

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
Τμήμα Ηλεκτρολόγων & Ηλεκτρονικών Μηχανικών
www.eee.uniwa.gr

Θηβών 250, Αθήνα-Αιγάλεω 12244
Τηλ. +30 210 538-1225, Fax. +30 210 538-1226

Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών
Ηλεκτρικές & Ηλεκτρονικές Επιστήμες μέσω Έρευνας



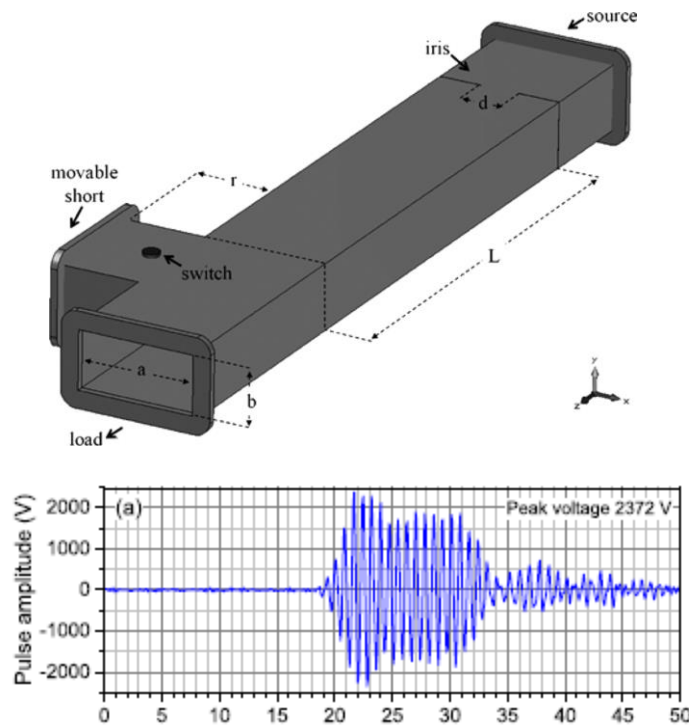
UNIVERSITY of WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
Department of Electrical & Electronics Engineering
www.eee.uniwa.gr

250, Thivon Str., Athens, GR-12244, Greece
Tel: +30 210 538-1225, Fax: +30 210 538-1226

Master of Science By Research in
Electrical & Electronics Engineering

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ηλεκτρομαγνητικές Παρεμβολές σε Ηλεκτρονικές Διατάξεις:



Μεταπτυχιακή Φοιτήτρια: Βασιλική Κατσάρα, AM 0046

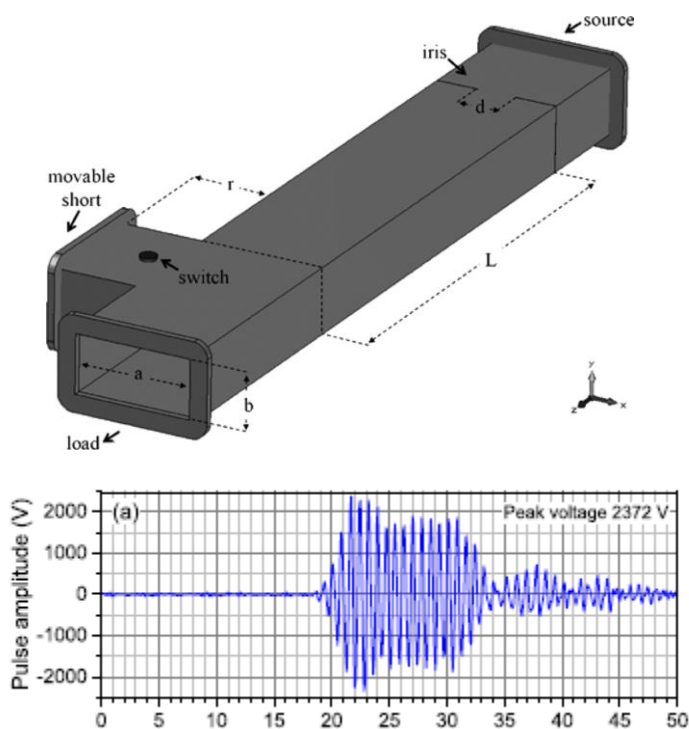
Επιβλέπων: Στυλιανός Σαββαΐδης, Καθηγητής

ΑΙΓΑΛΕΩ, Φεβρουάριος 2022



MSc Thesis

Electromagnetic Interference in Electronic Circuits:



Student: Vasiliki Katsara, Registration Number 0046

MSc Thesis Supervisor: Stylianos Savaidis, Professor

ATHENS-EGALEO, February 2022

Η Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή, εξετάστηκε και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή εξεταστική επιτροπή:

| Επιβλέπων | Μέλος | Μέλος |
|---------------------|----------------------|------------------------|
| | | |
| Στυλιανός Σαββαΐδης | Νικόλαος Σταθόπουλος | Κωνσταντίνος Βουδούρης |
| Καθηγητής | Καθηγητής | Καθηγητής |
| | | |
| | | |

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η κάτωθι υπογεγραμμένη Βασιλική Κατσάρα του Αθανασίου, με αριθμό μητρώου MSCRES-0046 φοιτήτρια του Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών «Ηλεκτρικές και Ηλεκτρονικές Επιστήμες μέσω Έρευνας» του Τμήματος Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών της Σχολής Μηχανικών του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής, δηλώνω ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της μεταπτυχιακής 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 πτυχίου μου».

Η Δηλούσα



Βασιλική Κατσάρα

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και Βασιλικής Κατσάρα,

Φεβρουάριος, 2022

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

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 μέλους ΔΕΠ, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι σκόπιμες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (*Intentional Electromagnetic Interferences- IEMI*) είναι μια κρίσιμη πρόκληση για τις σύγχρονες κοινωνίες. Η ολοένα αυξανόμενη εξάρτηση της ζωής του σύγχρονου ανθρώπου από τα ηλεκτρονικά συστήματα, τον καθιστά ευάλωτο, καθώς η ακτινοβολία τέτοιων συσκευών με ισχυρά ηλεκτρομαγνητικά πεδία μπορεί να προκαλέσει βλάβες ή σοβαρές διαταραχές, οι οποίες τελικά οδηγούν σε διακοπή λειτουργίας. Οι IEMI μπορούν να αντιμετωπιστούν ως κίνδυνος όταν χρησιμοποιούνται με κακόβουλο τρόπο, αλλά μπορούν επίσης να θεωρηθούν ως αμυντικός μηχανισμός ενάντια στην εχθρική χρήση της σύγχρονης ηλεκτρονικής τεχνολογίας. Στην τελευταία περίπτωση, η δημιουργία και η ακτινοβολία ισχυρών ηλεκτρομαγνητικών πεδίων μπορεί να απενεργοποιήσει ή να καταστρέψει τις κρίσιμες ηλεκτρονικές μονάδες των εχθρικών συστημάτων. Η δημιουργία τέτοιων ισχυρών ηλεκτρομαγνητικών πεδίων εγείρει σοβαρές τεχνολογικές προκλήσεις, οι οποίες προκύπτουν λόγω των απαιτητικών επιπέδων ισχύος και ενέργειας που παράγονται και ακτινοβολούνται. Η μελέτη και ανάπτυξη τέτοιων συστημάτων ανήκει στον ευρύτερο επιστημονικό και τεχνολογικό τομέα που αναφέρεται ως Μικροκύματα Υψηλής Ισχύος (HPM).

Η παρούσα διπλωματική εργασία χωρίζεται σε τέσσερα βασικά μέρη. Το Κεφάλαιο 1 αποτελεί την βιβλιογραφική αναζήτηση, όπου γίνεται αναφορά σε πειραματικές μελέτες σχετικές με την ηλεκτρομαγνητική ατρωσία ηλεκτρονικών διατάξεων-συστημάτων σε ακτινοβολούμενες IEMI κυματομορφές και τις τεχνολογικές εξελίξεις σε διατάξεις κυματοδηγικών *Microwave Pulse Compression (MPC)* κοιλοτήτων. Στο Κεφάλαιο 2 αναλύεται ενδελεχώς η δομή του μοντέλου προσομοίωσης των κυματοδηγικών MPC κοιλοτήτων, το οποίο βασίζεται στη θεωρία των γραμμών μεταφοράς. Το Κεφάλαιο 3 περιλαμβάνει την παρουσίαση των πειραματικών μελετών και την αξιολόγηση των αποτελεσμάτων τους. Το Κεφάλαιο 4 περιέχει τα συμπεράσματα που προκύπτουν από τους θεωρητικούς υπολογισμούς και τα πειραματικά αποτελέσματα, καθώς και προτάσεις για μελλοντικές επεκτάσεις με αφετηρία την παρούσα εργασία.

Κύριος στόχος της συγκεκριμένης εργασίας είναι η δυνατότητα χρήσης MPC κοιλοτήτων ως τεχνική για τη δημιουργία και την ακτινοβολία κυματομορφών IEMI. Σε αυτό το πλαίσιο, ερευνάται η βελτιστοποίηση της σχεδίασης και της λειτουργίας μιας MPC κοιλότητας, και κατ' επέκταση η επίτευξη του υψηλότερου δυνατού κέρδους συμπίεσης/εξαγωγής και η μέγιστη δυνατή αποθήκευση ενέργειας μέσω ενίσχυσης της σύζευξης.

ΛΕΞΕΙΣ – ΚΛΕΙΔΙΑ: Κυματοδηγικές κοιλοότητες, μικροκύματα υψηλής ισχύος, συμπίεση μικροκυματικών παλμών, συντελεστής σύζευξης κοιλότητας

ABSTRACT

Intentional Electromagnetic Interferences (IEMI) is a critical challenge for modern societies. The growing dependence of modern man's life on electronic systems makes him vulnerable, as the radiation of such devices with strong electromagnetic fields can cause damage or serious disturbances, which eventually lead to breakdown. IEMIs can be seen as a danger when used maliciously, but they can also be seen as a defense mechanism against the hostile use of modern electronic technology. In the latter case, the generation and radiation of strong electromagnetic fields can deactivate or destroy the critical electronic units of enemy systems. The creation of such strong electromagnetic fields raises serious technological challenges, which arise due to the demanding levels of power and energy produced and radiated. The study and development of such systems belongs to the broader scientific and technological field referred to as High Power Microwave (HPM).

This dissertation is divided into four main parts. Chapter 1 is the literature review, where reference is made to experimental studies related to the electromagnetic immunity of electronic devices-systems to irradiated IEMI waveforms and technological developments in Microwave Pulse Compression (MPC) cavities. Chapter 2 thoroughly analyzes the structure of the MPC wave cavity simulation model, which is based on the transmission line theory. Chapter 3 includes the presentation of the experimental studies and the evaluation of their results. Chapter 4 contains the conclusions that emerge from the theoretical calculations and experimental results, as well as suggestions for future extensions starting from the present work.

The main objective of this work is the possibility of using MPC cavities as a technique for generating and irradiating IEMI waveforms. In this context, the optimization of the design and operation of an MPC cavity is investigated, and consequently the achievement of the highest possible compression / extraction gain and the maximum possible energy storage by overcoupling.

KEYWORDS: Cavity coupling coefficient, High-power microwaves, microwave pulse compression, waveguide cavities

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Στυλιανό Σαββαΐδη για την άριστη συνεργασία, την πολύτιμη αρωγή και τις γνώσεις που μου προσέφερε κατά τη διάρκεια της μεταπτυχιακής φοίτησής μου στη σχολή. Θα ήθελα επίσης να εκφράσω τις θερμότερες ευχαριστίες μου στον επίκουρο καθηγητή Ζήση Ιωαννίδη για τις καίριες υποδείξεις και την ουσιαστική βοήθεια στην εκπόνηση της παρούσας εργασίας. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια και τους φίλους μου, οι οποίοι με το ενδιαφέρον και τη στήριξή τους, συνέδραμαν και αυτοί στην ολοκλήρωση της συγκεκριμένης εργασίας.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ-ΑΚΡΩΝΥΜΙΩΝ-ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΩΝ

| | |
|----------------|---|
| AT | Advanced Technology |
| ATX | Advanced Technology Extended |
| BIOS | Basic Input/Output System |
| BPC | Binary Pulse Compression |
| CPU | Central Processing Unit |
| DoS | Denial-of-Service attack |
| GDT | Gas Discharge Tubes |
| halfIRA | half Impulse Radiating Antenna |
| halfTEM | half Transverse Electromagnetic |
| HEMP | High-Altitude Electromagnetic Pulse |
| HPM | High Power Microwaves |
| IEMI | Intentional Electromagnetic Interferences |
| LAN | Local Area Network |
| MPC | Microwave Pulse Compression |
| PRF | Pulse Repetition Frequency |
| RAM | Random Access Memory |
| RF | Radio Frequency |
| SES | Switched Energy Storage |
| SLED | SLAC Energy Doubler |
| TWTA | Travelling Wave Tube Amplifier |
| UAV | Unmanned Aerial Vehicle |
| UWB | Ultra Wide Band |
| VNA | Virtual Network Analyzer |
| WLAN | Wireless Local Area Network |

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

| | |
|--|----|
| ΕΙΣΑΓΩΓΗ: Αντικείμενο, ερευνητικά ερωτήματα και διάρθρωση της εργασίας | 12 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Θεωρητικό πλαίσιο του θέματος – Ανασκόπηση του πεδίου | 16 |
| 1.1 Εισαγωγή..... | 16 |
| 1.2 Σκόπιμες Ηλεκτρομαγνητικές Παρεμβολές | 17 |
| 1.2.1 IEMI πειράματα σε ηλεκτρονικές διατάξεις | 17 |
| 1.2.2 IEMI πειράματα σε συστήματα..... | 22 |
| 1.3 Μικροκύματα Υψηλής Ισχύος – Συμπύεση Μικροκυματικών Παλμών | 25 |
| 1.4 Συμπεράσματα..... | 29 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Μοντελοποίηση Μικροκυματικού Παλμικού Συμπιεστή | 31 |
| 2.1 Εισαγωγή..... | 31 |
| 2.2 Μοντέλο προσομοίωσης κοιλότητας | 31 |
| 2.2.1 Βέλτιστες προϋποθέσεις κατασκευής του MPC..... | 32 |
| 2.2.2 Φόρτιση MPC | 36 |
| 2.2.3 Υπολογισμός μόνιμης κατάστασης overcoupling..... | 41 |
| 2.2.3.1 Υπολογισμός βέλτιστου συντελεστή σύζευξης..... | 42 |
| 2.2.3.2 Υπολογισμός κέρδους κοιλότητας | 43 |
| 2.3 Υπολογισμοί μόνιμης και μεταβατικής κατάστασης: Βέλτιστες παράμετροι β, X, L | 44 |
| 2.4 Υπολογισμοί της μεταβατικής κατάστασης της κοιλότητας | 48 |
| 2.4.1 Υπολογισμός του κέρδους της κοιλότητας | 48 |
| 2.4.2 Υπολογισμός ανακλώμενου κύματος της κοιλότητας | 49 |
| 2.4.3 Υπολογισμός της αποθηκευμένης ενέργειας της κοιλότητας | 51 |
| 2.5 Συμπεράσματα | 55 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Πειραματική Μελέτη | 57 |
| 3.1 Εισαγωγή..... | 57 |
| 3.2 MPC Πειράματα-Μετρήσεις | 57 |
| 3.2.1 Εργαστηριακή Τοπολογία..... | 57 |
| 3.2.2 Μετρήσεις MPC Κοιλοτήτων διαφορετικού συντελεστή Σύζευξης | 59 |
| 3.3 Συμπεράσματα..... | 65 |

| | |
|---|-----------|
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Συμπεράσματα - Προτάσεις | 66 |
| 4.1 Εισαγωγή..... | 66 |
| 4.2 Προεκτάσεις-Προτάσεις | 67 |
| ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ - ΠΗΓΕΣ | 67 |
| ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ | 73 |
| Παράρτημα Α1 | 73 |
| Παράρτημα Α2 | 80 |
| Παράρτημα Α3 | 87 |

Αντικείμενο, ερευνητικά ερωτήματα και διάρθρωση της εργασίας

Αντικείμενο

Οι σκόπιμες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (Intentional Electromagnetic Interference, IEMI) αποτελούν δυνητικό κίνδυνο για τις σύγχρονες κοινωνίες, διότι η εύρυθμη λειτουργία τους βασίζεται σε μεγάλο βαθμό σε τεχνολογικά σύγχρονες υποδομές. Αυτές με τη σειρά τους περιέχουν ηλεκτρονικές διατάξεις, οι οποίες είναι ζωτικές για τη λειτουργία τους [1]. Μελέτες ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας έχουν αποδείξει ότι η ακτινοβολία ισχυρών ηλεκτρομαγνητικών πεδίων σε ηλεκτρονικές διατάξεις μπορεί να προκαλέσει την καταστροφή τους ή τη σημαντική διαταραχή της λειτουργίας τους [2]-[11],[19]-[43]. Στο βαθμό κατά τον οποίο οι ακτινοβολούμενες ηλεκτρονικές διατάξεις εντάσσονται και καθορίζουν τη λειτουργία ευρύτερων υποδομών, η εξουδετέρωσή τους οδηγεί έμμεσα στην κατάρρευση των υποδομών αυτών. Ειδικότερα, οι επιπτώσεις από την κατάρρευση των λεγόμενων κρίσιμων υποδομών (Critical Infrastructures) είναι εκτεταμένες και μπορούν να οδηγήσουν σε απορρύθμιση της λειτουργίας των σύγχρονων κοινωνιών. Για παράδειγμα, η διαταραχή της λειτουργίας συστημάτων μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας μπορεί να οδηγήσει σε κατάρρευση του δικτύου παροχής ηλεκτρικής ενέργειας [1]. Σε αυτό το πλαίσιο, η μελέτη του επίπεδου ατρωσίας των ηλεκτρονικών διατάξεων από σκόπιμες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές καθώς και η ανάπτυξη τεχνικών θωράκισής τους αποτελούν κρίσιμα και ενδιαφέροντα τεχνικά ζητήματα.

Η αντιμετώπιση των σκόπιμων ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών ως πιθανό κίνδυνο αποτελεί μία πτυχή του ζητήματος, η οποία αφορά την κακόβουλη χρήση συστημάτων ικανών να παράξουν ισχυρά ηλεκτρομαγνητικά πεδία. Μία συμπληρωματική πτυχή αποτελεί το ενδεχόμενο να χρησιμοποιηθούν οι σκόπιμες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές ως μέσο άμυνας απέναντι στην κακόβουλη χρήση της σύγχρονης ηλεκτρονικής τεχνολογίας. Σε αυτήν την περίπτωση, το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στη δυνατότητα παραγωγής και εκπομπής ισχυρών ηλεκτρομαγνητικών πεδίων προκειμένου να απενεργοποιηθούν ή και να καταστραφούν οι κρίσιμες ηλεκτρονικές διατάξεις εχθρικών συστημάτων. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η διακοπή της εναέριας κυκλοφορίας σε μεγάλα αεροδρόμια λόγω πτήσεων drone εντός της ζώνης απαγόρευσης εναέριας κυκλοφορίας και η αναγκαιότητα να αποτραπούν τέτοιου είδους απειλές [11].

Οι διαθέσιμες πηγές στη βιβλιογραφία αποδεικνύουν ότι η δυνατότητα πρόκλησης σοβαρών διαταραχών στις ηλεκτρονικές διατάξεις, απαιτεί την ακτινοβολία τους με ηλεκτρομαγνητικά πεδία έντασης της τάξης των μερικών ή δεκάδων kV/m [1]-[11],[19]-[43]. Η δυνατότητα παραγωγής τόσο ισχυρών ηλεκτρομαγνητικών πεδίων θέτει μία σειρά από σοβαρά τεχνολογικά ζητήματα, τα οποία εύλογα ανακύπτουν λόγω των υψηλών απαιτήσεων για την παραγωγή και ακτινοβολία ηλεκτρομαγνητικών

κυματομορφών υψηλής ισχύος και ενέργειας. Το ευρύτερο επιστημονικό και τεχνολογικό πεδίο στο οποίο εντάσσεται η μελέτη και η ανάπτυξη των προαναφερόμενων συστημάτων συνηθίζεται να αναφέρεται ως Μικροκύματα Υψηλής Ισχύος (High Power Microwaves, HPM) [37], διότι στη συντριπτική τους πλειοψηφία τα συστήματα αυτά αναπτύσσονται σε RF και μικροκυματικές συχνότητες.

Οι HPM τεχνολογίες περιλαμβάνουν ένα μεγάλο εύρος στρατηγικών παραγωγής ηλεκτρομαγνητικών κυματομορφών με ισχύ κορυφής έως και την τάξη των GW. Προφανώς είναι τεχνολογικά δύσκολη και ίσως οικονομικά ασύμφορη η χρήση μικροκυματικών πηγών τόσο μεγάλης ισχύος. Για να υπερβούμε το εμπόδιο αυτό ο μόνος τρόπος είναι να υλοποιήσουμε μια στρατηγική που περιλαμβάνει μικρότερης ισχύος μικροκυματική πηγή, και παράγει στην έξοδο παλμό μεγαλύτερης τάξης. Ανάμεσα σε αυτές τις στρατηγικές, οι τεχνικές Συμπίεσης Μικροκυματικών Παλμών (Microwave Pulse Compression, MPC) [38] παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Τυπικά, οι τεχνικές Συμπίεσης Μικροκυματικών Παλμών υλοποιούνται με τη μορφή ενός διακριτού υποσυστήματος, το οποίο μεσολαβεί ανάμεσα στην ενεργή πηγή και την κεραία. Το MPC υποσύστημα τροφοδοτείται στην είσοδό του με ένα παλμό μεγάλης διάρκειας (της τάξης των μs) και σχετικά χαμηλού πλάτους. Το αποτέλεσμα στην έξοδο του είναι η παραγωγή ενός παλμού πολλαπλάσιου πλάτους και υποπολλαπλάσιας διάρκειας (της τάξης των ns). Ουσιαστικά, τα MPC συστήματα συμπιέζουν χρονικά την τροφοδοτούμενη ενέργεια κατανέμοντας την στη διάρκεια ενός παλμού μικρής διάρκειας. Με αυτού του είδους την ανακατανομή της ενέργειας στο πεδίο του χρόνου προκύπτει η ενίσχυση του πλάτους κορυφής του εξερχόμενου παλμού. Η ενίσχυση του παλμού εισόδου κατ' αυτόν τον τρόπο συνηθίζεται να αναφέρεται ως Κέρδος Συμπίεσης (Compression Gain). Το βασικό κίνητρο για τη χρήση των MPC τεχνολογιών είναι η δυνατότητα ενίσχυσης της ισχύος εξόδου των ενεργών πηγών με τη χρήση παθητικών διατάξεων. Η ικανότητα αυτή πηγάζει από το γεγονός ότι οι MPC διατάξεις δεν παράγουν επιπρόσθετη ενέργεια αλλά την κατανέμουν κατάλληλα στο χρόνο.

Μια ειδική κατηγορία MPC διάταξης, η οποία αποτελεί και το αντικείμενο μελέτης στην παρούσα διπλωματική εργασία, αφορά τη χρήση κυματοδηγικών μικροκυματικών κοιλοτήτων για την αποθήκευση ενέργειας και την μετέπειτα ταχεία εξαγωγή της [39]-[43]. Η εξέλιξη των συσκευών που βασίζονται σε MPC, προς υψηλότερα επίπεδα ισχύος, περιλαμβάνει τη χρήση αντηχείων υψηλότερου συντελεστή ποιότητας Q σε συνδυασμό με ενεργές πηγές HPM ικανές να παράγουν υψηλότερη ισχύ. Η αύξηση του συντελεστή ποιότητας μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση αποδοτικών γεωμετρικών κοιλοτήτων που παρουσιάζουν χαμηλές απώλειες. Η χρήση μεγάλων κοιλοτήτων [54], σύνθετων κυλινδρικών προφίλ διατομής κυματοδηγού [55], τεχνικών μετασχηματισμού ρυθμού λειτουργίας για τη μετάδοση των ηλεκτρομαγνητικών [56] και ακόμη και η χρήση κρυογονικών τεχνικών [57] είναι μερικές από τις ερευνητικές διαδρομές που έχουν διερευνηθεί μέχρι στιγμής. Ωστόσο, η αύξηση του συντελεστή Q της κοιλότητας παρατείνει το χρόνο φόρτισης της κοιλότητας και έρχεται σε αντίθεση με τη γενική τάση των παλμικών πηγών HPM να επιδεικνύουν περιορισμένες διάρκειες παλμού εξόδου. Σε αυτό το πλαίσιο, η ισορροπία μεταξύ αυτών των αντίθετων τάσεων συντελεί ένα ζήτημα που πρέπει να επιλυθεί βέλτιστα. Στη βιβλιογραφία [43] αποδεικνύεται ότι σε τέτοιες περιπτώσεις, η λειτουργία της κοιλότητας σε κρίσιμες συνθήκες σύζευξης αποτελεί μια

υποβέλτιστη επιλογή σχεδιασμού σε σχέση με την απόδοση αποθήκευσης. Συγκεκριμένα, η [43] δείχνει ότι η χρήση ισχυρότερης ζεύξης (υπερσύζευξη) επιτυγχάνει υψηλότερη απόδοση αποθήκευσης σε σύγκριση με αυτήν που επιτυγχάνεται υπό κρίσιμες συνθήκες σύζευξης. Ο βέλτιστος συντελεστής σύζευξης κοιλότητας εξαρτάται από τη διάρκεια παλμού της ισχύος μετάδοσης κίνησης και απαιτεί επανασχεδιασμό της κοιλότητας.

Ερευνητικά Ερωτήματα

Οι ερευνητικοί στόχοι της παρούσας διπλωματικής εργασίας αφορούν το ζήτημα της βέλτιστης σχεδίασης ενός κυματοδηγικού μικροκυματικού συμπιεστή, ο οποίος οδηγείται με παλμούς μικρότερης διάρκειας από αυτήν που απαιτείται για την πλήρη φόρτιση του κοιλότητας.

Ειδικότερα, οι πηγές υψηλής ισχύος λόγω ενεργειακών περιορισμών προσφέρουν παλμούς με πεπερασμένη διάρκεια. Στις περιπτώσεις κατά τις οποίες η διάρκεια του παλμού τροφοδοσίας είναι μικρότερη από το χρόνο φόρτισης, η μεγιστοποίηση της αποθηκευμένης ενέργειας επιτυγχάνεται με επανασχεδίαση της MPC κοιλότητας. Η επανασχεδίαση της MPC κοιλότητας έχει ως σκοπό να επιταχύνει το ρυθμό αποθήκευσης, έτσι ώστε στην πεπερασμένη διάρκεια του παλμού τροφοδοσίας να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή αποθήκευση ενέργειας. Για να επιτευχθεί αυτός ο σκοπός, μπορεί να ενισχυθεί η σύζευξη (overcoupling) ανάμεσα στην κοιλότητα και την πηγή, γεγονός το οποίο ταυτίζεται με την αύξηση των απωλειών διαρροής προς την πηγή [43]. Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας θα μελετηθεί θεωρητικά η σχέση μεταξύ του συντελεστή σύζευξης (coupling factor) και του ρυθμού αύξησης της αποθηκευμένης ενέργειας. Από τα αποτελέσματα της θεωρητικής προσέγγισης θα προκύψει η βέλτιστη τιμή του συντελεστή σύζευξης για διαφορετικής διάρκειας παλμούς τροφοδοσίας. Στη συνέχεια, θα πραγματοποιηθεί πειραματική μελέτη προκειμένου να επιβεβαιωθούν οι θεωρητικές προβλέψεις.

Μεθοδολογία Έρευνας

Η μεθοδολογία της έρευνας περιλαμβάνει τις εξής επιμέρους συνιστώσες:

- α) Ανασκόπηση της βιβλιογραφίας σε ότι αφορά: ι) τα ερευνητικά αποτελέσματα από IEMI πειράματα ακτινοβολίας σε ηλεκτρονικές διατάξεις ή συστήματα τα οποία περιλαμβάνουν ηλεκτρονικές διατάξεις και ιι) ερευνητικά αποτελέσματα σε σχέση με τη σχεδίαση και την κατασκευή διατάξεων MPC.
- β) Χρήση μοντέλων προσομοίωσης και σχεδίασης MPC κοιλοτήτων, τα οποία είναι διαθέσιμα στη βιβλιογραφία, με τροποποιήσεις όπου αυτό είναι απαραίτητο για την παραγωγή και αξιολόγηση αριθμητικών αποτελεσμάτων σχετικών με τα ερευνητικά ερωτήματα.
- γ) Πειραματικές μελέτες επιβεβαίωσης των θεωρητικών προβλέψεων για τα ερευνητικά ερωτήματα.

Αναφορικά με τους πόρους που είναι απαραίτητοι για την εκπόνηση της έρευνας εκτιμάται ότι θα χρησιμοποιηθούν τα εξής:

α) οι αριθμητικοί υπολογισμοί θα υποστηριχθούν με ανάπτυξη κώδικα σε περιβάλλον Matlab καθώς και με ανάπτυξη μοντέλων προσομοίωσης στο περιβάλλον CST Microwave Studio..

β) οι πειραματικές μελέτες θα υποστηριχθούν από υλικά, εξοπλισμό και υποδομές οι οποίες είναι διαθέσιμες από το Ερευνητικό Εργαστήριο Ασύρματων-Οπτικών Διατάξεων και Δικτύων Επικοινωνιών του Τμήματος Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών, ΠΑΔΑ. Ειδικότερα, οι ανάγκες της πειραματικής μελέτης περιλαμβάνουν τη χρήση:

β1) Κυματοδηγικών στοιχείων WR650.

β2) Εξοπλισμό για την παραγωγή και ακτινοβολία συμπιεσμένων παλμών, όπως RF αναλογική γεννήτρια, ενισχυτής οδεύοντος κύματος 1 kW και κατευθυντική κεραία.

β3) Μετρητικός εξοπλισμός όπως ψηφιακός παλμογράφος, διανυσματικός αναλυτής και αισθητήρες μέτρησης πεδίου.

Δομή Εργασίας

Η διπλωματική εργασία οργανώνεται ως εξής:

Το Κεφάλαιο 1 περιλαμβάνει την ανασκόπηση της διαθέσιμης βιβλιογραφίας καλύπτοντας δύο θεματικές ενότητες: α) πειραματικές μελέτες σχετικές με την ηλεκτρομαγνητική ατρωσία ηλεκτρονικών διατάξεων-συστημάτων σε ακτινοβολούμενες IEMI κυματομορφές, β) διατάξεις κυματοδηγικών MPC κοιλιοτήτων.

Το Κεφάλαιο 2 περιλαμβάνει την παρουσίαση μοντέλου προσομοίωσης των κυματοδηγικών MPC κοιλιοτήτων, το οποίο βασίζεται στη θεωρία των γραμμών μεταφοράς. Με τη χρήση του συγκεκριμένου μοντέλου, θα παραχθούν αριθμητικά αποτελέσματα, προκειμένου να εξαχθούν αξιολογικά συμπεράσματα, αναφορικά με τα ερευνητικά ερωτήματα που θέτει η διπλωματική εργασία.

Το Κεφάλαιο 3 περιλαμβάνει την παρουσίαση των πειραματικών μελετών και την αξιολόγηση των αποτελεσμάτων τους.

Το Κεφάλαιο 4 περιέχει τα συμπεράσματα που προκύπτουν από τους θεωρητικούς υπολογισμούς και τα πειραματικά αποτελέσματα, καθώς και προτάσεις για μελλοντικές επεκτάσεις με αφετηρία την παρούσα εργασία.

1.1. Εισαγωγή

Στα πλαίσια του πρώτου Κεφαλαίου πραγματοποιείται η βιβλιογραφική ανασκόπηση της έρευνας σε δύο θεματικές ενότητες, οι οποίες αποτελούν την αφετηρία της ερευνητικής μελέτης της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Συγκεκριμένα, στην Ενότητα 1.2, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από πειράματα ηλεκτρομαγνητικής ατρωσίας με τη χρήση IEMI κυματομορφών. Στην Ενότητα 1.3, παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας των διατάξεων συμπίεσης μικροκυματικών παλμών, δίνοντας έμφαση στις διατάξεις των κυματοδηγικών κοιλοτήτων συμπίεσης μικροκυματικών παλμών. Ειδικότερα για τις τελευταίες διατάξεις, παρουσιάζεται η προϋπάρχουσα ερευνητική δραστηριότητα. Τέλος, στην ενότητα 1.4 συνοψίζονται τα βασικά συμπεράσματα που προκύπτουν από τη μελέτη της βιβλιογραφίας.

Προτού γίνει η αναφορά στα πειράματα ηλεκτρομαγνητικής ατρωσίας κρίνεται ως σημαντική μια σύντομη ανασκόπηση των ηλεκτρομαγνητικών πηγών υψηλής ενέργειας σύμφωνα με το εύρος του παραγόμενου παλμού τους. Υπάρχουν διάφοροι τύποι ΗΡΜ πηγών, με χαρακτηριστικά παραδείγματα τις πηγές klystron, magnetron, gyrotron, vircator και άλλες. Μια ΗΡΜ πηγή έχει ως κύρια χαρακτηριστικά της το επίπεδο της εκπεμπόμενης ισχύος, την απόδοση, το εύρος ζώνης, τη συχνότητα, τη διάρκεια παλμοσειράς, τη συχνότητα επανάληψης παλμών, το μέγεθος της συσκευής και τέλος, τη δυνατότητα συντονισμού [12]-[14]. Για να γίνει περισσότερο κατανοητό το μέγεθος της απειλής προς τον ηλεκτρονικό εξοπλισμό, γίνεται αναφορά στις δύο μεγάλες κατηγορίες ηλεκτρομαγνητικού περιβάλλοντος, αναφορικά με το εύρος ζώνης, που δύναται να προκαλέσουν λειτουργικά προβλήματα σε εκτεθειμένο εξοπλισμό. Αυτές αφορούν την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία στενής (narrowband) και ευρείας (wideband) ζώνης [15]. Οι κυματομορφές στενής και ευρείας ζώνης μπορούν να επηρεάσουν ένα ηλεκτρονικό σύστημα είτε μέσω ακτινοβολούμενων πεδίων είτε μέσω της αγωγιμότητας των καλωδίων.

Ένα σήμα στενής ζώνης έχει στιγμιαίο εύρος ζώνης μικρότερο του 1% της κεντρικής συχνότητας. Οι ηλεκτρομαγνητικές απειλές στενής ζώνης συνήθως χαρακτηρίζονται από πολύ υψηλή ενέργεια, καθώς η ενέργεια συγκεντρώνεται σε ένα πολύ στενό φάσμα συχνοτήτων. Συγκεκριμένα, η πηγή ενδείκνυται να έχει σταθερή συχνότητα, δηλαδή εύρος ζώνης μικρότερο του 1%, διάρκεια παλμοσειράς 100 ns κατά προσέγγιση, εύρος συχνοτήτων λειτουργίας 1 GHz έως 3 GHz και απόδοση μεγαλύτερη του 20% [16]. Σε πρόσφατη ερευνητική εργασία [17], γίνεται συνοπτική αναφορά στις υπάρχουσες ΗΡΜ πηγές στενής ζώνης, στις εξελίξεις και στους φυσικούς περιορισμούς αυτών, που εμποδίζουν την περαιτέρω αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος. Ένας από τους περιορισμούς αυτούς είναι η ηλεκτρική εκκένωση εξαιτίας του δημιουργούμενου

πλάσματος από το ιονισμένο αέριο λόγω του εφαρμοζόμενου ηλεκτρομαγνητικού πεδίου [18]. Γενικά οι απαιτήσεις που προκύπτουν από τον επιστημονικό χώρο, αλλά και σε επίπεδο εφαρμογών, οδηγούν στην ανάπτυξη τεχνολογιών HPM στενής ζώνης που χρησιμοποιούν συνδυασμό ισχύος, μεγάλης διάρκειας ζωής, σταθερότητας και συμπαγούς κατασκευής. Ωστόσο, είναι δύσκολη η ταυτόχρονη ικανοποίηση όλων των απαιτήσεων.

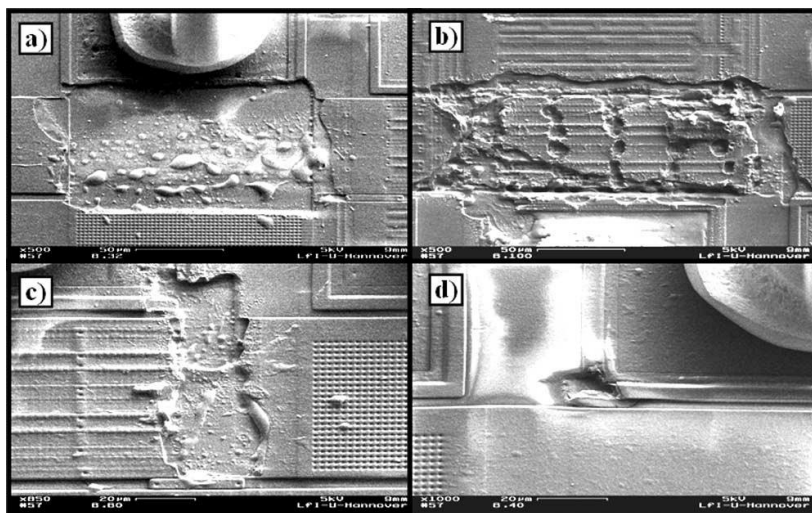
Μια κυματομορφή ευρείας ζώνης προϋποθέτει ότι καλύπτει ένας μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων γύρω από την κεντρική συχνότητα, με εύρος ζώνης έως και 10% [19]. Μια υποκατηγορία των σημάτων ευρείας ζώνης είναι τα σήματα ultra-wideband (UWB). Ως κατευθυνόμενο ενεργειακό όπλο, το UWB προσφέρει την προοπτική διάθεσης υψηλών ηλεκτρικών πεδίων σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων για να εκμεταλλευτεί τους μηχανισμούς σύζευξης και τις εσωτερικές ηλεκτρονικές ευπάθειες σε συχνότητες που δεν είναι γνωστές εκ των προτέρων. Το μειονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι ότι κατά την κατανομή της ενέργειας σε μια ευρεία ζώνη συχνοτήτων, η ενέργεια που διατίθεται είναι αρκετά μικρότερη από την ενέργεια που συγκεντρώνει ένας παλμός μιας συχνότητας, η οποία είναι της τάξης των χιλιάδων Volts/meter. Δεδομένου αυτού, τα σήματα UWB συνήθως, προκαλούν προβλήματα στη λειτουργία του ηλεκτρονικού εξοπλισμού, τα οποία είναι αναστρέψιμα. Αντίθετα, τα σήματα στενής ζώνης είναι πιο πιθανό να προκαλέσουν μόνιμη βλάβη. Αυτό συμβαίνει διότι, η ποσότητα της ενέργειας που πράγματι συζευγνύεται σε ένα σύστημα, μειώνεται κατά τον λόγο του εύρους ζώνης σύζευξης (coupling), διαιρούμενο με το εύρος ζώνης του συστήματος UWB ή από το άθροισμα τέτοιων λόγων εάν πολλαπλές ζώνες σύζευξης είναι διαθέσιμες σε όλο το εύρος ζώνης του συστήματος. Πολλά στρατιωτικά μέσα και πολιτικά συστήματα, όπως πυρηνικοί σταθμοί ηλεκτροπαραγωγής, εγκαταστάσεις επικοινωνιών και άλλες κρίσιμες υποδομές της κοινωνίας, είναι πιθανώς ευάλωτα στις επιπτώσεις των UWB ακτινοβολιών, οι οποίες περιλαμβάνουν αν όχι την καταστροφή, τότε τη διακοπή ή την εμπλοκή της λειτουργίας τους [14].

1.2. Σκόπιμες Ηλεκτρομαγνητικές Παρεμβολές

1.2.1. IEMI Πειράματα σε Ηλεκτρονικές Διατάξεις

Κατά την ανάλυση των επιπτώσεων των IEMI κυματομορφών στις σύγχρονες, πολιτικές και στρατιωτικές υποδομές δίνεται πάντα έμφαση στον ηλεκτρονικό εξοπλισμό. Ο κύριος λόγος για αυτό, οφείλεται στο γεγονός ότι είναι δύσκολο να φανταστούμε τη λειτουργία των κύριων δομών της χώρας, χωρίς τη χρήση μικροεπεξεργαστών και ηλεκτρονικών υπολογιστικών δομών. Όσον αφορά τα διακριτά ηλεκτρονικά εξαρτήματα, όπως δίοδοι, τρανζίστορ, πυκνωτές, αντιστάσεις κ.λπ., η αστοχία που προκύπτει από την ακτινοβολία ενός ηλεκτρομαγνητικού παλμού οφείλεται στη διάσπαση της εσωτερικής του δομής, υπό μια εφαρμοζόμενη ανάστροφη τάση ή ενός ορθού ρεύματος που υπερβαίνει συγκεκριμένες τιμές κατωφλίου. Υπάρχουν δύο τύποι δυσλειτουργίας σε μονάδες ημιαγωγών και σε δομικές ηλεκτρονικές μονάδες, η αναστρέψιμη και η μη αναστρέψιμη [2].

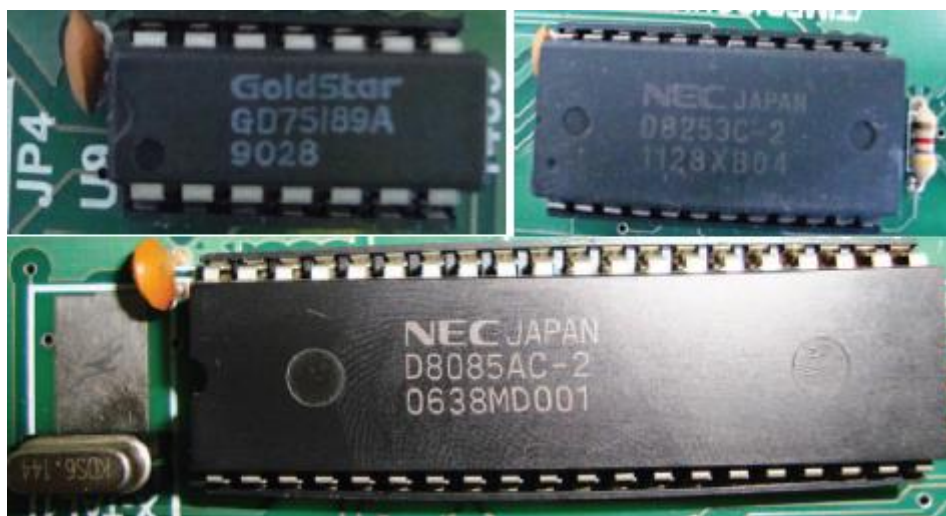
Σε περίπτωση αναστρέψιμης βλάβης, γίνεται λόγος για λειτουργική διαταραχή (θόρυβος, ψευδείς πληροφορίες κλπ), και δεν υπάρχει φυσική ζημιά και καταστροφή στην εσωτερική δομή μιας συσκευής ημιαγωγών ή ενός μικροτσίπ. Η λειτουργικότητά του μπορεί να αποκατασταθεί πλήρως, είτε αυτόματα μετά από κάποια καθυστέρηση ή χειροκίνητα μετά την επανεκκίνηση του συστήματος. Από την άλλη, η μη αναστρέψιμη βλάβη, σημαίνει καταστροφή της δομικής ηλεκτρονικής μονάδας. Αυτό σημαίνει φυσική ζημιά στην εσωτερική δομή του ημιαγωγού, δηλαδή της p-n επαφής ή διάτρηση της μόνωσης μεταξύ διακριτών στοιχείων του ολοκληρωμένου συστήματος, όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 1- 1 [20], [21].



Εικόνα 1- 1 Μικροσκοπική ανάλυση της μη αναστρέψιμης βλάβης σε επίπεδο chip. Σε χαμηλές εντάσεις πεδίου δομικά στοιχεία του chip, όπως δίοδοι ή τρανζίστορ, παρουσιάζουν καταστροφή εξαιτίας σπινθηρισμών (b). Με την αύξηση της έντασης του πεδίου λιώνουν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και οι ενσύρματες συνδέσεις (a,c,d). [21]

Η Εικόνα 1- 1 είναι αποτέλεσμα πειραμάτων που διεξήχθησαν σε διάφορους επεξεργαστές Intel, με μέγιστη ένταση εφαρμοζόμενων παλμών από 10 έως 1000 kV/m, για διάφορα μήκη παλμών και χρόνους ανόδου. Οι υπολογιστές που δοκιμάστηκαν λειτουργούσαν χωρίς καμία εξωτερική θωράκιση, περιφερειακά εξαρτήματα ή καλωδίωση, αλλά σε ελάχιστη διαμόρφωση, που αποτελούταν από την κύρια πλακέτα, τον επεξεργαστή, τη μνήμη Random Access Memory (RAM) και την παροχή ηλεκτρικού ρεύματος. Παρατηρείται ότι οι πρώτες αστοχίες για τα AT (Advanced Technology) συστήματα παρουσιάζονται για ένταση μεγαλύτερη των 12.3 kV/m, ενώ τα ATX (Advanced Technology Extended) συστήματα, τα οποία είναι μεταγενέστερα, αστοχούν για ένταση μεγαλύτερη των 3.2 kV/m. Η ευπάθεια των υπολογιστικών συστημάτων αυξάνεται ραγδαία στις πιο πρόσφατες γενιές υπολογιστών, εξαιτίας της γεωμετρικής αύξησης των τρανζίστορ και επομένως τη σμίκρυνση των συσκευών και των δομικών τους μονάδων. Αυτή η σμίκρυνση σε επίπεδο εξαρτημάτων και οι χαμηλές τάσεις και ρεύματα λειτουργίας τους έχει αυξήσει την πιθανότητα παρεμβολής από διάφορες ηλεκτρομαγνητικές πηγές υψηλής ισχύος. Τη τοποθέτηση αυτή υποστηρίζουν και άλλες

ερευνητικές εργασίες [6],[22]-[23] στις οποίες μελετήθηκαν τα επίπεδα ενέργειας που απαιτείται για να προκληθεί λειτουργική αναστάτωση ή μόνιμη βλάβη.



Εικόνα 1- 2 Καταστραμμένος μικροεπεξεργαστής από επαγόμενο ρεύμα που προκλήθηκε από ηλεκτρομαγνητικό παλμό με ένταση 50 kV/m (15ns/70 ns). [23]

Παρατηρείται από τα πειράματα πως οι περισσότερες συσκευές παρουσιάζουν αστοχίες όταν ακτινοβολούνται με ένταση της τάξης μερικών kV/m. Επίσης, μια παρεμβολή είναι συνήθως πιο αποτελεσματική σε χαμηλές συχνότητες (L και S band) σε σύγκριση με πιο υψηλές συχνότητες [6], [15]. Σύμφωνα με την [24] η μέση ένταση ηλεκτρικού πεδίου για τη σύζευξη με στόχους για σκόπιμες παρεμβολές θα ήταν περίπου 9 kV/m. Αναφέρεται ότι, ανάλογα με την κεραία που χρησιμοποιεί μια συσκευή υπάρχει δυνατότητα παρεμβολής ηλεκτρονικών σε διάφορες αποστάσεις ανάλογα με την ένταση του πεδίου, αλλά και την πηγή που τις τροφοδοτεί. Για παράδειγμα, οι κεραίες halfTEM (half Transverse Electromagnetic) θα επηρεάσουν σε απόσταση μόνο έως 6 μέτρα, ενώ μια κεραία halfIRA (half Impulse Radiating Antenna) μπορεί να επηρεάσει και στα 600 μέτρα. Επιπλέον όσον αφορά την απόσταση, η εξάρτηση της αποτελεσματικότητας της front door σύζευξης τόσο στη διαταραχή όσο και στην μόνιμη καταστροφή ενός συστήματος, από την απόσταση της πηγής και του ακτινοβολούμενου συστήματος, είναι μεγαλύτερη από την back door σύζευξη (κυρίως σε μικροκυματικές συχνότητες). Η σύζευξη από την πηγή HPM στη θύρα κεραίας του δέκτη εκτιμήθηκε και συγκρίθηκε με αποτελέσματα που βασίζονται στην εμπειρία της ευαισθησίας παρόμοιων δεκτών. Το αποτέλεσμα αυτής της εκτίμησης ήταν ότι ο δέκτης μπορεί να υποστεί μόνιμη βλάβη σε επίπεδο εξωτερικού πεδίου περίπου 2 kV/m [6], [15], [25]. Αντίστοιχα στην έρευνα [4], τα επίπεδα ευαισθησίας πλακετών μικροεπεξεργαστών διακρίνονται ανάλογα με τρόπο παραγωγής του ισχυρού ηλεκτρομαγνητικού παλμού και εντοπίζονται σε επίπεδο 100 V/m (HPM), kV/m (UWB) και μερικών δεκάδων kV/m (EMP). Τα τυπικά επίπεδα για μόνιμη βλάβη που αναφέρονται στην έρευνα [6] είναι περίπου 15–20 kV/m. Μια ακραία εξαίρεση από αυτό το επίπεδο παρατηρήθηκε για μια επίπεδη οθόνη υπολογιστή σε επίπεδο τόσο χαμηλό όσο 100 V/m, με συχνότητα επανάληψης παλμών 1 kHz και συχνότητα 140 MHz. Ωστόσο, ο κύκλος λειτουργίας ήταν σε αυτήν την περίπτωση 50%,

δηλαδή το μήκος παλμού ήταν τόσο μεγάλο όσο 0,5 ms. Η κρίσιμη τιμή έντασης την οποία πρέπει να ξεπεράσει ένα πεδίο ώστε να προκαλέσει μόνιμη βλάβη, φαίνεται να παρουσιάζει εξάρτηση πεδίου από το μήκος παλμού [4],[6],[22],[26].

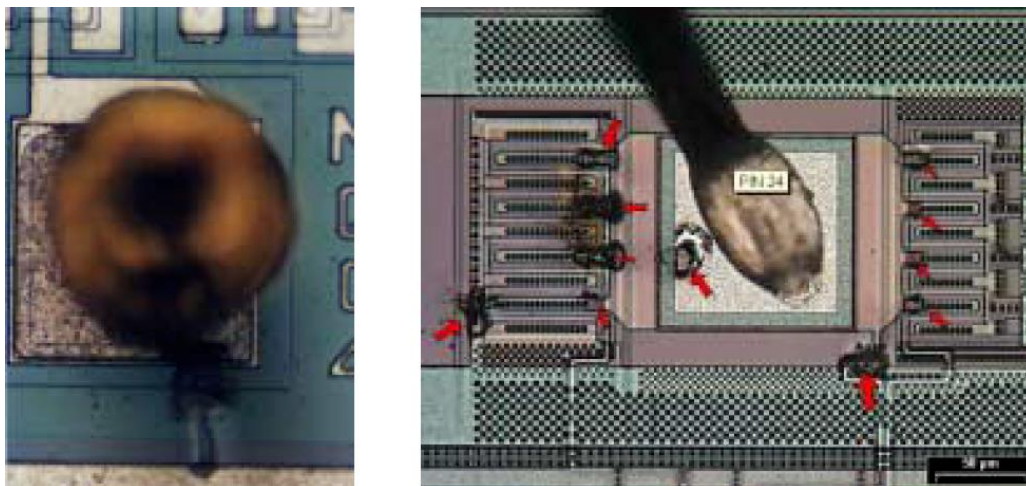
Έτσι, είναι προφανές ότι η ισχύς ενός παλμού ικανού να καταστρέψει τη δομή κάποιου ημιαγωγού θα εξαρτηθεί από τη διάρκεια (πλάτος) αυτού του παλμού. Όσο αυξάνει η διάρκεια του παλμού, το κατώφλι στο οποίο παρουσιάζεται η αστοχία παρουσιάζεται σε πιο χαμηλή τάση. Σχετικά με άλλες παραμέτρους της κυματομορφής όπως, η συχνότητα επανάληψης του παλμού, δεν υπάρχει κάποια ξεκάθαρη σύνδεση [4], [6], [7]. Βέβαια τα πειράματα έγιναν με μέγιστο το 1KHz. Συμπεράσματα μπορούν να βγουν μόνο από στατιστική άποψη, με την έννοια ότι με τη χρήση υψηλής συχνότητας παλμών υπάρχει μεγαλύτερη πιθανότητα να παρεμβάλει μια HPM συσκευή, κάποιο κρίσιμο λειτουργικό κύκλο του συστήματος.

Μια ακόμη παράμετρος που έχει μεγάλη επίδραση στις μελέτες ηλεκτρομαγνητικής ατρωσίας είναι ο χρόνος ανόδου (rise time). Οι παλμοί με ταχύτερους χρόνους ανόδου είναι πολύ πιο επικίνδυνοι από τους παλμούς με μεγαλύτερους χρόνους ανόδου λόγω της φασματικής κατανομής ενέργειας [20]. Για το λόγο αυτό, σύμφωνα με τη μελέτη, το κατώφλι της αναστρέψιμης βλάβης των UWB παλμών προκύπτει έως και 10 kV/m μικρότερο σε σχέση με κυματομορφές με υψηλό χρόνο ανόδου. Όπως αναφέρεται και στις έρευνες [3],[4],[22],[26] σχετικά με την σύγκριση των σημάτων ευρείας ζώνης UWB με λοιπές κυματομορφές, η μέτρηση της επαγόμενης ενέργειας γίνεται όχι με τη συνολική ενέργεια του παλμού, αλλά την ενέργεια σε συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Σε επιπλέον πειράματα που διεξήχθησαν, οι πρώτες αστοχίες ηλεκτρονικών εμφανίζονται με UWB κυματομορφές σε ένταση πεδίου στα 12 kV/m ενώ με High-Altitude Electromagnetic Pulse HEMP παλμούς, στα 30 kV/m. Τέλος, σε πειράματα της [26], προκύπτει το αποτέλεσμα ότι τα HPM σήματα χρειάζονται σε σχέση με τα UWB σήματα, πολλαπλάσια ενέργεια κατά 2 έως και 71 φορές, προκειμένου να έχουν την ίδια αποτελεσματικότητα.

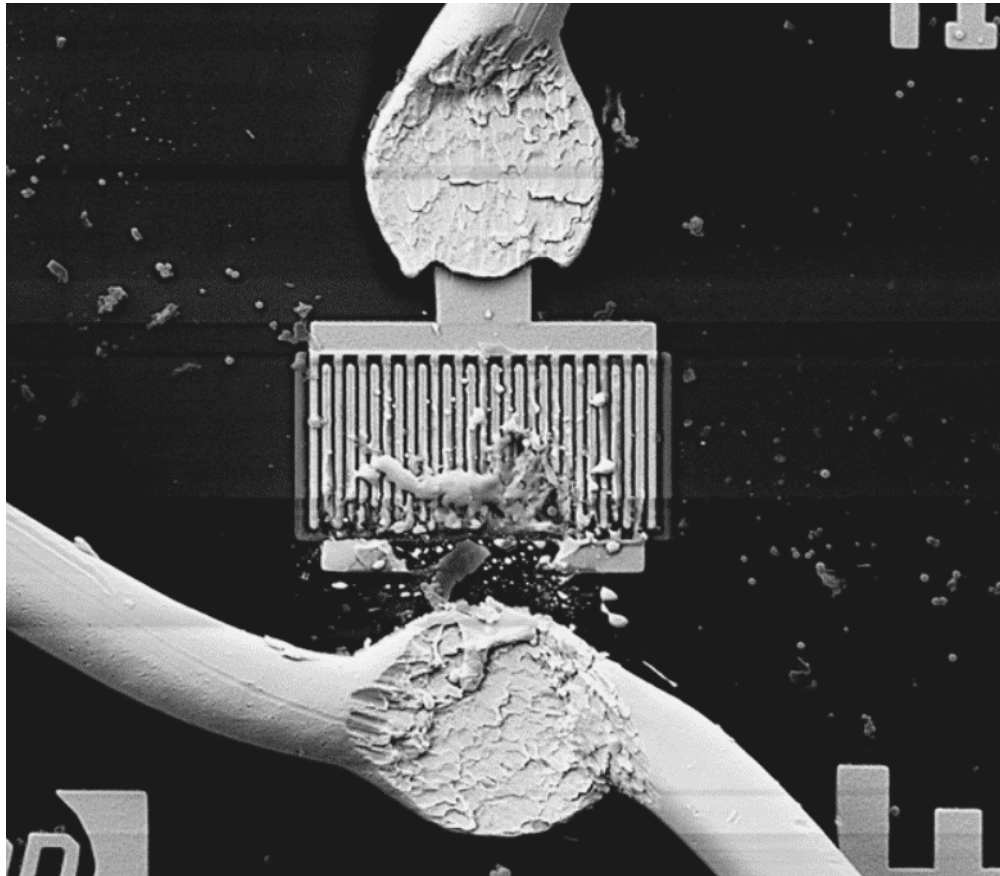
Η αντοχή των ηλεκτρονικών μονάδων, όπως μικροσίπ, στο πεδίο ενός παλμού εξηγείται και από τις μικρές διαστάσεις και αποστάσεις των τερματικών. Οι μικρότερες αποστάσεις έχουν μικρότερη διαφορά δυναμικού μεταξύ των δομικών μονάδων που επηρεάζονται από το πεδίο [6]. Για το λόγο αυτό, όσον αφορά τη μη αναστρέψιμη βλάβη, οι μητρικές πλακέτες που μελετήθηκαν στα πειράματα της [20] είναι πολύ πιο ευαίσθητες από τις συσκευές central processing unit (CPU), RAM ή Basic Input/Output System BIOS, αν και η CPU έχει το μεγαλύτερο βαθμό ολοκλήρωσης. Διότι, η μητρική πλακέτα είναι από τα μεγαλύτερα εξαρτήματα του υπολογιστή και η διαφορά δυναμικού λόγω εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου είναι πολύ μεγαλύτερη από τη διαφορά δυναμικού σε εισόδους και εξόδους άλλων εξαρτημάτων.

Η ηλεκτρομαγνητική ατρωσία μιας ηλεκτρονικής μονάδας φαίνεται να εξαρτάται από πολλές παραμέτρους. Σύμφωνα με την ανασκόπηση της [22], τα θεωρητικά επιχειρήματα σχετικά με μια κατά προσέγγιση περιγραφή του τι συμβαίνει όταν μια ημιαγωγική δομή διόδων και τρανζίστορ αποτυγχάνει, έχουν θεωρητικό και όχι πρακτικό ενδιαφέρον, επειδή το εύρος των παραμέτρων που ελήφθησαν ως αποτέλεσμα των πειραμάτων, ακόμη και για παρόμοιες ομάδες διόδων και τρανζίστορ είναι πολύ μεγάλο.

Η ευαισθησία του ηλεκτρονικού εξοπλισμού εξαρτάται σημαντικά τόσο από τη διασπορά των παραμέτρων των εξαρτημάτων (γεωμετρικός σχεδιασμός, επίπεδα ντόπινγκ, ασυνέχειες του πλέγματος κλπ.), ακόμη και του ίδιου τύπου, όσο και από τη μεταβλητότητα των εξωτερικών συνθηκών και των παραμέτρων πρόσκρουσης ενός παλμού, όπως η πόλωση [6], [8], [23]. Αυτό σημαίνει ότι είναι δύσκολο, έως αδύνατο να προβλεφθεί το επίπεδο ευαισθησίας του ηλεκτρονικού εξοπλισμού. Μια περαιτέρω μελέτη μάλιστα δείχνει ότι το ποσοστό αστοχίας των ηλεκτρονικών μονάδων μπορεί να εξεταστεί και ως πρόβλημα τυχαίας δειγματοληψίας [3]. Ωστόσο, οι ρίζες αυτών των μηχανισμών έχει βρεθεί ότι συνδέονται κυρίως με τη θερμοκρασία της επαφής της διόδου. Επομένως, σε κάποιες περιπτώσεις, η αντιμετώπιση του προβλήματος μπορεί να περιοριστεί σε θερμική ανάλυση από το μοντέλο των Wunsch-Bell [27]. Η καμπύλη Wunsch-Bell εξηγεί τη σχέση της φυσικής αστοχίας σε σχέση με μια κρίσιμη θερμοκρασία (θερμοκρασία τήξης) και αντιμετωπίζει τη σχέση της χρονικής σταθεράς της μεταφοράς θερμότητας με το εφαρμοζόμενο εύρος παλμού. Σε αντίθεση με τη συγκεκριμένη τοποθέτηση στην βιβλιογραφική ανασκόπηση [22], υποστηρίζεται ότι το μοντέλο Wunsch – Bell δεν αντικατοπτρίζει πλήρως τις φυσικές διεργασίες που εκτελούνται σε περίπτωση αστοχίας της ημιαγωγικής δομής. Όταν συμβεί η κατάρρευση της χιονοστιβάδας, σχεδόν όλη η εφαρμοζόμενη τάση πέφτει κατά μήκος της επαφής και μόνο ένα μικρό ποσοστό πέφτει στο συνολικό υλικό. Πτώση τάσης στο συνολικό όγκο παρατηρείται στην περίπτωση όπου υπάρχει πολύ σύντομος παλμός της τάξης των 10-100 ns ή λιγότερο, όπου απαιτείται υψηλό ρεύμα για να προκαλέσει αστοχία. Για μικρά πλάτη παλμών (<100 ns), επικρατεί μια σταθερή ενεργειακή συνθήκη ανεξάρτητη από το πλάτος του παλμού για την έναρξη μιας αστοχίας μιας p-n επαφής. Για παράδειγμα, η αστοχία μικροκυματικών διόδων με διάρκεια παλμού 2–20 ns, παρουσιάζουν εξάρτηση από τη μέγιστη ισχύ του παλμού και όχι από την ενέργεια του [8].



Εικόνα 1- 3 Καταστροφή στοιχείων ενός μικροτσίπ PIC14000 από σπινθηρισμό [5]



Εικόνα 1- 4 Απεικόνιση μη αναστρέψιμης βλάβης σε τρανζίστορ από πειράματα ηλεκτρομαγνητικής ατρωσίας [6]

1.2.2. IEMI Πειράματα σε Συστήματα

Εφόσον έγινε αναφορά των επιπτώσεων των IEMI παρεμβολών σε ηλεκτρονικές μονάδες και διατάξεις, είναι ενδιαφέρον να παρουσιασθούν και τα αποτελέσματα αυτού του είδους παρεμβολών και σε πιο ολοκληρωμένα συστήματα, όπως δίκτυα, αυτοκίνητα και drones. Η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια που συνδέεται σε ένα σύστημα μέσω κεραιών, μέσω διεισδύσεων ή απευθείας στην καλωδίωση του εσωτερικού κυκλώματος λόγω ανοιγμάτων μπορεί να υποβαθμίσει την απόδοση του συστήματος. Μάλιστα, ηλεκτρονικά όπως ηλεκτρικά ρολόγια, κινητά τηλέφωνα, τηλεοράσεις ή υπολογιστές παρουσιάζουν μόνιμη βλάβη όταν εκτίθενται σε ισχυρά ακτινοβολούμενα HPM πεδία[8].

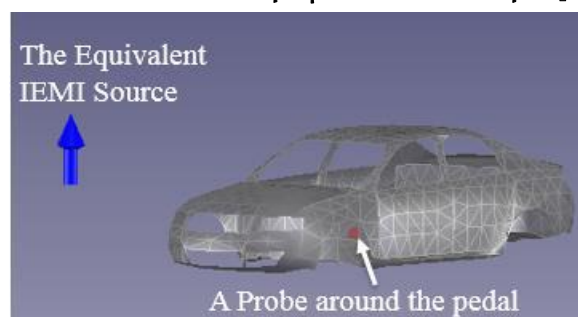
Η ανάλυση που έγινε σε υπολογιστές και τοπικά δίκτυα (Local Area Network-LAN, Wireless Local Area Network-WLAN κλπ.) τα οποία χρησιμοποιούσαν καλώδια από 7 έως 60 μέτρα, απέδειξε ότι μπορούν να επάγουν ρεύμα σε υψηλά επίπεδα της τάξης των 100-700 A, με αποτέλεσμα να καθιστούν τα συστήματα εκτός λειτουργίας [22]. Οι τεχνολογίες WLAN πρέπει να χρησιμοποιούνται με προσοχή, καθώς ένα σημείο πρόσβασης υπέστη ζημιά μόνο στα 175 V/m. Οι δοκιμές με υψηλούς Η/Μ παλμούς απέδειξαν ότι ολόκληρο το LAN δίκτυο είναι επιρρεπές σε διαταραχές, όταν ακτινοβολείται με ένταση πεδίου μεγαλύτερη των 2 kV/m. Η χρήση τέτοιων HPM παλμών μπορεί να θεωρηθεί ως επίθεση άρνησης υπηρεσιών (Denial-of-Service attack “DoS”) διότι

μετά τα 4 kV/m τόσο για σε συχνότητα 1,3 GHz όσο και σε 2,86 GHz, το δίκτυο δεν μπορούσε να εξυπηρετήσει καμία σύνδεση. Η φυσική βλάβη των εξαρτημάτων ξεκίνησε από τα 8 kV/m, ενώ στα για ισχύ πεδίου άνω των 12 kV/m σημειώθηκε τεράστια ζημιά στον εξοπλισμό [1].

Έχουν διεξαχθεί πολυάριθμες έρευνες σχετικά με τις καταστροφικές συνέπειες των επιθέσεων IEMI και σε αυτοκίνητα [28], [29]. Ειδικότερα, με την αυξανόμενη χρήση των ηλεκτρονικών για τον έλεγχο των σύγχρονων αυτοκινήτων, από τη διαχείριση του κινητήρα έως την αυτόματη οδήγηση χωρίς οδηγό, η σκόπιμη ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή IEMI είναι μια αυξανόμενη απειλή, ικανή να προκαλέσει τραυματισμούς ή θανάτους. Στην έκθεση [30], μεταξύ 37 αυτοκινήτων που δοκιμάστηκαν σε περιβάλλον ηλεκτρομαγνητικού παλμού (EMP), τρία αυτοκίνητα σταμάτησαν σε ένταση πεδίου 30 kV/m ή μεγαλύτερη, είκοσι πέντε αυτοκίνητα παρουσίασαν δυσλειτουργίες και τα ηλεκτρονικά στο ταμπλό ενός αυτοκινήτου υπέστησαν μόνιμη ζημιά. Για την διευκόλυνση της μελέτης του φαινομένου, επειδή οι ηλεκτρομαγνητικές πηγές υψηλής ισχύος είναι ιδιαίτερα δαπανηρές, στην έρευνα [31] αναπτύχθηκε ένα ακριβές μοντέλο προσομοίωσης αυτοκινήτου, χρησιμοποιώντας τη διπολική ροπή και τη μέθοδο ελαχίστων τετραγώνων.



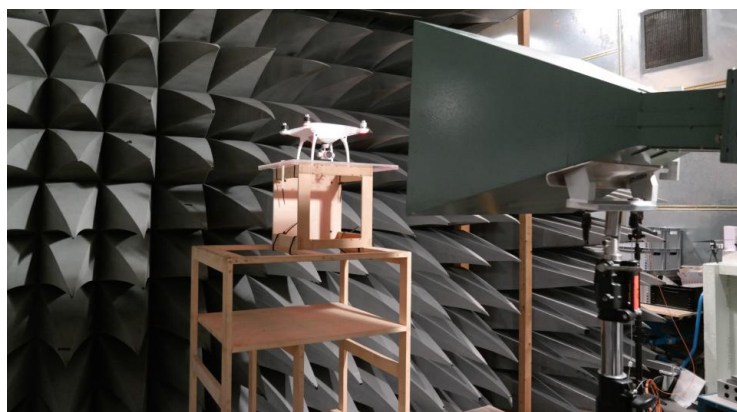
Εικόνα 1- 5 IEMI πείραμα σε αυτοκίνητο [31]



Εικόνα 1- 6 Απεικόνιση του μοντέλου προσομοίωσης [31]

Ένα ακόμη σύστημα που απασχολεί μεγάλο αριθμό ερευνητών είναι τα μη επανδρωμένα αεροσκάφη (Unmanned Aerial Vehicle-UAV). Τα εμπορικά UAV

χρησιμοποιούνται σε ένα ευρύ φάσμα πολιτικών και στρατιωτικών εφαρμογών, όπως φωτογραφία και βίντεο, από εταιρείες παράδοσης, υπηρεσίες διάσωσης και ασφάλειας, επιτήρηση κ.λπ. Ταυτόχρονα όμως, είναι δυνατή και η εγκληματική χρήση UAV για βιομηχανική κατασκοπεία, παρακολούθηση, μέχρι και τρομοκρατικές επιθέσεις. Υπάρχουν πολλά διαφορετικά συστήματα anti-drone που παρουσιάζονται στην αγορά, τα οποία χρησιμοποιούν IEMI για την αναστρέψιμη ή μη αναστρέψιμη βλάβη στη λειτουργία τους. Οι παρεμβολές εκπέμπονται στις μπάντες συχνοτήτων L, S και C, οι οποίες αντιστοιχούν στη ζώνη λειτουργίας του datalink και σε ζώνες GPS και GLONASS [33]. Τέτοιες παρεμβολές δυσχεραίνουν τη σύνδεση μεταξύ του τηλεχειριστηρίου και του UAV, με συνέπεια το σύστημα πλοήγησης να δυσλειτουργεί και το UAV να εξαναγκάζεται σε προσγείωση.



Εικόνα 1- 7 Ακίνητοποιημένο UAV σε ανηχοϊκό θάλαμο[34]

Οι επιδράσεις των ηλεκτρομαγνητικών παλμών (EMPs) σε συστήματα UAV έχουν καταγραφεί σε πολυάριθμες μελέτες. Για παράδειγμα, ο Sakharov [10] ερεύνησε τις επιπτώσεις των UWB σημάτων σε συγκεκριμένο τύπο UAV, DJI Phantom 3 Standard με συχνότητα λειτουργίας 2.4 GHz για μετάδοση εικόνας και 5.8 GHz για τηλεχειρισμό, που παρουσιάζει κοινά χαρακτηριστικά λειτουργίας με πολλά εμπορικά drones [32]. Τα αποτελέσματα των πειραμάτων έδειξαν ότι οι ακτινοβολητές με υψηλό PRF προκαλούν αναστρέψιμη βλάβη στην επικοινωνία για το τηλεχειρισμό του UAV, χωρίς όμως η τιμή του (300 KHz ή 1000 KHz) να επηρεάζει την εμφάνιση της βλάβης. Σημαντικό ρόλο έχει η ένταση του πεδίου καθώς η αστοχία προέκυψε στα 50 μέτρα για 70 V/m και στα 34 μέτρα για ένταση 50 V/m. Αντίστοιχα, μη αναστρέψιμη βλάβη προκλήθηκε από τον ακτινοβολητή με χαμηλό PRF, με ένταση πεδίου 1.4 kV/m στα 35 μέτρα. Με την σύνδεση τέτοιων ακτινοβολητών σε σειρά είναι δυνατή η επέκταση της απόστασης της βλάβης στα 400 έως και 500 μέτρα. Τα πειράματα στην έρευνα [33] τα οποία εκτελέστηκαν επίσης με UWB παλμούς, αναφέρουν παρόμοια αποτελέσματα. Όταν το πεδίο ακτινοβολίας ενός παλμού UWB φτάσει σε ορισμένη ένταση, προκαλούνται αναταραχές στο datalink ενός UAV. Το είδος της αστοχίας και η σοβαρότητα της εξαρτάται από την συχνότητα επανάληψης παλμών και από την ένταση του ακτινοβολούμενου ηλεκτρικού πεδίου. Σύμφωνα με τον Lubkowski [34], για ένταση πεδίου έως 30 V/m δεν παρατηρούνται αστοχίες στην λειτουργία των UAVs. Σε πειράματα όμως, από 100 MHz έως 3.4 GHz, με ακτινοβολούμενους ισχυρούς ηλεκτρομαγνητικούς παλμούς στενής ζώνης, εμφανίζονται

αστοχίες στους αισθητήρες και στα υποσυστήματα των UAV. Ο Zhang [35], έδωσε βαρύτητα στην επίδραση μιας παρεμβολής στο datalink των UAV. Τα αποτελέσματα έδειξαν πως σε μεγάλες αποστάσεις έως 7km μακριά από την HPM πηγή, αν η συχνότητα της παρεμβολής συμπίπτει με τη συχνότητα λειτουργίας του παρεμβαλλόμενου συστήματος (front-door) και η ισχύς λήψης είναι σε επίπεδο 38 dBm, τότε ο παρεμβολέας μπορεί να προκαλέσει και μόνιμες βλάβες στο hardware υλικό του συστήματος. Όταν η φέρουσα συχνότητα του παλμού HPM απέχει πολύ από τη ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας του datalink του UAV, η παρεμβολή HPM υλοποιείται μέσω back-door σύζευξης. Στα 7 km συγκεκριμένα, η ένταση του πεδίου είναι πολύ μικρή (0.16 W/cm²) για να προκαλέσει λειτουργικά προβλήματα στο datalink του UAV, όμως όταν το UAV πλησιάζει στην μικροκυματική πηγή παρατηρείται αδυναμία σύνδεσης και επηρεάζει σοβαρά την πτήση του συστήματος. Σε παρόμοια έρευνα, ο Chen [36] αναλύει επίσης την ευαισθησία του datalink των UAV απέναντι σε συνεχή κύματα με συχνότητα 10 MHz έως 18 GHz και ένταση ηλεκτρικού πεδίου έως 200 V/m. Τα αποτελέσματα της έρευνας συγκλίνουν με τα προηγούμενα, ότι όταν το ακτινοβολούμενο σήμα είναι πολύ ασθενές ή η συχνότητά του απέχει πολύ από τη συχνότητα λειτουργίας του UAV (εύρος ζώνης μισής ισχύος 30 MHz), δεν μπορεί να διακόψει τη ζεύξη δεδομένων του UAV. Σε γενικές γραμμές, με αύξηση της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου, του εύρους συχνοτήτων φορέα και της PRF, οι παλμοί HPM αποτελούν πιο σοβαρές απειλές για την επικοινωνία των UAV με χειριστή τους.

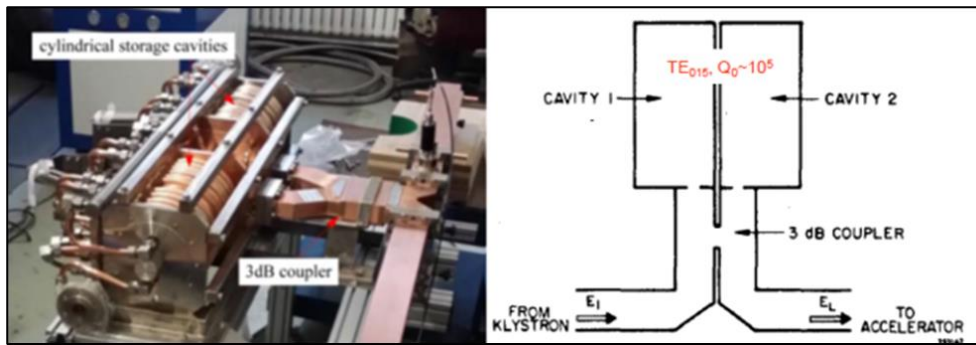
1.3. Μικροκύματα Υψηλής Ισχύος – Συμπίεση Μικροκυματικών Παλμών

Σε αυτήν την ενότητα, παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας των διατάξεων συμπίεσης μικροκυματικών παλμών ως υποσύστημα μίας HPM συσκευής. Επίσης, εξετάζονται οι πρόσφατες εξελίξεις της υπάρχουσας ερευνητική βιβλιογραφία σε ότι αφορά τις MPC κοιλότητες, οι οποίες υλοποιούνται με κυματοδηγικά στοιχεία.

Η ανάγκη για μεγάλα ποσά ισχύος, της τάξεως των δεκάδων και εκατοντάδων MW για διάφορες εφαρμογές οδήγησαν την προσοχή των ερευνητών σε τεχνικές όπως ο συνδυασμός ισχύος και η συμπίεση παλμών. Η συμπίεση μικροκυματικών παλμών χρησιμοποιείται έτσι ώστε να μετατρέψει τους μικροκυματικούς παλμούς χαμηλής ισχύος και μεγάλης διάρκειας των συμβατικών πηγών, όπως klystron, magnetron ή travelling wave tube, σε μικροκυματικούς παλμούς υψηλής ισχύος και μικρής διάρκειας. Για ένα HPM σύστημα που εκπέμπει IEMI σήματα (διάρκειας της τάξης των ns), το στάδιο της συμπίεσης παλμών είναι πολύ σημαντικό. Ιδιαίτερα όταν στο υποσύστημα της μικροκυματικής πηγής έχει χρησιμοποιηθεί μια HPM πηγή παλμών στενής ζώνης (narrowband HPM pulse source), η συμπίεση παλμών είναι επιτακτική ανάγκη. Οι πηγές αυτές, ως γνωστόν, παράγουν παλμούς μεγάλης χρονικής διάρκειας, για τα δεδομένα των IEMI σημάτων, και μικρού εύρους ζώνης. Αλλά και στην περίπτωση των HPM πηγών ευρείας ζώνης που παράγουν παλμούς μικρής διάρκειας και μεγάλου εύρους ζώνης, το στάδιο συμπίεσης παλμών κρίνεται και σε αυτή την περίπτωση χρήσιμο, αφού ενδέχεται να απαιτείται περαιτέρω συμπίεση ενός παλμού σε ένα επιθυμητό όριο. Τα HPM συστήματα που βασίζονται στο συνδυασμό ισχύος και στη συμπίεση παλμών

συμβατικών πηγών, έχουν ως χαρακτηριστικά, την παραγωγή υψηλής ισχύος, σταθερότητα και μεγάλη διάρκεια λειτουργίας, υψηλή συχνότητα επανάληψης παλμών καθώς και μικρό μέγεθος. Οι πιο συνήθεις μέθοδοι συμπίεσης παλμών είναι η μέθοδος SLAC energy doubler (SLED), η binary pulse compression (BPC) και η switched energy storage (SES). Η τεχνική συμπίεσης παλμών με μέθοδο SES, σύμφωνα με τη βιβλιογραφία, μπορεί να αποδώσει μεγαλύτερο κέρδος στην εκπεμπόμενη κανονικοποιημένη ισχύ, το οποίο ξεπερνάει το 10 [44].

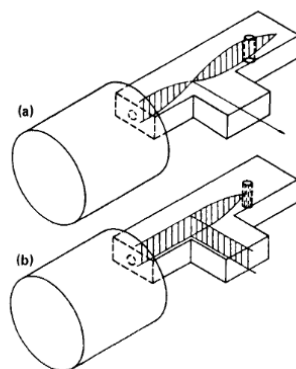
Στη μέθοδο SLED, χρησιμοποιούνται δύο κοιλότητες συντονισμού με υψηλό συντελεστή ποιότητας Q , οι οποίες αποθηκεύουν ενέργεια από μια RF πηγή για ένα σχετικά μεγάλο χρονικό διάστημα (συνήθως 3 έως 5 μsec). Οι κοιλότητες πυροδοτούνται από μια αντιστροφή στη φάση και η αποθηκευμένη ενέργεια απελευθερώνεται για μικρή χρονική διάρκεια ίση με το χρόνο φόρτισης μιας επιταχυνόμενης δομής. Αποτελείται ακόμα από μια HPM πηγή στενής ζώνης (συνήθως klystron) που οδηγεί ουσιαστικά έναν 3dB συζεύκτη (coupler). Οι δύο προς τα εμπρός θύρες του συζεύκτη συνδέονται με δύο κυματοδηγικές γραμμές καθυστέρησης. Επίσης, χρησιμοποιείται σύνδεση τύπου iris για τη σύζευξη του coupler με την κυματοδηγική γραμμή καθυστέρησης. Ο μηχανισμός συμπίεσης του παλμού του συγκεκριμένου συστήματος βασίζεται στο χρόνο διάδοσης μετ' επιστροφής του κύματος, εντός της γραμμής καθυστέρησης. Συνεπώς, η διάρκεια του παλμού υπολογίζεται από το επιλεγμένο μήκος του κυματοδηγού. Ως καθοριστική παράμετρος της τεχνικής του συστήματος SLED εμφανίζεται η iris σύζευξη, η οποία καθορίζει το κέρδος G και την αποδοτικότητα της συμπίεσης [45], [46]. Στην έρευνα [47], εκτελέστηκαν πειράματα για τον σχεδιασμό και τη λειτουργία ενός HPM συστήματος με συχνότητα λειτουργίας στην S μπάντα (κεντρική συχνότητα στα 2856 MHz), το οποίο συνδέει παράλληλα δύο πηγές Klystron των 50 MW με μήκος παλμού 4 μs . Όσον αφορά την συμπίεση των παλμών, χρησιμοποιήθηκε ένας συμπιεστής τύπου Sled με κυλινδρικές κοιλότητες ρυθμού $\text{TE}_{0,1,5}$. Ο συντελεστής ποιότητας για κάθε κοιλότητα είναι $Q = 10^5$ και ο συντελεστής σύζευξης ισούται με $\beta_c = 5$. Ως κοινή παρατήρηση, η ανακλώμενη ισχύς που εκπέμπεται από μια κοιλότητα με συντελεστή σύζευξης $\beta_c > 1$, είναι σημαντικά ενισχυμένη σε σχέση με τη προσπίπτουσα ισχύ στην είσοδο της κοιλότητας, αμέσως μετά την απενεργοποίηση της πηγής. Στην συγκεκριμένη έρευνα, η μέγιστη κανονικοποιημένη ισχύς που εκπέμπεται είναι έως και 5.5 φορές πολλαπλάσια της ισχύος εισόδου. Ως τελικό αποτέλεσμα, η εκπεμπόμενη ισχύς των δύο πηγών Klystron ξεπερνά τα 200 MW, με μήκος παλμού 4 μs . Επίσης, γίνεται αναφορά και σε προγενέστερες έρευνες οι οποίες έγιναν σε διαφορετικές μπάντες συχνοτήτων [47]. Στην X μπάντα συχνοτήτων, τέσσερις πηγές των 50MW με μήκος παλμού 1.6 μs , απέδωσαν τελική ισχύ στα 580 MW με μήκος παλμού 4 μs . Αντίστοιχα στην C μπάντα συχνοτήτων, δύο πηγές των 50 MW με μήκος παλμού 2.5 μs , είχαν ως τελική εκπεμπόμενη ισχύ 350 MW με μήκος παλμού 500 ns.



Εικόνα 1- 8 Συμπιεστής τύπου Sled με συχνότητα λειτουργίας στην S μπάντα και κυλινδρικές μικροκυματικές κοιλότητες [47]

Με μια σύντομη αναφορά η μέθοδος συμπίεσης παλμών BPC αποτελείται από δύο στάδια. Αρχικά, εισέρχονται στο σύστημα δύο σήματα φασικά κωδικοποιημένα σε τέσσερα χρονικά διαστήματα με φάσεις 0 ή π . Περιλαμβάνει έναν 3dB συζεύκτη, ο οποίος συνδυάζει τις δύο εισόδους και κατευθύνει τη συνδυασμένη ισχύ στην εκάστοτε θύρα εξόδου, σύμφωνα με τη σχετική φάση των δύο εισόδων. Με αυτόν τον τρόπο, παράγονται παλμοί εξόδου με τη μισή χρονική διάρκεια και διπλάσια μέγιστη ισχύ, σε σχέση με τους παλμούς εισόδου, ενώ είναι κατάλληλα φασικά κωδικοποιημένοι για το επόμενο στάδιο. Ενώ οι συμπιεσμένοι παλμοί είναι αρχικά διαδοχικοί και δεν συμπίπτουν, συμπίπτουν στο δεύτερο στάδιο λόγω μιας γραμμής καθυστέρησης. Στο δεύτερο στάδιο, η διαδικασία του προηγούμενου σταδίου επαναλαμβάνεται με τον δεύτερο συζεύκτη μισής ισχύος να διπλασιάζει την μέγιστη ισχύ και να υποδιπλασιάζει τη διάρκεια του παλμού. Έπειτα, κατά τα γνωστά, οι δύο συμπιεσμένοι παλμοί συμπίπτουν λόγω της καθυστέρησης. Ένα σύστημα 3 σταδίων απαιτεί έναν ακόμη συζεύκτη, μια γραμμή καθυστέρησης και πιο πολύπλοκη κωδικοποίηση φάσης. Στην πραγματικότητα, το κέρδος μέγιστης ισχύος του συστήματος BPC είναι λιγότερο από 2 λόγω των απωλειών των γραμμών καθυστέρησης, των συζευκτών και των λοιπών συνιστωσών του συστήματος [48], [49].

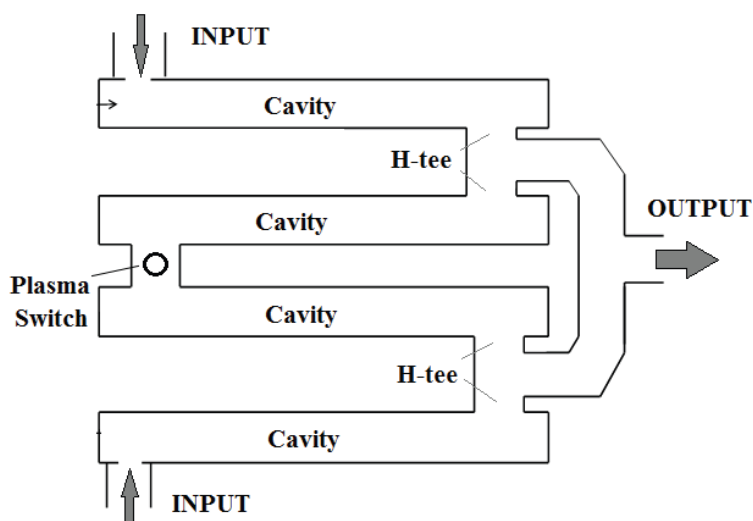
Η αρχή της μεθόδου SES για τη συμπίεση μικροκυματικών παλμών είναι να χρησιμοποιεί μια κοιλότητα συντονισμού για την αποθήκευση της ενέργειας χαμηλής ισχύος και στη συνέχεια να μεταφέρει γρήγορα την ενέργεια από την κοιλότητα συντονισμού στο φορτίο, μετά από την πυροδότησή ενός διακόπτη. Ένα παράδειγμα διακόπτη είναι οι σωλήνες εκφόρτισης αερίου (gas discharge tubes) οι οποίοι αποδίδουν πολύ γρήγορους χρόνους ενεργοποίησης, της κλίμακας των λίγων ns. Η βασική διαμόρφωση του συστήματος περιλαμβάνει μια κυματοδηγική κοιλότητα εισόδου, την ίριδα σύζευξης, τη κοιλότητα συντονισμού, ένα πυροδοτούμενο διακόπτη, ένα βοηθητικό βραχίονα H-T και το κυματοδηγό εξόδου. Κατά τη φάση της φόρτισης, δημιουργείται στάσιμο κύμα στη κοιλότητα από τα ανακλώμενα κύματα στο βραχίονα. Το μήκος του βοηθητικού βραχίονα είναι κατά προσέγγιση $\lambda_g/2$ έτσι ώστε πριν την πυροδότηση να υπάρχει ιδανικά, μηδενική τάση στην θύρα εξόδου προς το φορτίο. Μετά την πυροδότηση, το σημείο μηδενισμού μετακινείται κατά $\lambda_g/4$, με αποτέλεσμα η συσσωρευμένη ενέργεια της κοιλότητας να ρέει προς το φορτίο [50].



Εικόνα 1- 9 Διακλαδωτήρας T στον οποίο απεικονίζεται το ηλεκτρικό πεδίο (α) στη φάση φόρτισης και (b) μετά την πυροδότησή του διακόπτη.

Ο Ταο [44] μέσω προσομοίωσης CST και πειραμάτων ερεύνησε το μέγιστο κέρδος που μπορεί να αποδώσει μια κυματοδηγική διάταξη με συχνότητα λειτουργίας την X μπάντα. Η διάταξη είναι κατασκευασμένη με WR90 κυματοδηγούς ($a = 22.86 \text{ mm}$ and $b = 10.16 \text{ mm}$), μήκος κοιλότητας συντονισμού $l = 1066 \text{ mm}$ και άνοιγμα ίριδας $d = 11 \text{ mm}$ ($\beta = 1.05$). Λειτουργεί σε κεντρική συχνότητα 9.3 GHz , έχει συντελεστή ποιότητας $Q_0 = 5937$ και η ισχύς εισόδου ισούται με 54 kW με μήκος παλμού 500 ns . Όταν ο χρόνος αποθήκευσης της ενέργειας φτάσει τα 450 ns , τότε πυροδοτείται ο διακόπτης και απελευθερώνεται η μικροκυματική ενέργεια προς το φορτίο. Η μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύς φτάνει τα 350 kW με μήκος παλμού 10 ns , και επομένως επιτυγχάνεται κέρδος ίσο με 6.5 . Ο Karsli [51] έχοντας ως πρότυπο τις ερευνητικές εργασίες [40]-[42] και [50], εκτέλεσε πειράματα με WR650 κυματοδηγούς σε διαφορετικά μήκη κοιλοτήτων συντονισμού και συχνότητα λειτουργίας 1.3 GHz , με τη διαφορά ότι γίνεται προσπάθεια ρύθμισης της πυροδότησης του διακόπτη για την εξαγωγή της ενέργειας προς το φορτίο. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται μια συσκευή *trigatron* για την ελεγχόμενη έναυση διακένων σε συνδυασμό με έναν RF ενισχυτή, ώστε να ελεγχθεί η καθυστέρηση και το μήκος παλμού και να παρέχεται μεγαλύτερη ακρίβεια στη ρύθμιση της κοιλότητας. Η ανάπτυξη ενός μηχανισμού για την διάσπαση των κυμάτων μετά τη φόρτιση της κοιλότητας, ο οποίος να διατηρεί στο ελάχιστο τις απώλειες και να διατηρεί σε υψηλή τιμή το συντελεστή ποιότητας είναι ένα απαιτητικό ερευνητικό ζήτημα, που αποσκοπεί στην ελαχιστοποίηση ξαφνικών εκκενώσεων, αστάθειών πλάσματος και γενικότερα μη γραμμικών συμπεριφορών. Το μέγιστο κέρδος για κοιλότητες συντονισμού με μήκος $30 \lambda_g$ και $5 \lambda_g$ είναι 16.33 dB και 19.6 dB αντίστοιχα. Παραδείγματα πειραμάτων με πιο περίπλοκες γεωμετρικές κυματοδηγικών διατάξεων παρουσιάζονται στις ερευνητικές εργασίες [52] και [53]. Το μεγάλο ενδιαφέρον στα αποτελέσματα τους έγκειται στο γεγονός ότι η διάρκεια ενός συμπιεσμένου παλμού είναι σε αναλογία με το μήκος της κοιλότητας και η ανάγκη μεγάλων παλμών θα σήμαινε διατάξεις πολλών μέτρων. Ο σχεδιασμός πολύπλοκων διατάξεων με βάση συμβατικούς κυματοδηγούς, συμβάλει στην κατασκευή οικονομικών και συμπαγών MPC κοιλοτήτων. Το μοντέλο μιας τέτοιας κοιλότητας προτείνεται στην έρευνα [53], το οποίο αποτελείται κυρίως από

συμβατικούς μονορυθμικούς κυματοδηγούς (TE₁₁) συνδεδεμένους με διακλαδωτήρες τύπου T, σχηματίζοντας ένα μαϊάνδρο (Εικόνα 1-10).



Εικόνα 1- 10 Παράδειγμα κυματοδηγικής διάταξης περίπλοκης γεωμετρίας σε σχήμα μαϊάνδρου. Απεικονίζεται η τοπολογία των κύριων εξαρτημάτων, από την οποία αποτελείται και μια συμβατική κοιλότητα συντονισμού, όπως ο διακόπτης πλάσματος για την διάσπαση της συσσωρευμένης ενέργειας [53]

Η ανάλυση του συστήματος συντονισμού μέσω πινάκων σκέδασης έδειξε πως η προτεινόμενη προσέγγιση για το σχεδιασμό κοιλιοτήτων καθιστά δυνατή την ανάπτυξη συμπαγών και σειριακά διασυνδεδεμένων MPC κοιλιοτήτων που ενισχύουν την ισχύ από μια κοιλότητα συντονισμού στην επόμενη. Τα πειράματα έγιναν για συχνότητα 2.8 GHz, συντελεστή ποιότητας $Q = 12000$, με ισχύ εισόδου 2 MW και μήκος παλμού 3.2 μs, ενώ η διάταξη απέδωσε ισχύ εξόδου 40 MW ($G = 30$ dB), και διάρκεια παλμού 25 ns. Καθώς δεν επιβεβαιώνεται πως με τη συγκεκριμένη διάταξη επιτυγχάνεται το μέγιστο δυνατό κέρδος, έχει πραγματοποιηθεί προσομοίωση βασισμένη στην θεωρία των γραμμών μεταφοράς που μελετά την βελτιστοποίηση των σχεδιαστικών παραμέτρων τέτοιων διατάξεων [52]. Η μεθοδολογία επιβεβαιώθηκε πειραματικά στην συχνότητα των 1.3 GHz, με μια διάταξη που αποτελούσαν από μια κύρια και μια δευτερεύουσα κοιλότητα με μήκος $L = 2 \lambda_g$ συνδεδεμένες με δύο διακλαδωτήρες T, οι οποίες απέδωσαν κέρδος 26 dB. Καθώς μια συμβατική κοιλότητα αποδίδει κέρδος 24 dB [40]-[42], αποδεικνύεται πως είναι δυνατός ο σχεδιασμός και η κατασκευή συμπαγών σειριακών MPC κοιλιοτήτων.

1.4. Συμπεράσματα

Σύμφωνα με τωρινά τεχνολογικά δεδομένα και τα πειράματα που έχουν πραγματοποιηθεί, προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα για τη δραστηριότητα των IEMI σημάτων. Ένα πράγμα που είναι μοναδικό στο πεδίο των HPM είναι ότι προσφέρουν μια ποικιλία επιδράσεων στον στόχο ανάλογα με τα παραμετρικά του σήματος που εκπέμπουν, από παρεμβολή και διαταραχή της λειτουργίας μιας συσκευής έως φυσική

καταστροφή των ηλεκτρονικών συστημάτων της. Το είδος και το μέγεθος της αναταραχής εξαρτάται από πολλές παραμέτρους όπως η ένταση του πεδίου, το μήκος του παλμού, ο ρυθμός επανάληψης παλμών και ο χρόνος ανόδου του σήματος. Σαν γενικό συμπέρασμα, οι UWB παλμοί χρησιμοποιούνται όταν δεν είναι γνωστή η συχνότητα λειτουργίας του ακτινοβολούμενου συστήματος και μπορούν να προκαλέσουν καταιγισμό λαθών κατά τη μεταφορά των δεδομένων και γενικότερη αναταραχή του ηλεκτρονικού συστήματος. Οι παλμοί στενής ζώνης από την πλευρά τους, οδηγούν σε σημαντικές διαταραχές του σήματος και είναι πιο πιθανό να οδηγήσουν σε καταστροφή του υλικού του συστήματος. Γενικά, οι HPM παλμοί συζευγνύονται με ένα αντικείμενο είτε άμεσα μέσω front door σύζευξης από κεραίες ή αισθητήρες, είτε έμμεσα μέσω back door σύζευξης π.χ. από ανοίγματα ή ατέλειες στη θωράκιση του συστήματος. Εάν η συχνότητα του εφαρμοζόμενου παλμού είναι εντός του εύρους συχνοτήτων της κεραίας τότε μεταφέρονται μεγάλα ποσά ισχύος, σε αντίθετη περίπτωση η εφαρμογή του παλμού επιφέρει ελάχιστη δραστηριότητα. Αντίστοιχα, στην έμμεση σύζευξη το ποσό ισχύος που επιδρά στη συσκευή εξαρτάται από τη συχνότητα και από τη θέση της. Μάλιστα, η βέλτιστη συχνότητα σύζευξης για την έμμεση σύζευξη είναι αρχικά άγνωστη στις περισσότερες των περιπτώσεων.

Όσον αφορά τα συστήματα συμπίεσης παλμών μπορούν να χαρακτηριστούν ως μια βολική και αποδοτική επιλογή για την παραγωγή παλμών υψηλής ισχύος και πολύ μικρής διάρκειας. Το κυριότερο πλεονέκτημα, που αφορά τα περισσότερα από τα συστήματα που αναλύθηκαν παραπάνω, είναι ότι αποτελούνται από παθητικά μικροκυματικά κυκλώματα, τα οποία λειτουργούν ανεξάρτητα από την μικροκυματική πηγή. Ο ρόλος των μικροκυματικών πηγών περιορίζεται στην επιλογή της συχνότητας εξόδου, της ισχύος εισόδου και της διάρκειας του αρχικού παλμού. Ο παλμός από την μικροκυματική πηγή με τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά αποτελεί την είσοδο προς το επόμενο στάδιο της κυματοδηγησης. Από τις τεχνικές συμπίεσης που αναφέρθηκαν, αυτή που χρησιμοποιεί μια συντονισμένη κοιλότητα κυματοδηγού που αποτελείται από έναν ευθύ κυματοδηγό, μια ίριδα στην πλευρά της πηγής και ένα διακλαδωτήρα T στον πλαϊνό βραχίονα του φορτίου είναι από τις πιο συνηθισμένες επιλογές, καθώς τα μεμονωμένα εξαρτήματα είναι προϊόντα οικονομικά και εύκολα προσβάσιμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Μοντελοποίηση Μικροκυματικού Παλμικού Συμπιεστή

2.1 Εισαγωγή

Στα πλαίσια του Κεφαλαίου 2, θα αναλυθεί ένα θεωρητικό μοντέλο προσομοίωσης για τις κυματοδηγικές MPC κοιλότητες, το οποίο βασίζεται στη θεωρία των γραμμών μεταφοράς και των ισοδύναμων κυκλωμάτων. Με τη χρήση του εν λόγω μοντέλου, θα παραχθούν αριθμητικά αποτελέσματα, βάσει των οποίων θα εξαχθούν συμπεράσματα σχετικά με τα ερευνητικά ερωτήματα της διπλωματικής εργασίας.

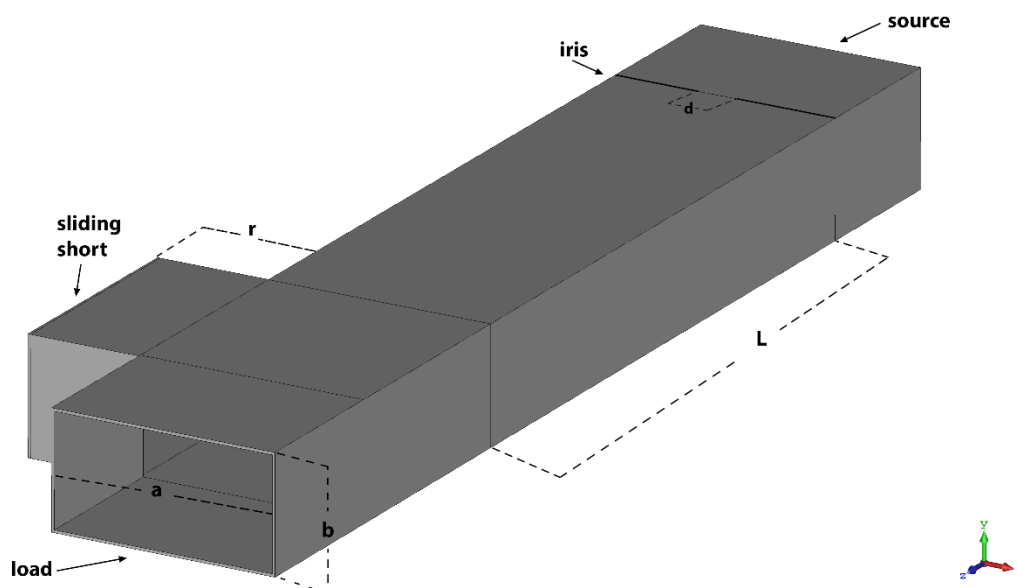
Ειδικότερα, στην ενότητα 2.2 θα παρουσιασθεί το μοντέλο προσομοίωσης το οποίο προτείνεται στις εργασίες [39]-[41]. Στην ενότητα 2.3, θα χρησιμοποιηθεί το εν λόγω θεωρητικό μοντέλο για την αριθμητική διερεύνηση της σχέσης μεταξύ του μήκους και του κέρδους της κοιλότητας. Στην ενότητα 2.4, θα χρησιμοποιηθεί ένα μοντέλο υπολογισμού διακριτού χρόνου για τη φόρτιση της κοιλότητας [40]. Τα αποτελέσματα που θα προκύψουν από την αριθμητική μελέτη του συγκεκριμένου μοντέλου, θα εφαρμοστούν για τον προσδιορισμό της βέλτιστης σύζευξης ανάμεσα στην κοιλότητα και την πηγή τροφοδοσίας. Υπενθυμίζεται ότι για την εκτέλεση της αριθμητικής μελέτης, θεωρείται πηγή τροφοδοσίας με πεπερασμένη διάρκεια παλμού. Τα αριθμητικά αποτελέσματα του θεωρητικού μοντέλου συγκρίνονται με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του εμπορικού λογισμικού ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης, CST Microwave Studio. Τέλος, στην ενότητα 2.5 συνοψίζονται τα κύρια συμπεράσματα, τα οποία προκύπτουν από τη θεωρητική μελέτη.

2.2 Μοντέλο Προσομοίωσης MPC Κοιλότητας

Στην παρούσα ενότητα, θα αναλυθεί το θεωρητικό μοντέλο προσομοίωσης το οποίο προτείνεται στις εργασίες [40]-[42]. Το μοντέλο MPC αποτελείται από έναν ευθύ ορθογώνιο κυματοδηγό, συνδεδεμένο με διακλαδωτήρα T, ο οποίος στη συνέχεια τερματίζει στον βοηθητικό βραχίονά του με ένα βραχυκύκλωμα και στη θύρα εξόδου του τερματίζεται με ένα προσαρμοσμένο φορτίο. Στην είσοδο του κυματοδηγού τοποθετείται μια συμμετρική επαγωγική ίριδα, έτσι ώστε σε συνδυασμό με το βραχυκύκλωμα του διακλαδωτήρα T, να δημιουργηθεί μια συντονισμένη κοιλότητα. Μέρος του επικρατέστερου ρυθμού TE_{10} που παράγει η μικροκυματική πηγή, εισέρχεται μέσω της ίριδας και τροφοδοτεί την κοιλότητα. Εφόσον η κοιλότητα φτάσει σε κορεσμό, έχει συγκεντρωθεί η μέγιστη ενέργεια στο εσωτερικό της υπό μορφή στάσιμων κυμάτων, τα οποία διασπώνται από έναν διακόπτη. Το ρόλο του διακόπτη αναλαμβάνει ένας σπινθηριστής αερίων (GDT), ο οποίος τοποθετείται στο κέντρο της μεγάλης πλευράς του βοηθητικού βραχίονα του διακλαδωτήρα και προσεγγιστικά ένα τέταρτο του μήκους

κύματος μακριά από το βραχυκύκλωμα. Αυτό ωθεί την αποθηκευμένη ενέργεια να μεταδοθεί μέσω μιας προσαρμοσμένης κεραίας με μικρότερο εύρος παλμού εξόδου.

Η Εικόνα 2- 1 αντιπροσωπεύει το μικροκυματικό παλμικό συμπιεστή που περιγράφεται παραπάνω και μπορεί ισοδύναμα να αναπαρασταθεί από το κύκλωμα που φαίνεται στην Εικόνα 2- 2. Η υλοποίηση ενός τέτοιου κυκλώματος απαιτεί τη χρήση των ισοδύναμων κυκλωματικών στοιχείων των επιμέρους εξαρτημάτων του MPC. Μια γραμμή μεταφοράς με συνολικό μήκος L αντιπροσωπεύει την κύρια κοιλότητα του κυματοδηγού. Μια παράλληλη σύνθετη αντίσταση στη διεπαφή II' εκφράζει την επαγωγική ίριδα, η οποία έχει κατασκευαστεί ως συμμετρική με ακμές μηδενικού πάχους και είναι παράλληλη με το ηλεκτρικό πεδίο του επικρατέστερου ρυθμού TE_{10} . Η Εικόνα 2- 2 απεικονίζει επίσης έναν διακλαδωτήρα T , οποίος αποτελείται από τρία τμήματα κυματοδηγού με την ίδια διατομή. Η συγκεκριμένη γραμμή μεταφοράς τερματίζεται στις διεπαφές II' και TT' από τις κυματικές αντιστάσεις Z_{TH} και Z_L , αντίστοιχα, όπως παρουσιάζεται στην Εικόνα 2- 3.



Εικόνα 2- 1 Αρχικό επίπεδο σχεδιασμού ενός ενεργού μικροκυματικού παλμικού συμπιεστή.

2.2.1 Βέλτιστες Προϋποθέσεις Κατασκευής του MPC

Η μικροκυματική κοιλότητα, η οποία αποτελεί κύριο εξάρτημα του μικροκυματικού παλμικού συμπιεστή, λειτουργεί ως μονάδα αποθήκευσης ενέργειας υπό τη μορφή στάσιμων κυμάτων. Οι κύριοι ανασταλτικοί παράγοντες για τη μέγιστη συσσώρευση των στάσιμων κυμάτων στο εσωτερικό της κοιλότητας είναι οι ωμικές απώλειες και οι διαρροές ισχύος, μέσω της θύρας εισόδου ή εξόδου του εν λόγω κυματοδηγού. Σε συνέχεια των παραπάνω, ο σχεδιασμός ενός συστήματος MPC απαιτεί διεξοδικές μετρήσεις και κατασκευαστικές τροποποιήσεις για την επίτευξη της βέλτιστης υλοποίησής του, ώστε να καταστέλλονται στο μέγιστο δυνατό οι απώλειες.

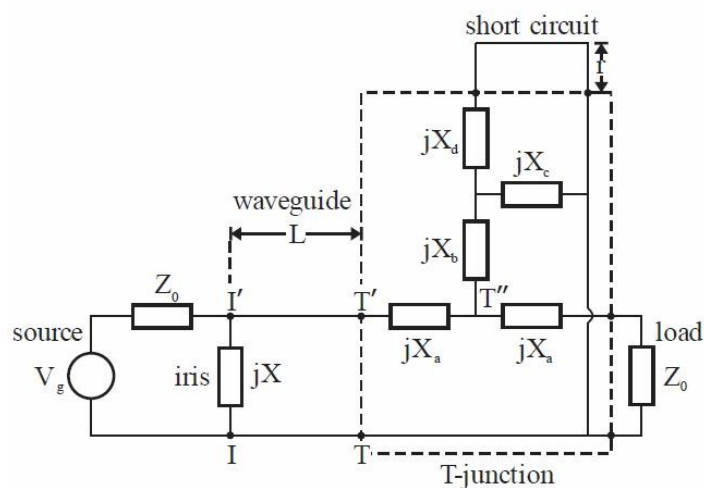
Το πρώτο βήμα που αναλύεται είναι η ελαχιστοποίηση της διαρροής ισχύος από το φορτίο Z_0 . Προς την επίτευξη αυτού, μελετήθηκαν οι σύνθετες αντιστάσεις του ισοδύναμου κυκλώματος της Εικόνα 2- 2 με απλούς κυκλωματικούς υπολογισμούς:

$$Z_{SH} = jX_b + \frac{jX_c(jX_d + Z_{SC})}{jX_c + jX_d + Z_{SC}} \quad (2.1)$$

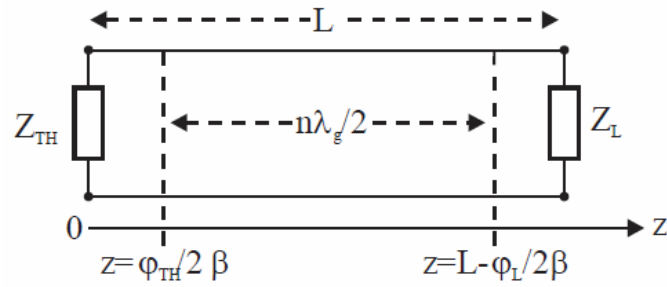
, όπου το Z_{SH} είναι η συνολική σύνθετη αντίσταση του διακλαδωτήρα T στη διεπαφή TT'' και το Z_{SC} είναι η σύνθετη αντίσταση εισόδου του βραχυκυκλώματος στο βοηθητικό βραχίονα:

$$Z_{SC} = Z_0 \tanh(\gamma \cdot r) \quad (2.2)$$

, όπου η παράμετρος γ είναι η σύνθετη σταθερά διάδοσης του κυματοδηγού. Το πραγματικό μέρος της σταθεράς διάδοσης είναι η σταθερά εξασθένησης α , η οποία αντιπροσωπεύει τις ωμικές απώλειες που προκαλούνται από την πεπερασμένη αγωγιμότητα των μεταλλικών τοιχωμάτων του κυματοδηγού. Στο σημείο αυτό να αποσαφηνιστεί ότι, στις εργασίες [40]-[42] η ίριδα και τα ισοδύναμα κυκλώματα του διακλαδωτήρα T θεωρούνται ότι δεν παρουσιάζουν απώλειες, εξαιτίας των μικρών ηλεκτρικών τους διαστάσεων (μικρότερων του μήκους κύματος), χωρίς αυτό να ακυρώνει τη γενικότητα της ανάλυσης.



Εικόνα 2- 2 Απλοποιημένο μοντέλο MPC ως γραμμή μεταφοράς, χρησιμοποιώντας μεμονωμένα ισοδύναμα κυκλωματικά στοιχεία [40].



Εικόνα 2- 3 Ισοδύναμο μοντέλο γραμμής μεταφοράς μιας κοιλότητας, που τερματίζεται και στα δύο άκρα [40].

Προκειμένου να περιοριστεί η ισχύς που χάνεται μέσω του φορτίου, η τιμή που επιλέγεται για τη παράμετρο r θα πρέπει να έχει ως αποτέλεσμα μια εμπέδηση διακλάδωσης που ισούται προσεγγιστικά με μηδέν. Με αυτόν τον τρόπο, η διακλάδωση λειτουργεί περίπου ως βραχυκύκλωμα και το φορτίο που βρίσκεται στα δεξιά της διακλάδωσης φαίνεται πρακτικά απομονωμένο. Παρόλο που η απόκλιση της εμπέδησης από το μηδέν καθιστά την κοιλότητα περισσότερο ευάλωτη σε διαρροές ισχύος, είναι σημαντικό να επιτρέπει μια ανεμπόδιστη ροή της αποθηκευμένης ενέργειας κατά τη φάση της εκφόρτισης, καθώς και να διατηρεί τις απαραίτητες προϋποθέσεις για το συντονισμό της κοιλότητας.

Ο δεύτερος στόχος ως προς την υλοποίηση του βέλτιστου σχεδιασμού ενός MPC, είναι ο υπολογισμός του μήκους της κοιλότητας. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 2- 3, η κοιλότητα απεικονίζεται ως μια γραμμή μεταφοράς με μήκος L , η οποία τερματίζεται και στα δύο άκρα της με τις σύνθετες κυματικές αντιστάσεις Z_{TH} και Z_L , αντίστοιχα.

$$Z_{TH} = jX \parallel Z_0 = \frac{jXZ_0}{Z_0 + jX} \quad (2.3)$$

$$Z_L = jX_a + \frac{Z_{SH}(Z_0 + jX_a)}{Z_0 + Z_{SH} + jX_a} \quad (2.4)$$

, όπου το Z_{TH} αντιπροσωπεύει την σύνθετη κυματική αντίσταση στη διεπαφή Π', όταν κάποιος κοιτάζει προς την πηγή και το Z_L αντιπροσωπεύει την σύνθετη κυματική αντίσταση στη διεπαφή ΤΤ', όταν κάποιος κοιτάζει προς το φορτίο. Ο τερματισμός προκαλεί τη δημιουργία ενός μοτίβου στάσιμων κυμάτων εντός της συντονισμένης κοιλότητας, το οποίο προκαλείται από τη συμβολή των κυμάτων που ανακλώνται και στα δύο προαναφερθέντα φορτία. Όπως αναφέρεται στο [40], το μέγιστο πλάτος του στάσιμου κύματος επιτυγχάνεται όταν το μήκος L επιλέγεται έτσι ώστε να επιτυγχάνει την αντιστοίχιση των μεγίστων και ελάχιστων των ανακλώμενων κυμάτων στα ίδια σημεία μέσα στη κοιλότητα, είτε αυτά υπολογίζονται από το φορτίο Z_L , είτε υπολογίζονται από το φορτίο Z_{TH} . Αυτή η συνθήκη ικανοποιείται με την ακόλουθη έκφραση:

$$L = n \frac{\lambda_g}{2} + \frac{\varphi_{TH} + \varphi_L}{2\beta} \quad (2.5)$$

, όπου το λ_g είναι το μήκος κύματος του κυρίαρχου ρυθμού λειτουργίας, τα φ_{TH} και φ_L αντιπροσωπεύουν τις φάσεις των συντελεστών ανάκλασης των αντιστάσεων Z_{TH} και Z_L , αντίστοιχα και το $\beta = 2\pi/\lambda_g$ είναι η σταθερά φάσης.

Εφόσον έχει εξασφαλιστεί ότι το στάσιμο κύμα μέσα στην κοιλότητα φτάνει στο μέγιστο πλάτος του σύμφωνα με την εξίσωση (2.5), είναι αναγκαίο να αποφευχθεί η ανάκλαση των κυμάτων προς την πηγή, η οποία θα έχει ως αποτέλεσμα διαρροή ισχύος και πιθανά προβλήματα στη λειτουργία της. Προς βεβαίωση αυτού, η μικροκυματική πηγή λειτουργεί ως προσαρμοσμένο φορτίο σε ολόκληρο το κύκλωμα που βρίσκεται στα δεξιά της διεπαφής II', συμπεριλαμβανομένης της ίριδας. Από τις θεμελιώδεις εξισώσεις των γραμμών μεταφοράς και τη θεωρία κυκλωμάτων είναι δυνατός ο υπολογισμός της αντίστασης εισόδου της γραμμής σε οποιοδήποτε σημείο της. Ο υπολογισμός της αντίστασης εισόδου υλοποιείται στο σημείο όπου βρίσκεται η διεπαφή II' της γραμμής και η οποία απέχει απόσταση L από το φορτίο. Η πληροφορία για την απόσταση L προέρχεται από τις φάσεις φ_{TH} και φ_L , σύμφωνα με την εξίσωση (2.5). Συνεπώς, η αντίσταση εισόδου της γραμμής στο εν λόγω σημείο, μπορεί να υπολογισθεί από τη παρακάτω σχέση:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \rho_L e^{-2\gamma L}}{1 - \rho_L e^{-2\gamma L}} = Z_0 \frac{1 + |\rho_L| e^{-2\alpha L} e^{-j\varphi_{TH}}}{1 - |\rho_L| e^{-2\alpha L} e^{-2j\varphi_{TH}}} \quad (2.6)$$

Η αντίσταση εισόδου Z_{in} και η επαγωγική αντίδραση της ίριδας jX σχηματίζουν ένα παράλληλο κύκλωμα συνδεδεμένο με την πηγή, με ολική αντίσταση Z_C .

$$Z_C = \frac{(jX + jX |\rho_L| e^{-2\alpha L - j\varphi_{TH}})}{1 + |\rho_L| e^{-2\alpha L - 2j\varphi_{TH}} + jX / Z_0 - jX |\rho_L| e^{-2\alpha L - 2j\varphi_{TH}} / Z_0} \quad (2.7)$$

Η αντανάκλαση της ισχύος προς την πηγή ακυρώνεται, όταν $Z_C = Z_0$. Αυτό απλοποιεί περαιτέρω την εξίσωση (2.7) και οδηγεί σε μια κανονικοποιημένη έκφραση της επαγωγικής αντίδρασης της ίριδας:

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{\sqrt{1 - |\rho_L|^2 e^{-4\alpha L}}}{2|\rho_L| e^{-2\alpha L}} \quad (2.8)$$

Οι εξισώσεις (2.1), (2.5) και (2.8) συγκροτούν ένα σύστημα εξισώσεων, το οποίο επιτρέπει έναν γρήγορο αριθμητικό υπολογισμό των βασικών γεωμετρικών παραμέτρων r, L, X του μικροκυματικού παλμικού συμπιεστή. Οι βέλτιστες τιμές τους καθορίζονται ως προς το μέγιστο κέρδος κοιλότητας και τη χαμηλότερη διαρροή ισχύος στην έξοδο της

κοιλότητας. Το κέρδος της κοιλότητας εκφράζεται χρησιμοποιώντας το λόγο του πλάτους του πρώτου μέγιστου στάσιμου κύματος, στο σημείο $z = \varphi_{TH}/2\beta$, προς το πλάτος του προσπίπτοντος κύματος:

$$G = 20 \log \left(\left| \frac{V(z = \varphi_{TH}/2\beta)}{V_g/2} \right| \right) \quad (2.9)$$

Οι κοιλότητες MPC με βέλτιστες τιμές παραμέτρων r , L , X , μπορούν να επιτύχουν υψηλά κέρδη κοιλότητας. Θεωρώντας τη χρήση μηκών κοιλότητας έως $L = 6 \lambda_g$ και εξασθένηση κυματοδηγού $\alpha = 0,001$ Np/m, επιτυγχάνεται κέρδος κοιλότητας $G > 20$ dB στα 1,3 GHz [15]. Αξίζει να σημειωθεί ότι η μείωση του μήκους της κοιλότητας MPC αυξάνει το κέρδος, καθώς τα μικρότερα μήκη κοιλότητας αντιστοιχούν σε χαμηλότερες απώλειες εξασθένησης [41]. Ωστόσο, η μείωση του μήκους της κοιλότητας έχει ως αποτέλεσμα μικρότερους παλμούς. Λόγου χάρη, ένα μήκος κοιλότητας $3\lambda_g$ στα 1,3 GHz αντιστοιχεί σε συμπιεσμένο παλμό της τάξης των 10 ps περίπου. Αυτό το είδος συμβιβασμού μεταξύ του κέρδους της κοιλότητας και της διάρκειας του παλμού παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον, όταν οι κυματομορφές MPC χρησιμοποιούνται ως κυματομορφές IEMI. Η απόδοση της διαταραχής που προκαλεί μια κυματομορφή IEMI, εξαρτάται κυρίως από το πλάτος του πεδίου, ωστόσο, η διάρκεια παλμού και η συχνότητα επανάληψης παλμών ενδέχεται να θέσουν ορισμένους περιορισμούς στην απόδοση [1] - [10].

Ένα σημείο που εγείρεται, το οποίο θα συζητηθεί περαιτέρω σε επόμενη υποενότητα, είναι ότι η βέλτιστη κατασκευή του MPC απαιτεί μια μικρή αντίδραση X , και επομένως ένα στενό άνοιγμα της ίριδας. Συνεπώς, αυτό παρατείνει τη μεταβατική φάση φόρτισης και αυξάνει το κέρδος της κοιλότητας, ενώ παράλληλα μειώνει το ρυθμό αποθήκευσης της ενέργειας. Μια τέτοια παρατεταμένη φάση φόρτισης είναι ευνοϊκή, υποθέτοντας ότι δεν υπάρχει περιορισμός σχετικά με τη διάρκεια του παλμού εισόδου. Ωστόσο, στην πράξη οι ενεργές μικροκυματικές πηγές υψηλής ισχύος παράγουν παλμούς εξόδου με πεπερασμένες χρονικές περιόδους, με απόρροια τον περιορισμό της χρήσης της MPC μεθοδολογίας.

2.2.2 Φόρτιση MPC

Ένα βελτιστοποιημένο σύστημα MPC στοχεύει στο υψηλότερο δυνατό κέρδος κοιλότητας και στο μέγιστο αποθηκευμένο επίπεδο ενέργειας. Στην ιδανική περίπτωση, η αύξηση των επιπέδων αποθήκευσης ενέργειας προκύπτει από την αύξηση του χρόνου φόρτισης. Όπως αναφέρθηκε στο τέλος της προηγούμενης ενότητας, αυτή η συνθήκη έρχεται σε αντίθεση με το γεγονός, ότι οι μικροκυματικές πηγές υψηλής ισχύος παράγουν παλμούς πεπερασμένης διάρκειας. Σε αυτό το πλαίσιο, υπάρχει μια επιλογή συμβιβασμού μεταξύ του βέλτιστου, αλλά αργού ρυθμού αποθήκευσης ενέργειας ή ενός

επιταχυνόμενου ρυθμού αποθήκευσης ενέργειας, ο οποίος όμως είναι κατώτερος μακροπρόθεσμα, αλλά βραχυπρόθεσμα επιδεικνύει υψηλότερη απόδοση φόρτισης.

Όπως εξετάστηκε από τον R.A. Alvarez στο [43], η χρονική εξάρτηση της κατάστασης φόρτισης της κοιλότητας καθορίζεται από τη σύζευξη μεταξύ της πηγής και της κοιλότητας. Ένας βασικός παράγοντας που διέπει τα ποσοστά αποθήκευσης ενέργειας είναι ο συντελεστής ποιότητας, Q , της κοιλότητας. Αυτό πηγάζει από τον ακόλουθο τύπο:

$$W(t) = \gamma W^* (1 - e^{-at})^2 \quad (2.10)$$

, όπου η αποθηκευμένη ηλεκτρομαγνητική ενέργεια στην κοιλότητα δηλώνεται ως $W(t)$ και ο όρος W^* αντιπροσωπεύει τη μέγιστη ενέργεια αποθήκευσης, όταν η παράμετρος t τείνει στο άπειρο. Ο συντελεστής σύζευξης που δηλώνεται ως β , περιλαμβάνεται και στις δύο ποσότητες $a = (1 + \beta_c)/2\tau_0$ και $\gamma = 4\beta_c(1 + \beta_c)^{-2}$, όπου $\tau_0 = Q_0/\omega$. Η παράμετρος Q_0 υποδηλώνει τον εσωτερικό παράγοντα Q της κοιλότητας και αντιπροσωπεύει τις ωμικές απώλειες της κοιλότητας.

Σύμφωνα με την εξίσωση (2.10), η παράμετρος γ ελέγχει το μέγιστο επίπεδο αποθήκευσης για την κοιλότητα, η οποία αντιστοιχεί στην κρίσιμη τιμή σύζευξης $\beta_c = 1$ ($\gamma = 1$). Η παράμετρος a ελέγχει το ρυθμό αποθήκευσης και είναι ανάλογη του β . Όταν $\beta_c = 1$ η κοιλότητα αποθηκεύει τη μέγιστη δυνατή ενέργεια με συγκεκριμένο ρυθμό αποθήκευσης, ο οποίος εξαρτάται από το Q_0 . Όταν $\beta_c > 1$ ο ρυθμός αποθήκευσης επιταχύνεται, αλλά το επίπεδο αποθηκευμένης ενέργειας είναι μη βέλτιστο, δηλαδή, $\gamma < 1$. Ωστόσο, όταν μας ενδιαφέρει η απόδοση στην αποθήκευση της ενέργειας ή όταν το μήκος παλμού της μικροκυματικής πηγής είναι πεπερασμένο, μπορεί να είναι ωφέλιμο να χρησιμοποιηθεί ένας συντελεστής σύζευξης $\beta_c > 1$. Αυτό είναι ποιοτικά εμφανές από την Εικόνα 2- 4, όπου το Y είναι η αποθηκευμένη ενέργεια σε αδιάστατη μορφή και το $x = t/\tau_0$ είναι ο κανονικοποιημένος χρόνος. Αν και η ικανότητα αποθήκευσης ενέργειας μειώνεται, η αποθηκευμένη ενέργεια σε πεπερασμένους χρόνους αυξάνεται καθώς αυξάνεται το β_c .

Η φυσική υποκείμενη διαδικασία, η οποία αφορά τον παράγοντα σύζευξης β και εξηγεί την επίδρασή του στην αποθηκευμένη ενέργεια, βασίζεται στην ακόλουθη παρατήρηση: εάν η ενέργεια επιτρέπεται να εισέλθει στην κοιλότητα ευκολότερα, τότε θα ήταν ευκολότερο και να διαφύγει από την κοιλότητα. Αυτό το είδος διαρροής μέσω της θύρας σύζευξης προς την πηγή θεωρείται κοινώς ως αντανάκλαση από την κοιλότητα. Για το λόγο αυτό, ο συντελεστής σύζευξης β σχετίζεται με τον λόγο στάσιμου κύματος (VSWR) S ως εξής:

$$S = \begin{cases} \beta_c, & (\beta_c \geq 1) \\ \beta_c^{-1}, & (\beta_c \leq 1) \end{cases} \quad (2.11)$$

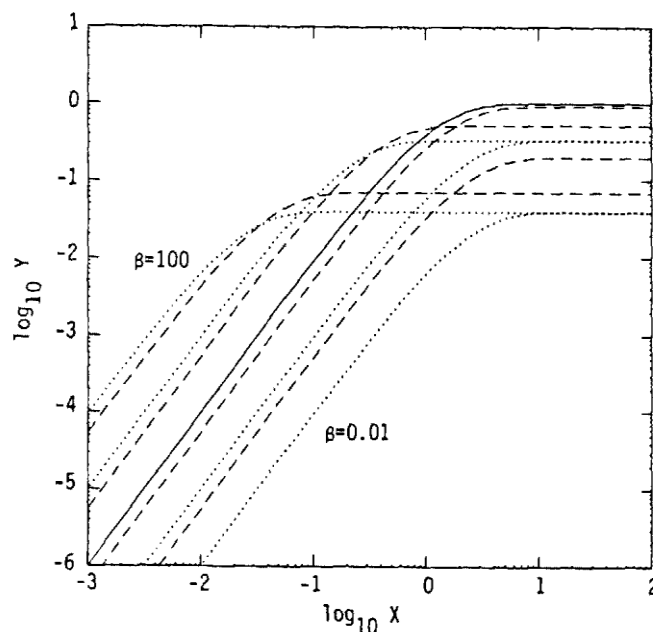
Συνολικά, ο ρυθμός αποθήκευσης και η μέγιστη αποθηκευμένη ενέργεια καθορίζονται από κάθε είδους απώλεια που μπορεί να καταναλώνει την ενέργεια που εισέρχεται στην κοιλότητα. Εκτός από τις ωμικές απώλειες, ένας επιπλέον τύπος απώλειας σχετίζεται με τις απώλειες διαρροής μέσω της θύρας σύζευξης εισόδου της κοιλότητας. Η έννοια της αντιμετώπισης του παράγοντα σύζευξης ως πηγή απωλειών αντανακλάται πιστά στους όρους του φορτωμένου συντελεστή Q της κοιλότητας, Q_L , του εξωτερικού Q της κοιλότητας, Q_e και του εσωτερικού Q της κοιλότητας, Q_0 :

$$Q_L^{-1} = Q_0^{-1} + Q_e^{-1} \quad (2.12)$$

Ο συντελεστής Q_e περιγράφει τη διαρροή της ισχύος μέσω των θυρών σύζευξης και ο παράγοντας Q_0 αντιπροσωπεύει τις ωμικές απώλειες. Και οι δύο ποσότητες καθορίζουν το Q_L και τη συνολική απόδοση της κοιλότητας, λαμβάνοντας υπόψη όλες τις απώλειες. Από την παράμετρο a και την εξίσωση (2.12), μπορούμε να συμπεράνουμε ότι:

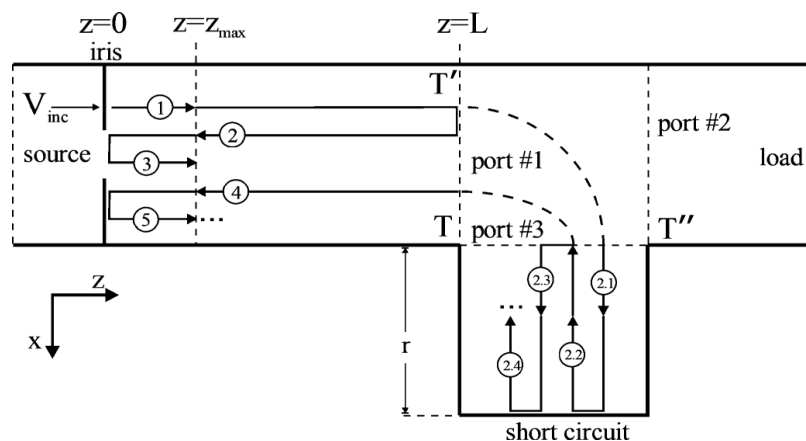
$$Q_L = Q_0(1 + \beta_c)^{-1} \quad (2.13)$$

$$W(t) = \gamma W^* (1 - e^{-\frac{\omega t}{2Q_L}})^2 \quad (2.14)$$



Εικόνα 2- 4 Διάγραμμα της κανονικοποιημένης αποθηκευμένης ενέργειας Y (κανονικοποιημένη ως προς το $W^* = P_0 \tau_0$) ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου χρόνου x , που παρουσιάζει την εξάρτηση από τον παράγοντα σύζευξης β_c . Η συμπαγής καμπύλη αντιπροσωπεύει την κρίσιμη σύζευξη ($\beta_c = 1$); Οι διάστικτες καμπύλες είναι για $\beta_c = 0,01, 0,10, 10$ και 100 ; οι διακεκομμένες καμπύλες είναι για $\beta_c = 0,06, 0,6, 6$ και 60 . [43].

Κατ' αρχήν, ο εξωτερικός συντελεστής ποιότητας Q_e και έτσι και ο παράγοντας Q_L εξαρτώνται από όλες τις πιθανές απώλειες σύζευξης. Στην περίπτωση της τεχνικής MPC, υπάρχουν απώλειες σύζευξης τόσο μέσω της ίριδας όσο και του διακλαδωτήρα T. Ωστόσο, δεδομένου ότι οι απώλειες σύζευξης μέσω του διακλαδωτήρα T ελαχιστοποιούνται και είναι καλώς ελεγχόμενες, οι απώλειες σύζευξης αντιμετωπίζονται αποκλειστικά ως απώλειες μέσω της ίριδας. Συγκεκριμένα, η εκτίμηση του συνολικού χρόνου φόρτισης της συσκευής MPC, έως ότου φτάσει στη σταθερή κατάσταση, πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας το θεωρητικό μοντέλο, το οποίο προτείνεται στο [41].



Εικόνα 2- 5 Στιγμιότυπο των διαδρομών διάδοσης κυμάτων τάσης μέσα στην κοιλότητα του κυματοδηγού [41].

Σύμφωνα με την εργασία [41], η αύξηση του πλάτους του στάσιμου κύματος περιγράφεται σε διακριτές χρονικές στιγμές, οι οποίες είναι ανάλογες με τις διπλές διαδρομές διάδοσης, τις οποίες εκτελούν τα κύματα μέχρι την μεταξύ τους παρεμβολή. Ένα στιγμιότυπο από τα προαναφερθέντα μονοπάτια διάδοσης απεικονίζεται στην Εικόνα 2- 5. Οι χρόνοι διάδοσης, συμπεριλαμβανομένης της διαδρομής επιστροφής, υπολογίζονται στην κύρια κοιλότητα ως $\Delta\tau_1 = 2L/u_g$, στην πλευρική κοιλότητα ως $\Delta\tau_2 = 2r/u_g$ και μεταξύ της πρώτης κορυφής του στάσιμου κύματος, όπου $z = z_{max}$, και της θύρας #1, ως $\Delta\tau'_1 = 2(L - z_{max})/u_g$. Σημειώνεται πως συμβολίζεται με u_g η ταχύτητα της ομάδας του κυρίαρχου ρυθμού. Στο σημείο όπου $z = z_{max}$, σημειώνεται ότι τα εμπρόσθια κύματα (που οδεύουν από την πηγή προς τα δεξιά) και τα οπισθοδρομικά κύματα, προστίθενται και δημιουργούν ένα αυξανόμενο στάσιμο κύμα, στα χρονικά διαστήματα $t = n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2$ και $t = n\Delta\tau'_1 + m\Delta\tau_2$, αντίστοιχα, όπου n, m είναι ακέραιοι.

Το πλάτος παραμένει σταθερό όταν η κοιλότητα βρίσκεται σε φάση συντονισμού. Έτσι, σε κάθε ένα από τα παραπάνω χρονικά διαστήματα, αγνοείται η άμεση εξάρτηση από το χρόνο, και εκτελούνται τοπικοί υπολογισμοί υπό σταθερές συνθήκες. Τα αποτελέσματα των εν λόγω υπολογισμών περιγράφουν την εξέλιξη του πλάτους των στάσιμων κυμάτων και την προοδευτική αύξηση της περιβάλλουσας της ταλάντωσης. Η

σταδιακή αυτή αύξηση προκύπτει από την προσθήκη όλων των εμπρόσθιων και οπισθοδρομικών διαδιδόμενων κυμάτων. Δεδομένου ότι στην εργασία [41], η κοιλότητα του κυματοδηγού αναλύεται ως ισοδύναμο μοντέλο γραμμών μεταφοράς, το ηλεκτρικό πεδίο των κυμάτων συμπεριφέρεται ως διαδιδόμενα κύματα τάσης. Ο μηχανισμός με τον οποίο συμβάλουν τα κύματα της κοιλότητας, αρχικά περιλαμβάνει ένα κύμα τάσης V_{inc} , το οποίο εισέρχεται εν μέρει στην κοιλότητα μέσω της ίριδας. Φτάνοντας στη θύρα #1 του διακλαδωτήρα T, ένα κλάσμα του κύματος ανακλάται πίσω στην ίριδα και ένα άλλο μεταδίδεται προς την πλευρική κοιλότητα. Μετά από μια σειρά ανακλάσεων μεταξύ του βραχυκυκλώματος και της θύρας #3 του πλευρικού βραχίονα, το κύμα επιστρέφει στην κύρια κοιλότητα. Ο μηχανισμός περιγράφεται συνοπτικά από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$V_t(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) = V_{inc}(1 + S_{11,iris})e^{-2\gamma z_{max}} f_t(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) \quad (2.15)$$

$$V_r(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) = V_{inc}(1 + S_{11,iris})e^{-2\gamma z_{max}} f_r(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) \quad (2.16)$$

, όπου $S_{11,iris}$ είναι η παράμετρος σκέδασης της ίριδας και σύμφωνα με το [14], $S_{11,iris} = (Z_{TH} - Z_0)/(Z_{TH} + Z_0)$. Επίσης, οι συναρτήσεις μεταφοράς για τα εμπρόσθια και οπισθοδρομικά κύματα διάδοσης σημειώνονται ως f_t και f_r , αντίστοιχα, και χρησιμοποιούν τον παρακάτω αναδρομικό αλγόριθμο:

$$f_t(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) = f_t(0) + S_{11,iris} S_{11,T} e^{-2\gamma L} f_t((n-1)\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) + \delta_m \sum_{i=1}^{(n-1)r+m-1} S_i f_t((n-1)\Delta\tau_1 + (m-i)\Delta\tau_2) \quad (2.17)$$

$$f_r(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) = f_r(\Delta\tau_1) + S_{11,iris} S_{11,T} e^{-2\gamma L} f_r((n-1)\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) + \delta_m \sum_{i=1}^{nr-\tau'+m-1} S'_i f_r((n-1)\Delta\tau_1 + (m-i)\Delta\tau_2) \quad (2.18)$$

Όσον αφορά την εξίσωση (2.17), ο πρώτος όρος $f_t(0)$ αναφέρεται στο πρώτο εισερχόμενο κύμα τη χρονική στιγμή $t = 0$. Ο δεύτερος όρος αντιπροσωπεύει τη συνεισφορά στο μηχανισμό της συμβολής, των κυμάτων που οδεύουν στην κύρια κοιλότητα, από την ίριδα προς τη θύρα #1 και αντίστροφα. Κατά συνέπεια, ο τρίτος όρος αντιστοιχεί στη πρόσθετη συμβολή που προκαλείται, λόγω των πολλαπλών διαδρομών στην πλευρική κοιλότητα. Το ίδιο ισχύει και για την εξίσωση (2.18), με εξαίρεση τον όρο $f_r(\Delta\tau_1) = S_{11,T} e^{-2\gamma L'}$, ο οποίος αντιπροσωπεύει το πρώτο οπισθοδρομικό κύμα, το οποίο δημιουργείται καθώς το $f_t(0)$ επιστρέφει μετά από μια διπλή διαδρομή $2L' = 2(L - z_{max})$ και αντανακλάται μία φορά στη θύρα #1. Αυτές οι εκφράσεις, (2.17) - (2.18), διαφέρουν επίσης όσον αφορά τις συναρτήσεις S_i και S'_i . Και οι δύο είναι προϊόν των παραμέτρων σκέδασης της ίριδας και του διακλαδωτήρα T και η διαφορά τους έγκειται στην παραλλαγή των διαδρομών διάδοσης των εμπρόσθιων και οπισθοδρομικών κυμάτων διάδοσης.

$$S_i = S_{31,T} S_{13,T} S_{11,iris} e^{-2\gamma L} \left[(-1)^i S_{33}^{i-1} e^{-2\gamma ir} \right] \quad (2.19)$$

$$S'_i = S_{31,T} S_{13,T} S_{11,iris} e^{-2\gamma L'} \left[(-1)^i S_{33}^{i-1} e^{-2\gamma ir} \right] \quad (2.20)$$

Ο όρος $S_{31,T} S_{13,T} S_{11,iris} e^{-2\gamma L}$ παρακολουθεί την αλλαγή πλάτους και φάσης λόγω της διπλής διαδρομής από τη θύρα #1 του διακλαδωτήρα T, στη θύρα #3 και προς τα πίσω, μαζί με την αντανάκλαση στην ίριδα και τη διπλή διαδρομή στην κύρια κοιλότητα. Στην περίπτωση των οπισθοδρομικών κυμάτων, η διπλή διαδρομή τερματίζεται στο z_{max} και έτσι στην εξίσωση (2.20), το L πρέπει να αντικατασταθεί με $L' = L - z_{max}$. Ο όρος $(-1)^i S_{33}^{i-1} e^{-2\gamma ir}$ απεικονίζει τις πολυάρθρες αντανάκλασεις μεταξύ του βραχυκυκλώματος και της θύρας #3, σε συνδυασμό με την αλλαγή της φάσης λόγω των διπλών διαδρομών μέσα στην κοιλότητα.

Συμπερασματικά, οι θεωρητικές εκτιμήσεις που παρέχονται από τις εξισώσεις (2.15)-(2.20), μπορούν να καθορίσουν τον βέλτιστο συντελεστή σύζευξης, σε περιπτώσεις όπου ο παλμός κοιλότητας εισόδου επιδεικνύει μικρή διάρκεια. Σε τέτοιες περιπτώσεις, το άνοιγμα της ίριδας υπολογίζεται εκ νέου για την επίτευξη των βέλτιστων συνθηκών ισχυρής σύζευξης ($\beta_c > 1$). Οι εξισώσεις (2.15)-(2.20) περιλαμβάνουν έμμεσα τον συντελεστή σύζευξης μέσω της παραμέτρου $S_{11,iris}$.

2.2.3 Υπολογισμοί μόνιμης κατάστασης σε περίπτωση *overcoupling*

Όπως αναφέρθηκε, σύμφωνα με την εργασία [43], σε περίπτωση χρήσης μικροκυματικής πηγής υψηλής ισχύος, η οποία παράγει παλμούς πεπερασμένης διάρκειας, ενδείκνυται η χρήση συντελεστή σύζευξης $\beta_c > 1$. Όμως, η αύξηση του ανοίγματος της ίριδας συνεπάγεται και την αύξηση της επαγωγικής αντίστασης. Κατά συνέπεια, κρίνεται απαραίτητη η αλλαγή του μήκους L της κοιλότητας, έτσι ώστε να επιτευχθεί ο συντονισμός της. Η συνθήκη του συντονισμού ικανοποιείται όταν η αντίσταση εισόδου της κοιλότητας παρουσιάζει μόνο ωμικό μέρος. Σε αυτό το πλαίσιο, πραγματοποιούνται οι εξής υπολογισμοί, οι οποίοι αφορούν την μόνιμη και τη μεταβατική κατάσταση φόρτισης.

Ο συντελεστής ανάκλασης της κοιλότητας μπορεί να γραφεί ως:

$$\rho_c = \begin{cases} (\beta_c - 1)/(\beta_c + 1) & (\beta_c \geq 1) \\ (1 - \beta_c)/(\beta_c + 1) & (\beta_c < 1) \end{cases} \quad (2.21)$$

Στην περίπτωση του *overcoupling*, λοιπόν, το $\beta > 1$ και σύμφωνα με την εξίσωση (2.11), προκύπτει ότι:

$$\beta_c = \frac{Z_c}{Z_o} \quad (2.22)$$

Η πληροφορία για το μήκος L της κοιλότητας, η οποία προκύπτει από την εξίσωση (2.5), δεν λαμβάνεται υπόψιν στην περίπτωση του overcoupling, προκειμένου να επιτευχθεί ο συντονισμός. Οι εξισώσεις (2.6), της αντίστασης εισόδου Z_{in} και (2.7), της αντίστασης της κοιλότητας, γράφονται στη γενική μορφή τους ως:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + |\rho_L| e^{-2\alpha L} e^{-j(2\beta L - \varphi_L)}}{1 - |\rho_L| e^{-2\alpha L} e^{-j(2\beta L - \varphi_L)}} \quad (2.23)$$

Η αντίσταση της κοιλότητας Z_c , ορίζεται ως ο παράλληλος συνδυασμός της σύνθετης αντίστασης εισόδου Z_{in} και της αντίδρασης της ίριδας X_i . Προκειμένου να προσδιοριστεί το βέλτιστο μήκος της κοιλότητας L , καθώς και το βέλτιστο άνοιγμα της ίριδας d , διαχωρίζεται το πραγματικό από το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης Z_{in} και στη συνέχεια απαιτείται ικανοποίηση της συνθήκης συντονισμού της εξίσωσης (2.22). Έτσι, προκύπτει το παρακάτω σύστημα δύο εξισώσεων:

$$Z_c = (jX_i || Z_{in}) = \beta_c Z_0 \Rightarrow \begin{cases} \frac{AC+BD}{C^2+D^2} = \beta_c \\ \frac{BC-AD}{C^2+D^2} = 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

Όπου,

$$A = \frac{X_i}{Z_0} |\rho_L| e^{-2\alpha L} \sin(\varphi'_L) \quad (2.25) \text{ (}\alpha\text{)}$$

$$B = \frac{X_i}{Z_0} [1 + |\rho_L| e^{-2\alpha L} \cos(\varphi'_L)] \quad (2.26) \text{ (}\beta\text{)}$$

$$C = 1 + \frac{X_i}{Z_0} |\rho_L| e^{-2\alpha L} \cos(\varphi'_L) - \frac{X_i}{Z_0} |\rho_L| e^{-2\alpha L} \sin(\varphi'_L) \quad (2.27) \text{ (}\gamma\text{)}$$

$$D = \frac{X_i}{Z_0} - \frac{X_i}{Z_0} |\rho_L| e^{-2\alpha L} \cos(\varphi'_L) - |\rho_L| e^{-2\alpha L} \sin(\varphi'_L) \quad (2.28) \text{ (}\delta\text{)}$$

Από την επίλυση του ομογενούς μέρους του συστήματος ως προς την αντίδραση της ίριδας X_i , και στη συνέχεια με αντικατάσταση στον άλλο κλάδο του συστήματος, προκύπτουν οι τελικές εξισώσεις:

$$\frac{X_i}{Z_0} = \frac{1 + |\rho_L|^2 e^{-4\alpha L} + 2|\rho_L| e^{-2\alpha L} \cos(\varphi'_L)}{2|\rho_L| e^{-2\alpha L} \sin(\varphi'_L)} \quad (2.29)$$

$$AC + BD = \beta_c (C^2 + D^2) \quad (2.30)$$

Η επίλυση του συστήματος των εξισώσεων (2.29) και (2.30), για ένα συγκεκριμένο συντελεστή σύζευξης β_c , οδηγεί στο καθορισμό της επαγωγικής αντίδρασης X και του μήκους L της κοιλότητας, τα οποία αποτελούν και τις σχεδιαστικές παραμέτρους του προβλήματος.

2.2.3.1 Υπολογισμός βέλτιστου συντελεστή σύζευξης

Σύμφωνα με τον R. A. Alvarez, για μια συγκεκριμένη διάρκεια παλμού εισόδου T , υπάρχει ένα βέλτιστο β_c και κατ' επέκταση (X, L) (βλ. υποενότητα 2.2.3), με κριτήριο τη μεγιστοποίηση του επιπέδου της αποθηκευμένης ενέργειας [43]. Ο υπολογισμός του συντελεστή σύζευξης β_c δύναται να πραγματοποιηθεί με δύο μεθοδολογίες. Η πρώτη βασίζεται στην ερευνητική εργασία [43], μέσω της παρακάτω εξίσωσης:

$$\frac{1 - \beta_c}{\beta_c(1 + \beta_c)} + \frac{xe^{-kx}}{1 - e^{-kx}} = 0 \quad (2.31)$$

, όπου $k = (1 + \beta_c)/2$, $x = T/\tau_0$, $\tau_0 = Q_0/\omega$. Η αριθμητική επίλυση της εξίσωσης (2.31) οδηγεί απευθείας στη βέλτιστη τιμή του β_c . Ωστόσο, είναι απαραίτητη η γνώση του συντελεστή ποιότητας Q_0 , ο υπολογισμός του οποίου γίνεται μέσω της χρονικής εξέλιξης της φόρτισης της κοιλότητας όπως περιγράφει η εξίσωση (2.14)

2.2.3.2 Υπολογισμός κέρδους κοιλότητας

Το κέρδος της κοιλότητας μπορεί να υπολογισθεί μέσω της έκφρασης του στάσιμου τάσης στην ισοδύναμη γραμμή μεταφοράς. Συγκριτικά με την αντίστοιχη εξίσωση (2.9), η οποία αναφέρεται σε κατάσταση κρίσιμης σύζευξης ($\beta_c = 1$), πρέπει να εφαρμοστεί τροποποίηση, η οποία να περιγράφει τη συνθήκη μη προσαρμογής για $\beta_c > 1$. Υιοθετώντας το σχήμα της διπλά προσαρμοσμένης γραμμής για την περιγραφή της τροφοδοσίας της μη προσαρμοσμένης γραμμής ($Z_c \neq Z_0$), θα ισχύει το εξής για τη τάση στο φορτίο της κοιλότητας:

$$V(z) = V_g \frac{Z_c}{Z_c + Z_0} \frac{Z_L \cosh[\gamma(L-z)] + Z_0 \sinh[\gamma(L-z)]}{Z_L \cosh(\gamma L) + Z_0 \sinh(\gamma L)} \quad (2.32)$$

Συνοψίζοντας, η εξίσωση (2.9), προκειμένου να περιγράψει το κέρδος της κοιλότητας σε περίπτωση overcoupling, πρέπει να επαναδιατυπωθεί ως εξής:

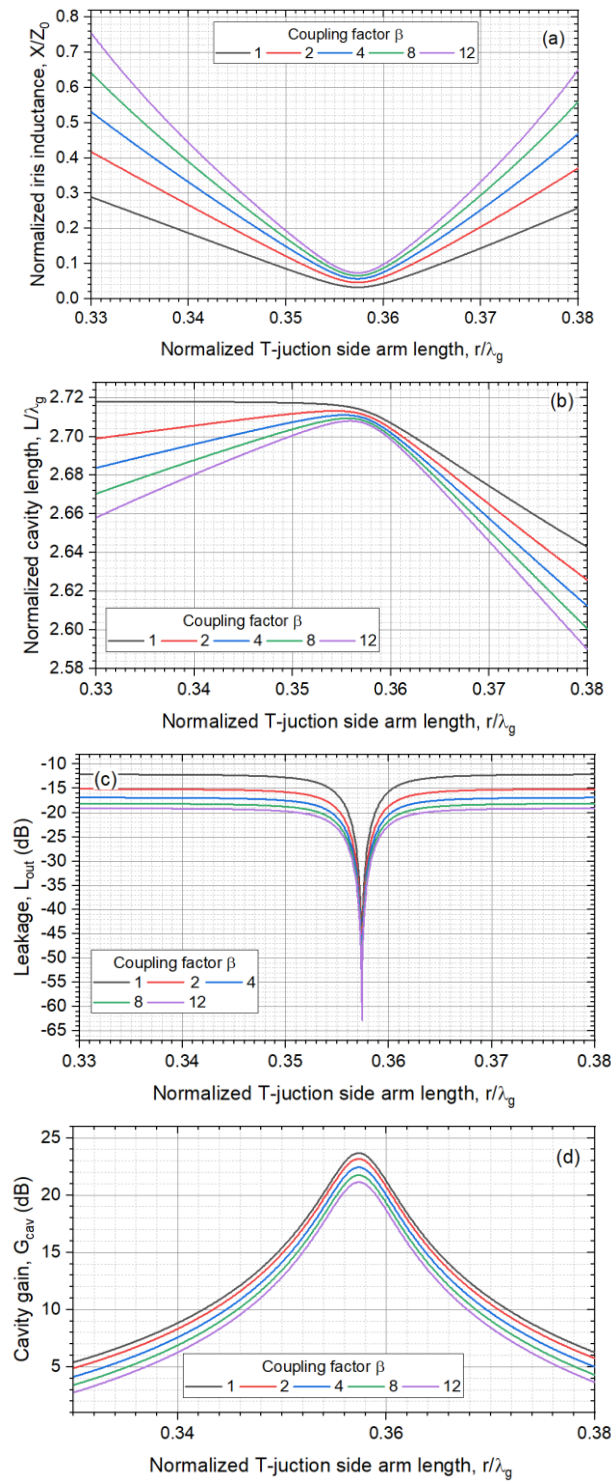
$$G = 20 \log \left(\frac{V(z = \varphi_{TH} / 2\beta)}{V_g \frac{Z_c}{Z_c + Z_0}} \right) \quad (2.33)$$

Στην περίπτωση όπου έχουμε κρίσιμη σύζευξη, λόγω προσαρμογής ($Z_c = Z_0$) η εξίσωση (2.33) λαμβάνει τη τιμή $V_g/2$ και ταυτίζεται με την έκφραση (2.9).

2.3 Υπολογισμοί μόνιμης και μεταβατικής κατάστασης: Βέλτιστες παράμετροι β, X, L

Με τη χρήση του μοντέλου προσομοίωσης της ενότητας 2.2, παράγονται αριθμητικά αποτελέσματα για τη βέλτιστη σχεδίαση και την απόδοση MPC κοιλοτήτων που χρησιμοποιούν διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης. Το κριτήριο της απόδοσης αφορά τόσο τον υπολογισμό του κέρδους της MPC κοιλότητας, όσο και τον υπολογισμό της ενέργειας που συσσωρεύεται στο εσωτερικό της. Τα αριθμητικά αποτελέσματα του θεωρητικού μοντέλου συγκρίνονται με τα αποτελέσματα που προκύπτουν από ανεξάρτητες προσομοιώσεις με τη χρήση του λογισμικού CST Microwave Studio.

Με βάση τις εξισώσεις (2.29) και (2.30) και με την δημιουργία κώδικα Matlab (παράρτημα A1-A3), υπολογίζονται οι βέλτιστες παράμετροι της MPC κοιλότητας, για συχνότητα $f = 1.3 \text{ GHz}$, διαστάσεις κυματοδηγού WR-650 ($a = 165.1 \text{ mm}, b = 82.55 \text{ mm}$), βασικό μήκος κοιλότητας $nh = 5\lambda_g/2$ και ωμικές απώλειες $\alpha = 0.0011 \text{ Naper/m}$. Το κανονικοποιημένο μήκος $r\lambda_g$ του διακλαδωτήρα T παραμένει ίδιο με αυτό που υπολογίζεται κατά την κρίσιμη σύζευξη ($\beta_c = 1$), δεδομένου ότι με αυτό εξασφαλίζει την ελαχιστοποίηση της διαρροής από τη κοιλότητα, το οποίο επιβεβαιώνεται από τα διαγράμματα της Εικόνας 2-6. Στην Εικόνα 2-6 (a)-(b), για κάθε τιμή r του πλευρικού βραχίονα, προκύπτει ένα ζεύγος τιμών (L, X_i), το οποίο υπολογίζεται για συγκεκριμένες τιμές του συντελεστή σύζευξης β_c και υπακούει στη συνθήκη συντονισμού της εξίσωσης (2.22). Σύμφωνα με την Εικόνα 2-6(a) η κανονικοποιημένη αντίδραση X_i/Z_0 αυξάνεται με την ενίσχυση της σύζευξης. Όπως αναμένεται, οι ισχυρότερες συνθήκες σύζευξης αντιστοιχούν σε μεγαλύτερα ανοίγματα ίριδας d , και επομένως σε υψηλότερες τιμές της επαγωγικής αντίδρασης X_i . Φυσικά, η αύξηση των μεταβλητών αυτών, X_i και d , εξαρτώνται από το μήκος του πλευρικού βραχίονα και την διαρροή της κοιλότητας όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2-6 (c). Συγκεκριμένα, στο σημείο όπου εντοπίζεται η ελάχιστη τιμή της διαρροής ($r=0.3574\lambda_g$) η επαγωγική αντίδραση X_i λαμβάνει την ελάχιστη δυνατή τιμή της. Η ελάχιστη τιμή της διαρροής αντιστοιχεί σε μέγιστες τιμές κέρδους για τη κοιλότητα, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2-6(d). Τελικώς, η ελαχιστοποίηση της διαρροής της κοιλότητας οδηγεί στο καθορισμό των βέλτιστων σχεδιαστικών παραμέτρων (r, L, X_i), όπου παρατηρείται για κάθε συντελεστή σύζευξης, σταθερό μήκος πλευρικού βραχίονα ($r=0.3574\lambda_g$), ελαχιστοποίηση της αντίδρασης X_i και μείωση του μήκους L με την ενίσχυση της σύζευξης.



Εικόνα 2- 6 Υπολογισμός βέλτιστων σχεδιαστικών παραμέτρων (r, L, X_i), για διάφορους συντελεστές σύζευξης ($\beta=1, 2, 4, 8$ and 12): (a) Κανονικοποιημένη αντίδραση ίριδας X_i/Z_0 , (b) κανονικοποιημένο μήκος κύριας κοιλότητας L/λ_g , (c) διαρροή κοιλότητας και (d) κέρδος κοιλότητας συναρτήσει του μήκους r/λ_g του πλευρικού βραχίονα.

Η αξιοπιστία των παραπάνω υπολογισμών επιβεβαιώνεται με τη βοήθεια του ισοδύναμου μοντέλου γραμμών μεταφοράς της Εικόνας 2-3, και του εμπορικού προγράμματος προσομοίωσης CST Microwave Studio Suite. Σύμφωνα, με τα δεδομένα που αναγράφονται στον Πίνακα 2-1, υπάρχει εξαιρετική συμφωνία μεταξύ των δύο

ανεξάρτητων μεθόδων υπολογισμού. Η απόκλιση σε σχέση με το L_{opt} είναι μικρότερη από 0,05%, ενώ για το άνοιγμα της ίριδας (d/a) κυμαίνεται από 11% σε σχεδόν κρίσιμες συνθήκες σύζευξης ($\beta_c=1,14$) έως 3,7% για συνθήκες ισχυρής σύζευξης ($\beta_c=9,97$). Όσον αφορά το κέρδος κοιλότητας υπάρχει διαφορά 1-1,5 dB. Ακόμα κι αν οι αποκλίσεις μεταξύ των δύο μεθόδων υπολογισμού είναι αρκετά μικρές, αυτό εξηγείται διότι η μέθοδος ισοδύναμου κυκλώματος παραβλέπει τις απώλειες εξασθένησης στην κεντρική περιοχή του διακλαδωτήρα T, καθώς τα ισοδύναμα κυκλώματα στην Εικόνα 2-3 είναι καθαρά αντιδραστικά ή χωρητικά [41].

| Μεταβλητές | β_c | r/λ_g | L_{opt}/λ_g | d/a | G_{mc} (dB) |
|----------------------------|-----------|---------------|---------------------|-------|---------------|
| Εξισώσεις (2.32)-(2.33) | 1.14 | 0.3574 | 2.7133 | 0.18 | 29.67 |
| | 2.44 | 0.3574 | 2.7103 | 0.21 | 28.86 |
| | 5.85 | 0.3574 | 2.7059 | 0.25 | 26.68 |
| | 9.97 | 0.3574 | 2.7020 | 0.28 | 24.91 |
| 3D προσομοίωση | 1.14 | 0.3574 | 2.7132 | 0.16 | 28.81 |
| | 2.44 | 0.3574 | 2.7096 | 0.20 | 27.39 |
| | 5.85 | 0.3574 | 2.7048 | 0.24 | 25.78 |
| | 9.97 | 0.3574 | 2.7006 | 0.27 | 23.98 |

Πίνακας 2- 1 Βέλτιστες σχεδιαστικές παράμετροι μέσω των εξισώσεων (2.32)-(2.33) και του ισοδύναμου μοντέλου γραμμών μεταφοράς συγκρινόμενο με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων στο πρόγραμμα CST.

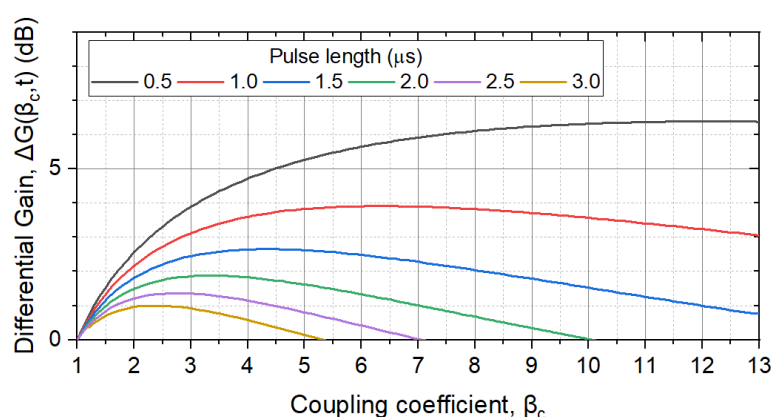
Έτσι, για ένα σταθερό και γνωστό μήκος r πλευρικού βραχίονα, η αντίσταση τερματισμού Z_L , καθώς και οι παράμετροι ρ_L και φ_L που προκύπτουν από αυτή, υπολογίζονται όπως και στην κατάσταση κρίσιμης σύζευξης. Η αριθμητική επίλυση της εξίσωσης (2.30), με δεδομένες τις παραμέτρους που αναφέρθηκαν, οδηγεί στον προσδιορισμό του μήκους L και τέλος, με αντικατάσταση αυτού στην εξίσωση (2.29), υπολογίζεται και η επαγωγική αντίδραση X της ίριδας.

Οι παραπάνω υπολογισμοί υλοποιούνται για συγκεκριμένο συντελεστή σύζευξης β_c , ο οποίος, όπως προαναφέρθηκε, μπορεί να υπολογιστεί με την πρώτη μεθοδολογία μέσω της έκφρασης (2.31), έχοντας ως δεδομένο τον παλμό εισόδου T (Παράρτημα A1). Με τη χρήση της δεύτερης μεθοδολογίας, ουσιαστικά, γίνεται σάρωση του συντελεστή σύζευξης β_c σε ένα επιλεγμένο πεδίο τιμών (Παράρτημα A2-A3). Στη συνέχεια, υπολογίζεται το κέρδος της κοιλότητας τη χρονική στιγμή $t = T$, μέσω του μοντέλου της μεταβατικής κατάστασης (βλ. υποενότητα 2.2.2), ώστε να εντοπιστεί η βέλτιστη τιμή του $\beta_c(X, L)$ ¹. Ουσιαστικά, η τιμή της βέλτιστης σύζευξης αντιστοιχεί σε μέγιστο κέρδος $G(\beta_{opt}, t = T) = \max [G(\beta_c, t = T)]$. Σε αυτό το πλαίσιο, η Εικόνα 2-7 απεικονίζει τα αποτελέσματα για το κέρδος της κοιλότητας για διάφορα μήκη παλμών σε για εύρος $T=[0.5, 3.0 \mu s]$. Ουσιαστικά, η Εικόνα 2-6 απεικονίζει την αύξηση του διαφορικού κέρδους σε σχέση με τις κρίσιμες συνθήκες σύζευξης, δηλαδή, $\Delta G(\beta_c, t = T) = G(\beta_c, t = T) -$

¹ Η μέθοδος υπολογισμού της αποθηκευμένης ενέργειας περιγράφεται στην υποενότητα 2.4.3, και μέσω αυτής προκύπτουν οι βέλτιστοι συντελεστές σύζευξης του Πίνακα 2-2.

$G(\beta_c = 1, t = T)$ προκειμένου να τονιστεί η βελτιστοποίηση της απόδοσης αποθήκευσης μιας ισχυρότερης σύζευξης.

Σύμφωνα με την Εικόνα 2-7, η αύξηση του συντελεστή σύζευξης αρχικά επιταχύνει τον ρυθμό συσσώρευσης ενέργειας και παρέχει ένα πλεονέκτημα σε σύγκριση με το κρίσιμο σενάριο σύζευξης. Ωστόσο, η ισχυρότερη σύζευξη οδηγεί σε υψηλότερες απώλειες σύζευξης στη θύρα της κοιλότητας εισόδου, μειώνοντας τον συντελεστή ποιότητας με φορτίο Q_L . Η μείωση αυτή σταδιακά οδηγεί σε ελάττωση του ρυθμού συσσώρευσης ενέργειας και τελικά εξισορροπούνται τα πλεονεκτήματα της ισχυρότερης ζεύξης. Προφανώς, η βέλτιστη επιλογή για τον συντελεστή σύζευξης είναι αυτή που καθορίζει σε χρόνο $t = T$ την πιο ευνοϊκή αντιστάθμιση μεταξύ των δύο προαναφερθέντων ανταγωνιστικών μηχανισμών που καθορίζουν το συνολικό ποσοστό συσσώρευσης ενέργειας.



Εικόνα 2- 7 Καθορισμός βέλτιστης σύζευξης για διάφορες τιμές παλμών εισόδου της ενεργής πηγής ($T=0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5$ and $3.0 \mu s$).

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 2-7, οι μεγαλύτερες (μικρότερες) διάρκειες παλμών εισόδου συνδέονται με χαμηλότερες (υψηλότερες) τιμές βέλτιστων συντελεστών σύζευξης και χαμηλότερα (μεγαλύτερα) κέρδη κοιλότητας. Παρακάτω, στον Πίνακα 2-2, με δεδομένα τον παλμό εισόδου T , παρουσιάζονται οι βέλτιστες παράμετροι της κοιλότητας MPC μέσω των δύο μεθοδολογιών. Συγκεκριμένα, ο Πίνακας 2-2 περιλαμβάνει την ανεξάρτητη εκτίμηση των βέλτιστων τιμών σύμφωνα με την εξίσωση (2.31) [43] ως μέσο επαλήθευσης της ακρίβειας των υπολογισμών μέσω του μοντέλου γραμμών μεταφοράς. Οι δύο ανεξάρτητες μέθοδοι υπολογισμού βρίσκονται σε εξαιρετική συμφωνία παρέχοντας αποδείξεις για την ακρίβεια των προτεινόμενων υπολογισμών μεταβατικής κατάστασης. Αν και οι αριθμητικές διαφορές στον Πίνακα 2-2 είναι μικρότερες από 0,7%, αξίζει να αναφέρουμε ότι οι μεγαλύτερες διαφορές εντοπίζονται στις χαμηλότερες διάρκειες παλμού εισόδου. Μια εξήγηση για αυτή τη διαφορά είναι η εγγενής αδυναμία του μοντέλου ισοδύναμου κυκλώματος να αμελεί τον χρόνο διάδοσης μέσω του διακλαδωτήρα T , ο οποίος γενικά τείνει να επιταχύνει ελαφρώς τη συσσώρευση ενέργειας, δημιουργώντας μια χρονική μετατόπιση που γίνεται πιο σημαντική για μικρότερη διάρκεια παλμών εισόδου.

| Διάρκεια Παλμού Εισόδου (μs) | 0.5 | 1.0 | 1.5 | 2.0 | 2.5 | 3.0 |
|--|-------|------|------|------|------|------|
| Εξισώσεις (2.15)- (2.16) | 12.35 | 6.34 | 4.34 | 3.35 | 2.76 | 2.37 |
| Εξισώσεις (2.31) [43] | 12.26 | 6.30 | 4.32 | 3.34 | 2.75 | 2.36 |

Πίνακας 2- 2 Βέλτιστες σχεδιαστικές παράμετροι μέσω της θεωρίας των γραμμών μεταφοράς (εξισώσεις (2.15)–(2.16)) και της έκφρασης (2.31) [43]

2.4 Υπολογισμοί της μεταβατικής κατάστασης της κοιλότητας

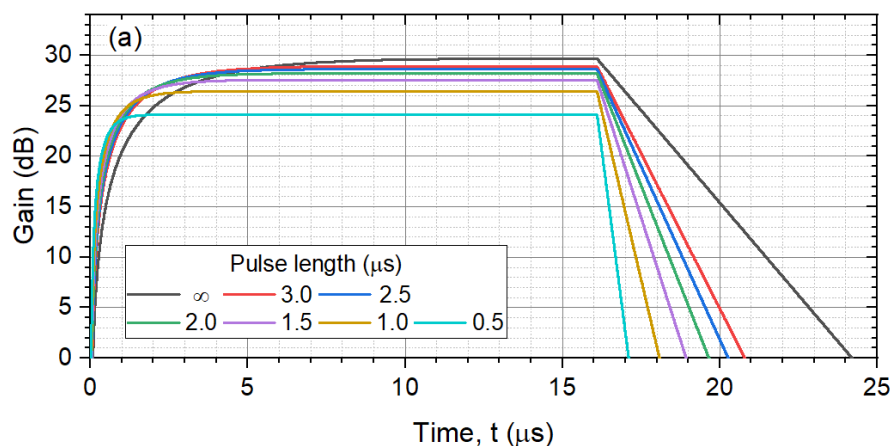
Το θεωρητικό μοντέλο υπολογισμού της μεταβατικής κατάστασης αναφορικά με τη φόρτιση, το οποίο προτείνεται στην εργασία [41], χρησιμοποιείται για την πραγματοποίηση παραμετρικής αριθμητικής μελέτης. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν, χρησιμοποιούνται με σκοπό να προσδιοριστεί η βέλτιστη σύζευξη μεταξύ κοιλότητας και πηγής για διαφορετικής διάρκειας παλμούς τροφοδοσίας.

2.4.1 Υπολογισμός του κέρδους της κοιλότητας

Ο υπολογισμός του κέρδους κατά τη μεταβατική κατάσταση μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη χρήση των εξισώσεων (2.15) - (2.20) της εργασίας [41]. Οι εκφράσεις αυτές είναι κανονικοποιημένες ως προς το προσπίπτον κύμα V_{inc} . Στην περίπτωση της κρίσιμης σύζευξης ($\beta_c = 1$), λόγω της προσαρμογής το πλάτος του στάσιμου ταυτίζεται με το πλάτος του προσπίπτοντος, δηλαδή $V_{inc} = V_g/2$. Έτσι, οι υπολογισμοί που υλοποιούνται κατά τη μεταβατική κατάσταση μέσω του λογισμικού Matlab, γίνονται με τη θεώρηση πως η πηγή τροφοδοτεί την κοιλότητα με σταθερό προσπίπτον κύμα V_{inc} , το οποίο ταυτίζεται με αυτό της μόνιμης κατάστασης. Στην πραγματικότητα και σε πειραματικό επίπεδο, η πηγή τροφοδοσίας που χρησιμοποιείται δεν είναι σταθερή. Στην περίπτωση του overcoupling ($\beta_c > 1$), θεωρούμε πως η διαφοροποίηση δεν οφείλεται στην πηγή τροφοδοσίας, αλλά στη μεταβολή της αντίστασης εισόδου Z_{in} της πηγής. Οι θεωρήσεις αυτές και η διαφοροποίηση στην κατάσταση μη-κρίσιμης σύζευξης, επιβεβαιώνονται από τους υπολογισμούς μεταβατικής κατάστασης του στάσιμου κύματος της κοιλότητας. Αυτοί καταδεικνύουν την έλλειψη προσαρμογής και τη σύγκλιση στη σταθερά αναλογίας $Z_c/(Z_c + Z_o)$, όπως προαναφέρθηκε στην εξίσωση (2.33).

Με βάση τα παραπάνω και αφού δημιουργήθηκε κώδικας σε λογισμικό Matlab (παράρτημα A1) θα ερμηνεύσουμε τη συμπεριφορά των καμπυλών του κέρδους στη μεταβατική έως και την μόνιμη κατάσταση. Στον υπόψιν κώδικα, οι δεδομένες

παράμετροι για τη συχνότητα, τις διαστάσεις του κυματοδηγού WR-650, του βασικού μήκους της κοιλότητας και τις ωμικές απώλειες, παραμένουν οι ίδιες (βλ. 2.3.1). Όπως φαίνεται στην Εικόνα 2- 8, τα κέρδη που προκύπτουν, καθώς η κοιλότητα προσεγγίζει τη μόνιμη κατάσταση, συγκλίνουν στα κέρδη μόνιμης κατάστασης που υπολογίστηκαν μέσω της εξίσωσης (2.33) (Πίνακας 2.1).



Εικόνα 2- 8 Χρονική εξέλιξη του κέρδους της κοιλότητας για τους βέλτιστους συντελεστές σύζευξης β_c (Πίνακας 2-2). Τα κέρδη, όσο αυξάνεται ο χρόνος, συγκλίνουν στους υπολογισμούς μόνιμης κατάστασης. Θεωρείται ως κρίσιμη κατάσταση σύζευξης η καμπύλη για $T = \infty$.

Η αύξηση της τιμής του συντελεστή σύζευξης επιταχύνει τον ρυθμό συσσώρευσης κέρδους κοιλότητας. Ωστόσο, στη μόνιμη κατάσταση το κέρδος της κοιλότητας συγκλίνει σε χαμηλότερη τιμή σε σχέση με τη κρίσιμη, λόγω του χαμηλότερου συντελεστή ποιότητας Q_L . Η επίδραση των διαφορετικών τιμών του Q_L είναι εμφανής στον ρυθμό συσσώρευσης κέρδους κοιλότητας, καθώς και στον ρυθμό απόσβεσης του κέρδους κοιλότητας μετά την απενεργοποίηση της πηγής, π.χ. σε $t=16 \mu s$. Ουσιαστικά, η αύξηση του β_c έχει ως αποτέλεσμα αυξημένες απώλειες σύζευξης, οι οποίες επιταχύνουν τη συσσώρευση κέρδους και την απόσβεση. Παράλληλα, παρατηρούμε πως σε κάποια ορισμένη χρονική στιγμή, υπάρχει μια τιμή για το συντελεστή σύζευξης β_c , όπου η κοιλότητα εμφανίζει μεγαλύτερο κέρδος σε σχέση με τις υπόλοιπες καταστάσεις σύζευξης. Συγκεκριμένα, για χρόνους $t < 5 \mu s$, κατά προσέγγιση, φαίνεται πως η κατάσταση overcoupling δρα πιο ευνοϊκά στο κέρδος της κοιλότητας, σε σχέση με την κατάσταση κρίσιμης σύζευξης. Η Εικόνα 2-8 απεικονίζει το βέλτιστο σενάριο αφού χρησιμοποιούμε τις τιμές των βέλτιστων συντελεστών σύζευξης του Πίνακα 2-2, οι οποίες μεγιστοποιούν το διαφορικό κέρδος σε χρόνο $t = T$.

2.4.2 Υπολογισμός ανακλώμενου κύματος της κοιλότητας

Οι υπολογισμοί του ανακλώμενου κύματος μπορούν να πραγματοποιηθούν παρομοίως, με τη χρήση των εξισώσεων (2.15) - (2.20). Με δεδομένο ότι οι συγκεκριμένες εξισώσεις είναι κανονικοποιημένες ως προς το προσπίπτον κύμα V_{inc} , υπολογίζεται μέσω

του λογισμικού Matlab ένα κανονικοποιημένο ανακλώμενο κύμα, το οποίο ισοδυναμεί με ένα μεταβατικό συντελεστή ανάκλασης (παράρτημα Α1).

Το ανακλώμενο κύμα αποτελείται από δύο όρους. Ο πρώτος όρος περιγράφει την πρωτογενή ανάκλαση στην ίριδα και παραμένει αμετάβλητος στο χρόνο, για όσο τροφοδοτεί η πηγή. Ισοδυναμεί με το συντελεστή ανάκλασης της αντίστασης Z_{TH} πολλαπλασιασμένος με το προσπίπτον κύμα V_{inc} . Μετά από κανονικοποίηση και μέσω της εξίσωσης (2.3), ο πρώτος όρος εκφράζεται ως:

$$\rho_{TH} = \frac{Z_{TH} - Z_o}{Z_{TH} + Z_o} = -\frac{Z_o}{Z_o + j2X} = S_{11,iris} \quad (2.34)$$

Ο δεύτερος όρος του ανακλώμενου κύματος αντιστοιχεί στη διαρροή από την κοιλότητα μέσω της ίριδας. Ο όρος αυτός μπορεί να υπολογιστεί με αφετηρία το οπισθοδρομικό κύμα τάσης, το οποίο υπολογίζεται εντός της κοιλότητας μέσω της εξίσωσης (2.16). Η εξίσωση αυτή τροποποιείται έτσι, ώστε να υπολογίζει το ανακλώμενο κύμα εκτός της κοιλότητας σε απόσταση z_{max} , όπου σημειώνεται η πρώτη κορυφή του στάσιμου κύματος που διαρρέει από την ίριδα προς την πλευρά της πηγής. Η έκφραση του δεύτερου όρου συμπυκνώνεται στην παρακάτω έκφραση:

$$V_{r2} = (1 + \rho_{TH})e^{-\gamma z_{max}} V_r (n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2 + \Delta\tau_3) \quad (2.35)$$

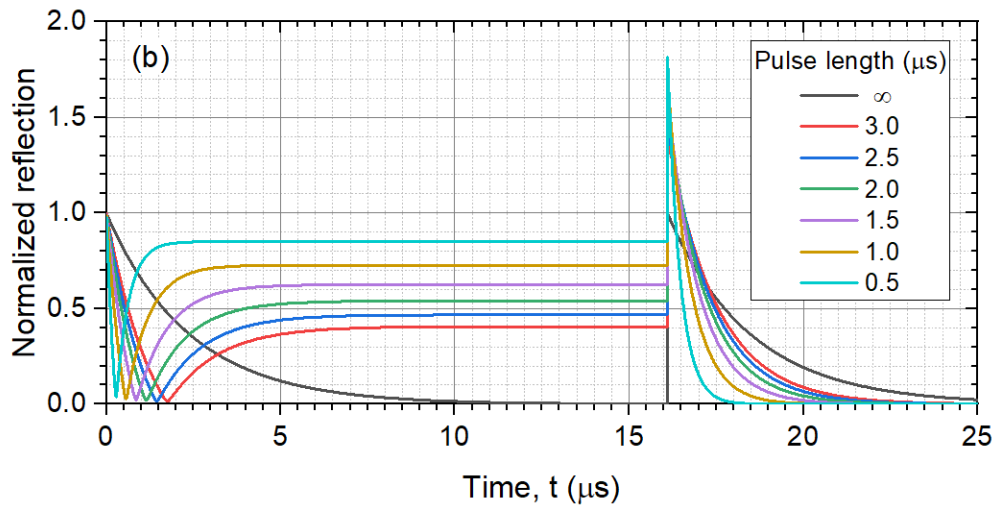
, όπου $\Delta\tau_3 = z_{max}/V_g$ και $z_{max} = \varphi_{TH}/4\pi$. Με άθροιση των δύο όρων (2.34) και (2.35) προκύπτει η εξίσωση του κανονικοποιημένου ανακλώμενου κύματος της κοιλότητας, η οποία ορίζεται ως εξής:

$$V_{ref}(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2 + \Delta\tau_3) = S_{11,iris} + (1 + S_{11,iris})^2 e^{-3\gamma z_{max}} f_r(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) \quad (2.36)$$

Η εξίσωση (2.36) μπορεί να χρησιμοποιηθεί, με μικρές τροποποιήσεις, για τον υπολογισμό της επαναεκπομπής από την κοιλότητα MPC μέσω της ίριδας μετά την απενεργοποίηση της πηγής τροφοδοσίας. Αυτή είναι μια περίπτωση ιδιαίτερου ενδιαφέροντος, διότι μετά την απενεργοποίηση της ισχύος εισόδου, η επαναεκπεμπόμενη ισχύς από μια υπερσυζευγμένη κοιλότητα MPC παίρνει τη μορφή ενός ενισχυμένου συμπιεσμένου παλμού [43]. Η ενίσχυση του επαναεκπεμπόμενου παλμού είναι ανάλογη με τον συντελεστή σύζευξης $\beta_c > 1$ και εάν ένας κυκλοφορητής μεσολαβεί μεταξύ της πηγής τροφοδοσίας και της κοιλότητας MPC, τότε μια τέτοια τοπολογία μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως τεχνική ενίσχυσης. Συγκεκριμένα, ο επαναεκπεμπόμενος παλμός μετά την απενεργοποίηση της ισχύος εισόδου μπορεί να υπολογιστεί από το (2.36), αν αμεληθεί ο πρώτος όρος και αφαιρεθεί η μεταβλητή $f_r(\Delta\tau_1)$ από την εξίσωση (2.36) στο [41]. Ο τελευταίος όρος αντιπροσωπεύει τα νέα κύματα που εισέρχονται στην κοιλότητα MPC, τα οποία θα πρέπει να αγνοηθούν μετά την απενεργοποίηση της τροφοδοσίας:

$$V_{refl}(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2 + \Delta\tau_3 > T) = (1 + S_{11,iris})^2 e^{-3\gamma z} [f_r(n\Delta\tau_1 + m\Delta\tau_2) - f_r(\Delta\tau_1)] V_{inc} \quad (2.37)$$

Στην Εικόνα 2- 9 παρουσιάζουμε την εξέλιξη του ανακλώμενου κύματος στο χρόνο για συγκεκριμένους συντελεστές σύζευξης (Πίνακας 2- 2). Παρατηρούμε ότι, στις κοιλότητες με overcoupling κατάσταση σύζευξης το ανακλώμενο κύμα μηδενίζεται, λόγω συντονισμού, και στη συνέχεια συγκλίνει στη τιμή μόνιμης κατάστασης του. Όσο απομακρυνόμαστε από τη κατάσταση κρίσιμης σύζευξης, ο μηδενισμός της ανάκλασης ολισθαίνει προς μικρότερες χρονικές στιγμές, δηλαδή συμβαίνει συντομότερα. Επίσης, όσο αυξάνεται ο συντελεστής σύζευξης και συγκλίνουμε στη μόνιμη κατάσταση, το ανακλώμενο κύμα αυξάνεται, γεγονός που δηλώνει χειρότερη προσαρμογή και μεγαλύτερες τιμές του συντελεστή ανάκλασης $S_{11,iris}$. Στο χρονικό διάστημα όπου το ανακλώμενο κύμα παρουσιάζει βύθιση, είναι δυνατόν να εκμεταλλευτούμε στο μέγιστο βαθμό την επιτάχυνση της φόρτισης.



Εικόνα 2- 9 Χρονική εξέλιξη του κανονικοποιημένου ανακλώμενου κύματος της κοιλότητας για τους βέλτιστους συντελεστές σύζευξης β_c (Πίνακας 2-2). Οι τιμές του ανακλώμενου κύματος, όσο συγκλίνουν στη μόνιμη κατάσταση, τείνουν στον υπολογισμό του συντελεστή ανάκλασης της κοιλότητας (Εξίσωση (2.21)).

Μια ενδιαφέρουσα πτυχή της Εικόνας 2-9 είναι η ενίσχυση της ανακλώμενης κυματομορφής μετά την απενεργοποίηση της πηγής τροφοδοσίας. Το επίπεδο ενίσχυσης γίνεται υψηλότερο όσο αυξάνεται ο συντελεστής σύζευξης β_c . Στην πραγματικότητα, η διαρροή μέσω της ίριδας είναι ο φυσικός μηχανισμός που προσφέρει αυτή την ενίσχυση, η οποία γίνεται ισχυρότερη, όταν ανοίγει η ίριδα και έτσι αυξάνεται η β_c . Σε αυτό το πλαίσιο, εκτός από τη χρήση ισχυρής σύζευξης ως μέθοδο που αποδίδει κέρδη στην αποθήκευση της ενέργειας, ένα επιπλέον κίνητρο είναι η χρήση της υπερσύζευξης ως μέθοδο ενίσχυσης.

2.4.3 Υπολογισμός της αποθηκευμένης ενέργειας της κοιλότητας

Είναι φανερό, από τα θεωρητικά αποτελέσματα που έχουν προκύψει, πως η χρονική εξάρτηση της κατάστασης φόρτισης της κοιλότητας καθορίζεται από τη σύζευξη μεταξύ της πηγής και της κοιλότητας. Ένας βασικός παράγοντας που διέπει τα ποσοστά αποθήκευσης ενέργειας είναι ο συντελεστής ποιότητας, Q_L , της κοιλότητας. Υιοθετώντας το μαθηματικό φορμαλισμό της εξίσωσης (2.14), η κανονικοποιημένη έκφραση της αποθηκευμένης ενέργειας δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\bar{W}(t, \beta) = \frac{4\beta}{(1+\beta)^2} (1 - e^{-\frac{\omega t}{2Q_L}})^2 \quad (2.38)$$

Στην περίπτωση της κρίσιμης σύζευξης, η εξίσωση (2.38) απλοποιείται ως εξής:

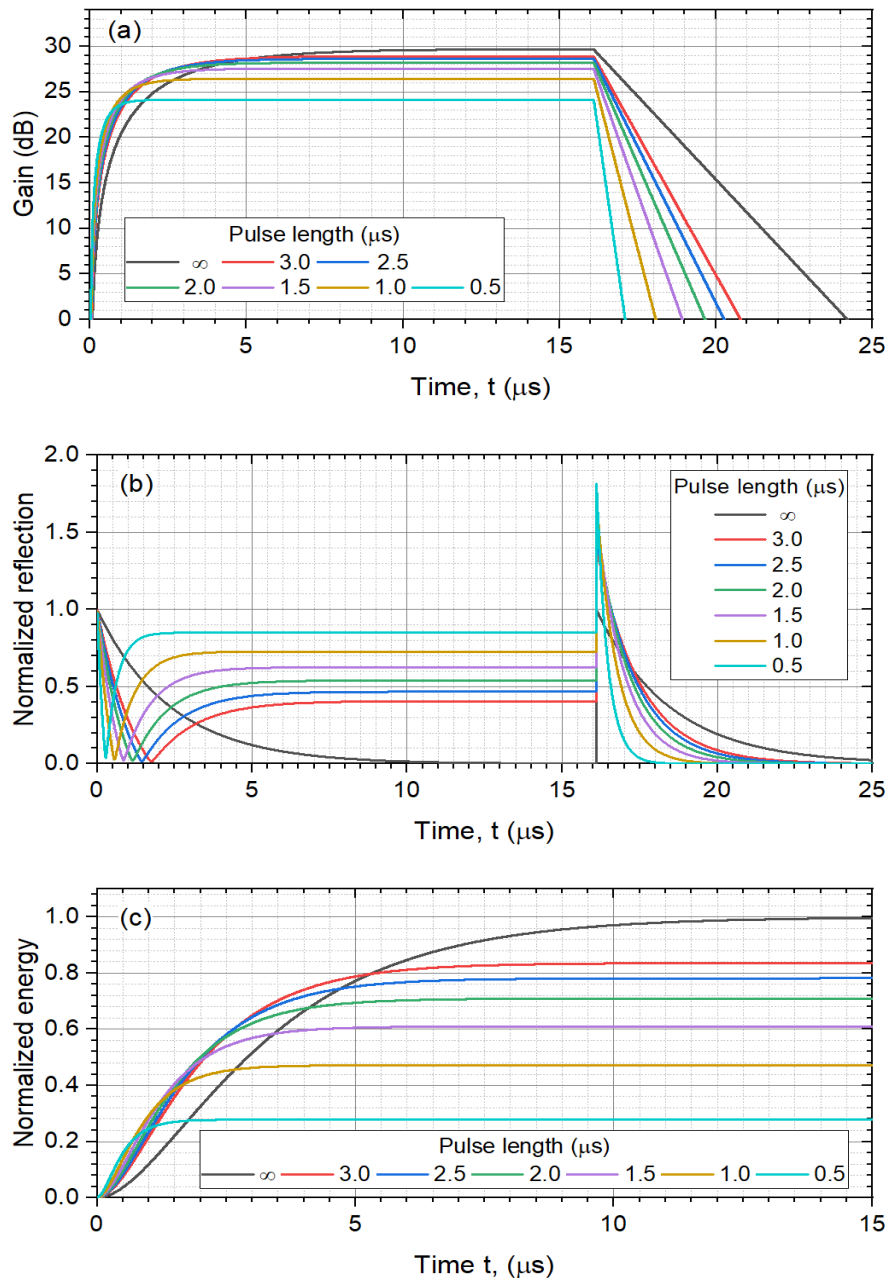
$$\bar{W}(t, \beta) = (1 - e^{-\frac{\omega t}{2Q_L}})^2 \quad (2.39)$$

, όπου $Q_L = Q_o/2$, το οποίο προκύπτει από την εξίσωση (2.13) για $\beta = 1$. Επομένως, στην περίπτωση της κρίσιμης σύζευξης μπορεί να πραγματοποιηθεί εκτίμηση του Q_L και του Q_o μέσω μιας Least Square Error προσέγγισης (Παράρτημα A1-A2). Συνοψίζοντας, είναι δυνατόν να υπολογιστεί το κέρδος ή απώλεια στην αποθηκευμένη ενέργεια που παρουσιάζεται μεταξύ διαφορετικών καταστάσεων σύζευξης, μέσω της παρακάτω εξίσωσης:

$$\Delta W(t, \beta_{c,1}, \beta_{c,2}) = \frac{W(t, \beta_{c,2}) - W(t, \beta_{c,1})}{W(t=\infty, 1)} = \gamma_1 (1 - e^{-\omega t / 2Q_{L,1}})^2 - \gamma_2 (1 - e^{-\omega t / 2Q_{L,2}})^2 \quad (2.40)$$

Όπου η μεταβολή της αποθηκευμένης ενέργειας κανονικοποιείται με το επίπεδο της αποθηκευμένης ενέργειας για κρίσιμη σύζευξη στη μόνιμη κατάσταση, $W(t = \infty, 1)$. Η συγκεκριμένη εξίσωση φανερώνει το κέρδος που προκύπτει από την επιλογή του overcoupling. Παράλληλα, στο σημείο μεγιστοποίησης υποδεικνύεται η διάρκεια του παλμού τροφοδοσίας, για τον οποίο η κοιλότητα είναι βέλτιστα σχεδιασμένη. Στην Εικόνα 2- 10 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα διαγράμματα του κέρδους, του κανονικοποιημένου ανακλώμενου κύματος και της κανονικοποιημένης αποθηκευμένης ενέργειας. Συγκεκριμένα η Εικόνα 2-10 (c), απεικονίζει τη χρονική εξέλιξη της κανονικοποιημένης αποθηκευμένης ενέργειας. Ο υπολογισμός γίνεται μέσω της εξίσωσης (2.38) μετά την εφαρμογή μιας εκτίμησης LSE του Q_L . Όπως αναμένεται, η κανονικοποιημένη ενέργεια σταθερής κατάστασης φτάνει σε μια μέγιστη τιμή ίση με τη μονάδα για $\beta_c=1$, ενώ συγκλίνει σε χαμηλότερες τιμές όσο το β_c αυξάνεται. Σε προηγούμενες χρονικές στιγμές $t = T$, η διαφορά μεταξύ των καμπυλών αποθήκευσης ενέργειας υπερσυζευγμένων και κρίσιμα συζευγμένων κοιλότητων μεγιστοποιείται για τους ίδιους λόγους που αναφέρθηκαν στην Εικόνα 2-8. Αξίζει επίσης να σχολιαστεί ότι

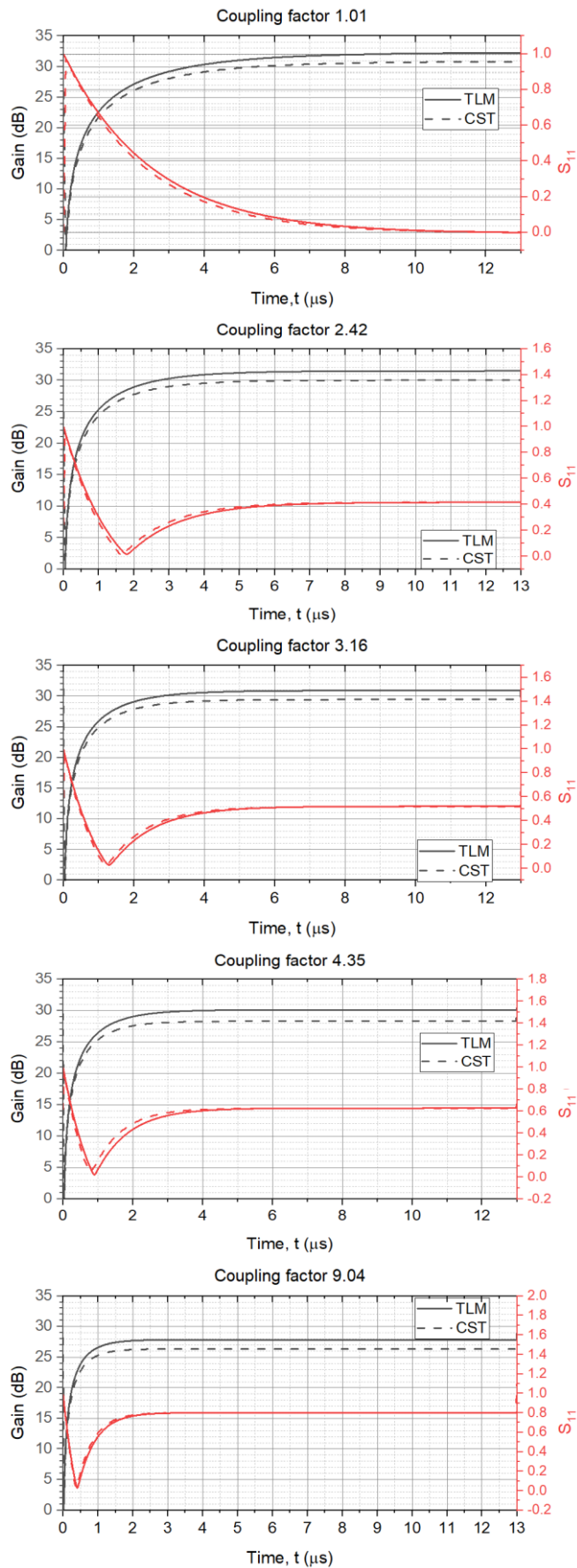
η χρήση του $\beta_c > 1$ μπορεί να προσφέρει βελτιωμένα επίπεδα αποθήκευσης ενέργειας σε $t = T$ σε σύγκριση με αυτό που επιτυγχάνεται με $\beta_c = 1$. Ωστόσο, η απόλυτη τιμή της αποθηκευμένης ενέργειας θα είναι χαμηλότερη σε σύγκριση με την αποθηκευμένη ενέργεια που επιτυγχάνεται στη μόνιμη κατάσταση μιας κρίσιμα συζευγμένης κοιλότητας.



Εικόνα 2- 10 Οι θεωρητικές καμπύλες κέρδους, ανακλώμενου κύματος και απόδοσης αποθηκευμένης ενέργειας για τους βέλτιστους συντελεστές σύζευξης. (a) Διάγραμμα του κέρδους συναρτήσει του χρόνου, (b) διάγραμμα του κανονικοποιημένου ανακλώμενου κύματος συναρτήσει του χρόνου και (c) διάγραμμα κανονικοποιημένης αποθηκευμένης ενέργειας των διάφορων κοιλότητων, έχοντας ως αναφορά την αποθηκευμένη ενέργεια της κοιλότητας με κρίσιμη σύζευξη ($\beta_c = 1$).

Οι Εικόνες 2-10 (a)-(b) δίνουν την δυνατότητα για επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων. Για παράδειγμα, οι υπολογισμοί μεταβατικής κατάστασης που χρησιμοποιούν τις εξισώσεις (2.34)-(2.36) συγκλίνουν στις υπολογισμένες τιμές από την ανεξάρτητη σταθερή κατάσταση (2.24) και (2.33). Επιπλέον, το κέρδος ενίσχυσης σε $t=16$ μς που υπολογίζεται από (2.36)-(2.37) συγκλίνει στις κατά προσέγγιση θεωρητικές εκτιμήσεις της εξίσωσης (33) στο [43].

Ένας τελευταίος αλλά σημαντικός έλεγχος εγκυρότητας για το προτεινόμενο μοντέλο μεταβατικής κατάστασης πραγματοποιείται με τη χρήση της επίλυσης πεδίου χρόνου του CST. Αυτή η σύγκριση αποκαλύπτει τις λεπτομέρειες σχετικά με τις χρονικές πτυχές των υπολογισμένων αποτελεσμάτων, οι οποίες είναι κρίσιμες, όταν ο βασικός στόχος είναι η μεγιστοποίηση της απόδοσης αποθήκευσης σε μια δεδομένη χρονική στιγμή $t = T$. Λόγω της χρονοβόρας φύσης των υπολογισμών CST, η σύγκριση εξετάζει έναν κυματοδηγό με μικρό μήκος $L \cong 1\lambda_g$. Η Εικόνα 2-11 απεικονίζει τη σύγκριση των αποτελεσμάτων για διαφορετικές τιμές συντελεστή σύζευξης. Η σύγκλιση μεταξύ των δύο ανεξάρτητων μεθόδων υπολογισμού είναι εξαιρετική ειδικά όσον αφορά το χρονοδιάγραμμα. Η πιο εντυπωσιακή διαφορά είναι αυτή που αφορά την τιμή μόνιμης κατάστασης του κέρδους κοιλότητας. Αυτή η διαφορά, όπως συζητήθηκε νωρίτερα αλλά και στα [41] και [43], δικαιολογείται κυρίως από την απλοποιημένη προσέγγιση για την παράβλεψη των απωλειών εξασθένησης στην κεντρική περιοχή του διακλαδωτήρα T όπως υποδηλώνει η Εικόνα 2-2. Για αυτόν τον λόγο, το μοντέλο ισοδύναμου κυκλώματος υπερεκτιμά ελαφρώς την κοιλότητα Q_o , η οποία με τη σειρά της οδηγεί σε υπερεκτίμηση του κέρδους της κοιλότητας κατά περίπου 1 dB. Ωστόσο, η υπερεκτίμηση του Q_o δεν οδηγεί σε σημαντικές χρονικές μετατοπίσεις, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2-11. Υπάρχουν κάποιες μικρές χρονικές αποκλίσεις, που εντοπίζονται ευκολότερα στις καμπύλες ανάκλασης, οι οποίες δείχνουν ότι η μεθοδολογία εξελίσσεται ελαφρώς πιο αργά στο χρόνο λόγω της υπερεκτίμησης του Q_o . Η διαφορά τείνει να εξαλείφεται καθώς ο συντελεστής σύζευξης β_c αυξάνεται, αφού κυριαρχούν οι απώλειες σύζευξης και οι απώλειες εξασθένησης γίνονται λιγότερο σημαντικές.



Εικόνα 2- 11 Υπολογισμοί μεταβατικής κατάστασης του κέρδους της κοιλότητας και του συντελεστή ανάκλασης για μια κοιλότητα με μήκος που προσεγγίζει το $1\lambda_g$

2.5. Συμπεράσματα

Αρχικά πραγματοποιήθηκε η επανασχεδίαση της MPC κοιλότητας, βασισμένη στο μοντέλο των εργασιών [40]-[42] με στόχο την επιτάχυνση του ρυθμού αποθήκευσης, έτσι ώστε στην πεπερασμένη διάρκεια του παλμού τροφοδοσίας να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή αποθήκευση ενέργειας. Το μοντέλο μεταβατικής κατάστασης που δημιουργήθηκε εμφανίζει σύγκλιση στα αποτελέσματα του μοντέλου μόνιμης κατάστασης, που αφορούν το κέρδος G και το συντελεστή ανάκλασης ρ_c . Τα αποτελέσματα αυτά επιβεβαιώνουν την αξιοπιστία του μοντέλου που σχεδιάστηκε. Μάλιστα, οι αριθμητικοί υπολογισμοί υποστηρίζονται με ανάπτυξη μοντέλου προσομοίωσης στο περιβάλλον CST Microwave Studio και αποδεικνύονται σημαντικά ταχύτεροι.

Από τα αποτελέσματα της θεωρητικής προσέγγισης προέκυψε επίσης η βέλτιστη τιμή του συντελεστή σύζευξης για διαφορετικής διάρκειας παλμούς τροφοδοσίας, μέσω δύο μεθοδολογιών. Και στις δύο μεθοδολογίες παρατηρείται πως με την αύξηση του συντελεστή σύζευξης β_c , υπάρχει μείωση στο μήκος L της κοιλότητας και στο κέρδος G στη μόνιμη κατάσταση της κοιλότητας. Όσον αφορά όμως, την αποθήκευση της ενέργειας στη μεταβατική κατάσταση, αποδεικνύεται μέσω των καμπυλών πως για ορισμένη χρονική η κοιλότητα για ορισμένο συντελεστή σύζευξης β_c , εμφανίζει μεγαλύτερη απόδοση της αποθήκευσης της ενέργειας συγκριτικά με τις υπόλοιπες. Επομένως, η κατάσταση *overcoupling* δρα ευνοϊκά στην απόδοση της αποθήκευσης της ενέργειας για ορισμένους χρόνους. Τέλος, συμπεραίνουμε πως η αύξηση του συντελεστή σύζευξης β_c , επιτρέπει ταχύτερη φόρτιση της κοιλότητας, καθώς μειώνεται ο συντελεστής ποιότητας και άρα πραγματοποιείται γρηγορότερη εξαγωγή της ενέργειας. Στη συνέχεια, θα πραγματοποιηθεί πειραματική μελέτη προκειμένου να επιβεβαιωθούν οι θεωρητικές προβλέψεις.

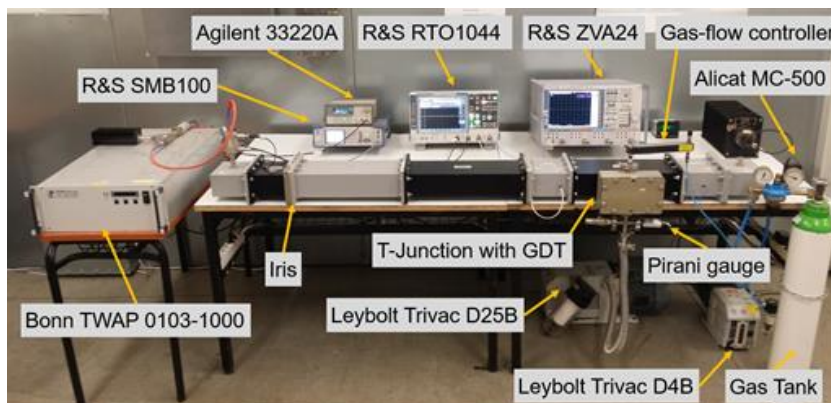
3.1 Εισαγωγή

Το Κεφάλαιο 3 παρουσιάζει τη πειραματική διαδικασία και τα αποτελέσματα των μετρήσεων για MPC διατάξεις, οι οποίες διαφοροποιούνται ως προς το συντελεστή σύζευξης τους με την πηγή τροφοδοσίας. Ειδικότερα, στην ενότητα 3.2 περιγράφονται οι μετρήσεις επιδόσεων με παραλλαγές MPC κοιλοτήτων, ως προς το άνοιγμα της ίριδας τους. Αρχικά, περιγράφεται η τοπολογία για τα πειράματα με χρήση φασματικού αναλυτή και για τα πειράματα υψηλής ισχύος. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται μετρήσεις του κέρδους της κοιλότητας για παλμούς τροφοδοσίας με διαφορετική διάρκεια και κοιλότητες με διαφορετικό συντελεστή σύζευξης με την πηγή τροφοδοσίας. Τέλος, στην ενότητα 3.4 συνοψίζονται τα πειραματικά αποτελέσματα και τα συμπεράσματα τα οποία εξάγονται από αυτά.

3.2. MPC Πειράματα-Μετρήσεις

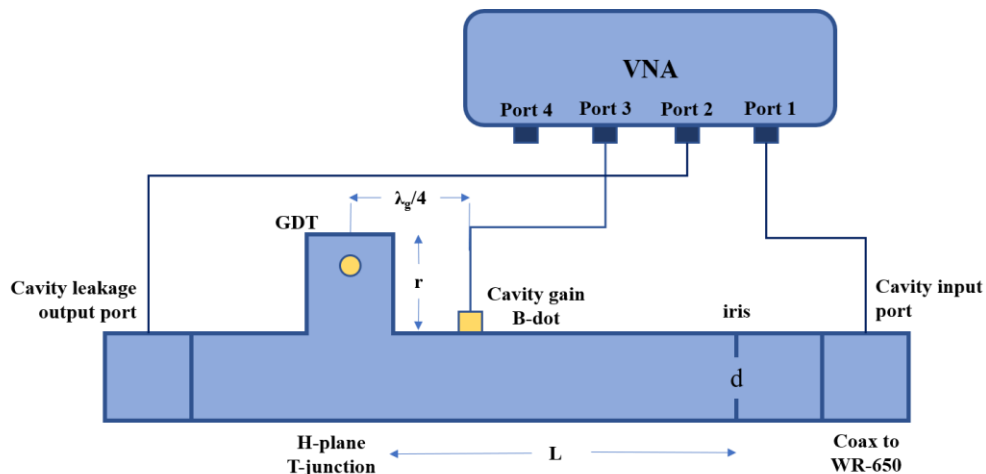
3.2.1 Εργαστηριακή Τοπολογία

Σε αυτήν την ενότητα, περιγράφεται η εργαστηριακή τοπολογία βάσει της οποίας διεξάγονται οι μετρήσεις των επιδόσεων των υπό εξέταση MPC κοιλοτήτων. Η Εικόνα 3-1 δείχνει την κοιλότητα MPC υπό μελέτη [40], [41], [42], συμπεριλαμβανομένων των βοηθητικών συσκευών που χρησιμοποιήθηκαν για το πείραμα. Ένα απλοποιημένο σχέδιο της πειραματικής κοιλότητας παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-2. Αποτελείται από έναν ευθύγραμμο κυματοδηγό WR-650 συνδεδεμένο σε ένα διακλαδωτήρα τύπου T, ο οποίος είναι βραχυκυκλωμένος στον πλευρικό βραχίονα του. Ο βραχίονας του διακλαδωτήρα που είναι παράλληλος με το κύριο κυματοδηγό, τερματίζει σε προσαρμοσμένο φορτίο. Κοντά στην είσοδο του κυματοδηγού, χρησιμοποιείται μια επαγωγική ίριδα, με σκοπό να δημιουργήσει μια συντονισμένη κοιλότητα ρυθμού TE₁₀.



Εικόνα 3- 1 Η MPC διάταξη με κυματοδηγός WR-650, συχνότητα λειτουργίας 1.3 GHz και ο βοηθητικός εξοπλισμός για τη διεξαγωγή του πειράματος.

Η βέλτιστη κατασκευή της κοιλότητας MPC επαληθεύεται από τις μετρήσεις που διεξάγονται μέσω του φασματικού αναλυτή (VNA). Όπως φαίνεται στην Εικόνα 3-2, η θύρα-1 του VNA συνδέεται στην είσοδο του ορθογωνίου κυματοδηγού, σε μια ομοαξονική βάση. Η θύρα-3 συνδέεται με αισθητήρα B-dot. Ο αισθητήρας αυτός είναι ενσωματωμένος εσωτερικά του κυματοδηγού και κατασκευάζεται ως μικρός βρόχος τοποθετημένος σε εμπορικό εκτοξευτή SMA. Αυτός μετρά το πλάτος του στάσιμου κύματος της κοιλότητας. Ο αισθητήρας B-dot τοποθετείται περίπου $2.75\lambda_g$ από το κέντρο του διακλαδωτήρα T, καθώς, σε αυτό το σημείο, το στάσιμο κύμα μεγιστοποιείται [41]. Η θύρα-3, παρομοίως με τη θύρα-1, συνδέεται στην έξοδο του συγγραμμικού βραχίονα σε ομοαξονική βάση και μετράει τη διαρροή από τη κοιλότητα.

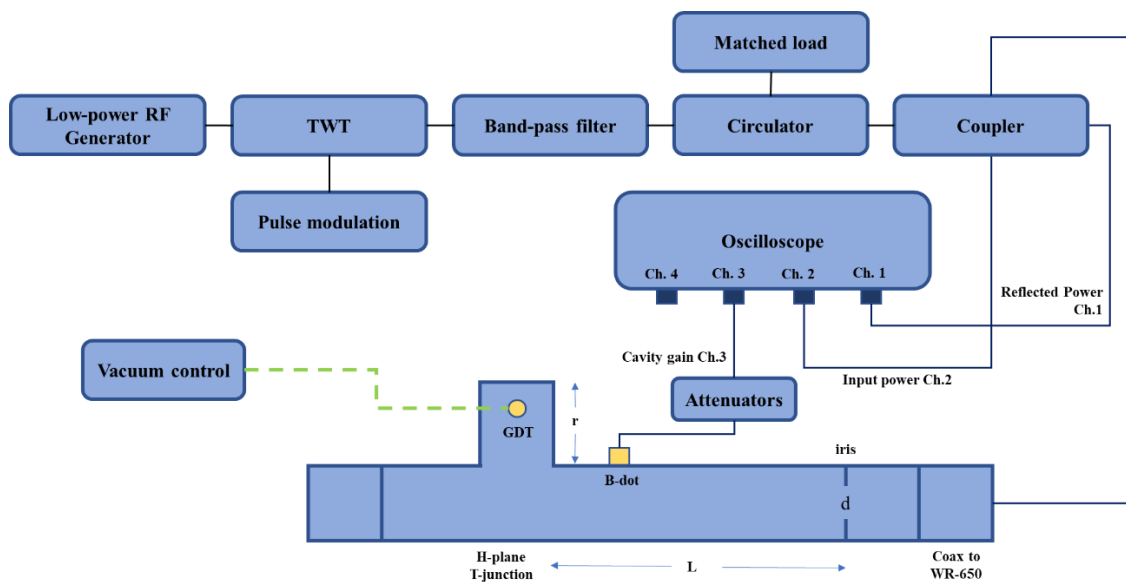


Εικόνα 3- 2 Σχηματικό διάγραμμα της τοπολογίας της MPC κοιλότητας και του VNA.

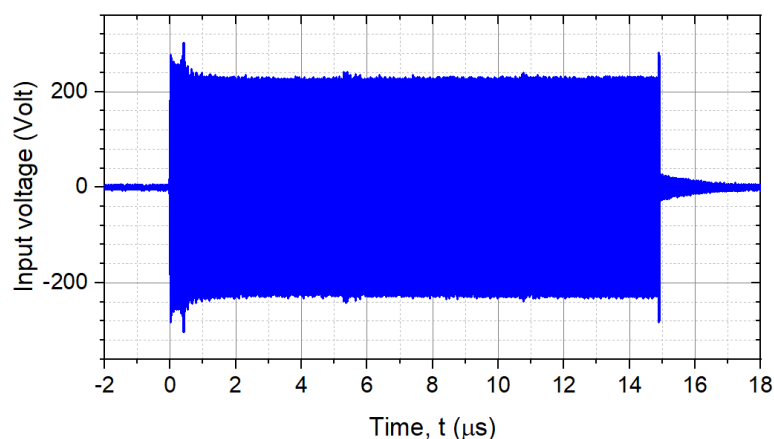
Η διάταξη μέτρησης για το πείραμα υψηλής ισχύος φαίνεται στην Εικόνα 3-3. Η μικροκυματική πηγή είναι μια RF γεννήτρια χαμηλής ισχύος, που οδηγεί έναν ενισχυτή travelling wave tube (TWTA) με ισχύ 1 KW. Όταν η RF γεννήτρια ορίζεται στα -3 dBm, αποδίδει μετά την ενίσχυση ένα σήμα εισόδου με πλάτος κορυφής 225 V. Η Εικόνα 3-4 απεικονίζει μια τυπική μέτρηση του σήματος εισόδου της κοιλότητας. Όπως φαίνεται, το πειραματικό σήμα εισόδου έχει διακυμάνσεις πλάτους, οι οποίες αποκλίνουν από τη θεωρητική υπόθεση μιας πηγής τροφοδοσίας σταθερού πλάτους. Για το λόγο αυτό, τα ακατέργαστα πειραματικά δεδομένα σχετικά με το κέρδος της κοιλότητας και την ανακλώμενη κυματομορφή, διαιρούνται με τη περιβάλλουσα του σήματος εισόδου, με στόχο την μείωση των αναπόφευκτων διαφορών μεταξύ του πειράματος και των θεωρητικών παραδοχών. Ένα άλλο θέμα που πρέπει να ληφθεί υπόψη είναι ότι το θεωρητικό μοντέλο εξετάζει μια πηγή με σταθερή συχνότητα και συνεχή φάση, με έναν σταθερό συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας. Ωστόσο, αυτό δεν είναι δυνατό και ο αντίκτυπος από αυτή τη διαφορά μένει να αξιολογηθεί αργότερα σε αυτήν την ενότητα.

Η διαμόρφωση των παλμών γίνεται τυχαία από μια γεννήτρια παλμών χαμηλών συχνοτήτων. Ο TWTA συνδέεται με ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης, έτσι ώστε να απορρίπτει τις αρμονικές από τον ενισχυτή TWTA και να επίσης να λειτουργεί ως κυκλοφορητής για να απορρίπτει τις ανακλάσεις κατά της διάρκειας της μεταβατικής

κατάστασης φόρτισης της κοιλότητας. Οι μετρήσεις πραγματοποιούνται με ένα ψηφιακό ταλαντωτή 4 GHz. Το πρώτο και δεύτερο κανάλι του ταλαντωτή χρησιμοποιείται για την παρακολούθηση του ανακλώμενου και του προσπίπτοντος κύματος, αντίστοιχα. Μέσω ενός κατευθυντικού συζεύκτη με τον οποίο προκαλούμε εξασθένιση $-39,23$ dB, συνδέονται σε έναν αντάπτορα για προσαρμογή από ομοαξονικό καλώδιο προς κυματοδηγό, στην είσοδο της κοιλότητας. Το τρίτο κανάλι του ταλαντωτή συνδέεται μέσω δύο εξασθενητών $22.5+9.7$ dB (36.2 dB) με έναν αισθητήρα B-dot για την παρακολούθηση της συσσώρευσης της ενέργειας στην κοιλότητα.



Εικόνα 3- 3 Σχηματικό διάγραμμα της τοπολογίας της MPC κοιλότητας για τις μετρήσεις του HPM πειράματος.

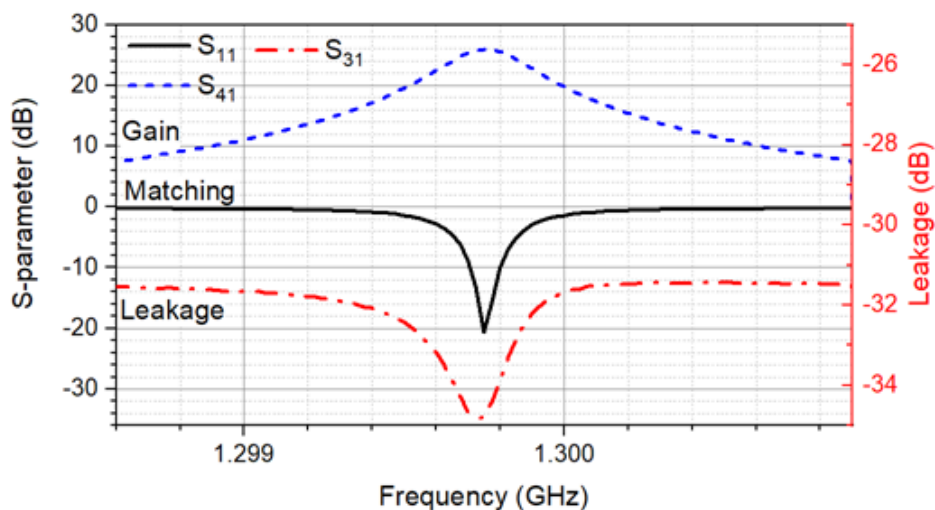


Εικόνα 3- 4 Πειραματική τάση του σήματος εισόδου στην κοιλότητα.

3.2.2. Μετρήσεις MPC Κοιλοτήτων διαφορετικού συντελεστή Σύζευξης

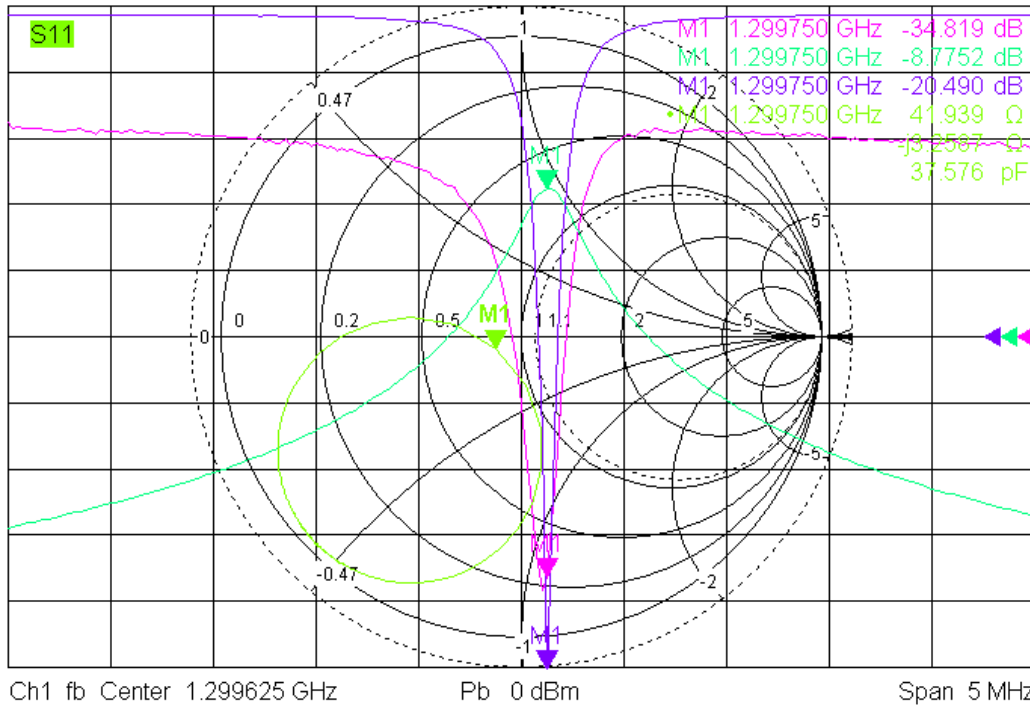
Σε αυτήν την ενότητα, παρουσιάζονται οι μετρήσεις για διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης με την πηγή τροφοδοσίας. Τα πειραματικά αποτελέσματα έχουν ως αφετηρία μια κοιλότητα βασικού μήκους $2.5\lambda_g$, με άνοιγμα ίριδας κρίσιμης σύζευξης $d = 32$ mm.

Στη συνέχεια, έγιναν διαδοχικές μειώσεις του μήκους L κατά 1 mm κατά προσέγγιση. Κάθε φορά επιδιώχθηκε ο συντονισμός της κοιλότητας, δηλαδή ο μηδενισμός του φανταστικού μέρους της αντίστασης της κοιλότητας ($X_C \rightarrow 0$), με την επιλογή κατάλληλου ανοίγματος της ίριδας $d = 36, 40$ και 44 mm. Ο συντονισμός στο κατάλληλο άνοιγμα της ίριδας υλοποιήθηκε με τη βοήθεια του φασματικού αναλυτή VNA. Ενδεικτικά, στην Εικόνα 3-5, παρουσιάζονται τα διαγράμματα των παράμετροι σκέδασης S_{11}, S_{21} και S_{31} όπως εμφανίζονται στον φασματικό αναλυτή VNA για το άνοιγμα ίριδας $d = 32$ mm. Η αρχική MPC κοιλότητα κατασκευάστηκε έτσι ώστε να προσεγγίζει στο μέγιστο δυνατό μια κοιλότητα κρίσιμης σύζευξης. Παρατηρούμε σε συχνότητα συντονισμού $f=1.299750$ GHz, έναν ικανοποιητικό συντελεστή ανάκλασης $|S_{11}| = -20.7$ dB, διαρροή $|S_{31}| = -34.8$ dB και ένα κέρδος $|S_{41}| = 25.96$ dB. Να σημειωθεί ότι, η προσπάθεια να μηδενιστεί το φανταστικό μέρος της αντίστασης της κοιλότητας, έγινε με τη βοήθεια του εργαλείου του χάρτη Smith. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 3-6, η αντίσταση της κοιλότητας παρουσιάζει ωμικό μέρος ίσο με 41.940Ω και ένα μικρό χωρητικό μέρος, που ισούται με $-j3.2587$. Η προσέγγιση αυτή στο φανταστικό μέρος είναι πολύ ικανοποιητική, αν ληφθεί υπόψιν η δυσκολία της μικρομετρικής ακρίβειας που απαιτείται στο άνοιγμα της ίριδας, στη συγκεκριμένη πειραματική μέθοδο. Με βάση αυτή τη διαμόρφωση MPC και με την κατάλληλη προσαρμογή (L, d) εφαρμόστηκαν τρία διαφορετικά σενάρια σύζευξης ($\beta_c=0.70, 1.65$ and 2.50).



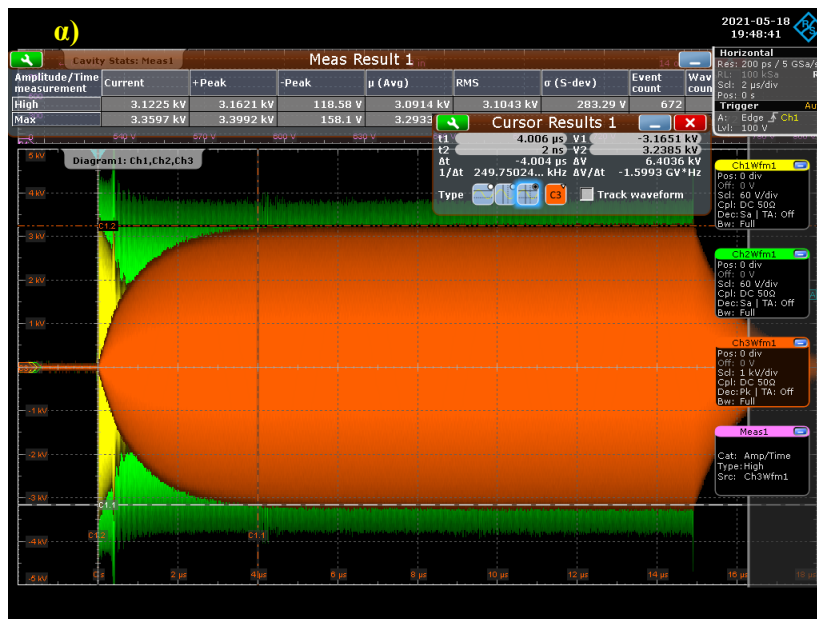
Εικόνα 3- 5 Οι παράμετροι σκέδασης S_{11}, S_{21} και S_{31} όπως εμφανίζονται στον φασματικό αναλυτή VNA για το άνοιγμα ίριδας $d = 32$ mm.

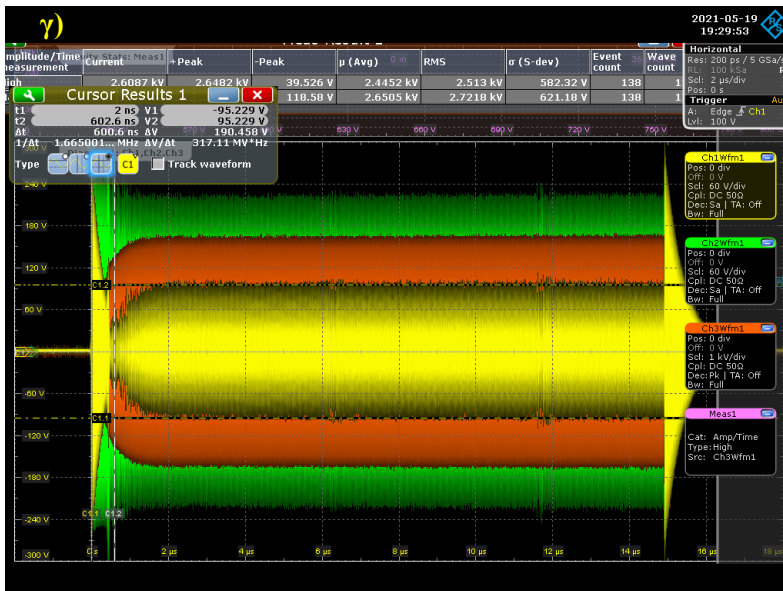
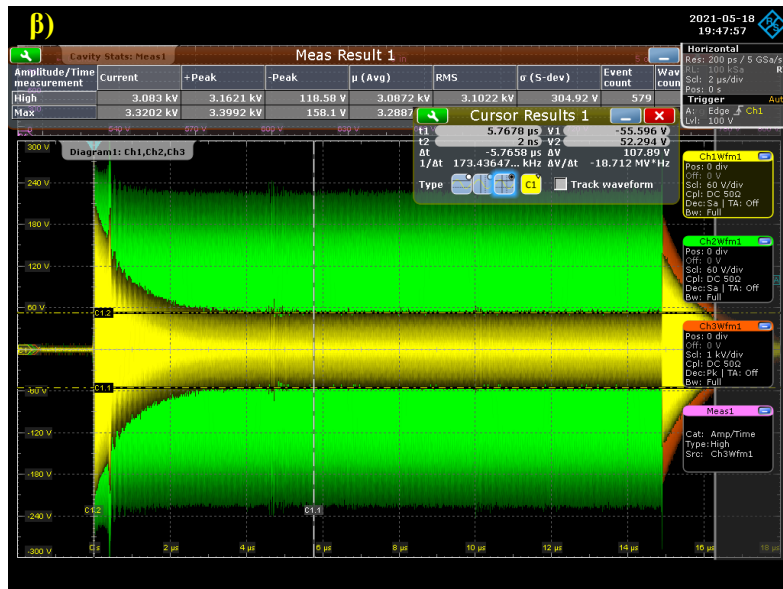
Trc6 S21 dB Mag 0.5 dB / Ref -33 dB Cal int 1 (Max)
 Trc7 S31 dB Mag 5 dB / Ref -20 dB Cal int
 Trc8 S11 dB Mag 2 dB / Ref -10 dB Cal int
 Trc9 S11 Smith Ref 1.1 U Cal int



Εικόνα 3- 6 Πραγματική εικόνα των παραμέτρων σκέδασης και του χάρτη Smith, όπως εμφανίζονται στο φασματικό αναλυτή VNA για το άνοιγμα ίριδας d=32 mm.

Ενδεικτικά, στην Εικόνα 3-7 παρουσιάζονται οι κυματομορφές του στάσιμου κύματος που αναπτύσσονται στο εσωτερικό της κοιλότητας για μερικά από τα σενάρια σύζευξης που σχεδιάστηκαν.





Εικόνα 3- 7 Η κυματομορφή που παρουσιάζει ο παλμογράφος (α) για το στάσιμο κύμα τάσης και (β) για το ανακλώμενο κύμα που δημιουργείται, για άνοιγμα ίριδας $d=32 \text{ mm}$. Και (γ) η κυματομορφή που παρουσιάζει ο παλμογράφος για το ανακλώμενο στάσιμο κύμα που δημιουργείται εκτός της κοιλότητας, για άνοιγμα ίριδας $d=40 \text{ mm}$

Η σύγκριση μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων προϋποθέτει την εκτίμηση του συντελεστή εξασθένησης του κυματοδηγού a (Nr/m). Για το λόγο αυτό, επιλέχθηκε ένας συντελεστής εξασθένησης για τον οποίο η θεωρητική εκτίμηση του κέρδους της κοιλότητας σε κρίσιμες συνθήκες σύζευξης να είναι πανομοιότυπη με αυτή που μετράτε από το VNA. Σε αυτό το πλαίσιο, ένας συντελεστής εξασθένησης $a = 0,00237 \text{ Nr/m}$ αποδείχθηκε πως έχει ως αποτέλεσμα κέρδος κοιλότητας VNA 25,96 dB και εφεξής χρησιμοποιείται σε όλες τις συγκρίσεις μεταξύ θεωρητικών εκτιμήσεων και πειραματικών αποτελεσμάτων. Οι θεωρητικά εκτιμώμενες παράμετροι σχεδιασμού και απόδοσης μαζί με τις πραγματικές πειραματικές μετρήσεις παρατίθενται στον Πίνακα 3-1. Η θεωρητική εκτίμηση για τις διαστάσεις της κοιλότητας προβλέπει ελαφρώς υψηλότερες τιμές (r, L, d).

Στην πραγματικότητα, η αιτιολόγηση αυτής της απόκλισης είναι παρόμοια με αυτή που συζητήθηκε για τη σύγκριση με τα αποτελέσματα CST στο Κεφάλαιο 2.

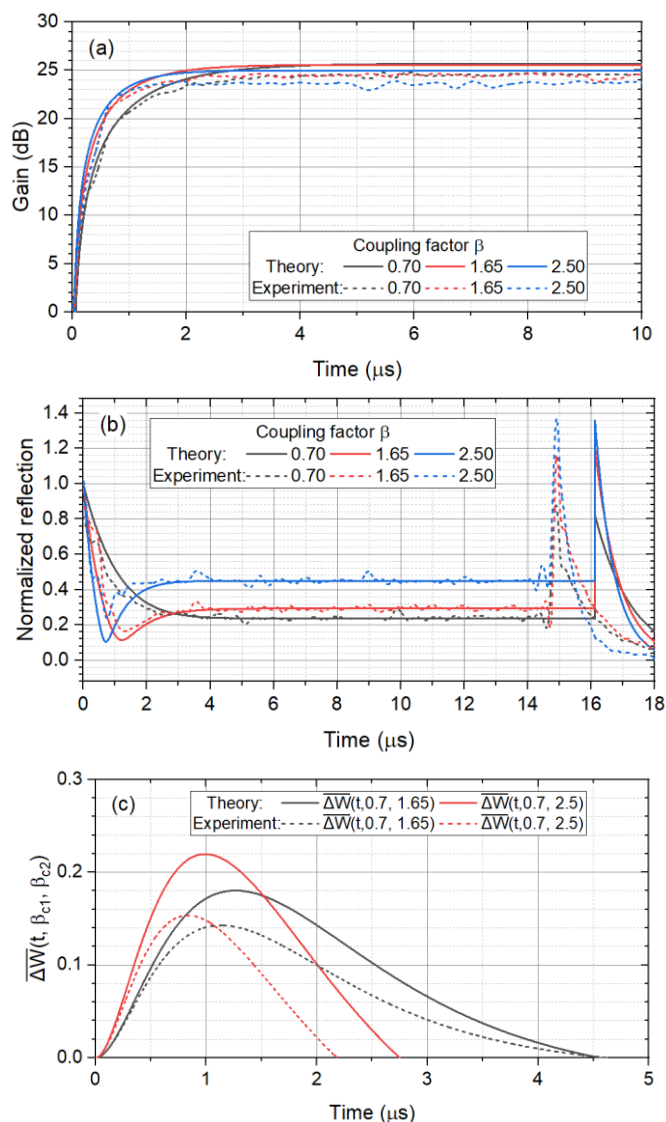
| Theory/ Experiment | β_c | (r, L, d) (mm) | G_{cav} (dB) | $ S_{11} $ (dB) | Z_c (Ω) |
|-----------------------|-----------|----------------------|----------------|-----------------|--------------------|
| Theory | 0.7 | (115.2, 874.2, 31.8) | 25.7 | -12.44 | $32.4+j9.1$ |
| | 1.65 | (115.2, 872.9, 38.0) | 25.57 | -10.65 | $69.9+j30$ |
| | 2.5 | (115.2, 872.3, 41.3) | 24.98 | -7.03 | $112-j53.3$ |
| Experiment | 0.7 | (114, 871.9, 32.0) | 24.8 | -12.44 | $32+j2.6$ |
| | 1.65 | (114, 870.9, 36.0) | 24.55 | -10.65 | $60.3+j28.1$ |
| | 2.5 | (114, 869.9, 40.0) | 23.72 | -7.03 | $108.5-j44.6$ |

Πίνακας 3- 1 Θεωρητικά και πειραματικά αποτελέσματα για τις σχεδιαστικές παραμέτρους της κοιλότητας σε συχνότητα συντονισμού $f = 1.299750$ GHz.

Η εκτίμηση για τους συντελεστές σύζευξης που αντιστοιχεί στις τρεις διαφορετικές διαμορφώσεις κοιλότητας βασίζεται στη μέτρηση VNA της σύνθετης αντίστασης της κοιλότητας εισόδου καθώς και στην αντίστοιχη μέτρηση για το συντελεστή $|S_{11}|$. Όπως είναι εμφανές από τις τιμές του Πίνακα 3-1, οι συνθήκες συντονισμού δεν ικανοποιούνται απόλυτα. Αυτή είναι μια πρακτική ατέλεια που σχετίζεται με τη χρήση αποστατών κυματοδηγού με ελάχιστο πάχος 1 mm, δηλαδή ακρίβεια κατασκευής $\pm 0,5$ mm. Έτσι, οι εκτιμώμενοι συντελεστές σύζευξης β_c στον Πίνακα 3-1 προέκυψαν με την εύρεση των τιμών που θεωρητικά συμφωνούν με το πειραματικό $|S_{11}|$ και παρέχει μια σύνθετη αντίσταση εισόδου όσο το δυνατόν περισσότερο κοντά στην πειραματική. Τα δευτερεύοντα κριτήρια για την επιλογή του β_c σχετίζονται με την επιρροή του στη χρονική εξέλιξη των μετρήσεων και αυτό θα φανεί μέσα από τη συζήτηση των πειραματικών αποτελεσμάτων.

| Theory/ Experiment | i | β_i | $Q_{L,i}$ | $\frac{Q_{L,1}}{Q_{L,i}}$ | $\frac{1+\beta_i}{1+\beta_1}$ | t_{min} (μs) | V_c | $\frac{2\beta}{1+\beta}$ | t_{max} (μs) |
|-----------------------|---|-----------|-----------|---------------------------|-------------------------------|-----------------------|-------|--------------------------|-----------------------|
| Theory | 1 | 0.7 | 4605 | 1 | 1 | - | 0.82 | 0.82 | - |
| | 2 | 1.65 | 3051 | 1.51 | 1.56 | 1.217 | 1.2 | 1.25 | 1.267 |
| | 3 | 2.5 | 2332 | 1.97 | 2 | 0.715 | 1.36 | 1.42 | 0.991 |
| Experiment | 1 | 0.7 | 4034 | 1 | 1 | - | 0.87 | 0.82 | - |
| | 2 | 1.65 | 2691 | 1.5 | 1.56 | 1.302 | 1.16 | 1.25 | 1.132 |
| | 3 | 2.5 | 2033 | 1.98 | 2 | 0.753 | 1.37 | 1.42 | 0.836 |

Πίνακας 3- 2 Σύγκριση θεωρητικών και πειραματικών μετρήσεων.



Εικόνα 3- 8 Σύγκριση μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών υπολογισμών μεταβατικής κατάστασης και απόδοσης αποθήκευσης ενέργειας.

Η Εικόνα 3-8 παρουσιάζει τη σύγκριση μεταξύ των πειραματικών αποτελεσμάτων και των αντίστοιχων θεωρητικών εκτιμήσεων. Η Εικόνα 3-8 (a) δείχνει μια καλή συμφωνία μεταξύ θεωρίας και πειράματος λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός της ελαφράς υπερεκτίμησης του θεωρητικού μοντέλου σχετικά με τον συντελεστή ποιότητας Q_L . Το εκτιμώμενο Q_L , με βάση τη χρονική εξέλιξη του κέρδους της κοιλότητας τόσο από τα θεωρητικά όσο και από τα πειραματικά αποτελέσματα δείχνει μια διαφορά περίπου 14% και για τις τρεις διαμορφώσεις όπως φαίνεται στη στήλη του Πίνακα 3-2 με την ένδειξη $Q_{L,i}$. Υπάρχει μια απόκλιση περίπου 1 dB του κέρδους κοιλότητας, η οποία είναι παρόμοια με αυτή που προσδιορίστηκε από τη σύγκριση με τα αποτελέσματα προσομοίωσης CST. Εφόσον το Q_L εξαρτάται από τα β_c και Q_o , οι πειραματικές και οι θεωρητικές αναλογίες Q_L θα πρέπει να συμφωνούν, όπως φαίνεται στη στήλη με την ένδειξη $Q_{L,1}/Q_{L,i}$ του Πίνακα 3-2. Επιπλέον, οι τιμές του λόγου Q_L θα πρέπει επίσης να συμφωνούν με τον απλό υπολογισμό $Q_{L,1}/Q_{L,i} = (1+\beta_{c,i}) / (1+\beta_{c,1})$ που παρέχεται στην έκτη στήλη του Πίνακα 3-2.

Οι προαναφερθέντες διασταυρούμενοι έλεγχοι υποστηρίζουν την εγκυρότητα της προτεινόμενης μεθόδου υπολογισμού.

Η Εικόνα 3-8 (b) παρουσιάζει την κανονικοποιημένη ανάκλαση. Σύμφωνα με τα δεδομένα που παρουσιάζονται, υπάρχει εξαιρετική συμφωνία μεταξύ θεωρίας και πειράματος. Ειδικά, υπάρχει πολύ καλή χρονική ευθυγράμμιση των θεωρητικών και πειραματικών ελάχιστων για τις δύο υπερσυζευγμένες κοιλότητες, που εμφανίζονται σε χρόνο 1 μs κατά προσέγγιση. Όπως φαίνεται στη στήλη t_{min} του Πίνακα 3-2, η χρονική μετατόπιση είναι μικρότερη από 100 ns με τη θεωρητική εκτίμηση να συμβαίνει νωρίτερα. Αυτό είναι συνεπές με το προηγούμενο σχόλιο σχετικά με τον αντίκτυπο της παράλειψης του χρόνου διάδοσης μέσω του διακλαδωτήρα T. Είναι επίσης σημαντικό να αναφερθεί ότι αυτά τα ελάχιστα πλησιάζουν αρκετά στο μηδενισμό. Οι θεωρητικοί υπολογισμοί υποδηλώνουν ότι αυτό σχετίζεται με την απόκλιση από τις συνθήκες συντονισμού. Τέλος, ένα άλλο θέμα που πρέπει να συζητηθεί είναι η ενίσχυση που πραγματοποιείται μετά την απενεργοποίηση της τροφοδοσίας. Η στήλη με την ένδειξη V_c του Πίνακα 3-2 περιλαμβάνει τις τιμές ενίσχυσης τάσης που δείχνουν συμφωνία μεταξύ θεωρίας και πειράματος. Επιπλέον, τόσο τα θεωρητικά όσο και τα πειραματικά αποτελέσματα συμφωνούν πολύ καλά με τον υπολογισμό της περιβάλλουσας της ενίσχυσης τάσης $V_c = 2\beta_c(1 + \beta_c)$ όπως παρέχεται στην θεωρία του [43]. Ο τελευταίος έλεγχος εγκυρότητας παρέχει πρόσθετα στοιχεία για την ακρίβεια της εκτιμώμενης τιμής του συντελεστή σύζευξης β_c .

Η Εικόνα 3-8 (c) δείχνει τη σύγκριση μεταξύ του πειράματος και των θεωρητικών προβλέψεων σχετικά με τη βελτιστοποίηση της απόδοσης αποθήκευσης που σχετίζεται με τις συνθήκες σύζευξης. Οι υπολογισμένες τιμές λαμβάνονται μέσω της εξίσωσης (2.39) με το $\beta_{c,1} = 0,7$ να θεωρείται ως το βασικό σενάριο για σύγκριση με τα υπερσυζευγμένα σενάρια $\beta_{c,2} = 1,65$ και 2,5. Σύμφωνα με την εξίσωση (2.39) οι τιμές των γραφημάτων αντιστοιχούν σε $\Delta W(t, 0,7, 1,65)$ και $\Delta W(t, 0,7, 2,5)$. Οι καμπύλες για $\Delta W(t, 0,7, 1,65)$ δείχνουν μέγιστο κέρδος αποθήκευσης ενέργειας 18% και 14,3% σε χρονικές στιγμές $t_{max} = 1,267$ μs και 1,132 μs (Πίνακας 3-2) για τη θεωρητική πρόβλεψη και την πειραματική μέτρηση, αντίστοιχα. Ομοίως, για $\Delta W(t, 0,7, 2,5)$ το κέρδος απόδοσης είναι 21,9% και 15,3% σε χρονικές στιγμές $t_{max} = 0,991$ μs και 0,836 μs όπως φαίνεται στον Πίνακα 3-2. Λαμβάνοντας υπόψη την ποικιλία και την πολυπλοκότητα των παραγόντων, π.χ. πλάτος και σταθερότητα της συχνότητας της πηγής, χρόνος ανόδου και πτώσης παλμού κλπ., που διαφοροποιούν τη θεωρία από το πείραμα η συμφωνία θεωρείται εξαιρετική. Ωστόσο, αξίζει να αναφερθεί ως ένα βαθμό αυτές τις μικρές διαφορές δικαιολογεί η υπερεκτίμηση του συντελεστή ποιότητας Q_L . Όπως φαίνεται στον Πίνακα 3-2 η υπερεκτίμηση αυτή αποτελεί ένα λόγο που δικαιολογεί τη διαφορά πλάτους. Για τον ίδιο ακριβώς λόγο υπάρχει πάντα η τάση οι θεωρητικές προβλέψεις να συμβαίνουν με χρονική υστέρηση.

3.3. Συμπεράσματα

Στην συγκεκριμένη ενότητα εξετάστηκε πειραματικά το μοντέλο της MPC κοιλότητας, που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 2. Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν τα αποτελέσματα του μοντέλου που σχεδιάστηκε, όσον αφορά την συμπεριφορά της κοιλότητας κατά τη διάρκεια της φόρτισης και σε διαφορετικές καταστάσεις σύζευξης. Οι αποκλίσεις στα θεωρητικά και πειραματικά αποτελέσματα είναι αναμενόμενες, λαμβάνοντας υπόψιν τις ωμικές απώλειες, τη διαφορά στο συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας και τη δυσκολία που υπάρχει στην ακρίβεια της κατασκευής των κοιλοτήτων σε κατάσταση *overcoupling*.

Ο κύριος στόχος των πειραμάτων αποτελεί την επιβεβαίωση της επιτάχυνση του ρυθμού αποθήκευσης σε καταστάσεις *overcoupling*, έτσι ώστε στην πεπερασμένη διάρκεια του παλμού τροφοδοσίας να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή αποθήκευση ενέργειας. Έτσι, από τις πειραματικές καμπύλες της απόδοσης της αποθήκευσης της ενέργειας σε σχέση με τη κρίσιμη κατάσταση σύζευξης, συμπεραίνουμε πως στο σημείο όπου μεγιστοποιείται το κέρδος φανερώνει κατά προσέγγιση τη διάρκεια του παλμού για τον οποίο η κοιλότητα είναι βέλτιστα σχεδιασμένη.

4.1 Συμπεράσματα

Ανακεφαλαιώνοντας, οι εφαρμογές που σχετίζονται με τη διαταραχή και τη προσβολή εχθρικών ηλεκτρονικών συστημάτων μέσω IEMI, όπως αναδείχτηκε από τη βιβλιογραφική ανασκόπηση παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον και έχουν καταστεί αντικείμενο ενδελεχούς και πολυδάπανης έρευνας. Το θέμα της άρτιας γνώσης του πεδίου και των συστημάτων που εκπέμπουν IEMI είναι μείζονος σημασίας, έτσι ώστε να αναγνωριστεί η απειλή και να ληφθούν προστατευτικά μέτρα. Οι ΗΡΜ τεχνολογίες περιλαμβάνουν ένα μεγάλο εύρος τεχνικών μέσω των οποίων είναι ικανές να ακτινοβολούν ισχυρές IEMI κυματομορφές. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, μια από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές αφορά MPC κοιλότητες, οι οποίες μπορούν να ενισχύσουν τα επίπεδα της ισχύος που εκπέμπονται από την πηγή με τη χρήση μικροκυματικών παθητικών στοιχείων.

Όπως αποδείχτηκε στο θεωρητικό μοντέλο και στη βιβλιογραφία [41],[43] οι MPC κοιλότητες για να αποδώσουν υψηλά επίπεδα ισχύος απαιτούν υψηλό συντελεστή ποιότητας. Μέσω της ανάλυσης, γίνεται εμφανές πως με την αύξηση του συντελεστή ποιότητας, αυξάνεται και ο χρόνος φόρτισης της κοιλότητας. Στη συνήθη περίπτωση όπου έχουμε μικροκυματική πηγή υψηλής ισχύος με μικρή διάρκεια παλμού εξόδου, έχουμε ως αποτέλεσμα υποβέλτιστη φόρτιση της κοιλότητας, όταν αυτή είναι σχεδιασμένη για κρίσιμη σύζευξη μεταξύ πηγής και κοιλότητας. Στη βιβλιογραφία [43], αποδεικνύεται πως η χρήση ισχυρότερης σύζευξης για μικρότερες διάρκειες παλμού εισόδου στην κοιλότητα αποδίδουν μεγαλύτερα ποσά αποθηκευμένης ενέργειας σε σχέση με τη κρίσιμη σύζευξη.

Σε συνέχεια της βιβλιογραφίας [43] στην συγκεκριμένη εργασία, αποδείχθηκε μέσω σχεδίασης και προσομοίωσης ενός μοντέλου MPC κοιλότητας, πως υπάρχει ένας βέλτιστος συντελεστής σύζευξης για συγκεκριμένη διάρκεια παλμού εισόδου για την οποία βελτιστοποιείται το επίπεδο της αποθηκευμένης ενέργειας της κοιλότητας. Μέσω της μεθοδολογίας που προτείνεται στην Ενότητα 2, δίνεται η δυνατότητα στον εκάστοτε μηχανικό να σχεδιάσει μια MPC κοιλότητα με δεδομένη διάρκεια παλμού εισόδου και δεδομένο συντελεστή ποιότητας, ανάλογα με τις ανάγκες και τις ιδιαιτερότητες της εφαρμογής που θέλει να εκτελέσει. Αξίζει να σημειωθεί πως η διάρκεια των υπολογισμών για την κατασκευή μιας MPC κοιλότητας μειώνεται σημαντικά, όταν υλοποιούνται μέσω του θεωρητικού μοντέλου γραμμών μεταφοράς που προτείνεται σε σχέση με το πρόγραμμα προσομοίωσης CST Microwave Studio. Τέλος, μέσω των πειραμάτων φανερώθηκε η επιπλέον ενίσχυση που παρουσιάζεται στο ανακλώμενο κύμα μετά το τερματισμό της τροφοδοσίας. Έτσι, η επανεκπομπή του ανακλώμενου κύματος μέσω της

ίριδας, μετά το τέλος της τροφοδοσίας είναι δυνατόν να αξιοποιηθεί σε πληθώρα εφαρμογών, όπως σε τεχνικές συμπίεσης παλμών δύο σταδίων.

4.2 Προεκτάσεις-Προτάσεις

Ως προεκτάσεις της παρούσας εργασίας προτείνονται διάφορες ερευνητικές και αναπτυξιακές δραστηριότητες. Αρχικά, ο χαμηλός συντελεστής ποιότητας που επιτεύχθηκε στη κοιλότητα στο πείραμα της συγκεκριμένης εργασίας, αμέσως ωθεί στην μελέτη και σχεδίαση βελτιώσεων προς την αύξηση του. Αυτό περιλαμβάνει την επέκταση της μελέτης σχετικά με το overcoupling σε υπερμεγέθεις κοιλότητες, σε κυκλικούς κυματοδηγούς και σε κοιλότητες που χρησιμοποιούν τεχνικές μετατροπής σε ρυθμούς λειτουργίας εκτός του επικρατέστερου TE_{10} , ή σε κοιλότητες που χρησιμοποιούν κρουγενείς τεχνικές. Περαιτέρω πειράματα θα ήταν ενδιαφέρον να εκτελεστούν και σε διαφορετικά μήκη κοιλοτήτων, αν ληφθεί υπόψιν η μείωση των ωμικών απωλειών και συνεπώς η αύξηση του συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας. Έτσι αν επιτευχθεί μεγαλύτερο επίπεδο στο συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας, είναι δυνατό να επιτευχθούν αξιοσημείωτα αποτελέσματα στην αύξηση της αποθηκευμένης ενέργειας, σε σχέση με τις κοιλότητες κρίσιμης σύζευξης. Επιπλέον, από τα αποτελέσματα των πειραμάτων παρουσιάζεται μεγάλο ενδιαφέρον στην ενίσχυση που εκδηλώνεται στο ανακλώμενο κύμα μετά το τερματισμό της τροφοδοσίας. Συνεπώς, προτείνεται ως ερευνητική δραστηριότητα η εκμετάλλευση της επανεκπομπής του ανακλώμενου κύματος μέσω της ίριδας σε εφαρμογές που χρησιμοποιούν κασκοδικές διατάξεις [47], [52], [53].

Ως επόμενο βήμα από την παρούσα ερευνητική εργασία συστήνεται επίσης η πειραματική αξιολόγηση της αποτελεσματικότητας των συμπιεσμένων παλμικών κυματομορφών για την πρόκληση ηλεκτρομαγνητικών διαταραχών. Στα πλαίσια αυτού, είναι δυνατόν να εκτελεστούν πειράματα για τον έλεγχο της ηλεκτρομαγνητικής ατρωσίας εμπορικών UAV ή άλλων ηλεκτρονικών συσκευών. Τέλος, στο πλαίσιο της καταπολέμησης της σύγχρονης απειλής των UAV και των IEMI κυματομορφών εκδηλώνεται μεγάλο ενδιαφέρον όσον αφορά την ικανότητα λειτουργίας τέτοιων HPM συσκευών εκτός εργαστηρίου, αλλά προσαρτημένες σε κινητές πλατφόρμες. Αυτό το τελευταίο ζήτημα προσφέρει κίνητρο για την υποστήριξη της έρευνας, με σκοπό την καλύτερη κατανόηση των εξαρτημάτων σε συστήματα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών που θα μπορούσε να οδηγήσει στο σχεδιασμό μελλοντικών συστημάτων ώστε να είναι πολύ πιο συμπαγή.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ - ΠΗΓΕΣ

Βιβλιογραφία – Πηγές σε ξένες γλώσσες

- [1] O. H. Arnesen, E. Krogager, M. Bäckström, S. B.-Sande, J. Godø, S. Härkönen, K. G. Lövstrand, M. Moisiso, B. Nordström, J. Peltonen, O. Øystad, “High Power Microwave Effects on Civilian Equipment”, in Proceedings of XXVIIIth General Assembly of International Union Radio science (URSI), New Delhi, October 23-29, 2005.
- [2] D. V. Giri, F.M. Tesche, “Classification of Intentional Electromagnetic Interference (IEMI)”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, pp. 322-328, Aug. 2004.
- [3]. M. Camp, H. Gerth, H. Garbe, H. Haase, “Predicting the Breakdown Behavior of Microcontrollers under EMP/UWB Impact Using Statistical Analysis”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, pp. 368-379, Aug. 2004.
- [4]. D. Nitsch, M. Camp, F. Sabath, J-L. Haseborg, H. Garbo, “Susceptibility of Some Electronic Equipment to HPEM Threats”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, pp. 380-389, Aug. 2004.
- [5]. F. Sonnemann, J. Bohl "Susceptibility and Vulnerability of Semiconductor Components and Circuits against HPM" in Proc. XXVIIth General Assembly of the International Union of Radio Science, 2002.
- [6] M. G. Bäckström, K. G. Lövstrand, “Susceptibility of Electronic Systems to High-Power Microwaves: Summary of Test Experience”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, pp. 396-403, Aug. 2004.
- [7] R. Przesmycki, M. Wnuk, “Susceptibility of IT devices to HPM Pulses”, Int. J. of Safety and Security Eng., vol. 8, No. 2, pp. 223-233, 2018.
- [8] S.-H. Min, O. Kwon, M. Sattarov, H. Jung, I.-K. Baek, S. Kim, J.-Y. Jeong, J. Jang, D. Hong, R. Bhattacharya, R. K. Barik, A. Bera, S. Park, J. Ahn, S. H. Lee, Y. J. Yoon, G.-S. Park, “Effects on electronics exposed to high-power microwaves on the basis of a relativistic backward-wave oscillator operating on the X-band”, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 31:17, p.p. 1875-1901, 2017.
- [9] L. Torrero, P. Mollo, A. Molino, A. Perotti, “RF Immunity Testing of an Unmanned Aerial Vehicle Platform Under Strong EM Field Conditions”, 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 1-5, Apr. 2013.

- [10] K. Y. Sakharov, A.V. Sukhov, V.L. Ugolev, Yu.M. Gurevich, “Study of UWB Electromagnetic Pulse Impact on Commercial Unmanned Aerial Vehicle”, in Proc. Of International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Aug. 27-30, 2018, pp. 40-43.
- [11] Martins, B. O., Michel, A. H. and Silkoset, A. (2020b) Countering the Drone Threat: Implications of C-UAS Technology for Norway in an EU and NATO Context. PRIO Paper 3. Oslo: Peace Research Institute Oslo.
- [12] 1] C. D. Taylor and D. V. Giri, High-Power Microwave Systems and Effects. New York: Taylor & Francis, 1994.
- [13] J. Benford and J. Swegle, High Power Microwaves. Norwood, MA: Artech House, 1992.
- [14] R. J. Barker and E. Schamiloglu, Eds., High-Power Microwave Sources and Technologies. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001.
- [15] Radasky, W.A. & Wik, M.W. Overview of the threat of intentional electromagnetic interference (IEMI). 1024 - 1027 Vol.2., 2003
- [16] Sabath, Frank & Bäckström, Mats & Nordstrom, B. & Sérafin, Dominique & Kaiser, Arnhold & Kerr, Brian & Nitsch, Daniel. Overview of Four European High-Power Microwave Narrow-Band Test Facilities. Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on. 46. 329 - 334., 2004
- [17] Zhang, Dian & Fan, Yuwei & He, Juntao & Ge, Xingjun & Zhang, Xiaoping & Ju, Jinchuan & Xun, Tao. Progress in narrowband high-power microwave sources. Physics of Plasmas. ,2020
- [18] Booske, J. H. Plasma physics and related challenges of millimeter-wave-to-terahertz and high power microwave generation. Physics of Plasmas, 15(5), 055502. ,2008
- [19] Li, W., Zhang, J., Qian, B.-L., Yang, H.-W., & Zhang, Z.-C. A smart repetitive-rate wideband high power microwave source. Physics of Plasmas, 23(1), 013106, 2016
- [20] Camp, M., & Garbe, H. Susceptibility of personal computer systems to fast transient electromagnetic pulses. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 48(4), 829–833. 2006

- [21] Camp, M., Garbe, H., & Nitsch, D. Influence of the technology on the destruction effects of semiconductors by impact of EMP and UWB pulses. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003
- [22] Vladimir Gurevich, Susceptibility of Electronic Components and Equipment to HEMP: The Facts and Consequences International Journal of Research Studies in Electrical and Electronics Engineering, 4(2): 1-9, 2018
- [23] R. Kichouliya and M. J. Thomas, "Interaction of high-power electromagnetic pulses with power cables and electronic systems," 2016 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), pp. 159-163, 2016
- [24] Doma, R. S., & Syed, A. A comprehensive review of high voltage wideband and ultra-wide band antennas for IEMI applications. Engineering Research Express. 2021
- [25] Månsson, Daniel. "Intentional electromagnetic interference (IEMI): Susceptibility investigations and classification of civilian systems and equipment." ,2008
- [26] Nitsch, D & Sabath, Frank & Schmidt, Hans & Braun, C. Comparison Of High-Power Microwave And Ultra-Wide Band Susceptibility Of Modern Microprocessor Boards. Conference: International Zurich Symposium on EMC Volume:15, 2003
- [27] D. C. Wunsch and R. R. Bell, "Determination of Threshold Failure Levels of Semiconductor Diodes and Transistors Due to Pulse Voltages," in IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 15, no. 6, pp. 244-259, Dec. 1968
- [28] S. A. Mitilineos et al., "Electromagnetic Susceptibility of Car Engine and Parts to Narrowband Microwaves in the 1–2.5 GHz Band," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 63, no. 5, pp. 1366-1375, Oct. 2021
- [29] "Protection of critical infrastructures from high power microwave threats," (HiPOW), EU funded project, 2014
- [30] Report of the Commission to Assess the Threat to the United States from Electromagnetic Pulse (EMP) Attack. Critical National Infrastructures. 2008.
- [31] Y. Zhong, W. Song, C. Kim, C. Park and C. Hwang, "Intentional Electromagnetic Interference Source Reconstruction for Automotive Simulation," 2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Sapporo/APEMC), 2019, pp. 633-636

[32] A. H. Michel, Counter Drone Systems (2nd Edition), Center for the Study of the Drone at Bard College, URL: <http://dronecenter.bard.edu/drone-registrations>, 2019

[33] Y. Wang, L. Ma and Z. Meng, "Effects of UWB Electromagnetic Pulse on UAV Data Link System," IEEE 6th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC), 2019, pp. 1-4, 2019

[34] G. Lubkowski, M. Lanzrath, L. C. Lavau and M. Suhrke, "Response of the UAV Sensor System to HPEM Attacks," International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, 2020, pp. 1-6, 2020

[35] D. Zhang, X. Zhou, E. Cheng, H. Wan and Y. Chen, "Investigation on Effects of HPM Pulse on UAV's Datalink," in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 62, no. 3, pp. 829-839, June 2020

[36] Y. Chen, D. Zhang, E. Cheng and X. Wang, "Investigation on susceptibility of UAV to radiated IEMI," 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC), pp. 718-722, 2018

[37] J. Benford, J. A. Swegle, and E. Schamiloglou, High Power Microwaves, 2nd ed. New York, NY, USA: Taylor & Francis, 2007.

[38] M.K. Thumm and W. Kasperek, "Passive high-power microwave components," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 30, no. 3, pp. 755–786, Jun. 2002.

[39] A. D. Andreev., E. G. Far.r, E. Schamiloglu, "A Simplified Theory of Microwave Pulse Compression," Circuit Electromagn. Syst. Des. Notes, vol. 57, pp. 1–11, Aug. 2008.

[40] S. P. Savaidis, Z. C. Ioannidis, N. A. Stathopoulos, S. A. Mitilineos, and C. Tsitouri, "Transmission line modelling of active microwave pulse compression," in Proc. Int. IEEE Conf. Microw. Commun., , Antennas Electron. Syst., Oct. 21–23, pp. 1–5. 2003

[41] S. P. Savaidis, Z. C. Ioannidis, S. A. Mitilineos, and N. A. Stathopoulos, "Design of waveguide microwave pulse compressors using equivalent circuits," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 63, no. 1, pp. 125–134, Jan. 2015.

[42] S. P. Savaidis, Z. C. Ioannidis, S. A. Mitilineos, and N. A. Stathopoulos, "Experiments on the Pulse Repetition Frequency Optimization of 1.3-GHz, 100-kW Microwave Pulse Compressor," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 68, no. 6, pp. 2374–2381, Jun. 2020.

- [43] R. A. Alvarez, "Some properties of microwave resonant cavities relevant to pulse compression power amplification," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 57, no. 100, pp. 2481-2488, Oct. 1986.
- [44] J. Tao, Y. Meng, X. Zhengfeng, N. Hui, J. Zili and Y. Feng, "An X-Band Switched Energy Storage Microwave Pulse Compression System," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 10, pp. 4525-4529, Oct. 2019
- [45] Ning Hui, Xiao Lilin, Tong Dechun, Lin Yuzhen, Fang Jinyong, Liu Guozhi, Li Ping, & Wang Hongjun. The experiment research on high power microwave pulse compression. *Proceedings of the third international symposium on pulsed power and plasma applications*, (p. 448). China: Editorial Office of High-Power Laser and Particle Beams, 2002
- [46] Hantista, C., et al. "High-power RF pulse compression with SLED-II at SLAC." *Particle Accelerator Conference, 1993, Proceedings of the 1993. IEEE, 1993*
- [47] Z. Xiong, H. Chen, H. Ning and C. Cheng, "High power microwave system based on power combination and pulse compression of conventional klystrons," 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), pp. 1-4, 2018
- [48] Tantawi, Sami G., R. D. Ruth, and Perry B. Wilson. "A comparison between pulse compression options for NLC "Particle Accelerator Conference, 1999. *Proceedings of the 1999. Vol. 1. IEEE, 1999*
- [49] Lavine, T. L., et al. "High-Power Radio-Frequency Binary Pulse Compression Experiment at SLAC." *IEEE Particle Accelerator Conference, San Francisco, CA 1991*
- [50] E. G. Farr, L. H. Bowen, C. E. Baum, and W. D. Prather, *Microwave Pulse Compression Experiments at Low Power*, pp. 459-462, Jan. 2008
- [51] O. Karsli, M. Dogan, F. Ahiska and O. Orkun Surel, "Implementation of High-Power Microwave Pulse Compressor," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 6, pp. 2823-2831, June 2019
- [52] Z. C. Ioannidis, S. P. Savaidis, S. A. Mitilineos, S. Livieratos and N. A. Stathopoulos, "Design of Microwave Pulse Compressors Using Small Form-Factor Waveguide Cavities," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 8, pp. 3255-3262, Aug. 2020
- [53] S. N. Artemenko, S. A. Gorev, V. S. Igumnov and R. E. Beverly, "High-power microwave pulse compressors with a variable geometry of accumulative resonant cavity,"

2016 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), pp. 275-278, 2016

[54] S. N. Artemenko, S. A. Gorev, V. S. Igumnov, S. A. Novikov and V. L. Pazynin, "Formation of Rectangular Pulses in an Active Microwave Compressor With an Oversized Compact Storage Cavity," *IEEE Trans. Microw Theory Techn.*, vol. 69, no. 2, pp. 1255-1264, Feb. 2021.

[55] Y. Jiang, H. Zha, J. Shi, M. Peng, X. Lin and H. Chen, "A Compact X-Band Microwave Pulse Compressor Using a Corrugated Cylindrical Cavity," *IEEE Trans. Microw Theory Techn.*, vol. 69, no. 3, pp. 1586-1593, March 2021.

[56] V. A. Avgustinovich, S. N. Artemenko, V. S. Igumnov, S. A. Novikov and Yu. G. Yushkov, "Forming nanosecond microwave pulses by transformation of resonant cavity mode," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 5, pp. 1607-1613, May 2016.

[57] S. N. Artemenko, G. M. Samoilenko, A. S. Shlapakovski and Yu. G. Yushkov, "Cryogenic resonant microwave compressors with energy extraction through warm interference switches," *J. Appl. Phys.*, vol. 119, Jan. 2016, Art. no. 014501.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α1

Κώδικας Matlab που υπολογίζει τις θεωρητικές καμπύλες κέρδους, ανακλώμενου κύματος και απόδοσης αποθηκευμένης ενέργειας για διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης, έχοντας ως δεδομένη την διάρκεια παλμού εισόδου T:

```
1 %% Main
2 % Input Data & Basic Pre-Calculations
3 % Matched (1)/Unmatched (0) 0 if Tee without post used
4 matched = 0 ;
5 % Waveguide Dimensions
6 a=16.51e-2;
7 b=8.255e-2;
8 % Operating Frequency
9 f=1.3e9;
10 %Cutoff Frequency TE10
11 fc=2.99792458e8/(2*a);
12 % Air Wavelength
13 lo=2.99792458e8/f;
14 % Waveguide Wavelength
15 lg=lo/sqrt(1-(fc/f)^2);
16 %Group Velocity
17 vg=2.99792458e8*sqrt(1-(fc/f)^2);
18 % Waveguide Characteristic Impedance (All Impedances Normalized)
19 Zo=1;
20 % Attenuation Factor Neper/m
21 at=1.1e-3;
22 % Complex Propagation Constant
23 g=at+1i*2*pi/lg;
24 % Basic Length in lgs
25 nn1=2.5;
26 % Tee Circuitry
27 [Xa, Xb, Xc, Xd] = tjunction(f, matched);
28
29 %S Tee S Parameter Calculations appendix A
30 Zsho=1i*Xb+(1i*Xc*(1i*Xd+1))/(1i*Xc+1i*Xd+1));
31 Zin1=1i*Xa+(Zsho*(1i*Xa+1))/(Zsho+1i*Xa+1));
32 S11=(Zin1-1)/(Zin1+1); %S11,T
33
34 Zsho1=0.5*(1+1i*Xa);
35 S13a=1/(1+1i*Xa);
36 S13b=Zsho1/(Zsho1+1i*Xb);
```

```

37 Zsho2=1i*Xc*(Zsho1+1i*Xb)/(1i*Xc+Zsho1+1i*Xb);
38 S13c=Zsho2/(Zsho2+1i*Xd);
39 S13=S13a*S13b*S13c;
40
41 S31a=1/(1+1i*Xd);
42 Zcd=1i*Xc*(1+1i*Xd)/(1i*Xc+1+1i*Xd);
43 S31b=Zcd/(Zcd+1i*Xb);
44 Zsho3=(Zsho*(1i*Xa+1)/(Zsho+1i*Xa+1));
45 S31c=Zsho3/(Zsho3+1i*Xa);
46 S31=S31a*S31b*S31c;
47
48 Zin3=1i*Xd+(1i*Xc*(Zsho1+1i*Xb)/(1i*Xc+Zsho1+1i*Xb));
49 S33=(Zin3-1)/(Zin3+1);
50 % Numerical Calculation Steps
51 N=10000; % transient charging steps
52 NNN=12000; % Transient Step for Input Pulse End
53 NN=10000; % side arm steps
54 % Input Pulse Widths
55 T=1e-6*[0.5; 1; 2; 2.5; 3;] ;
56 % Overcoupling Cases to be Examined
57 %Array Initialization for all coupling factors
58 % Transient Field Array Initialization
59 Etrans=zeros(1+length(T),N+1); %forward and backward waves
60 Eref=zeros(1+length(T),N+1); % reflected waves(left of iris-towards source)
61 x1=zeros(1+length(T),N+1);
62 W=zeros(1+length(T),N+1);
63 Wi=zeros(1+length(T),N+1);
64 Wia=zeros(1+length(T),N+1);
65 Pi=zeros(1+length(T),N+1);
66 % Intermediate Results Array Initialization
67 Zcavi=zeros(1,1+length(T));
68 RoCi=zeros(1,1+length(T));
69 LLi=zeros(1,1+length(T));
70 xmaxi=zeros(1,1+length(T));
71 RoTHi=zeros(1,1+length(T));
72 Xiri=zeros(1,1+length(T));
73 bcf=zeros(1,1+length(T));
74 gi=zeros(1,1+length(T));
75 QL=zeros(1,1+length(T));
76 gfit=zeros(1,1+length(T));
77 Gcavi=zeros(1,1+length(T));
78 phTHi=zeros(1,1+length(T));
79 Zini=zeros(1,1+length(T));
80
81 Dt1=zeros(1,1+length(T)); %main cavity roundtrip time
82 Dt11=zeros(1,1+length(T)); %main cavity minus xmax roundtrip time
83 Dt2= zeros(1,1+length(T));%side cavity roundtrip time
84 Dt12=zeros(1,1+length(T));

```

```

85 Dt112=zeros(1,1+length(T));
86
87 for ig=1:length(T)+1 %1+length(T)%ig corresponds to different coupling factors
88 if (ig==1) % Critical Coupling steady state Calculations
89 bcf(ig)=1; % coupling factor
90 rmin=0.25;
91 rmax=0.5;
92 rstep=(rmax-rmin)/NN;
93
94 % Array Initialization
95 RoL=zeros(1,NN);
96 phL=zeros(1,NN);
97 RoC=zeros(1,NN);
98 r=zeros(1,NN);
99 Xiris=zeros(1,NN); %X/Zo
100 phTH=zeros(1,NN);
101 LL=zeros(1,NN);
102 phrad=zeros(1,NN);
103 Gcav=zeros(1,NN);
104 ZL=zeros(1,NN);
105 Zsh=zeros(1,NN);
106 Zcav=zeros(1,N);
107 Zin=zeros(1,NN);
108 Zsc=zeros(1,NN);
109 RoTH=zeros(1,NN);
110 Lout=zeros(1,NN);
111
112 for ii=1:NN
113
114 r(ii)=rmin + ii*rstep;
115
116 %Input Impedance at the Open Interface of T-junction
117 Zsc(ii)=Zo*tanh(g*r(ii)*lg);
118
119 % Input Impedance Zin at the TT' interface
120 Z1=Zsc(ii)+1i*Xd;
121 Z2=1i*Xc*Z1/(1i*Xc+Z1);
122 Zsh(ii)=1i*Xb+Z2;
123 Zp=Zsh(ii)*(1i*Xa+Zo)/(Zsh(ii)+1i*Xa+Zo);
124 ZL(ii)=1i*Xa+Zp;
125
126 % Reflection Coefficient at TT' Interface
127 RoL(ii)=(ZL(ii)-Zo)/(ZL(ii)+Zo);
128 phL(ii)=angle(RoL(ii));
129
130 % Optimal Iris Inductive Load Calculation
131 error=1;
132 L(1)=nn1;

```

```

133 jj=1;
134
135 while(error>=1.e-9)
136 Xir=0.5*sqrt((1-abs(RoL(ii))^2*exp(-4*at*L(jj)*lg))/((abs(RoL(ii))*exp(-2*at*L(jj)*lg)));
137 Xiris(ii)=Xir;
138 RoTH(ii)=-Zo/(Zo+2*1i*Xir);
139 phTH(ii)=angle(RoTH(ii));
140 phrad(ii)=phTH(ii)+phL(ii);
141 LL(ii)=nn1+(phrad(ii)/(4*pi)); % Variable Length wrt to r*lg
142 jj=jj+1;
143 L(jj)=LL(ii);
144 %LL is the length in wavelengths from iris to TT' interface
145 %The Length from Iris to Junction Center is L=(LL+0.25)lg
146 error=abs(L(jj)-L(jj-1))/L(jj-1);
147 end
148 % Cavity Input Impedance and Reflection Coefficient(see handnotes Page 8-9)
149 Zin(ii)=Zo*((ZL(ii)+Zo*tanh(g*LL(ii)*lg))/(Zo+ZL(ii)*tanh(g*LL(ii)*lg)));
150 Zcav(ii)=1i*Xiris(ii)*Zin(ii)/(Zin(ii)+1i*Xiris(ii));
151 RoC(ii)=(Zcav(ii)-Zo)/(Zcav(ii)+Zo);
152
153 % Cavity Gain
154 xmax=phTH(ii)/(4*pi);
155 Gcav(ii)=0.5*(ZL(ii)*cosh(g*(LL(ii)-xmax)*lg)+Zo*sinh(g*(LL(ii)-
xmax)*lg))/(ZL(ii)*cosh(g*LL(ii)*lg)+Zo*sinh(g*LL(ii)*lg));
156
157 % Cavity Leakage
158 Vload=(0.5*ZL(ii))/(ZL(ii)*cosh(g*LL(ii)*lg)+Zo*sinh(g*LL(ii)*lg));
159 Zp=Zsh(ii)*(1i*Xa+Zo)/(Zsh(ii)+1i*Xa+Zo);
160 Lout(ii)=(0.5*Zo/(Zo+1i*Xa))*(Zp/(1i*Xa+Zp))*Vload;
161 end
162
163 [G,v1]=max(abs(Gcav));
164
165 Gcavi(1)=20*log10(abs(Gcav(v1)));
166 RoLi(1)=RoL(v1);
167 RoTHi(1)=RoTH(v1);
168 LLi(1)=LL(v1);
169 Xiri(1)=Xiris(v1);
170 Zcavi(1)=Zcav(v1);
171 RoCi(1)=RoC(v1);
172 xmaxi(1)=phTH(v1)/(4*pi);
173
174 else
175 Qo=2*QL(1); %p(2);
176 t1=T(ig-1);
177 fun=@ (beta) alvarez(beta,f,Qo,t1);
178 bi=fzero(fun,[1,20]); % optimal coupling factor for PW=T
179 bcf(ig)=bi;

```

```

180 fun1=@ (Lg) numL(Lg,RoLi(1),phL(v1),bi,at,lg);
181 LLi(ig)=fzero(fun1,LL(v1));
182 phLp=4*pi*LLi(ig)-phL(v1);
183 Xiri(ig)=bi*(1+abs(RoLi(1))*exp(-2*at*LLi(ig)*lg)*cos(phLp))/((1+bi)*abs(RoLi(1))*exp(-
2*at*LLi(ig)*lg)*sin(phLp));
184 error=1;
185 RoTHi(ig)=-Zo/(Zo+2*1i*Xiri(ig));
186 phTHi(ig)=angle(RoTHi(ig));
187
188 % Cavity Input Impedance and Reflection Coefficient
189 Zini(ig)=Zo*((ZL(v1)+Zo*tanh(g*LLi(ig)*lg))/(Zo+ZL(v1)*tanh(g*LLi(ig)*lg));
190 Zcavi(ig)=1i*Xiri(ig)*Zini(ig)/(Zini(ig)+1i*Xiri(ig));
191 RoCi(ig)=(Zcavi(ig)-Zo)/(Zcavi(ig)+Zo);
192
193 % Cavity Gain
194 xmaxi(ig)=phTHi(ig)/(4*pi);
195 Gcavi(ig)=(Zcavi(ig)/(Zcavi(ig)+Zo))*(ZL(v1)*cosh(g*(LLi(ig)-
xmaxi(ig))*lg)+Zo*sinh(g*(LLi(ig)-xmaxi(ig))*lg))/(ZL(v1)*cosh(g*LLi(ig)*lg)+Zo*sinh(g*LLi(ig)*lg));
196 Gcavi(ig)=20*log10(abs(Gcavi(ig)));
197 end
198
199 %% TRANSIENT CALCULATIONS
200 % Transient Calculatios at regular intervals Dt1 (~8 ns, 16 ns, 30 ns)
201 r1=r(v1);
202 xmax1=xmaxi(ig)*lg;
203 L0=LLi(ig)*lg;
204 L1=L0-xmax1;
205 Rth=RoTHi(ig);
206 Dt1(ig)=2*L0/vg; %main cavity roundtrip time
207 Dt11(ig)=2*L1/vg; %main cavity minus xmax roundtrip time
208 Dt2(ig)=2*r1*lg/vg; %side cavity roundtrip time
209 Dt12(ig)=Dt1(ig)/Dt2(ig);
210 Dt112(ig)=Dt11(ig)/Dt2(ig);
211
212 % for it=1:N % N Dt1 intervals
213 ft=zeros(1,N+1);
214 fr=zeros(1,N+1);
215 frRef=zeros(1,N+1);
216
217 k0=floor(Dt12(ig));
218
219 for i0=0:k0 %t=0-k0Dt2, (k0+1)Dt2~=Dt1 Intervals Dt2
220 ft(i0+1)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1);
221 fr(i0+1)=0;
222 frRef(i0+1)=Rth;
223
224 end
225

```

```

226 ft(k0+2)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*(1+S11*Rth*exp(-2*g*L0)); % t>=1Dt1
227 fr(k0+2)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*(S11*exp(-2*g*L1));
228
229 for i=1:k0+2
230 Etrans(ig,i)=(ft(i)+fr(i));
231 Eref(ig,i)=Rth+(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(i);
232 end
233
234 S=zeros(1,N+1);
235 S1=zeros(1,N+1);
236 Sf=zeros(1,N+1);
237 Sf1=zeros(1,N+1);
238 SSf=zeros(1,N+1);
239 SSf1=zeros(1,N+1);
240
241 for ij=1:100 % individual leaky waves after ij roundtrips
242 S(ij)=((-1)^ij)*(S33^(ij-1))*exp(-2*g*ij*r1*lg);
243 S(ij)=(1+S11)*(1+S33)*S13*S31*Rth*exp(-2*g*L0)*S(ij);
244 S1(ij)=((-1)^ij)*(S33^(ij-1))*exp(-2*g*ij*r1*lg);
245 S1(ij)=(1+S11)*(1+S33)*S13*S31*exp(-2*g*L1)*S1(ij);
246
247 end
248
249
250 for n=k0+2:N % t=(n+1)*Dt2
251
252 nl=n-k0-1; % # of cavity leaky waves at interval nDt2
253
254 if (nl>=100)
255 nl=100;
256 end
257
258 for ix=1:nl % new contributions of leaky waves at interval nDt2
259
260 Sf(n+1)=Sf(n+1)+S(ix)*ft(n-k0-ix);
261 Sf1(n+1)=Sf1(n+1)+S1(ix)*ft(n-k0-ix);
262
263 end
264
265 if(n+1>=NNN)
266 ft(n+1)=Sf(n+1)+S11*Rth*exp(-2*g*L0)*ft(n+1-k0);
267 fr(n+1)=Sf1(n+1)+S11*exp(-2*g*L1)*ft(n+1-k0);
268 else
269
270 ft(n+1)=ft(1)+Sf(n+1)+S11*Rth*exp(-2*g*L0)*ft(n+1-k0);
271 fr(n+1)=Sf1(n+1)+S11*exp(-2*g*L1)*ft(n+1-k0);
272
273 end

```



```

274
275 Etrans(ig,n+1)=(ft(n+1)+fr(n+1));
276 if(n+1>=NNN)
277 Eref(ig,n+1)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(n+1);
278 else
279 Eref(ig,n+1)=Rth+(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(n+1);
280 end
281
282 end
283
284 im=1;
285 x=zeros(1,N+1);
286 x(1)=0;
287
288 for i=2:N+1
289 im=im+1;
290 if (im==k0+1)
291 x(i)=x(i-1)+(Dt1(ig)-k0*Dt2(ig));
292 Wi(ig,i)=(Dt1(ig)-k0*Dt2(ig))*abs(0.5*Etrans(ig,i))^2;
293 else
294 x(i)=x(i-1)+Dt2(ig);
295 Wi(ig,i)=Dt2(ig)*abs(0.5*Etrans(ig,i))^2;
296 end
297 end
298 x1(ig,:)=1e6*x;
299 [Wimax,v]=max(abs(Wi(1,:)));
300
301 hold on;
302 grid on;
303
304 F = @(p,xdata)p(1)*(1-exp(-1e-6*pi*f*xdata/p(2)));
305 p0=[1 8000];
306 p = lsqcurvefit(F,p0,x1(ig,:), (abs(Etrans(ig,:))/max(abs(Etrans(1,:)))));
307 QL(ig)=p(2);
308 gfit(ig)=p(1);
309 fprintf('Quality factor from Voltage charging curve: Q=%5.0fn',p(2))
310 % Storage Efficiency
311 % gi(ig)=4*bcf(ig)*(1+bcf(ig))^-2;
312 % k=0.5*(1+bcf(ig));
313 % t0=2*QL(1)/(2*pi*f);
314 % for i1=1:N+1
315 % Wia(ig,i1)=gi(ig)*(1-exp(-1e-6*k*x1(ig,i1)/t0))^2;
316 % Wi(ig,i1)=abs(0.5*Etrans(ig,i1))^2;
317 % end
318
319 % [Wimax,v]=max(abs(Wi(1,:)));
320 %% plot
321

```

```

322 plt=zeros(1,5);
323 txt = ['d = ', num2str(Xiri(ig))];
324 subplot(3,1,1)
325 hold on
326 box on
327 plt(ig)=plot(x1(ig,:),20*log10(abs(0.5*Etrans(ig,:))), 'Linewidth', 1, 'DisplayName',txt);
328 xlabel('Time (usec)')
329 ylabel('Gain (dB)')
330 ylim([0 30])
331 xlim([0 10])
332 grid on
333
334 txt = ['d = ', num2str(Xiri(ig))];
335 subplot(3,1,2)
336 hold on
337 box on
338 plt(ig)=plot(x1(ig,:),abs(Eref(ig:)), 'Linewidth', 1, 'DisplayName',txt);
339 xlabel('Time (usec)')
340 ylabel('Normalized Reflected Power ')
341 xlim([0 10])
342
343 grid on
344
345
346 subplot(3,1,3)
347 hold on
348 box on
349 plt2=zeros(1,8);
350 plt2(ig)=plot(x1(ig:),(Wi(ig:)-Wi(1,:))/Wimax, 'Linewidth', 1, 'DisplayName',txt);
351 xlabel('Time (usec)')
352 ylabel('Storage Efficiency')
353 ylim([0 0.2])
354 xlim([0 10])
355
356 end

```

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α2

Κώδικας Matlab που υπολογίζει τις θεωρητικές καμπύλες κέρδους, ανακλώμενου κύματος και απόδοσης αποθηκευμένης ενέργειας για διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης β , οι οποίοι προκύπτουν από το Παράρτημα Α3:

```

1 % Input Data & Basic Pre-Calculations
2 % Matched (1)/Unmatched (0) 0 if Tee without post used
3 matched = 0 ;
4 % Waveguide Dimensions
5 a=16.51e-2;

```

```

6 b=8.255e-2;
7 % Operating Frequency
8 f=1.3e9;
9 %Cutoff Frequency TE10
10 fc=2.99792458e8/(2*a);
11 % Air Wavelength
12 lo=2.99792458e8/f;
13 % Waveguide Wavelength
14 lg=lo/sqrt(1-(fc/f)^2);
15 %Group Velocity
16 vg=2.99792458e8*sqrt(1-(fc/f)^2);
17 % Waveguide Characteristic Impedance (All Impedances Normalized)
18 Zo=1;
19 % Attenuation Factor Neper/m
20 at=1.1e-3;
21 % Complex Propagation Constant
22 g=at+1i*2*pi/lg;
23 % Basic Length in lgs
24 nn1=2.5;
25 % Tee Circuitry
26 [Xa, Xb, Xc, Xd] = tjunction(f, matched);
27
28 %S Tee S Parameter Calculations appendix A
29 Zsho=1i*Xb+(1i*Xc*(1i*Xd+1))/(1i*Xc+1i*Xd+1));
30 Zin1=1i*Xa+(Zsho*(1i*Xa+1))/(Zsho+1i*Xa+1));
31 S11=(Zin1-1)/(Zin1+1); %S11,T
32
33 Zsho1=0.5*(1+1i*Xa);
34 S13a=1/(1+1i*Xa);
35 S13b=Zsho1/(Zsho1+1i*Xb);
36 Zsho2=1i*Xc*(Zsho1+1i*Xb)/(1i*Xc+Zsho1+1i*Xb);
37 S13c=Zsho2/(Zsho2+1i*Xd);
38 S13=S13a*S13b*S13c;
39
40 S31a=1/(1+1i*Xd);
41 Zcd=1i*Xc*(1+1i*Xd)/(1i*Xc+1+1i*Xd);
42 S31b=Zcd/(Zcd+1i*Xb);
43 Zsho3=(Zsho*(1i*Xa+1))/(Zsho+1i*Xa+1));
44 S31c=Zsho3/(Zsho3+1i*Xa);
45 S31=S31a*S31b*S31c;
46
47 Zin3=1i*Xd+(1i*Xc*(Zsho1+1i*Xb))/(1i*Xc+Zsho1+1i*Xb));
48 S33=(Zin3-1)/(Zin3+1);
49 % Numerical Calculation Steps
50 N=10000; % transient charging steps
51 NN=10000; % side arm steps
52 % Coupling factors
53 T=[1; 11.4298; 5.7926;3.0680;2.5042;2.2224; ]; %T=0.5, 1, 2, 2.5, 3//assume coupling factor b=T
54 Tb=zeros(1,length(T));
55 % Overcoupling Cases to be Examined
56 %Array Initialization for all coupling factors
57 % Transient Field Array Initialization

```

```

58 Etrans=zeros(1+length(T),N+1); %forward and backward waves
59 Eref=zeros(1+length(T),N+1); % reflected waves(left of iris-towards source)
60 W=zeros(1+length(T),N+1);
61 Wi=zeros(1+length(T),N+1);
62 Wia=zeros(1+length(T),N+1);
63 Pi=zeros(1+length(T),N+1);
64 % Intermediate Results Array Initialization
65 Zcavi=zeros(1,1+length(T));
66 RoCi=zeros(1,1+length(T));
67 LLi=zeros(1,1+length(T));
68 xmaxi=zeros(1,1+length(T));
69 RoTHi=zeros(1,1+length(T));
70 Xiri=zeros(1,1+length(T));
71 bcf=zeros(1,1+length(T));
72 gi=zeros(1,1+length(T));
73 QL=zeros(1,1+length(T));
74 gfit=zeros(1,1+length(T));
75 Gcavi=zeros(1,1+length(T));
76 phTHi=zeros(1,1+length(T));
77 Zini=zeros(1,1+length(T));
78
79 Dt1=zeros(1,1+length(T)); %main cavity roundtrip time
80 Dt11=zeros(1,1+length(T)); %main cavity minus xmax roundtrip time
81 Dt2= zeros(1,1+length(T));%side cavity roundtrip time
82 Dt12=zeros(1,1+length(T));
83 Dt112=zeros(1,1+length(T));
84
85 for ig=1:length(T) %1+length(T)%ig corresponds to different coupling factors
86 if (ig==1) % Critical Coupling steady state Calculations
87 bcf(ig)=1; % coupling factor
88 rmin=0.25;
89 rmax=0.5;
90 rstep=(rmax-rmin)/NN;
91
92 % Array Initialization
93 RoL=zeros(1,NN);
94 phL=zeros(1,NN);
95 RoC=zeros(1,NN);
96 r=zeros(1,NN);
97 Xiris=zeros(1,NN); %X/Zo
98 phTH=zeros(1,NN);
99 LL=zeros(1,NN);
100 phrad=zeros(1,NN);
101 Gcav=zeros(1,NN);
102 ZL=zeros(1,NN);
103 Zsh=zeros(1,NN);
104 Zcav=zeros(1,N);
105 Zin=zeros(1,NN);
106 Zsc=zeros(1,NN);
107 RoTH=zeros(1,NN);
108 Lout=zeros(1,NN);
109

```

```

110 for ii=1:NN
111
112 r(ii)=rmin + ii*rstep;
113
114 %Input Impedance at the Open Interface of T-junction
115 Zsc(ii)=Zo*tanh(g*r(ii)*lg);
116
117 % Input Impedance Zin at the TT' interface
118 Z1=Zsc(ii)+1i*Xd;
119 Z2=1i*Xc*Z1/(1i*Xc+Z1);
120 Zsh(ii)=1i*Xb+Z2;
121 Zp=Zsh(ii)*(1i*Xa+Zo)/(Zsh(ii)+1i*Xa+Zo);
122 ZL(ii)=1i*Xa+Zp;
123
124 % Reflection Coefficient at TT' Interface
125 RoL(ii)=(ZL(ii)-Zo)/(ZL(ii)+Zo);
126 phL(ii)=angle(RoL(ii));
127
128 % Optimal Iris Inductive Load Calculation
129 error=1;
130 L(1)=nn1;
131 jj=1;
132
133 while(error>=1.e-9)
134 Xir=0.5*sqrt((1-abs(RoL(ii))^2*exp(-4*at*L(jj)*lg))/((abs(RoL(ii))*exp(-2*at*L(jj)*lg)));
135 Xiris(ii)=Xir;
136 RoTH(ii)=-Zo/(Zo+2*1i*Xir);
137 phTH(ii)=angle(RoTH(ii));
138 phrad(ii)=phTH(ii)+phL(ii);
139 LL(ii)=nn1+(phrad(ii)/(4*pi)); % Variable Length wrt to r*lg
140 jj=jj+1;
141 L(jj)=LL(ii);
142 %LL is the length in wavelengths from iris to TT' interface
143 %The Length from Iris to Junction Center is L=(LL+0.25)lg
144 error=abs(L(jj)-L(jj-1))/L(jj-1);
145 end
146 % Cavity Input Impedance and Reflection Coefficient(see handnotes Page 8-9)
147 Zin(ii)=Zo*((ZL(ii)+Zo*tanh(g*LL(ii)*lg))/(Zo+ZL(ii)*tanh(g*LL(ii)*lg));
148 Zcav(ii)=1i*Xiris(ii)*Zin(ii)/(Zin(ii)+1i*Xiris(ii));
149 RoC(ii)=(Zcav(ii)-Zo)/(Zcav(ii)+Zo);
150
151 % Cavity Gain
152 xmax=phTH(ii)/(4*pi);
153 Gcav(ii)=0.5*(ZL(ii)*cosh(g*(LL(ii)-xmax)*lg)+Zo*sinh(g*(LL(ii)-
xmax)*lg))/(ZL(ii)*cosh(g*LL(ii)*lg)+Zo*sinh(g*LL(ii)*lg));
154
155 % Cavity Leakage
156 Vload=(0.5*ZL(ii))/(ZL(ii)*cosh(g*LL(ii)*lg)+Zo*sinh(g*LL(ii)*lg));
157 Zp=Zsh(ii)*(1i*Xa+Zo)/(Zsh(ii)+1i*Xa+Zo);
158 Lout(ii)=(0.5*Zo/(Zo+1i*Xa))*(Zp/(1i*Xa+Zp))*Vload;
159 end
160

```

```

161 [G,v1]=max(abs(Gcav));
162
163 Gcavi(1)=20*log10(abs(Gcav(v1)));
164 RoLi(1)=RoL(v1);
165 RoTHi(1)=RoTH(v1);
166 LLi(1)=LL(v1);
167 Xiri(1)=Xiris(v1);
168 Zcavi(1)=Zcav(v1);
169 RoCi(1)=RoC(v1);
170 xmaxi(1)=phTH(v1)/(4*pi);
171
172 else
173 Qo=2*QL(1); %p(2);
174 %Qo=2*4114; %p(2);
175 bi=T(ig);
176 bcf(ig)=bi;
177 fun=@ (tp) Copy_of_alvarez(bcf(ig),f,Qo,tp);
178 Tb(ig)=fzero(fun,[0.1e-6,10e-6]); % optimal coupling factor for PW=T
179
180 fun1=@ (Lg) numL(Lg,RoLi(1),phL(v1),bi,at,ig);
181 LLi(ig)=fzero(fun1,LL(v1));
182 phLp=4*pi*LLi(ig)-phL(v1);
183 Xiri(ig)=bi*(1+abs(RoLi(1))*exp(-2*at*LLi(ig)*ig)*cos(phLp))/((1+bi)*abs(RoLi(1))*exp(-
2*at*LLi(ig)*ig)*sin(phLp));
184 error=1;
185 RoTHi(ig)=-Zo/(Zo+2*1i*Xiri(ig));
186 phTHi(ig)=angle(RoTHi(ig));
187
188 % Cavity Input Impedance and Reflection Coefficient(see handnotes Page 8-9)
189 Zini(ig)=Zo*(ZL(v1)+Zo*tanh(g*LLi(ig)*ig))/(Zo+ZL(v1)*tanh(g*LLi(ig)*ig));
190 Zcavi(ig)=1i*Xiri(ig)*Zini(ig)/(Zini(ig)+1i*Xiri(ig));
191 RoCi(ig)=(Zcavi(ig)-Zo)/(Zcavi(ig)+Zo);
192
193 % Cavity Gain
194 xmaxi(ig)=phTHi(ig)/(4*pi);
195 Gcavi(ig)=(Zcavi(ig)/(Zcavi(ig)+Zo))*(ZL(v1)*cosh(g*(LLi(ig)-xmaxi(ig))*ig)+Zo*sinh(g*(LLi(ig)-
xmaxi(ig))*ig))/(ZL(v1)*cosh(g*LLi(ig)*ig)+Zo*sinh(g*LLi(ig)*ig));
196 Gcavi(ig)=20*log10(abs(Gcavi(ig)));
197 end
198
199 %% TRANSIENT CALCULATIONS
200 % Transient Calculatios at regular intervals Dt1 (~8 ns, 16 ns, 30 ns)
201 r1=r(v1);
202 xmax1=xmaxi(ig)*ig;
203 L0=LLi(ig)*ig;
204 L1=L0-xmax1;
205 Rth=RoTHi(ig);
206 Dt1(ig)=2*L0/vg; %main cavity roundtrip time
207 Dt11(ig)=2*L1/vg; %main cavity minus xmax roundtrip time
208 Dt2(ig)=2*r1*ig/vg; %side cavity roundtrip time
209 Dt12(ig)=Dt1(ig)/Dt2(ig);
210 Dt112(ig)=Dt11(ig)/Dt2(ig);

```

```

211
212 % for it=1:N % N Dt1 intervals
213 ft=zeros(1,N+1);
214 fr=zeros(1,N+1);
215 frRef=zeros(1,N+1);
216
217 k0=floor(Dt12/ig);
218
219 for i0=0:k0 %t=0-k0Dt2, (k0+1)Dt2~=Dt1 Intervals Dt2
220 ft(i0+1)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1);
221 fr(i0+1)=0;
222 frRef(i0+1)=Rth;
223
224 end
225
226 ft(k0+2)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*(1+S11*Rth*exp(-2*g*L0)); % t>=1Dt1
227 fr(k0+2)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*(S11*exp(-2*g*L1));
228
229 for i=1:k0+2
230 Etrans(ig,i)=(ft(i)+fr(i));
231 Eref(ig,i)=Rth+(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(i);
232 end
233
234 S=zeros(1,N+1);
235 S1=zeros(1,N+1);
236 Sf=zeros(1,N+1);
237 Sf1=zeros(1,N+1);
238 SSf=zeros(1,N+1);
239 SSf1=zeros(1,N+1);
240
241 for ij=1:100 % individual leaky waves after ij roundtrips
242 S(ij)=((-1)^ij)*(S33^(ij-1))*exp(-2*g*ij*r1*lg);
243 S(ij)=(1+S11)*(1+S33)*S13*S31*Rth*exp(-2*g*L0)*S(ij);
244 S1(ij)=((-1)^ij)*(S33^(ij-1))*exp(-2*g*ij*r1*lg);
245 S1(ij)=(1+S11)*(1+S33)*S13*S31*exp(-2*g*L1)*S1(ij);
246
247 end
248
249
250 for n=k0+2:N % t=(n+1)*Dt2
251
252 nl=n-k0-1; % # of cavity leaky waves at interval nDt2
253
254 if (nl>=100)
255 nl=100;
256 end
257
258 for ix=1:nl % new contributions of leaky waves at interval nDt2
259
260 Sf(n+1)=Sf(n+1)+S(ix)*ft(n-k0-ix);
261 Sf1(n+1)=Sf1(n+1)+S1(ix)*ft(n-k0-ix);
262

```

```

263 end
264
265 if(n+1>=15000)
266 ft(n+1)=Sf(n+1)+S11*Rth*exp(-2*g*L0)*ft(n+1-k0);
267 fr(n+1)=Sf1(n+1)+S11*exp(-2*g*L1)*ft(n+1-k0);
268 else
269
270 ft(n+1)=ft(1)+Sf(n+1)+S11*Rth*exp(-2*g*L0)*ft(n+1-k0);
271 fr(n+1)=Sf1(n+1)+S11*exp(-2*g*L1)*ft(n+1-k0);
272
273 end
274
275 Etrans(ig,n+1)=(ft(n+1)+fr(n+1));
276 if(n+1>=15000)
277 Eref(ig,n+1)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(n+1);
278 else
279 Eref(ig,n+1)=Rth+(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(n+1);
280 end
281 Pi(ig,n+1)=abs(1-Eref(ig,n+1)^2);
282 end
283
284 im=1;
285 x=zeros(1,N+1);
286 x(1)=0;
287
288 for i=2:N+1
289 im=im+1;
290 if (im==k0+1)
291 x(i)=x(i-1)+(Dt1(ig)-k0*Dt2(ig));
292 Wi(ig,i)=(Dt1(ig)-k0*Dt2(ig))*abs(0.5*Etrans(ig,i))^2;
293 else
294 x(i)=x(i-1)+Dt2(ig);
295 Wi(ig,i)=Dt2(ig)*abs(0.5*Etrans(ig,i))^2;
296 end
297 end
298
299 x1(ig,:)=1e6*x;
300
301
302 hold on;
303 grid on;
304
305 F = @(p,xdata)p(1)*(1-exp(-1e-6*pi*f*xdata/p(2)));
306 p0=[1 5000];
307 p = lsqcurvefit(F,p0,x1(ig,:),abs(Etrans(ig,:))/max(abs(Etrans(1,:))));
308 QL(ig)=p(2);
309 gfit(ig)=p(1);
310
311 [Wimax,v]=max(abs(Wi(1,:)));
312 %% plot
313
314 plt=zeros(1,5);

```



```

315 txt = ['b = ', num2str(bcf(ig))];
316 subplot(3,1,1)
317 hold on
318 box on
319 plt(ig)=plot(x1(ig,:),20*log10(abs(0.5*Etrans(ig,:))), 'DisplayName',txt);
320 ylabel('Gain (dB)')
321 ylim([10 25])
322 xlim([0 10])
323 grid on
324 Elog(ig,:)=20*log10(abs(0.5*Etrans(ig,:)));
325 txt = ['b', num2str(bcf(ig))];
326 subplot(3,1,2)
327 hold on
328 box on
329 plt(ig)=plot(x1(ig,:),abs(Eref(ig,:)), 'DisplayName',txt);
330 ylabel('Normalized Reflected Power ')
331 xlim([0 10])
332
333 grid on
334 subplot(3,1,3)
335 hold on
336 box on
337 plt2=zeros(1,8);
338 plt2(ig)=plot(x1(ig,:),(Wi(ig,:)-Wi(1,:))/Wimax, 'DisplayName',txt);
339 xlabel('Time (usec)')
340 ylabel('Storage Efficiency')
1/2/2022 10:07 μμ
C:\Users\valia\OneDrive\Υπολογιστής\μεταπτυχιακο\Compresso...\PARARTIMA_A2.m 6 of 6
341 ylim([0 0.2])
342 xlim([0 10])
343
344
345 end

```

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α3

Κώδικας Matlab για τον υπολογισμό της απόδοσης επί τις εκατό συναρτήσει της μεταβολής του συντελεστή σύζευξης αναφορικά με το κρίσιμο συντελεστή σύζευξης ($\beta = 1$). Από τη σάρωση του συντελεστή σύζευξης β σε ένα επιλεγμένο πεδίο τιμών, προκύπτει ο βέλτιστος συντελεστής σύζευξης, για συγκεκριμένες χρονικές στιγμές t .

```

1 % Input Data & Basic Pre-Calculations
2 % Matched (1)/Unmatched (0) 0 if Tee without post used
3 matched = 0 ;
4 % Waveguide Dimensions
5 a=16.51e-2;
6 b=8.255e-2;
7 % Operating Frequency
8 f=1.3e9;

```

```

9 %Cutoff Frequency TE10
10 fc=2.99792458e8/(2*a);
11 % Air Wavelength
12 lo=2.99792458e8/f;
13 % Waveguide Wavelength
14 lg=lo/sqrt(1-(fc/f)^2);
15 %Group Velocity
16 vg=2.99792458e8*sqrt(1-(fc/f)^2);
17 % Waveguide Characteristic Impedance (All Impedances Normalized)
18 Zo=1;
19 % Attenuation Factor Neper/m
20 at=1.1e-3;
21 % Complex Propagation Constant
22 g=at+1i*2*pi/lg;
23 % Basic Length in lgs
24 nn1=2.5;
25 % Tee Circuitry
26 [Xa, Xb, Xc, Xd] = tjunction(f, matched);
27
28 %S Tee S Parameter Calculations appendix A
29 Zsho=1i*Xb+(1i*Xc*(1i*Xd+1)/(1i*Xc+1i*Xd+1));
30 Zin1=1i*Xa+(Zsho*(1i*Xa+1)/(Zsho+1i*Xa+1));
31 S11=(Zin1-1)/(Zin1+1); %S11,T
32
33 Zsho1=0.5*(1+1i*Xa);
34 S13a=1/(1+1i*Xa);
35 S13b=Zsho1/(Zsho1+1i*Xb);
36 Zsho2=1i*Xc*(Zsho1+1i*Xb)/(1i*Xc+Zsho1+1i*Xb);
37 S13c=Zsho2/(Zsho2+1i*Xd);
38 S13=S13a*S13b*S13c;
39
40 S31a=1/(1+1i*Xd);
41 Zcd=1i*Xc*(1+1i*Xd)/(1i*Xc+1+1i*Xd);
42 S31b=Zcd/(Zcd+1i*Xb);
43 Zsho3=(Zsho*(1i*Xa+1)/(Zsho+1i*Xa+1));
44 S31c=Zsho3/(Zsho3+1i*Xa);
45 S31=S31a*S31b*S31c;
46
47 Zin3=1i*Xd+(1i*Xc*(Zsho1+1i*Xb)/(1i*Xc+Zsho1+1i*Xb));
48 S33=(Zin3-1)/(Zin3+1);
49 % Numerical Calculation Steps
50 N=10000; % transient charging steps
51 NN=10000; % side arm steps
52 T=linspace(1.001,15,150) ;
53
54 % Overcoupling Cases to be Examined
55 %Array Initialization for all coupling factors
56 % Transient Field Array Initialization

```

```

57 Etrans=zeros(1+length(T),N+1); %forward and backward waves
58 Eref=zeros(1+length(T),N+1); % reflected waves(left of iris-towards source)
59 W=zeros(1+length(T),N+1);
60 Wi=zeros(1+length(T),N+1);
61 Pi=zeros(1+length(T),N+1);
62 % Intermediate Results Array Initialization
63 Zcavi=zeros(1,1+length(T));
64 RoCi=zeros(1,1+length(T));
65 LLi=zeros(1,1+length(T));
66 xmaxi=zeros(1,1+length(T));
67 RoTHi=zeros(1,1+length(T));
68 Xiri=zeros(1,1+length(T));
69 bcf=zeros(1,1+length(T));
70 gi=zeros(1,1+length(T));
71 QL=zeros(1,1+length(T));
72 Gcavi=zeros(1,1+length(T));
73 phTHi=zeros(1,1+length(T));
74 Zini=zeros(1,1+length(T));
75
76 Dt1=zeros(1,1+length(T)); %main cavity roundtrip time
77 Dt11=zeros(1,1+length(T)); %main cavity minus xmax roundtrip time
78 Dt2= zeros(1,1+length(T));%side cavity roundtrip time
79 Dt12=zeros(1,1+length(T));
80 Dt112=zeros(1,1+length(T));
81
82 for ig=1:1+length(T)%1+length(T)%ig corresponds to different coupling factors
83 if (ig==1) % Critical Coupling steady state Calculations
84 bcf(ig)=1; % coupling factor
85 rmin=0.25;
86 rmax=0.5;
87 rstep=(rmax-rmin)/NN;
88
89 % Array Initialization
90 RoL=zeros(1,NN);
91 phL=zeros(1,NN);
92 RoC=zeros(1,NN);
93 r=zeros(1,NN);
94 Xiris=zeros(1,NN); %X/Zo
95 phTH=zeros(1,NN);
96 LL=zeros(1,NN);
97 phrad=zeros(1,NN);
98 Gcav=zeros(1,NN);
99 ZL=zeros(1,NN);
100 Zsh=zeros(1,NN);
101 Zcav=zeros(1,N);
102 Zin=zeros(1,NN);
103 Zsc=zeros(1,NN);
104 RoTH=zeros(1,NN);

```

```

105 Lout=zeros(1,NN);
106
107 for ii=1:NN
108
109 r(ii)=rmin + ii*rstep;
110
111 %Input Impedance at the Open Interface of T-junction
112 Zsc(ii)=Zo*tanh(g*r(ii)*lg);
113
114 % Input Impedance Zin at the TT' interface
115 Z1=Zsc(ii)+1i*Xd;
116 Z2=1i*Xc*Z1/(1i*Xc+Z1);
117 Zsh(ii)=1i*Xb+Z2;
118 Zp=Zsh(ii)*(1i*Xa+Zo)/(Zsh(ii)+1i*Xa+Zo);
119 ZL(ii)=1i*Xa+Zp;
120
121 % Reflection Coefficient at TT' Interface
122 RoL(ii)=(ZL(ii)-Zo)/(ZL(ii)+Zo);
123 phL(ii)=angle(RoL(ii));
124
125 % Optimal Iris Inductive Load Calculation
126 error=1;
127 L(1)=nn1;
128 jj=1;
129
130 while(error>=1.e-9)
131 Xir=0.5*sqrt((1-abs(RoL(ii))^2*exp(-4*at*L(jj)*lg))/((abs(RoL(ii))*exp(-2*at*L(jj)*lg)));
132 Xiris(ii)=Xir;
133 RoTH(ii)=-Zo/(Zo+2*1i*Xir);
134 phTH(ii)=angle(RoTH(ii));
135 phrad(ii)=phTH(ii)+phL(ii);
136 LL(ii)=nn1+(phrad(ii)/(4*pi)); % Variable Length wrt to r*lg
137 jj=jj+1;
138 L(jj)=LL(ii);
139 %LL is the length in wavelengths from iris to TT' interface
140 %The Length from Iris to Junction Center is L=(LL+0.25)lg
141 error=abs(L(jj)-L(jj-1))/L(jj-1);
142 end
143 % Cavity Input Impedance and Reflection Coefficient(see handnotes Page 8-9)
144 Zin(ii)=Zo*((ZL(ii)+Zo*tanh(g*LL(ii)*lg))/(Zo+ZL(ii)*tanh(g*LL(ii)*lg)));
145 Zcav(ii)=1i*Xiris(ii)*Zin(ii)/(Zin(ii)+1i*Xiris(ii));
146 RoC(ii)=(Zcav(ii)-Zo)/(Zcav(ii)+Zo);
147
148 % Cavity Gain
149 xmax=phTH(ii)/(4*pi);
150 Gcav(ii)=0.5*(ZL(ii)*cosh(g*(LL(ii)-xmax)*lg)+Zo*sinh(g*(LL(ii)-
xmax)*lg))/(ZL(ii)*cosh(g*LL(ii)*lg)+Zo*sinh(g*LL(ii)*lg));
151

```

```

152 % Cavity Leakage
153 Vload=(0.5*ZL(ii))/(ZL(ii)*cosh(g*LL(ii)*lg)+Zo*sinh(g*LL(ii)*lg));
154 Zp=Zsh(ii)*(1i*Xa+Zo)/(Zsh(ii)+1i*Xa+Zo);
155 Lout(ii)=(0.5*Zo/(Zo+1i*Xa))*(Zp/(1i*Xa+Zp))*Vload;
156 end
157
158 [G,v1]=max(abs(Gcav));
159
160 Gcavi(1)=20*log10(abs(Gcav(v1)));
161 RoLi(1)=RoL(v1);
162 RoTHi(1)=RoTH(v1);
163 LLi(1)=LL(v1);
164 Xiri(1)=Xiris(v1);
165 Zcavi(1)=Zcav(v1);
166 RoCi(1)=RoC(v1);
167 xmaxi(1)=phTH(v1)/(4*pi);
168
169 else
170 Qo=2*QL(1); %p(2);
171 bcf(ig)=T(ig-1);
172 fun1=@(Lg) numL(Lg,RoLi(1),phL(v1),bcf(ig),at,lg);
173 LLi(ig)=fzero(fun1,LL(v1));
174 phLp=4*pi*LLi(ig)-phL(v1);
175 Xiri(ig)=bcf(ig)*(1+abs(RoLi(1))*exp(-
2*at*LLi(ig)*lg)*cos(phLp))/((1+bcf(ig))*abs(RoLi(1))*exp(-2*at*LLi(ig)*lg)*sin(phLp));
176 error=1;
177 RoTHi(ig)=-Zo/(Zo+2*1i*Xiri(ig));
178 phTHi(ig)=angle(RoTHi(ig));
179
180 % Cavity Input Impedance and Reflection Coefficient
181 Zini(ig)=Zo*((ZL(v1)+Zo*tanh(g*LLi(ig)*lg))/(Zo+ZL(v1)*tanh(g*LLi(ig)*lg));
182 Zcavi(ig)=1i*Xiri(ig)*Zini(ig)/(Zini(ig)+1i*Xiri(ig));
183 RoCi(ig)=(Zcavi(ig)-Zo)/(Zcavi(ig)+Zo);
184
185 % Cavity Gain
186 xmaxi(ig)=phTHi(ig)/(4*pi);
187 Gcavi(ig)=(Zcavi(ig)/(Zcavi(ig)+Zo))*(ZL(v1)*cosh(g*(LLi(ig)-
xmaxi(ig))*lg)+Zo*sinh(g*(LLi(ig)-xmaxi(ig))*lg))/(ZL(v1)*cosh(g*LLi(ig)*lg)+Zo*sinh(g*LLi(ig)*lg));
188 Gcavi(ig)=20*log10(abs(Gcavi(ig)));
189 end
190
191 %% TRANSIENT CALCULATIONS
192 % Transient Calculatios at regular intervals Dt1 (~8 ns, 16 ns, 30 ns)
193 r1=r(v1);
194 xmax1=xmaxi(ig)*lg;
195 L0=LLi(ig)*lg;
196 L1=L0-xmax1;
197 Rth=RoTHi(ig);

```

```

198 Dt1(ig)=2*L0/vg; %main cavity roundtrip time
199 Dt11(ig)=2*L1/vg; %main cavity minus xmax roundtrip time
200 Dt2(ig)=2*r1*lg/vg; %side cavity roundtrip time
201 Dt12(ig)=Dt1(ig)/Dt2(ig);
202 Dt112(ig)=Dt11(ig)/Dt2(ig);
203
204 % for it=1:N % N Dt1 intervals
205 ft=zeros(1,N+1);
206 fr=zeros(1,N+1);
207 frRef=zeros(1,N+1);
208
209 k0=floor(Dt12(ig));
210
211 for i0=0:k0 %t=0-k0Dt2, (k0+1)Dt2~ =Dt1 Intervals Dt2
212 ft(i0+1)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1);
213 fr(i0+1)=0;
214 frRef(i0+1)=Rth;
215
216 end
217
218 ft(k0+2)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*(1+S11*Rth*exp(-2*g*L0)); % t>=1Dt1
219 fr(k0+2)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*(S11*exp(-2*g*L1));
220
221 for i=1:k0+2
222 Etrans(ig,i)=(ft(i)+fr(i));
223 Eref(ig,i)= Rth+(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(i);
224 end
225
226 S=zeros(1,N+1);
227 S1=zeros(1,N+1);
228 Sf=zeros(1,N+1);
229 Sf1=zeros(1,N+1);
230 SSf=zeros(1,N+1);
231 SSf1=zeros(1,N+1);
232
233 for ij=1:100 % individual leaky waves after ij roundtrips
234 S(ij)=((-1)^ij)*(S33^(ij-1))*exp(-2*g*ij*r1*lg);
235 S(ij)=(1+S11)*(1+S33)*S13*S31*Rth*exp(-2*g*L0)*S(ij);
236 S1(ij)=((-1)^ij)*(S33^(ij-1))*exp(-2*g*ij*r1*lg);
237 S1(ij)=(1+S11)*(1+S33)*S13*S31*exp(-2*g*L1)*S1(ij);
238
239 end
240
241
242 for n=k0+2:N % t=(n+1)*Dt2
243
244 nl=n-k0-1; % # of cavity leaky waves at interval nDt2
245

```

```

246 if (nl>=100)
247 nl=100;
248 end
249
250 for ix=1:nl % new contributions of leaky waves at interval nDt2
251
252 Sf(n+1)=Sf(n+1)+S(ix)*ft(n-k0-ix);
253 Sf1(n+1)=Sf1(n+1)+S1(ix)*ft(n-k0-ix);
254
255 end
256
257 if(n+1>=15000)
258 ft(n+1)=Sf(n+1)+S11*Rth*exp(-2*g*L0)*ft(n+1-k0);
259 fr(n+1)=Sf1(n+1)+S11*exp(-2*g*L1)*ft(n+1-k0);
260 else
261
262 ft(n+1)=ft(1)+Sf(n+1)+S11*Rth*exp(-2*g*L0)*ft(n+1-k0);
263 fr(n+1)=Sf1(n+1)+S11*exp(-2*g*L1)*ft(n+1-k0);
264
265 end
266
267 Etrans(ig,n+1)=(ft(n+1)+fr(n+1));
268 if(n+1>=15000)
269 Eref(ig,n+1)=(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(n+1);
270 else
271 Eref(ig,n+1)=Rth+(1+Rth)*exp(-g*xmax1)*fr(n+1);
272 end
273 Pi(ig,n+1)=abs(1-Eref(ig,n+1)^2);
274 end
275
276 im=1;
277 x=zeros(1,N+1);
278 x(1)=0;
279
280 for i=2:N+1
281 im=im+1;
282 if (im==k0+1)
283 x(i)=x(i-1)+(Dt1(ig)-k0*Dt2(ig));
284 Wi(ig,i)=(Dt1(ig)-k0*Dt2(ig))*abs(0.5*Etrans(ig,i))^2;
285 else
286 x(i)=x(i-1)+Dt2(ig);
287 Wi(ig,i)=Dt2(ig)*abs(0.5*Etrans(ig,i))^2;
288 end
289 end
290
291 x1(ig,:)=1e6*x;
292
293

```

```

294 hold on;
295 grid on;
296
297 F = @(p,xdata)p(1)*(1-exp(-1e-6*pi*f*xdata/p(2)));
298 p0=[1 5000];
299 p = lsqcurvefit(F,p0,x1(ig,:),abs(Etrans(ig,))/max(abs(Etrans(1,:))));
300 QL(ig)=p(2);
301 gfit(ig)=p(1);
302
303 [Wimax,v]=max(abs(Wi(1,:)));
304 %% plot
305
306 scatter(bcf(ig)-1,100*(Wi(ig,round(0.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(0.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax,'r. ');
307 scatter(bcf(ig)-1,100*(Wi(ig,round(1*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(1*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax,'k. ');
308 scatter(bcf(ig)-1,100*(Wi(ig,round(2*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(2*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax,'m. ');
309 scatter(bcf(ig)-1,100*(Wi(ig,round(2.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(2.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax,'b. ');
310 scatter(bcf(ig)-1,100*(Wi(ig,round(3*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(3*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax,'g. ');
311 xlabel('bi')
312 ylabel('Storage Efficiency')
313 ylim([0 20])
314 deltabi(ig)=bcf(ig)-1;
315 T0_5(ig,:)=100*(Wi(ig,round(0.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(0.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax;
316 T1(ig,:)=100*(Wi(ig,round(1*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(1*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax;
317 T2(ig,:)=100*(Wi(ig,round(2*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(2*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax;
318 T2_5(ig,:)=100*(Wi(ig,round(2.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(2.5*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax;
319 T3(ig,:)=100*(Wi(ig,round(3*length(x1(1,))/max(x1(1,:))))-
Wi(1,round(3*length(x1(1,))/max(x1(1,:)))))/Wimax;
320 end

```