήσει του λ_g , θα μας βοηθήσει αρκετά κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων καθώς οι διαστάσεις της διάταξης, έχουν άμεση σχέση μόνο με την παραγόμενη από τη πηγή συχνότητα, f_0 .

1.2 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας

Σε αυτή την υποενότητα θα σχεδιάσουμε και θα μελετήσουμε το βασικό μοντέλο (Εικόνα 1.1) στο πεδίο της συχνότητας. Αρχικά, θα σχεδιάσουμε το T-junction στοχεύοντας να ελαχιστοποιήσουμε τη διαρροή του. Στη συνέχεια θα χρειαστεί να μελετήσουμε με ποιο τρόπο η επιλογή

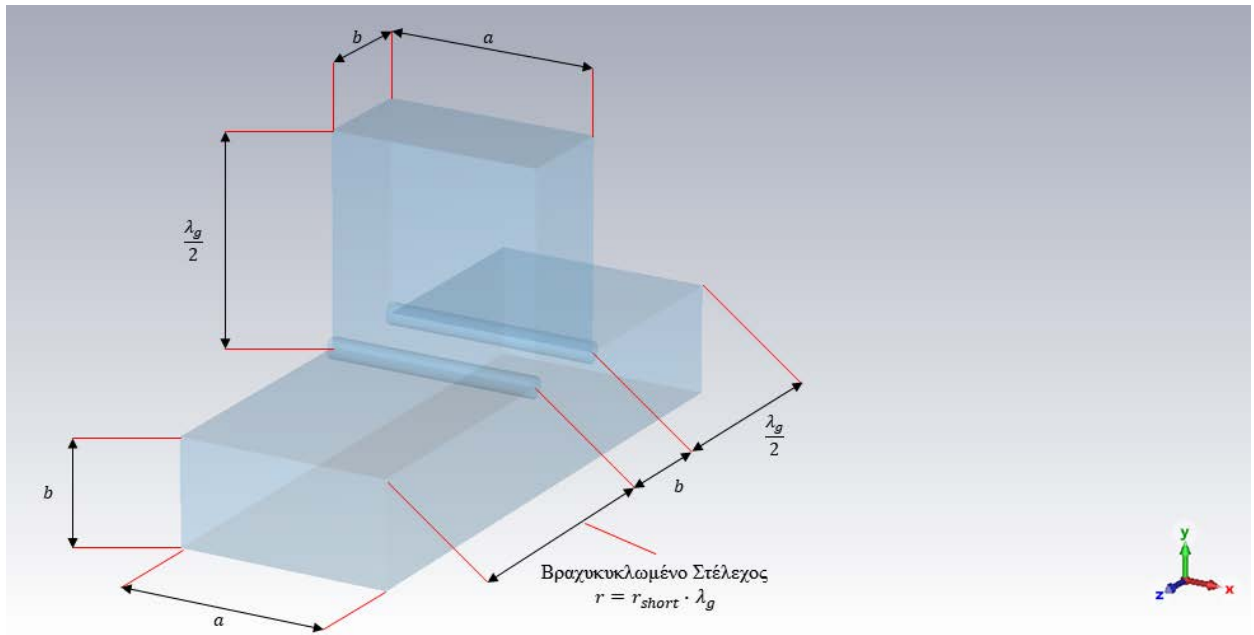
της ανάλυσης του πλέγματος επηρεάζει τα αποτελέσματα προσομοιώσεων. Θα ξεκινήσουμε τη μελέτη προσομοίωσης έχοντας θέσει την ανάλυση του πλέγματος, N , ίση με $20 \text{ Cells/wavelength}$ (κελιά ανά μήκος κύματος). Για να εξακριβώσουμε εάν η επιλογή μας μπορεί να δώσει επαρκώς ακριβή αποτελέσματα, θα ακολουθήσει διαδικασία που θα συγκρίνουμε διαφορετικές αναλύσεις πλέγματος, είτε χαμηλότερες είτε υψηλότερες. Θα επιλέξουμε αυτή που μας δίνει τον βέλτιστο συνδυασμό ακρίβειας και του συντομότερου χρόνου εκτέλεσης. Τέλος, θα είμαστε σε θέση να προβούμε στο τελικό στάδιο για το βασικό μοντέλο μελέτης, τη βελτιστοποίηση όλων των παραμέτρων συγχρόνως. Πλάτους ίριδας, μήκους κυματοδηγού και μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου. Παρακάτω, αναλύεται με λεπτομέρεια η μελέτη του βασικού MPC στο πεδίο της συχνότητας.

1.2.1 Σχεδίαση διακόπτη T-Junction

Το ηλεκτρομαγνητικό σήμα εισέρχεται κατά τη διεύθυνση εισόδου του κυματοδηγού ακολουθώντας κατά μήκος τον άξονα z όπως φαίνεται στις εικόνες: Εικόνα 1.1, Εικόνα 1.2 και Εικόνα 1.3. Τη στιγμή που θα φτάσει το σήμα στο αντίθετο άκρο του κυματοδηγού που είναι βραχυκυκλωμένο, θα υποστεί ανάκλαση με κατεύθυνση προς την είσοδο/πηγή της διάταξης. Κύριος σκοπός της σχεδίασης του T-Junction είναι η ελαχιστοποίηση της διαρροής προς την έξοδο. Για να το καταφέρουμε αυτό, θα χρειαστεί να προσομοιώσουμε το T-Junction ξεχωριστά από την υπόλοιπη διάταξη, ώστε να επιτευχθεί η ελαχιστοποίηση της διαρροής και έπειτα να το εισάγουμε στη βασική δομή.

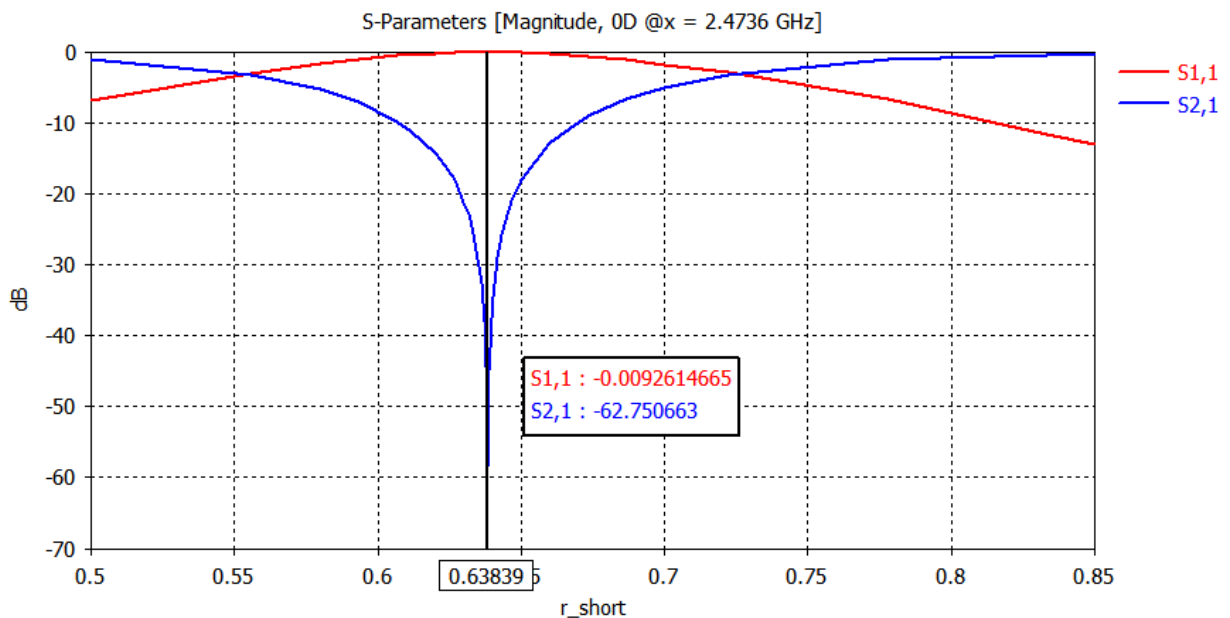
Η γεωμετρικές λεπτομέρειες του T-junction παρουσιάζονται στην Εικόνα 1.4. Σε επίπεδο σχεδιασμού, το T-junction θα μοιράζεται κοινή διαστασιολόγηση με τον κυματοδηγό στον οποίο συνδέεται. Επομένως, στην έξοδο (άξονας Y) και στην είσοδο (άξονας X) η μεγάλη πλευρά είναι $a = 86.36 \text{ mm}$ ενώ η μικρή πλευρά είναι $b = 43.18 \text{ mm}$. Το άκρο που συνδέεται με τον κυματοδηγό όπως και το άκρο εξόδου, είναι σταθερού μήκους $0.5\lambda_g$ ενώ το βραχυκυκλωμένο άκρο που βρίσκεται αντιδιαμετρικά της εισόδου έχει μεταβαλλόμενο μήκος που είναι ίσο με $r = r_{short} \cdot \lambda_g$.

Κατά τη προσομοίωση αναζητούμε το κατάλληλο μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους του συνδέσμου-T, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η διαρροή της διάταξης. Θα ορίσουμε ως είσοδο διέγερσης τη θύρα 1, ενώ ως έξοδο τη θύρα 2. Συνεπώς, η παράμετρος σκέδασης που αντιστοιχεί στη διαρροή είναι η S_{21} . Το μέγεθος που θα μεταβάλλεται κατά τη προσομοίωση είναι το r_{short} και σύμφωνα με τη μεταβολή αυτού, θα είμαστε σε θέση να συμπεράνουμε ποια τιμή αντιστοιχεί στη βέλτιστη συμπεριφορά του συνδέσμου-T.

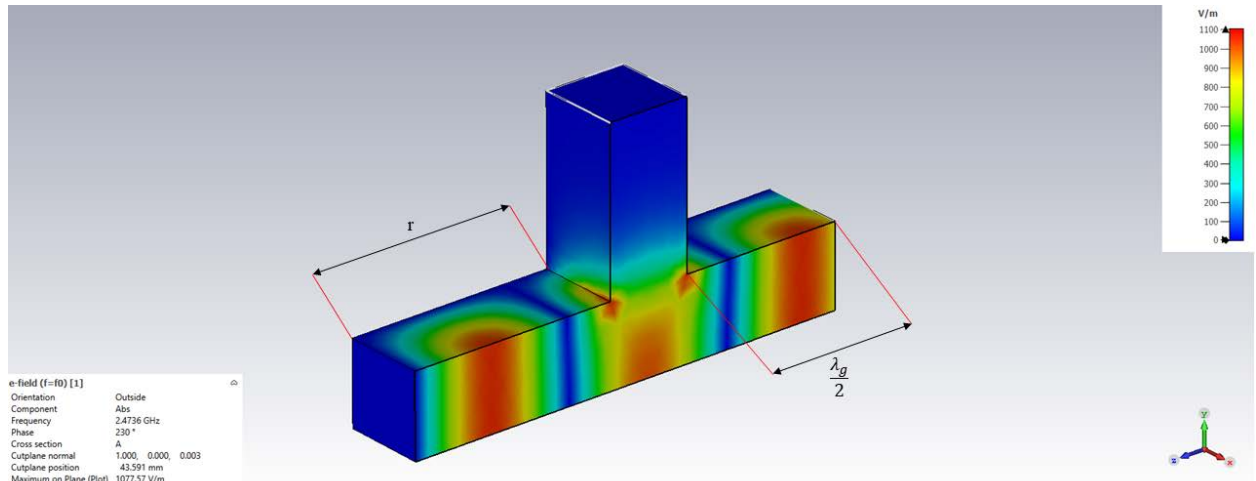


Εικόνα 1.4: Η διαστασιολόγηση του συνδέσμου T-Junction.

Μεταβάλλοντας παραμετρικά το μέγεθος r_{short} στη περιοχή $0\lambda_g$ έως $1\lambda_g$ προκύπτει πως η βέλτιστη απόδοση, με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της διαρροής του συνδέσμου-T, εμφανίζεται για $r_{short} = 0.638613$. Δηλαδή η διαρροή ελαχιστοποιείται για μήκος βραχυκυκλωμένου στελέχους ίσο με $r = r_{short} \cdot \lambda_g = 108.594$ mm. Η παράμετρος S_{21} λαμβάνει τιμή $S_{21} = -62.75$ dB, ενώ ο συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) τείνει πολύ κοντά στα 0dB.



Διάγραμμα 1.1: Απεικόνιση της διαρροής και της ανάκλασης συναρτήσει του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους μέσα από το περιβάλλον προσομοίωσης του CST.



Εικόνα 1.5: Κάθετη τομή στον άξονα X . Η βέλτιστη κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου εντός του συνδέσμου T για τη διάσταση $r = 0.638613\lambda_g$.

Όπως παρατηρούμε στην Εικόνα 1.5, το ηλεκτρικό πεδίο στην έξοδο του συνδέσμου έχει σχεδόν εξαλειφθεί. Όπως ήταν αναμενόμενο, παρατηρούμε πως στο βραχυκυκλωμένο άκρο του συνδέσμου-T εισέρχεται παραπάνω από μισό μήκος κύματος του στάσιμου κύματος.

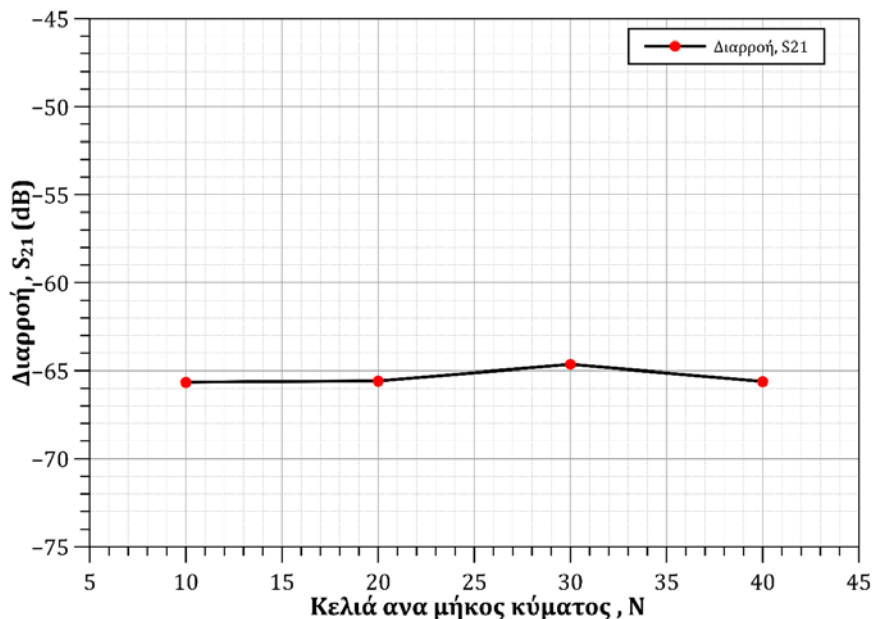
1.2.2 Μελέτη επιλογής Ανάλυσης Πλέγματος.

Στη συγκεκριμένη υποενοότητα θα διεξαχθεί μελέτη αξιολόγησης σχετικά με την Ανάλυση Πλέγματος των 20 κελιών ανά μήκος κύματος που επιλέξαμε στην προηγούμενη υποενοότητα 1.2.1. Αρχικά, για τη σύγκριση θα λάβουμε υπόψιν τέσσερις διαφορετικές τιμές του N (κελιά ανά μήκος κύματος) και συγκεκριμένα τις τιμές 10, 20, 30 και 40, προκειμένου να συγκρίνουμε τη διαφορά που τυχόν υπάρχει στη τιμή r_{short} για τις διαφορετικές τιμές πλέγματος. Με αφετηρία τα αποτελέσματα σε ότι αφορά την προσομοίωση στο τμήμα του T-Junction θα πραγματοποιήσουμε στη συνέχεια και προσομοιώσεις στη συνολική διάταξη όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.1.

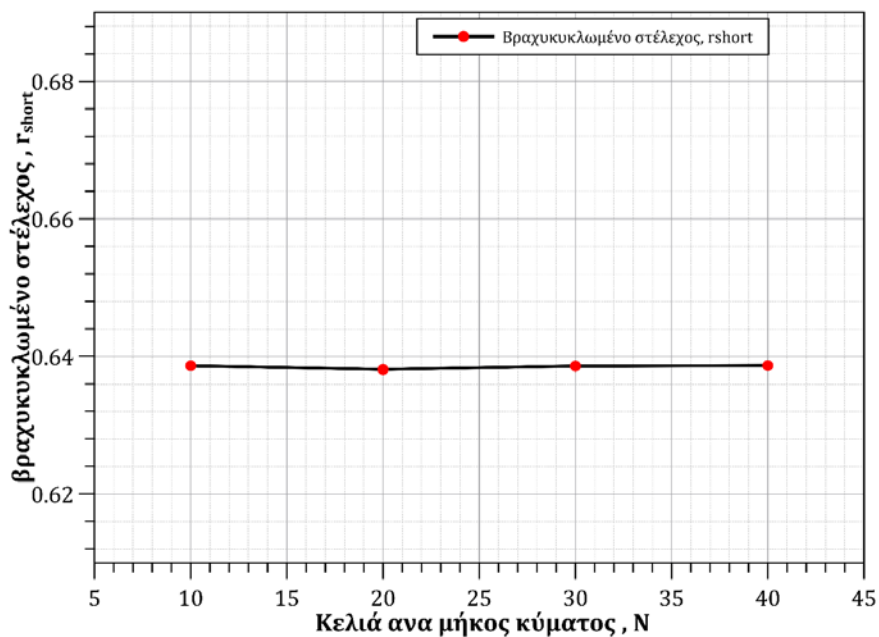
Αρχικά, για τις διάφορες τιμές του N εξετάζουμε τη συμπεριφορά του T-Junction. Παρακάτω βλέπουμε πως μεταβάλλεται η διαρροή αλλά και το μήκος του βραχυκυκλωμένου άκρου r_{short} συναρτήσει της ανάλυσης πλέγματος. Σύμφωνα με τα αριθμητικά αποτελέσματα του Πίνακα 1.1 καθώς και των σχετικών διαγραμμάτων 1.2, 1.3 προκύπτει μία ικανοποιητική σύγκλιση ήδη από την επιλογή των 10 κελιών ανά μήκος κύματος.

Κελιά ανα μήκος κύματος, N	Διαρροή, S21 (dB)	Βραχυκυκλωμένο Στέλεχος, rshort
10	-65.66	0.63866
20	-65.59	0.63813
30	-64.64	0.63862
40	-65.62	0.63869

Πίνακας 1.1: Μελέτη ανάλυσης πλέγματος στο T-Junction.

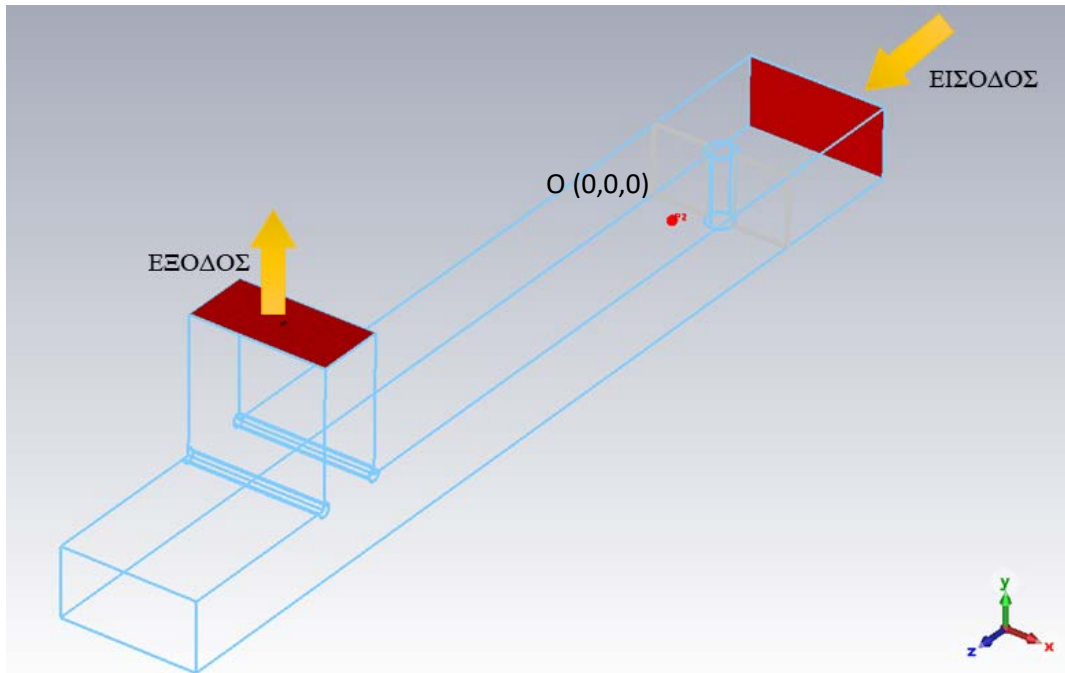


Διάγραμμα 1.2: Η διαρροή συναρτίζει τον κελιών ανά μήκος κύματος, $S_{21}(N)$.



Διάγραμμα 1.3: Βραχυκυκλωμένο στέλεχος συναρτίζει του πλέγματος, $r_{short}(N)$.

Στη συνέχεια της μελέτης ανάλυσης του πλέγματος επικεντρώνουμε το ενδιαφέρον μας στη συμπεριφορά της συνολικής διάταξης. Η διέγερση πραγματοποιείται από την είσοδο αυτής (ίριδα) όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.6.



Εικόνα 1.6: Απεικόνιση γεωμετρικού τόπου των σημείων που ορίζουν τα μεγέθη $E_{cavitymax}$ & E_{input} .

Για την αξιολόγηση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης συναρτήσει της ανάλυσης πλέγματος, θα ορίσουμε ένα επιπλέον μέγεθος προς υπολογισμό, το μέγεθος της βέλτιστης απολαβής G_{opt} (Optimum Gain). Το συγκεκριμένο μέγεθος αποτιμά την ικανότητα που εμφανίζει η MPC κοιλότητα ως προς την αποθήκευση ενέργειας. Ειδικότερα, η βέλτιστη απολαβή της MPC κοιλότητας ορίζεται ως εξής:

$$G_{opt} = 20 \log \left(\frac{E_{cavitymax}}{E_{input}} \right) \quad (1.19)$$

όπου $E_{cavitymax}$ είναι το μέγιστο πλάτος του στάσιμου κύματος που δημιουργείται εντός της διάταξης, ενώ E_{input} είναι το πλάτος του σήματος της διέγερσης. Γνωρίζουμε από τη θεωρία πως το στάσιμο κύμα εμφανίζει μέγιστο πλάτος σε απόσταση $\frac{\lambda_g}{4}$ από ένα βραχυκύκλωμα. Έχοντας ορίσει τις καρτεσιανές συντεταγμένες με διευθύνσεις που απεικονίζονται στην κάτω δεξιά πλευρά της Εικόνας 1.6 και κέντρο του συστήματος συντεταγμένων στο σημείο O της ίδιας εικόνας, μπορούμε να υπολογίσουμε προσεγγιστικά το μέγιστο πλάτος του στάσιμου στο σημείο A $\left(\frac{a}{2}, \frac{b}{2}, \frac{\lambda_g}{4}\right)$ αμέσως μετά την ίριδα. Η ίριδα είναι αρκετά κλειστή, ώστε ως φορτίο να τείνει στο βραχυκύκλωμα. Ως εκ τούτου το μέγιστο μπορεί να υπολογιστεί με μεγάλη ακρίβεια σε απόσταση $\frac{\lambda_g}{4}$ από την ίριδα (σημείο A). Μία αναζήτηση μεγαλύτερης ακρίβειας ως προς τη θέση του πραγματικού μεγίστου θα απαιτούσε υψηλότερη υπολογιστική ισχύ αλλά και θα ήταν χρονοβόρα, καθώς θα έπρεπε να σαρώσουμε σημεία πάνω στον άξονα Z και στη συνέχεια να προχωρήσουμε σε σύγκριση για το ποιο από αυτά εμφανίζει μέγιστη τιμή.

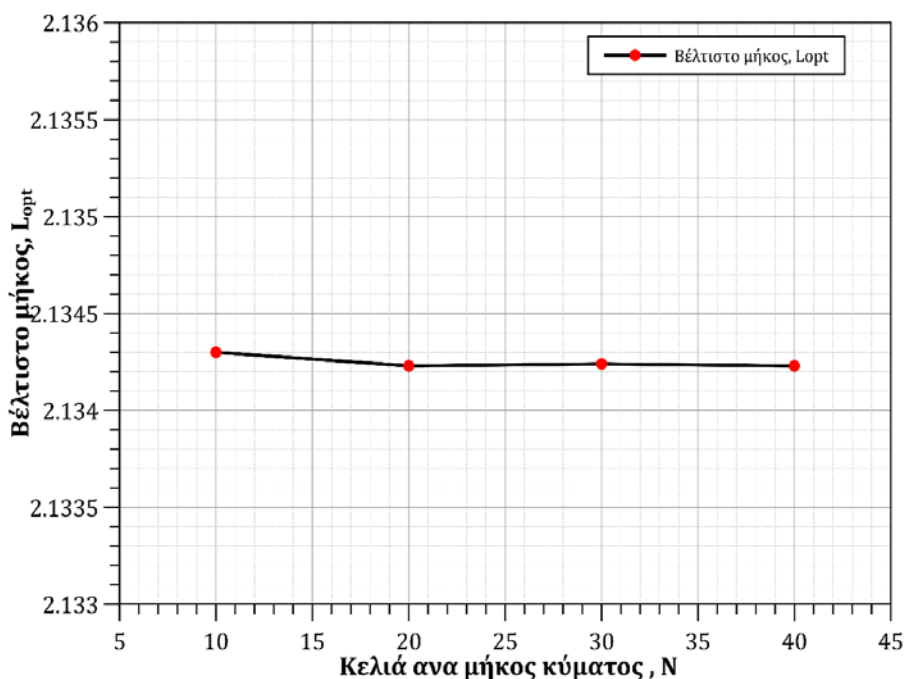
Εκτός από την ακρίβεια των υπολογισμών συναρτήσει της ανάλυσης πλέγματος μας ενδιαφέρει και το υπολογιστικό κόστος που συνεπάγεται η εκάστοτε επιλογή πλέγματος. Το λογισμικό δίνει τη δυνατότητα να λάβουμε πληροφορίες σχετικά με τον χρόνο που διαρκεί η προσομοίωση και

επομένως δίνει τη δυνατότητα μέσω του χρόνου να αποτιμηθεί το υπολογιστικό κόστος. Ο χρόνος συμβολίζεται ως t_{ev} (evaluation time) και η τιμή του αντιστοιχεί σε λεπτά (minutes).

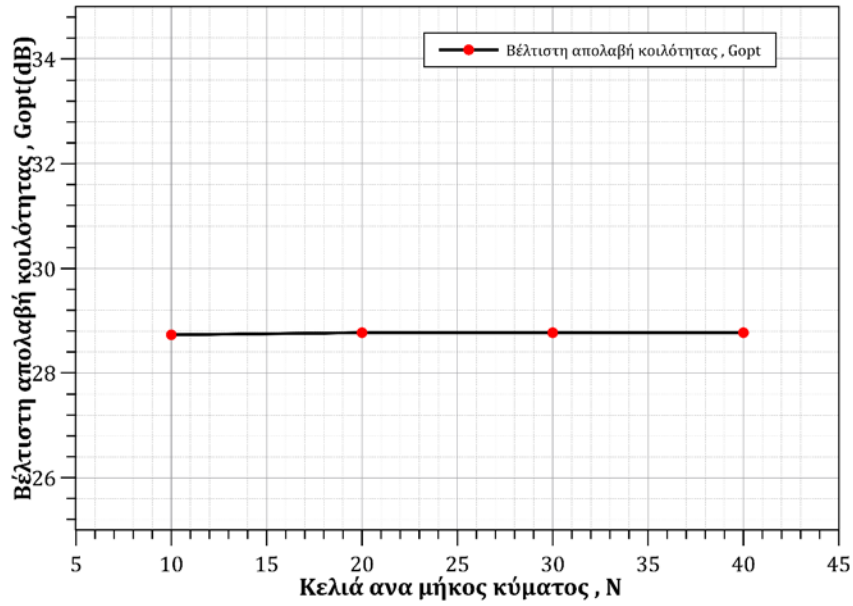
Προκειμένου να αξιολογηθεί συνδυαστικά η αξιοπιστία των αποτελεσμάτων και το υπολογιστικό κόστος συναρτήσει της ανάλυσης πλέγματος θα πραγματοποιήσουμε παραμετρική σάρωση ανεύρεσης του βέλτιστου μήκους του κυματοδηγού θεωρώντας δεδομένο το μήκος βραχυκύκλωσης $r_{short} = 0.638613$, όπως προσδιορίστηκε από τη μελέτη της υποενότητας 1.2. Επίσης, θεωρούμε το πλάτος της ίριδας ($w = w_{iris} \cdot \lambda_g = 0.2 \cdot \lambda_g$) σταθερό καθ' όλη τη παραμετρική μελέτη που θα διεξάγουμε με σκοπό την εύρεση του μήκους του κυματοδηγού ($L_{WG} = L \cdot \lambda_g$). Με αυτόν τον τρόπο θα αξιολογηθεί η επίδραση της επιλογής της ανάλυσης πλέγματος μεταβαίνοντας ομαλά από ένα σύνθετο σε ένα απλούστερο πρόβλημα. Η τιμή του L που μας δίνει την βέλτιστη διαρροή, S_{21} είναι και η επιθυμητή και χρησιμοποιούμε τον συμβολισμό L_{opt} . Στον Πίνακα 1.2, καταγράφονται τα αποτελέσματα αυτής της μεθοδολογίας και ακολουθούν οι διαγραμματικές απεικονίσεις.

Κελιά ανά μήκος κύματος, N	Βέλτιστο μήκος κυματοδηγού, L_{opt}	Βέλτιστη απολαβή κοιλότητας, G_{opt} (dB)	Διαρροή, S_{21} (dB)	Συνολικός χρόνος υπολογισμού, t_{ev} (min)
10	2.13430	28.73	-13.1	5.9
20	2.13423	28.77	-13.2	8.3
30	2.13424	28.77	-13.2	16.1
40	2.13423	28.77	-13.2	28.8

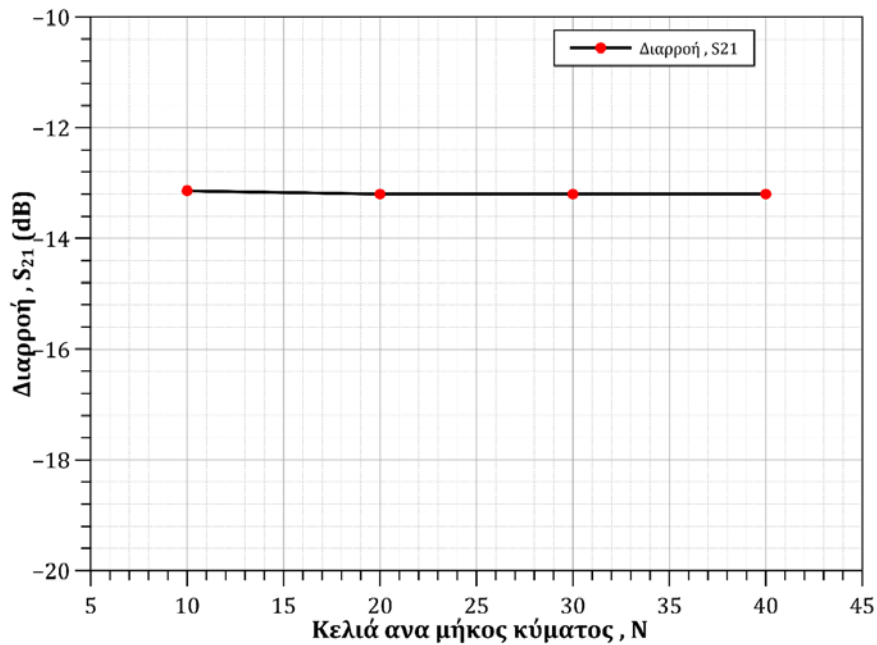
Πίνακας 1.2: : Μελέτη ανάλυσης πλέγματος στο βασικό MPC.



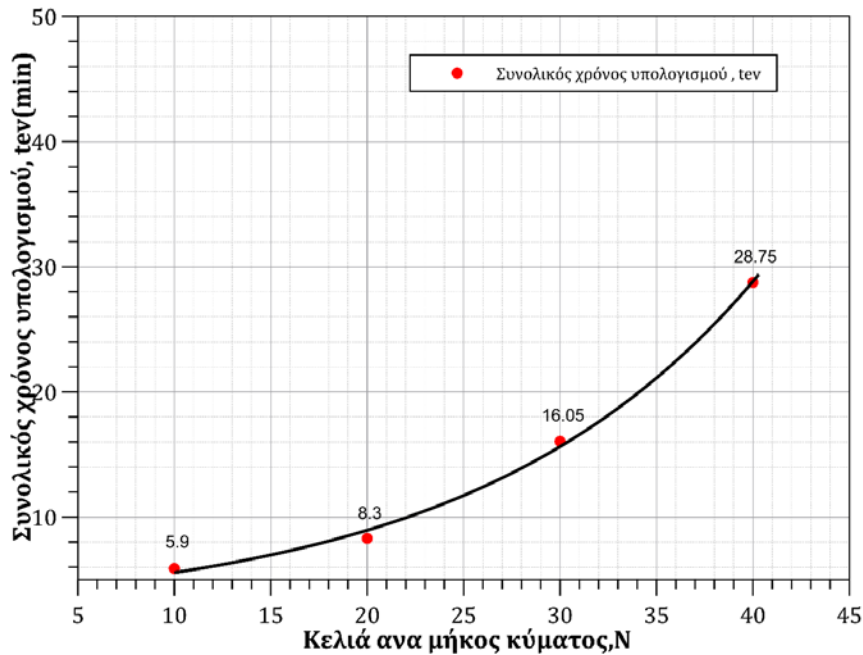
Διάγραμμα 1.4: Βέλτιστο μήκος κυματοδηγού συναρτήσει της ανάλυσης πλέγματος, $L_{opt}(N)$.



Διάγραμμα 1.5: Βέλτιστη απολαβή κοιρότητας συναρτήσει του πλέγματος, $G_{opt}(N)$.



Διάγραμμα 1.6: Διαρροή συναρτήσει του πλέγματος, $S_{21}(N)$.



Διάγραμμα 1.7: Συνολικός χρόνος υπολογισμού συναρτήσει του πλέγματος, $t_{ev}(N)$.

Από το Διάγραμμα 1.2 έως το Διάγραμμα 1.6 παρατηρούμε πως η μείωση ή η αύξηση της τιμής της ανάλυση του πλέγματος, οδηγεί σε μικρές διαφορές σε ότι αφορά τα υπολογιζόμενα μεγέθη επιδόσεων και σημαντικά μεγαλύτερες διαφορές σε ότι αφορά το υπολογιστικό κόστος. Το $N = 10$ αποτελεί χαμηλή τιμή της ανάλυσης του πλέγματος, η οποία ενδέχεται να μας δημιουργήσει προβλήματα στην ακρίβεια των υπολογισμών, ενώ δεν διαφοροποιείται σημαντικά σε υπολογιστικό κόστος από το $N = 20$. Τα $N = 30$ και $N = 40$ αποτελούν λύσεις μεγαλύτερης ακρίβειας, χωρίς αυτό να ανταποκρίνεται στην διαφοροποίηση των υπολογιζόμενων μεγεθών. Σε ότι αφορά όμως το υπολογιστικό κόστος η επιλογή των τιμών $N = 30$, $N = 40$ δίνει σημαντικές διαφοροποιήσεις συγκριτικά με $N = 20$. Η καίρια απόφαση σχετικά με την επιλογή του N προκύπτει από το Διάγραμμα 1.7. Σε αυτό το διάγραμμα παρατηρούμε πως ο χρόνος υπολογισμού σχεδόν διπλασιάζεται για την περίπτωση του $N = 30$. Ενώ αντίστοιχα, για $N = 40$ παρατηρούμε σχεδόν τριπλάσια αύξηση του απαιτούμενου υπολογιστικού χρόνου. Συμπερασματικά, η τιμή του πλέγματος $N = 20$ Cells/wavelength αποτελεί την ιδανική επιλογή καθώς η ακρίβεια της προσομοίωσης αλλά και ο υπολογιστικός χρόνος σύμφωνα με το Διάγραμμα 1.7 παραμένουν σε επιθυμητά και αποδεκτά επίπεδα

1.2.3 Μελέτη βελτιστοποίησης της βασικής διάταξης.

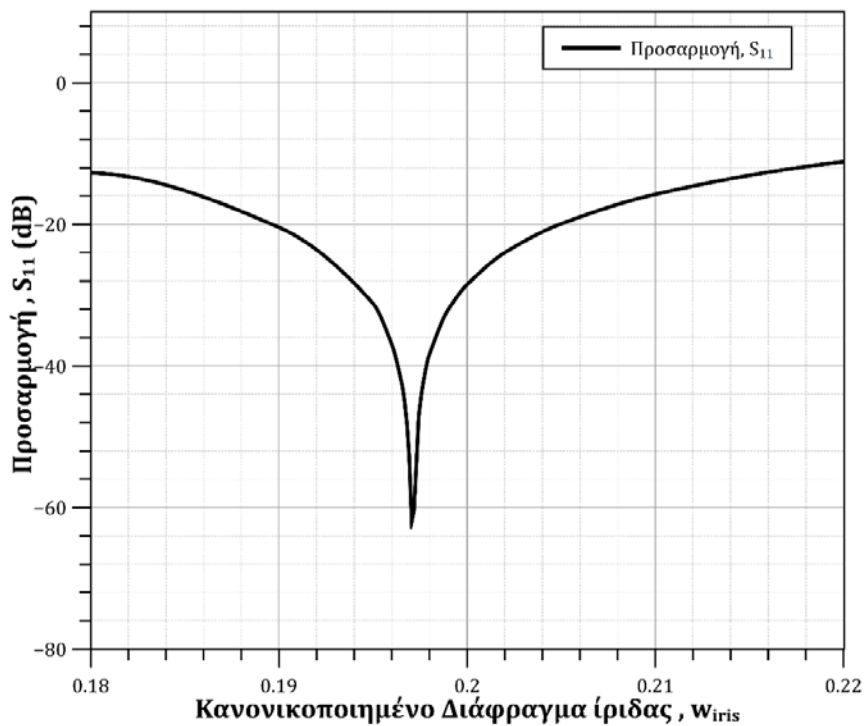
Στην υποενότητα 1.2.2, θεωρήσαμε μία αυθαίρετη και σταθερή τιμή $w_{iris} = 0.2$ για το άνοιγμα της ίριδας, ώστε να βρούμε το επιθυμητό μήκος κυματοδηγού για χάριν της έρευνας σχετικά με την ανάλυση του πλέγματος. Σε αυτήν την υποενότητα θα χρειαστεί να εντοπιστεί το βέλτιστο ζεύγος τιμών για το μήκος του κυματοδηγού και το άνοιγμα της ίριδας. Όπως είδαμε σε προηγούμενο στάδιο, η διαρροή που εμφανίζεται η διάταξη εξαρτάται άμεσα από το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους r , το οποίο ρυθμίσαμε με γνώμονα την ελαχιστοποίηση της διαρροής και ως εκ τούτου για αυτή τη σχεδιαστική παράμετρο θα διατηρηθεί η βέλτιστη τιμή $r_{short} = 0.638613$. Παρόλα αυτά θα συνεχίσουμε να υπολογίζουμε τη διαρροή που εμφανίζεται κατά τη διάρκεια της βελτιστοποίησης, ώστε να είμαστε βέβαιοι πως δεν θα έχουμε ανεπιθύμητη

μεταβολή αυτής. Ως κριτήριο για την ανεύρεση των βέλτιστων τιμών των σχεδιαστικών παραμέτρων (w_{iris}, L) θα προστεθεί, πλην των μεγεθών της διαρροής (S_{21}) και του κέρδους (G), και το ζήτημα της προσαρμογής στην είσοδο της MPC διάταξης (S_{11}). Σε αυτό το πλαίσιο, θα πραγματοποιηθούν προσομοιώσεις με τη μεταβλητή w_{iris} να λαμβάνει τιμές από 0.18 ως 0.22 και κάθε φορά θα υπολογίζεται το μήκος που βελτιστοποιεί τις συνθήκες προσαρμογής στην είσοδο της διάταξης, τη διαρροή στην έξοδο της καθώς και το κέρδος της. Ο Πίνακας 1.3 συνοψίζει τα αποτελέσματα της προαναφερόμενης παραμετρικής μελέτης.

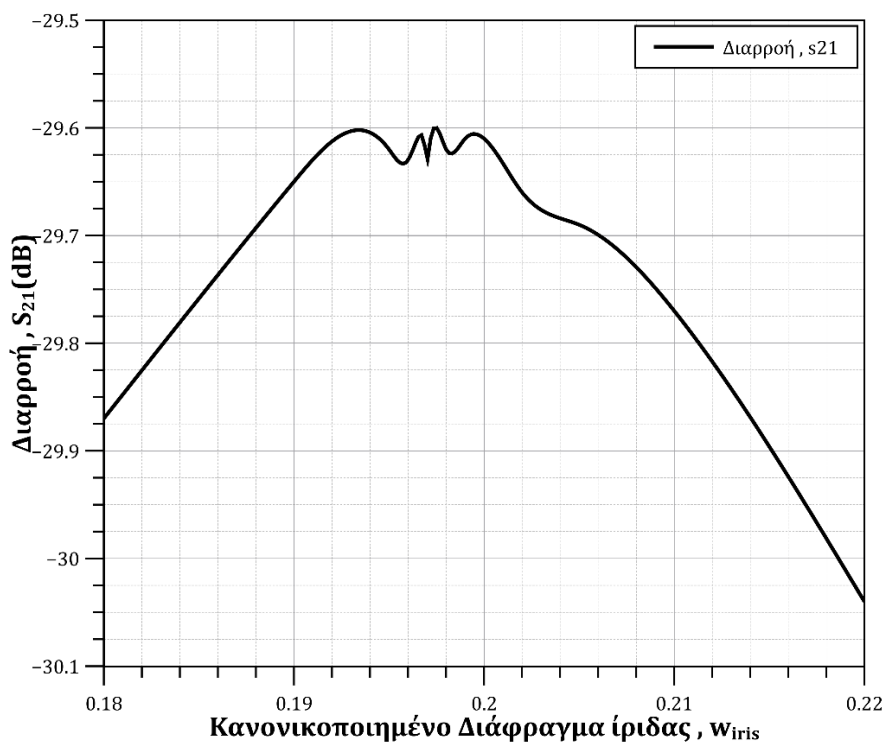
Διαφράγμα ίριδας, w_{iris}	Μήκος κυματο- δηγού, L	Προσαρμογή στην είσοδο, S_{11} (dB)	Διαρροή στην έ- ξοδο, S_{21} (dB)	Απολαβή στην κοιλότητα, G (dB)
0.1800	2.132950	-12.75	-29.87	29.04
0.1900	2.132197	-20.44	-29.65	29.24
0.1950	2.131794	-31.19	-29.62	29.27
0.1960	2.131713	-36.97	-29.63	29.28
0.1965	2.131673	-42.10	-29.61	29.28
0.1969	2.131639	-51.27	-29.62	29.28
0.1970	2.131631	-59.28	-29.63	29.28
0.1971	2.131623	-62.63	-29.62	29.28
0.1975	2.131589	-45.13	-29.60	29.28
0.1980	2.131540	-38.35	-29.62	29.28
0.1990	2.131460	-32.04	-29.61	29.27
0.2000	2.131380	-28.52	-29.61	29.26
0.2020	2.131210	-24.02	-29.66	29.26
0.2050	2.130950	-19.94	-29.69	29.22
0.2100	2.130510	-15.78	-29.77	29.15
0.2200	2.129580	-11.19	-30.04	28.92

Πίνακας 1.3: Εντοπισμός βέλτιστων τιμών για το ζεύγος των σχεδιαστικών παραμέτρων (w_{iris}, L).

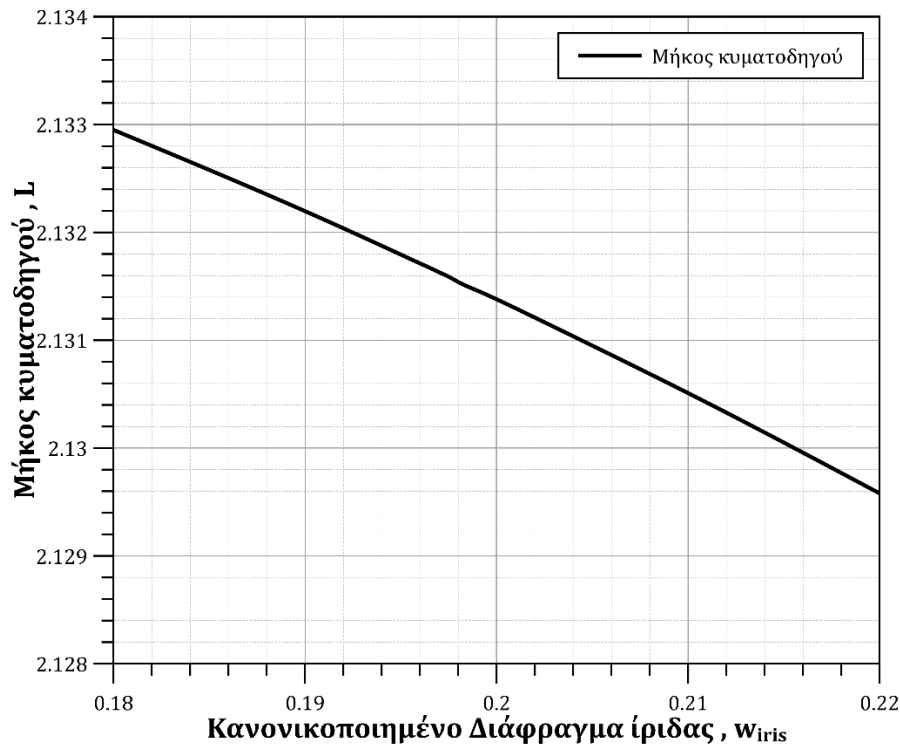
Συμπερασματικά, η παραμετρική μελέτη τείνει να μας δώσει αποτελέσματα πλησίον της επιθυμητής προσαρμογής στην είσοδο της διάταξης για w_{iris} μεταξύ 0.1965 και 0.1975. Τελικά, το βέλτιστο συντονισμό τον εντοπίζουμε για πλάτος ίριδας $w = 0.1971 \cdot 86.36$ mm, δηλαδή για $w = 17.021$ mm. Στο Διάγραμμα 1.8 παρουσιάζεται η προσαρμογή με τη μορφή της παραμέτρου σκέδασης S_{11} συναρτήσει του κανονικοποιημένου διαφράγματος της ίριδας, w_{iris} . Διαπιστώνουμε πως για $w_{iris} = 0.1971$ ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} ελαχιστοποιείται δίνοντας ένα αποτέλεσμα $S_{11} = -62.63$ dB. Έτσι, καταλήγουμε στο συμπέρασμα πως με αυτόν τον συνδυασμό μήκους και διαφράγματος ίριδας επιτυγχάνουμε μια αρκετά καλή συνθήκη προσαρμογής. Παράλληλα, με βάση το Διάγραμμα 1.9 η διαρροή που εμφανίζει η διάταξη είναι σε επίπεδα χαμηλότερα των -29.5 dB, όντας σχετικά ανεπηρέαστη από τη βελτιστοποίηση του συνδυασμού μήκους και διαφράγματος ίριδας. Η αποθηκευμένη ενέργεια εντός της κοιλότητας αδυνατεί να διαρρεύσει προς το T-Junction καθώς το βραχυκυκλωμένο στέλεχος έχει μήκος τέτοιο ώστε να μην επιτρέπεται η διαρροή αυτής.



Διάγραμμα 1.8: Η προσαρμογή στην είσοδο συναρτήσει του διαφράγματος ίριδας, $S_{11}(W_{iris})$.



Διάγραμμα 1.9: Η διαρροή συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{21}(W_{iris})$.

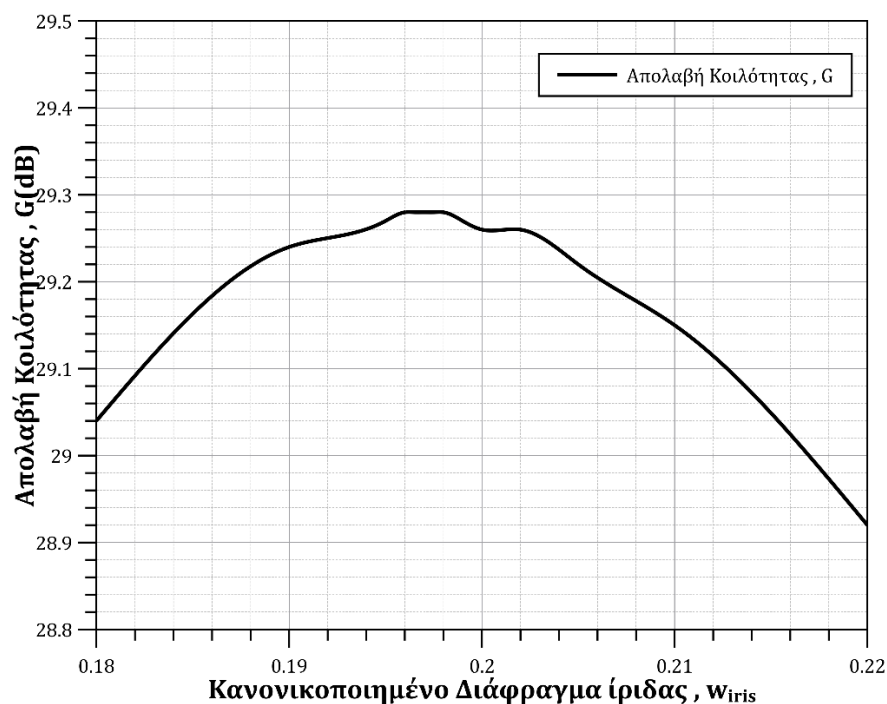


Διάγραμμα 1.10: Μήκος κυματοδηγού συναρτήσει του διαφράγματος ίριδας, $L(W_{iris})$.

Στο Διάγραμμα 1.10 παρουσιάζεται η μεταβολή του μήκους του κυματοδηγού συναρτήσει του κανονικοποιημένου διαφράγματος της ίριδας. Τη βέλτιστη προσαρμογή στην είσοδο την επιτυγχάνουμε με μήκος $L_{WG} = 2.1316225\lambda_g$ δηλαδή για μήκος $L_{WG} = 362.602$ mm με διάφραγμα ίριδας $w = 0.1971a$. Γίνεται κατανοητό παρατηρώντας το διάγραμμα, πως όσο αυξάνεται το διάφραγμα της ίριδας το μήκος L μειώνεται. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην μεταβολή του ισοδύναμου επαγωγικού φορτίου που εμφανίζει η ίριδα. Το μήκος του ευθύγραμμου κυματοδηγικού τμήματος του MPC είναι μια γραμμή μεταφοράς και στην προσπάθεια να επιτευχθούν οι συνθήκες συντονισμού και προσαρμογής, τροποποιείται το μήκος του συναρτήσεως της επαγωγικής συμπεριφοράς της εισόδου. Έτσι καθώς το μέγεθος της ίριδας αυξάνεται, το μήκος μειώνεται.

Οι απώλειες λόγω διαρροής ακολουθούν κοινό μοτίβο. Καθώς η ίριδα διευρύνεται, αυξάνεται η διαρροή προς αυτή, προκαλώντας κλιμάκωση των απωλειών περίθλασης. Για να επιτευχθεί συντονισμός, το μήκος της κοιλότητας πρέπει να μειωθεί. Με αυτή τη μείωση, τα τοιχώματα της διάταξης παρουσιάζουν μικρότερες απώλειες αγωγιμότητας, γνωστές και ως ωμικές απώλειες. Αυτή η μείωση των απωλειών αγωγιμότητας βοηθά στην εξισορρόπηση των απωλειών περίθλασης.

Το κέρδος που επιτυγχάνουμε στην κοιλότητα δεν αναδεικνύει σημαντικές διακυμάνσεις, ωστόσο η παρουσίαση αυτού είναι άξια αναφοράς. Στο Διάγραμμα 1.11, παρατηρείται πως επιτυγχάνεται μέγιστη απολαβή εντός της κοιλότητας για το κανονικοποιημένο διάφραγμα ίριδας $w_{iris} = 0.1971$.

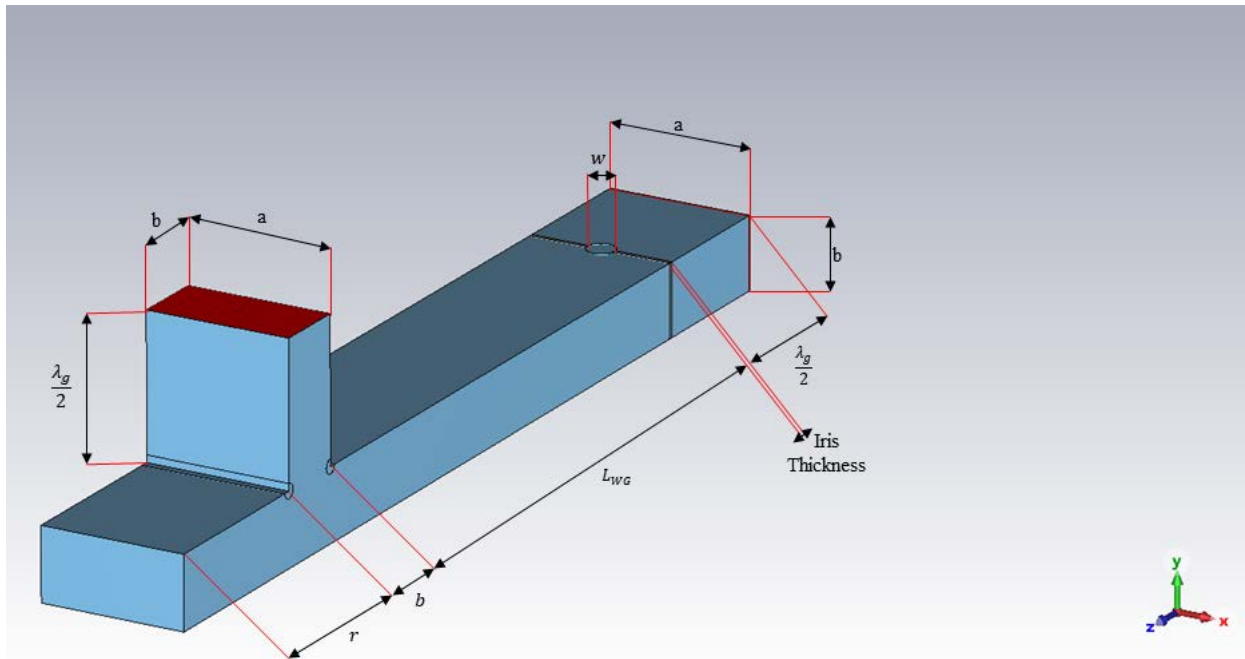


Διάγραμμα 1.11: Η απολαβή της κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $G(W_{iris})$.

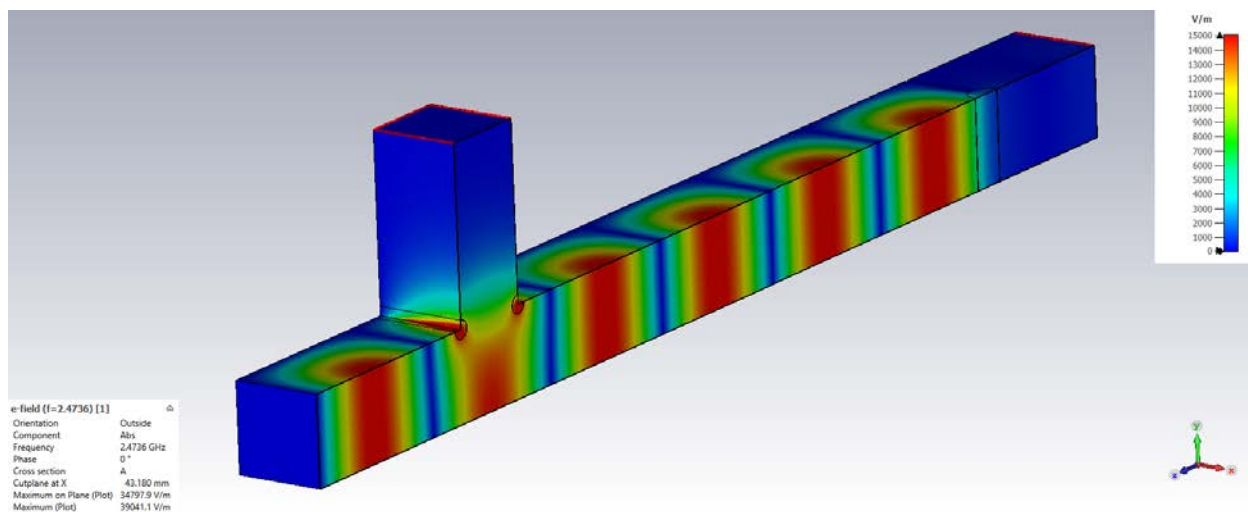
Στον Πίνακα 1.4 που ακολουθεί είναι συγκεντρωμένες οι γεωμετρικές διαστάσεις, τα βασικά χαρακτηριστικά και οι επιδόσεις που προέκυψαν κατά τη σχεδίαση του βασικού MPC.

Σύμβολο	Περιγραφή	Τιμή
L_{WG}	Μήκος ορθογώνιου κυματοδηγού.	362.602 mm
w	Πλάτος διαφράγματος ίριδας.	17.021 mm
a	Μεγάλη πλευρά ορθογώνιου κυματοδηγού.	86.36 mm
b	Μικρή πλευρά ορθογώνιου κυματοδηγού.	43.18 mm
r	Μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου.	108.594 mm
$Wall_{thickness}$	Πάχος των τοιχωμάτων της διάταξης.	5 mm
$Iris_{thickness}$	Πάχος των αγωγίμων επιφανειών που ορίζουν την ίριδα.	2 mm
σ (Sigma)	Η αγωγιμότητα του υλικού που περιβάλλει τη διάταξη αλλά και που απαρτίζει τα τοιχώματα της ίριδας.	$3.5 \cdot 10^7$ S/m
λ_g	Μήκος κύματος παλμού εντός του MPC	170.1062 mm
S_{21}	Η διαρροή στην έξοδο του MPC	-29.62 dB
S_{11}	Η ανάκλαση στην είσοδο του MPC	-62.63 dB
G	Η απολαβή της κύριας κοιλότητας	29.28 dB

Πίνακας 1.4: Τελική διαστασιολόγηση και χαρακτηριστικά του βασικού MPC στο πεδίο της συχνότητας.



Εικόνα 1.7: Αναλυτική διαστασιολόγηση του βασικού μικροκυματικού συμπιεστή.



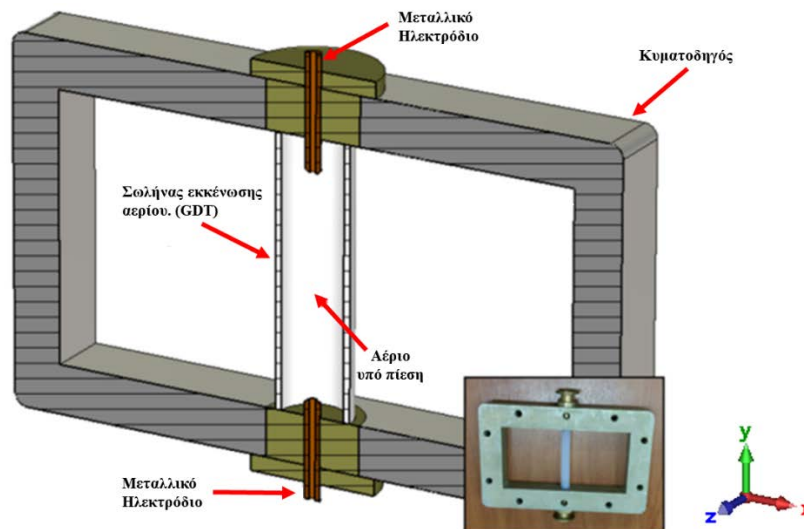
Εικόνα 1.8: Τομή κάθετη στον άξονα X. Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου για μήκος κυματοδηγικής κοιλότητας $L_{wg} = 2.1316225\lambda_g$ και διάφραγμα ίριδας $w = 0.1971a$.

Στην Εικόνα 1.7 αναγράφονται αναλυτικά οι διαστάσεις που λαμβάνει η βασική εκδοχή της MPC διάταξης. Στην Εικόνα 1.8, βλέπουμε την κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου όταν επιλέγεται ο βέλτιστος συνδυασμός των σχεδιαστικών παραμέτρων. Μπορούμε εύκολα να παρατηρήσουμε πως πίσω από την ίριδα, δηλαδή ενδιάμεσα της εισόδου και της ίριδας το ηλεκτρικό πεδίο είναι ελαχιστοποιημένο. Έχουμε λοιπόν επιτύχει μια απομόνωση (isolation) μεταξύ της εισόδου και της κοιλότητας. Έτσι, γίνεται αντιληπτό πως έχουμε την ύπαρξη και προσαρμογής (matching) στην είσοδο ($S_{11} = -63.62$ dB). Ακόμα, παρατηρούμε μηδαμινή διαρροή στην έξοδο. Όπως περιγράψαμε προηγουμένως, η διαρροή εξαρτάται κυρίως από τη μελέτη βελτιστοποίησης του T-junction. Δηλαδή από το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους.

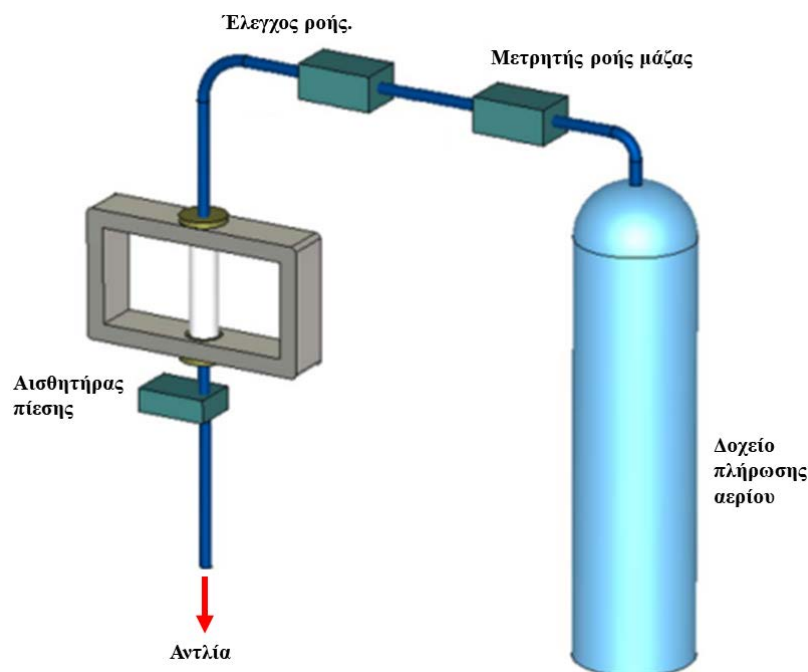
1.3 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.

Σε αυτό το σημείο θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά του μικροκυματικού συμπιεστή στο πεδίο του χρόνου. Θα επικεντρωθούμε τόσο στη διαδικασία της φόρτισης της διάταξης όσο και στην εκφόρτιση αυτής. Δηλαδή, στο χρονομεταβλητό φαινόμενο αποθήκευσης ενέργειας εντός της κοιλότητας και με ποιον τρόπο τελικά καταφέρνουμε να δημιουργήσουμε έναν συμπιεσμένο παλμό, ο οποίος έχει μεγαλύτερη ένταση ηλεκτρικού πεδίου αλλά και μικρότερη διάρκεια από τον παλμό στην είσοδο της διάταξης.

Σύμφωνα με το [21] για να επιτύχουμε τη μεγιστοποίηση του πλάτους του παλμού εξόδου χρειαζόμαστε κοιλότητες με υψηλό συντελεστή ποιότητας. Συνεπώς, ο διακόπτης που θα χρησιμοποιήσουμε, θα πρέπει να διατηρεί τον υψηλό συντελεστή ποιότητας όσο βρισκόμαστε στο μεταβατικό φαινόμενο της φόρτισης. Όταν η διάταξη μεταβεί στη φάση της εκφόρτισης, ο διακόπτης θα πρέπει να εμφανίσει αρκετά χαμηλές απώλειες όσον αφορά την αλληλεπίδραση με το φορτίο. Τέτοιου είδους διακόπτες είναι οι σωλήνες εκκένωσης αερίου (Gas Discharge Tube, GDT). Επιπρόσθετα, κατά τη φάση της φόρτισης θα πρέπει να εξασφαλίσουμε πως θα λάβουμε τη μέγιστη δυνατή απολαβή κέρδους και παράλληλα θα πρέπει να εξασφαλίσουμε πως ο GDT, λόγω του ισχυρού πεδίου που θα επικρατεί εντός της κοιλότητας, δεν θα ενεργοποιείται σε ανεπιθύμητες στιγμές. Στην Εικόνα 1.9 και στην Εικόνα 1.10 παρουσιάζεται σύμφωνα με το [21] η δομή του GDT αλλά και ένας ενδεικτικός τρόπος πλήρωσης του αερίου στο εσωτερικό του σωλήνα.



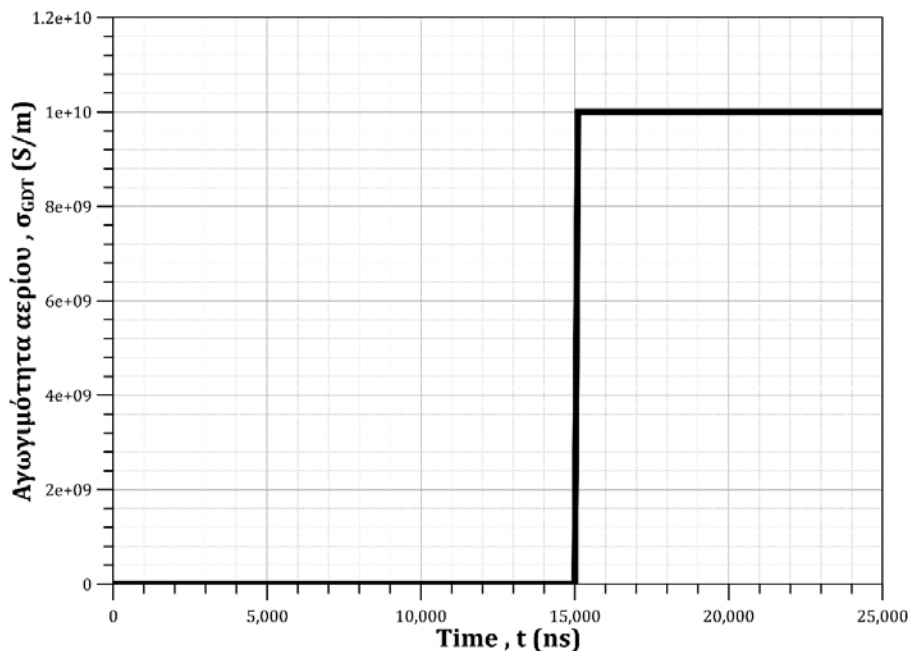
Εικόνα 1.9: Περιγραφή κατασκευής ενός GDT. Ένθετη εικόνα : Πειραματικός GDT. [21].



Εικόνα 1.10: Ενδεικτική τοπολογία τροφοδότησης αερίου του GDT [21].

Ο τρόπος με τον οποίο ο GDT αποτελεί διακοπτικό στοιχείο έχει ως εξής. Όσο η διάταξη βρίσκεται στο χρονικά μεταβλητό φαινόμενο της φόρτισης, το μείγμα αερίου εντός του σωλήνα δεν επηρεάζεται από την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία. Έτσι, οι ανακλάσεις που λαμβάνουμε στο σημείο του διακόπτη είναι μηδενικές. Συνεπώς η μελέτη που πραγματοποιήσαμε στη προηγούμενη υποενότητα στο πεδίο της συχνότητας ισχύει καθώς η διάταξη μένει ανεπηρέαστη από τη προσθήκη του GDT. Επομένως, η κοιλότητα είναι ικανή να αποθηκεύσει ενέργεια. Η ενεργοποίηση του διακόπτη θα επέλθει κάτω από κάποιες συνθήκες. Μια από αυτές είναι όταν εφαρμόσουμε έναν εξωτερικό DC παλμό τάσης. Άλλη μια συνθήκη ενεργοποίησης είναι ο ιονισμός του αερίου λόγω της ανάπτυξης ισχυρού ηλεκτρομαγνητικού πεδίου εντός της κοιλότητας. Επεξηγηματικά, το αέριο που υπάρχει μέσα στον GDT έχει μια συγκεκριμένη τιμή δυναμικού εκκένωσης. Μόλις το πεδίο εντός της κοιλότητας αυξηθεί τόσο ώστε να ξεπεράσει αυτή τη τιμή, το αέριο ιονίζεται. Έχοντας πλέον το ιονισμένο αέριο εντός του σωλήνα, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο εντός της κοιλότητας ανακλάται σε εκείνο το σημείο καθώς το αέριο πια, λειτουργεί σαν φορτίο με υψηλή ανακλαστικότητα. Απλούστερα, το αέριο/ο GDT εκείνη τη χρονική στιγμή παρομοιάζεται με νοητό βραχυκύκλωμα.

Γίνεται αντιληπτό πως κατά τη διάρκεια φόρτισης της κοιλότητας η αγωγιμότητα του αερίου είναι πολύ χαμηλή και πρακτικά ίση με το μηδέν, ενώ τη στιγμή που ο διακόπτης ενεργοποιείται για τους λόγους που περιγράψαμε παραπάνω, παρατηρείται ακαριαία μεταβολή της αγωγιμότητας του αερίου η οποία είναι συγκρίσιμη με μεταλλικό υλικό. Ο ηλεκτρομαγνητικός παλμός δηλαδή, σε εκείνη τη χρονική στιγμή, ανακλάται καθώς αυτή η περίπτωση είναι όμοια με την ύπαρξη ενός μετάλλου κυλίνδρου εντός της κοιλότητας. Η μελέτη της βέλτιστης λειτουργίας του διακόπτη, της ακαριαίας χρονικής απόκρισης του αερίου έναντι στον ηλεκτρομαγνητικό παλμό είναι αρκετά δύσκολη, χρονοβόρα και απαιτεί πληθώρα υπολογιστικών πόρων. Συνεπώς, εξετάζουμε τη περίπτωση αντιστοίχισης του διακόπτη με ένα μεταλλικό κυλινδρικό αντικείμενο.



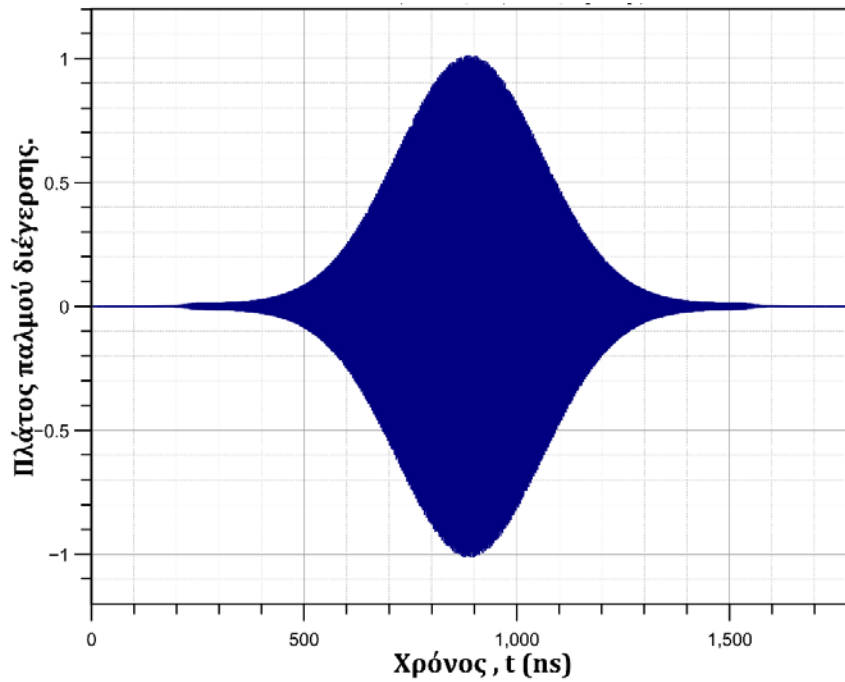
Διάγραμμα 1.12: Η μεταβολή της αγωγιμότητας του αερίου εντός του GDT, συναρτήσει του χρόνου, $\sigma_{GDT}(t)$.

Σε αυτό το πλαίσιο, το GDT αντιμετωπίζεται ως ένα αγωγίμο κυλινδρικό μεταλλικό υλικό αγωγιμότητας $\sigma = 10^{10}$ S/m, το οποίο είναι τοποθετημένο παράλληλα στον ηλεκτρομαγνητικό παλμό στο E-plane MPC.

Στο Διάγραμμα 1.12, παρουσιάζεται ενδεικτικά η χρονικά μεταβαλλόμενη αγωγιμότητα του τοποθετημένου διακόπτη GDT. Τη στιγμή που ξεκινά η προσομοίωση ο διακόπτης κατέχει τιμή διηλεκτρικής σταθεράς, $\epsilon_r = 1$ F/m και τιμή αγωγιμότητας $\sigma = 0$ S/m. Είναι δηλαδή ηλεκτρομαγνητικά αόρατος. Σε μετέπειτα στάδιο, μόλις η ένταση του H/M πεδίου εντός της κοιλότητας ξεπεράσει το δυναμικό εκκένωσης του αερίου εντός του σωλήνα, ο διακόπτης παύει να διατηρεί την ηλεκτρομαγνητική του διαφάνεια, το αέριο ionίζεται και αποκτά αγωγιμότητα $\sigma = 10^{10}$ S/m Συνεπώς, αντιστοιχίζεται άμεσα με ένα μεταλλικό αγωγίμο υλικό εντός της κοιλότητας.

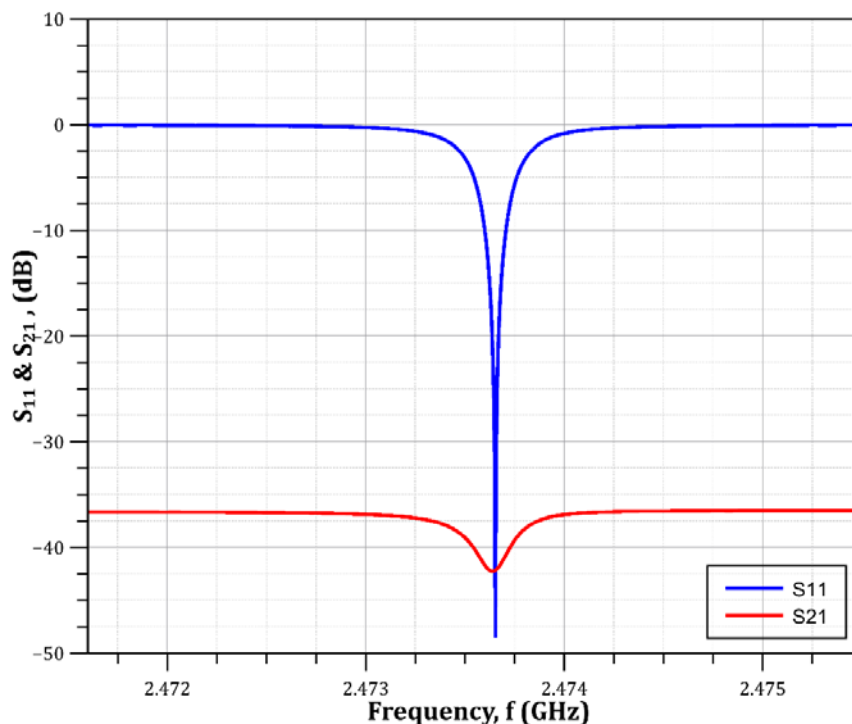
1.3.1 Διέγερση του MPC με Γκαουσιανό παλμό.

Στην υποενότητα 1.2 έγινε η μελέτη στο πεδίο της συχνότητας. Διατηρώντας σταθερή συχνότητα διέγερσης $f_0 = 2.4736$ GHz εντοπίσαμε τη κατάλληλη διαστασιολόγηση των τμημάτων του MPC για την οποία η διάταξη ανέδειξε βέλτιστη και επιθυμητή συμπεριφορά. Οι διαστάσεις αυτές συνοψίζονται στον Πίνακα 1.4. Για να είναι σωστά δομημένη η μελέτη μας στο πεδίο του χρόνου θα χρειαστεί να εξετάσουμε την ευαισθησία του συμπιεστή ως προς τη συχνότητα. Συνεπώς, θα διεγείρουμε τον MPC με έναν Γκαουσιανό παλμό κεντρικής συχνότητας $f = 2.4736$ GHz, ο οποίος παρουσιάζεται στο Διάγραμμα 1.13.



Διάγραμμα 1.13: Ημιτονοειδές σήμα διέγερσης Γκαουσιανής μορφής από συχνότητες 2.4716 GHz έως 2.4756 GHz.

Εάν λάβουμε το μετασχηματισμό Fourier αυτού του παλμού διέγερσης θα διαπιστώσουμε πως περιέχει συχνότητες περίπου από 2.4716 GHz έως 2.4756 GHz. Μπορούμε, λοιπόν, να παρατηρήσουμε τον συντελεστή ανάκλασης S_{11} αλλά και τη διαρροή S_{21} συναρτήσει της συχνότητας. Στο Διάγραμμα 1.14 παρατηρούμε πως ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} , γίνεται ελάχιστος και ίσος με -47.84 dB. Αντίθετα, σύμφωνα με τον Πίνακα 1.4, ο οποίος αποτελεί αποτέλεσμα της μελέτης στο πεδίο της συχνότητας, για το επίπεδο των ανακλάσεων στην είσοδο ισχύει $S_{11} = -62.63$ dB. Παρατηρούμε εύλογα πως και η διαρροή κυμαίνεται σε θεμιτά επίπεδα μικρότερα των -35 dB και συγκεκριμένα, στη παραπάνω συχνότητα εμφανίζει $S_{21} = -42.18$ dB. Ακόμα, γίνεται αντιληπτό πως ο συντονισμός στη περίπτωση του συντελεστή ανάκλασης (S_{11}), είναι εξαιρετικά οξύς.

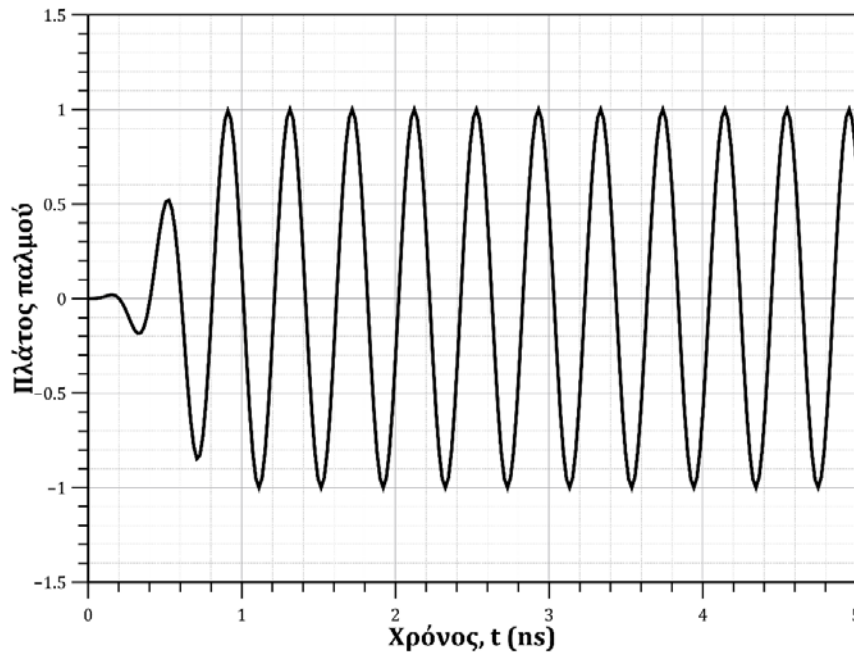


Διάγραμμα 1.14: Ανάκλαση, S_{11} και διαδρομή, S_{21} συναρτήσει της συχνότητας, f .

Αξίζει να σημειωθεί πως αυτή η διαφορά του μεγέθους του συντελεστή ανάκλασης, οφείλεται στον τρόπο επίλυσης του προβλήματος από το λογισμικό προσομοίωσης που χρησιμοποιούμε. Στη προηγούμενη υποενότητα που μελετήσαμε και σχεδιάσαμε τον συμπίεστη στο πεδίο της συχνότητας, η επίλυση έγινε με τη βοήθεια του Frequency Solver. Αντίθετα, στο πρόβλημα που επιλύουμε κατά τη μελέτη στο πεδίο του χρόνου η επίλυση / προσομοίωση γίνεται με τον Time Domain Solver. Θα μπορούσαμε να μειώσουμε ακόμα περισσότερο αυτή τη διαφορά μεταξύ πεδίου συχνότητας και πεδίου χρόνου πυκνώνοντας τη διακριτοποίηση της διάταξης, όμως θα σπαταλούσαμε αρκετό χρόνο και αρκετή υπολογιστική ισχύ. Έτσι, θα επιτυγχάναμε αύξηση της ακρίβειας των υπολογισμών στο πεδίο του χρόνου με αντάλλαγμα όμως και την αύξηση υπολογιστικών πόρων και χρονικής διάρκειας.

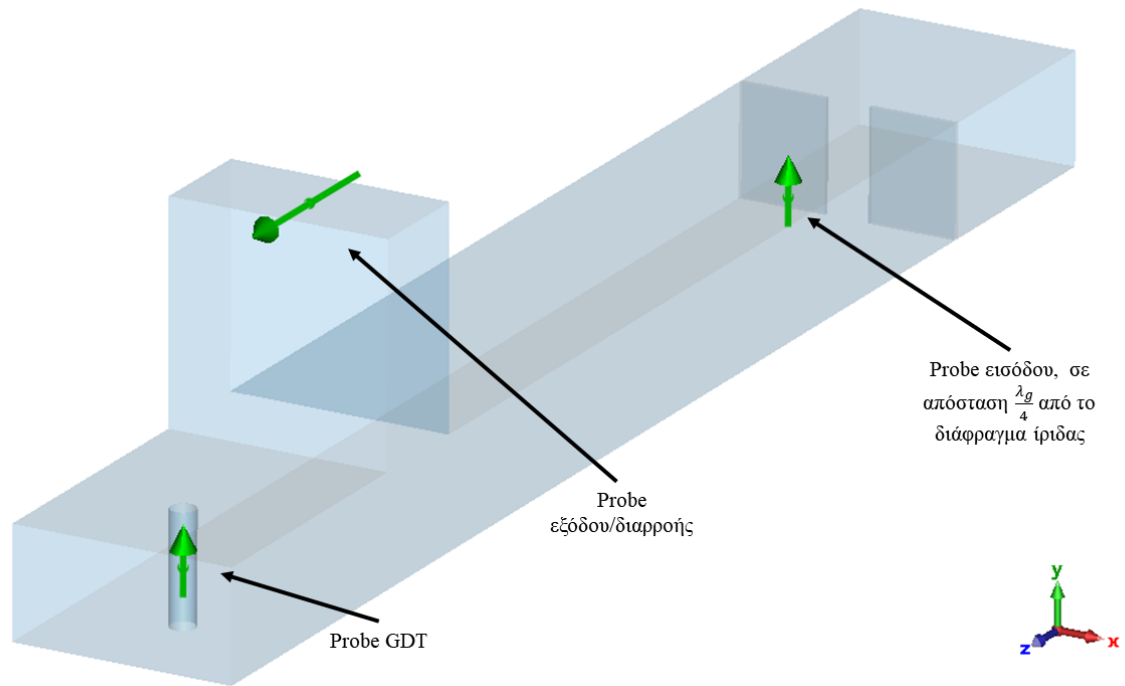
1.3.2 Αρμονική διέγερση του βασικού MPC.

Θα μελετήσουμε στη συνέχεια τη συμπεριφορά της διάταξης κατά τη διάρκεια τόσο της φόρτισης όσο και της εκφόρτισης. Θα διεγείρουμε τον MPC με έναν ημιτονοειδή παλμό συχνότητας $f = 2.4736 \text{ GHz}$. Τμήμα του παλμού παρουσιάζεται στο Διάγραμμα 1.15.



Διάγραμμα 1.15: Παλμός αρμονικής διέγερσης συχνότητας 2.4736 GHz.

Σε αυτό το στάδιο της μελέτης είναι συνετό να χρησιμοποιήσουμε εικονικούς δειγματολήπτες (Probes) σε καίρια σημεία ενδιαφέροντος. Οι δειγματολήπτες θα μας δίνουν συνεχή πληροφόρηση της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου κατά τα χρονομεταβλητά φαινόμενα της φόρτισης αλλά και της εκφόρτισης στην είσοδο αλλά και στην έξοδο της διάταξης. Στην Εικόνα 1.11, φαίνονται τοποθετημένα τα εικονικά Probes. Ένας ακροδέκτης έχει τοποθετηθεί σε απόσταση $\frac{\lambda_g}{4}$ από την ίριδα προκειμένου να υπολογισθεί η τιμή του πεδίου σε θέση μεγίστου για το στάσιμο. Ο δεύτερος ακροδέκτης τοποθετείται σε απόσταση $\frac{\lambda_g}{4}$ από το βραχυκυκλωμένο άκρο του T-junction, διότι τυπικά σε μία τέτοια θέση τοποθετείται το GDT. Με αυτόν τον τρόπο είμαστε σε θέση να επιτηρούμε την κατανομή του πεδίου, όπως εξελίσσεται χρονικά κατά τη φάση της φόρτισης της κοιλότητας. Επιπλέον έχει τοποθετηθεί ένας τρίτος ακροδέκτης πολύ κοντά στην έξοδο της διάταξης με σκοπό την παρατήρηση της διαρροής κατά τη φόρτιση. Με τη βοήθεια του Probe στην έξοδο, θα επιβλέπουμε συνεχώς τη διαρροή, η οποία εξαρτάται άμεσα από το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους. Ακόμα θα είμαστε σε θέση να παρατηρήσουμε τον συμπιεσμένο πλέον παλμό στην έξοδο του MPC μετά από τη χρονική στιγμή ενεργοποίησης του GDT διακόπτη.



Εικόνα 1.11: Διάταξη θέσεων αισθητήρων δειγματοληψίας της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου.

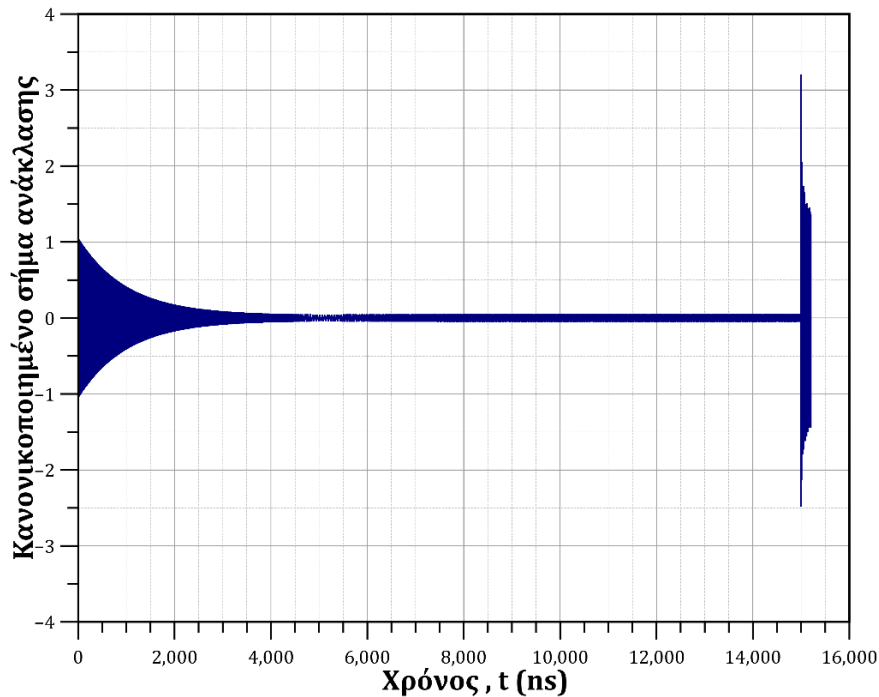
Κατά τη φάση της φόρτισης της κοιλότητας λαμβάνουμε ένα σήμα ανάκλασης στην είσοδο που είναι κανονικοποιημένο ως προς το πλάτος της διέγερσης και μέσα από αυτό λαμβάνουμε τον στιγμιαίο συντελεστή ανάκλασης. Ονομάζοντας τη περιβάλλουσα αυτού του σήματος $o(t)$ ο συντελεστής ανάκλασης σε κάθε χρονική στιγμή θα είναι:

$$S_{11_{time}}(t) = 20 \log_{10}[o(t)] \quad (1.21)$$

Επιπλέον μπορούμε να υπολογίσουμε το κέρδος της κοιλότητας ως χρονομεταβλητό μέγεθος επαναδιατυπώνοντας την εξίσωση (1.19) ως εξής:

$$G_{cav} = 20 \log \left(\frac{E_{cav}(t)}{E_{input}} \right) \quad (1.22)$$

όπου $E_{cav}(t)$ είναι το πλάτος της περιβάλλουσας της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου εντός της βασικής κοιλότητας Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου E_{input} αναφέρεται στο πλάτος του κύματος σε έναν προσαρμοσμένο ορθογώνιο κυματοδηγό στη περίπτωση που θα τον τροφοδοτούσαμε με το ίδιο σήμα διέγερσης Εφόσον ορίσαμε τις τοποθετήσεις των δειγματοληπτών του πεδίου σειρά έχει η λήψη των σημάτων του εκάστοτε δειγματολήπτη.

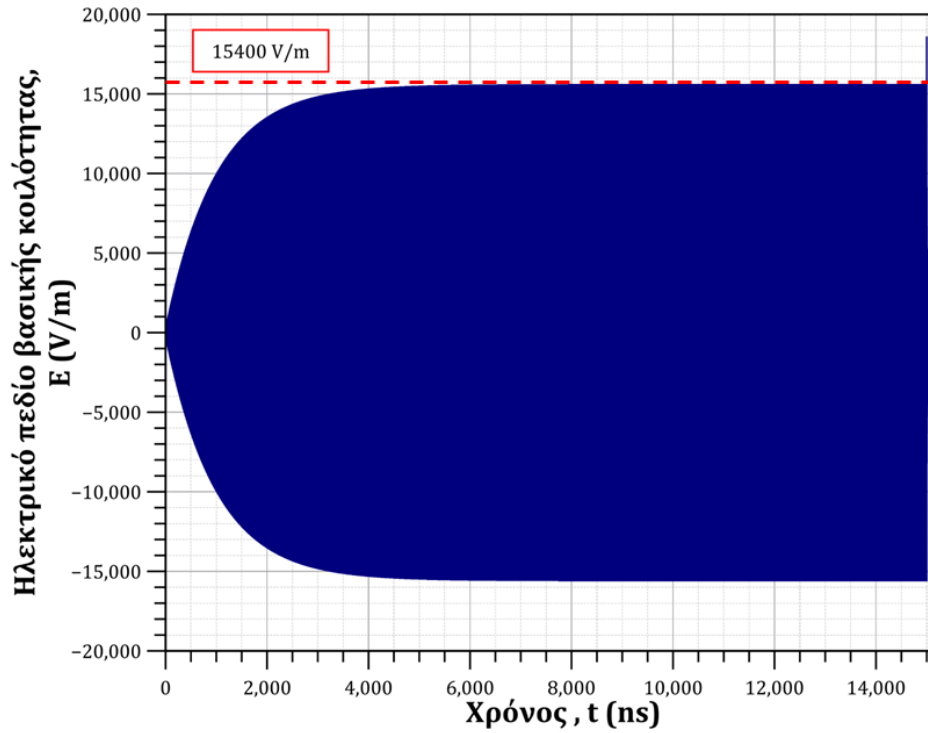


Διάγραμμα 1.16: Το ανακλώμενο σήμα στην είσοδο συναρτήσει του χρόνου.

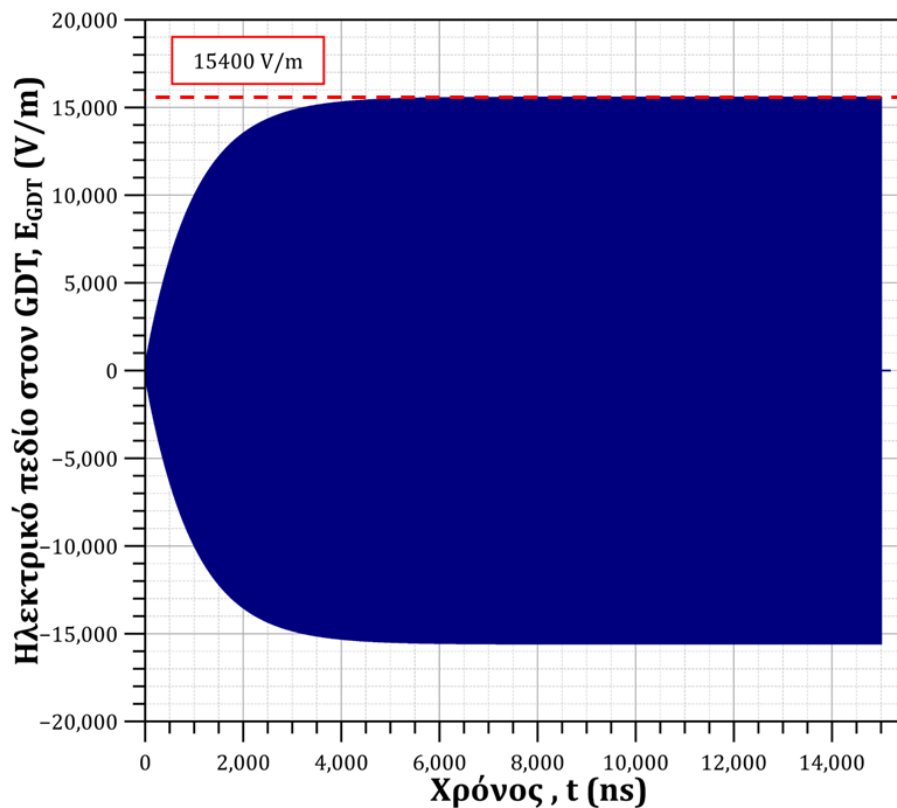
Το ανακλώμενο σήμα στην είσοδο της διάταξης (Διάγραμμα 1.16) είναι κανονικοποιημένο ως προς το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος διέγερσης (Διάγραμμα 1.15) διάρκειας 15000 ns. Η διάρκεια της ενεργοποίησης του GDT στα 15000 ns επιλέχθηκε με εμπειρικό τρόπο. Αυτός ο χρόνος επαρκεί για να φτάσει η κοιλότητα σε μόνιμη κατάσταση πλήρους φόρτισης. Στο Διάγραμμα 1.16 διακρίνουμε τη φόρτιση αλλά και την εκφόρτιση. Όσο η κοιλότητα βρίσκεται στη φάση της φόρτισης, το πλάτος του ανακλώμενου σήματος εμφανίζει εκθετική μείωση έως τα περίπου 6000 ns και σταθεροποιείται στη τιμή 0.002358 η οποία σύμφωνα με την (1.20) αντιστοιχεί σε -52.55 dB. Στη μελέτη στο πεδίο της συχνότητας, η τιμή του συντελεστή ανάκλασης που είχαμε επιτύχει ήταν -62.63 dB. Όπως ήδη έχει σχολιασθεί, η διαφορά οφείλεται στον διαφορετικό τρόπο προσέγγισης του προβλήματος από τον επιλύτη (solver) του λογισμικού προσομοίωσης. Η προσαρμογή, μας είναι ικανοποιητική.

Παρατηρούμε πως στα 15000 ns έχουμε αύξηση του πλάτους του ανακλώμενου σήματος. Γίνεται λοιπόν αντιληπτό πως μετά τη χρονική στιγμή $t = 15000$ ns βρισκόμαστε στη φάση της εκφόρτισης. Η κοιλότητα δεν τροφοδοτείται πια από τον ημιτονοειδή παλμό, διότι δεν ισχύουν οι συνθήκες προσαρμογής και συντονισμού.

Όπως αναφέραμε και προηγουμένως, έχουμε τοποθετήσει έναν εικονικό δειγματολήπτη ηλεκτρικού πεδίου σε απόσταση $\frac{\lambda_g}{4}$ εμπρός του διαφράγματος της ίριδας και έναν ακόμα σε απόσταση $\frac{\lambda_g}{4}$ από το βραχυκυκλωμένο άκρο. Με τη βοήθεια των δύο αυτών εικονικών δειγματοληπτών, μπορούμε να παρατηρήσουμε τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλεται χρονικά η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στο κύριο μέρος της κοιλότητα (Διάγραμμα 1.17), αλλά και στο τμήμα που βρίσκεται το GDT (Διάγραμμα 1.18)

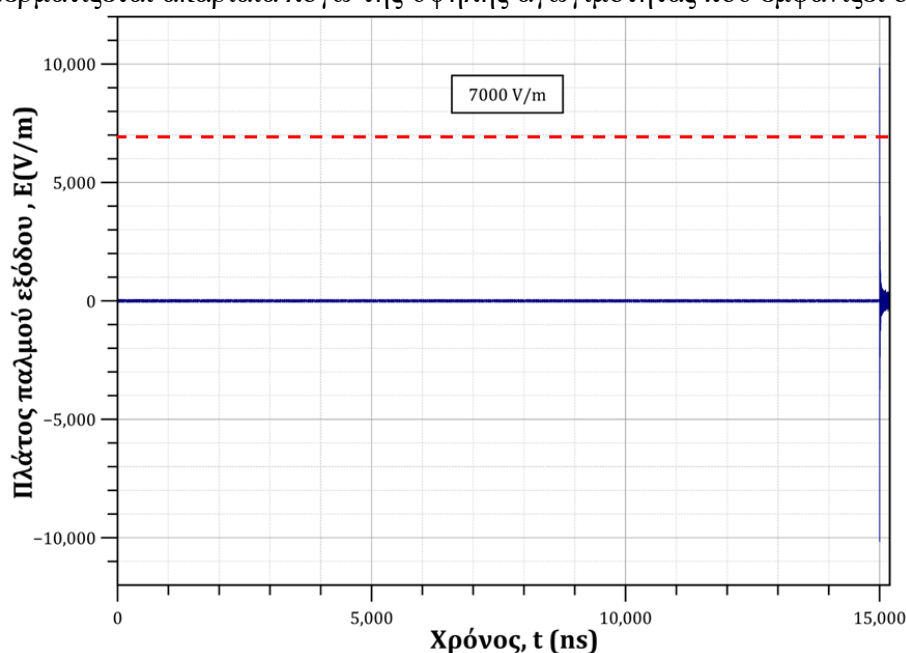


Διάγραμμα 1.17: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στη βασική κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου, $E(t)$.



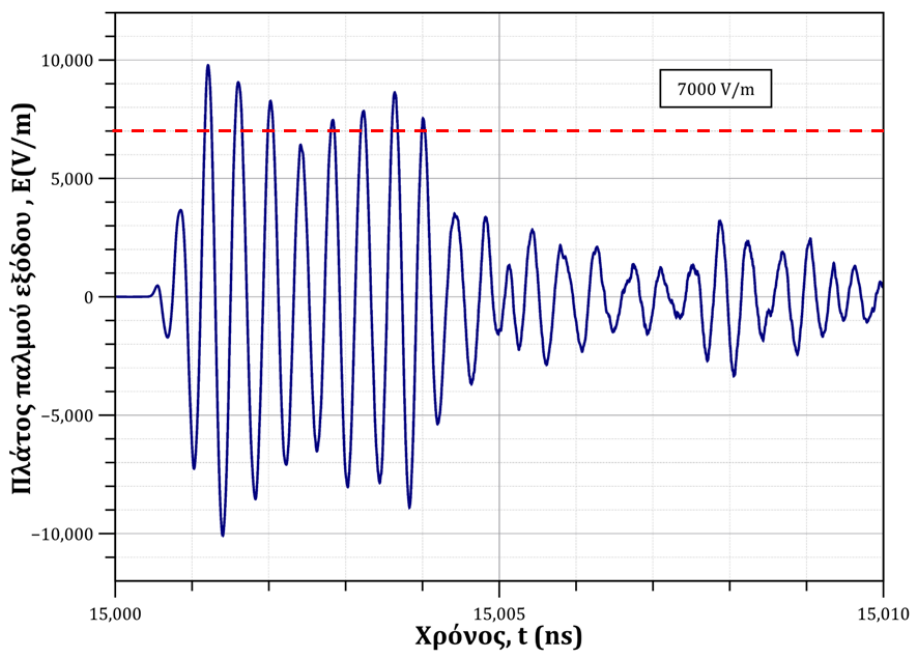
Διάγραμμα 1.18: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στη πλευρική κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου, $E_{GDT}(t)$.

Όπως αναμένεται, το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου αυξάνεται εκθετικά στο σημείο υπολογισμού του μέγιστου στάσιμου της κοιλότητας αλλά και στη θέση που τοποθετείται το GDT. Αυτό συμβαίνει περίπου ως τη χρονική στιγμή των 6000 ns. Από αυτή τη στιγμή και μετά επιτυγχάνονται συνθήκες μόνιμης κατάστασης, κατά την οποία η ένταση του πεδίου αγγίζει τα 15400 V/m. Παρατηρούμε πως ανάμεσα στα μέτρα των εντάσεων του ηλεκτρικού πεδίου εντός της κοιλότητας και του GDT δεν συναντάμε ιδιαίτερη διαφορά. Αυτό συμβαίνει καθώς το GDT τοποθετείται σε σημείο μέγιστου του στάσιμου. Συνεπώς, το πεδίο παραμένει κοινό με ίδια τιμή χωρίς να υπάρχουν αυξομειώσεις στην έντασή του. Το μέτρο της έντασης του παλμού διέγερσης είναι 531 V/m. Σύμφωνα με τη σχέση (1.22), για $E_{cav} = 15400$ V/m και $E_{input} = 531$ V/m προκύπτει ένα κέρδος $G_{cav} = 29.24$ dB, το οποίο είναι σχεδόν η τιμή που υπολογίσαμε στην υποενοότητα της μελέτης στο πεδίο της συχνότητας ($G = 29.28$ dB). Παρατηρούμε επίσης πως μετά την ενεργοποίηση του διακόπτη, τη χρονική στιγμή που ξεκινά η φάση της εκφόρτισης, το πλάτος του παλμού εντός της κοιλότητας φθίνει με γρήγορη μεταβολή. Αντίθετα, το πλάτος του παλμού στον GDT τερματίζεται ακαριαία λόγω της υψηλής αγωγιμότητας που εμφανίζει ο διακόπτης.



Διάγραμμα 1.19: Διαρροή και συμπιεσμένος παλμός εξόδου.

Στη συνέχεια της ανάλυσης των αποτελεσμάτων από τους εικονικούς δειγματολήπτες θα εξετάσουμε τη διαδικασία της εκφόρτισης. Ειδικότερα, ο αισθητήρας στην έξοδο είναι αυτός που μας δίνει τα δεδομένα για τον παραγόμενο συμπιεσμένο μικροκυματικό παλμό (Διάγραμμα 1.19), ο οποίος προκύπτει με την ενεργοποίηση του διακόπτη. Στο Διάγραμμα 1.20 είναι ο ίδιος παλμός εξόδου μεταξύ 15000 ns και 15010 ns με σκοπό τη παροχή μιας λεπτομερέστερης εικόνας της μορφής του παλμού. Όπως παρατηρούμε στο Διάγραμμα 1.20, ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου έχει διάρκεια περίπου τα 5ns και κατέχει ένταση της τάξεως των 7000 V/m δηλαδή περίπου το μισό πλάτος στασίμου εντός της κοιλότητας. Παρατηρούμε επίσης την ύπαρξη ακμών (Peaks) του παλμού οι οποίες αγγίζουν τα 10000 V/m. Παρατηρούμε πως το μέγιστο πλάτος του συμπιεσμένου παλμού εξόδου είναι μικρότερο από το πλάτος του αποθηκευμένου στάσιμου κύματος εντός της κοιλότητας ($10000 \frac{V}{m}$ έναντι $15400 \frac{V}{m}$).

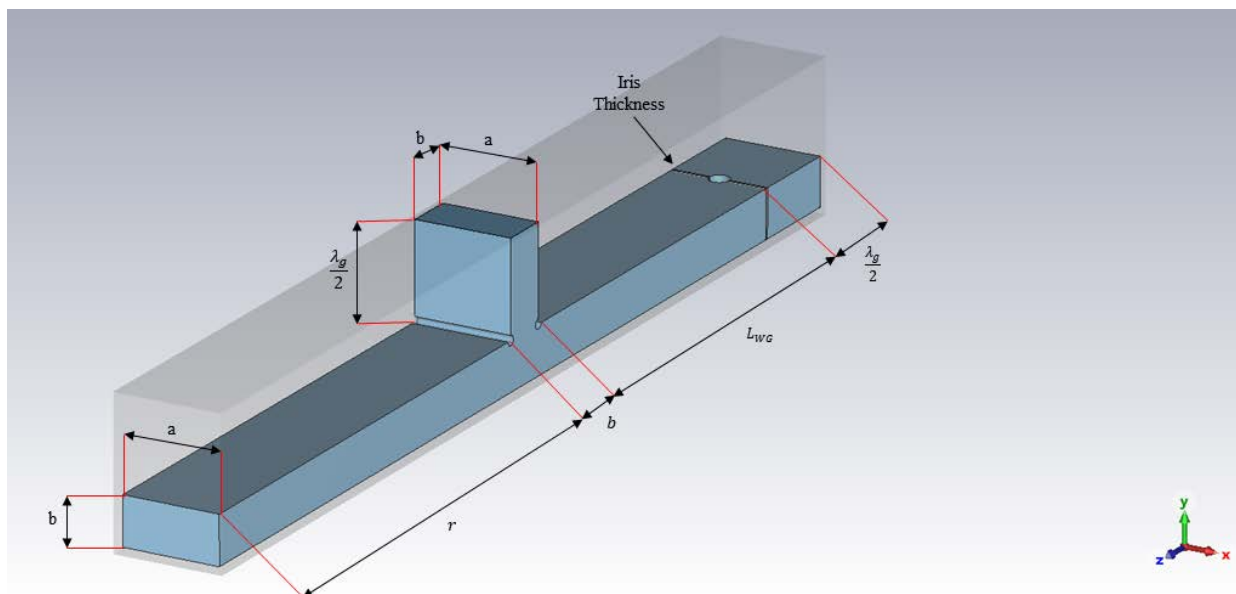


Διάγραμμα 1.20: Συμπιεσμένος Μικροκυματικός Παλμός εξόδου.

Συμπερασματικά, εάν διεγείρουμε τον MPC με έναν παλμό πλάτους 531 V/m και διάρκειας 6 μs λαμβάνουμε στην έξοδο έναν παλμό μικρότερης διάρκειας αλλά με ένα μέσο όρο πλάτους 7000 V/m, περίπου 13 φορές μεγαλύτερο από το αρχικό οδεύον κύμα. Τέλος, εάν ληφθεί υπόψη η πιο ισχυρή διακύμανση του πλάτους, η οποία φτάνει τα 10000 V/m, η ενίσχυση έναντι του αρχικού οδεύοντος κύματος στιγμιαία είναι περίπου 19 φορές.

2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Σχεδίαση συμμετρικής κοιλότητας με μια έξοδο.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα βασιστούμε στο μοντέλο MPC που σχεδιάσαμε στο Κεφάλαιο 1, προκειμένου να μελετηθεί μια συμμετρική MPC διάταξη με μία θύρα εξόδου. Η υπό μελέτη συμμετρική διάταξη MPC παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.1 και όπως είναι εμφανές αποτελεί παραλλαγή της διάταξης MPC του Κεφαλαίου 1 με τη διαφορά ότι το βραχυκυκλωμένο άκρο απομακρύνεται από τον σύνδεσμο-T, ο οποίος παρέχει την έξοδο στο σύστημα. Η απομάκρυνση του βραχυκυκλωμένου άκρου τοποθετεί το E-plane T-junction περίπου στο κέντρο της διάταξης. Αυτή η κεντρική θέση του T-junction δημιουργεί την απαραίτητη προϋπόθεση να συμβάλλουν δύο κύματα, ένα από κάθε βραχίονα, κατά τη διαδικασία της εκφόρτισης.



Εικόνα 2.1: Διαστασιολόγηση συμμετρικής διάταξης μιας εξόδου.

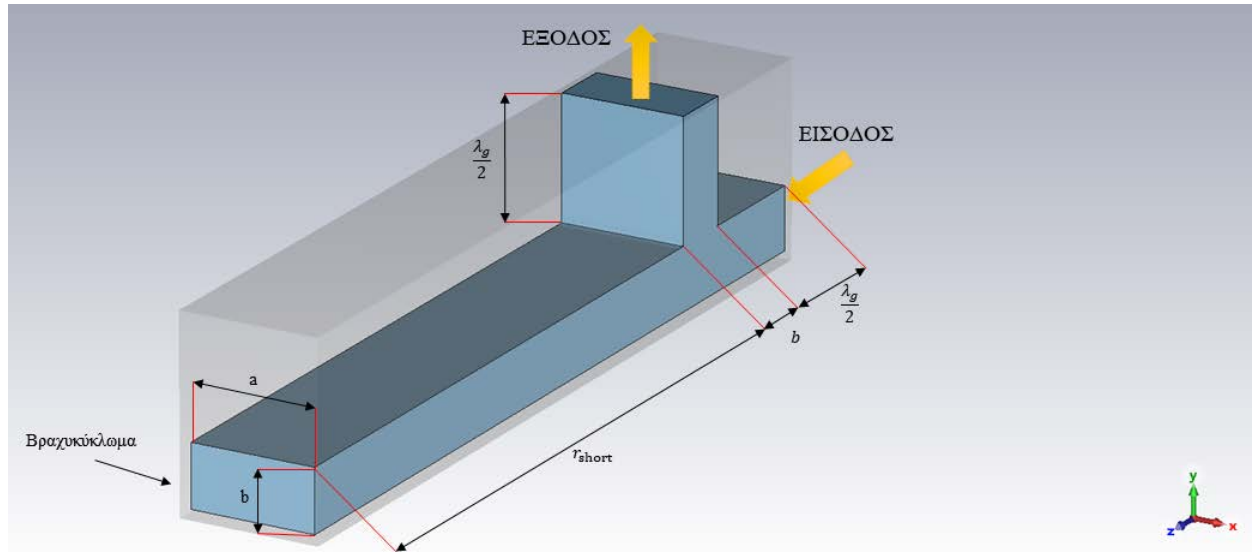
Το κεφάλαιο οργανώνεται σε δύο ενότητες. Η πρώτη αφορά το στάδιο της μελέτης της συμμετρικής διάταξης μιας εξόδου στο πεδίο της συχνότητας, ενώ η δεύτερη πραγματεύεται τη μελέτη της ίδιας κυματοδηγικής διάταξης στο πεδίο του χρόνου. Στην πρώτη ενότητα προηγείται η μελέτη της βελτιστοποίησης της διαρροής του συνδέσμου-T, ώστε να επιτύχουμε την ελαχιστοποίησή της. Στη συνέχεια, θα ακολουθήσει η βελτιστοποίηση του συνδυασμού του μήκους της κοιλότητας και του διαφράγματος της ίριδας, όπως συνέβη και στην υποενότητα 1.2.3. Στη δεύτερη ενότητα, μελετάμε τη νέα συμμετρική κοιλότητα στο πεδίο του χρόνου με μεθοδολογία ανάλογη αυτής που χρησιμοποιήθηκε στην υποενότητα 1.3. Δεδομένων των αποτελεσμάτων του Κεφαλαίου 1 σχετικά με την βέλτιστη επιλογή του αριθμού των κελιών ανά μήκος κύματος για τις προσομοιώσεις του παρόντος κεφαλαίου θα επιλεγεί η τιμή $N=20$.

2.1 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας.

2.1.1 Βελτιστοποίηση διαρροής συνδέσμου-T.

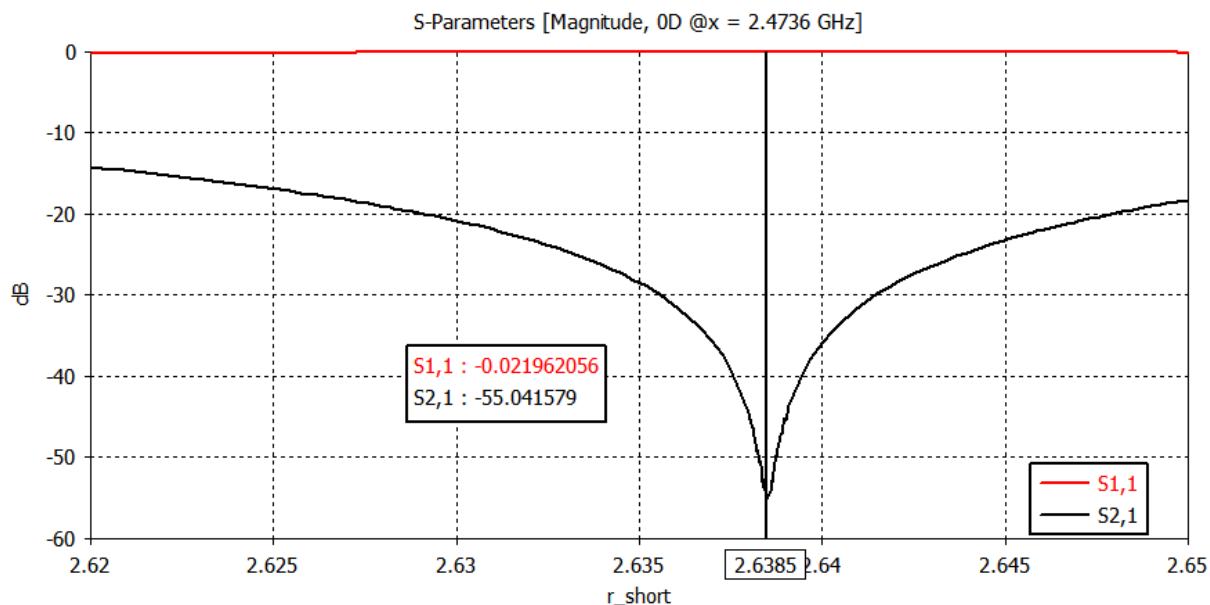
Θα σχεδιάσουμε εκ νέου το νέο σύνδεσμο-T της συμμετρικής MPC διάταξης με κύριο σκοπό να εξαλείψουμε, όσο το δυνατόν περισσότερο, τη διαρροή που εμφανίζει στην έξοδο του. Στην Εικόνα 2.2 αναγράφονται οι διαστάσεις σχεδίασής του. Παρατηρούμε πως η μοναδική διάσταση που θα μεταβάλλουμε κατά τη παραμετρική μελέτη είναι αυτή του μήκους του

βραχυκυκλωμένου στελέχους, r_{short} , το οποίο έχει πλέον μεγαλύτερο μήκος. Γνωρίζουμε βάση της περιοδικότητας που χαρακτηρίζει το στάσιμο κύμα εντός της διάταξης πως η ελάχιστη τιμή της διαρροής επιτυγχάνεται σε όλα μήκη τα οποία διαφέρουν ακέραιο αριθμό $\lambda_g/2$ συγκριτικά με τιμή που υπολογίστηκε στην υποενότητα 1.2.1. Με αυτόν τον τρόπο γνωρίζουμε που να στοχεύσουμε τη παραμετρική μελέτη κερδίζοντας λίγη από τη χρονική διάρκεια της προσομοίωσης.

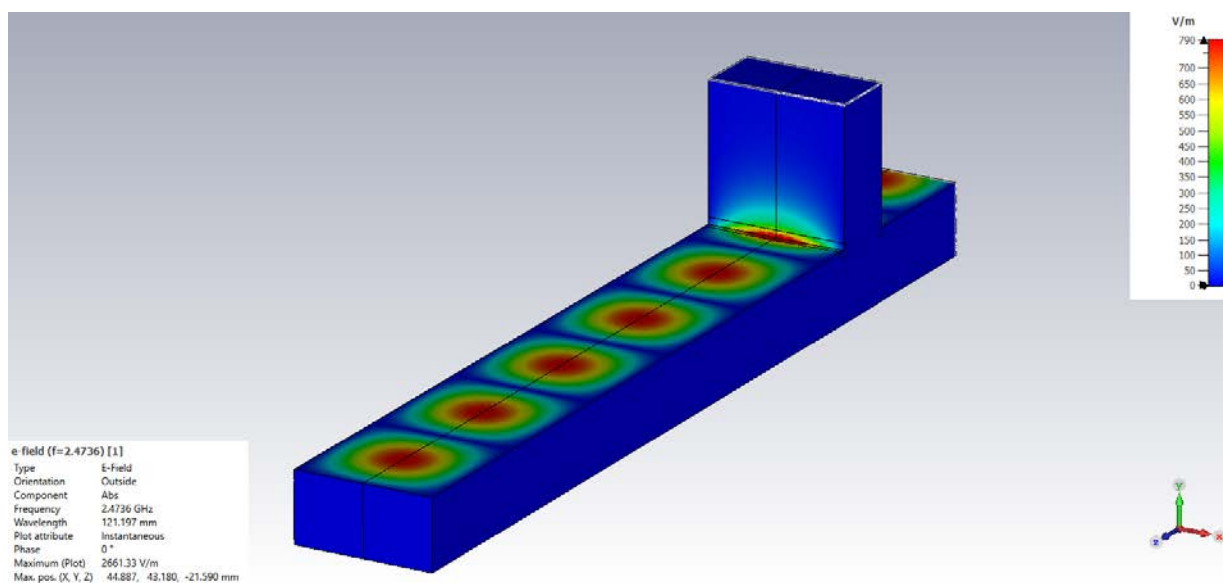


Εικόνα 2.2: Διαστασιολόγηση του T-Junction στη συμμετρική κοιλότητα μίας εξόδου.

Στο Διάγραμμα 2.1 λαμβάνουμε τα αποτελέσματα του συντονισμού του T-Junction μέσα από το CST. Παρατηρούμε ότι όπως είναι αναμενόμενο για μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου $r_{short} = 2.6385$ επιτυγχάνουμε μια αρκετά ικανοποιητική τιμή του συντελεστή διαρροής $S_{21} = -55$ dB. Ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} , αναμενόμενα, διατηρεί επίπεδα πολύ κοντά στα 0 dB. Μετά από μία διερεύνηση υψηλότερης ακρίβειας προκύπτει τελικά πως $r_{short} = 2.63849$ και το μήκος του βραχυκυκλωμένου βραχίονα $r = r_{short} \cdot \lambda_g = 448.82$ mm. Η κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου στη θύρα εξόδου που απεικονίζεται στην Εικόνα 2.3 επιβεβαιώνει το χαμηλό επίπεδο της διαρροής.



Διάγραμμα 2.1: Απεικόνιση της διαρροής και της ανάκλαξης του συμμετρικού T-junction, συναρτήσει του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους μέσα από το περιβάλλον προσομοίωσης του CST.



Εικόνα 2.3: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου εντός του T-Junction για $r_{short} = 2.63849$.

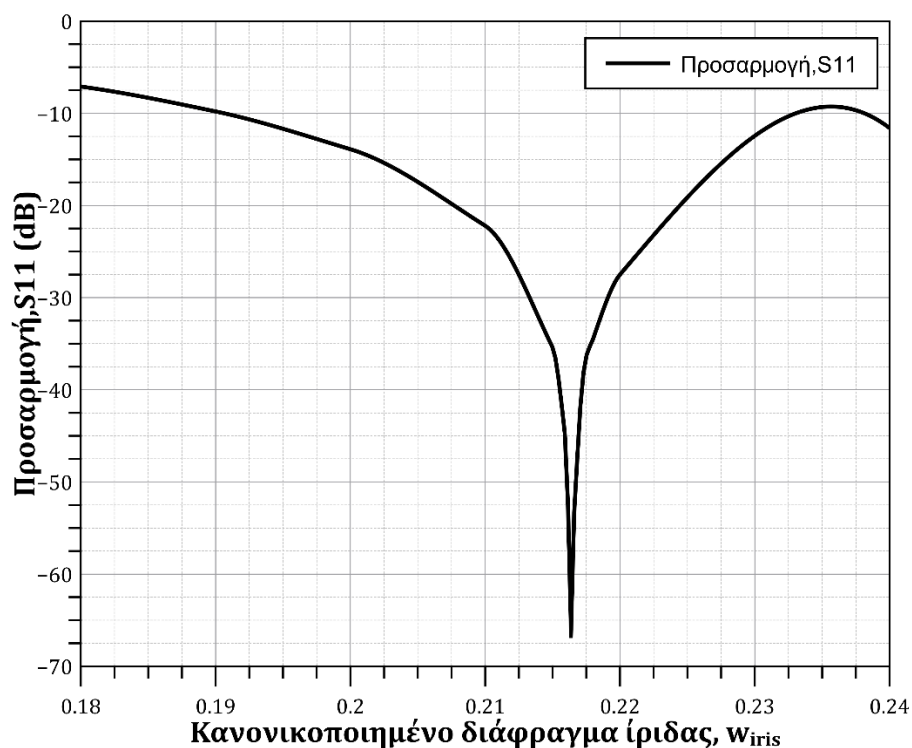
2.1.2 Μελέτη βελτιστοποίησης της διάταξης.

Με μεθοδολογία ανάλογη αυτή που παρουσιάστηκε στην υποενότητα 1.2.3 θα εντοπιστεί ο βέλτιστος συνδυασμός ανοίγματος της ίριδας ($w = w_{iris} \cdot a$) και του μήκους της βασικής κοιλότητας ($L_{WG} = L \cdot \lambda_g$), διατηρώντας τη τιμή του βραχυκυκλωμένου στελέχους r_{short} σταθερό και ίσο με $r_{short} = 2.6385$. Συγκεκριμένα, θα μεταβάλλουμε παράλληλα τις δύο μεταβλητές, δηλαδή τη τιμή του διαφράγματος ίριδας w_{iris} και τη τιμή του μήκους του κυματοδηγού L . Γνωρίζοντας το εύρος διακύμανσης του κάθε μεγέθους από το προηγούμενο στάδιο της σχεδίασης του βασικού μικροκυματικού συμπιεστή, η λύση του προβλήματος προκύπτει σχετικά σύντομα. Για w_{iris} από 0.18 ως και 0.24 προκύπτει ο Πίνακας 2.1. Παρατηρούμε πως οι τιμές διατηρώντας μικρές

διαφοροποιήσεις κυμαίνονται πλησίον των τιμών του Πίνακα 1.3. Την βέλτιστη συμπεριφορά του συμμετρικού MPC μίας εξόδου τη συναντάμε για $w_{iris} = 0.2164$ δηλαδή για διάφραγμα ίριδας $w = 18.68 \text{ mm}$.

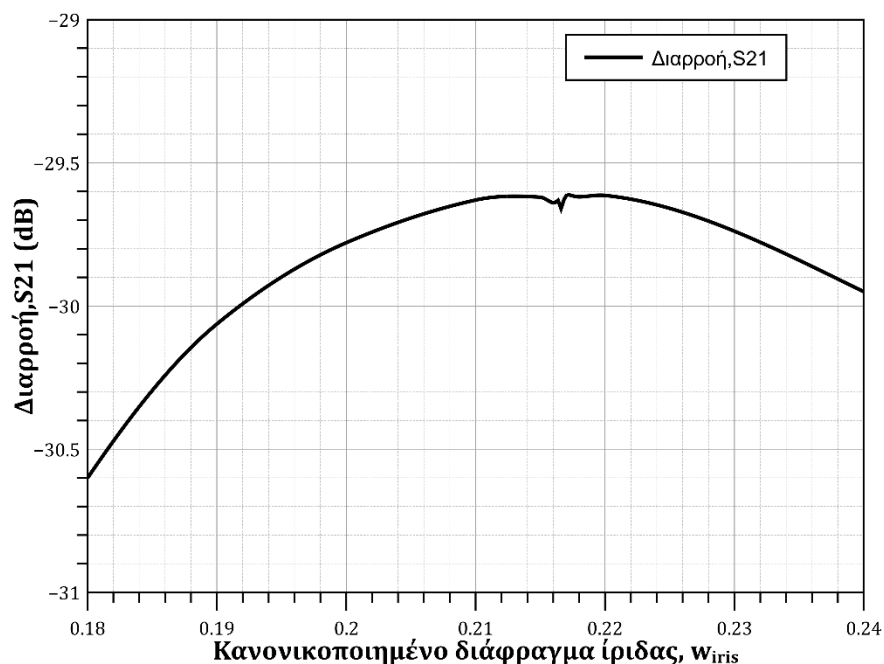
Διάφραγμα ίριδας , w_{iris}	Μήκος κυματο-δηγού, L	Προσαρμογή στην είσοδο, S_{11} (dB)	Διαρροή στην έξοδο , S_{21} (dB)	Απολαβή στην κοιλότητα, G (dB)
0.1800	2.13297	-7.1	-30.6	26.2
0.1900	2.13221	-9.8	-30.06	26.7
0.2000	2.13139	-13.9	-29.77	27.0
0.2100	2.13051	-22.2	-29.63	27.1
0.2150	2.13007	-35.4	-29.62	27.2
0.2160	2.12998	-45.9	-29.64	27.2
0.2164	2.12994	-66.3	-29.63	27.2
0.2165	2.12993	-55.9	-29.62	27.2
0.2166	2.12992	-53.4	-29.66	27.2
0.2170	2.12988	-43.2	-29.61	27.2
0.2180	2.12979	-34.5	-29.61	27.2
0.2200	2.12960	-27.5	-29.61	27.2
0.2400	2.12757	-12.6	-29.95	26.9

Πίνακας 2.1: Μελέτη βελτιστοποίησης του συμμετρικού MPC μίας εξόδου.



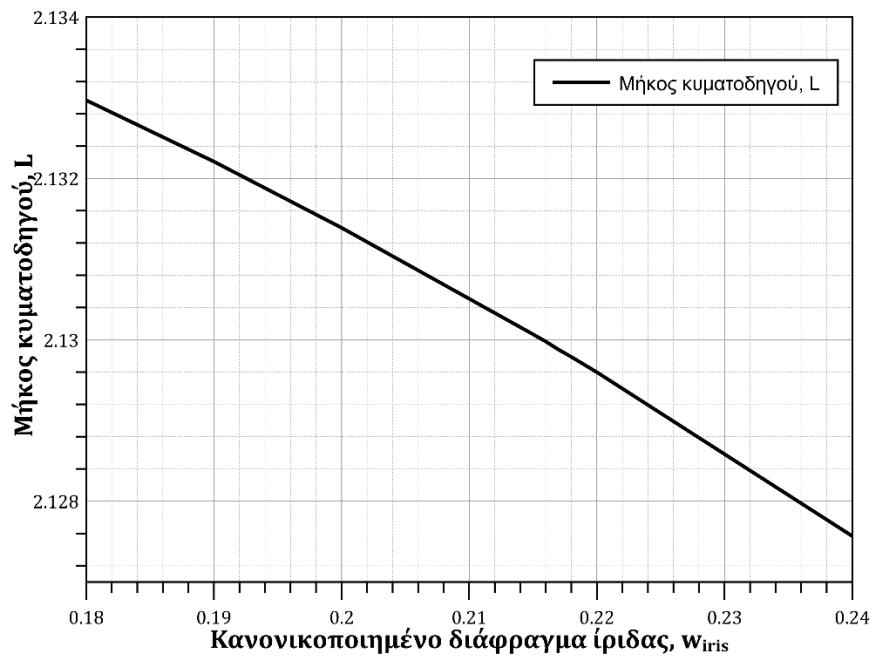
Διάγραμμα 2.2: Η προσαρμογή στην είσοδο συνάρτησε του διαφράγματος της ίριδας, $S_{11}(w_{iris})$.

Στο Διάγραμμα 2.2 παρουσιάζεται η διακύμανση του συντελεστή ανάκλασης S_{11} συναρτήσε του ανοίγματος της ίριδας. Παρατηρούμε την έντονη μείωση του S_{11} , το οποίο λαμβάνει ελάχιστη τιμή -66.3 dB , για $w_{iris} = 0.2164$. Στο Διάγραμμα 2.3 παρουσιάζεται η συμπεριφορά της διαρροής προς την έξοδο κατά τη μεταβολή του ανοίγματος της ίριδας. Παρατηρούμε πως συνολικά, η διαρροή βρίσκεται σε επιθυμητά, χαμηλά επίπεδα μεταξύ -30.5 dB και -29.5 dB .



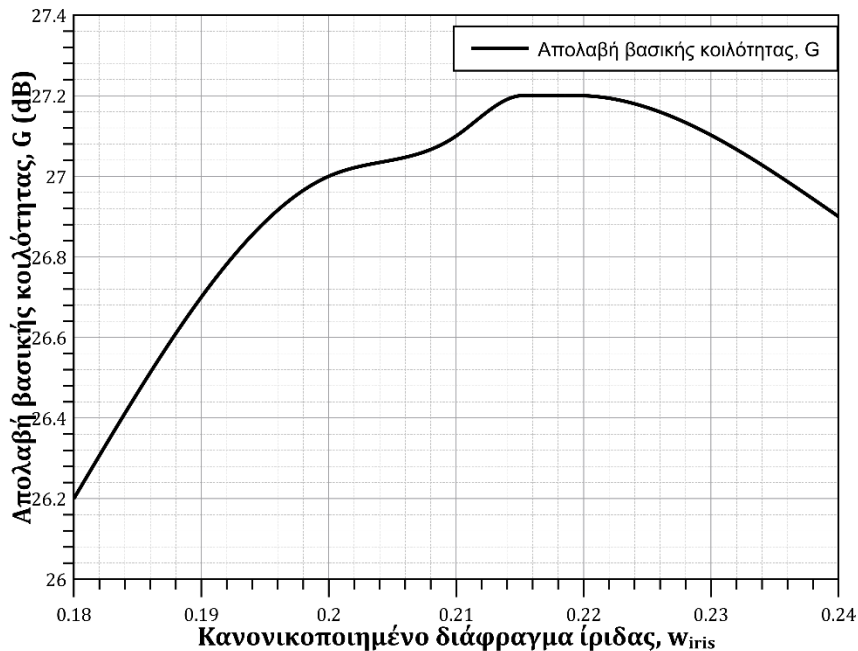
Διάγραμμα 2.3: Η διαρροή στην έξοδο συναρτήσε του διαφράγματος της ίριδας, $S_{21}(w_{iris})$.

Στο Διάγραμμα 2.4 παρουσιάζεται η γραμμική συμπεριφοράς που εμφανίζει το μήκος ανάλογα με την εναλλαγή του ανοίγματος της ίριδας. Όπως εξηγήσαμε και στην υποενότητα 1.2.3 η σχεδόν γραμμική εξάρτηση του ενός μεγέθους από το άλλο οφείλεται στην λειτουργία του κυματοδηγού να συντηρήσει τον συντονισμό της διάταξης καθώς αλλάζει η τιμή της επαγωγικής αντίστασης της ίριδας. Η καλύτερη δυνατή προσαρμογή στην είσοδο προκύπτει για $L = 2.12994$ ή ισοδύναμα για μήκος κυματοδηγικού στελέχους $L_{WG} = 362.316$ mm.



Διάγραμμα 2.4: Το μήκος της βασικής κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $L (w_{iris})$.

Στο Διάγραμμα 2.5 παρουσιάζεται η μεταβολή που εμφανίζει το κέρδος της βασικής κοιλότητας G , όπως το ορίσαμε στην υποενότητα 1.2.2, συναρτήσει του πλάτους της ίριδας. Όπως διαπιστώνουμε από το Διάγραμμα 2.5 η απολαβή εμφανίζει μέγιστη τιμή τα 27.2 dB.

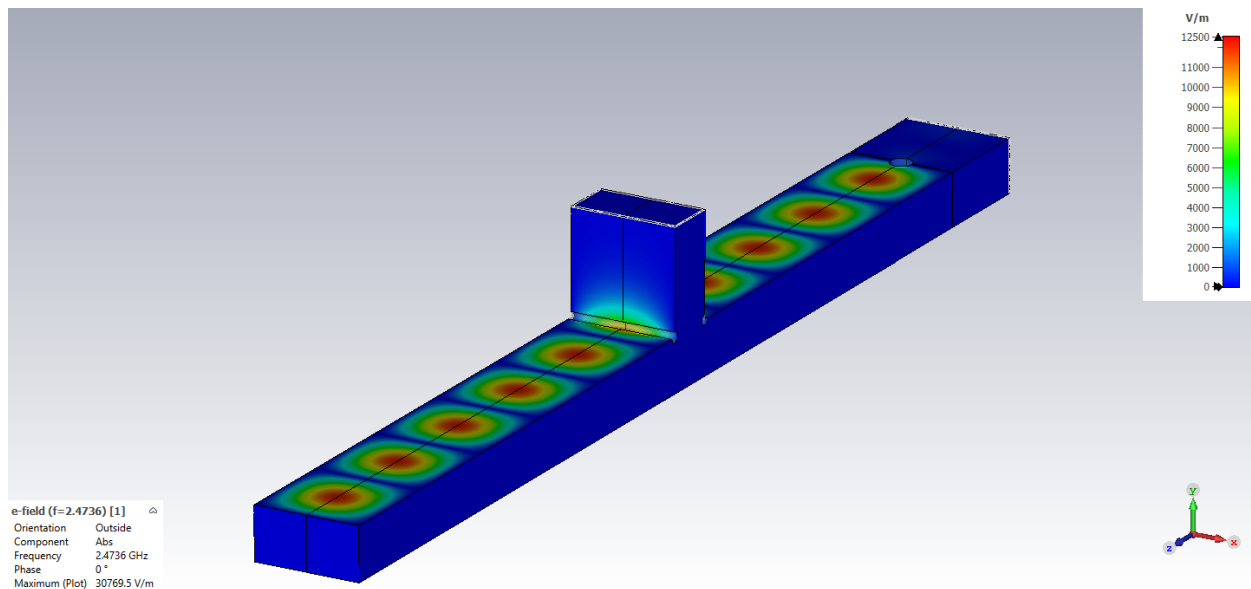


Διάγραμμα 2.5: Η απολαβή της βασικής κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $G (w_{iris})$.

Τα αποτελέσματα των διαστάσεων του συμμετρικού μικροκυματικού συμπιεστή μίας εξόδου συνοψίζονται στον Πίνακα 2.2.

Σύμβολο	Περιγραφή	Τιμή
L_{WG}	Μήκος ορθογώνιου κυματοδηγού.	362.316 mm
w	Πλάτος διαφράγματος ίριδας.	18.68 mm
a	Μεγάλη πλευρά ορθογώνιου κυματοδηγού.	86.36 mm
b	Μικρή πλευρά ορθογώνιου κυματοδηγού.	43.18 mm
r	Μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου.	448.82 mm
$Wall_{thickness}$	Πάχος των τοιχωμάτων της διάταξης.	5 mm
$Iris_{thickness}$	Πάχος των αγωγίμων επιφανειών που ορίζουν την ίριδα.	2 mm
σ (Sigma)	Η αγωγιμότητα του υλικού που περιβάλλει τη διάταξη αλλά και που απαρτίζει τα τοιχώματα της ίριδας.	$3.5 \cdot 10^7$ S/m
λ_g	Μήκος κύματος παλμού εντός του MPC	170.1062 mm
S_{21}	Η διαρροή στην έξοδο του MPC	-29.63 dB
S_{11}	Η ανάκλαση στην είσοδο του MPC	-66.3 dB
G	Η απολαβή της κύριας κοιλότητας	27.2 dB

Πίνακας 2.2: Διαστασιολόγηση συμμετρικής κοιλότητας μίας εξόδου στο πεδίο της συχνότητας.



Εικόνα 2.4: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου της συμμετρικής κοιλότητας μίας εξόδου για μήκος κοιλότητας, $L_{WG} = 2.12994\lambda_g$ μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου, $r = 2.63849\lambda_g$ και για διάφραγμα ίριδας $w = 2.2164a$.

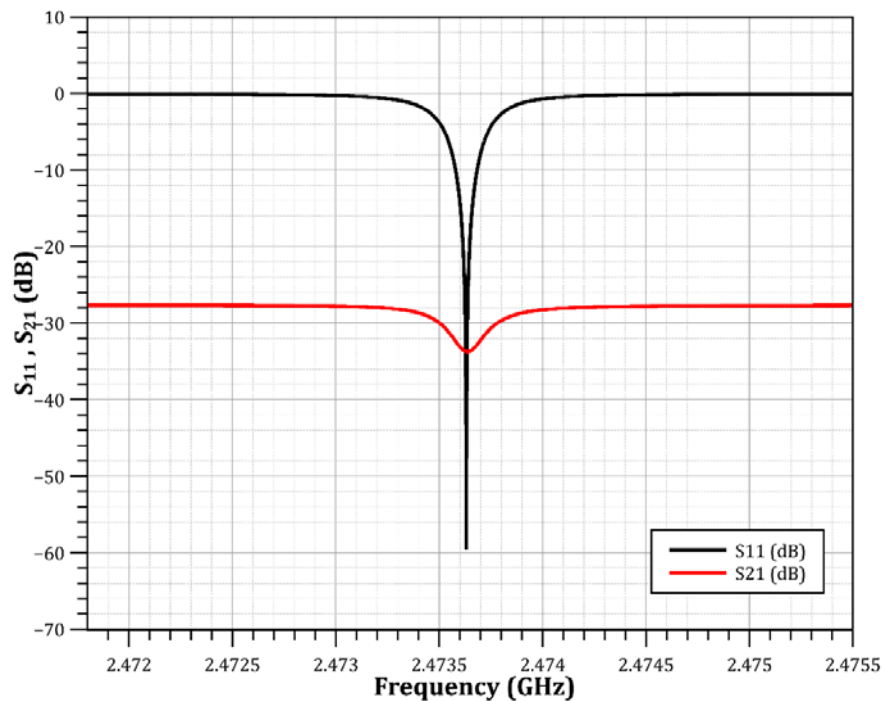
Η Εικόνα 2.4 παρουσιάζει τη μορφή του στάσιμου εντός του συμμετρικού MPC μιας εξόδου. Παρατηρούμε πως η απομόνωση (isolation) μεταξύ εισόδου και βασικής κοιλότητας είναι επιτυχημένη όπως και ότι έχουμε πρακτικά εξαλείψει τη διαρροή προς την έξοδο. Ακόμα, μπορούμε να διακρίνουμε τιμές της τάξης των 12500 V/m που λαμβάνει η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου εντός της κοιλότητας.

2.2 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.

Σε αυτή την υποενότητα αναλύεται η μελέτη της νέας συμμετρικής MPC διάταξης μίας εξόδου στο πεδίο του χρόνου, ακολουθώντας τη μεθοδολογία, η οποία εφαρμόστηκε στη βασική MPC διάταξη της υποενότητας 1.3.

2.2.1 Διέγερση με Γκαουσιανό παλμό.

Διηγείροντας τη διάταξη με τον Γκαουσιανό παλμό που απεικονίζεται στο Διάγραμμα 1.13 προκύπτουν τα αποτελέσματα του Διαγράμματος 2.6 για τον συντελεστή ανάκλασης (S_{11}) και τον συντελεστή διαρροής (S_{21}). Η παράμετρος σκέδασης που μας παρέχει πληροφορίες για την ανάκλαση λαμβάνει την ελάχιστη τιμή για $S_{11} = -58.7$ dB διατηρώντας τη μορφή ενός οξύ συντονισμού. Η διαρροή διατηρεί τα επιθυμητά χαμηλά επίπεδα πλησίον της τιμής των -28 dB εμφανίζοντας ελαχιστοποίηση για την τιμή $S_{21} = -33.74$ dB.

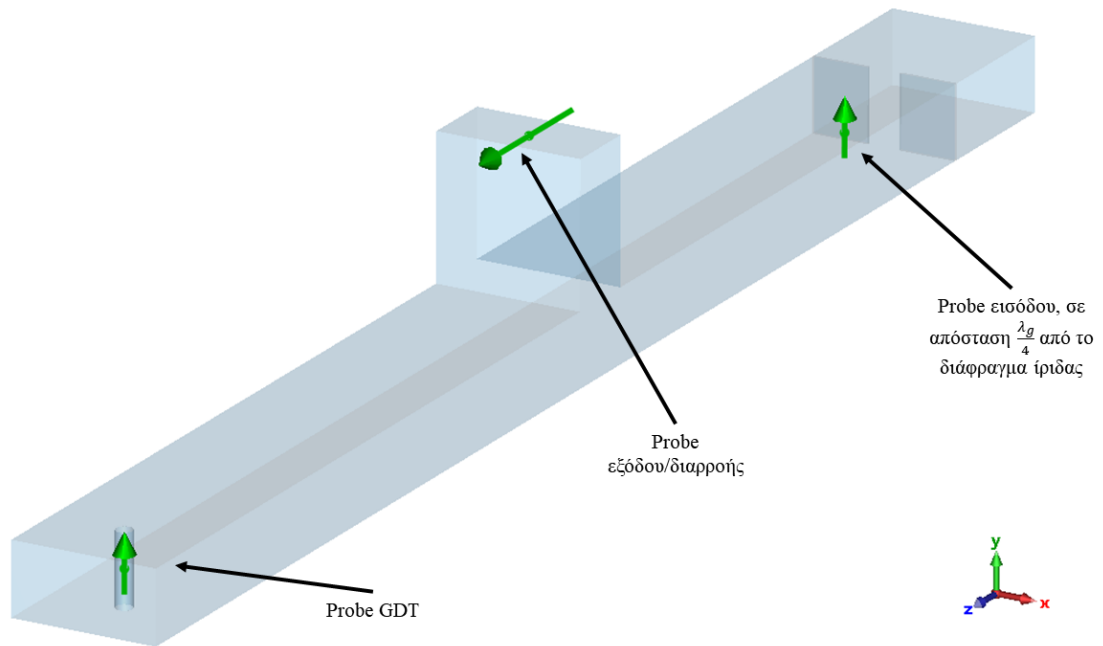


Διάγραμμα 2.6: Ο Συντελεστής Ανάκλασης S_{11} και ο Συντελεστής Διαρροής S_{21} σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

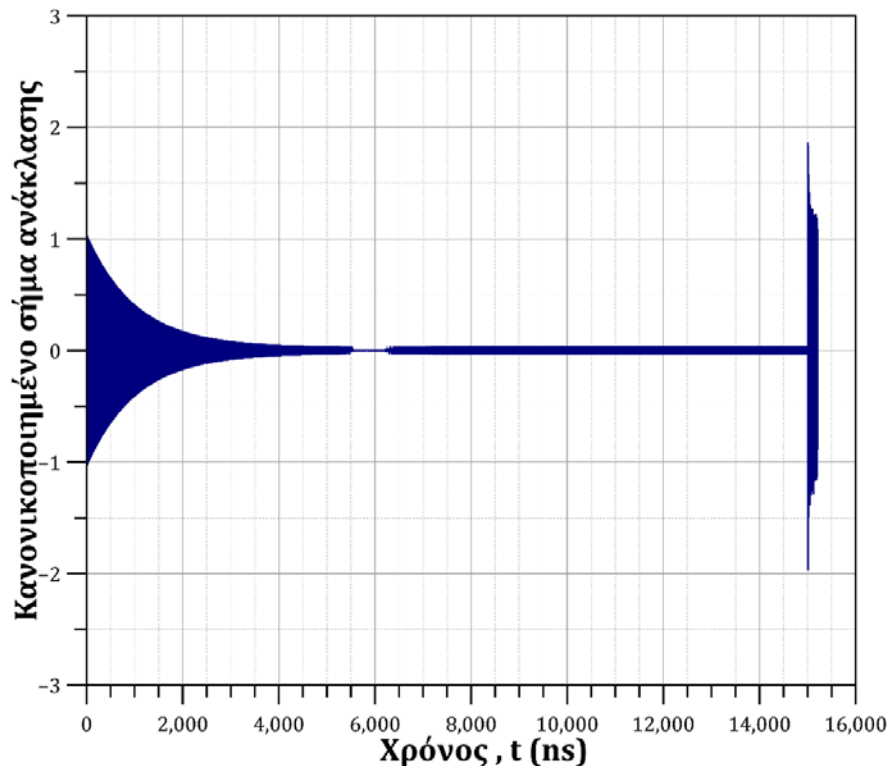
2.2.2 Αρμονική Διέγερση του συμμετρικού MPC μίας εξόδου.

Διηγείρουμε το συμμετρικό MPC με ημιτονοειδή παλμό παρόμοιο με αυτόν του Διαγράμματος 1.15. Η τοπολογία των αισθητήρων δειγματοληψίας, οι οποίοι είναι υπεύθυνοι για την παροχή δεδομένων των εντάσεων του ηλεκτρικού πεδίου εντός της βασικής και πλευρικής κοιλότητας παρουσιάζεται στην Εικόνα 2.5. Το κανονικοποιημένο ανακλώμενο σήμα στην είσοδο του συμπιεστή απεικονίζεται στο Διάγραμμα 2.7, στο οποίο μπορούμε να διακρίνουμε τη φάση φόρτισης αλλά και εκφόρτισης. Παρατηρούμε πως η κοιλότητα βρίσκεται στο στάδιο της φόρτισης όσο το πλάτος του σήματος μειώνεται εκθετικά. Όπως και στο Διάγραμμα 1.16, παρατηρείται η σταθεροποίηση του σήματος περίπου στα 6000 ns λαμβάνοντας τιμή ίση με 0.0006073. Σύμφωνα με τη σχέση (1.21) η τιμή που λαμβάνει ο συντελεστής ανάκλασης εκείνη τη χρονική στιγμή είναι $S_{11} =$

-64.3 dB. Ο διακόπτης GDT ενεργοποιείται στα 15000 ns και λόγω του αναμενόμενου αποσυντονισμού της διάταξης προκύπτει ισχυροποίηση του ανακλώμενου κύματος



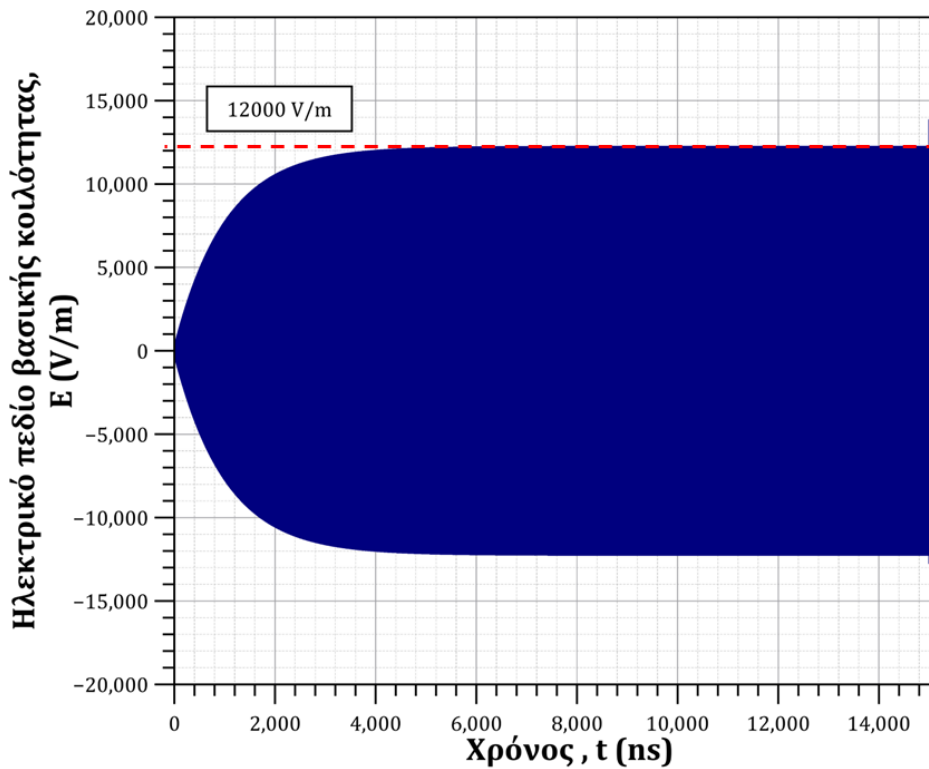
Εικόνα 2.5: Τοπολογία αισθητήριων Probes της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου του συμμετρικού MPC μίας εξόδου.



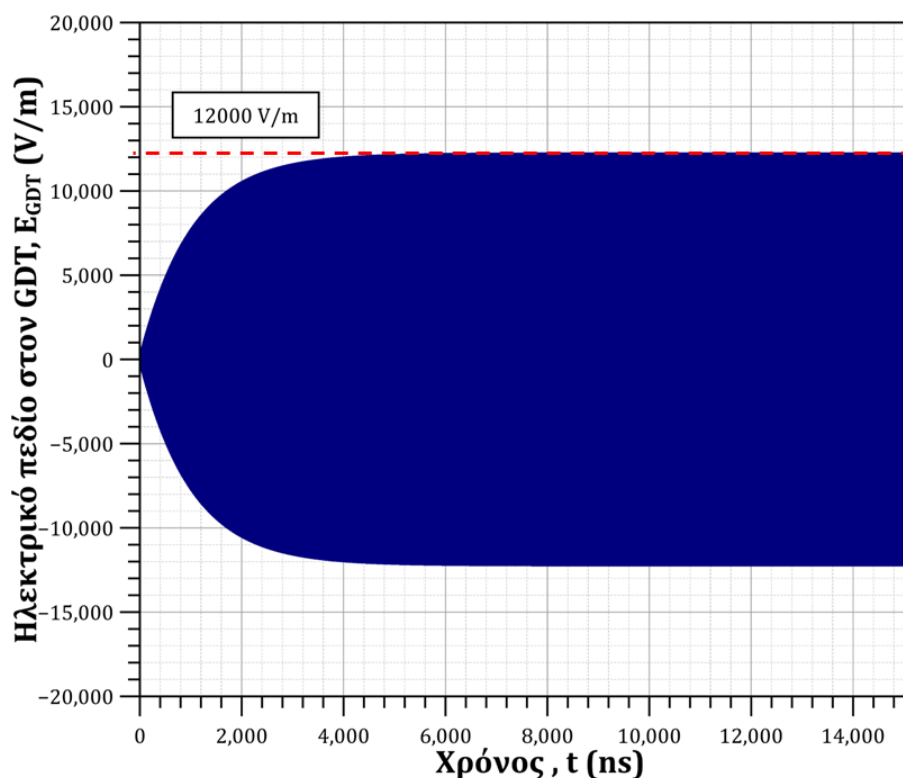
Διάγραμμα 2.7: Το σήμα ανάκλασης της συμμετρικής κοιλότητας μίας εξόδου, στην είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου.

Στο Διάγραμμα 2.8 και στο Διάγραμμα 2.9 απεικονίζεται η χρονική μεταβολή της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου στη κοιλότητα και στο σημείο που βρίσκεται το GDT, αντίστοιχα. Τα μέτρα των εντάσεων των δύο σημείων δεν διαφοροποιούνται αξιόλογα καθώς το σημείο που

βρίσκεται ο GDT αποτελεί φυσική συνέχεια της κοιλότητας κατά τον διαμήκη άξονα z και ταυτίζεται με σημείο μεγιστοποίησης του στάσιμου. Αυτό που επίσης διακρίνουμε, είναι η φθίνουσα μεταβολή που δέχεται το μέτρο της έντασης της κοιλότητας κατόπιν της ενεργοποίησης του GDT έναντι της ακαριαίας εκμηδένισης που δέχεται το μέτρο της έντασης στον GDT λόγω της υψηλής αγωγιμότητας του αερίου. Επιπλέον, παρατηρείται η εκθετική αύξηση του μέτρου της έντασης με τη σταθεροποίησή του στα 12000 V/m από τη χρονική στιγμή των 6000 ns. Τέλος, σύμφωνα με τη σχέση (1.22) και με μέτρο έντασης παλμού διέγερσης $E_{in} = 531$ V/m, προκύπτει μια τιμή κέρδους $G_{cav} = 27.08$ dB. Σύμφωνα με τον Πίνακα 2.2, η απολαβή σημειώνει εξαιρετικά μικρές διαφοροποιήσεις μεταξύ πεδίου συχνότητας και χρόνου.

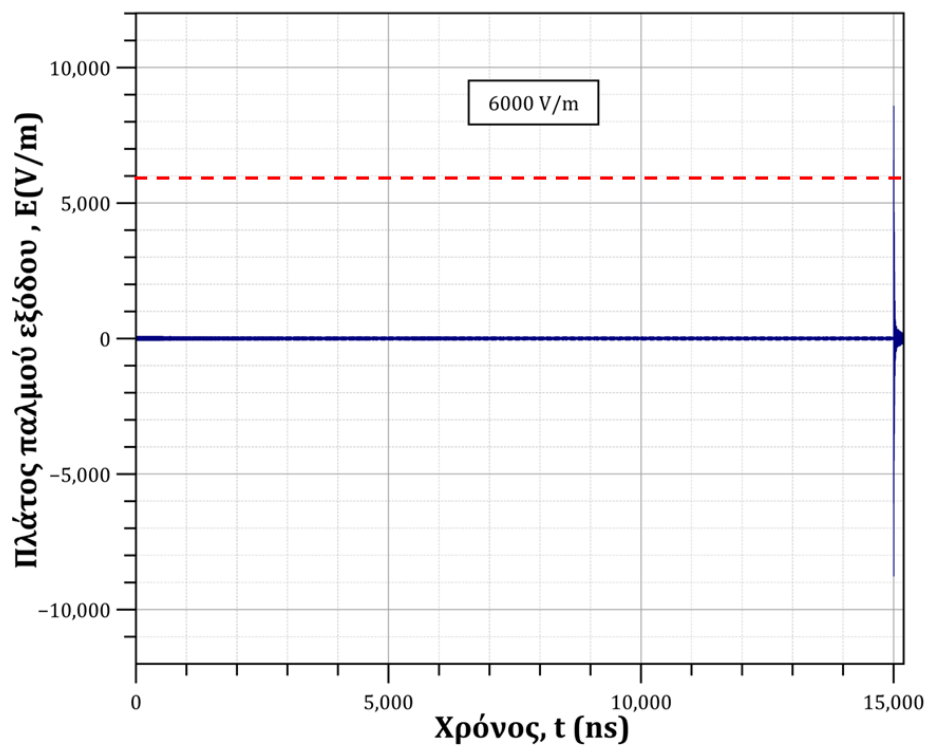


Διάγραμμα 2.8: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου της βασικής κοιλότητας, της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου, σε συνάρτηση με τον χρόνο, $E(t)$.

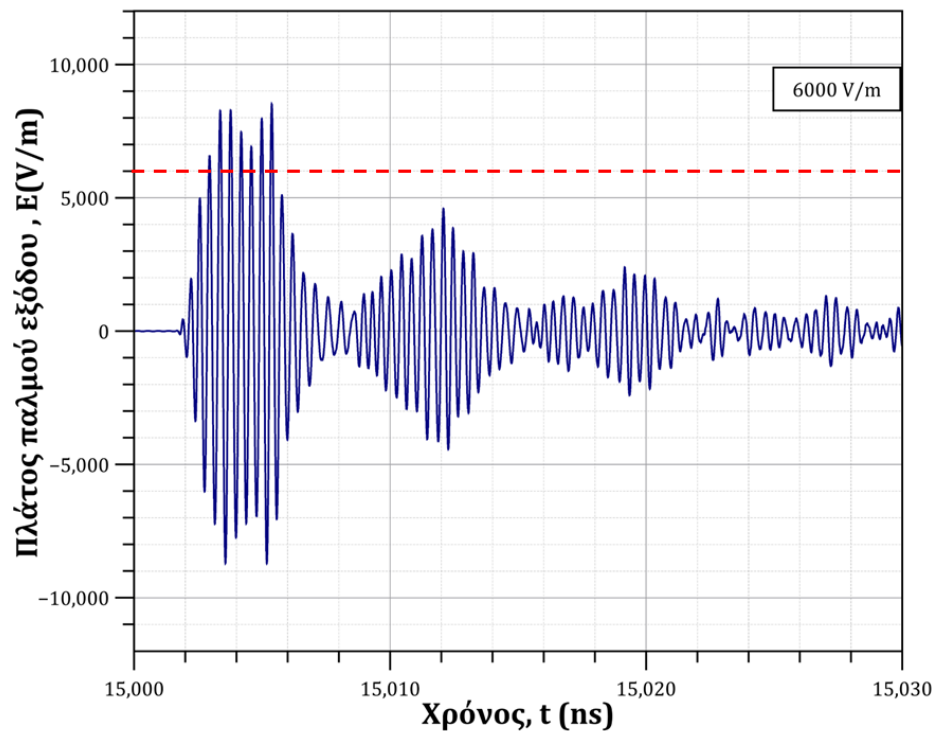


Διάγραμμα 2.9: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στον GDT, της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου, σε συνάρτηση με τον χρόνο, $E_{GDT}(t)$.

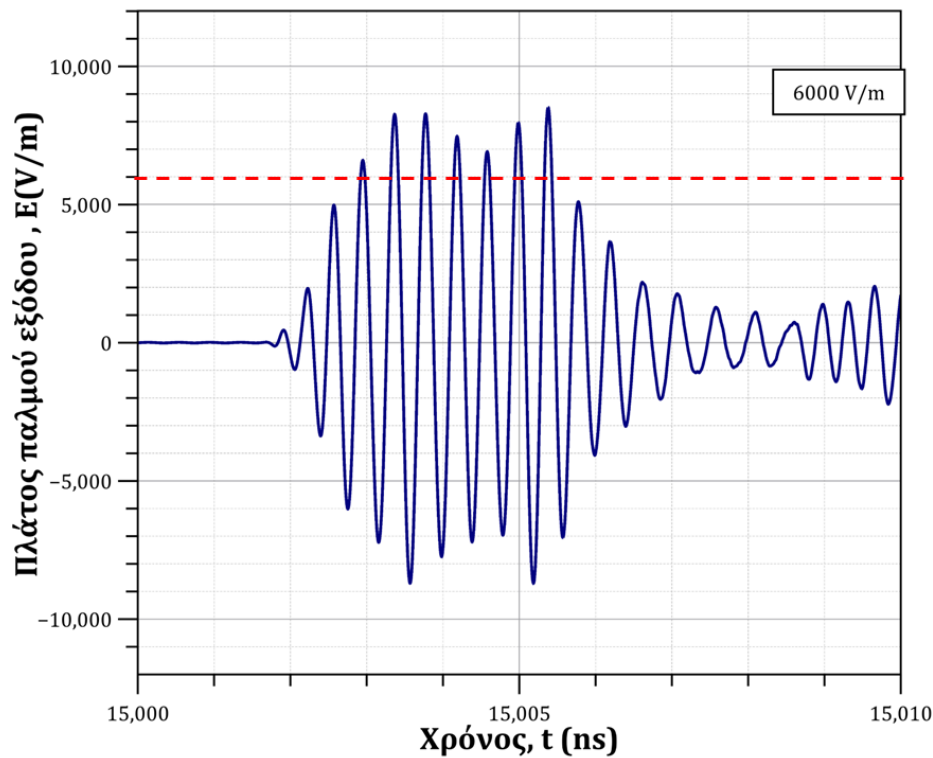
Στο Διάγραμμα 2.10, στο Διάγραμμα 2.11 και στο Διάγραμμα 2.12 απεικονίζεται ο παλμός εξόδου σε διαφορετικά χρονικά παράθυρα. Συγκεκριμένα, στο Διάγραμμα 2.10 απεικονίζεται ο παραγόμενος συμπιεσμένος παλμός από τη στιγμή που ξεκινήσαμε τη προσομοίωση έως το πέρας της προσομοίωσης. Στο Διάγραμμα 2.11 απεικονίζεται ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου σε ένα χρονικό παράθυρο 30ns, όπου διαπιστώνουμε ότι ο εξερχόμενος παλμός παρουσιάζει χαρακτηριστικά φθίνουσας ταλάντωσης. Το γεγονός αυτό θα μπορούσε να αποδοθεί στον μερικό εγκλωβισμό ενέργειας κατά τη διάρκεια της εκφόρτισης, τμήμα της οποίας διαρρέει σε μεταγενέστερο χρόνο. Παράλληλα, στο Διάγραμμα 2.12 λαμβάνουμε μια ξεκάθαρη εικόνα της μορφής αλλά και της διάρκειας του παλμού εξόδου. Η διάρκεια είναι περίπου 5ns ενώ το μέτρο της έντασής του κυμαίνεται κοντά στα 6000 V/m παρουσιάζοντας ακμές (Peaks) της τάξεως των 8500 V/m.



Διάγραμμα 2.10: Συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου.



Διάγραμμα 2.11: Συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου διάρκειας 30ns.

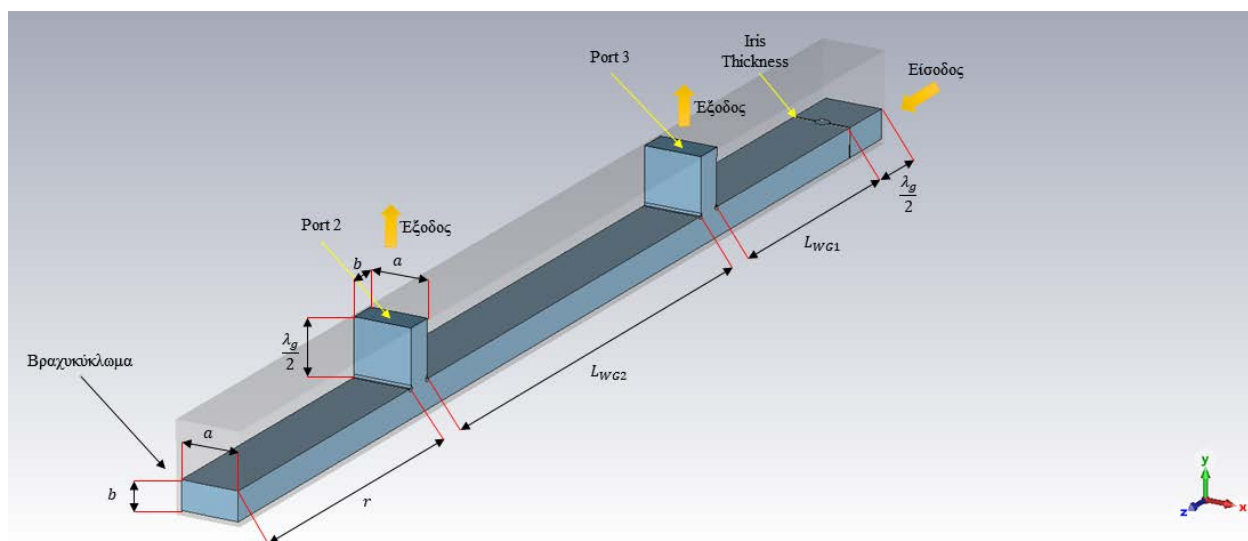


Διάγραμμα 2.12: Συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο της συμμετρικής διάταξης μίας εξόδου διάρκειας 10 ns.

Συγκρίνοντας με το βασικό μοντέλο MPC της υποενότητας [1.3.2](#), παρατηρούμε πως τόσο η διάρκεια του συμπιεσμένου παλμού εξόδου όσο και το μέτρο της έντασής του, σημειώνουν σχετικά μικρές διαφορές σε σχέση με τη βασική διάταξη που μελετήσαμε παρόλο που το μέτρο της έντασης του πεδίου εντός της κοιλότητας μειώθηκε. Στη περίπτωση του βασικού μικροκυματικού συμπιεστή η ένταση του πεδίου εντός της κοιλότητας ήταν 15000 V/m παράγοντας έναν παλμό εξόδου της τάξεως των 7000 V/m με διακυμάνσεις έως τα 10000 V/m. Στην περίπτωση του συμμετρικού μικροκυματικού συμπιεστή που εξετάζεται στο παρόν κεφάλαιο, η ένταση του πεδίου εντός της κοιλότητας είναι της τάξεως των 12000 V/m με παραγόμενο παλμό εξόδου με πλάτος περίπου μισού πλάτους στάσιμου δηλαδή περίπου 6000 V/m και διακυμάνσεις έως τα 8500 V/m. Αξίζει σε αυτό το σημείο να επισημανθεί ότι η διαφορά στο επίπεδο του στάσιμου κύματος ανάμεσα στις δύο κοιλότητες οφείλεται στην διαφορά των διαστάσεων των δύο κοιλοτήτων (η συμμετρική διάταξη έχει περίπου διπλάσιο μήκος έναντι της βασικής διάταξης), η οποία συνεπάγεται αύξηση των ωμικών απωλειών.

3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Σχεδίαση συμμετρικής κοιλότητας διπλής εξόδου.

Βασιζόμενοι στα αποτελέσματα του προηγούμενου κεφαλαίου, θα συνεχίσουμε στο Κεφάλαιο 3 τη μελέτη προσθέτοντας μία ακόμα έξοδο στην κοιλότητα. Συνεπώς θα μελετήσουμε το μοντέλο της συμμετρικής κοιλότητας διπλής εξόδου, η οποία αποτελεί το τελευταίο κατά σειρά μοντέλο προς μελέτη αυτής της Διπλωματικής Εργασίας. Σε αυτό το κεφάλαιο η μελέτη θα χωριστεί σε τρεις υποενότητες. Η πρώτη αφορά τη σχεδίαση του μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας. Δηλαδή, θα βελτιστοποιήσουμε τη διαρροή των δύο εξόδων αλλά και την προσαρμογή στην είσοδο της διάταξης. Η δεύτερη υποενότητα διαπραγματεύεται τη μελέτη της διάταξης στο πεδίο του χρόνου. Οι δύο πρώτες υποενότητες ακολουθούν κοινή μεθοδολογία με τα κεφάλαια που προηγήθηκαν για τις δύο προηγούμενες διατάξεις. Στην Εικόνα 3.1 παρουσιάζεται το μοντέλο που καλούμαστε να μελετήσουμε. Γίνεται εμφανές πως πλέον έχουμε την ύπαρξη δύο εξόδων, έτσι, η τρίτη υποενότητα αποτελεί μια θεωρητική προσέγγιση άθροισης με σκοπό να συνδυαστούν οι δύο παλμοί εξόδου σε έναν ισχυρότερο παλμό.



Εικόνα 3.1: Διαστασιολόγηση συμμετρικής διάταξης διπλής εξόδου.

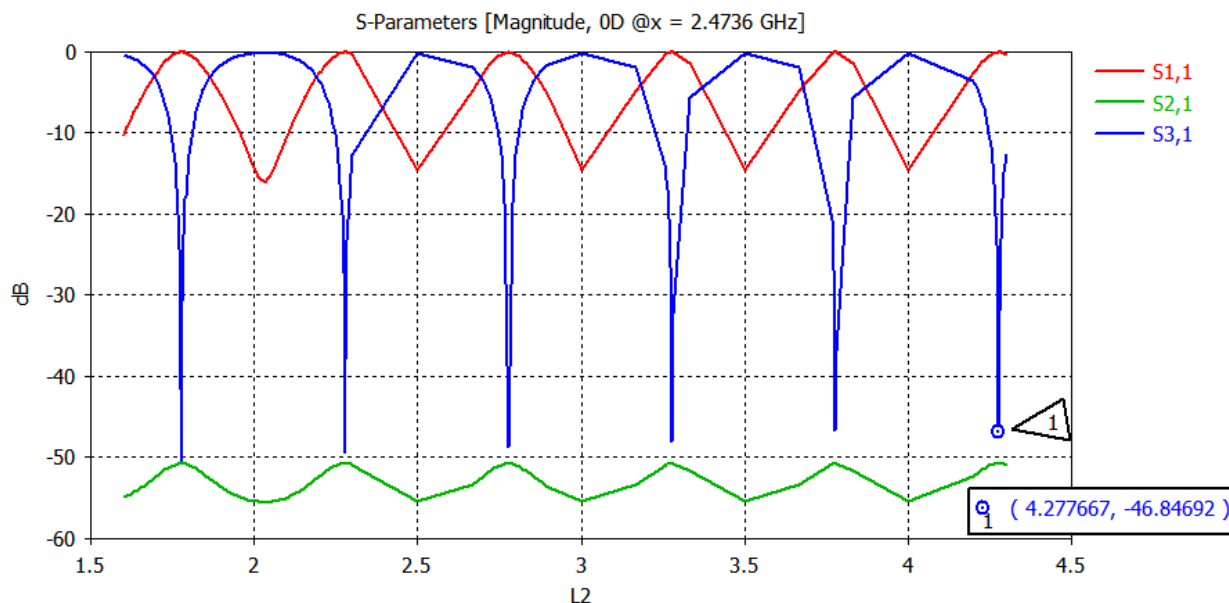
3.1 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας.

Στην παρούσα υποενότητα, θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά των δύο διαρροών που προκύπτουν λόγω των δύο εξόδων επιχειρώντας να τις ελαχιστοποιήσουμε. Στη συνέχεια, θα επιχειρήσουμε να επιτύχουμε συνθήκες προσαρμογής στην είσοδο της συνολικής διάταξης βελτιστοποιώντας τον συνδυασμό μήκους κυματοδηγού, L_{WG1} και διαφράγματος ίριδας, w .

3.1.1 Βελτιστοποίηση διαρροής των δύο εξόδων.

Στα προηγούμενα κεφάλαια, έγινε η μελέτη βελτιστοποίησης της διαρροής του συνδέσμου-T με την σωστή παραμετροποίηση του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους, r . Θα λάβουμε υπόψιν τη μελέτη που παρουσιάζεται στην υποενότητα 2.1.1 δίχως να πραγματοποιήσουμε εκ νέου μελέτη διαρροής του συνδέσμου-T. Συνεπώς και σε αυτή τη περίπτωση ισχύει πως $r_{short} = 2.63849$. Δηλαδή, $r = 448.82$ mm. Έχοντας εξασφαλίσει την ελαχιστοποίηση της διαρροής στη θύρα εξόδου “Port 2” και προκειμένου να το επιτύχουμε και στη θύρα εξόδου “Port 3”, πρέπει να

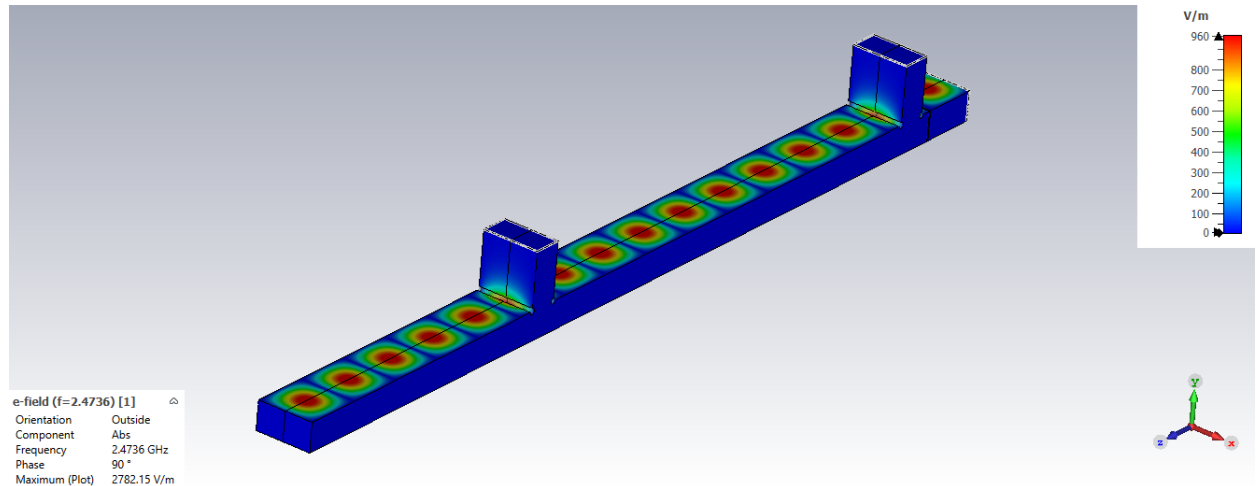
μεταβληθεί κατάλληλα το μήκος της κυματοδηγικής κοιλότητας, L_{WG2} για το οποίο ισχύει $L_{WG2} = L_2 \cdot \lambda_g$.



Διάγραμμα 3.1: Απεικόνιση των παραμέτρων σκέδασης συναρτήσει του μήκους L_2 μέσα από το περιβάλλον του CST.

Στο Διάγραμμα 3.1 παρουσιάζεται η συμπεριφορά των παραμέτρων σκέδασης της διάταξης συναρτήσει του L_2 . Σε κάθε περίπτωση παρατηρούμε πως η διαρροή στην έξοδο “Port2” παραμένει σε επιθυμητά επίπεδα (μεταξύ -50 dB και -55 dB) καθώς την έχουμε βελτιστοποιήσει σε προηγούμενο στάδιο (υποενότητα 2.1.1). Επίσης, παρατηρούμε πως η ελαχιστοποίηση της διαρροής στη θύρα “Port 3” εντοπίζεται αρχικά στην τιμή $L_2 = 1.7778$ και συνεχίζει να παρουσιάζεται - αναμενόμενα- περιοδικά σε κάθε L_2 που απέχει 0.5 από τη προηγούμενη τιμή. Καθώς ο βασικός σκοπός της σχεδίασης είναι να επιτύχουμε μια συμμετρική δομή/διάταξη θα επιλέξουμε μήκος L_2 που διατηρεί τη διαρροή σε επιθυμητά επίπεδα και παράλληλα δημιουργεί μια συμμετρική εικόνα στο μοντέλο. Αξίζει να σημειωθεί πως η επιτυχία της τέλειας συμμετρίας είναι αδύνατη όμως μπορούμε να επιλέξουμε μήκη, τέτοια ώστε οι τιμές τους να κυμαίνονται σε συμμετρικά πλαίσια. Έτσι, για την τιμή $L_2 = 4.277667$ η διαρροή στη θύρα “Port 3” λαμβάνει τιμή -47 dB και προσδίδει στη διάταξη συμμετρική εικόνα.

Αυτό που γίνεται επίσης αντιληπτό, είναι το επίπεδο της ανάκλασης που λαμβάνουμε στην είσοδο της διάταξης με την S_{11} καμπύλη να διατηρεί το επίπεδό της κοντά στα 0 dB στα σημεία που έχουμε την ύπαρξη συντονισμών. Το γεγονός αυτό είναι φυσικό να συμβαίνει και αποτελεί τον λόγο που είναι αναγκαία η επιλογή κατάλληλου συνδυασμού του μήκους L_{WG1} και του ανοίγματος της ίριδας, w , έτσι ώστε να επιτευχθεί η συνθήκη προσαρμογής στη είσοδο της συνολικής διάταξης.



Εικόνα 3.2: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου για $r_{short} = 2.63849$ και μήκος μεταξύ των δύο εξόδων ίσο με $L_2 = 4.277667$.

Η Εικόνα 3.2 απεικονίζει τη μορφή του στάσιμου στη διάταξη αποδεικνύοντας ότι η διαρροή στις δύο θύρες εξόδου βρίσκεται σε επιθυμητά επίπεδα εφόσον επιλεγθεί το κατάλληλο ζεύγος τιμών ($r_{short} = 2.63849, L_2 = 4.277667$). Επίσης, παρατηρούμε την ισχυρή ανάκλαση στην είσοδο, η οποία, όπως ήδη έχει σχολιασθεί, αναμένεται να ελαχιστοποιηθεί με την κατάλληλη επιλογή ανοίγματος της ίριδας και μήκος L_{WG1} . Η επιλογή των δύο αυτών παραμέτρων θα μας απασχολήσει στην υποενότητα 3.1.2.

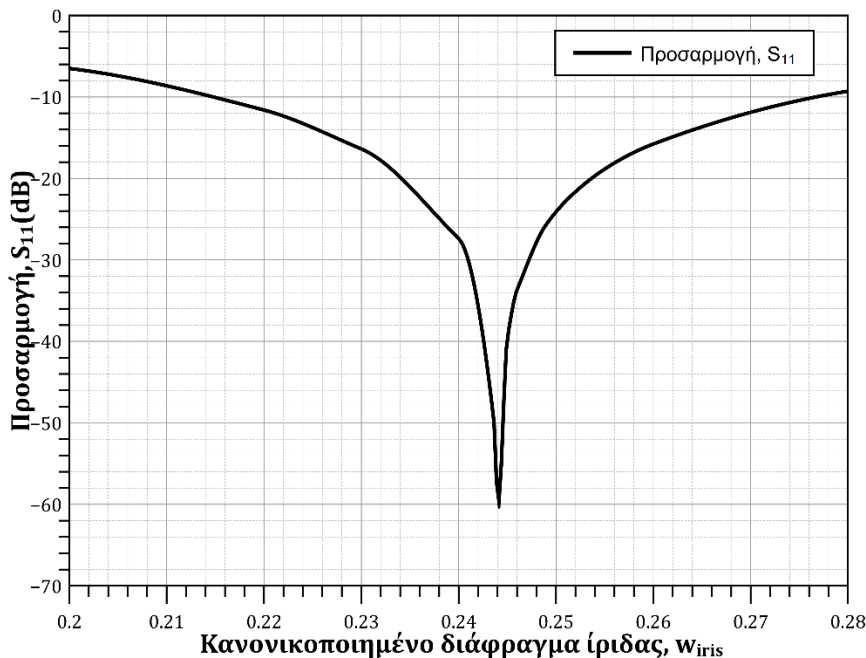
3.1.2 Μελέτη βελτιστοποίησης της διάταξης.

Για την επίτευξη της συνθήκη προσαρμογής στην είσοδο θα διατηρήσουμε σταθερές τις τιμές του μήκους της βραχυκυκλωμένης απόληξης, r_{short} και του μήκους του κεντρικού κυματοδηγού, L_2 καθώς με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουμε βέλτιστη διαρροή στις δύο εξόδους “Port 2” και “Port 3”, όπως αναλύσαμε στη προηγούμενη υποενότητα 3.1.1. Με αυτό το δεδομένο, θα πραγματοποιήσουμε παραμετρική μελέτη των διάφορων τιμών του ανοίγματος της ίριδας w_{iris} από 0.2 ως 0.28 με συνδυασμένη μεταβολή του μήκους κυματοδηγού L_1 . Βάση της παραμετρικής μελέτης που διεξήγαμε για τις διάφορες τιμές του μήκους L_1 και του ανοίγματος ίριδας, w_{iris} , προκύπτει ο Πίνακας 3.1. Τη καλύτερη δυνατή συνολική συμπεριφορά του συμμετρικού MPC διπλής εξόδου την εντοπίζουμε στον συνδυασμό $w_{iris} = 0.2441$ και $L_1 = 2.1269147$.

Διάφραγμα ίριδας, w_{iris}	Μήκος κυματοηοού, L_1	Προσαρμογή στην είσοδο, S_{11} (dB)	Απολαβή στην κοιλότητα, G (dB)	Διαρροή στην Port2 έξοδο, S_{21} (dB)	Διαρροή στην Port3 έξοδο, S_{31} (dB)
0.2	2.13119	-6.50	23.37	-33.36	-29.43
0.22	2.12940	-11.60	24.17	-32.57	-28.63
0.23	2.12840	-16.37	24.37	-32.34	-28.42
0.24	2.12736	-27.36	24.45	-32.27	-28.33
0.2438	2.12694	-51.72	24.46	-32.28	-28.33
0.2439	2.12694	-57.61	24.45	-32.25	-28.33
0.244	2.12692	-57.70	24.46	-32.28	-28.33
0.2441	2.12692	-59.78	24.50	-32.24	-28.33
0.245	2.12682	-39.60	24.46	-32.26	-28.33
0.246	2.12670	-33.65	24.46	-32.27	-28.33
0.249	2.12637	-25.64	24.44	-32.25	-28.34
0.25	2.12625	-24.10	24.44	-32.30	-28.35
0.251	2.12613	-22.77	24.43	-32.27	-28.35
0.255	2.12565	-18.85	24.40	-32.33	-28.38
0.26	2.12510	-15.77	24.33	-32.42	-28.48
0.28	2.12260	-9.29	23.88	-32.88	-28.88

Πίνακας 3.1: Μελέτη βελτιστοποίησης της συμμετρικής διάταξης MPC διπλής εξόδου.

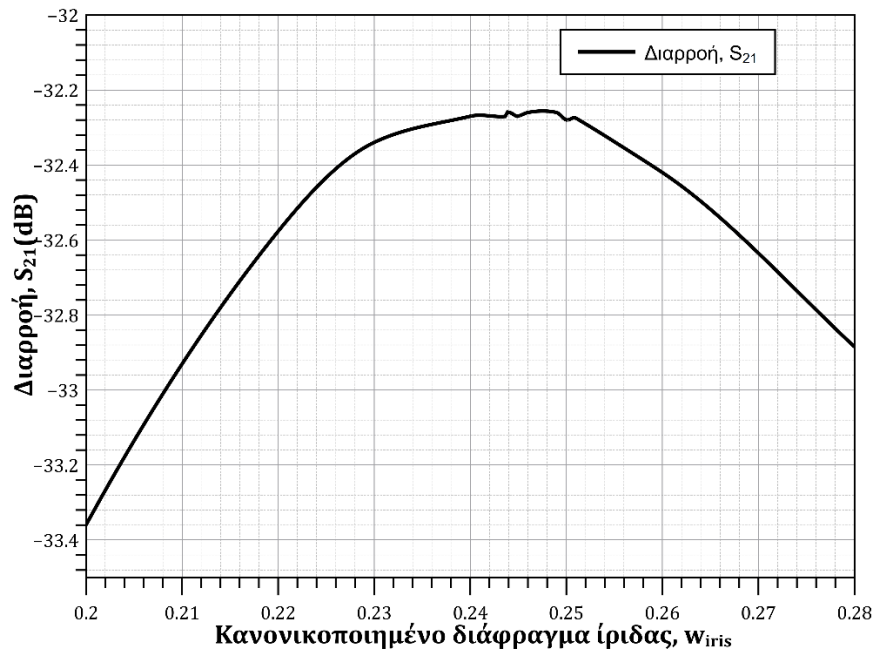
Με τη βοήθεια του Διαγράμματος 3.2, αντιλαμβανόμαστε πως για $w_{iris} = 0.2441$ και $L_1 = 2.1269147$, επιτυγχάνουμε στην είσοδο της διάταξης την κατάσταση της προσαρμογής ελαχιστοποιώντας το επίπεδο των ανακλάσεων ($S_{11} = -59.78$ dB) προς τη μικροκυματική πηγή διέγερσης.



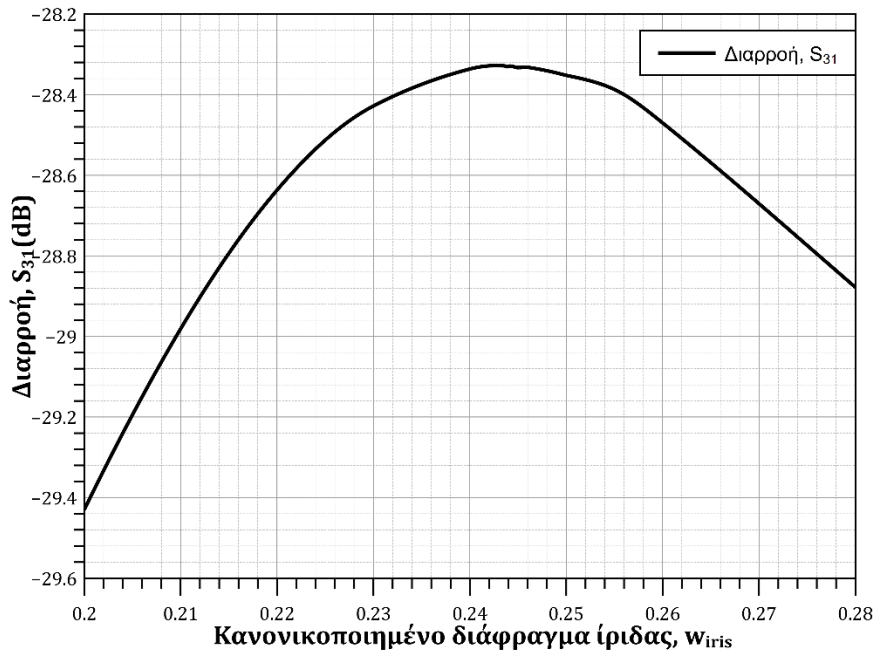
Διάγραμμα 3.2: Η προσαρμογή στην είσοδο συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{11}(w_{iris})$.

Στο Διάγραμμα 3.3 αλλά και στο Διάγραμμα 3.4 παρατηρούμε τη μεταβολή της διαρροής σύμφωνα με τη μεταβολή του ανοίγματος της ίριδας στις εξόδους “Port 2” και “Port 3”, αντίστοιχα. Συγκρίνοντας με το Διάγραμμα 3.1, αντιλαμβανόμαστε πως η διαρροή αυξήθηκε (στο “Port 2”

από -50 dB σε -32.24 dB και στο Port 3 από -47 dB σε -28.33 dB) αλλά αυτό είναι αναμενόμενο λόγω του σημαντικά ισχυρότερου στάσιμου που αναπτύσσεται στη διάταξη όταν επιτυγχάνονται συνθήκες προσαρμογής.



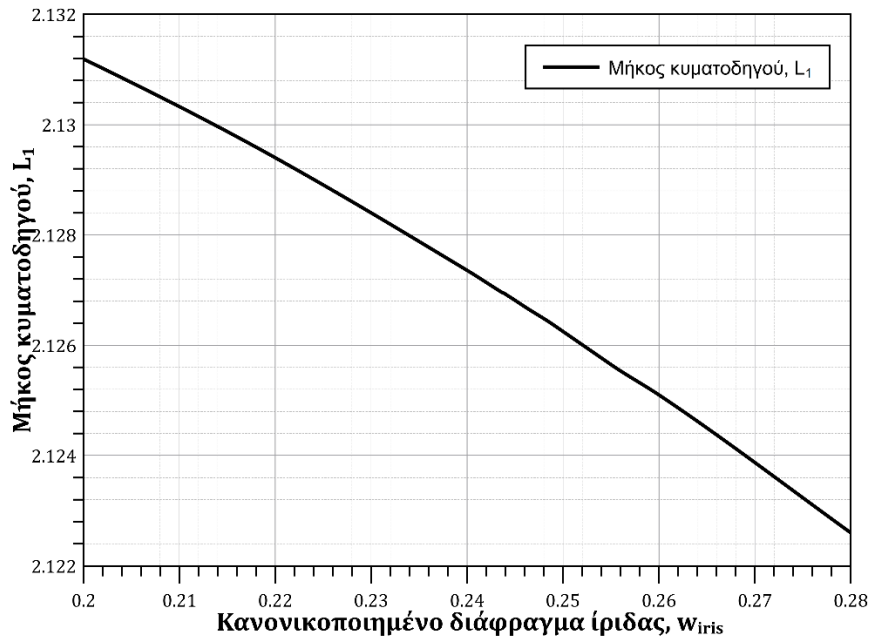
Διάγραμμα 3.3: Η διαρροή στην έξοδο Port2 συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{21}(w_{iris})$.



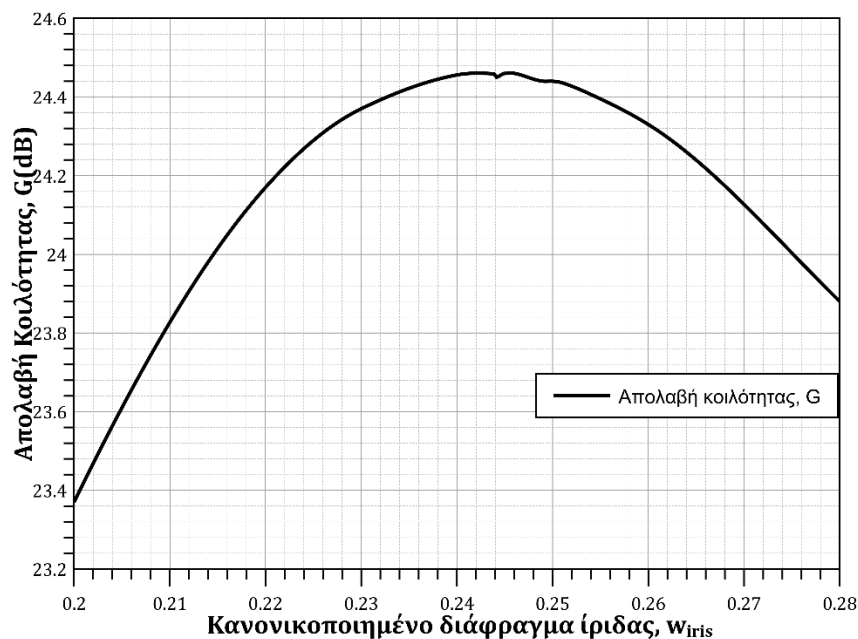
Διάγραμμα 3.4: Η διαρροή στην έξοδο Port3 συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $S_{31}(w_{iris})$.

Στο Διάγραμμα 3.5, παρατηρούμε τη γραμμική συμπεριφορά που παρουσιάζει η μεταβολή του μήκους της πρώτης κυματοδηγικής κοιλότητας L_1 συναρτήσει της τροποποίησης του ανοίγματος της ίριδας. Όπως ήδη έχει σχολιασθεί στις υποενότητες 1.2.3 και 2.1.2, αυτή η συμπεριφορά είναι αναμενόμενη στη προσπάθεια της γραμμής μεταφοράς να επιτύχει συνθήκες συντονισμού μεταξύ

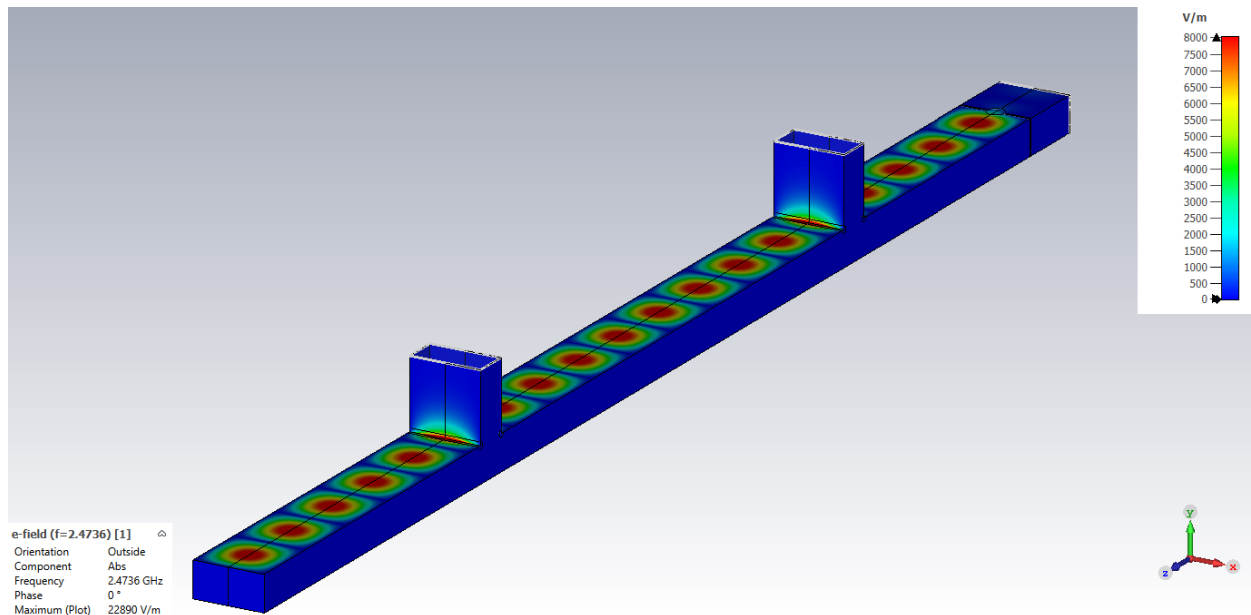
της επαγωγικής ίριδας και του φορτίου που αντιπροσωπεύει την υπόλοιπη διάταξη. Τέλος, σύμφωνα με το Διάγραμμα 3.6 η απολαβή εντός της κοιλότητας σημειώνει προβλέψιμη συμπεριφορά επιτυγχάνοντας κέρδος ίσο με $G = 24.5$ dB. Συγκρίνοντας με τον βασικό MPC αλλά και με τον συμμετρικό MPC μίας εξόδου, το κέρδος μειώνεται κατά 5 dB και 2 dB, αντίστοιχα. Αυτή η μείωση του οφείλεται στην αύξηση του συνολικού μήκους της διάταξης και συνεπώς στην αύξηση των ωμικών απωλειών.



Διάγραμμα 3.5: Το μήκος της πρώτης κυματοδηγικής κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $L_1(w_{iris})$.



Διάγραμμα 3.6: Η απολαβή της κοιλότητας συναρτήσει του διαφράγματος της ίριδας, $G(w_{iris})$.



Εικόνα 3.3: Το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου της συμμετρικής κοιλότητας διπλής εξόδου για μήκη $L_{WG1} = 2.1269147\lambda_g$, $L_{WG2} = 4.277667\lambda_g$, $r = 2.63849\lambda_g$ και για διάφραγμα ίριδας $w = 0.2441a$.

Στο αποτέλεσμα της προσομοίωσης της Εικόνας 3.3, επιβεβαιώνουμε πως λόγω προσαρμολής το οδεύον κύμα έπαψε να ανακλάται προς την μικροκυματική πηγή διέγερσης, ενώ παράλληλα μειώθηκε στον ελάχιστο δυνατό βαθμό το επίπεδο των διαρροών στις δύο εξόδους. Έχουμε δηλαδή επιτύχει απομόνωση (isolation) μεταξύ εισόδου και πηγής διέγερσης. Ακόμα, μπορούμε να παρατηρήσουμε τα επίπεδα που κυμαίνεται η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου έχοντας μια τιμή κατά μέτρο περίπου 8.000 V/m. Συγκρίνοντας σε σχέση με τον συμμετρικό MPC μίας εξόδου, γίνεται αντιληπτό πως το πλάτος του στάσιμου μειώνεται. Συγκριτικά με τα αποτελέσματα της Εικόνας 2.4 παρατηρούμε μια διαφορά 12500 V/m έναντι 8000 V/m, γεγονός το οποίο κυρίως αποδίδεται στην αύξηση των διαστάσεων της διάταξης με τις δύο θύρες. Τα αποτελέσματα της διαστασιολόγησης που προέκυψαν μέσα από την μελέτη της συμμετρικής κοιλότητας δύο εξόδων στο πεδίο της συχνότητας συνοψίζονται στον Πίνακα 3.2.

Σύμβολο	Περιγραφή	Τιμή
L_{WG1}	Μήκος αρχικού ορθογώνιου κυματοδηγού	361.8 mm
L_{WG2}	Μήκος ενδιάμεσου ορθογώνιου κυματοδηγού.	727.65 mm
w	Πλάτος διαφράγματος ίριδας.	21.08 mm
r	Μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου.	448.82 mm
S_{11}	Η ανάκλαση στην είσοδο του MPC	-59.78 dB
S_{21}	Η διαρροή στην Port2 έξοδο του MPC	-32.24 dB
S_{31}	Η διαρροή στην Port3 έξοδο του MPC	-28.33 dB
G	Η απολαβή εντός της κοιλότητας	24.5 dB

Πίνακας 3.2: Διαστασιολόγηση συμμετρικού MPC διπλής εξόδου στο πεδίο της συχνότητας.

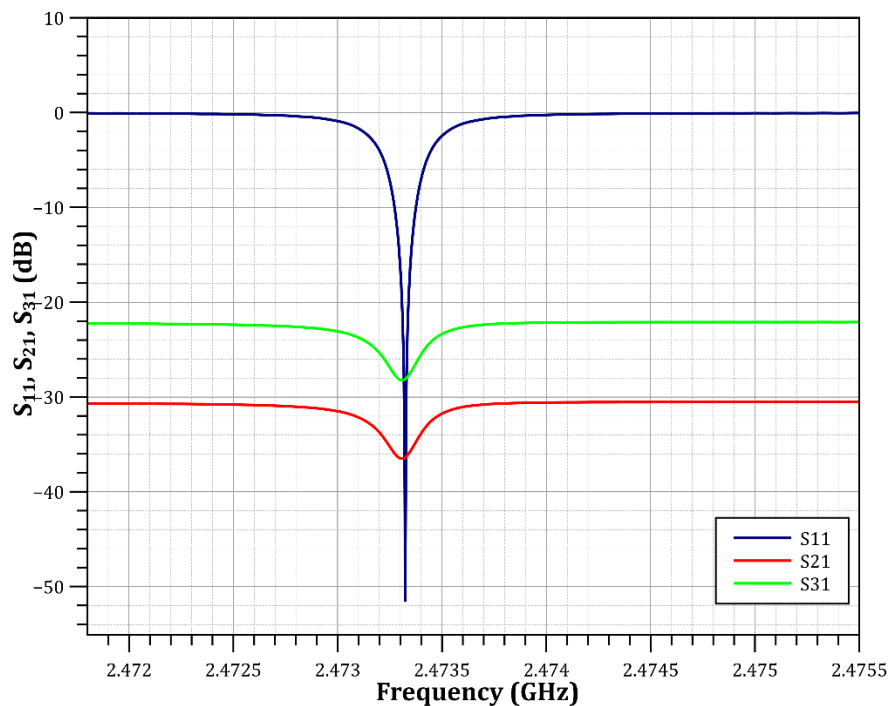
3.2 Σχεδίαση μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.

Με σκοπό να αντλήσουμε περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τον συμπιεσμένο παλμό εξόδου αλλά και για τη διαδικασία της φόρτισης/εκφόρτισης της κοιλότητας, θα ολοκληρώσουμε τη μελέτη για το συμμετρικό μοντέλο MPC διπλής εξόδου μελετώντας τη διάταξη στο πεδίο του

χρόνου. Θα ακολουθήσουμε όμοια πορεία με τις δύο προηγούμενες διατάξεις. Αρχικό στάδιο είναι η διέγερση του MPC με Γκαουσιανό παλμό, ώστε να μπορέσουμε να λάβουμε τις παραμέτρους σκέδασης που αφορούν το επίπεδο των ανακλάσεων αλλά και των διαρροών. Στη συνέχεια θα μεταβούμε στην διέγερση της διάταξης με αρμονικό ημιτονοειδή παλμό, έχοντας σκοπό τη λήψη αποτελεσμάτων που αφορούν τη συμπεριφορά του μέτρου της έντασης του πεδίου εντός της κοιλότητας, του ανακλώμενου κύματος στην είσοδο αλλά και των παλμών στις δύο εξόδους.

3.2.1 Διέγερση με Γκαουσιανό παλμό.

Διεγείρουμε τη διάταξη με τον Γκαουσιανό παλμό κεντρικής συχνότητας $f_0 = 2.4736$ GHz, ο οποίος απεικονίζεται στο Διάγραμμα 1.13, και έχει ήδη χρησιμοποιηθεί στις προηγούμενες διατάξεις. Όπως αναλύεται η διαδικασία στην υποενότητα 1.3.1, λαμβάνουμε από την προσομοίωση στο πεδίο του χρόνου τις παραμέτρους σκέδασης όπως φαίνεται στο Διάγραμμα 3.7. Ο συντονισμός που σχηματίζει η S_{11} παράμετρος είναι πλέον στη συχνότητα $f_{11} = 2.473324$ GHz. Δηλαδή διαφέρει κατά 24.06 KHz από τη συχνότητα μελέτης f_0 . Το επίπεδο της ανάκλασης στη συχνότητα f_{11} ελαχιστοποιείται λαμβάνοντας τη τιμή $S_{11} = -51.03$ dB. Οι συντελεστές που μας πληροφορούν για το επίπεδο των διαρροών στις εξόδους “Port2” και “Port3” γίνονται ελάχιστοι και ίσοι με $S_{21} = -36.5$ dB, $S_{31} = -28.23$ dB, αντίστοιχα. Αυτό, συμβαίνει για τη συχνότητα $f_{21} = f_{31} = 2.473308$ GHz δηλαδή για 8.08 KHz υψηλότερα από τη συχνότητα μελέτης. Τέλος, οι συντελεστές διαρροής S_{21} και S_{31} ελαχιστοποιούνται σε συχνότητα μικρότερη κατά 15.98 KHz σε σύγκριση με τον συντελεστή ανάκλασης S_{11} . Στον Πίνακα 3.3 παρουσιάζεται μέσα από τα αποτελέσματα σχεδίασης, η διαφορά στις συχνότητες συντονισμών ανάμεσα στις παραμέτρους σκέδασης.



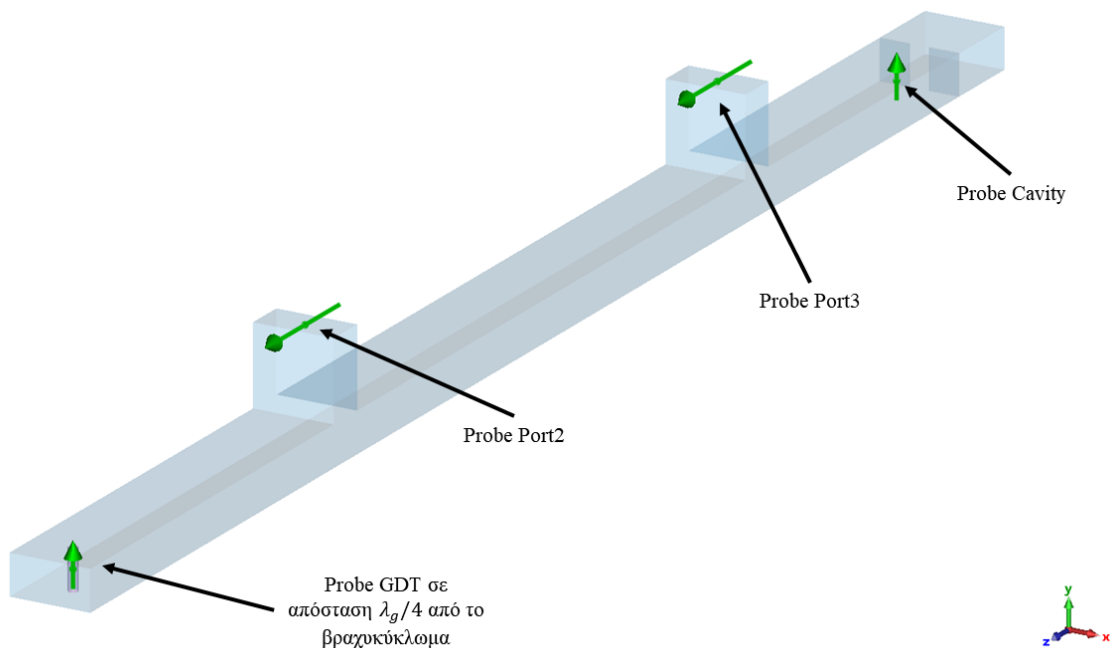
Διάγραμμα 3.7: Ο Συντελεστής Ανάκλασης S_{11} , ο Συντελεστής Διαρροής στην Port2 έξοδο S_{21} και ο συντελεστής διαρροής στην Port3 έξοδο S_{31} , σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

Frequency (GHz)	S11 (dB)	S21 (dB)	S31 (dB)
2.473304033279	-17.92119662630	-36.48859571400	-28.2254715431
2.473308086395	-19.86193218987	-36.49477614532	-28.2343596379
2.473311901093	-22.38395576496	-36.48428779153	-28.2257198564
2.473315954208	-25.97279585084	-36.45712723969	-28.1995158358
2.473320007324	-32.21292959864	-36.41358582297	-28.1560320679
2.473324060440	-51.03714164288	-36.35424289625	-28.0958720019
2.473328113556	-31.23330808235	-36.27993482999	-28.0199176817
2.473331928253	-25.48191908480	-36.19171972865	-27.9292939955
2.473335981369	-22.05822868639	-36.09083241472	-27.8253176925
2.473340034485	-19.61948444257	-35.97863252528	-27.7094442702
2.473344087601	-17.72917116838	-35.85656607331	-27.5832132493
2.473347902298	-16.18981806838	-35.72610372517	-27.4481982781
2.473351955414	-14.89513513826	-35.58871438162	-27.3059622466
2.473356008530	-13.78129111858	-35.44582631540	-27.1580231682
2.473360061646	-12.80691919735	-35.29879856223	-27.0058173274
2.473364114761	-11.94365995611	-35.14889949494	-26.8506875691

Πίνακας 3.3: Αποτελέσματα μέσα από το περιβάλλον προσομοίωσης του CST. Οι διαφορές στις συχνότητες συντονισμών των παραμέτρων σκέδασης.

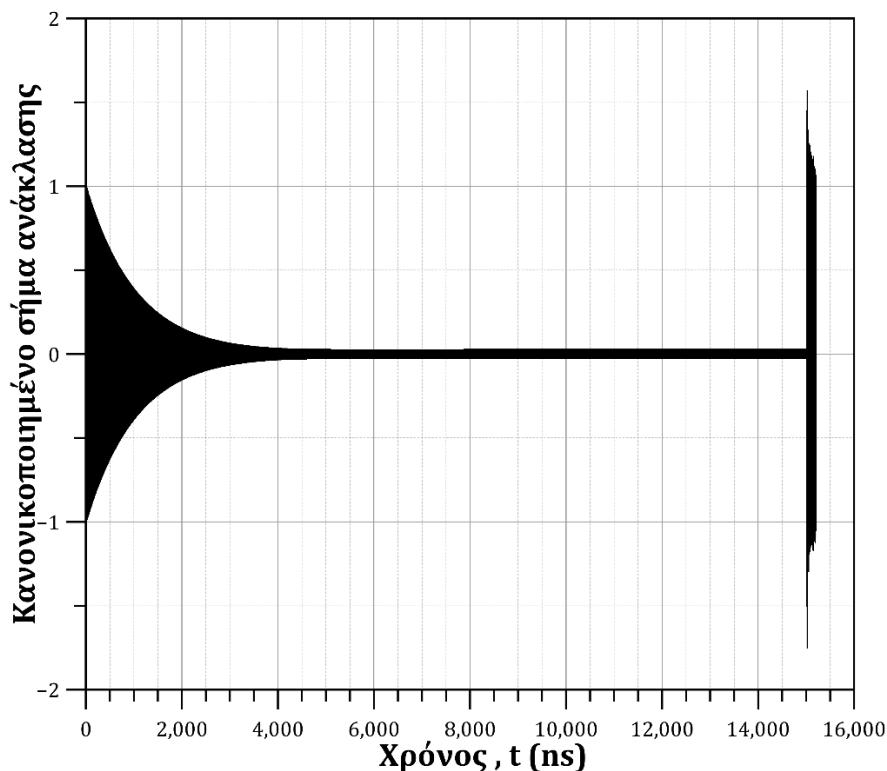
3.2.2 Αρμονική Διέγερση του συμμετρικού MPC δύο εξόδων.

Διεγείρουμε τη συμμετρική διάταξη διπλής εξόδου με αρμονικό ημιτονοειδή παλμό όμοιο με αυτόν του Διαγράμματος 1.15. Όπως εξηγήσαμε και στην υποενότητα 1.3.2 σχετικά με τη χρησιμότητα των εικονικών ακροδεκτών, η τοπολογία για τη διάταξη που μελετάμε σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.4.



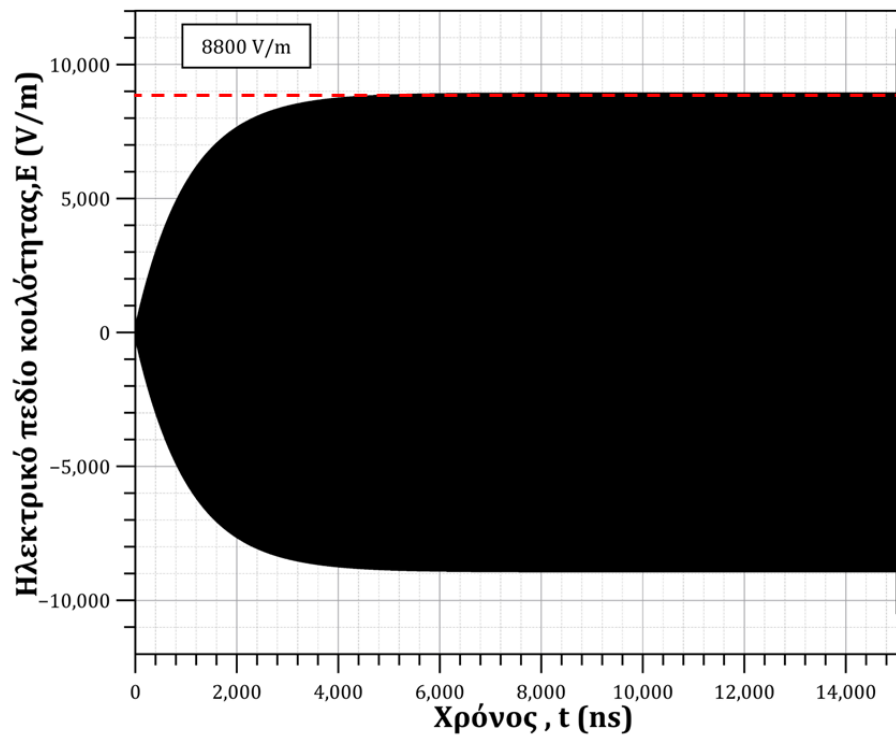
Εικόνα 3.4: Τοπολογία αισθητήριων Probes του συμμετρικού MPC διπλής εξόδου.

Στο Διάγραμμα 3.8 απεικονίζεται το σήμα ανάκλασης στην είσοδο της διάταξης. Η διακριτή φάση της φόρτισης της κοιλότητας αποτυπώνεται στην εκθετική μείωση του πλάτους του παλμού. Το πλάτος τείνει να σταθεροποιηθεί από τα 6000 ns μέχρι την ενεργοποίηση του GDT στα 15000 ns. Τη στιγμή 8206 ns, το σήμα αποκτά ελάχιστη τιμή πλάτους 0.0008726 η οποία σύμφωνα με τη σχέση (1.21), μας δίνει έναν συντελεστή ανάκλασης ίσο με $S_{11} = -61.18$ dB. Όταν ο GDT διακόπτης ενεργοποιηθεί λαμβάνουμε το σήμα ανάκλασης του οποίου το κανονικοποιημένο πλάτος λαμβάνει μέγιστη τιμή 1.58.

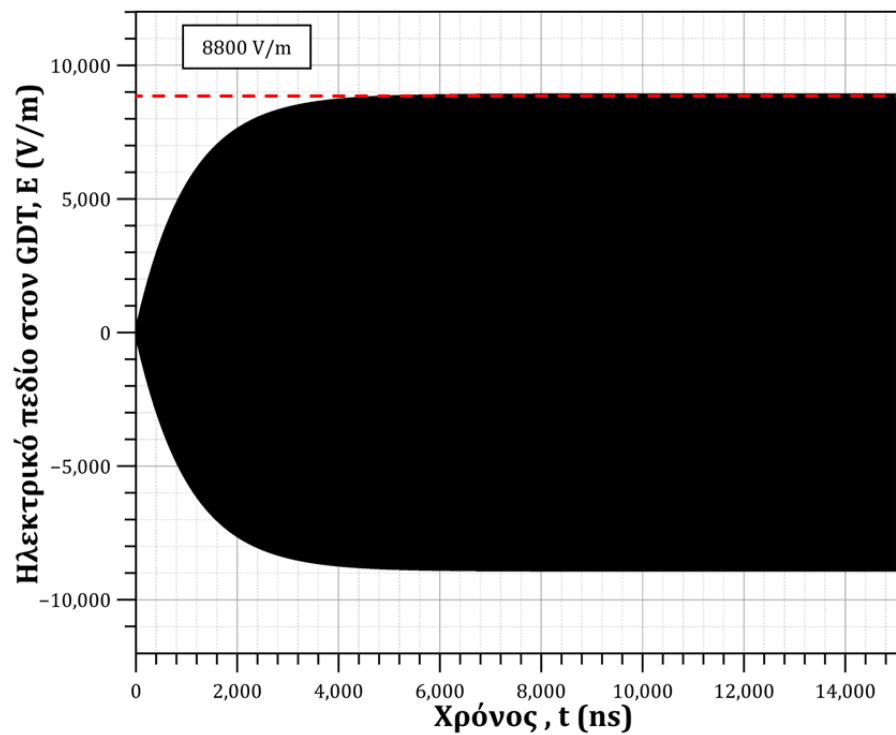


Διάγραμμα 3.8: Το σήμα ανάκλασης προς την είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου για τον συμμετρικό MPC διπλής εξόδου.

Στο Διάγραμμα 3.9 παρατηρούμε την εκθετική αύξηση του μέτρου της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου μέχρις ότου να εισέλθει στη μόνιμη κατάσταση, το οποίο συμβαίνει από τη χρονική στιγμή των 6000 ns ως την ενεργοποίηση του GDT στα 15000 ns. Σε αυτό το διάστημα το μέτρο της έντασης λαμβάνει μέγιστη τιμή τα 8800 V/m. Σύμφωνα με τη σχέση (1.22) διατηρώντας την ένταση του παλμού εισόδου στα 531 V/m, προκύπτει ότι το κέρδος της κοιλότητας λαμβάνει την τιμή $G = 24.38$ dB. Ανατρέχοντας στα δεδομένα του Πίνακα 3.2, προκύπτει ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο πεδίο της συχνότητας διαφέρουν μόλις κατά 0.11 dB από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο πεδίο του χρόνου. Επιπλέον, παρατηρούμε πως με την ενεργοποίηση του GDT το πλάτος του παλμού στη κοιλότητα ακολουθεί μια εκθετική φθίνουσα ταλάντωση. Παρατηρώντας το Διάγραμμα 3.10, βλέπουμε πως η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στον GDT εμφανίζοντας την ίδια μέγιστη τιμή έντασης πεδίου στη κοιλότητα, ενώ τερματίζεται σχεδόν ακαριαία τη στιγμή ενεργοποίησής του.

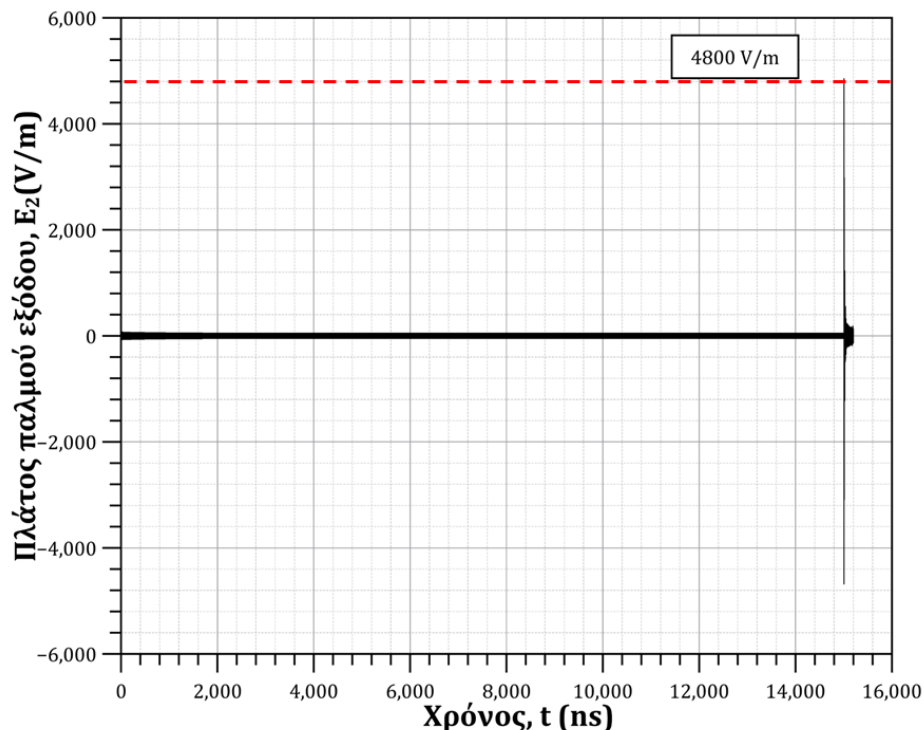


Διάγραμμα 3.9: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου εντός της κοιλότητας συναρτήσει του χρόνου, $E(t)$.

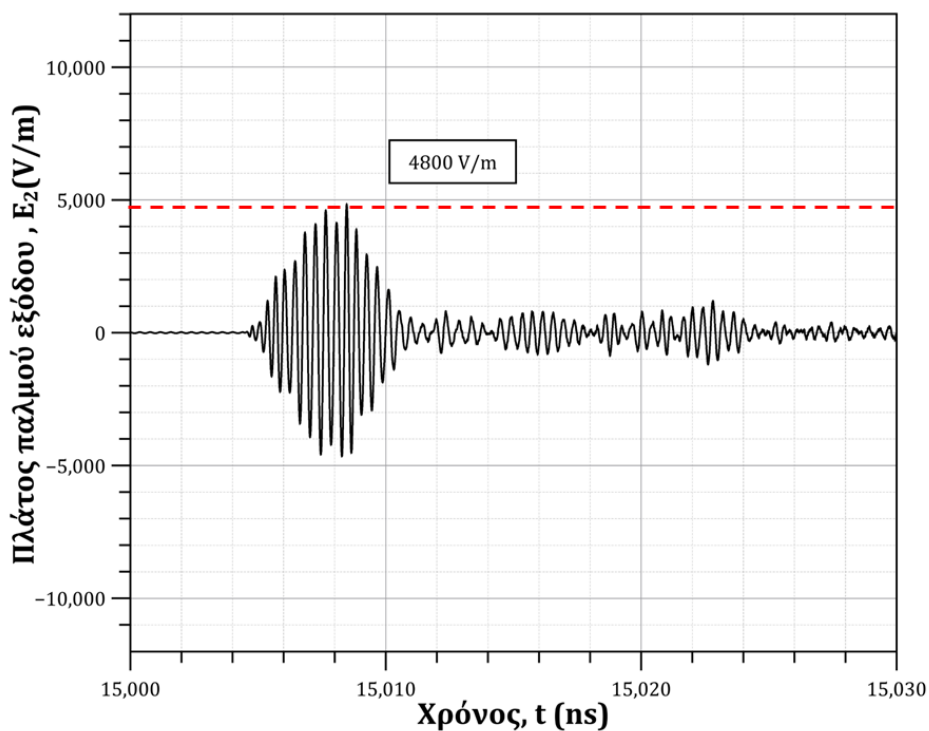


Διάγραμμα 3.10: Η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στον GDT συναρτήσει του χρόνου, $E_{GDT}(t)$.

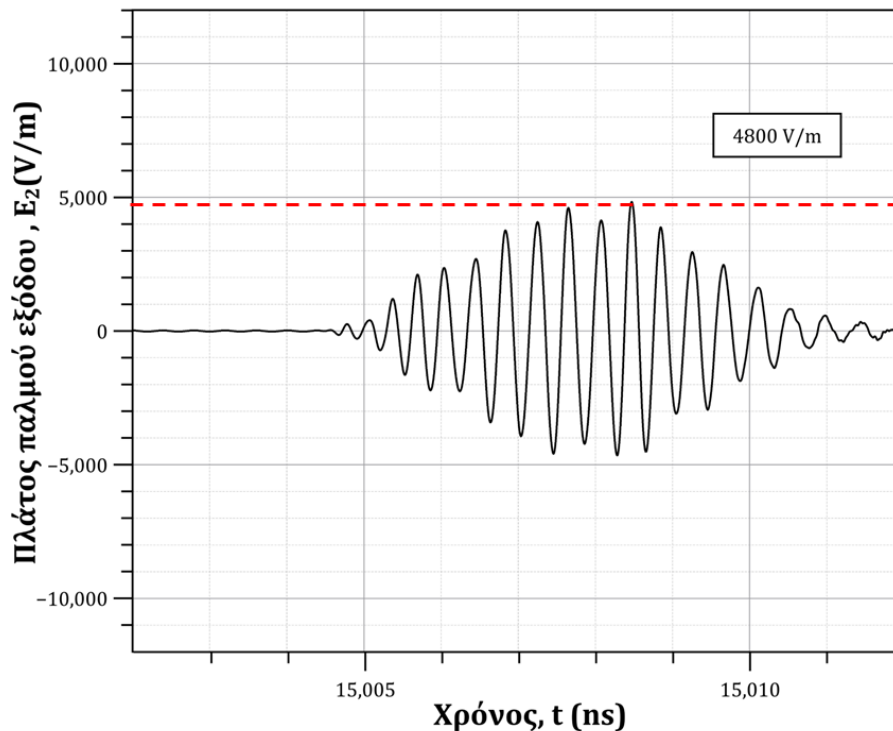
Στο Διάγραμμα 3.11 απεικονίζεται ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου στη θύρα εξόδου “Port 3” από την αρχή έως το τέλος της προσομοίωσης. Στο Διάγραμμα 3.12 είναι ο ίδιος παλμός για χρονικό εύρος 30ns από την ενεργοποίηση του GDT. Τέλος, στο Διάγραμμα 3.13 απεικονίζεται ο συμπιεσμένος παλμός σε χρονικό εύρος 12ns, ώστε να λάβουμε μια ξεκάθαρη εικόνα της μορφής του.



Διάγραμμα 3.11: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port3.



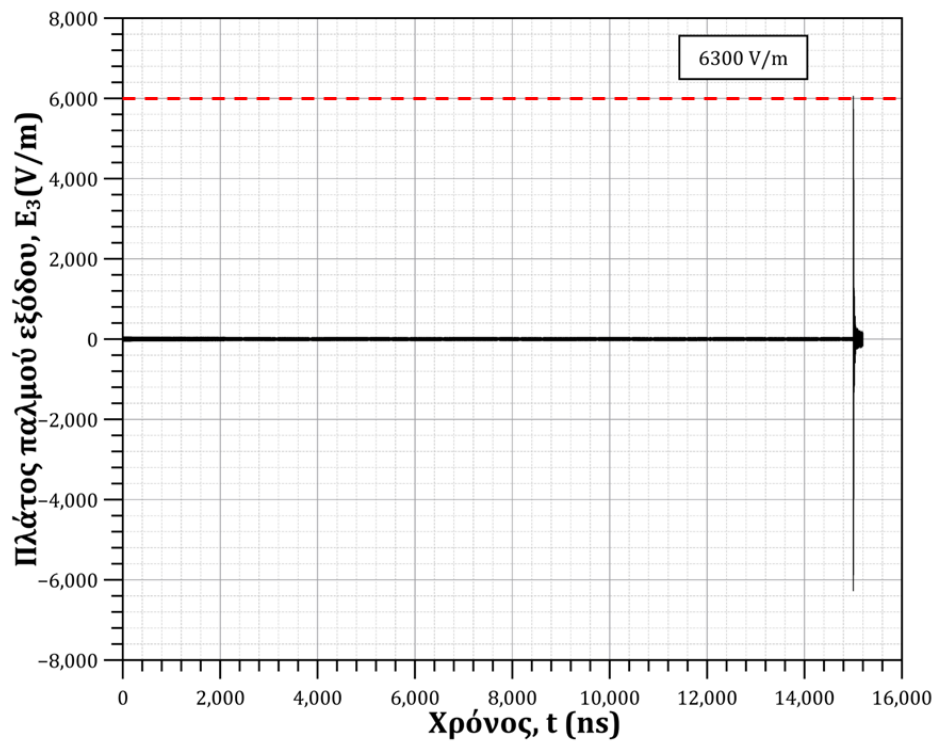
Διάγραμμα 3.12: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port 3 για χρονικό εύρος 30 ns.



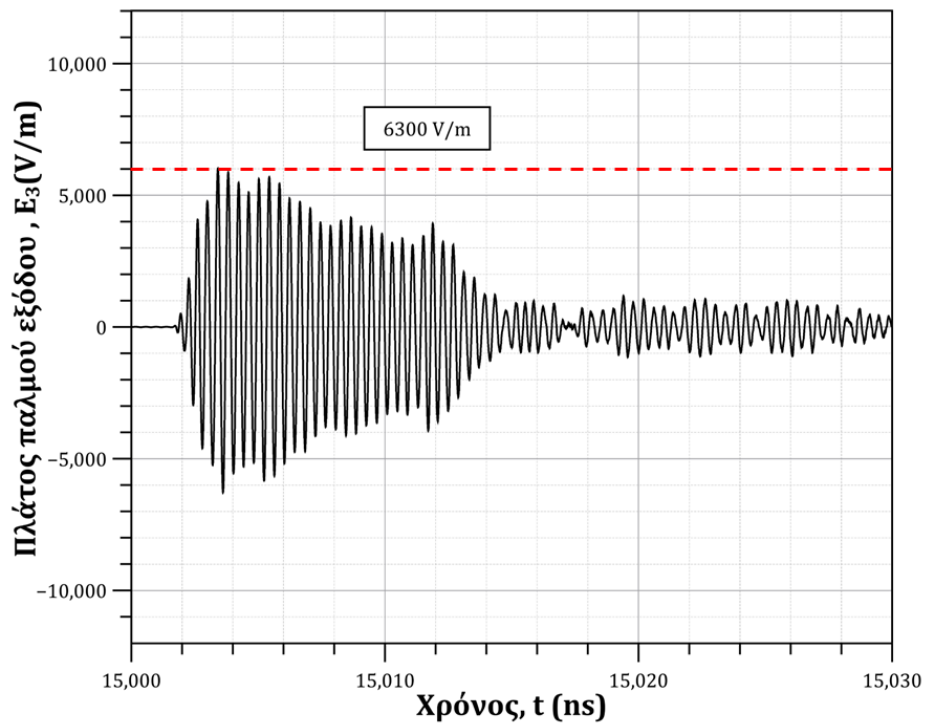
Διάγραμμα 3.13: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port3 για χρονικό εύρος 12 ns.

Με τη βοήθεια των τριών παραπάνω διαγραμμάτων (Διάγραμμα 3.11 έως Διάγραμμα 3.13) παρατηρούμε πως το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου του συμπιεσμένου παλμού εξόδου στη θύρα εξόδου “Port 3” αποκτά μέγιστη τιμή ίση με $E_2 = 4800 \text{ V/m}$, ενώ η διάρκεια του παλμού είναι περίπου 6 ns. Αυτό, παρουσιάζεται ξεκάθαρα στο Διάγραμμα 3.13. Επίσης, παρατηρώντας το Διάγραμμα 3.12, γίνεται αντιληπτό πως ο παλμός είναι σημαντικά πιο εξασθενημένος συγκριτικά με τον παλμό εξόδου του συμμετρικού συμπιεστή μίας εξόδου (Διάγραμμα 2.11).

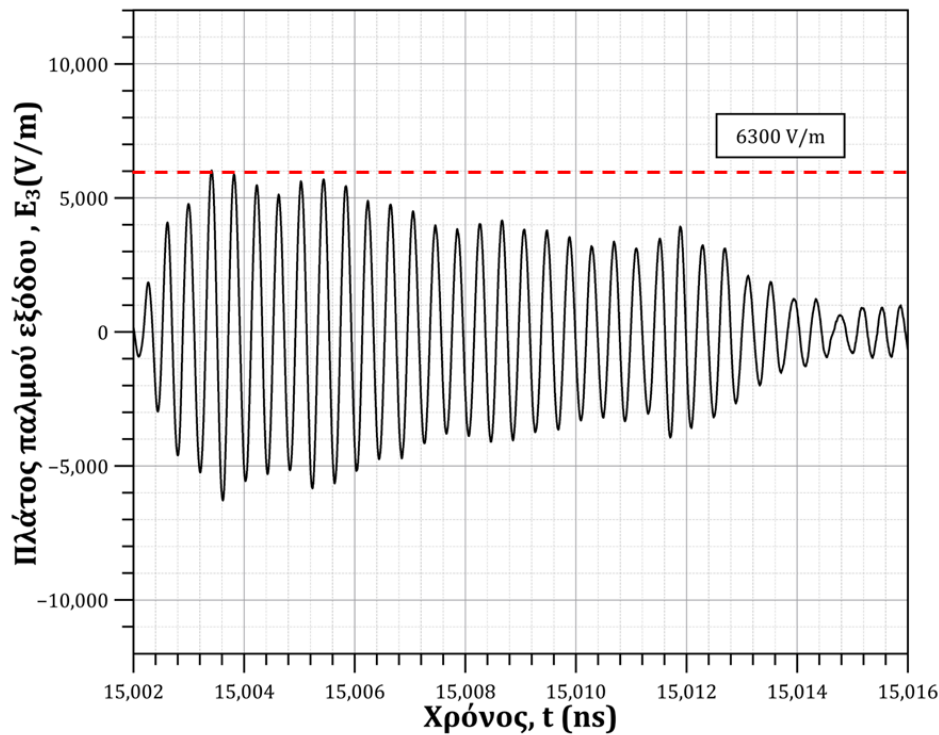
Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα σχετικά με τον συμπιεσμένο παλμό της εξόδου “Port2”. Στο Διάγραμμα 3.14 παρουσιάζεται ο παλμός εξόδου για όλο το χρονικό εύρος προσομοίωσης από τη στιγμή 0 ns έως τον τερματισμό της, τη στιγμή 15200 ns. Στο Διάγραμμα 3.15 απεικονίζεται ο παλμός εξόδου για ένα χρονικό εύρος 30 ns, ενώ στο Διάγραμμα 3.16, χάριν λεπτομέρειας, παρουσιάζεται, για ένα στενό χρονικό εύρος 14 ns. Σε αυτά τα τρία διαγράμματα, παρατηρούμε πως η μέγιστη τιμή του μέτρου της ενέργειας του ηλεκτρικού πεδίου αγγίζει τα 6300 V/m. Επίσης, με τη βοήθεια του Διαγράμματος 3.15 και του Διαγράμματος 3.16 είναι εμφανής η επιμήκυνσή της διάρκειας του παλμού συγκριτικά με αυτόν που εξέρχεται από τη θύρα “Port 3”. Συγκεκριμένα, φαίνεται να διαρκεί περίπου 12 ns έναντι των 6 ns που διαρκεί ο εξερχόμενος παλμός από τη θύρα “Port 3”. Η επιμήκυνση του παλμού στη θύρα “Port2” θα μπορούσε να συσχετιστεί με τη συγκριτική αδυναμία εξαγωγής από τη θύρα “Port 3”. Ενδέχεται ένα μέρος της αποθηκευμένης ενέργειας που δεν απεγκλωβίζεται από τη θύρα “Port 2” να εξάγεται με κάποια καθυστέρηση από τη θύρα “Port 3”.



Διάγραμμα 3.14: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port 2.



Διάγραμμα 3.15: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port 2 για χρονικό εύρος 30 ns.

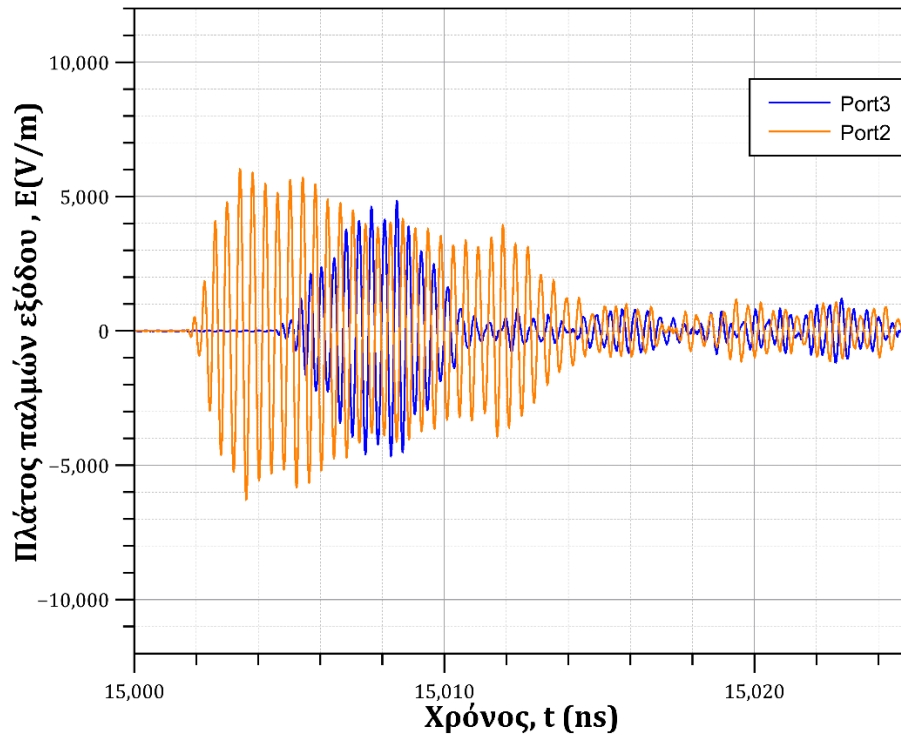


Διάγραμμα 3.16: Ο συμπιεσμένος παλμός στην έξοδο Port 2 για χρονικό εύρος 14 ns.

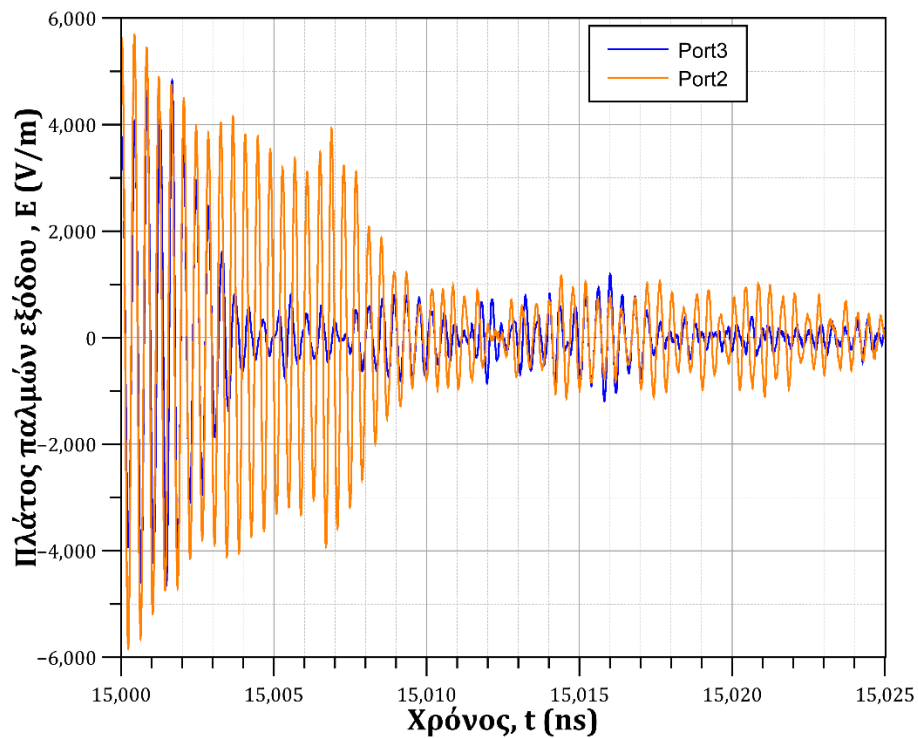
3.3 Θεωρητική προσέγγιση χρήσης αθροιστή/combiner.

Η ύπαρξη δυο θυρών εξόδου δημιουργεί τη δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί ένας αθροιστής (combiner) προκειμένου να συνδυαστούν οι δύο συμπιεσμένοι παλμοί. Όπως είδαμε παραπάνω, η έξοδος Port 3 (Διάγραμμα 3.12), μας παρέχει έναν ασθενέστερο σε πλάτος παλμό αλλά πιο σύντομο σε σχέση με την έξοδο Port 2 (Διάγραμμα 3.15), της οποίας ο παλμός έχει μεγαλύτερη διάρκεια και υψηλότερο πλάτος. Ανάλογα με τη χρήση που προορίζεται η μικροκυματική μας διάταξη θα μπορούσαμε να προβούμε σε σενάρια συνδυασμών αυτών των παλμών χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες των ενισχυτικών και των ακυρωτικών συμβολών των ημιτονοειδών σημάτων.

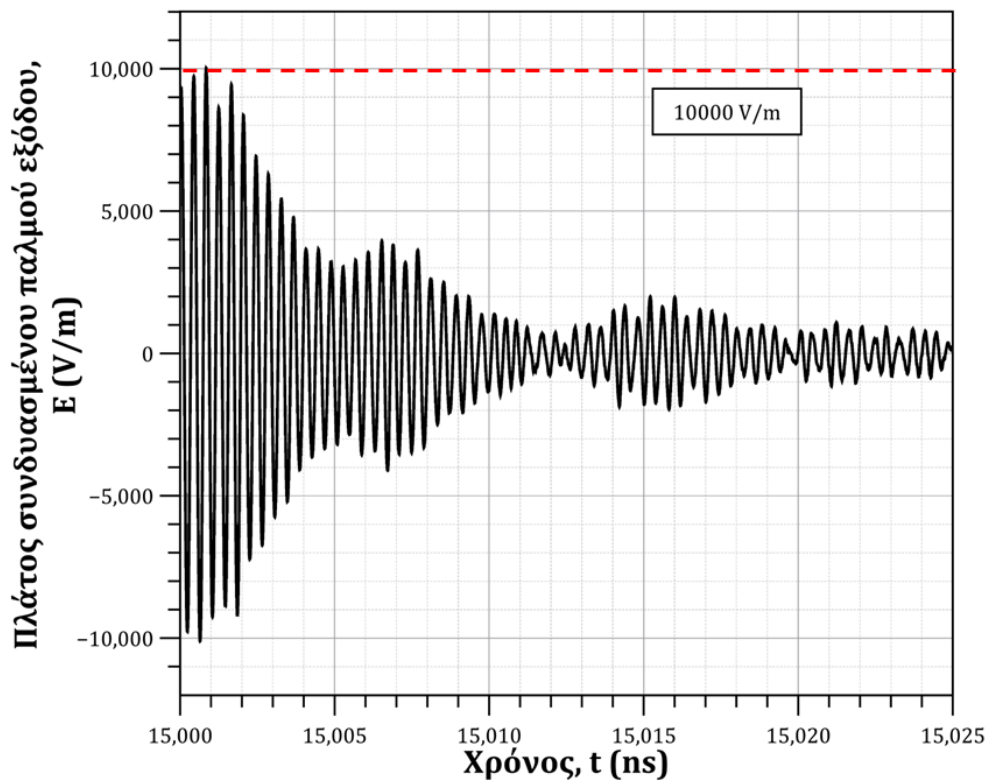
Στο Διάγραμμα 3.17, απεικονίζονται οι δύο συμπιεσμένοι παλμοί σε κοινό άξονα χρόνου. Προσεγγίζοντας θεωρητικά την παραγωγή του συνδυασμένου παλμού με σκοπό να επιτύχουμε μεγαλύτερο πλάτος ηλεκτρικού πεδίου τη στιγμή ενεργοποίησης του GDT διακόπτη, θα μπορούσαμε να εισάγουμε διαφορά φάσης και στους δύο παλμούς (Διάγραμμα 3.18) τέτοια ώστε οι δύο παλμοί να αθροιστούν μεταξύ τους προσφέροντας υψηλότερο μέτρο έντασης ηλεκτρικού πεδίου. Στο Διάγραμμα 3.19 παρουσιάζεται ο παλμός που προκύπτει από τον συνδυασμό των δύο αρχικών. Μπορούμε εύκολα να διακρίνουμε την αύξηση του μέτρου της έντασης (10000 V/m έναντι 6300 V/m & 4800 V/m) αλλά και την έντονη εκθετική φθίνουσα ταλάντωση που ακολουθεί. Ο παλμός φαίνεται να χάνει τη μισή έντασή του σε περίπου 3 ns διάρκειας.



Διάγραμμα 3.17: Οι δύο παλμοί εξόδου αποτυπώνονται σε κοινό καρτεσιανό επίπεδο.

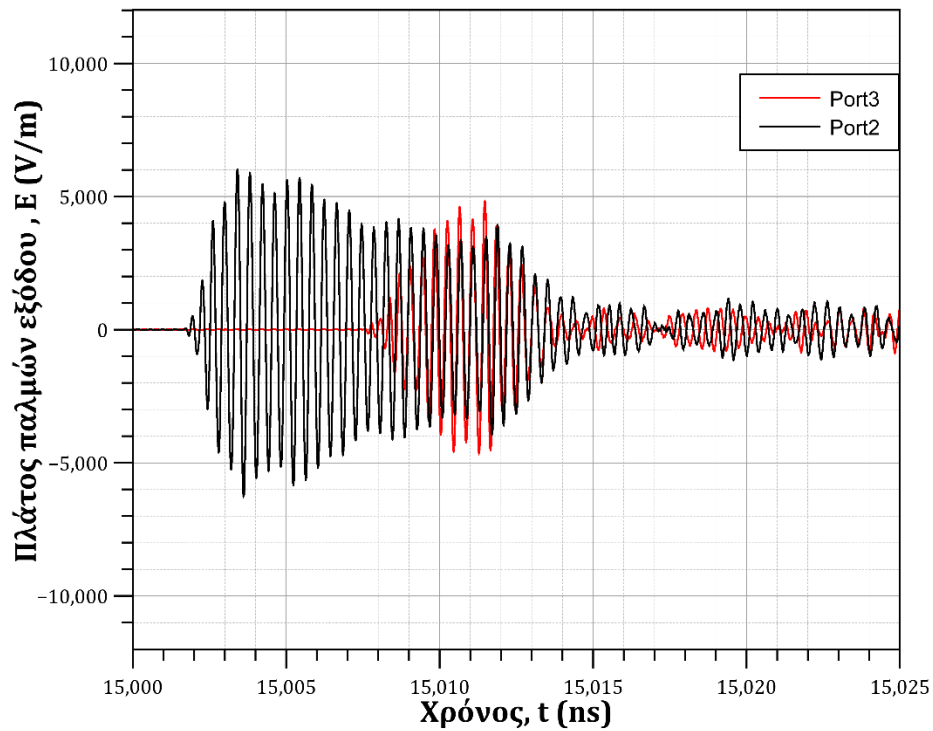


Διάγραμμα 3.18: Οι συμπιεσμένοι παλμοί με την εισαγωγή διαφοράς φάσης.

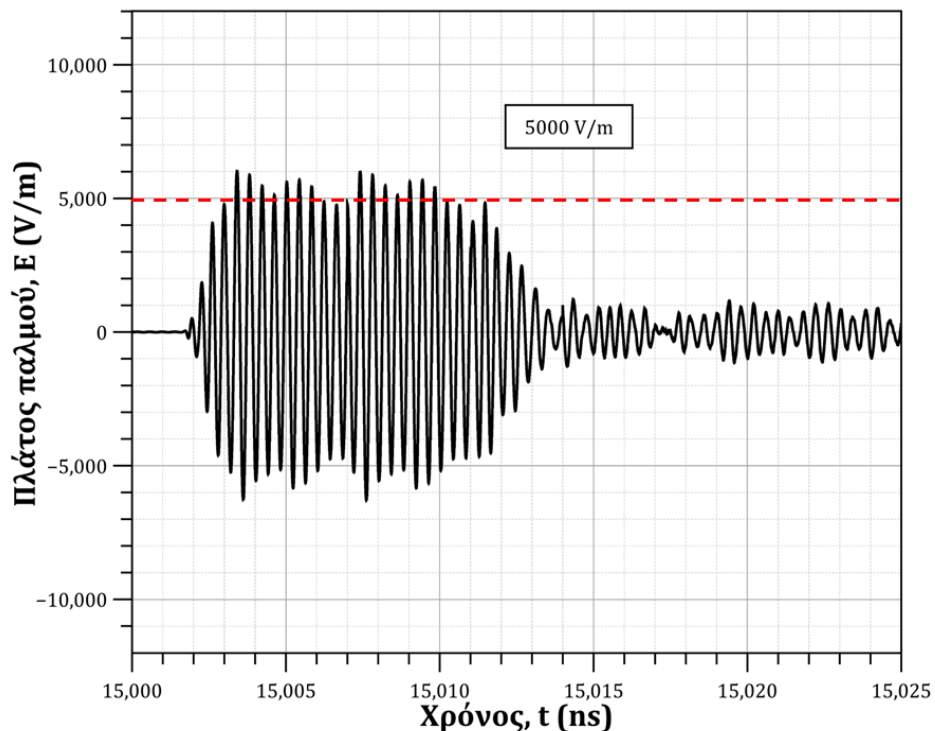


Διάγραμμα 3.19: Ο συνδυασμένος (combined) παλμός προερχόμενος από την εισαγωγή διαφοράς φάσης.

Μια εναλλακτική εκδοχή της χρήσης του αθροιστή μπορεί να αφορά τη δημιουργία ενός συνδυασμένου παλμού με στόχο τη σχετική σταθεροποίηση του πλάτους του αλλά και την επέκτασης της διάρκειας του. Επιμηκύνοντας το μήκος του κυματοδηγού που διασυνδέει τη θύρα “Port 3”, μπορούμε να επιφέρουμε καθυστέρηση στον παλμό εξόδου μέσω της θύρας “Port3”. Αν η μεταβολή του μήκους είναι τέτοια ώστε οι απώλειες να διατηρηθούν σε χαμηλά επίπεδα και ο παλμός της “Port3” βρεθεί στη χρονική θέση που απεικονίζεται στο [Διάγραμμα 3.20](#), μπορούμε να λάβουμε ένα νέο συμπιεσμένο παλμό εξόδου, ο οποίος θα διαθέτει πιο σταθερό πλάτος από αυτόν του παλμού της θύρας “Port2”. Ο νέος παλμός που θα προκύψει κατά αυτόν τον τρόπο εμφανίζεται στο [Διάγραμμα 3.21](#). Παρατηρούμε πως αυτού του είδους η διαχείριση επιτυγχάνει μια σταθερότερη συμπεριφορά ως προς τη μεταβολή του πλάτους του παλμού, χωρίς να εμφανίζονται έντονες διακυμάνσεις όπως αυτές του [Διαγράμματος 3.16](#). Επιπλέον, ο νέος παλμός διατηρεί τη διάρκειά του σε κοινά επίπεδα της τάξης των 12 ns.



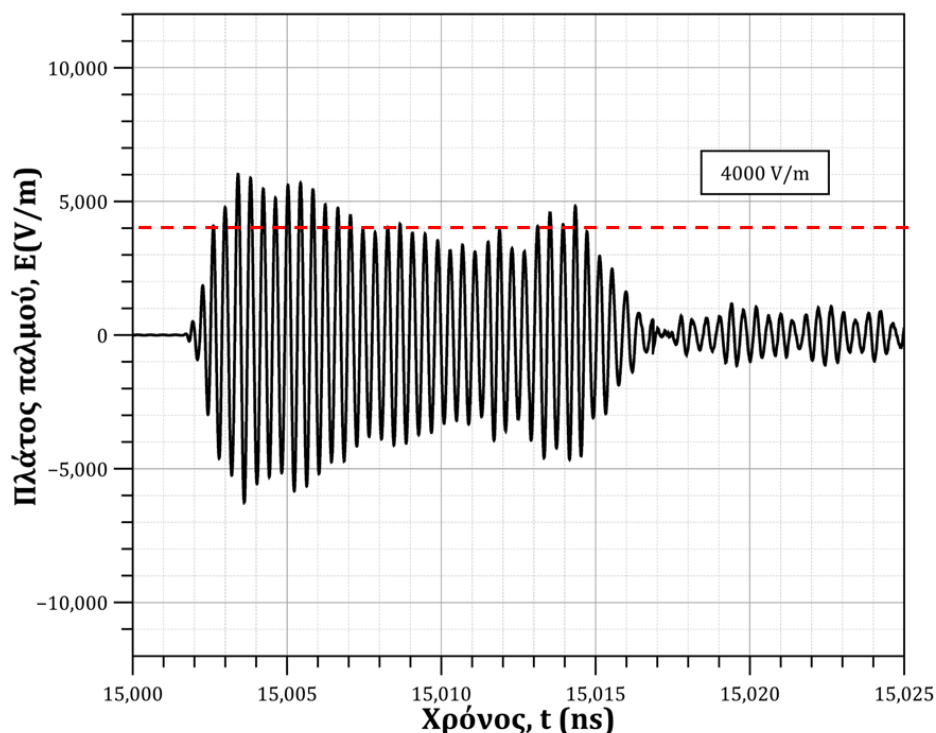
Διάγραμμα 3.20: Παλμοί εξόδου έπειτα από μεταβολή του μήκους της μεταξύ τους κοιλότητας.



Διάγραμμα 3.21: Ο συνδυασμένος παλμός βασισμένος στη μεταβολή του μήκους της μεταξύ τους κοιλότητας (Διάγραμμα 3.20).

Αν είχαμε τη δυνατότητα να μετατοπίσουμε περαιτέρω χρονικά τον παλμό της θύρας “Port3” του Διαγράμματος 3.20 θα λαμβάναμε έναν διαφορετικό συνδυασμένο παλμό, ο οποίος θα είχε μεγαλύτερη διάρκεια, διατηρώντας όμως τις αρχικές αυξομειώσεις στην ένταση του πεδίου. Στο

Διάγραμμα 3.22 παρατηρούμε ακριβώς αυτή τη συμπεριφορά. Ο συγκεκριμένος συνδυασμός των παλμών διεύρυνε την διάρκεια σε σχέση με τους δύο προηγούμενους παλμούς αποκτώντας διάρκεια 15 ns έναντι των 12 ns. Επιπρόσθετα, η μέση τιμή της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου φαίνεται να αυξήθηκε αμυδρά διατηρώντας όμως τις σχετικές αυξομειώσεις.



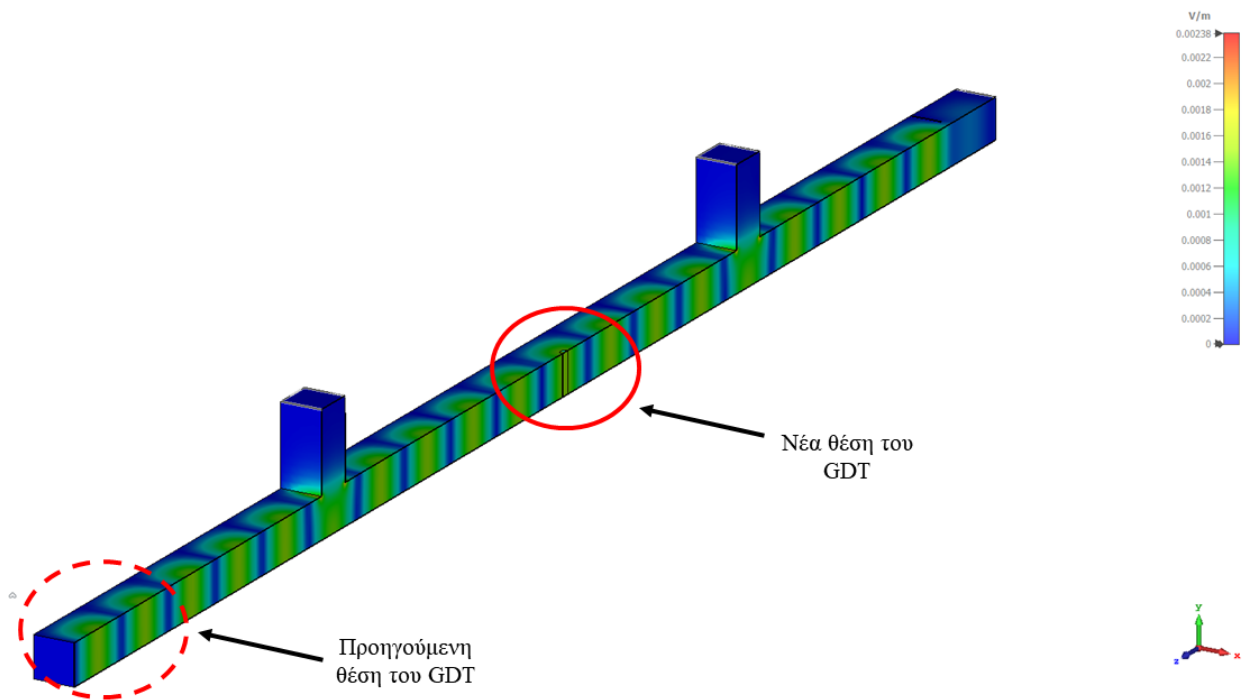
Διάγραμμα 3.22: Ο συνδυασμένος παλμός διευρυνμένης διάρκειας.

Παραπάνω, αναφερθήκαμε σε τρεις διαφορετικούς τρόπους με τους οποίους θα μπορούσαμε να αθροίσουμε τους παλμούς, λαμβάνοντας αποτελέσματα με ξεχωριστά χαρακτηριστικά για την κάθε άθροιση. Ανάλογα την εφαρμογή θα επιλέγαμε εκάστοτε επιθυμητές συνθήκες άθροισης. Σε κάποιες εφαρμογές απαιτούμε παλμούς μεγάλης διάρκειας μικρότερης έντασης, ενώ σε άλλες απαιτούμε υψηλή ένταση ηλεκτρικού πεδίου μικρής όμως διάρκειας. Συμπεραίνουμε πως μετατοπίζοντας με μεθοδική μελέτη μέσω της προσομοίωσης τα μήκη των διασυνδέσεων κατάλληλα, μπορούμε να επιτύχουμε ιδανικούς συνδυασμούς, οι οποίοι θα παραχωρήσουν παλμούς με repetition time (χρόνο επανάληψης) κατάλληλο για τροφοδοσία τοπολογίας κεραιών μία σε κάθε έξοδο.

3.3.1 Μετατόπιση του GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων.

Επεκτείνοντας τη χρήση ενός στοιχείου άθροισης (combiner) στις δύο εξόδους αξίζει να μελετήσουμε την περίπτωση της μετατόπισης θέσης του GDT διακόπτη κατά μήκος της διάταξης. Συγκεκριμένα, θα μελετηθεί το εναλλακτικό σενάριο μεταφοράς του GDT από το τμήμα του βραχυκυκλωμένου κυματοδηγού στο τμήμα κυματοδηγού ανάμεσα στις δύο εξόδους όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.6. Παρατηρούμε πως το GDT βρίσκεται σε απόσταση $17 \cdot \lambda_g/4$ από την ίριδα, σε ένα σημείο στο οποίο η κοιλότητα τείνει να μοιραστεί σε δύο ίσα τμήματα δεξιά και αριστερά του GDT. Επίσης, επιλέγοντας αυτή τη μετατόπιση το GDT βρίσκεται σε σημείο μεγίστου για το στάσιμο που αναπτύσσεται κατά τη φόρτιση εντός της κοιλότητας. Δεδομένου ότι το GDT είναι ηλεκτρομαγνητικά διάφανο κατά τη διάρκεια της φόρτισης δεν αναμένεται διαφοροποίηση

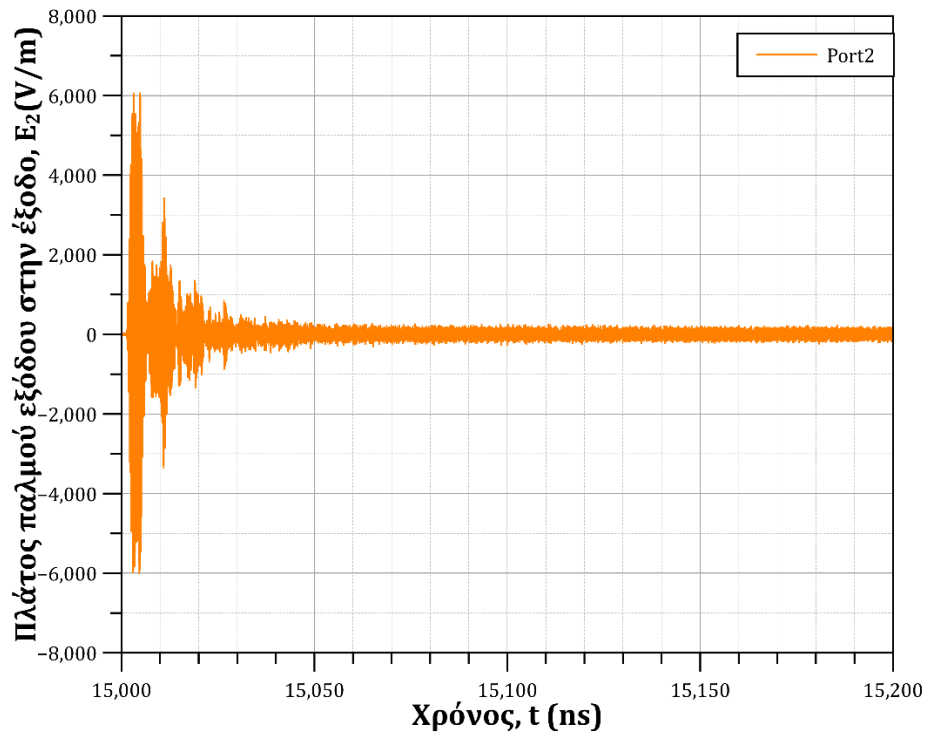
Ύσχυρικά με την ήδη προσομοιωμένη διάταξη δύο θυρών εξόδου που έχει την ίδια γεωμετρία (Εικόνα 3.1). Συγκεκριμένα, διεγείροντας αρμονικά με ημιτονοειδή παλμό όπως και τις προηγούμενες διατάξεις (Διάγραμμα 1.13), καταλήγουμε σε τιμές παραμέτρων σκέδασης (ανάκλαση και διαρροή) όπως αυτές του Διαγράμματος 3.7. Επιπλέον, ίδια συμπεριφορά εμφανίζει και το μέτρο της αποθηκευμένης ενέργειας στο εσωτερικό των κοιλοτήτων, όπως φαίνεται στο Διάγραμμα 3.9 και στο Διάγραμμα 3.10.



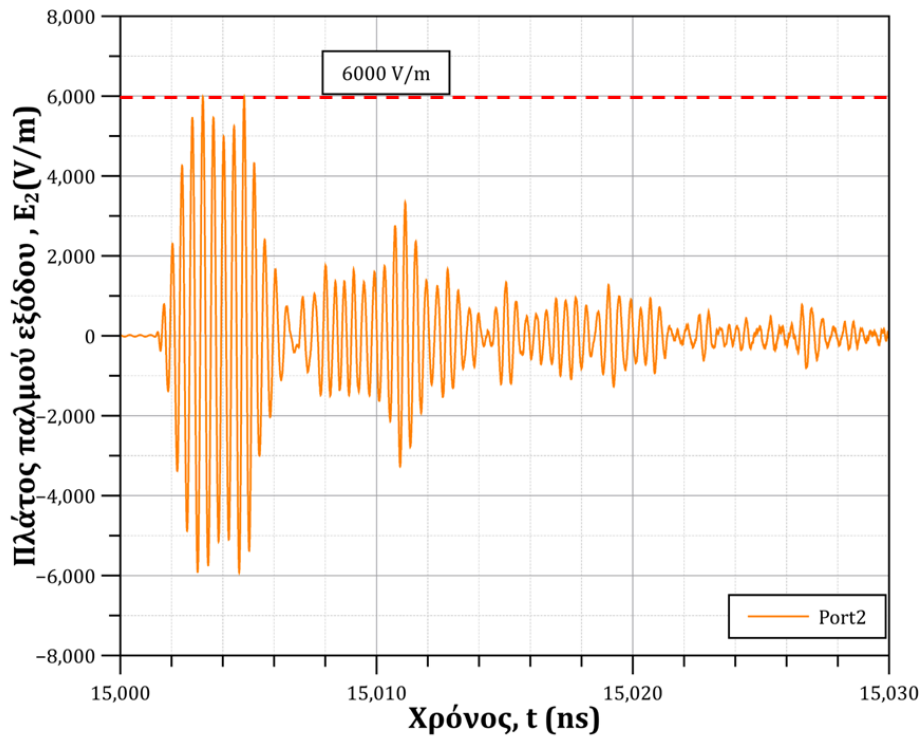
Εικόνα 3.5: Εγκάρσια τομή στον οριζόντιο άξονα X. Η μετατόπιση θέσης του GDT στον ενδιάμεσο κυματοδηγό.

Η διαφοροποίηση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης λόγω της διαφορετική τοποθέτηση του GDT αφορά τη φάση της εκφόρτισης. Τη στιγμή που ενεργοποιείται το μετατοπισμένο πλέον GDT (15000 ns) οι παλμοί των εξόδων “Port2” και “Port3” συμπεριφέρονται διαφορετικά από τους συμπιεσμένους παλμούς εξόδου που εξετάσαμε στην υποενότητα 3.2.2. Στα διαγράμματα 3.23,3.24 και 3.25 απεικονίζεται ο παλμός εξόδου της θύρας “Port2”, ενώ στα διαγράμματα 3.26,3.27 και 3.28 απεικονίζεται ο παλμός εξόδου της θύρας “Port3”.

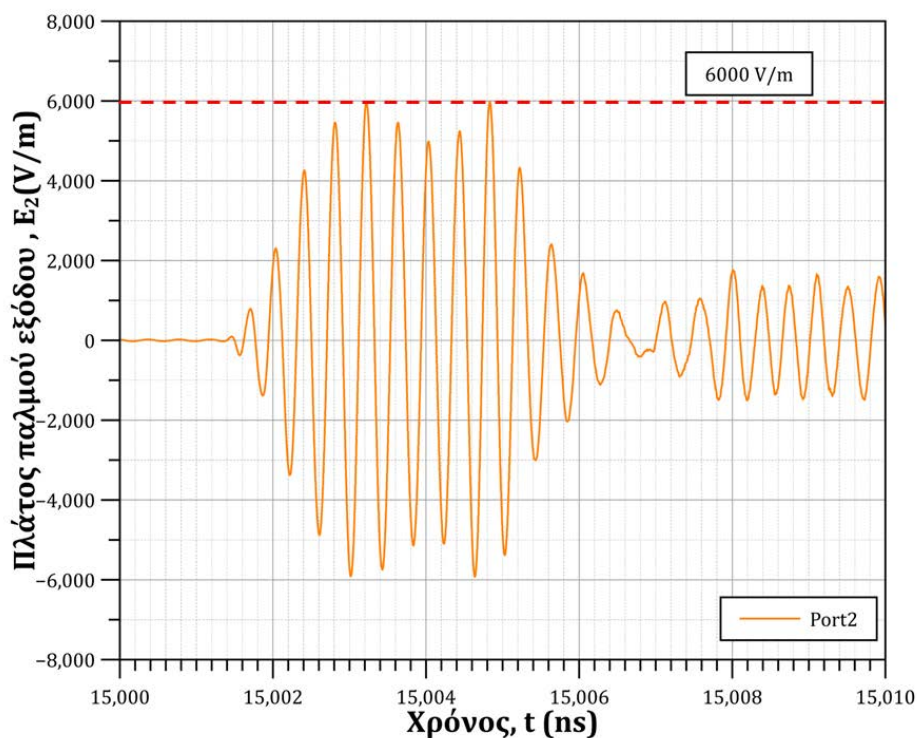
Παρατηρούμε πως το πλάτος του συμπιεσμένου παλμού της θύρας εξόδου “Port2” επιδεικνύει αύξηση σε σχέση με τη προηγούμενη θέση του GDT (Διάγραμμα 3.12), της τάξεως των 1200 V/m. Επιπρόσθετα, συγκρίνοντας το Διάγραμμα 3.13 με το Διάγραμμα 3.25, παρατηρούμε πως η διάρκεια του παλμού αυξήθηκε αμυδρά κατά περίπου 0.6 ns.



Διάγραμμα 3.23: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port2 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων.

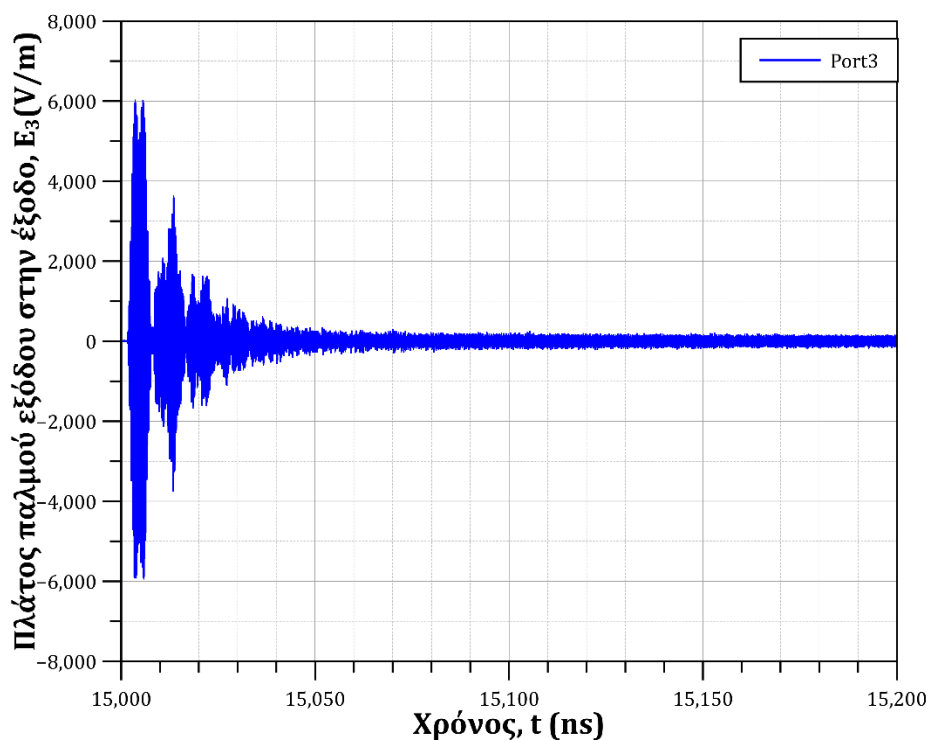


Διάγραμμα 3.24: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port2 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 30 ns.

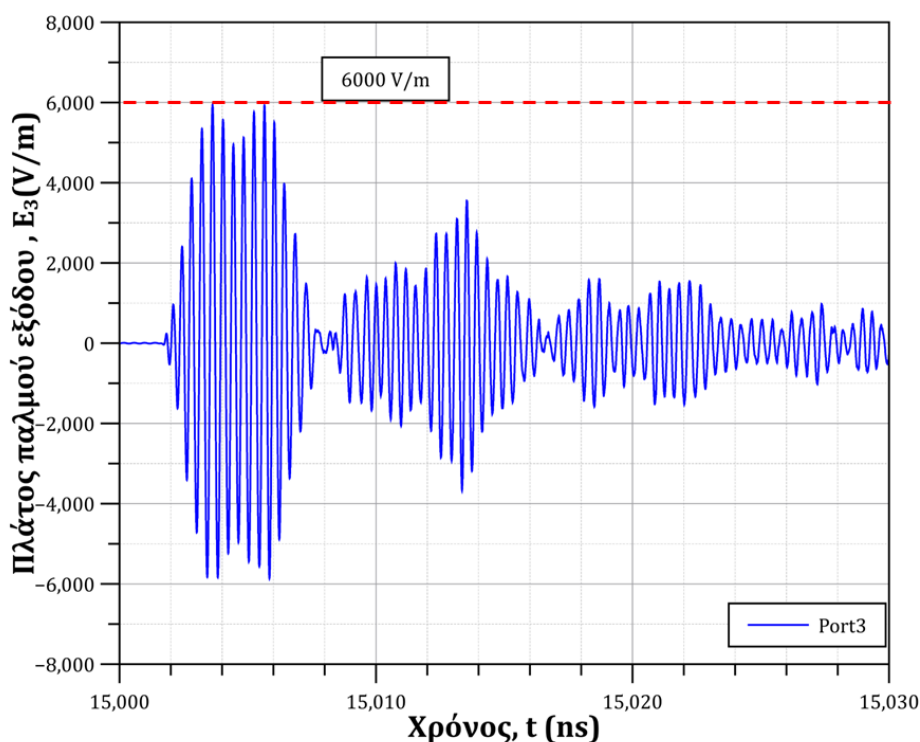


Διάγραμμα 3.25: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port2 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 10 ns.

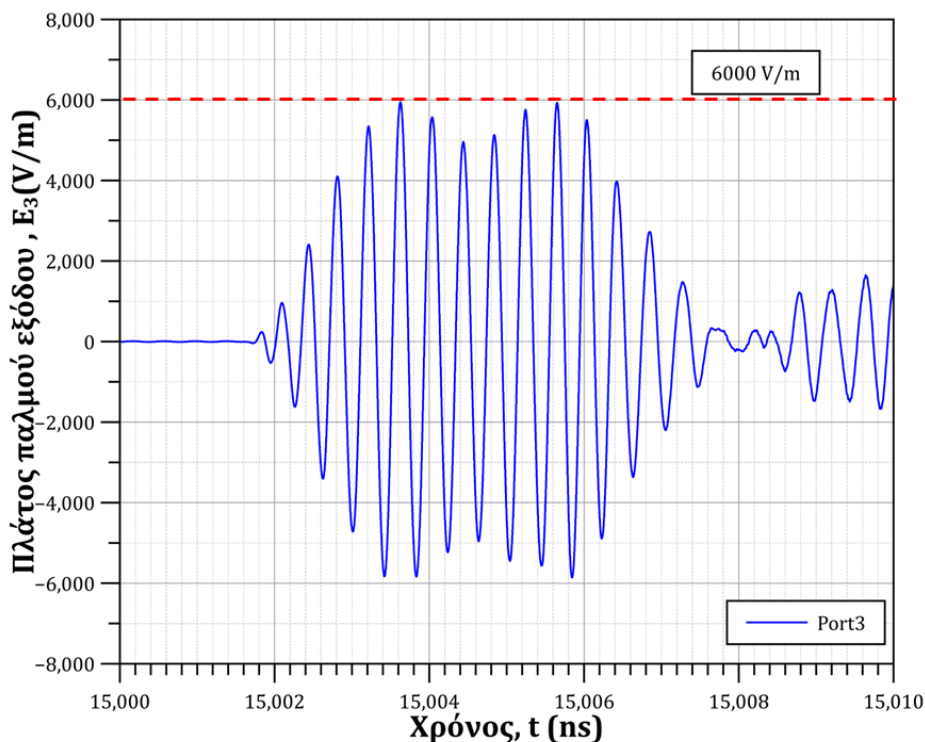
Σε ότι αφορά τη θύρα εξόδου “Port3” το μέτρο της έντασης του συμπιεσμένου παρέμεινε σε παρόμοια επίπεδα παρουσιάζοντας μικρή μείωση της τάξεως των 300 V/m σε σχέση με τη μορφή του προηγούμενου παλμού που απεικονίζεται στο [Διάγραμμα 3.15](#). Επιπλέον, η διάρκεια του παλμού όσον αφορά την έξοδο “Port3”, μειώθηκε περίπου στο μισό λαμβάνοντας τη τιμή 6 ns έναντι των 12 ns.



Διάγραμμα 3.26: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port3 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων.



Διάγραμμα 3.27: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port3 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 30 ns.

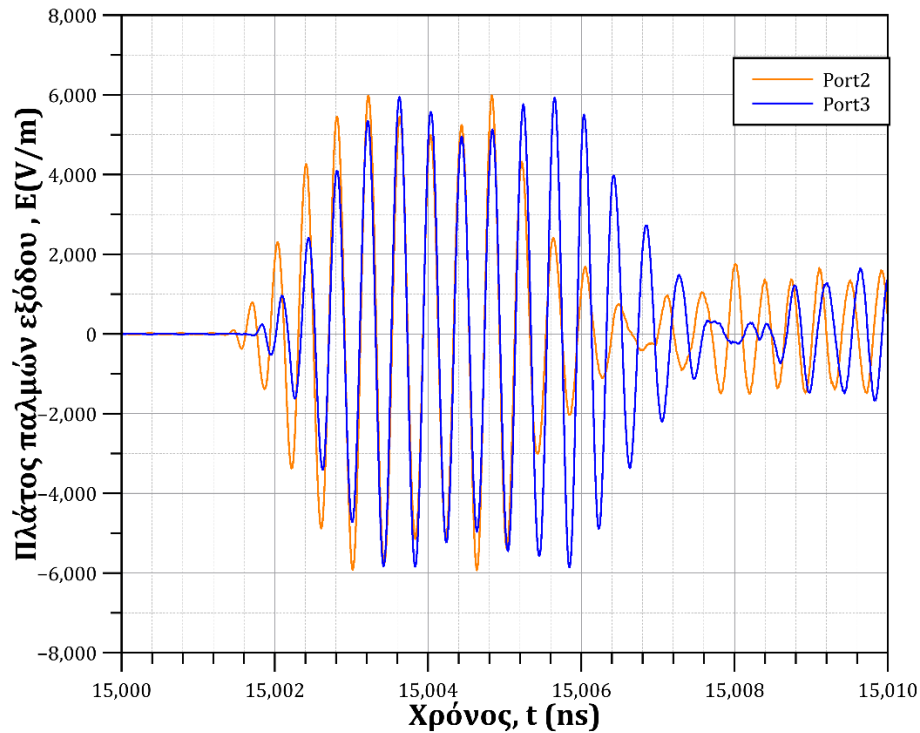


Διάγραμμα 3.28: Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της Port3 με τον GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων σε χρονικό εύρος 10 ns.

Συμπερασματικά, συγκρίνοντας τους δύο νέους συμπιεσμένους παλμούς που προέκυψαν με τη μετατόπιση θέσης του GDT διακόπτη παρατηρούμε πως μεταξύ τους οι διαφορές δεν είναι τόσο έντονες, συγκριτικά με την περίπτωση που ο διακόπτης βρισκόταν στο τμήμα του βραχυκυκλωμένου στελέχους. Συγκεκριμένα, διακρίνουμε πως βρίσκονται σε παραπλήσια επίπεδα όσον

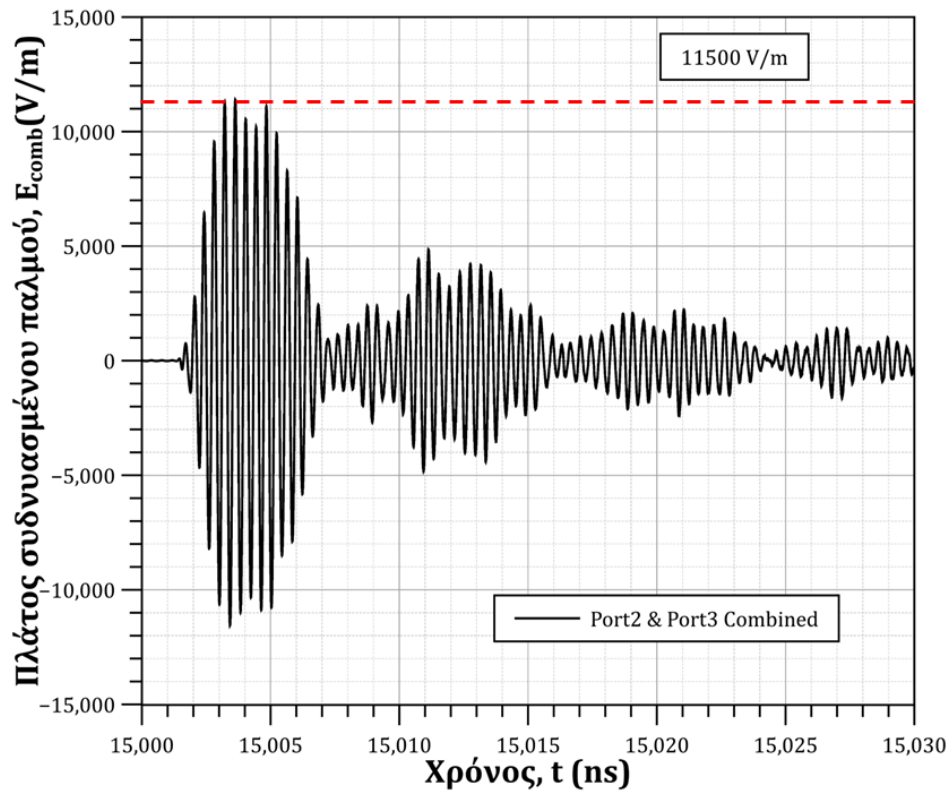
ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Καλογερόπουλος Ιάσων

αφορά τη μορφή, το μέτρο της έντασης, αλλά και τη διάρκεια. Αυτό συμβαίνει καθώς το GDT βρίσκεται κοντά στο μέσον της απόστασης μεταξύ των δύο θυρών και κατά την εκτόνωση της αποθηκευμένης ενέργειας οι παλμοί εξάγονται ως αποτέλεσμα παραπλήσιων συμβολών. Συνεπώς, είναι αναμενόμενο να επιδεικνύουν σχεδόν ίδια μέτρο έντασης ηλεκτρικού πεδίου αλλά και παραπλήσια φάση. Στο Διάγραμμα 3.29 απεικονίζονται οι δύο νέοι παλμοί σε κοινό άξονα χρόνου επιβεβαιώνοντας την ύπαρξη ομοιοτήτων.

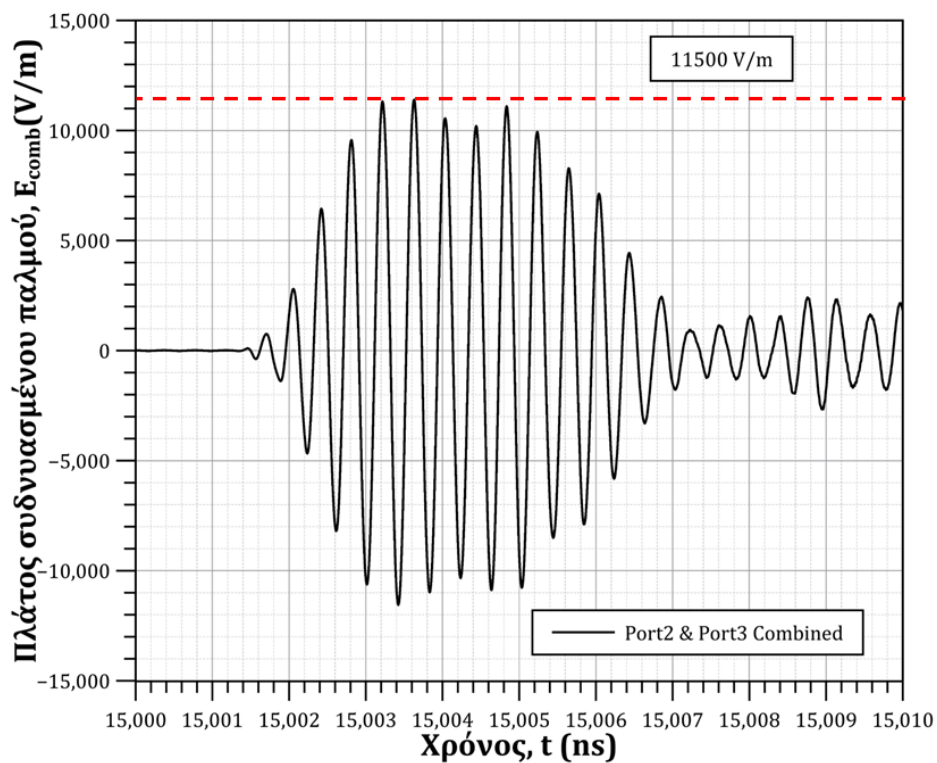


Διάγραμμα 3.29: Οι συμπιεσμένοι παλμοί των θυρών Port2 και Port3 σε κοινό καρτεσιανό επίπεδο (GDT στο ενδιάμεσο τμήμα αυτών).

Εξετάζοντας τη περίπτωση σχεδίασης αθροιστή/combiner, γίνεται αντιληπτό μέσα από το Διάγραμμα 3.30 και το Διάγραμμα 3.31 πως ο συνδυασμένος παλμός αποδίδει αρκετά μεγαλύτερο μέτρο έντασης (peak) ηλεκτρικού πεδίου, περίπου 11500 V/m με διάρκεια περίπου 5 ns .



Διάγραμμα 3.30: Ο νέος συνδυασμένος (combined) παλμός εξόδου για χρονικό εύρος 30 ns (GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των εξόδων).



Διάγραμμα 3.31: Ο νέος συνδυασμένος (combined) παλμός εξόδου για χρονικό εύρος 10 ns (GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των εξόδων).

4 Κεφάλαιο 4: Συμπεράσματα - Προεκτάσεις

Είμαστε πλέον σε θέση να συνοψίσουμε τα συμπεράσματα που προέκυψαν στη μελέτη που διεξήχθη για όλα τα είδη μικροκυματικών συμπιεστών που μελετήθηκαν. Για κάθε μια από τις μικροκυματικές διατάξεις που σχεδιάσαμε παρατίθενται τα αποτελέσματα για τη μελέτη στο πεδίο της συχνότητας αλλά και του χρόνου.

Βασικός MPC		
Πεδίο της Συχνότητας		
Περιγραφή	Σύμβολο	Τιμή
Μήκος ορθογώνιου κυματοδηγού.	L_{WG}	$2.1316225 \cdot \lambda_g$ mm
Πλάτος διαφράγματος ίριδας.	w	$0.1971 \cdot \alpha$ mm
Μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου.	r	$0.638613 \cdot \lambda_g$ mm
Η διαρροή στην έξοδο	S_{21}	-29.62 dB
Η ανάκλαση στην είσοδο	S_{11}	-62.63 dB
Η απολαβή της κοιλότητας	G	29.28 dB
Πεδίο του Χρόνου		
Μέτρο της έντασης του πεδίου της κοιλότητας	E_{cav}	15400 V/m
Απολαβή κοιλότητας	G	29.24 dB
Μέγιστη τιμή μέτρου έντασης συμπιεσμένου παλμού εξόδου	E_{peak}	10000 V/m
Διάρκεια συμπιεσμένου παλμού	t_{cp}	5 ns

Πίνακας 4.1: Σύνοψη αποτελεσμάτων στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου για τον βασικό MPC.

Συμμετρικός MPC μίας εξόδου		
Πεδίο της Συχνότητας		
Περιγραφή	Σύμβολο	Τιμή
Μήκος ορθογώνιου κυματοδηγού.	L_{WG}	$2.12994 \cdot \lambda_g$ mm
Πλάτος διαφράγματος ίριδας.	w	$0.2164 \cdot \alpha$ mm
Μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου.	r	$2.63849 \cdot \lambda_g$ mm
Η διαρροή στην έξοδο	S_{21}	-29.63 dB
Η ανάκλαση στην είσοδο	S_{11}	-66.30 dB
Η απολαβή της κοιλότητας	G	27.20 dB
Πεδίο του Χρόνου		
Μέτρο της έντασης του πεδίου της κοιλότητας	E_{cav}	12000 V/m
Απολαβή κοιλότητας	G	27.80 dB
Μέγιστη τιμή μέτρου έντασης συμπιεσμένου παλμού εξόδου	E_{peak}	8500 V/m
Διάρκεια συμπιεσμένου παλμού	t_{cp}	5 ns

Πίνακας 4.2: Σύνοψη αποτελεσμάτων στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου για τον συμμετρικό MPC μίας εξόδου.

Συμμετρικός MPC διπλής εξόδου		
Πεδίο της Συχνότητας		
Περιγραφή	Σύμβολο	Τιμή
Μήκος ορθογώνιου κυματοδηγού μεταξύ ίριδας και Port3 εξόδου	L_{WG1}	$2.1269147 \cdot \lambda_g$ mm
Μήκος ορθογώνιου κυματοδηγού μεταξύ Port2 εξόδου και Port3 εξόδου	L_{WG2}	$4.277667 \cdot \lambda_g$ mm
Πλάτος διαφράγματος ίριδας.	w	$0.2441 \cdot \alpha$ mm
Μήκος βραχυκυκλωμένου άκρου.	r	$2.63849 \cdot \lambda_g$ mm
Η διαρροή στη Port2 έξοδο	S_{21}	-32.24 dB
Η διαρροή στη Port3 έξοδο	S_{31}	-28.33 dB
Η ανάκλαση στην είσοδο	S_{11}	-59.78 dB
Η απολαβή της κοιλότητας	G	24.50 dB
Πεδίο του Χρόνου		
Μέτρο της έντασης του πεδίου της κοιλότητας	E_{cav}	8800 V/m
Απολαβή κοιλότητας	G	24.38 dB
Μέγιστη τιμή μέτρου έντασης συμπιεσμένου παλμού στη Port2 έξοδο	E_{peak2}	6300 V/m
Διάρκεια συμπιεσμένου παλμού στη Port2 έξοδο	t_{cp2}	12 ns
Μέγιστη τιμή μέτρου έντασης συμπιεσμένου παλμού στη Port3 έξοδο	E_{peak3}	4800 V/m
Διάρκεια συμπιεσμένου παλμού στη Port3 έξοδο	t_{cp3}	6 ns

Πίνακας 4.3: Σύνοψη αποτελεσμάτων στα πεδία της συχνότητας και του χρόνου για τον συμμετρικό MPC δύο εξόδων.

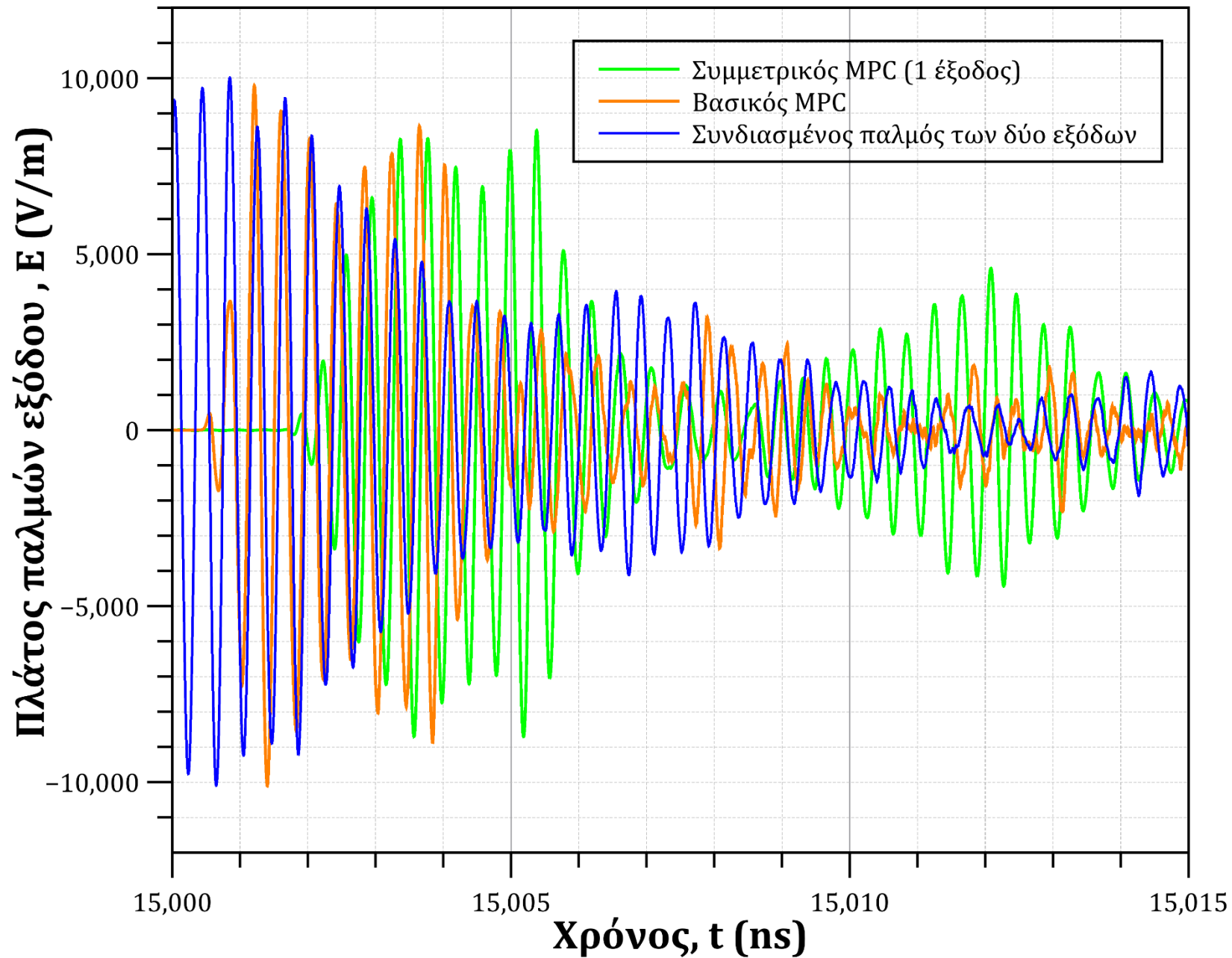
Συμμετρικός MPC διπλής εξόδου (GDT ενδιάμεσα από τις δύο εξόδους)		
Πεδίο του Χρόνου		
Μέτρο της έντασης του πεδίου της κοιλότητας	E_{cav}	8800 V/m
Απολαβή κοιλότητας	G	24.38 dB
Μέγιστη τιμή μέτρου έντασης συμπιεσμένου παλμού στη Port2 έξοδο	E_{peak2}	6000 V/m
Διάρκεια συμπιεσμένου παλμού στη Port2 έξοδο	t_{cp2}	5.6 ns
Μέγιστη τιμή μέτρου έντασης συμπιεσμένου παλμού στη Port3 έξοδο	E_{peak3}	6000 V/m
Διάρκεια συμπιεσμένου παλμού στη Port3 έξοδο	t_{cp3}	5.6 ns

Πίνακας 4.4: Σύνοψη αποτελεσμάτων στο πεδίο του χρόνου για τον συμμετρικό MPC διπλής εξόδου με τη θέση του GDT στο ενδιάμεσο αυτών.

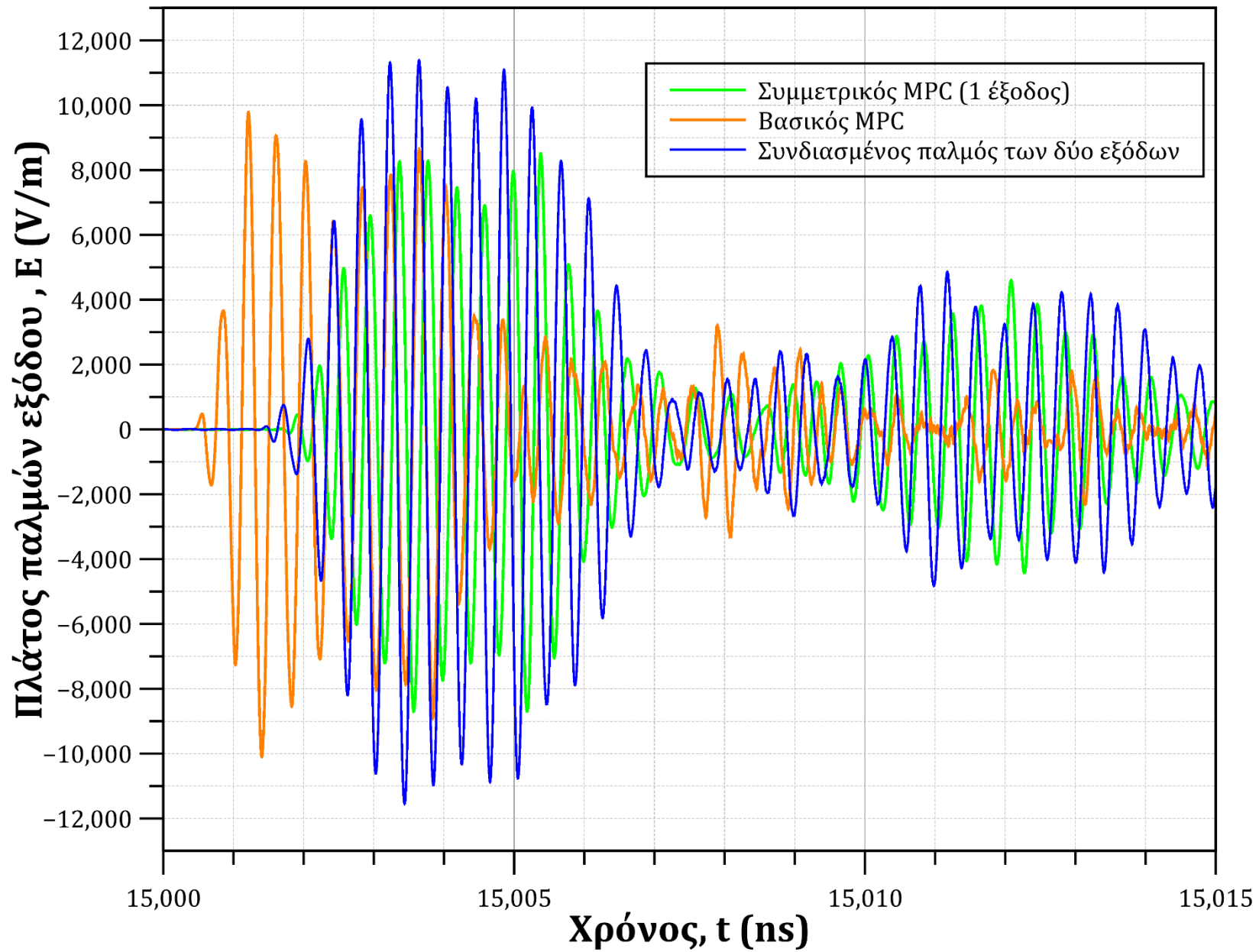
Από τον Πίνακα 4.1, τον Πίνακα 4.2 και τον Πίνακα 4.3 αντιλαμβανόμαστε πως καθώς αυξάνονται οι διαστάσεις των μικροκυματικών διατάξεων, αυξάνονται και οι απώλειες. Έτσι, η αποθηκευμένη ενέργεια εντός της κοιλότητας μειώνεται, μειώνοντας και την ενέργεια που εκλύεται κατά την έξοδο του συμπιεσμένου παλμού. Σύμφωνα με τον Πίνακα 4.3, αντιλαμβανόμαστε πως το μέτρο της έντασης του παλμού εξόδου της βασικής διάταξης φθίνει περίπου κατά 5.500 V/m σε σχέση με την ένταση του πεδίου εντός της κοιλότητας. Αντίθετα, η ένταση του παλμού εξόδου του συμμετρικού MPC μίας εξόδου φθίνει σε μικρότερο ποσοστό της τάξεως των 3.500 V/m σε σχέση με την ένταση του πεδίου εντός της κοιλότητας. Συγκρίνοντας με τα αποτελέσματα της ίδιας διάταξης αλλά με μετατοπισμένο GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων (Πίνακας 4.4), παρατηρούμε πως με τη νέα θέση του διακόπτη αερίου επιτυγχάνουμε αποτελέσματα μεγεθών που χαρακτηρίζονται από συμμετρία. Τα μέτρα των εντάσεων των πεδίων κατά την εκτόνωση όπως και η διάρκεια των παλμών εμφανίζουν μικρές διαφορές σε σχέση με τη διάταξη διπλής εξόδου με τον GDT στο πέρας του βραχυκυκλωμένου κυματοδηγού.

Στο Διάγραμμα 4.1 απεικονίζονται οι τρεις παλμοί σε κοινό άξονα χρόνου. Ο συμπιεσμένος παλμός της βασικής διάταξης, της συμμετρικής διάταξης μονής εξόδου και ο συνδυασμένος (combined) παλμός που προκύπτει από τη συμμετρική διάταξη διπλής εξόδου έχοντας τοποθετήσει τον GDT στην αρχική θέση μελέτης. Παρατηρούμε πως ο παλμός της βασικής διάταξης με τον συνδυασμένο παλμό σημειώνουν παρόμοιες τιμές μέγιστης έντασης ηλεκτρικού πεδίου, περίπου στα 10.000 V/m, ενώ ακολουθεί ο συμπιεσμένος παλμός της συμμετρικής διάταξης μονής εξόδου αγγίζοντας τα 8.500 V/m.

Στο Διάγραμμα 4.2 απεικονίζονται οι συμπιεσμένοι παλμοί του βασικού MPC, του συμμετρικού μίας εξόδου MPC και του συνδυασμένου συμπιεσμένου παλμού του MPC διπλής εξόδου. Αυτή τη φορά, η απεικόνιση των παλμών αφορά το σενάριο της μετατόπισης του GDT στο ενδιάμεσο των εξόδων. Παρατηρούμε πως ο συνδυασμένος παλμός είναι και αυτός που κατέχει τη μεγαλύτερη τιμή για το μέτρο της έντασης του πεδίου, το οποίο ξεπερνά τα 11.000 V/m.



Διάγραμμα 4.1: Σύγκριση συμπιεσμένων παλμών εξόδου μεταξύ του βασικού MPC, του συμμετρικού μίας εξόδου MPC και του συνδυασμένου παλμού του Διαγράμματος 3.19. (GDT στην αρχική θέση $\lambda_g/4$ από το βραχυκυκλωμένο άκρο).



Διάγραμμα 4.2: Σύγκριση συμπίεσμένων παλμών εξόδου μεταξύ του βασικού MPC, του συμμετρικού μίας εξόδου MPC και του συνδιασμένου παλμού του Διαγράμματος 3.31. (Μετατοπισμένος GDT στο ενδιάμεσο τμήμα των δύο εξόδων).

Φτάνοντας στον επίλογο αυτής της Διπλωματικής Εργασίας εκτιμάται ότι είμαστε σε θέση να αντιληφθούμε σε βασικό επίπεδο τον ρεαλιστικό τρόπο λειτουργίας των υπό μελέτη μικροκυματικών διατάξεων υψηλής ισχύος. Η προσομοίωση σε τέτοιου είδους προβλήματα θα πρέπει οπωσδήποτε να λαμβάνει χώρα πριν τη μετάβαση στο πειραματικό στάδιο καθώς μέσω αυτής γίνονται κατανοητά τα προβλήματα που πιθανόν να συναντήσει κανείς κατά την ανάπτυξη μίας πειραματικής διάταξης. Εισάγοντας διορθώσεις και διακρίνοντας ατέλειες στη σχεδίαση, μέσα από τη χρήση του λογισμικού προσομοίωσης, μπορούμε να προβλέψουμε εκ των προτέρων τη συμπεριφορά της διάταξης στον πραγματικό κόσμο. Με σκοπό να λύσουμε με μεγάλη ακρίβεια σύνθετα προβλήματα, απαιτείται η ύπαρξη υπολογιστικών πόρων και εξειδικευμένου λογισμικού. Το CST Studio Suite που χρησιμοποιήσαμε αποτελεί ένα ευρέως διαδεδομένο software το οποίο είναι ικανό να παρέχει λύσεις σε πολυσύνθετα προβλήματα προσομοίωσης που μπορεί να συναντήσει ένας Ηλεκτρολόγος & Ηλεκτρονικός μηχανικός.

Κάνοντας μια αναδρομή στα στάδια της σχεδίασης κάθε μιας μικροκυματικής διάταξης ισχύος, μπορούμε να αναφέρουμε με βεβαιότητα πως αποτέλεσε μια μεθοδολογία μέτριας δυσκολίας, η οποία όμως απαιτεί βασική γνώση της θεωρίας που σχετίζεται με τις μικροκυματικές διατάξεις, την RF σχεδίαση και τον ηλεκτρομαγνητισμό. Με σκοπό τη κατανόηση των μοντέλων μέσα από τα λογισμικά προσομοίωσης, απαιτούνται οι προαναφερθέντες γνώσεις οι οποίες είναι απαραίτητο κριτήριο για τη συνέχεια αυτής της Διπλωματικής Εργασίας. Κατά τη σχεδίαση δεν συναντήσαμε κάποιο κομμάτι αυξημένης δυσκολίας όσον αφορά τη κατανόησή του. Η περίπτωση της προσθήκης των ψευδοαντικειμένων (dummy objects) στην περιοχή έντονης συμπεριφοράς ηλεκτρικού πεδίου αποτελεί ένα σημείο στο οποίο αναδεικνύεται ο τρόπος σκέψης του μηχανικού που σχεδιάζει την διάταξη αποκτώντας τον σωστό έλεγχο ενός λογισμικού τεραστίων δυνατοτήτων ανάλυσης.

Κύριος στόχος αυτής της Διπλωματικής Εργασίας ήταν η κατανόηση του τρόπου λειτουργίας μικροκυματικών διατάξεων υψηλής ισχύος στο πεδίο της συχνότητας αλλά και στο πεδίο του χρόνου. Εφόσον φτάσαμε στο πέρας αυτής, είμαστε σε θέση να επιβεβαιώσουμε τον σκοπό της μελέτης που διεξήγαμε καθώς μέσα από αυτή παρέχεται μια άθροιση θεωρητικών γνώσεων που βρίσκουν πεδίο εφαρμογής. Αυτό που μπορεί να εκλάβει κανείς σαν υποψήφιος μηχανικός διαπράττοντας τέτοιου είδους μελέτη, είναι η εμπάθυνση των γνώσεων στη συμπεριφορά των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων υψηλών συχνοτήτων αποκτώντας πρόσβαση σε ένα ατέρμονο πεδίο γνώσεων.

Η μελέτη που διεξήχθη αποτελεί εναρκτήρια αφορμή για μηχανικούς του κλάδου καθώς είναι ικανή να δεχθεί συνέχεια και φυσική εξέλιξη. Όσον αφορά τον σχεδιασμό (Design), μπορεί κανείς να διαπράξει μια πλήρη σχεδίαση/μελέτη σχετικά με τα είδη του αθροιστή/combiner που θα μπορούσε να δεχθεί μια τέτοια διάταξη σαν και αυτή της συμμετρικής διπλής εξόδου. Επιπλέον, μια ενδιαφέρουσα προσέγγιση στη συνέχεια αυτής της μελέτης θα ήταν η προσπάθεια εύρεσης του μέγιστου μήκους της κοιλότητας όπου οι απώλειες αντισταθμίζουν το κέρδος. Μία τέτοια μελέτη θα ήταν χρήσιμη καθώς μέσα από αυτή θα εντοπίζαμε τη μέγιστη τιμή του μήκους της συνολικής διάταξης παραχωρώντας ιδιαίτερη προσοχή σε άλλα σημεία βελτίωσης. Ακόμα, η διεξαγωγή μελέτης σχεδίασης κεραιών που θα μπορούσαν να λάβουν τροφοδοσία από έναν συμμετρικό MPC δύο εξόδων με τη προσθήκη GDT αποτελεί και αυτό σενάριο συνέχειας αυτής της Διπλωματικής Εργασίας. Τέλος, η κατασκευή/πειραματική υλοποίηση συνοδευόμενη από εργαστηριακές μετρήσεις αποτελεί επίσης φυσική – και λογική – συνέχεια αυτής της Διπλωματικής Μελέτης.

Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές

- [1] D. M. Pozar, “Chapter 1.1 Introduction to Microwave Engineering”, in *Microwave engineering*, 4th ed, Hoboken: J. Wiley & Sons, 2012, p. 1
- [2] E. Schamiloglu, “High power microwave sources and applications”, 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535), Fort Worth, TX, USA, 2004, pp. 1001-1004 Vol.2, DOI: [10.1109/MWSYM.2004.1339150](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2004.1339150).
- [3] E. Schamiloglu and R. J. Barker, “Special Issue on Pulsed Power: Technology and Applications”, in *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 7, pp. 1011-1013, July 2004, DOI: [10.1109/JPROC.2004.829064](https://doi.org/10.1109/JPROC.2004.829064).
- [4] S. P. Savaidis, Z. C. Ioannidis, S. A. Mitilineos and N. A. Stathopoulos, “Design of Waveguide Microwave Pulse Compressors Using Equivalent Circuits”, in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.63, no.1, pp.125-134, Jan.2015, DOI: [10.1109/PLASMA.2016.7534403](https://doi.org/10.1109/PLASMA.2016.7534403).
- [5] K. Solbach, “RF pulse compressor for kW-pulse power”, 2011 German Microwave Conference, Darmstadt, Germany, 2011, pp. 1-4.
- [6] Thermionic valves, <https://shorturl.at/cCFV4> (accessed Jun. 23, 2023).
- [7] K. D. & S. Solutions, “Microwave solid state power amplifiers (RF microwave sspas)”, Microwave Solid State Power Amplifiers (RF microwave SSPAs) | Kratos GM Catalog, <https://shorturl.at/jkvF7> (accessed Jun. 23, 2023).
- [8] S. Rajput, “SSPA – used in Satcom (satellite communications),” Raditek.com, <https://shorturl.at/wHLQR> (accessed Jun. 23, 2023).
- [9] S. Gregory, “Introduction to RF solid state microwave heating,” Slipstream Design, <https://shorturl.at/ryEPR> (accessed Jun. 23, 2023).
- [10] Z. C. Ioannidis, σημειώσεις μαθήματος «Κοιλότητα Μάγνητρον» του μαθήματος «Μικροκυματικές Πηγές Ισχύος». Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, Τμήμα Αεροδιαστημικής και Τεχνολογίας .
- [11] “How the cavity magnetron works: The vacuum tube that powers microwave ovens and radar,” Steemit, <https://shorturl.at/vzNR9> (accessed Jun. 23, 2023).
- [12] V. L. Bratman et al., “Generation of 3 GW microwave pulses in X-band from a combination of a relativistic backward-wave oscillator and a helical-waveguide compressor”, *Phys. Plasmas*, vol. 17, no. 11, 2010, Art. ID 110703, <https://doi.org/10.1063/1.3505825>.
- [13] Ahmed F. Elshafey, Mahmoud Abdalla, “Low Loss High Power Air Suspended Stripline Power Divider for High Power Division Sub-Systems Applications”, *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 73, 153-162, 2018. DOI: [10.2528/PIERM18070506](https://doi.org/10.2528/PIERM18070506),
- [14] W. M. Manheimer and B. H. Ripin, “High-power microwave plasma pulse compression”, *Phys. Fluids*, vol. 29, no. 7, pp. 2283–2291, 1986.

- [15] G. Burt et al., “Microwave pulse compression using a helically corrugated waveguide”, in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 33, no. 2, pp. 661-667, April 2005, DOI: [10.1109/TPS.2005.844522](https://doi.org/10.1109/TPS.2005.844522).
- [16] D. Birx, G. J. Dick, W. A. Little, J. E. Mercereau, and D. J. Scalapino, “Microwave power gain utilizing superconducting resonant energy storage,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 32, pp. 68–70, 1978. <https://doi.org/10.1063/1.89843>
- [17] E. G. Farr, L. H. Bowen, C. E. Baum, and W. D. Prathe, “Microwave pulse compression experiments at low power”, in *Proc. URSI Gen. Assembly*, 2008, pp. 459–462.
- [18] E. G. Farr, L. H. Bowen, W. D. Prather, and C. E. Baum, “Microwave pulse compression experiments at a low and high power”, *Circuit and Electromagnetic System Design Notes - Note 63*, Jan. 2010.
- [19] R. A. Alvarez and D. P. Byrne, “Prepulse suppression in microwave pulse-compression cavities”, *Rev. Sci. Instrum*, vol. 57, no. 10, pp. 2475–2480, Oct. 1986.
- [20] S. P. Savaidis, Z. C. Ioannidis, N. A. Stathopoulos, S. A. Mitilineos and C. Tsitouri, “Transmission line modeling of active microwave pulse compression systems”, *2013 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2013)*, Tel Aviv, Israel, 2013, pp. 1-5, DOI: [10.1109/COMCAS.2013.6685242](https://doi.org/10.1109/COMCAS.2013.6685242)
- [21] S. P. Savaidis, S. A. Mitilineos, Z. C. Ioannidis and N. A. Stathopoulos, “Experiments on the Pulse Repetition Frequency Optimization of 1.3-GHz, 100-kW Microwave Pulse Compressor”, in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 6, pp. 2374-2381, June 2020, DOI: [10.1109/TMTT.2020.2978046](https://doi.org/10.1109/TMTT.2020.2978046)