



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΑΕΡΟΔΙΑΣΤΗΜΙΚΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Σύστημα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών
στη ζώνη S με κυματοδηγό WR-650**

Σιδεράς Ιωάννης

Επιβλέποντες: **Ζήσης Ιωαννίδης**, Επίκουρος Καθηγητής, Τμήμα Αεροδιαστημικής
Επιστήμης και Τεχνολογίας, Σχολή Θετικών Επιστημών, Εθνικό και
Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Στυλιανός Σαββαΐδης, Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων και
Ηλεκτρονικών Μηχανικών, Σχολή Μηχανικών, Πανεπιστήμιο
Δυτικής Αττικής

ΣΥΓΚΡΟΤΗΜΑ ΕΥΡΙΠΟΥ

ΙΟΥΛΙΟΣ 2023

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σύστημα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών στη ζώνη S με κυματοδηγό WR-650

Ιωάννης Σιδεράς

A.M.: 1116201900093

ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΕΣ: **Ζήσης Ιωαννίδης**, Επίκουρος Καθηγητής, Τμήμα Αεροδιαστημικής Επιστήμης και Τεχνολογίας, Σχολή Θετικών Επιστημών, Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Στυλιανός Σαββαΐδης, Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών, Σχολή Μηχανικών, Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Με τον όρο συμπίεση μικροκυματικών παλμών αναφερόμαστε στη διαδικασία κατά την οποία μία πηγή μικροκυματικής ακτινοβολίας σχετικά χαμηλής ισχύος και μεγάλης διάρκειας, χρησιμοποιείται για την παραγωγή παλμών μεγαλύτερης ισχύος αλλά μικρότερης διάρκειας. Οι διατάξεις συμπίεσης μικροκυματικών παλμών οργανώνονται συνήθως στη βιβλιογραφία σε δύο κύριες κατηγορίες, στους παθητικούς και στους ενεργούς συμπιεστές.

Οι παθητικοί συμπιεστές αποτελούνται από μικροκυματικές διατάξεις που εμφανίζουν έντονα φαινόμενα διασποράς. Τροφοδοτώντας την είσοδο τους με διαμορφωμένο σήμα ως προς τη συχνότητα, και επιλέγοντας κατάλληλα τη γεωμετρία τους ώστε να ρυθμίσουμε την ταχύτητα ομάδας των διαφορετικών συχνοτήτων, είναι εφικτό όλες οι συχνότητες του σήματος εισόδου να φτάσουν ταυτόχρονα στην έξοδο της διάταξης. Με τον τρόπο αυτό, προκύπτει σήμα εξόδου που έχει σαφώς μεγαλύτερη στιγμιαία ισχύ από το αντίστοιχο σήμα εισόδου, αλλά παράλληλα με σημαντικά μικρότερη διάρκεια.

Τα ενεργά συστήματα λειτουργούν με διαφορετικό τρόπο. Χρησιμοποιούν ένα ηλεκτρομαγνητικό αντηχείο με πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας σε συνδυασμό με ένα μη γραμμικό στοιχείο που λειτουργεί ως διακόπτης. Μία πηγή μικροκυμάτων σχετικά χαμηλής ισχύος χρησιμοποιείται προκειμένου να αποθηκευτεί ηλεκτρομαγνητική ενέργεια στο μικροκυματικό αντηχείο. Μόλις το στάσιμο κύμα που αναπτύσσεται στο αντηχείο φτάσει στο μέγιστο δυνατό πλάτος του, ενεργοποιείται ο διακόπτης που είναι τοποθετημένος σε κατάλληλη θέση της διάταξης και η αποθηκευμένη ενέργεια απελευθερώνεται προς ένα προσαρμοσμένο φορτίο.

Στα περισσότερα συστήματα οι διαστάσεις του κυματοδηγού που λειτουργεί ως κοιλότητα επιλέγονται με τέτοιο τρόπο ώστε να εξασφαλίζεται η μονορυθμική λειτουργία του κυματοδηγού. Στην παρούσα εργασία επιχειρείται να σχεδιαστεί ένα ενεργό σύστημα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών που λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων S, αλλά χρησιμοποιεί κυματοδηγούς WR-650 που είναι κατάλληλοι για μονορυθμική λειτουργία στη ζώνη συχνοτήτων L. Οι επιδόσεις του συστήματος που προκύπτει συγκρίνονται με ένα αντίστοιχο που λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων S και αποτελείται από εξαρτήματα κυματοδηγού WR-340.

ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ: Μικροκυματικές διατάξεις ισχύος

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ: Μικροκύματα, κοιλότητα κυματοδηγού, σύνδεσμος T, ίριδα, συμπίεση παλμών, WR-650

ABSTRACT

Microwave pulse compression refers to the process in which a relatively low-power, long duration pulsed microwave source is used to generate higher-power yet shorter-duration pulses. In the literature, microwave pulse compression devices are usually organized in two main categories, namely, passive and active compressors.

Passive compressors consist of microwave devices that exhibit strong dispersion phenomena. By feeding their input with a frequency-modulated signal, and by choosing their geometry appropriately to control the group velocity of the different frequencies, it is possible for all frequencies of the input signal to reach the output of the device simultaneously. In this way, an output signal is obtained that has a significantly higher instantaneous power than the corresponding input signal, but at the same time with a significantly shorter duration.

Active systems function in a different way. They use an electromagnetic resonator with a very high quality-factor combined with a non-linear element that acts as a switch. A relatively low-power microwave source is used to store electromagnetic energy in the microwave resonator. Once the standing wave developed in the resonator reaches its maximum possible amplitude, the switch located at an appropriate position in the device is activated and the stored energy is released to a matched load.

In most systems, the dimensions of the waveguide that serves as a cavity are chosen in such a way as to ensure that only the fundamental guided mode is excited. In this paper, it is attempted to design an active microwave pulse compression system that operates in the S-band, but using WR-650 waveguides that are suitable for fundamental mode operation in the L-band. The performance of the resulting system is compared with a counterpart operating in the S-band and consisting of WR-340 waveguide components.

SUBJECT AREA: High-Power Microwave Devices

KEYWORDS: microwaves, waveguide cavity, T-junction, iris, pulse compression

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα πτυχιακή εργασία πραγματοποιήθηκε στο Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών (συγκρότημα Ευρίπου), στο τμήμα Αεροδιαστημικής Επιστήμης και Τεχνολογίας κατά το έτος 2023.

Η ολοκλήρωση της πτυχιακής αυτής εργασίας θα ήταν αδύνατη χωρίς την πολύτιμη υποστήριξη του καθηγητή μου κ. Ζήση Ιωαννίδη. Του εκφράζω ένα μεγάλο ευχαριστώ για όλη τη βοήθεια που μου προσέφερε, για την άψογη συνεργασία που είχαμε στα πλαίσια εκπόνησης αυτής της εργασίας, τον πολύτιμο χρόνο που διέθεσε για να μου δώσει εξηγήσεις, να μου λύσει απορίες πάνω στο θέμα, και τη βοήθεια γενικότερα που ποτέ του δε δίστασε να μου δώσει. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω και τον καθηγητή του τμήματος Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών μηχανικών κ. Στυλιανό Σαββαΐδη.

Θέλω επίσης να ευχαριστήσω βαθιά τους γονείς μου για την αμέτρητη συμπαράσταση, την ψυχολογική και οικονομική υποστήριξη. Υπήρξαν πάντα ένα ανεκτίμητο στήριγμα για μένα όλα αυτά τα χρόνια. Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω την κοπέλα μου, τους συγγενείς μου και τους φίλους μου για την ηθική υποστήριξη κατά την διάρκεια των σπουδών μου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	11
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	12
1.1 Εφαρμογές Μικροκυμάτων Υψηλής Ισχύος	12
1.2 Παραγωγή μικροκυμάτων υψηλής ισχύος.....	15
1.2.1 Μικροκυματικές λυχνίες κενού	15
1.2.2 Πηγές στερεάς κατάστασης	17
1.2.3 Μικροκυματική συμπίεση παλμών.....	19
1.3 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας	21
2. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	23
2.1 Γενική μορφή συμπίεστη μικροκυματικών παλμών	23
2.2 Κυματοδηγούμενοι ρυθμοί.....	24
2.3 Ελαχιστοποίηση της διαρροής της κοιλότητας.....	30
2.4 Βελτιστοποίηση ανοίγματος ίριδας w και μήκους κοιλότητας L	33
3. ΜΕΛΕΤΗ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ	40
3.1 Μοντελοποίηση διακόπτη GDT στο πεδίο του χρόνου	40
3.2 Ευρυζωνική απόκριση της διάταξης	42
3.3 Αρμονική απόκριση της διάταξης με διέγερση 2.46997 GHz.....	44
4. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΣΧΕΔΙΑΣΗ WR-340	50
4.1 Σχεδίαση συστήματος συμπίεσης WR-340 στο πεδίο της συχνότητας.....	50
4.2 Μελέτη συστήματος συμπίεσης WR-340 στο πεδίο του χρόνου	54
4.3 Σύγκριση συστήματος συμπίεσης WR-650 με σύστημα WR-340	57
5. ΣΥΝΟΨΗ	60
ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ	61
ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ	62
ΑΝΑΦΟΡΕΣ	63

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1: Διάγραμμα μέσης ισχύος συναρτήσει μέγιστης ισχύος εξόδου διαφόρων μικροκυματικών διατάξεων[2].....	15
Σχήμα 2: Τα κύρια μέρη μιας μικροκυματικής λυχνίας: α) δίοδος καθόδου – ανόδου, β) δίαυλος ηλεκτρονικής δέσμης, γ) ηλεκτροδυναμικό σύστημα αλληλεπίδρασης, δ) διαχωριστής δέσμης – κύματος και ε) συλλέκτης ηλεκτρονικής δέσμης. [17].....	16
Σχήμα 3: Λυχνία Μάγνητρον[37]	17
Σχήμα 4: Μικροκυματικός ενισχυτής στερεάς κατάστασης μιας βαθμίδας με ισχύ εξόδου 250W στη ζώνη συχνοτήτων S. Πολλαπλές βαθμίδες μπορούν να χρησιμοποιηθούν συνδυαστικά για την παραγωγή ισχύος της τάξης αρκετών KW.[38].....	18
Σχήμα 5: Μικροκυματικός αθροιστής για τον συνδυασμό οκτώ εισόδων σε μία έξοδο. Οι εισοδοί έχουν σύνδεση τύπου μικροταινίας, ώστε να μπορούν να συνδεθούν απευθείας οι έξοδοι των μικροκυματικών ενισχυτών ενώ η έξοδος έχει σύνδεση τύπου ομοαξονικού καλωδίου.[39].....	18
Σχήμα 6: Ελικοειδής κυματοδηγός.	19
Σχήμα 7: Αναπαράσταση ενεργού συστήματος συμπίεσης μικροκυματικών παλμών... ..	20
Σχήμα 8: Αναπαράσταση διακόπτη Gas Discharge Tube.....	20
Σχήμα 9: Τα κύρια μέρη ενός μικροκυματικού συμπιεστή από κυματοδηγό WR-650....	23
Σχήμα 10: Αναπαράσταση σχέσης διασποράς για ρυθμούς κυματοδηγού WR-650	27
Σχήμα 11: Ρυθμός διάδοσης TE ₁₀	28
Σχήμα 12: Ρυθμός διάδοσης TE ₀₁	28
Σχήμα 13: Ρυθμός διάδοσης TE ₂₀	28
Σχήμα 14: Ρυθμός διάδοσης TE ₁₁	28
Σχήμα 15: Ρυθμός διάδοσης TM ₁₁	28
Σχήμα 16: Ρυθμός TE ₁₀ στην είσοδο της διάταξης συμπίεσης παλμών.....	29
Σχήμα 17: Ρυθμός TE ₀₁ στην είσοδο της διάταξης συμπίεσης παλμών.....	29
Σχήμα 18: Αναπαράσταση συνδέσμου T.....	30
Σχήμα 19: Διαρροή S ₂₁ συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.31	
Σχήμα 20: Συντελεστής ανάκλασης S ₁₁ συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.....	31
Σχήμα 21: Κατανομή ηλεκτρικού πεδίου για διάσταση βραχυκυκλωμένου στελέχους $r = 0.38\lambda_g$	32
Σχήμα 22: Κατανομή ηλεκτρικού πεδίου για διάσταση βραχυκυκλωμένου στελέχους $r = 0.55\lambda_g$	32
Σχήμα 23: Συντελεστής ανάκλασης S ₁₁ συναρτήσει του μήκους της κοιλότητας L με το κανονικοποιημένο άνοιγμα ίριδας w/a ως παράμετρο.....	34
Σχήμα 24: Μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E για μήκος κοιλότητας $L/\lambda_g = 3.2411$ και κανονικοποιημένο άνοιγμα ίριδας $w/a = 0.178$, συνδυασμό για τον οποίο ελαχιστοποιείται ο συντελεστής ανάκλασης S ₁₁ της διάταξης.	35

Σχήμα 25: Μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E για μήκος κοιλότητας $L/\lambda_g = 3.2524$ και κανονικοποιημένο άνοιγμα ίριδας $w/a = 0.178$, συνδυασμό για τον οποίο μεγιστοποιείται ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} της διάταξης.	35
Σχήμα 26: Ελάχιστη τιμή συντελεστή ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος ίριδας w/a	36
Σχήμα 27: Μέγιστη τιμή συντελεστή διαρροής S_{21} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος ίριδας w/a	37
Σχήμα 28: Βέλτιστο μήκος κοιλότητας L συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος ίριδας w/a	37
Σχήμα 29: Απολαβή (κύριας) κοιλότητας G_{cav} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος w/a της ίριδας.	38
Σχήμα 30: Απολαβή (κύριας) κοιλότητας G_{side} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος w/a της ίριδας.	39
Σχήμα 31: Ισοδύναμη αγωγιμότητα σ_{GDT} διακόπτη εκκένωσης αερίου συναρτήσει του χρόνου t	41
Σχήμα 32: Συντελεστής ανάκλασης διακόπτη εκκένωσης αερίου συναρτήσει της ισοδύναμης αγωγιμότητας του.	42
Σχήμα 33: Σήμα διέγερσης Γκαουσιανής μορφής με συχνότητες από 2.4628 GHz έως 2.4828 GHz.	42
Σχήμα 34: Μεγέθυνση της περιοχής του παλμού από 150 ns έως 180 ns.	43
Σχήμα 35: Συντελεστές S_{11} και S_{21} της μήτρας σκέδασης συναρτήσει της συχνότητας.	44
Σχήμα 36: Σήμα αρμονικής διέγερσης με συχνότητα 2.46997 GHz.	44
Σχήμα 37: Δειγματολήπτες και θέσεις καταγραφής της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου.	45
Σχήμα 38: Ανακλώμενο σήμα στην είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου.	46
Σχήμα 39: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην κύρια κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου. ...	47
Σχήμα 40: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην πλευρική κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου.	48
Σχήμα 41: Διαρροή και συμπιεσμένος μικροκυματικός παλμός στην έξοδο της διάταξης.	49
Σχήμα 42: Μικροκυματικός παλμός εξόδου.	49
Σχήμα 43: Αναπαράσταση μικροκυματικού συμπιεστή με εξαρτήματα WR-340.	50
Σχήμα 44: Διαρροή S_{21} συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.	51
Σχήμα 45: Συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.	51
Σχήμα 46: Ελάχιστος συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w	52
Σχήμα 47: Κανονικοποιημένο μήκος κυματοδηγού L/λ_g συναρτήσει ανάκλασης του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a	52
Σχήμα 48: Κέρδος G_{cav} κύριας κοιλότητας συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a	53

Σχήμα 49: Κέρδος G_{side} πλευρικής κοιλότητας συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a	53
Σχήμα 50: Συντελεστές S_{11} και S_{21} της μήτρας σκέδασης συναρτήσει της συχνότητας. 54	
Σχήμα 51: Ανακλώμενο σήμα στην είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου.	55
Σχήμα 52: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην κύρια κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου... 56	
Σχήμα 53: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην πλευρική κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου.	56
Σχήμα 54: Μικροκυματικός παλμός εξόδου.	57
Σχήμα 55: Αναπαράσταση μικροκυματικού συμπιεστή με εξαρτήματα WR-340.....	59
Σχήμα 56: Σύγκριση παλμών εξόδου των συστημάτων WR-650 και WR-340 σε κυματοδηγό διατομής WR-340.	59

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1: Προδιαγραφές κυματοδηγού WR340 και WR650	21
Πίνακας 2: Μεταβλητές που χρησιμοποιούνται κατά τη σχεδίαση	24
Πίνακας 3: Ρυθμοί που υποστηρίζονται από έναν κυματοδηγό WR-650	27
Πίνακας 4: Βέλτιστή σχεδίαση συστήματος συμπίεσης WR-650	39
Πίνακας 5: Βέλτιστή σχεδίαση συστήματος συμπίεσης WR-650	54
Πίνακας 6: Σύγκριση συστημάτων WR-650 και WR-340 στο πεδίο της συχνότητας	57
Πίνακας 7: Σύγκριση συστημάτων WR-650 και WR-340 στο πεδίο του χρόνου	58

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Στον πρόλογο αναφέρονται θέματα που δεν είναι επιστημονικά ή τεχνικά, όπως το πλαίσιο που διενεργήθηκε η εργασία, ευχαριστίες, ο τόπος διεξαγωγής κλπ.

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Εφαρμογές Μικροκυμάτων Υψηλής Ισχύος

Με τον όρο μικροκύματα αναφερόμαστε σε ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία με συχνότητες που καλύπτουν την περιοχή του φάσματος από 300 Megahertz έως 300 Gigahertz και έχουν μήκος κύματος από 1 μέτρο έως 1 χιλιοστό, αντίστοιχα [1]. Όπως γνωρίζουμε, το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα μπορούμε να το οργανώσουμε σε δύο είδη ακτινοβολίας, την μη ιονίζουσα και την ιονίζουσα ακτινοβολία. Στην τελευταία, ανήκουν οι ακτίνες X και οι ακτίνες Υ, ενώ τα μικροκύματα, όπως και τα ραδιοκύματα στις χαμηλότερες συχνότητες, ανήκουν στη μη ιονίζουσα ακτινοβολία.

Τα μικροκύματα υψηλής ισχύος (High-Power Microwaves, HPM) είναι μία σχετικά νέα τεχνολογία που εξελίχθηκε σημαντικά τις τελευταίες δεκαετίες, δίνοντας έτσι την δυνατότητα να δοθούν καινοτόμες λύσεις σε υπάρχουσες εφαρμογές αλλά να δημιουργηθούν και νέες. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο όρος υψηλή ισχύς δεν είναι αυστηρά ορισμένος και εξαρτάται από την εφαρμογή στην οποία χρησιμοποιούνται τα μικροκύματα, καθώς και τις επιδόσεις που έχουν επιτευχθεί σε αυτές τις εφαρμογές στο παρελθόν. Για παράδειγμα, ο όρος υψηλής ισχύς μπορεί να αναφέρεται τόσο σε συσκευές/πηγές χαμηλής συχνότητας που φτάνουν τα GW και λειτουργούν με παλμικό τρόπο όσο και σε συσκευές/πηγές με ισχύ μερικών MW που λειτουργούν με συνεχή τρόπο σε συχνότητα μερικών εκατοντάδων GHz [4].

Υπάρχουν διάφορες εφαρμογές των μικροκυμάτων υψηλής ισχύος, με άλλες να είναι υπό ανάπτυξη και άλλες αρκετά ώριμες. Χαρακτηριστικά παραδείγματα εφαρμογών είναι τα ραντάρ υψηλής ισχύος, η θέρμανση πλάσματος σε αντιδραστήρες θερμοπυρηνικής σύντηξης, η διαστημική προώθηση, η ασύρματη μεταφορά ενέργειας/ισχύος και τα συστήματα κατευθυνόμενης ενέργειας.

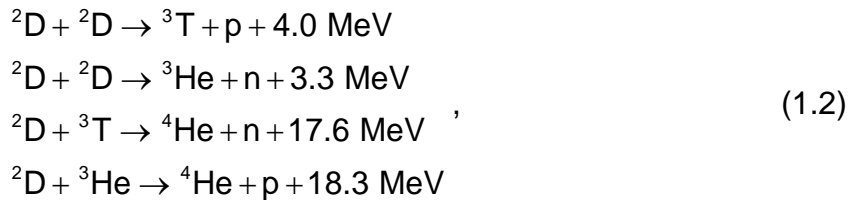
Όσον αφορά τα συστήματα ραντάρ, η χρησιμότητα των μικροκυμάτων υψηλής ισχύος είναι υπό μία έννοια προφανής [3]. Όπως γνωρίζουμε, η εμβέλεια R_{max} ενός συστήματος ραντάρ δίνεται από την εξίσωση:

$$R_{max}^2 = P_T \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{P_{min} (4\pi)^3} \quad (1.1)$$

όπου G η απολαβή της κεραίας, λ το μήκος κύματος της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας, P_T και P_{min} η εκπεμπόμενη και η ελάχιστη ισχύς του δέκτη, αντίστοιχα, και σ η ισοδύναμη επιφάνεια ραντάρ (radar cross-section) του στόχου. Γίνεται, αμέσως, κατανοητό ότι η αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος P_T (με αμετάβλητες όλες τις άλλες παραμέτρους) οδηγεί σε αύξηση της εμβέλειας. Στην πράξη βέβαια η αύξηση της ισχύος εκπομπής αντιμετωπίζει και άλλους ουσιαστικούς περιορισμούς των συμβατικών ραντάρ, όπως η διάκριση κατά απόσταση (range resolution) και ο νεκρός χρόνος (dead time). Με τον όρο διάκριση κατά απόσταση αναφερόμαστε στην ικανότητα να ξεχωρίζει το ραντάρ στόχους που βρίσκονται στην ίδια διόπτευση και σε μικρή απόσταση μεταξύ τους, ενώ με τον όρο νεκρό χρόνο, στον χρόνο κατά τον οποίο το ραντάρ εκπέμπει και ο δέκτης είναι απενεργοποιημένους για λόγους προστασίας των ηλεκτρονικών συστημάτων λήψης. Όσο μικρότερη είναι η διάρκεια της εκπομπής όχι μόνο μειώνεται ο νεκρός χρόνος αλλά βελτιώνεται και η διάκριση κατά απόσταση. Δεδομένου όμως ότι ο δέκτης χρειάζεται μία ελάχιστη ενέργεια για να κάνει την ανίχνευση του στόχου, όσο μειώνεται η διάρκεια του εκπεμπόμενου παλμού τόσο μεγαλύτερη πρέπει να είναι η ισχύς εκπομπής, πράγμα που κάνει τη χρήση μικροκυματικών πηγών ισχύος απαραίτητη.

Μία άλλη εφαρμογή των μικροκυμάτων υψηλής ισχύος η οποία δίνει τεράστια ώθηση στην ανάπτυξη τους τα τελευταία πενήντα, τουλάχιστον, χρόνια είναι η ελεγχόμενη

θερμοπυρηνική σύντηξη [4], που είναι ίσως η μόνη πιθανή πηγή ενέργειας που μπορεί να καλύψει την αυξανόμενη ενεργειακή ζήτηση κατά τον 21ο αιώνα και πέραν αυτού. Με τον όρο σύντηξη αναφερόμαστε στη συνένωση ελαφρών πυρήνων σε βαρύτερους με ταυτόχρονη απελευθέρωση ενέργειας. Η θερμοπυρηνική σύντηξη στη Γη βασίζεται στα ισότοπα του υδρογόνου και στους πρότυπους αντιδραστήρες σύντηξης επιχειρείται να εκμεταλλευτούμε την ενέργεια που προκύπτει από τη σύντηξη του δευτερίου με το τρίτιο, μέσω αντιδράσεων όπως:



Μπορεί αν αναμένεται σημαντική απόδοση στις αντιδράσεις μόνον όταν η κινητική ενέργεια των αντιδρώντων είναι αρκετά μεγάλη, μεταξύ 10 keV και 100 keV, ώστε να παρακάμπτονται οι δυνάμεις Coulomb μεταξύ των πυρήνων. Αν και για τους σύγχρονους επιταχυντές σωματιδίων δεν αποτελεί μεγάλο τεχνικό πρόβλημα η επιτάχυνση ιόντων σε αυτή την τάξη ενέργειας, δεν είναι εφικτό να τους χρησιμοποιήσουμε για θερμοπυρηνική σύντηξη [5]. Συγκεκριμένα, αν υποθέσουμε ότι μία δέσμη ιόντων τρίτιου συγκρούεται με ένα στόχο δευτερίου με σκοπό τη σύντηξη, η αλληλεπίδραση της δέσμης ιόντων τρίτιου με τα ηλεκτρόνια των πυκνά στοιβαγμένων ατόμων δευτερίου θα οδηγήσει σε ταχεία απώλεια ενέργειας της τάξης των 400 keV/cm. Ως εκ τούτου, η αρχική ενέργεια των 100 keV θα χαθεί πλήρως ως θερμότητα. Γι' αυτό η πυρηνική σύντηξη χρησιμοποιεί μια διαφορετική αρχή λειτουργίας, ώστε η θερμότητα να μην αποτελεί χαμένη ενέργεια για τις διεργασίες σύντηξης. Η σύντηξη με μαγνητικό περιορισμό ξεκινά με ένα καυτό αέριο πλάσμα που περιέχει ιόντα δευτερίου και τρίτιου. Οι συγκρούσεις μεταξύ των ιόντων D+ και T+, οι οποίες δεν οδηγούν στη σύντηξη, απλώς διασκορπίζουν τα αντιδρώντα αλλά δεν μεταβάλλουν το θερμικό περιεχόμενο του θερμού πλάσματος. Ένας από τους πιο αποδοτικούς τρόπους για την αύξηση της θερμοκρασίας στα πειράματα θερμοπυρηνικής σύντηξης είναι η χρήση μικροκυματικών δεσμών υψηλής ισχύος. Ανάλογα με τη συχνότητα της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας μπορούμε να χαρακτηρίζουμε τη θέρμανση πλάσματος ως ιοντικού κυκλοτρονικού συντονισμού, ηλεκτρονικού κυκλοτρονικού συντονισμού και κατώτερη υβριδική.

Άλλη μία εφαρμογή που έδωσε ιδιαίτερη ώθηση στην μικροκυματική τεχνολογία υψηλής ισχύος είναι τα συστήματα κατευθυνόμενης ενέργειας, δηλαδή συστημάτων που εκπέμπουν δέσμες ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας σε ένα εύρος συχνοτήτων, συνήθως, από 10 έως 100 MHz [6]. Παρόμοια με πιο συμβατικές πηγές ακτινοβολίας όπως τα Laser, τα συστήματα κατευθυνόμενης ενέργειας μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες, ανάλογα με το εάν έχουν παλμική λειτουργία ή συνεχούς κύματος. Εξαιτίας, βέβαια, των ιδιαίτερα υψηλών απαιτήσεων σε ισχύ εισόδου, τα περισσότερα συστήματα υψηλής ισχύος έχουν παλμική λειτουργία και συνήθως παράγουν σύντομες ριπές που καλύπτουν εύρος συχνοτήτων πολλών MHz [7].

Μία άλλη και ίσως αρκετά φιλόδοξη προς το παρόν εφαρμογή των μικροκυμάτων υψηλής ισχύος αφορά τη μεταφορά ενέργειας μεταξύ σημείων που βρίσκονται είτε στη γη είτε στο διάστημα [12]. Για παράδειγμα έχει ενδιαφέρον η μεταφορά ενέργειας μεταξύ ηλιακών συλλεκτών σε τροχιά προς επίγειο σταθμό, διαφορετικών δορυφόρων, διαφορετικών συστημάτων μεγάλων δορυφόρων, καθώς και οχήματος προσεδάφισης και ρόβερ. Η NASA ξεκίνησε να εξετάζει τη μεταφορά ενέργειας στη Γη από ηλιακούς συλλέκτες που βρίσκονται σε τροχιά το 1960 ενώ επανεξέτασε την ιδέα αυτή το 1990 και το 2012 [9]. Τα τελευταία χρόνια το ενδιαφέρον για την ιδέα έχει αναθερμανθεί ιδιαίτερα με την Κίνα να σκοπεύει μέχρι το 2025 να έχει επιβεβαιώσει την αρχή λειτουργίας της μεθόδου και μέχρι

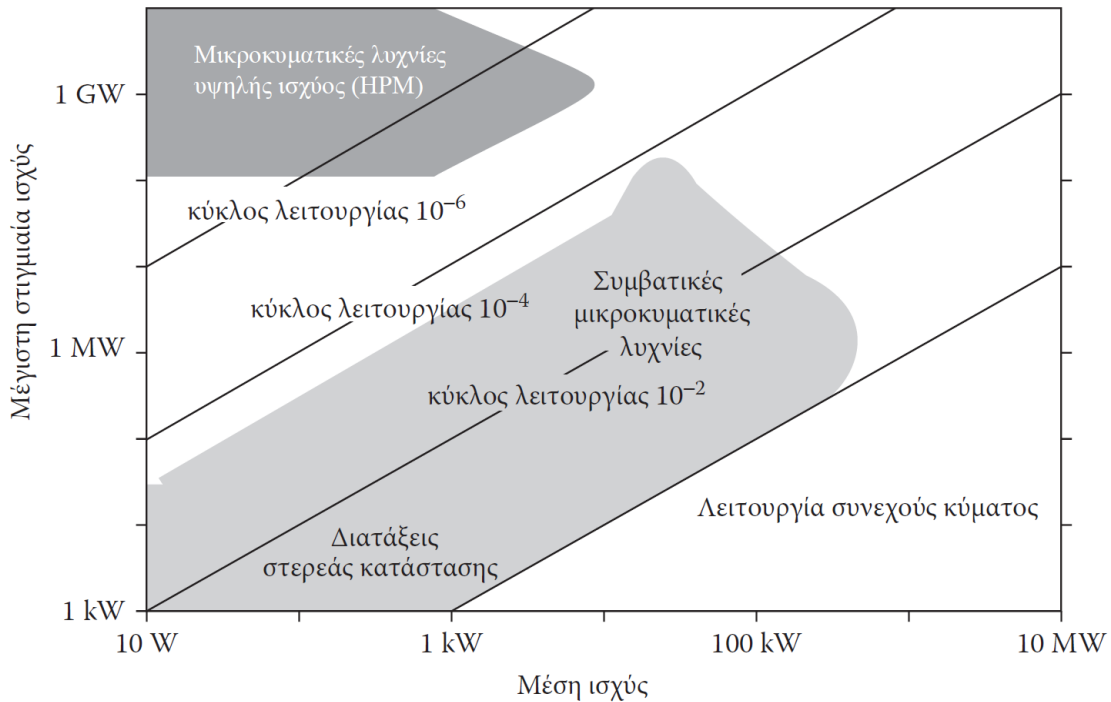
το 2030 να έχει κατασκευάσει σταθμό της τάξης του 1 Megawatt [10]. Αντίστοιχες προσπάθειες γίνονται τελευταία και από τον Ευρωπαϊκό Οργανισμό Διαστήματος σχετικά με το πρόγραμμα Solaris [11]. Το πρώτο βήμα για την υλοποίηση του προγράμματος είναι ο τρόπος κατασκευής στο διάστημα μεγάλων δομών διότι κάτι τέτοιο απαιτεί μεγάλη ακρίβεια και πέρα από αυτό ταυτόχρονα έχει δημιουργηθεί ένα ζήτημα το οποίο είναι αρκετά σοβαρό και σχετίζεται με τα ηλιακά πάνελ τα οποία πρέπει να είναι ελαφριά ώστε να είναι αποδοτικά αλλά και να εκτοξευθούν με ευκολία. Ο σκοπός του προγράμματος αυτού βασίζεται στην ιδέα της Αμερικανικής εταιρείας (NASA) σχετικά με την μεταφορά ηλιακής ενέργειας από ηλιακά πάνελ σε επίγειους σταθμούς με την χρήση των μικροκυμάτων [12]. Ένα τέτοιο σύστημα θα πρέπει να είναι ικανό να παράγει ισχύ της τάξης των GW με απόδοση πάνω από 50%. Οι συλλέκτες θα βρίσκονται σε γεωσύγχρονη τροχιά σε ύψος 42.164 km, ενώ η μικροκυματική ισχύς θα πρέπει να εκπέμπεται με πολύ στενή δέσμη (0.3 mrad) σε συχνότητες της S-μπάντας (2.45 GHz) ή της C-μπάντας (5.8 GHz). Όπως γίνεται κατανοητό μία τέτοια εφαρμογή εμφανίζει ιδιαίτερα αυξημένες τεχνικές και οικονομικές προκλήσεις και ενδεχομένως να αποτελεί μία πιο μακρινή προοπτική για την τεχνολογία μικροκυμάτων υψηλής ισχύος.

Η διαστημική προώθηση (Space Propulsion) [13] είναι εφαρμογή η οποία έχει αρκετές ομοιότητες με την ασύρματη μεταφορά ισχύος. Στη διαστημική προώθηση ενδιαφερόμαστε για τη χρήση των μικροκυματικών ακτινών για την εκτόξευση (μεταφορά) διαστημικών οχημάτων υπό την έννοια της εκτόξευσης σε τροχιά, της εκτόξευσης από τροχιά προς διαπλανητικό και διαστρικό διάστημα ή και την εκτόξευση προς εγκατάσταση διαστημικών κατασκευών. Οι πύραυλοι πολλών βαθμίδων επιτυγχάνουν ωφέλιμο φορτίο της τάξης του 5%, που οφείλεται εν μέρει στην περιορισμένη απόδοση των χημικών προωθητικών. Έχει προταθεί, λοιπόν, ένα επαναχρησιμοποιούμενο όχημα μίας βαθμίδας [14], [15] και θερμικός προωθητήρας μικροκυμάτων με ειδική ώθηση μεγαλύτερη των συμβατικών συστημάτων καθώς χρησιμοποιεί υγρό υδρογόνο (ειδική ώθηση $I_{sp} \sim 900s$) αντί για μίγμα υγρού υδρογόνου/οξυγόνου ($I_{sp} \sim 450s$). Έτσι αναμένεται να απαιτείται τέσσερις φορές λιγότερο καύσιμο και μεγαλύτερο ωφέλιμο φορτίο (~10%). Οι θερμικοί προωθητήρες μικροκυμάτων λειτουργούν με ανάλογη αρχή με τους πυρηνικούς θερμικούς προωθητήρες και διαθέτουν έναν εναλλάκτη θερμότητας ο οποίος όμως θερμαίνεται με τη βοήθεια μίας δέσμης μικροκυμάτων υψηλής ισχύος. Το πλεονέκτημα των μικροκυματικών προωθητήρων έναντι των πυρηνικών είναι ότι η πηγή ενέργειας και όλη η πολυπλοκότητα που αυτή συνεπάγεται μεταφέρεται στο έδαφος και χρησιμοποιείται ένα ασύρματο σύστημα μετάδοσης ενέργειας μεταξύ των δύο. Βέβαια, υπάρχουν σημαντικές δυσκολίες στην υλοποίηση ενός τέτοιου συστήματος όπως η στόχευση του διαστημικού οχήματος μικροκυματική δέσμη καθώς αυτό κινείται και απομακρύνεται από τον σταθμό εκπομπής των μικροκυμάτων.

Είναι γνωστό πως τα τελευταία χρόνια η ατμόσφαιρα προσβάλλεται από διάφορους παράγοντες, όπως τους ρύπους, με αποτέλεσμα να υπάρχουν επιπτώσεις όπως η υπερθέρμανση του πλανήτη και η καταστροφή του όζοντος. Έτσι, μία εφαρμογή πολλά υποσχόμενη με μικροκύματα υψηλής ισχύος επιτρέπει την διάγνωση των ατμοσφαιρικών φαινομένων και την τροποποίηση της ατμόσφαιρας για ανθρώπινους σκοπούς. Ειδικότερα, έχει προταθεί να χρησιμοποιηθούν πηγές σε υψηλό εύρος συχνοτήτων, άνω των 30 Gigahertz, ώστε να επιτευχθεί η εξ' αποστάσεως εύρεση των ατμοσφαιρικών φαινομένων. Υπάρχουν διάφορες προτάσεις, μερικές από αυτές είναι η ανίχνευση των δομών των σύννεφων, η ανίχνευση του καθαρού αέρα ο οποίος είναι ο κύριος παράγοντας για τα αεροπορικά ατυχήματα, τα επίπεδα της υγρασίας με την χρήση γυροτρονίων σε συχνότητα περίπου 180 Gigahertz ώστε να επιτευχθεί η μέτρηση σε μεγάλη εμβέλεια, ο υπολογισμός της συγκέντρωσης του όζοντος το οποίο έχει συνδεθεί με πολλά προβλήματα υγείας, αλλά και του οξειδίου του χλωρίου [16].

1.2 Παραγωγή μικροκυμάτων υψηλής ισχύος

Η παραγωγή μικροκυματικής ακτινοβολίας πραγματοποιείται με τη βοήθεια μικροκυματικών λυχνιών, ενισχυτών ισχύος στερεάς κατάστασης αλλά και συστημάτων μικροκυματικής συμπίεσης παλμών. Η επιλογή της μεθόδου που θα χρησιμοποιηθεί κάθε φορά, εξαρτάται από τις απαιτήσεις σε μέση και στιγμιαία ισχύος της εφαρμογής που μας ενδιαφέρει. Στο Σχήμα 1 παρουσιάζονται ενδεικτικές τιμές της μέσης και της στιγμιαίας ισχύος που μπορούν να επιτύχουν τόσο οι μικροκυματικές λυχνίες όσο και οι πηγές στερεάς κατάστασης.



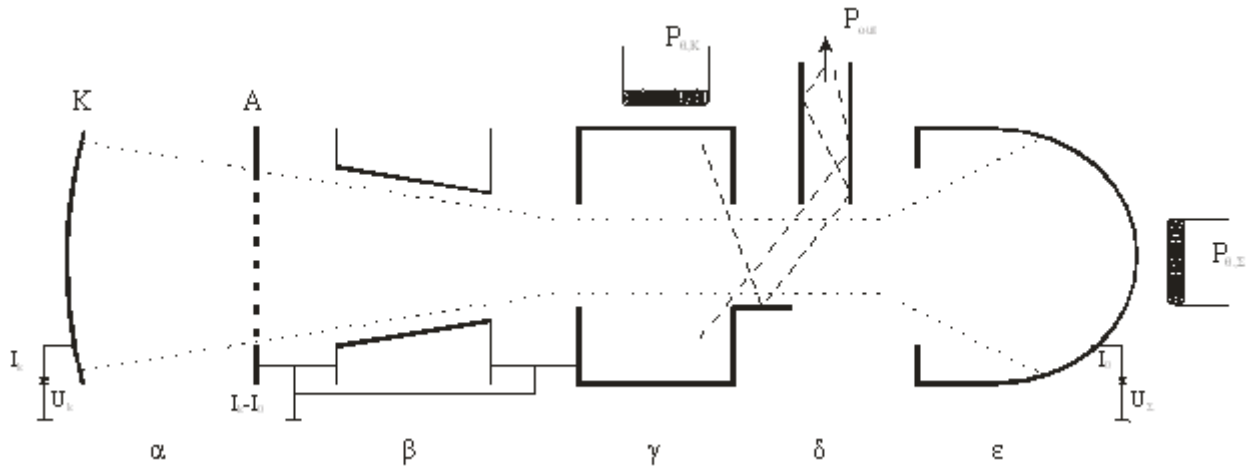
Σχήμα 1: Διάγραμμα μέσης ισχύος συναρτήσει μέγιστης ισχύος εξόδου διαφόρων μικροκυματικών διατάξεων[2]

1.2.1 Μικροκυματικές λυχνίες κενού

Ιστορικά, ο συνηθέστερος τρόπος για την παραγωγή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας υψηλής ισχύος είναι η χρήση μικροκυματικών λυχνιών κενού. Οι λυχνίες κενού μπορούν να καλύψουν όλο το εύρος συχνοτήτων, από τα MHz έως και τα GHz, και με ισχύ που μπορεί σε λειτουργία συνεχούς κύματος να φτάσει τα αρκετά MW, ενώ σε παλμική λειτουργία αρκετά GW. Βέβαια, οι μικροκυματικές λυχνίες είναι ιδιαίτερα απαιτητικές ως προς τη σχεδίαση και την κατασκευής τους, ενώ ανάλογα και με την παραγόμενη ισχύ εμφανίζουν σημαντικούς περιορισμούς ως προς το μέγεθος και το βάρος τους.

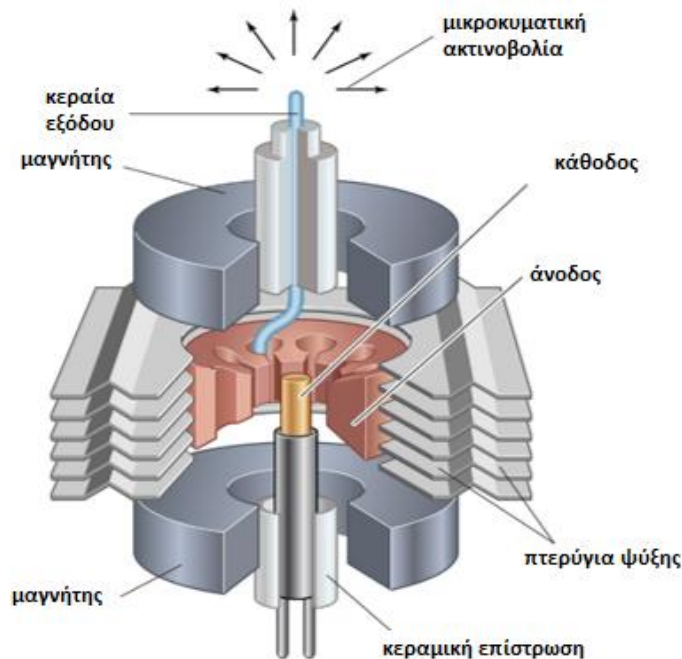
Στο Σχήμα 2 παρουσιάζονται τα βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται συνήθως μια μικροκυματική λυχνία [17]. Όπως φαίνεται στο σχήμα η λυχνία αποτελείται από ένα σύστημα ανόδου-καθόδου (δίοδος), με την κάθοδο να βρίσκεται σε αρνητικό δυναμικό και την άνοδο να βρίσκεται σε θετικό δυναμικό ή να είναι γειωμένη. Από την κάθοδο, εκπέμπονται μέσω θερμιονικής εκπομπής ηλεκτρόνια τα οποία αρχικά έχουν αμελητέα κινητική ενέργεια, αλλά επιταχύνονται προς την άνοδο, εξαιτίας της διαφοράς δυναμικού μεταξύ ανόδου και καθόδου. Φτάνοντας τα ηλεκτρόνια στην περιοχή της ανόδου, έχουν αποκτήσει πλέον αρκετή κινητική ενέργεια αλλά δεν έχουν απαραίτητα τα κατάλληλα χαρακτηριστικά ως προς την ακτίνα και την ταχύτητά τους. Για τον λόγο αυτό ακολουθεί ο δίαυλος δέσμης ο οποίος έχοντας κατάλληλο μήκος και προφίλ εξωτερικού μαγνητικού πεδίου, δίνει στην ηλεκτρονική δέσμη τον απαραίτητο χώρο για να τροποποιήσει τα χαρακτηριστικά της. Έχοντας πλέον κατάλληλα χαρακτηριστικά, η δέσμη ηλεκτρονίων

εισέρχεται στην ηλεκτροδυναμική διάταξη η οποία αποτελείται από έναν τροποποιημένο κυματοδηγό ή κοιλότητα που ευνοεί την ανάπτυξη ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε καθορισμένες συχνότητες. Συγκεκριμένα, η γεωμετρία του ηλεκτροδυναμικού συστήματος αλληλεπίδρασης πρέπει να είναι τέτοια ώστε να ικανοποιείται μια συνθήκη συντονισμού. Έπειτα αφού η δέσμη αποδώσει μέρος της ισχύος της στο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο εξέρχεται από την διάταξη αλληλεπίδρασης και κατευθύνεται προς τον συλλέκτη. Από την ίδια έξοδο εξέρχεται και η μικροκυματική ισχύς η οποία με κατάλληλη διάταξη ανακλαστήρων διοχετεύεται προς στον κυματοδηγό εξόδου. Η πορεία της ηλεκτρονικής δέσμης τερματίζεται με την παρεμβολή αγώγιμου τοιχώματος στον συλλέκτη όπου προσκρούουν τα ηλεκτρόνια μετατρέποντας την υπόλοιπη κινητική ενέργεια τους σε θερμική.



Σχήμα 2: Τα κύρια μέρη μιας μικροκυματικής λυχνίας: α) δίοδος καθόδου – ανόδου, β) διάυλος ηλεκτρονικής δέσμης, γ) ηλεκτροδυναμικό σύστημα αλληλεπίδρασης, δ) διαχωριστής δέσμης – κύματος και ε) συλλέκτης ηλεκτρονικής δέσμης. [17]

Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα μικροκυματικής λυχνίας που χρησιμοποιείται ευρέως σε συστήματα μικροκυμάτων υψηλής ισχύος, όπως τα συστήματα κατευθυνόμενης ενέργειας, είναι η λυχνία Μάγνητρον [18]. Στο Σχήμα 3 φαίνεται η τυπική δομή μίας λυχνίας Μάγνητρον. Όπως φαίνεται στο σχήμα, η λυχνία αποτελείται την κάθοδο η οποία χωρίζεται με διάκενο από την άνοδο, την περιοχή αλληλεπίδρασης μεταξύ της καθόδου και της ανόδου, όπου ολισθαίνουν τα ηλεκτρόνια κατά την λειτουργία της πηγής, καθώς και την άνοδο με το σύστημα συντονισμού κοιλοτήτων, το οποίο μαζί με τις διαστάσεις της περιοχής ολίσθησης είναι αυτό που κυρίως καθορίζει τη συχνότητα λειτουργίας της λυχνίας. Όλη η διάταξη βρίσκεται σε εξωτερικό μαγνητικό πεδίο, που είναι αρκετά ισχυρό, για να αποτρέπει τα ηλεκτρόνια να διασχίζουν απευθείας το διάκενο καθόδου-ανόδου, αλλά όχι υπερβολικά ισχυρό, ώστε να μειώνει υπερβολικά την ταχύτητα ολίσθησης των ηλεκτρονίων. Όπως διαπιστώνουμε, εάν και η λυχνία Μάγνητρον ακολουθεί τη γενική μορφή μιας μικροκυματικής λυχνίας όπως την περιγράψαμε στο Σχήμα 3, εμφανίζει μικρές διαφοροποιήσεις. Συγκεκριμένα, η περιοχή της δίοδου λειτουργεί και ως διάταξη αλληλεπίδρασης, η άνοδος λειτουργεί και ως συλλέκτης, ενώ δεν είναι απαραίτητη η χρήση ξεχωριστού εξαρτήματος διάυλου δέσμης καθώς τα ηλεκτρόνια έχουν εξ' αρχής τα απαραίτητα χαρακτηριστικά για μία αποδοτική αλληλεπίδραση.

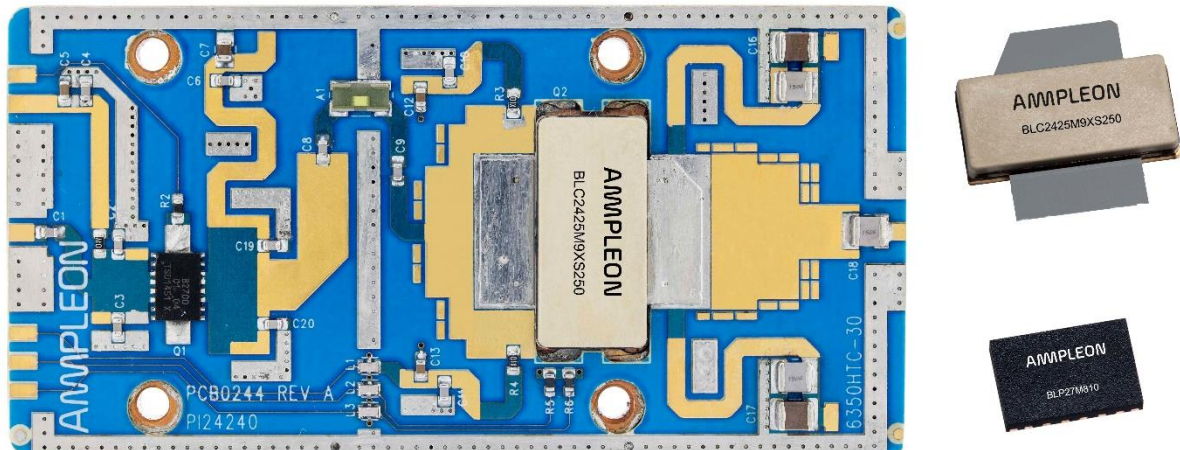


Σχήμα 3: Λυχνία Μάγνητρον[37]

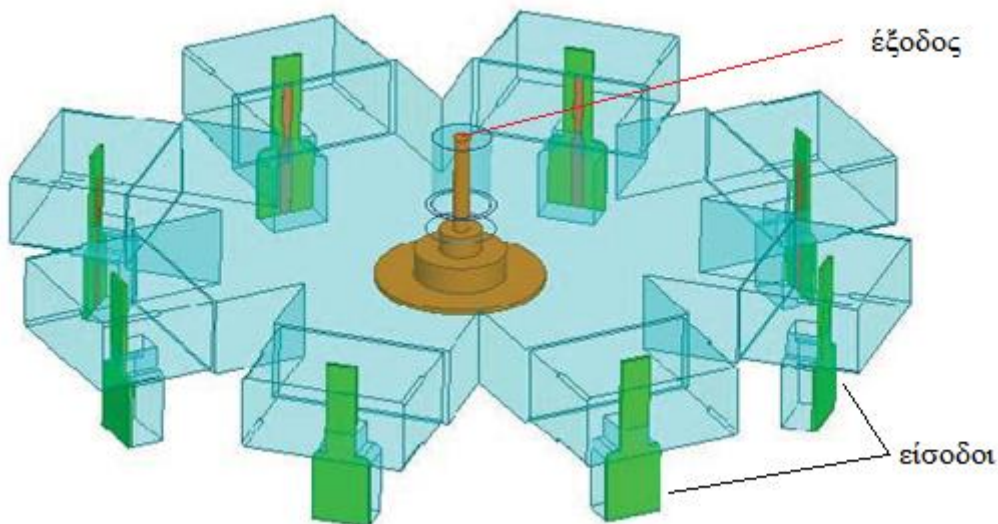
Η αρχή λειτουργίας της λυχνίας Μάγνητρον είναι σχετικά απλή. Με εφαρμογή υψηλής τάσης στην κάθοδο δημιουργείται ένα νέφος ηλεκτρονίων που εκτελεί σύνθετη (περιστροφική και κυκλική) κίνηση γύρω από την κάθοδο. Εξαιτίας της θορυβώδους θερμοϊονικής εκπομπής, το νέφος αυτό εμφανίζει έντονη AC συνιστώσα ρεύματος που καλύπτει μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Εάν κάποια συχνότητα του ρεύματος ταιριάζει με έναν ρυθμό λειτουργίας της κοιλοτήτας αλληλεπίδρασης της λυχνίας, αναπτύσσεται μεταξύ ανόδου και καθόδου ένα ασθενές πεδίο RF. Το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο της λυχνίας έχουν ρυθμιστεί έτσι, ώστε η συχνότητα περιστροφής των ηλεκτρονίων να είναι λίγο μεγαλύτερη του κύματος RF που διεγείρεται και έτσι, πλήθος ηλεκτρονίων που ξεκινούν από την κάθοδο, επιβραδύνονται διαδοχικά ακολουθώντας τη μετακίνηση του επιβραδύνοντος πεδίου των κοιλοτήτων και καταφέρνουν να φτάσουν στην άνοδο σχηματίζοντας τις χαρακτηριστικές ακτίνες ηλεκτρονίων. Επειδή έχουμε φροντίσει για τον συγχρονισμό των ταχυτήτων των ηλεκτρονίων και του κύματος, οι ακτίνες περνούν από τα διαδοχικά αντηχεία κατά τις ημιπεριόδους που τα ηλεκτρόνια επιβραδύνονται. Έτσι, τα ηλεκτρόνια αποδίδουν την ενέργεια τους στο πεδίο και συντηρούν την ταλάντωση.

1.2.2 Πηγές στερεάς κατάστασης

Τα τελευταία χρόνια, εξαιτίας των υψηλών απαιτήσεων για πηγές μικρού μεγέθους, που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μεταφερόμενα μικροκυματικά συστήματα, δυνατότητα παραγωγής μεγάλης κλίμακας και μικρού κόστους, υπήρξε ιδιαίτερη πρόοδος στις τεχνολογίες στερεάς κατάστασης και έτσι αναπτύχθηκαν μικροκυματικά τρανζίστορ ικανά να παρέχουν ισχύ της τάξης μερικών KW σε συχνότητες αρκετών GHz [19]. Ενδεικτικό παράδειγμα αποτελεί ο μικροκυματικός ενισχυτής της στο Σχήμα 4 ο οποίος με μέγεθος μόλις μιας πιστωτικής κάρτας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή ισχύος της τάξης των 250W στη ζώνη συχνοτήτων S και σε λειτουργία συνεχούς κύματος.



Σχήμα 4: Μικροκυματικός ενισχυτής στερεάς κατάστασης μιας βαθμίδας με ισχύ εξόδου 250W στη ζώνη συχνοτήτων S. Πολλαπλές βαθμίδες μπορούν να χρησιμοποιηθούν συνδυαστικά για την παραγωγή ισχύος της τάξης αρκετών KW.[38]



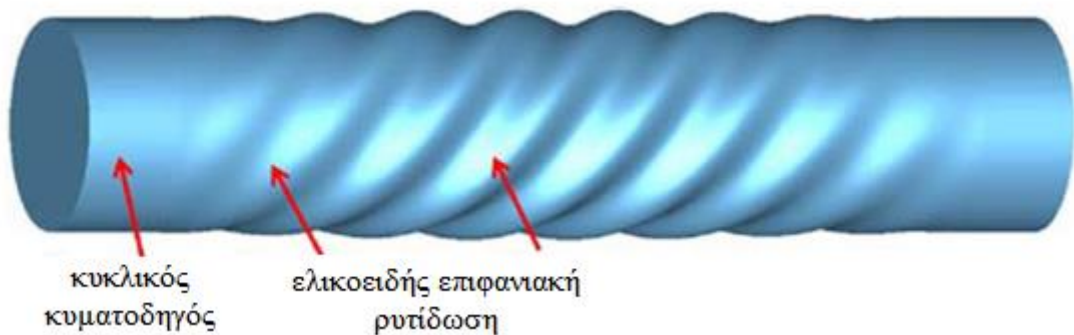
Σχήμα 5: Μικροκυματικός αθροιστής για τον συνδυασμό οκτώ εισόδων σε μία έξοδο. Οι εισοδοί έχουν σύνδεση τύπου μικροταινίας, ώστε να μπορούν να συνδεθούν απευθείας οι έξοδοι των μικροκυματικών ενισχυτών ενώ η έξοδος έχει σύνδεση τύπου ομοαξονικού καλωδίου.[39]

Αν και η ισχύς των 250W μπορεί εκ πρώτης όψεως να φαίνεται ασήμαντη συγκριτικά με τα πολλά KW ή και MW που παράγει μία μικροκυματική λυχνία κενού, το μικρό μέγεθος της διάταξης και η δυνατότητα για μαζική παραγωγή αποτελούν σημαντικά πλεονεκτήματα. Μάλιστα, είναι εφικτός ο συνδυασμός πολλών μονάδων στερεάς κατάστασης αυτού του είδους με τη βοήθεια μικροκυματικών αθροιστών [19] (microwave combiners) και ιδιαίτερα μιας κατηγορίας αυτών τους ακτινικούς αθροιστές (radial combiners) [21]. Στο Σχήμα 5 παρουσιάζεται η τυπική δομή ενός ακτινικού μικροκυματικού αθροιστή. Όπως φαίνεται στο σχήμα, ο αθροιστής αυτός διαθέτει οκτώ εισόδους τις οποίες και συνδυάζει σε μία έξοδο. Κάθε είσοδος μπορεί να τροφοδοτηθεί απευθείας από μία πλακέτα όπως αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 4 με τη βοήθεια κατάλληλης εξόδου μικροταινίας. Κάθε μία από τις εισόδους διεγείρει κατάλληλο τμήμα κυματοδηγού και όλες μαζί συνδυάζονται σε μία έξοδο τύπου ομοαξονικού καλωδίου που μπορεί να τροφοδοτήσει απευθείας μία κεραία ή και την είσοδο ενός επόμενου μικροκυματικού αθροιστή. Με τον τρόπο αυτό μπορούν να δημιουργηθούν διαδοχικές βαθμίδες και να συνδυαστούν δεκάδες μικροκυματικοί ενισχυτές στερεάς κατάστασης, δημιουργώντας συστήματα που μπορούν να φτάσουν σε ισχύ τα εκατοντάδες KW.

1.2.3 Μικροκυματική συμπίεση παλμών.

Ένας εναλλακτικός τρόπος που χρησιμοποιείται για την παραγωγή μικροκυμάτων υψηλής ισχύος και λειτουργεί συμπληρωματικά με τις λυχνίες κενού και της πηγές στερεάς κατάστασης είναι η συμπίεση μικροκυματικών παλμών (Microwave Pulse Compression, MPC). Με τον όρο συμπίεση αναφερόμαστε στη διαδικασία κατά την οποία μία πηγή μικροκυματικών παλμών σχετικά χαμηλής ισχύος και μεγάλης διάρκειας, χρησιμοποιείται για την παραγωγή παλμών μεγαλύτερης ισχύος αλλά μικρότερης διάρκειας.

Οι διάφορες διατάξεις συμπίεσης μικροκυματικών παλμών οργανώνονται συνήθως στη βιβλιογραφία σε δύο κύριες κατηγορίες, στους παθητικούς και στους ενεργούς συμπιεστές [22]. Οι παθητικοί συμπιεστές αποτελούνται από μικροκυματικές διατάξεις που εμφανίζουν έντονα φαινόμενα διασποράς, όπως είναι οι κυματοδηγοί που με διηλεκτρικά υλικά εμφανίζουν περιοδικότητα [23] ή οι ελικοειδής κυματοδηγοί [24], [25], όπως αυτός που παρουσιάζεται στο Σχήμα 6. Τροφοδοτώντας την είσοδο ενός τέτοιου κυματοδηγού με διαμορφωμένο σήμα ως προς τη συχνότητα, και επιλέγοντας κατάλληλα το μήκος και τη γεωμετρία του κυματοδηγού ώστε να έχουμε την ταχύτητα ομάδας των διαφορετικών συχνοτήτων, είναι εφικτό όλες οι συχνότητες του σήματος εισόδου να φτάσουν ταυτόχρονα στην έξοδο της διάταξης. Με τον τρόπο αυτό, προκύπτει σήμα εξόδου που έχει σαφώς μεγαλύτερη στιγμιαία ισχύ από το αντίστοιχο σήμα εισόδου, αλλά παράλληλα με σημαντικά μικρότερη διάρκεια.

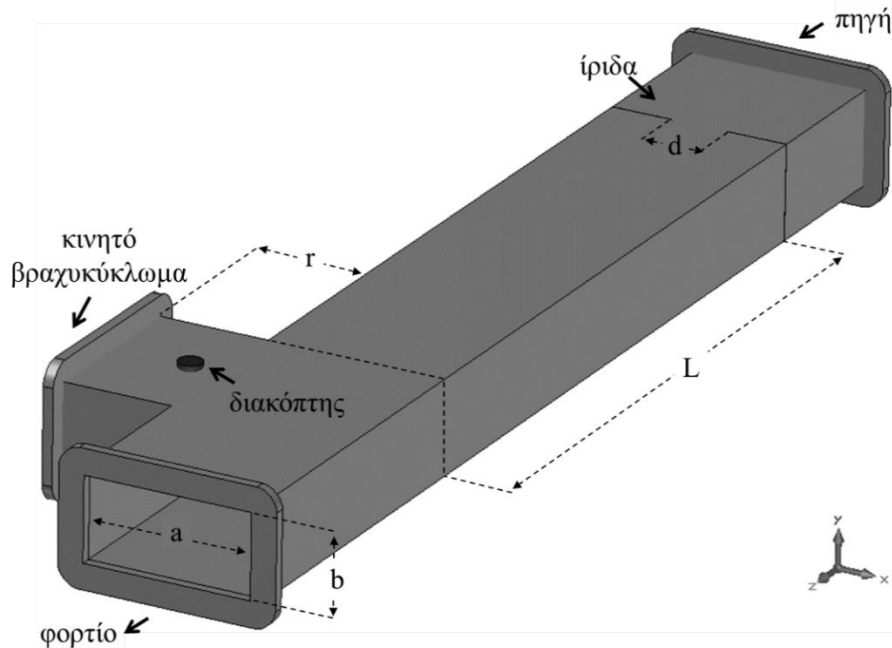


Σχήμα 6: Ελικοειδής κυματοδηγός.

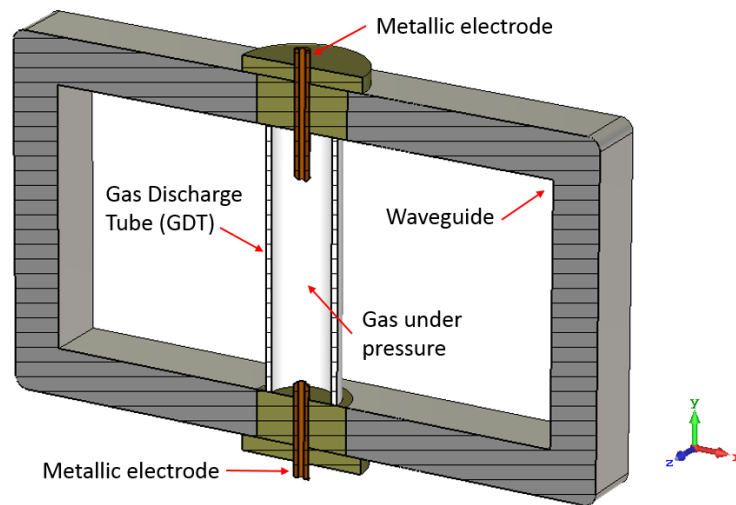
Η αρχή λειτουργίας των ενεργών μικροκυματικών συμπιεστών [22] είναι αρκετά διαφορετική και υπό μία έννοια πιο απλή. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούν ένα ηλεκτρομαγνητικό αντηχείο με πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας σε συνδυασμό με ένα μη γραμμικό στοιχείο που λειτουργεί ως διακόπτης [26]. Μία πηγή μικροκυμάτων σχετικά χαμηλής ισχύος χρησιμοποιείται προκειμένου να αποθηκευτεί ηλεκτρομαγνητική ενέργεια στο μικροκυματικό αντηχείο. Μόλις το στάσιμο κύμα που αναπτύσσεται στο αντηχείο φτάσει στο μέγιστο δυνατό πλάτος του, ενεργοποιείται ο διακόπτης που είναι τοποθετημένος σε κατάλληλη θέση της διάταξης και η αποθηκευμένη ενέργεια απελευθερώνεται προς ένα προσαρμοσμένο φορτίο, π.χ. μια κεραία [26].

Κατά καιρούς έχουν χρησιμοποιηθεί διάφορα είδη κοιλοτήτων προκειμένου να υλοποιηθούν ενεργά συστήματα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών [27]. Ένα από τα συνηθέστερα είδη είναι οι κοιλοότητες κυματοδηγικού τύπου, που σχηματίζονται από ένα ευθύγραμμο τμήμα ορθογώνιου κυματοδηγού, μια ίριδα και έναν σύνδεσμο τύπου T [28]-[32], όπως αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 7. Ο λόγος για την επιλογή αυτή είναι ότι οι κοιλοότητες αυτού του είδους μπορούν είτε εύκολα να κατασκευαστούν είτε να σχηματιστούν από εξαρτήματα κυματοδηγών που είναι διαθέσιμα στο εμπόριο. Το πιο απαιτητικό εξάρτημα σε αυτή την προσέγγιση, είναι ο διακόπτης ο οποίος θα πρέπει να είναι ικανός να διατηρήσει τον υψηλό συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας που απαιτείται κατά τη διάρκεια της φάσης φόρτισης και παράλληλα να παρέχει σύζευξη χαμηλών

απωλειών με το φορτίο κατά τη διάρκεια της εκφόρτισης. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιων διακοπών είναι οι σωλήνες εκκένωσης αερίου (Gas Discharge Tube, GDT) [28]-[32], καθώς και πιο εξελιγμένοι διακόπτες, όπως διακόπτες πλάσματος [33], [34] και διακόπτες που βασίζονται στην εκπομπή ηλεκτρονικών δεσμών [35]. Στο Σχήμα 8 παρουσιάζεται η τυπική μορφή ενός διακόπτη GDT.



Σχήμα 7: Αναπαράσταση ενεργού συστήματος συμπίεσης μικροκυματικών παλμών.



Σχήμα 8: Αναπαράσταση διακόπτη Gas Discharge Tube

Τα ενεργά συστήματα μικροκυματικής συμπίεσης είναι αρκετά δημοφιλή για διάφορους λόγους. Αρχικά, δεν απαιτείται διαμόρφωση του σήματος εισόδου ως προς τη συχνότητα, όπως συμβαίνει στα παθητικά συστήματα, κάτι που περιορίζει τις απαιτήσεις της διάταξης ως προς την μικροκυματική πηγή που θα χρησιμοποιηθεί για να το τροφοδοτήσει. Επιπλέον, παρέχουν σημαντική απολαβή της τάξης των δεκάδων dB, ενώ παράγουν παλμούς με πολύ μικρό χρόνο ανόδου και πολύ μικρά πρόδρομα σήματα [30]. Τέλος, η διάρκεια του συμπιεσμένου παλμού μπορεί να ρυθμιστεί εύκολα, δεδομένου ότι είναι περίπου ίση με το διπλάσιο του χρόνου διάδοσης μεταξύ των ακραίων τοιχωμάτων της κοιλότητας. Βέβαια τα πλεονεκτήματα αυτά δεν έρχονται χωρίς κόστος. Θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στη σχεδίαση των εν λόγω διατάξεων, ώστε κατά τη διάρκεια της

φόρτισης να εξασφαλίζεται η μεγιστοποίηση του κέρδους και η ελαχιστοποίηση της διαρροής, καθώς και ότι ο διακόπτης δεν θα ενεργοποιείται τυχαία εξαιτίας του RF πεδίου που αναπτύσσεται στην κοιλότητα.

1.3 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Γίνεται κατανοητό από τη συνοπτική περιγραφή της λειτουργίας ενός ενεργού συμπιεστή μικροκυματικών παλμών πως για τη μεγιστοποίηση του πλάτους του παλμού εξόδου, είναι ευεργετική η χρήση κοιλοτήτων πολύ υψηλού συντελεστής ποιότητας. Όπως γνωρίζουμε ο συντελεστής ποιότητας $Q(\omega)$ μιας κοιλότητας ορίζεται ως:

$$Q(\omega) = 2\pi \times \frac{\text{αποθηκευμένη ενέργεια}}{\text{απώλειες ανά περίοδο}} = \omega \times \frac{\text{αποθηκευμένη ενέργεια}}{\text{απώλειες}} \quad (1.3)$$

Γίνεται από την εξίσωση (1.3) εμφανές, ότι προκειμένου να μεγιστοποιήσουμε τον συντελεστή ποιότητας μιας κοιλότητας θα πρέπει είτε να αυξήσουμε την αποθηκευμένη ενέργεια της κοιλότητας είτε να μειώσουμε τις συνολικές της απώλειες που αυτή εμφανίζει.

Έχοντας ως αναφορά την κοιλότητα στο Σχήμα 7, οι απώλειες ανά περίοδο προκύπτουν εξαιτίας της πιθανής διαρροής ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας από την ίριδα και τον σύνδεσμο T, καθώς και εξαιτίας της πεπερασμένης αγωγιμότητας των μεταλλικών τοιχωμάτων, δηλαδή εξαιτίας των ωμικών απωλειών των τοιχωμάτων. Ένας τρόπος, λοιπόν, για να αυξήσουμε τον συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας είναι να χρησιμοποιήσουμε κυματοδηγούς φτιαγμένους ή επιμεταλλωμένους από υλικό υψηλής αγωγιμότητα σ .

Εναλλακτικά, θα πρέπει να επιχειρήσουμε να αυξήσουμε την αποθηκευμένη ενέργεια στην κοιλότητα, κάτι που μπορεί να γίνει αυξάνοντας τις φυσικές της διαστάσεις. Για παράδειγμα, για ένα σύστημα μικροκυματικής συμπίεσης παλμών που λειτουργεί με συχνότητα 2.47 GHz που ανήκει στη ζώνη συχνοτήτων S, χρησιμοποιούμε κοιλότητα και μικροκυματικά εξαρτήματα φτιαγμένα από κυματοδηγό WR-340, που όπως φαίνεται στον Πίνακα 1, έχει διαστάσεις διατομής 86.36 mm x 43.18 mm και επιτυγχάνει μονορυθμική λειτουργία από τα 2.2 GHz έως και τα 3.3 GHz. Θα μπορούσαμε να επιχειρήσουμε αντί κυματοδηγού WR-340, να χρησιμοποιήσουμε κυματοδηγούς WR-650 οι οποίοι, σύμφωνα με τον Πίνακα 1, έχουν διαστάσεις διατομής 165.1 mm x 82.55 mm και είναι κατάλληλοι για μονορυθμική λειτουργία στη ζώνη συχνοτήτων L και συγκεκριμένα στην περιοχή 1.1 GHz - 1.72 GHz. Βέβαια αυτό δεν μπορεί να γίνει χωρίς περιορισμούς. Αυξάνοντας τις φυσικές διαστάσεις του κυματοδηγού και των εξαρτημάτων κυματοδηγού που χρησιμοποιούμε, ενδέχεται να διεγερθούν ρυθμοί υψηλότερης τάξης που θα επηρεάσουν τη λειτουργία του συστήματος συμπίεσης μικροκυματικών παλμών.

Πίνακας 1: Προδιαγραφές κυματοδηγού WR340 και WR650

Κυματοδηγός	WR-340	WR-650
Ζώνη συχνοτήτων (GHz)	2.20-3.30	1.15-1.72
Χαμηλότερη συχνότητα αποκοπής (GHz)	1.736	0.908
Υψηλότερη συχνότητα αποκοπής (GHz)	3.471	1.816
Διαστάσεις (mm)	86.36 x 43.18	165.1 x 82.55

Στόχος της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι η σχεδίαση και η μελέτη των επιδόσεων ενός ενεργού συστήματος μικροκυματικών παλμών στη συχνότητα 2.47 GHz που αποτελείται από εξαρτήματα κυματοδηγού WR-650. Η μελέτη πραγματοποιείται μέσω προσομοίωσης τόσο στο πεδίο της συχνότητας όσο και στο πεδίο του χρόνου και οργανώνεται σε τέσσερα κεφάλαια. Στο Κεφάλαιο 2, που ακολουθεί, παρουσιάζεται η γενική δομή του συμπιεστή μικροκυματικών παλμών και περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία που ακολουθείται για τη βελτιστοποίηση των γεωμετρικών διαστάσεων της διάταξης, ώστε να ικανοποιούνται δύο συνθήκες. Η πρώτη από αυτές είναι η ελαχιστοποίηση της διαρροής από την έξοδο της διάταξης και η δεύτερη είναι η συνθήκη της προσαρμογής στην είσοδο της διάταξης. Προκειμένου να ποσοτικοποιηθεί η επίπτωση της μεταβολής των γεωμετρικών χαρακτηριστικών στις επιδόσεις του συστήματος συμπίεσης ορίζεται ένα σύνολο χαρακτηριστικών μεγεθών. Για οικονομία υπολογιστικών πόρων, η σχεδίαση πραγματοποιείται στο πεδίο της συχνότητας.

Στο Κεφάλαιο 3 η μελέτη μεταφέρεται στο πεδίο του χρόνου έτσι, ώστε να μελετηθεί η διαδικασία της αποθήκευσης της ενέργειας από την κοιλότητα και στη συνέχεια η εκφόρτιση της κοιλότητας και η δημιουργία του συμπιεσμένου παλμού με την ενέργεια ενός στοιχείου μεταβλητής αγωγιμότητας που μιμείται τη λειτουργία ενός διακόπτη πλάσματος. Δεδομένου ότι δεν είναι γνωστή η αγωγιμότητα του διακόπτη πλάσματος γίνεται μία παραμετρική της μορφής του παλμού εξόδου συναρτήσεως της αγωγιμότητας.

Στο Κεφάλαιο 4 οι επιδόσεις του συστήματος συμπίεσης μικροκυματικών παλμών από κυματοδηγούς WR-650 συγκρίνονται με τις αντίστοιχες ενός συμβατικού συστήματος από κυματοδηγούς WR340 που λειτουργεί στην ίδια συχνότητα. Η σύγκριση αφορά τόσο το πεδίο της συχνότητας όσο και το πεδίο του χρόνου.

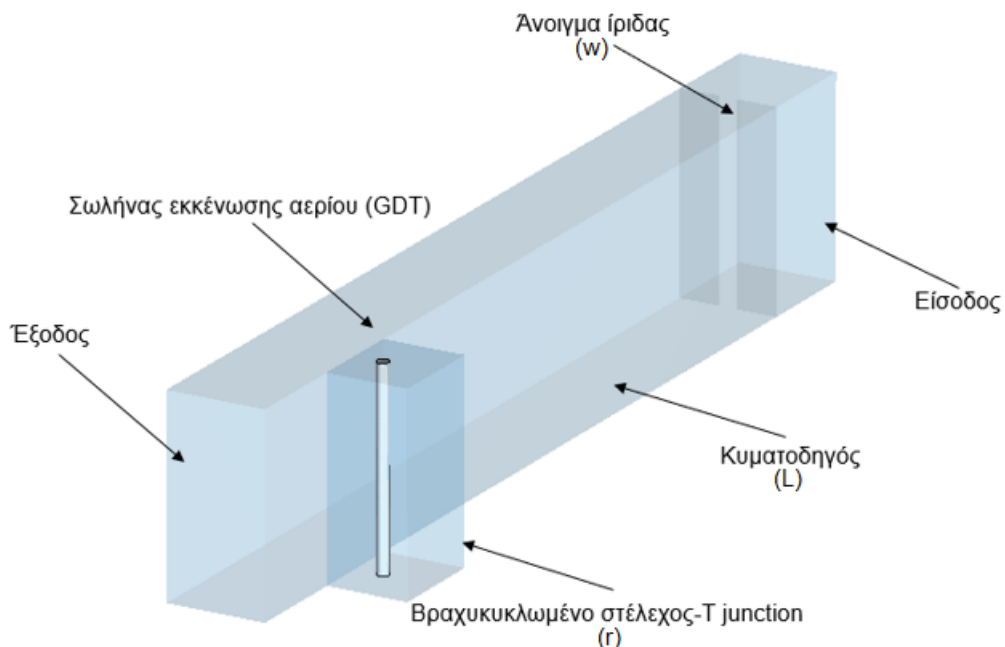
Η εργασία κλείνει με το Κεφάλαιο 5 στο οποίο γίνεται μία σύντομη ανακεφαλαίωση και συνοψίζονται τα κύρια αποτελέσματα μας.

2. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Στόχος μας είναι να βελτιστοποιήσουμε τις γεωμετρικές διαστάσεις ενός ενεργού συστήματος συμπίεσης μικροκυματικών παλμών κατασκευασμένου από κυματοδηγούς WR-650 έτσι, ώστε να ελαχιστοποιήσουμε τη διαρροή της ηλεκτρομαγνητικής ισχύος, να μεγιστοποιήσουμε την αποθηκευμένη ενέργεια και κατ' επέκταση να μεγιστοποιήσουμε το πλάτος του παλμού εξόδου. Η μελέτη πραγματοποιείται στο πεδίο της συχνότητας δηλαδή με άλλα λόγια μελετάμε την διάταξη και τις επιδόσεις της αφού πρώτα έχει αποκατασταθεί η μόνιμη κατάσταση (steady state).

2.1 Γενική μορφή συμπίεστή μικροκυματικών παλμών

Στο Σχήμα 9 παρουσιάζεται η τυπική μορφή ενός συμπίεστή μικροκυματικών παλμών. Η διάταξη αποτελείται κατά κύριο λόγο από ένα ευθύγραμμο τμήμα ορθογώνιου κυματοδηγού WR-650, μεγάλης και μικρής πλευράς $a = 165.1 \text{ mm}$ και $b = 82.55 \text{ mm}$, αντίστοιχα, και μήκους L . Θεωρούμε ότι ο κυματοδηγός είναι φτιαγμένος από αλουμίνιο αγωγιμότητας $\sigma = 3.5 \times 10^7 \text{ S/m}$. Προκειμένου με τη βοήθεια αυτού του ευθύγραμμου τμήματος του κυματοδηγού να σχηματίσουμε μία μικροκυματική κοιλότητα ικανή να αποθηκεύσει ενέργεια, θα πρέπει να κλείσουμε επαρκώς τα δύο άκρα της. Για να το κάνουμε αυτό, τοποθετούμε στην είσοδο της διάταξης μία επαγωγική ίριδα με άνοιγμα μήκους w προσανατολισμένου παράλληλα με τη μεγάλη διάσταση του κυματοδηγού. Στην έξοδο της διάταξης επιλέγουμε να ρυθμίσουμε το ποσοστό της ισχύος που μπορεί να διαρρέει χρησιμοποιώντας έναν σύνδεσμο τύπου T (T-junction). Οι συγγραμμικοί βραχίονες του συνδέσμου βρίσκονται κατά μήκος του ευθύγραμμου κυματοδηγού, ενώ παράλληλα ο δευτερεύοντας βραχίονας που εκτείνεται εγκάρσια στον ευθύγραμμο κυματοδηγό, έχει μήκος r , και είναι τερματισμένος με μία μεταλλική πλάκα βραχυκύκλωσης.



Σχήμα 9: Τα κύρια μέρη ενός μικροκυματικού συμπίεστή από κυματοδηγό WR-650.

Τα στοιχεία της διάταξης που περιγράψαμε μέχρι στιγμής αφορούν τη διαδικασία της αποθήκευσης ενέργειας από την κοιλότητα (στάδιο φόρτισης). Προκειμένου να μελετήσουμε και τη διαδικασία της εκτόνωσης της ενέργειας από την κοιλότητα (στάδιο εκφόρτισης) είναι απαραίτητο να μοντελοποιήσουμε τον σωλήνα ηλεκτρικής εκκένωσης (Gas Discharge Tube), ο οποίος ενεργοποιείται εξαιτίας της ηλεκτρικής κατάρρευσης του αερίου που περιέχει, όταν το ηλεκτρικό πεδίο της κοιλότητας γίνει επαρκώς μεγάλο.

Δεδομένου ότι το λογισμικό προσομοίωσης που χρησιμοποιούμε δεν μπορεί να περιγράψει δυναμικές διαδικασίες ιονισμού και κατάρρευσης ενός αερίου, ακολουθούμε μία ισοδύναμη διαδικασία που βασίζεται στην υπόθεση ότι πριν την ηλεκτρική εκκένωση το αέριο είναι σχεδόν διαφανές στην ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, ενώ μετά από αυτή μετατρέπεται σε ιονισμένο αέριο, πλάσμα, το οποίο έχοντας υψηλή αγωγιμότητα επιτρέπει τη ροή ρεύματος κατά μήκος του και λειτουργεί σαν φορτίο υψηλής ανακλαστικότητας. Αν και η περιγραφή αυτή δεν είναι απόλυτα ακριβής και δεν εμπεριέχει όλες τις διαδικασίες που εμπλέκονται στην δημιουργία και εξέλιξη μιας ηλεκτρικής εκκένωσης είναι επαρκής για να μας δώσει κατανόηση της διαδικασίας εκφόρτισης, καθώς και μία επαρκώς ακριβή εικόνα του παλμού εξόδου.

Ο διακόπτης εκκένωσης αερίου αναπαρίσταται στο Σχήμα 9 ως ένας διηλεκτρικός κύλινδρος ακτίνας R_{GDT} που βρίσκεται σε απόσταση r_{GDT} από τον βραχυκυκλωμένο άκρο του εγκάρσιου βραχίονα του συνδέσμου T. Συνήθως η θέση του διακόπτη εκκένωσης επιλέγεται να είναι ίση με ένα τέταρτο του κυματοδηγούμενου μήκους κύματος, καθώς όπως γνωρίζουμε από τη θεωρία των γραμμών μεταφοράς, στη θέση αυτή μεγιστοποιείται το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου και επομένως είναι ευκολότερη η ενεργοποίηση του διακόπτη. Δεδομένου ότι μας ενδιαφέρει προς παρόν να μελετήσουμε τη διαδικασία της φόρτισης, θεωρούμε ότι ο διηλεκτρικός κύλινδρος είναι διαφανής στην ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία και (σχετική διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 1.0$) και έχει μηδενική αγωγιμότητα $\sigma_{GDT} = 0$, οπότε και δεν εμφανίζει απώλειες. Με τον σωλήνα εκκένωσης αερίου θα ασχοληθούμε περαιτέρω κατά τη μελέτη της διάταξης στο χρόνο.

Στον Πίνακα 2 συνοψίζονται οι γεωμετρικές διαστάσεις που εμπλέκονται στη σχεδίαση του συστήματος συμπίεσης μικροκυματικών παλμών.

Πίνακας 2: Μεταβλητές που χρησιμοποιούνται κατά τη σχεδίαση

Μέγεθος	Σύμβολο	Τιμή
Μεγάλη πλευρά κυματοδηγού WR-650	a	165.1 mm
Μικρή πλευρά κυματοδηγού WR-650	b	82.55 mm
Αγωγιμότητα κυματοδηγού	σ	3.5×10^7 S/m
Μήκος κοιλότητας κυματοδηγού (από την ίριδα έως τη «γωνία» του συνδέσμου T	L	
Άνοιγμα ίριδας	w	
Μήκος βραχυκυκλωμένου στελέχους	r	
Ακτίνα GDT	R_{GDT}	12 mm
Απόσταση GDT από το βραχυκύκλωμα	r_{GDT}	$\lambda_g/4$
Αγωγιμότητα GDT κατά τη φόρτιση	σ_{GDT}	0

2.2 Κυματοδηγούμενοι ρυθμοί

Δεδομένου ότι η διάταξη συμπίεσης που παρουσιάζεται στο Σχήμα 7 αποτελείται από τμήματα κυματοδηγού WR-650 αλλά επιθυμούμε να λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων S

και συγκεκριμένα στο $f_0 = 2.47\text{GHz}$ η λειτουργία της ενδέχεται να μην είναι μονορυθμική, όπως συνηθίζεται στις διατάξεις κυματοδήγησης. Είναι απαραίτητο, λοιπόν, να εντοπίσουμε το πλήθος και το είδος των ρυθμών κυματοδήγησης, που πρέπει να λαμβάνουμε υπόψη μας για τους υπολογισμούς μας.

Γνωρίζουμε από τη θεωρία ότι σε έναν ευθύγραμμο κυματοδηγό μπορούν να διαδίδονται εγκάρσια ηλεκτρικά κύματα (ρυθμοί TE) που έχουν μηδενική αξονική συνιστώσα ηλεκτρικού πεδίου, $E_z = 0$, καθώς και εγκάρσια μαγνητικά κύματα (ρυθμοί TM) που έχουν μηδενική αξονική συνιστώσα μαγνητικού πεδίου, $H_z = 0$. Και στις δύο περιπτώσεις, θεωρώντας αρμονική μεταβολή με το χρόνο και διάδοση της μορφής $\exp(j\beta z)$, η αξονική συνιστώσα του πεδίου που είναι διάφορη του μηδενός ικανοποιεί την ομογενή εξίσωση Helmholtz:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + kc^2\right) \begin{pmatrix} E_z \\ H_z \end{pmatrix} = 0 \quad (2.1)$$

Εφαρμόζοντας κατάλληλες οριακές συνθήκες στα τοιχώματα του κυματοδηγού μπορούμε να λύσουμε την εξίσωση (1.4) για την διαμήκη συνιστώσα του μαγνητικού πεδίου και αντικαθιστώντας τη λύση στις εξισώσεις Maxwell είναι απλό να δείξουμε ότι οι πεδριακές συνιστώσες των ρυθμών TE δίνονται από τις:

$$H_z = A \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.2)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.3)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.4)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.5)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.6)$$

όπου A είναι μία σταθερά αναλογίας που μπορεί να υπολογιστεί με τη βοήθεια της ισχύος που τροφοδοτείται στον κυματοδηγό. Στις εξισώσεις (2.2) έως (2.6) ο κυματαριθμός αποκοπής $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2} = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$ είναι ίσος με:

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (2.7)$$

με τις σταθερές m και n ακέραιους αριθμούς που δίνουν την τάξη του ρυθμού TE_{mn} . Παρόμοια, για τη σταθερά διάδοσης β γράφουμε:

$$\beta = \sqrt{\omega^2\mu\epsilon - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.8)$$

Προφανώς για να υπάρξει διάδοση, θα πρέπει η σταθερά διάδοσης β να είναι πραγματικός αριθμός ή διαφορετικά να ισχύει $k > k_c$. Για τον λόγο αυτό είναι αναγκαίο να υπερβαίνει η συχνότητα μια χαρακτηριστική τιμή η οποία ονομάζεται συχνότητα αποκοπής και δίνεται από την εξίσωση:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.9)$$

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία για τους ρυθμούς TM, δηλαδή τους ρυθμούς που έχουν μηδενική αξονική συνιστώσα για το μαγνητικό πεδίο, διαπιστώνουμε ότι ικανοποιούν και αυτοί την ίδια εξίσωση διασποράς (2.7) και έχουν και αυτοί συχνότητες αποκοπής που δίνονται από την εξίσωση (2.8), με τη διαφορά ότι οι πεδριακές συνιστώσες τώρα δίνονται από τις εξισώσεις:

$$E_z = B \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.10)$$

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.11)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.12)$$

$$H_x = \frac{j\omega \epsilon n\pi}{k_c^2 b} B \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.13)$$

$$H_y = \frac{-j\omega \epsilon m\pi}{k_c^2 a} B \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.14)$$

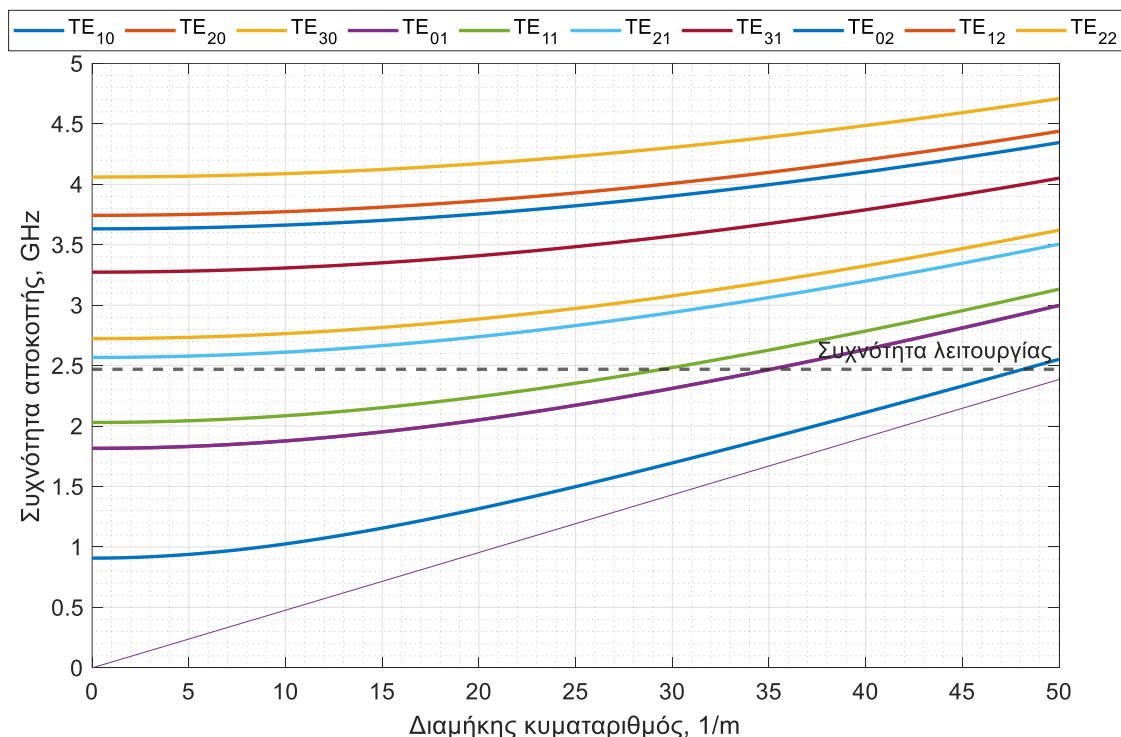
όπου B είναι μία σταθερά αναλογίας που μπορεί και πάλι να υπολογιστεί εάν γνωρίζουμε την ισχύ που τροφοδοτούμε στον κυματοδηγό.

Όπως είδαμε η συχνότητα αποκοπής δίνεται από τη σχέση (2.8) τόσο για τους ρυθμούς TE όσο και για τους ρυθμούς TM, γεγονός που σημαίνει ότι πολλοί από τους ρυθμούς αυτούς είναι εκφυλισμένοι. Πρέπει, ωστόσο, να σημειωθεί ότι ανάλογα με τις τιμές που λαμβάνουν οι δείκτες m και n ενδέχεται να μηδενιστούν όλες οι συνιστώσες του πεδίου, κάτι που κάνει τη λύση αυτή μη αποδεκτή. Έτσι, εάν στους ρυθμούς TE τα m και n γίνουν ταυτόχρονα ίσα με το μηδέν ή αντίστοιχα. Αντίστοιχα, εάν στους ρυθμούς TM είτε το m είτε το n γίνει ίσο με το μηδέν, μηδενίζονται όλες οι πεδριακές συνιστώσες. Για τον λόγο αυτό στους ρυθμούς TE θεωρούμε $m, n > 0$ και για τους ρυθμούς TM $m, n > 1$.

Δίνοντας τιμές στις παραμέτρους m και n τα είδη και τις συχνότητες αποκοπής των πρώτων δέκα ρυθμών που υποστηρίζονται από τον κυματοδηγό WR-650. Οι ρυθμοί που προκύπτουν συγκεντρώνονται στον Πίνακα 3 ενώ η σχέση διασποράς παριστάνεται για τους αντίστοιχους ρυθμούς στο Σχήμα 10. Όπως διαπιστώνουμε από τον Πίνακα 3 αλλά και την αναπαράσταση της σχέσης διασποράς, για τη συχνότητα λειτουργίας των 2.47 GHz, διαδίδονται οι πέντε πρώτοι ρυθμοί του κυματοδηγού οι οποίοι είναι οι TE₁₀, TE₀₁, TE₂₀, TE₁₁ και TM₁₁. Αξίζει στο σημείο αυτό να αναφερθεί ότι για την ονομασία των ρυθμών ακολουθούμε τη συνήθη σύμβαση κατά την οποία ο δείκτης m αναφέρεται στη μεγάλη πλευρά του κυματοδηγού και ο δείκτης n στη μικρή πλευρά του κυματοδηγού.

Πίνακας 3: Ρυθμοί που υποστηρίζονται από έναν κυματοδηγό WR-650

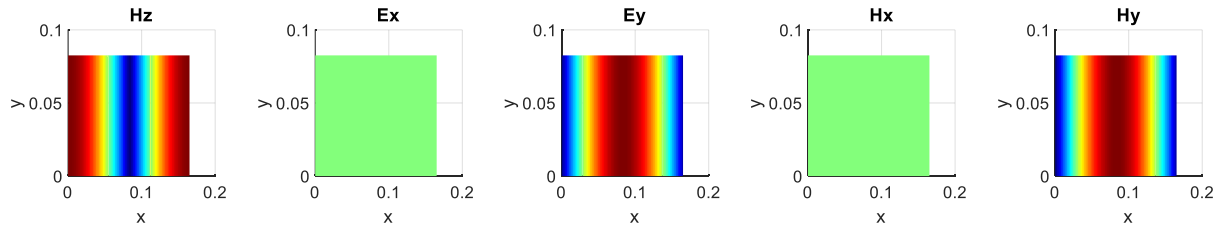
Ρυθμοί διάδοσης TE, TM	Συχνότητα αποκοπής (GHz)
TE ₁₀	0.9071
TE ₀₁ , TE ₂₀	1.8158
TE ₁₁ , TM ₁₁	2.0302
TE ₂₁ , TM ₂₁	2.5680
TE ₃₀	2.7237
TE ₃₁ , TM ₃₁	3.2735



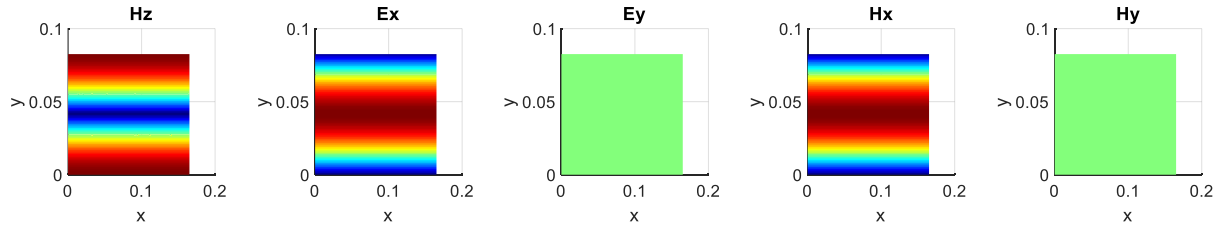
Σχήμα 10: Αναπαράσταση σχέσης διασποράς για ρυθμούς κυματοδηγού WR-650

Επομένως σε όλους τους υπολογισμούς που θα εκτελέσουμε για τη μελέτη του συστήματος συμπίεσης παλμών, ρυθμίζουμε το λογισμικό προσομοίωσης να λαμβάνει υπόψη του όλους αυτούς τους κυματοδηγούμενους ρυθμούς. Δεδομένου, όμως, ότι η διάταξη μας δεν αποτελείται από έναν απλό κυματοδηγό, αλλά συμπεριλαμβάνει την ίριδα σύζευξης και το βραχυκυκλωμένο στο ένα άκρο του σύνδεσμο T, το κατά πόσο θα μπορούν να διεγερθούν και να διατηρηθούν οι προαναφερθέντες ρυθμοί του κυματοδηγού εξαρτάται από την ιδιαίτερη κατανομή των συνιστωσών του πεδίου τους. Στα Σχήματα 11 έως και 15 παρουσιάζονται οι πεδιακές συνιστώσες των ρυθμών που μπορούν να διεγερθούν.

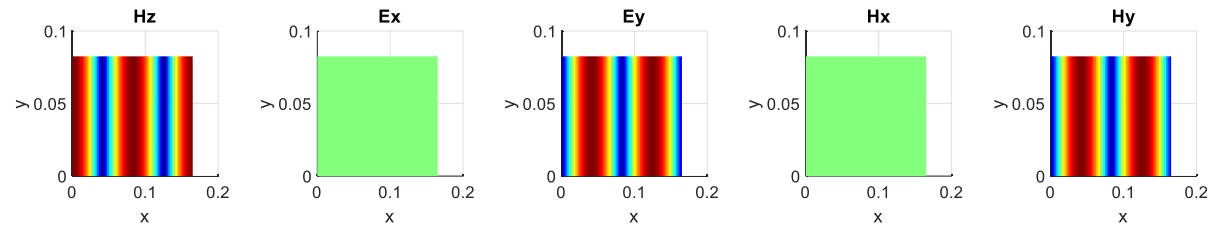
Σύστημα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών στη ζώνη S με κυματοδηγό WR-650



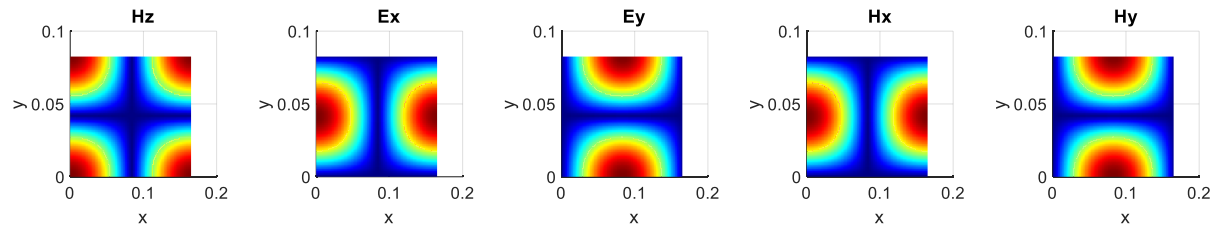
Σχήμα 11: Ρυθμός διάδοσης TE₁₀.



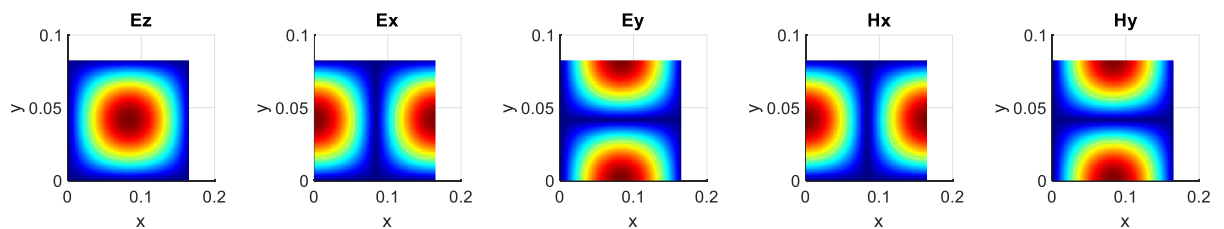
Σχήμα 12: Ρυθμός διάδοσης TE₀₁.



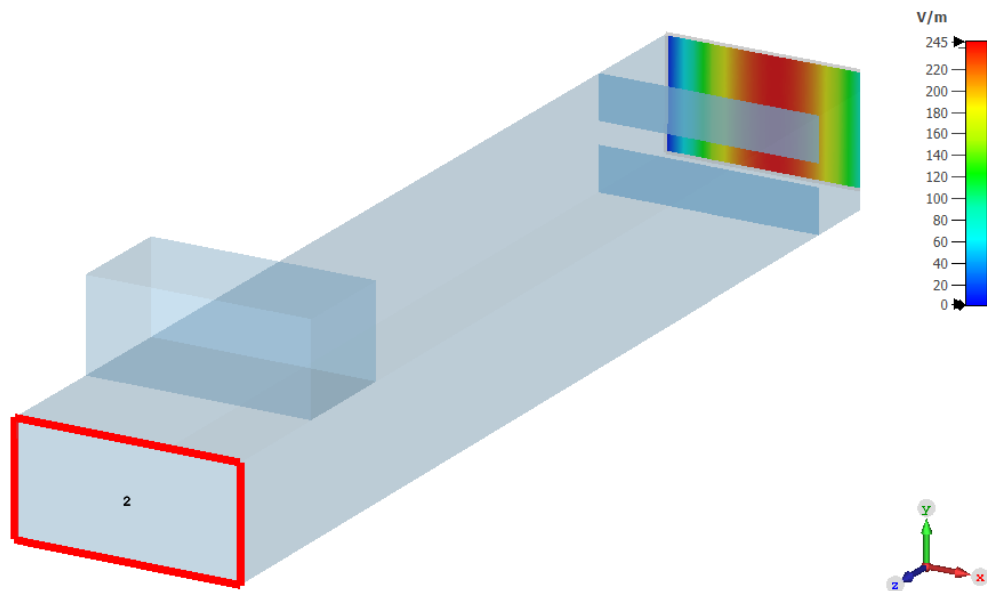
Σχήμα 13: Ρυθμός διάδοσης TE₂₀.



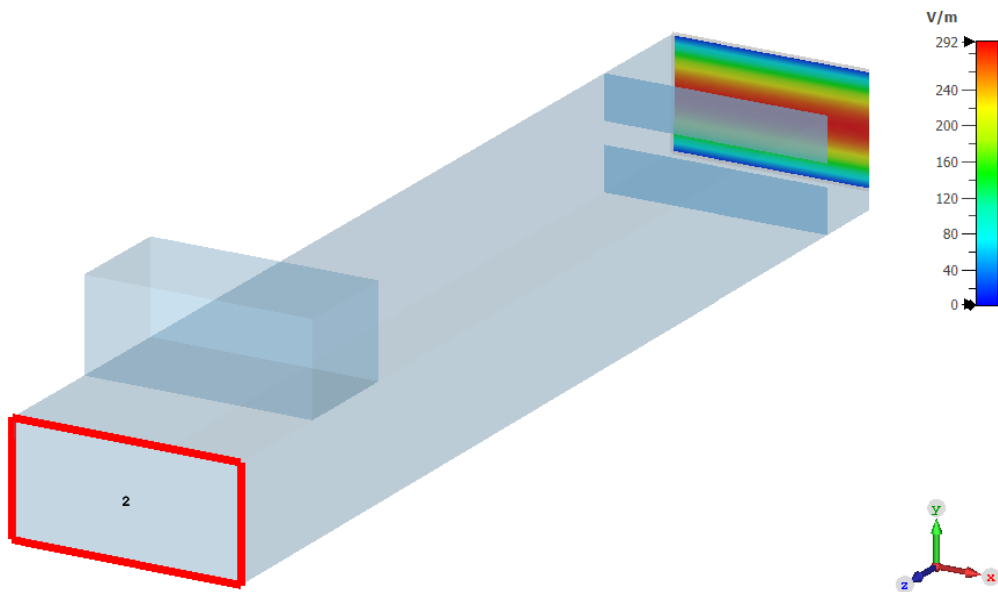
Σχήμα 14: Ρυθμός διάδοσης TE₁₁.



Σχήμα 15: Ρυθμός διάδοσης TM₁₁.



Σχήμα 16: Ρυθμός TE_{10} στην είσοδο της διάταξης συμπίεσης παλμών.



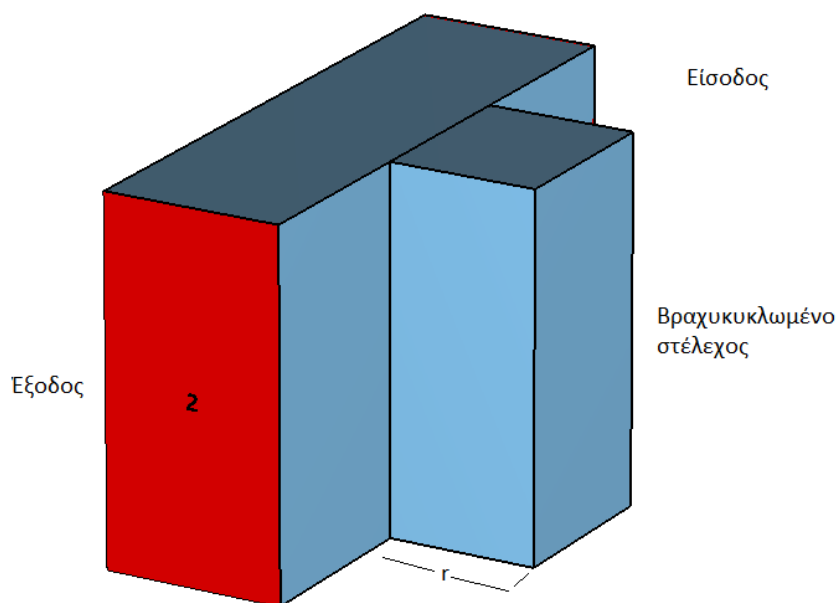
Σχήμα 17: Ρυθμός TE_{01} στην είσοδο της διάταξης συμπίεσης παλμών.

Στο Σχήμα 16 παρουσιάζεται το μέτρο της συνιστώσας E_y του ηλεκτρικού πεδίου του ρυθμού TE_{10} , με αναφορά τη γεωμετρία της διάταξης (που έχει περιστραφεί συγκριτικά με αυτή στο Σχήμα 7). Είναι εμφανές ότι το ηλεκτρικό πεδίο είναι κάθετο στο άνοιγμα της ίριδας και συνεπώς ο ρυθμός αυτός ακόμα και εάν διεγερθεί δεν μπορεί να περάσει και να αποθηκευτεί αποδοτικά στην κοιλότητα. Το ίδιο προφανώς ισχύει και για τον ρυθμό TE_{20} καθώς το ηλεκτρικό του πεδίο τείνει να βραχυκυκλωθεί από τα μεταλλικά τοιχώματα που σχηματίζουν την ίριδα. Κάτι τέτοιο δεν ισχύει προφανώς για τον ρυθμό TE_{01} που παρουσιάζεται στο Σχήμα 17 με αναφορά τη γεωμετρία της διάταξης. Αυτός είναι και ο κύριος ρυθμός λειτουργίας που θα διεγείρουμε στοχεύοντας να αποθηκεύσουμε ενέργεια στην κοιλότητα. Αν και δεν θα διεγείρουμε τους ρυθμούς TE_{11} και TM_{11} κατά βούληση, οι ρυθμοί αυτοί διαθέτουν συνιστώσα ηλεκτρικού πεδίου παράλληλη στο άνοιγμα της ίριδας. Έτσι τους λαμβάνουμε υπόψη μας για το ενδεχόμενο του να διεγερθούν εξαιτίας των περιθλάσεων στις ακμές του συνδέσμου T.

2.3 Ελαχιστοποίηση της διαρροής της κοιλότητας

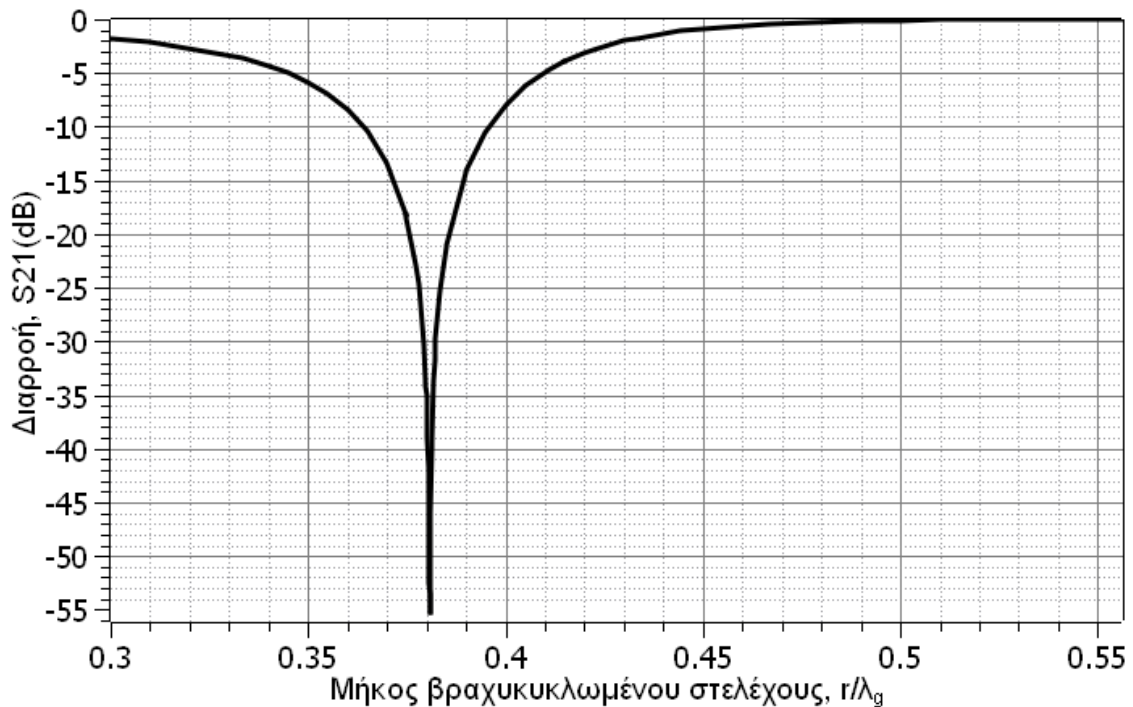
Προκειμένου να δημιουργήσουμε παλμούς όσο το δυνατόν μεγαλύτερου πλάτους γίνεται, θα πρέπει να μεγιστοποιήσουμε την αποθήκευση της ενέργειας στην κοιλότητα. Για να το κάνουμε αυτό χρησιμοποιούμε έναν σύνδεσμο T, όπως αυτόν που φαίνεται στο Σχήμα 18 για να ρυθμίσουμε τη διαρροή της κοιλότητας.

Δεδομένου ότι έχουμε βραχυκυκλώσει τον εγκάρσιο βραχίονα του συνδέσμου, αυτός λειτουργεί σαν ένα δίθυρο μικροκυματικό στοιχείο που μπορεί να περιγραφεί πλήρως από τη μήτρα σκέδασης του. Εάν, λοιπόν, ονομάσουμε ως θύρα 1 και θύρα 2 την είσοδο και την έξοδο του δίθυρου στοιχείου, αντίστοιχα, τότε το στοιχείο S_{11} αντιστοιχεί στον συντελεστή ανάκλασης του μικροκυματικού στοιχείου όταν αυτό τροφοδοτείται από τη θύρα 1 που νοητά βρίσκεται προς τη μεριά της κοιλότητας αποθήκευσης. Παρόμοια, το στοιχείο S_{21} αντιστοιχεί στον συντελεστή διάδοσης διαμέσου του μικροκυματικού δίθυρου, δηλαδή μας δίνει ένα μέτρο της ισχύος που διαρρέει από την κοιλότητα.

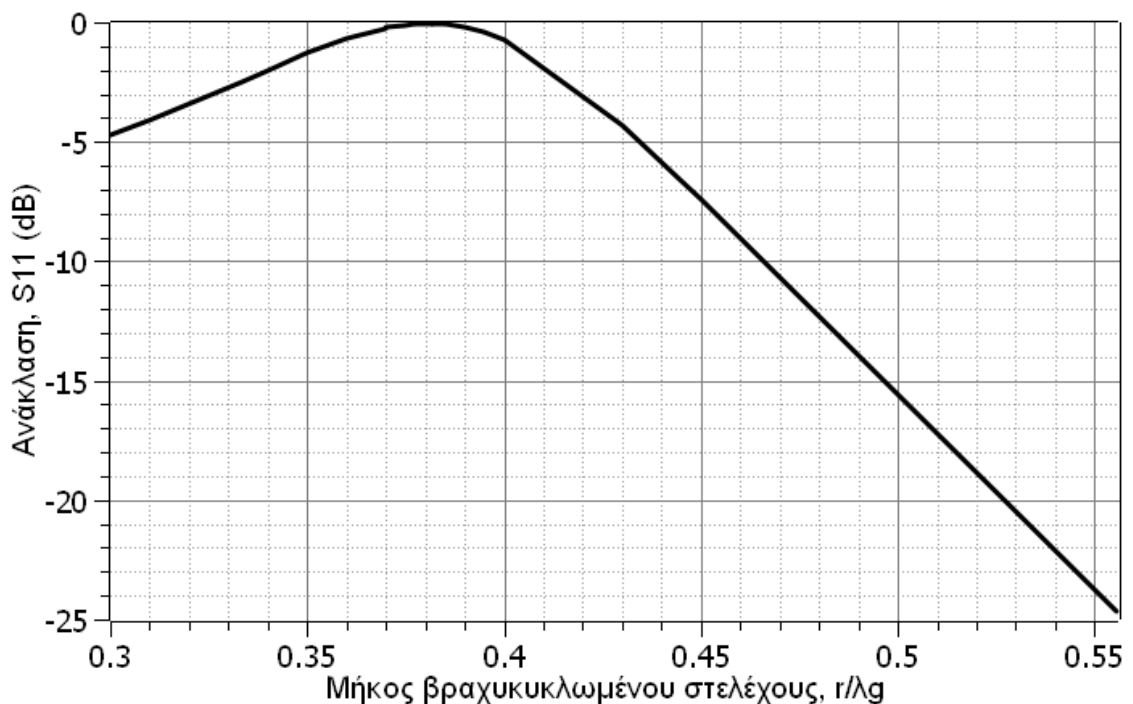


Σχήμα 18: Αναπαράσταση συνδέσμου T.

Προκειμένου να μεγιστοποιήσουμε την αποθήκευση της ενέργειας στην κοιλότητα θα πρέπει ρυθμίσουμε κατάλληλα το μήκος του βραχυκυκλωμένου βραχίονα να ελαχιστοποιήσουμε τη διαρροή S_{21} ή αντίστοιχα να μεγιστοποιήσουμε τον συντελεστή ανάκλασης του δίθυρου. Στο Σχήμα 19 παρουσιάζεται η διαρροή S_{21} συναρτήσεως του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους κανονικοποιημένου ως προς το κυματοδηγούμενο μήκος κύματος λ_g . Όπως φαίνεται στο σχήμα, όταν το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους είναι ίσο με $r = 0.38\lambda_g$ η διαρροή του συνδέσμου T ελαχιστοποιείται και παίρνει τιμές της τάξης του -55 dB. Παράλληλα, από το Σχήμα 20 διαπιστώνουμε ότι στην περιοχή αυτή η τιμή του συντελεστή ανάκλασης τείνει στο 0 dB όπως επιθυμούμε.



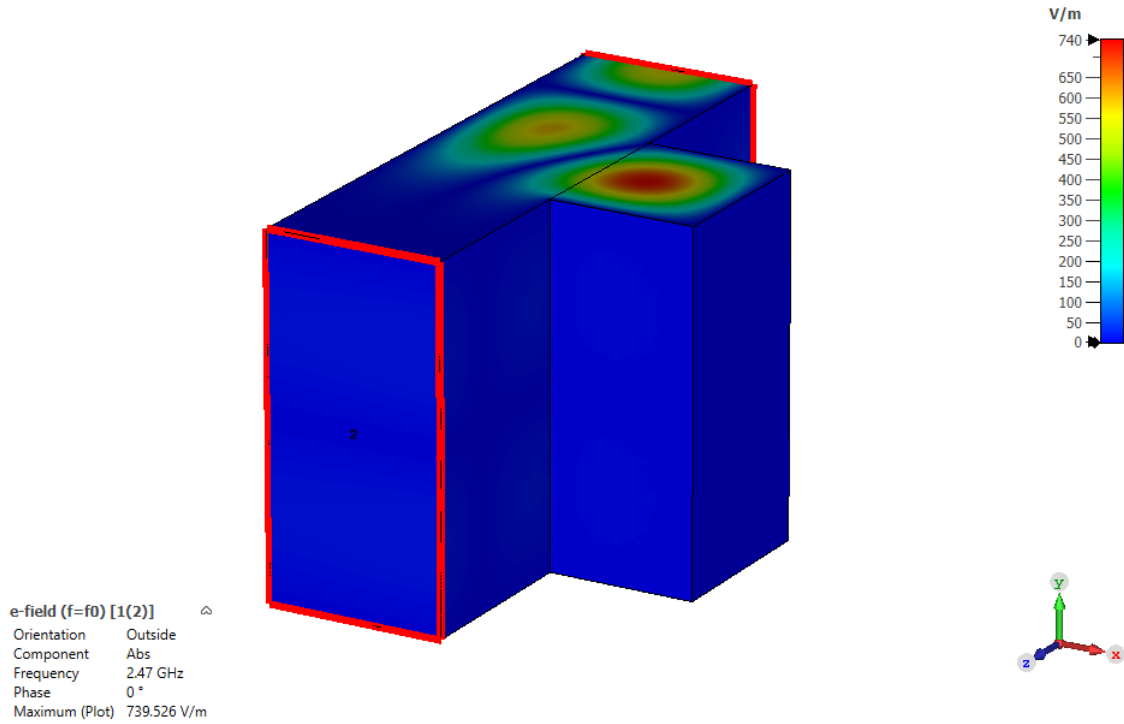
Σχήμα 19: Διαρροή S_{21} συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.



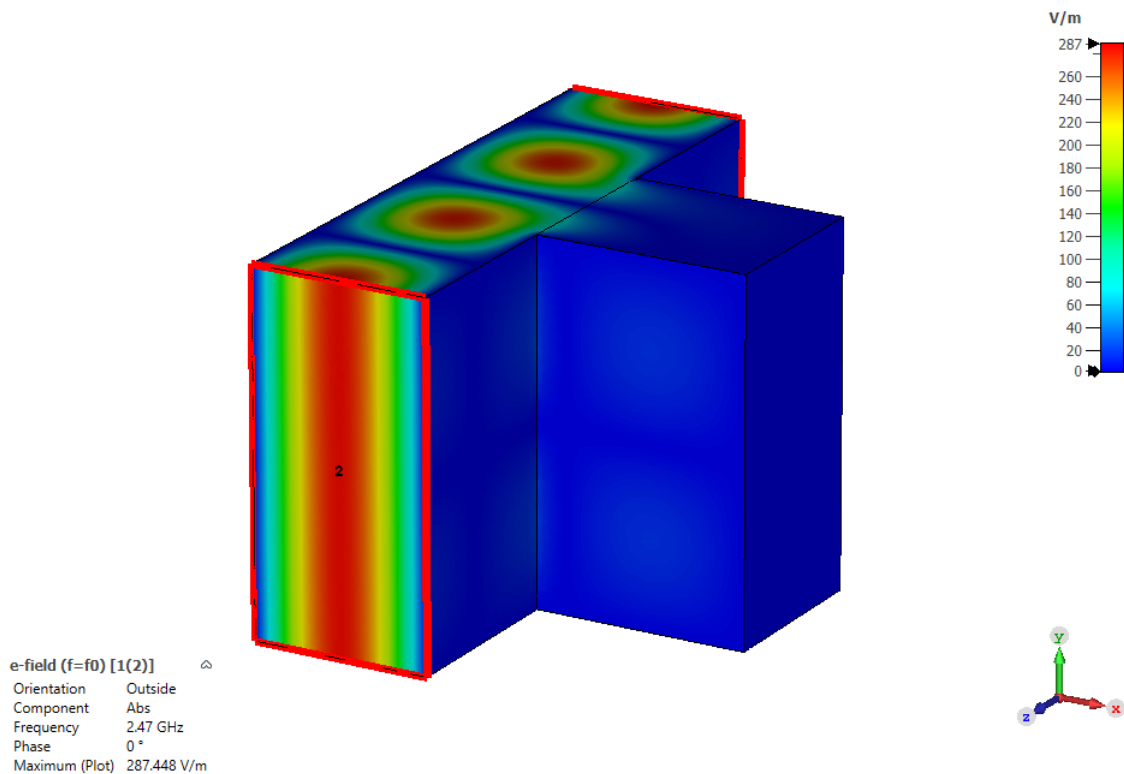
Σχήμα 20: Συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.

Δεδομένου ότι θέλουμε να μεγιστοποιήσουμε την αποθήκευση της ενέργειας από την κοιλότητα, θέτουμε για όλους τους μετέπειτα υπολογισμούς $r = 0.38081\lambda_g$. Στο Σχήμα 21 φαίνεται η κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου του ρυθμού TE_{01} που προκύπτει για αυτό το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους. Όπως φαίνεται στο σχήμα, η ένταση του πεδίου στην έξοδο του δίθυρο τείνει να μηδενιστεί, ενώ πρακτικά όλη η μικροκυματική ισχύς επιστρέφει στην είσοδο του δίθυρου. Κατά μήκος του κύριου βραχίονα του συνδέσμου T

μπορούμε να παρατηρήσουμε τη χαρακτηριστική μορφή ενός στάσιμου κύματος, το πλάτος του οποίου εξαρτάται από τη θέση και επαναλαμβάνεται σε τμήματα μήκους $\lambda_g/2$. Για λόγους πληρότητας παρουσιάζουμε στο Σχήμα 22 την κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου στην περίπτωση που θέσουμε $r = 0.55\lambda_g$ και για το οποίο από το Σχήμα 20 διαπιστώνουμε ότι ο συντελεστής ανάκλασης ελαχιστοποιείται. Όπως βλέπουμε η διαρροή του συνδέσμου T μεγιστοποιείται στη θέση αυτή.



Σχήμα 21: Κατανομή ηλεκτρικού πεδίου για διάσταση βραχυκυκλωμένου στελέχους $r = 0.38\lambda_g$.



Σχήμα 22: Κατανομή ηλεκτρικού πεδίου για διάσταση βραχυκυκλωμένου στελέχους $r = 0.55\lambda_g$.

2.4 Βελτιστοποίηση ανοίγματος ίριδας w και μήκους κοιλότητας L

Έχοντας ελαχιστοποιήσει τη διαρροή της κοιλότητας από το ένα άκρο της με την κατάλληλη ρύθμιση του μήκους του βραχυκυκλωμένου στελέχους του συνδέσμου T , μπορούμε να συνεχίσουμε στη βελτιστοποίηση των διαστάσεων του ευθύγραμμου κυματοδηγού και της ίριδας. Είναι προφανές ότι η ίριδα θα πρέπει να είναι αρκετά κλειστή συγκριτικά με το εύρος της μικρής πλευράς του κυματοδηγού έτσι ώστε να περιορίζει τη διαρροή της κοιλότητας προς αυτή τη μεριά. Βέβαια η λειτουργία της ίριδας είναι διπλή. Παράλληλα, θα πρέπει σε συνδυασμό με το μήκος L του ευθύγραμμου κυματοδηγού, να δημιουργεί στην είσοδο της πηγής προσαρμοσμένο φορτίο, δηλαδή να ελαχιστοποιεί το συντελεστή ανάκλασης που προκαλεί η κοιλότητα.

Το μήκος L με τη σειρά του, δεν μπορεί να λάβει οποιαδήποτε τιμή. Γνωρίζουμε από τη θεωρία ότι για να λειτουργήσει ένα τμήμα κυματοδηγού που έχει τα άκρα του βραχυκυκλωμένα ως ηλεκτρομαγνητικό αντηχείο θα πρέπει να έχει μήκος που είναι ακέραιο πολλαπλάσιο ημικυμάτων $\lambda_g/2$. Φυσικά, η κοιλότητα που προσπαθούμε να δημιουργήσουμε δεν έχει στα άκρα της απλά βραχυκυκλώματα, αλλά από τη μία μεριά την ίριδα και από την άλλη τον βραχυκυκλωμένο σύνδεσμο T . Επομένως το μήκος L του ευθύγραμμου κυματοδηγού θα πρέπει να αναζητηθεί κοντά σε κάποιο ακέραιο πολλαπλάσιο του $\lambda_g/2$, αλλά δεν θα είναι ακριβώς ίσο με αυτό.

Εάν θεωρήσουμε και πάλι ότι το σύστημα συμπίεσης στο Σχήμα 9 είναι ένα μικροκυματικό δίθυρο με τη θύρα 1 να βρίσκεται στην είσοδο σε απόσταση $\lambda_g/2$ από την ίριδα και τη θύρα 2 να βρίσκεται στην έξοδο, σε απόσταση $\lambda_g/2$ από τον σύνδεσμο T , τότε θέλουμε να εντοπίσουμε εκείνο το άνοιγμα ίριδας w και το αντίστοιχο μήκος κοιλότητας L για τα οποία ικανοποιείται η συνθήκη προσαρμογής στην είσοδο της κοιλότητας, δηλαδή ιδανικά η συνθήκη $S_{11} = 0$. Αν και η διαρροή της κοιλότητας εξαρτάται πρακτικά από το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους r που ήδη έχουμε ρυθμίσει, θα συνεχίσουμε να παρακολουθούμε το στοιχείο S_{21} της μήτρας σκέδασης για να έχουμε μία εκτίμηση του μεγέθους της διαρροής σε συνθήκες φόρτισης της κοιλότητας.

Προκειμένου να έχουμε ένα μέτρο της ικανότητας της κοιλότητας να αποθηκεύει ενέργεια, ορίζουμε την απολαβή (κέρδος) της κοιλότητας (cavity gain), ως τον λόγο του μέγιστου πλάτους της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E_{cav} του στάσιμου κύματος της ευθύγραμμης κοιλότητας προς το πλάτος της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E_{in} του οδεύοντος κύματος που τροφοδοτεί την κοιλότητα. Στην κλίμακα dB γράφουμε για την απολαβή της κοιλότητας:

$$G_{cav} = 20 \log \left(\frac{E_{cav}}{E_{in}} \right) \quad (2.15)$$

Δεδομένου ότι γνωρίζουμε πως το στάσιμο κύμα έχει μέγιστο πλάτος περίπου $\lambda_g/4$ από το τοίχωμα της σχετικά κλειστής ίριδας, υπολογίζουμε την απολαβή της κοιλότητας μέσω της σχέσης (2.15) στη θέση αυτή και συγκεκριμένα στο σημείο $(a/2, b/2, \lambda_g/4)$. Ακόμα και εάν κάνουμε ένα μικρό λάθος στον υπολογισμό του πεδίου, καθώς η ίριδα έχει μεν πολύ υψηλό συντελεστή ανάκλασης αλλά δεν αποτελεί τέλειο βραχυκύκλωμα, η προσέγγιση αυτή μας εξασφαλίζει ότι δεν θα χρειάζεται να ψάχνουν όλο το τρισδιάστατο μοντέλο για τη μέγιστη τιμή του πεδίου. Μία τέτοια αναζήτηση απαιτεί υψηλούς υπολογιστικούς πόρους, τόσο γιατί πρέπει να αποθηκεύουμε το πεδίο σε όλα αυτά τα σημεία, αλλά και στη συνέχεια να αναζητήσουμε σε πιο από αυτά το πεδίο γίνεται μέγιστο.

Με παρόμοιο τρόπο, μπορούμε να ορίσουμε ένα μέτρο της αποθήκευσης του πεδίου μέσα στο βραχυκυκλωμένο στέλεχος του συνδέσμου T , στο οποίο συχνά αναφερόμαστε με τον όρο πλευρική κοιλότητα (side cavity). Με το ίδιο σκεπτικό, ότι δηλαδή και σε αυτή

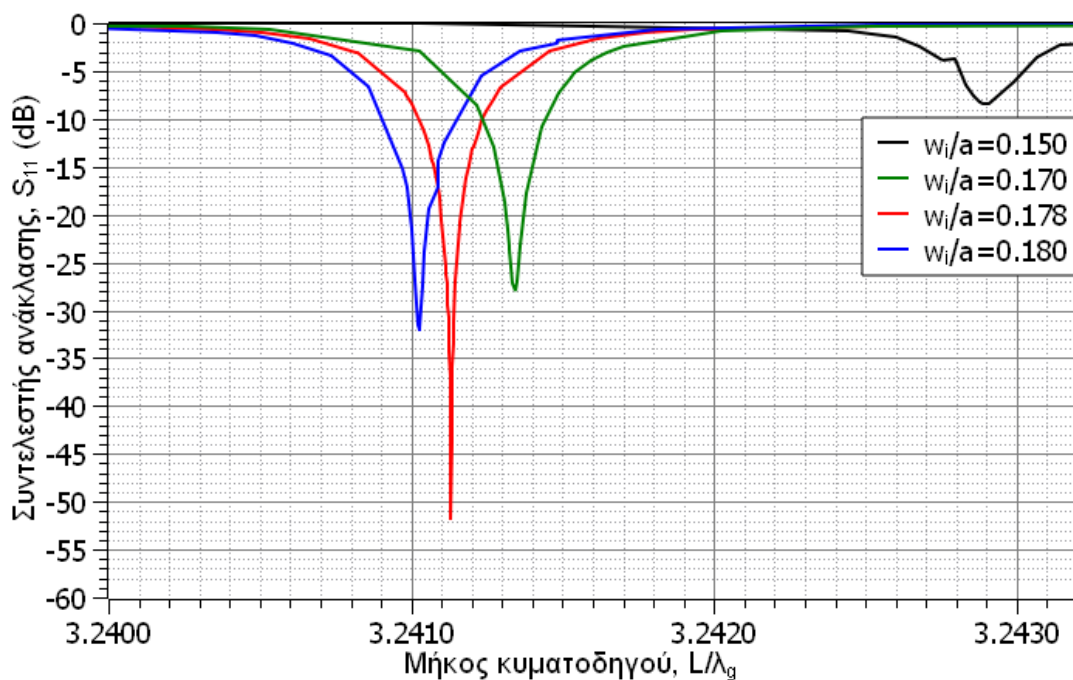
την περιοχή το πεδίο μεγιστοποιείται σε απόσταση $\lambda_g/4$ από το βραχυκυκλωμένο στέλεχος, ορίζουμε ως απολαβή πλευρικής κοιλότητας (side cavity gain) το μέγεθος:

$$G_{side} = 20 \log \left(\frac{E_{side}}{E_{in}} \right) \quad (2.16)$$

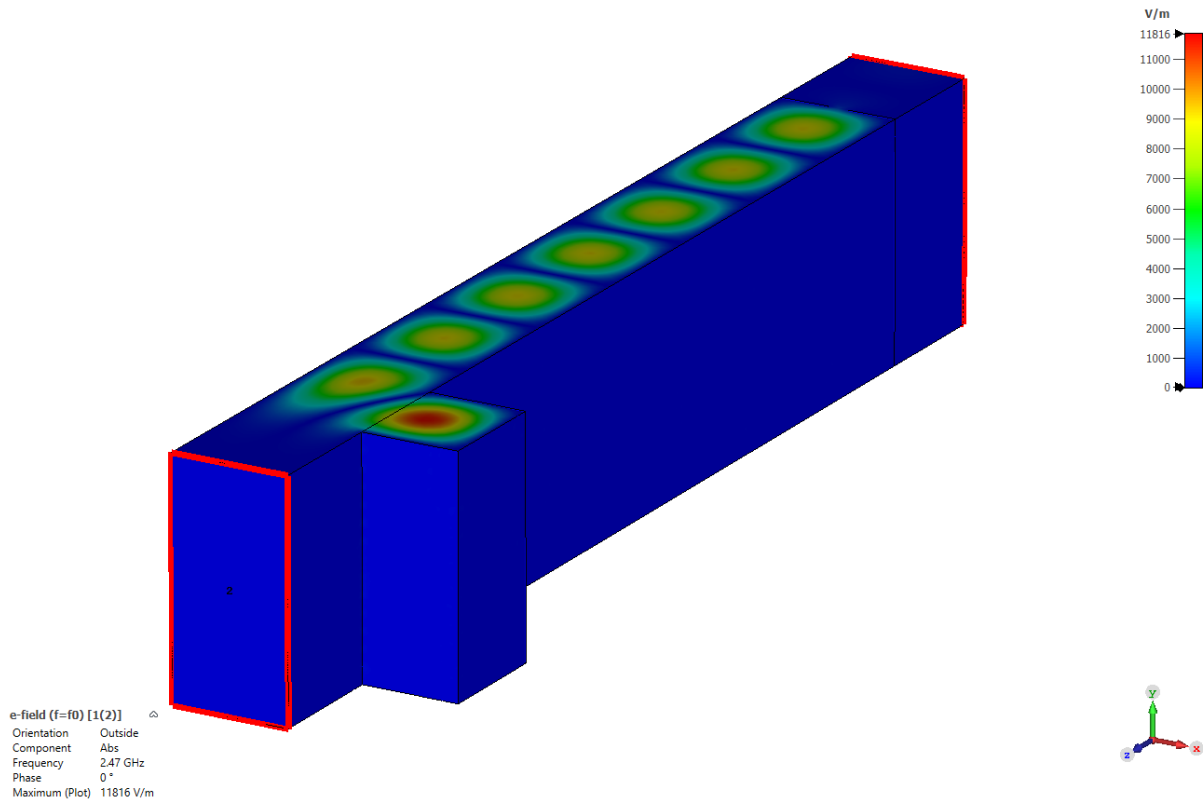
όπου με τον όρο E_{side} αναφερόμαστε στο πλάτος του στάσιμου κύματος στη θέση $(L \cdot \lambda_g + a/2, b/2, a + (r - 0.25)\lambda_g)$.

Είναι χρήσιμο στο σημείο αυτό να συνοψίσουμε την πρακτική διαδικασία που ακολουθούμε για να βελτιστοποιήσουμε τις γεωμετρικές διαστάσεις της διάταξης. Για να εντοπίσουμε λοιπόν τον βέλτιστο συνδυασμό ανοίγματος ίριδας w και μήκους κοιλότητας L που ελαχιστοποιεί τον συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο της διάταξης για συγκεκριμένη τιμή του μήκους r του βραχυκυκλωμένου στελέχους του συνδέσμου T, δίνουμε αυθαίρετες (αλλά σχετικά μικρές) τιμές στο άνοιγμα της ίριδας και για κάθε μία από αυτές υπολογίζουμε το συντελεστή ανάκλασης S_{11} στην είσοδο της διάταξης συναρτήσει του μήκους L της κοιλότητας, φροντίζοντας αυτό να είναι κοντά σε κάποιο πολλαπλάσιο του $\lambda_g/2$. Με τον τρόπο αυτό, προκύπτει για κάθε τιμή του ανοίγματος w_i της ίριδας ένα βέλτιστο μήκος $L(w_i)$ που ελαχιστοποιεί τον συντελεστή ανάκλασης $S_{11}(L)$ της διάταξης. Επαναλαμβάνοντας τη διαδικασία για επαρκώς μεγάλο πλήθος τιμών w_i επιλέγουμε ως βέλτιστη λύση (w_{opt}, L_{opt}) ζεύγος $(w_i, L(w_i))$ που δίνει τον συνολικά χαμηλότερο συντελεστή ανάκλασης $S_{11} = S_{11}(w_i, L(w_i))$.

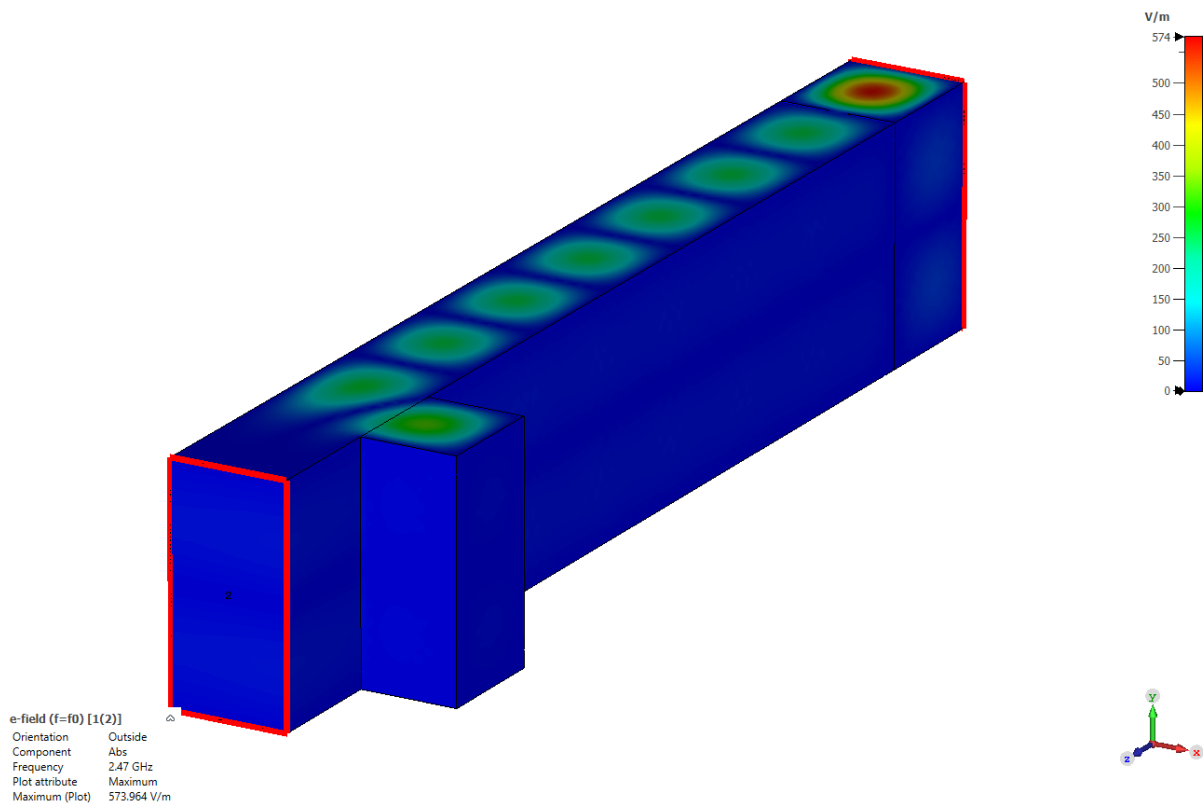
Ενδεικτικά αποτελέσματα του συντελεστή ανάκλασης $S_{11}(L)$ συναρτήσει του μήκους $L(w_i)$ για τις τιμές 0.15, 0.17, 0.178 και 0.180 του κανονικοποιημένου ανοίγματος ίριδας παραμέτρου w_i/a παρουσιάζονται στο Σχήμα 23. Είναι εμφανές ότι, κινούμενοι από μικρότερες προς μεγαλύτερες τιμές της παραμέτρου w_i και καθώς πλησιάζουμε τη συνολικά βέλτιστη τιμή του ανοίγματος της ίριδας, ο ελάχιστος συντελεστής ανάκλασης S_{11} λαμβάνει όλο και πιο μικρές τιμές. Μόλις δε ξεπεράσουμε την βέλτιστη τιμή, ο ελάχιστος συντελεστής ανάκλασης που αντιστοιχεί στην τρέχουσα τιμή της παραμέτρου w_i αρχίζει να μεγαλώνει ξανά.



Σχήμα 23: Συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του μήκους της κοιλότητας L με το κανονικοποιημένο άνοιγμα ίριδας w/a ως παράμετρο.



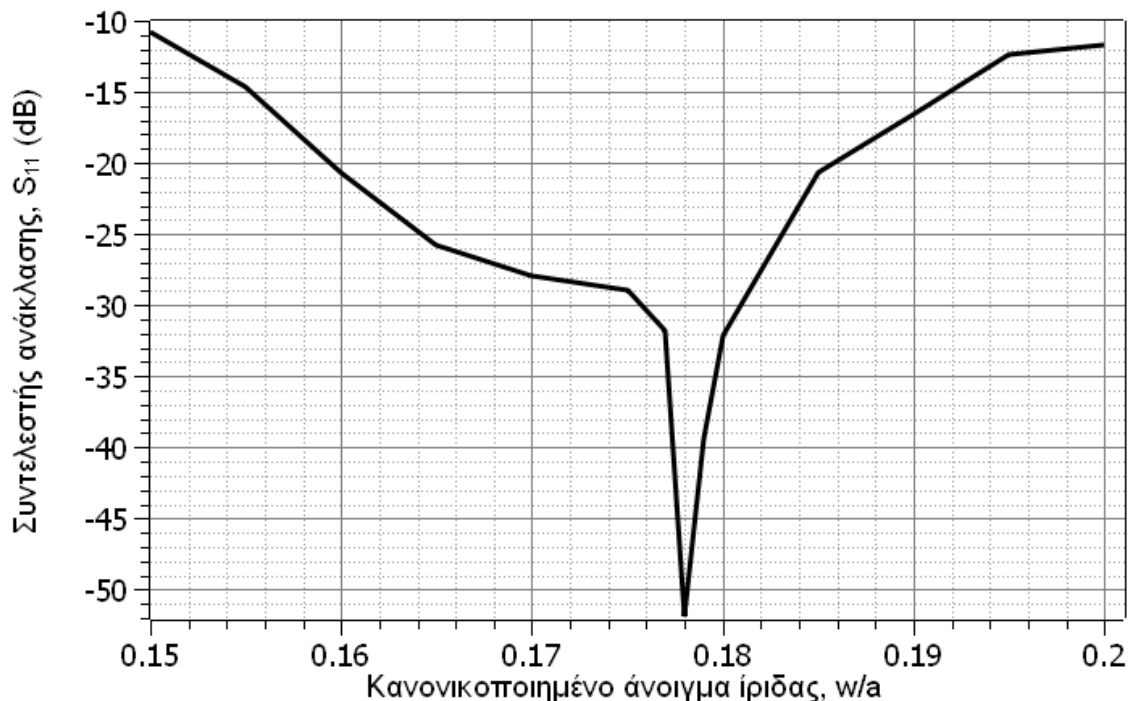
Σχήμα 24: Μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E για μήκος κοιλότητας $L/\lambda_g = 3.2411$ και κανονικοποιημένο άνοιγμα ίριδας $w/a = 0.178$, συνδυασμό για τον οποίο ελαχιστοποιείται ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} της διάταξης.



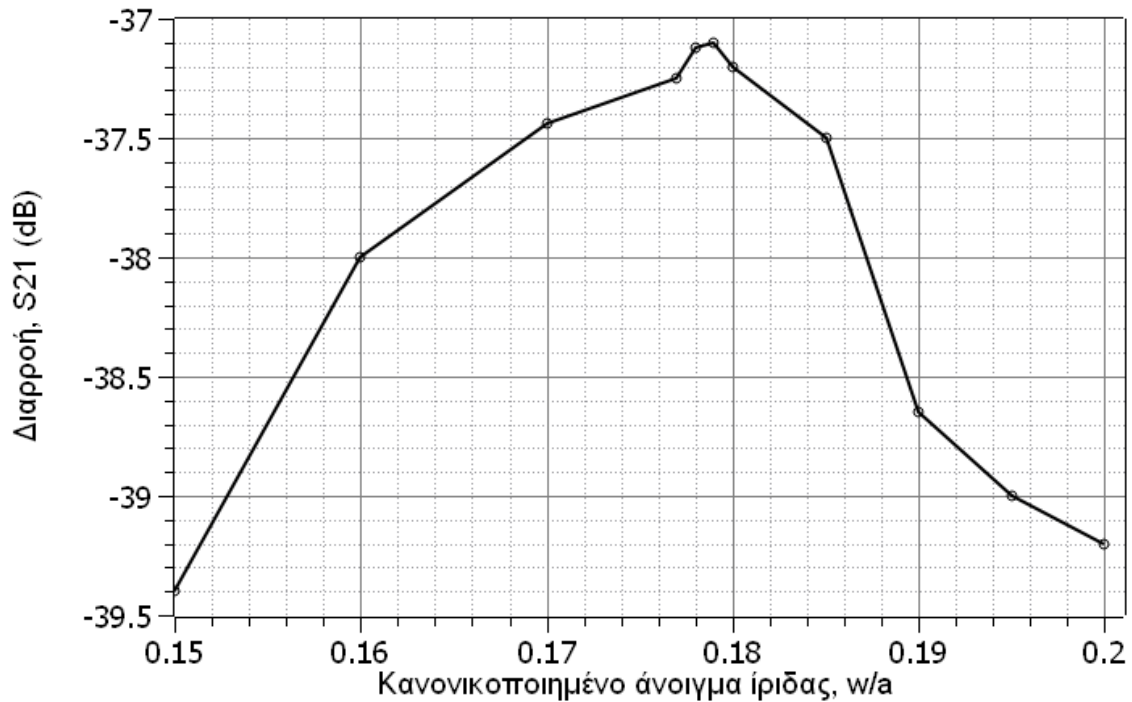
Σχήμα 25: Μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E για μήκος κοιλότητας $L/\lambda_g = 3.2524$ και κανονικοποιημένο άνοιγμα ίριδας $w/a = 0.178$, συνδυασμό για τον οποίο μεγιστοποιείται ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} της διάταξης.

Εστιάζοντας στην καμπύλη του συντελεστή ανάκλασης για $w/a = 0.178$, παριστάνουμε στο Σχήμα 24 και στο Σχήμα 25 το μέτρο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου σε όλο το εύρος της κοιλότητας. Όπως αναμένουμε, στη περίπτωση που το μήκος είναι κατάλληλο για να προσφέρει συνθήκες προσαρμογής, το ηλεκτρικό πεδίο στην είσοδο της κοιλότητας ελαχιστοποιείται. Πράγματι στο Σχήμα 24 που υπολογίστηκε για το ζεύγος παραμέτρων $(L/\lambda_g, w/a) = (3.2411, 0.178)$ που αντιστοιχούν σε $S_{11} = -52$ dB, το ηλεκτρικό πεδίο είναι συγκεντρωμένο στο εσωτερικό της κοιλότητας, δηλαδή μεταξύ της ίριδας και του βραχυκυκλωμένου στελέχους του συνδέσμου T. Αντίθετα, στο Σχήμα 25 που υπολογίστηκε για το ζεύγος παραμέτρων $(L/\lambda_g, w/a) = (3.2524, 0.178)$ που αντιστοιχούν σε $S_{11} = -0.02$ dB, το ηλεκτρικό πίσω από την ίριδα είναι ιδιαίτερα αυξημένο. Φυσικά, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο μετά το βραχυκυκλωμένο στέλεχος είναι πρακτικά μηδέν, γιατί όπως εξηγήσαμε στην Παράγραφο 2.3, η διαρροή της διάταξης καθορίζεται κυρίως από το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους τους συνδέσμου T.

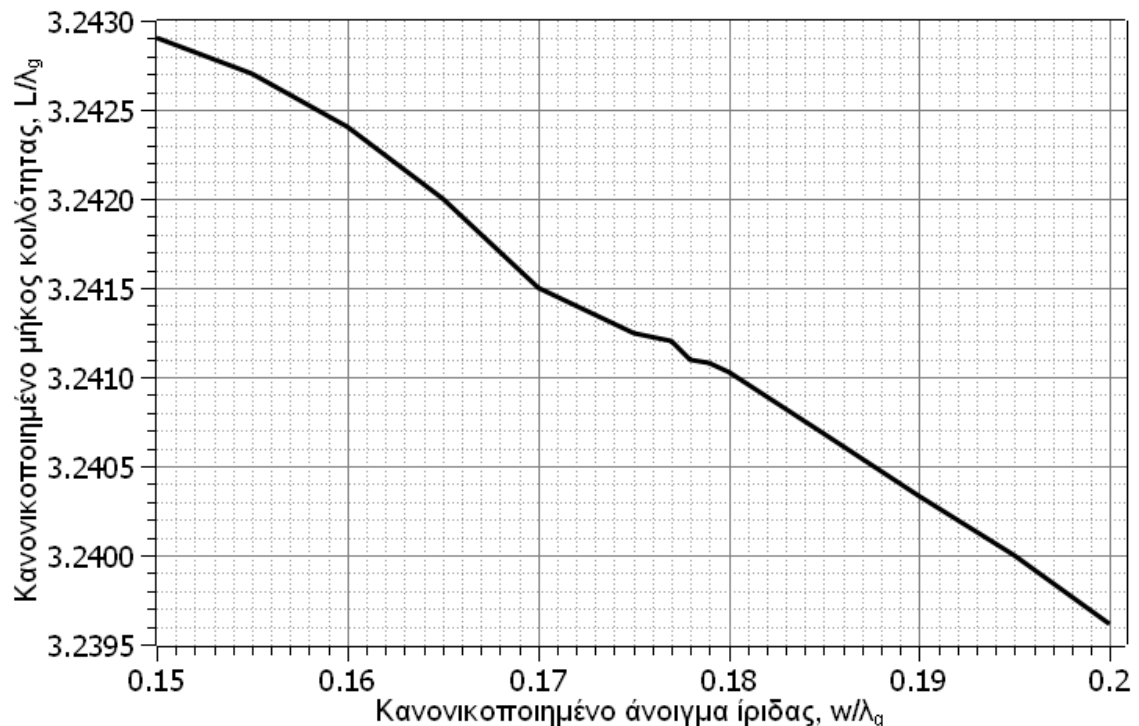
Στο Σχήμα 26 παρουσιάζεται η ελάχιστη τιμή του συντελεστή ανάκλασης συντελεστής ανάκλασης S_{11} (που έχει προκύψει από καμπύλες σαν αυτές που παρουσιάζονται στο Σχήμα 23) συναρτήσεως του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a . Όπως διαπιστώνουμε, για άνοιγμα ίριδας w/a ίσο με 0.178 ο συντελεστής ανάκλασης είναι ο συνολικά βέλτιστος και σχεδόν ίσος με -52 dB. Γίνεται, λοιπόν, εμφανές ότι για αυτό το άνοιγμα ίριδας έχουμε εξαιρετικές συνθήκες προσαρμογής. Όπως διαπιστώνουμε από το Σχήμα 27, σε κάθε περίπτωση η διαρροή της διάταξης συνεχίζει να είναι χαμηλή, και καλύτερη από -37 dB. Αυτό συμβαίνει γιατί ανεξάρτητα από το εάν το μήκος της κοιλότητας και το άνοιγμα της ίριδας είναι κατάλληλα, η ενέργεια που θα αποθηκευτεί με περισσότερη ή λιγότερη επιτυχία στην κοιλότητα, αδυνατεί να διαρρεύσει προς τη μεριά του συνδέσμου T, καθώς το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους του είναι τέτοιο που να μην επιτρέπει τη διαρροή της αποθηκευμένες ενέργειας.



Σχήμα 26: Ελάχιστη τιμή συντελεστή ανάκλασης S_{11} συναρτήσεως του κανονικοποιημένου ανοίγματος ίριδας w/a .



Σχήμα 27: Μέγιστη τιμή συντελεστή διαρροής S_{21} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος ίριδας w/a .

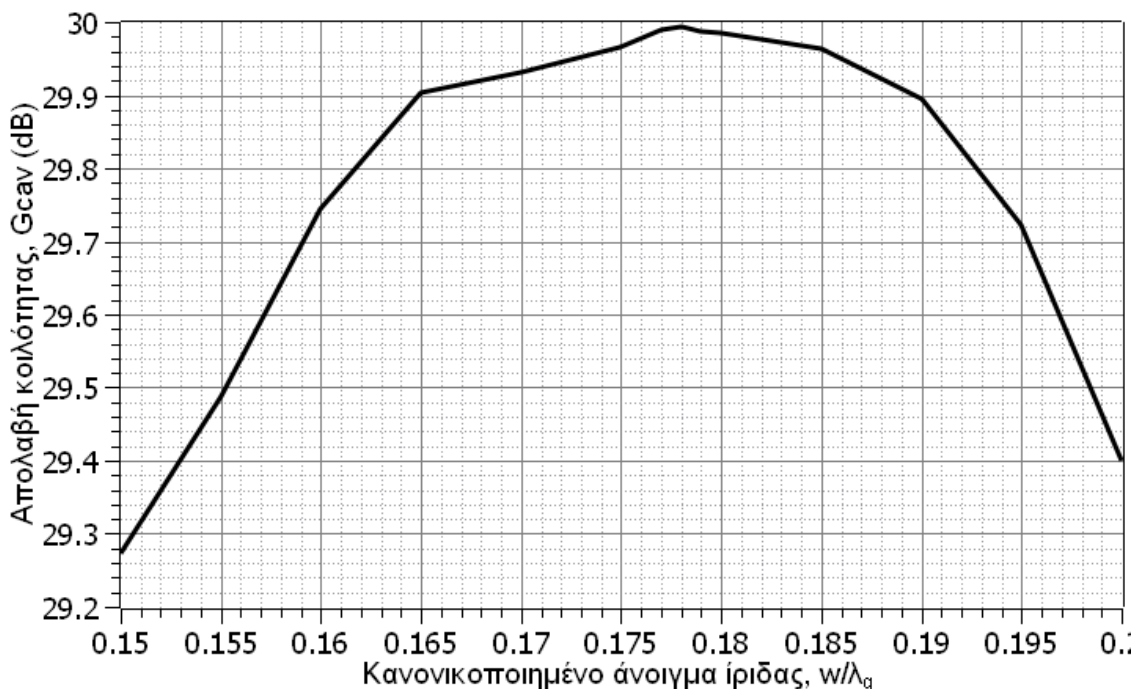


Σχήμα 28: Βέλτιστο μήκος κοιλότητας L συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος ίριδας w/a .

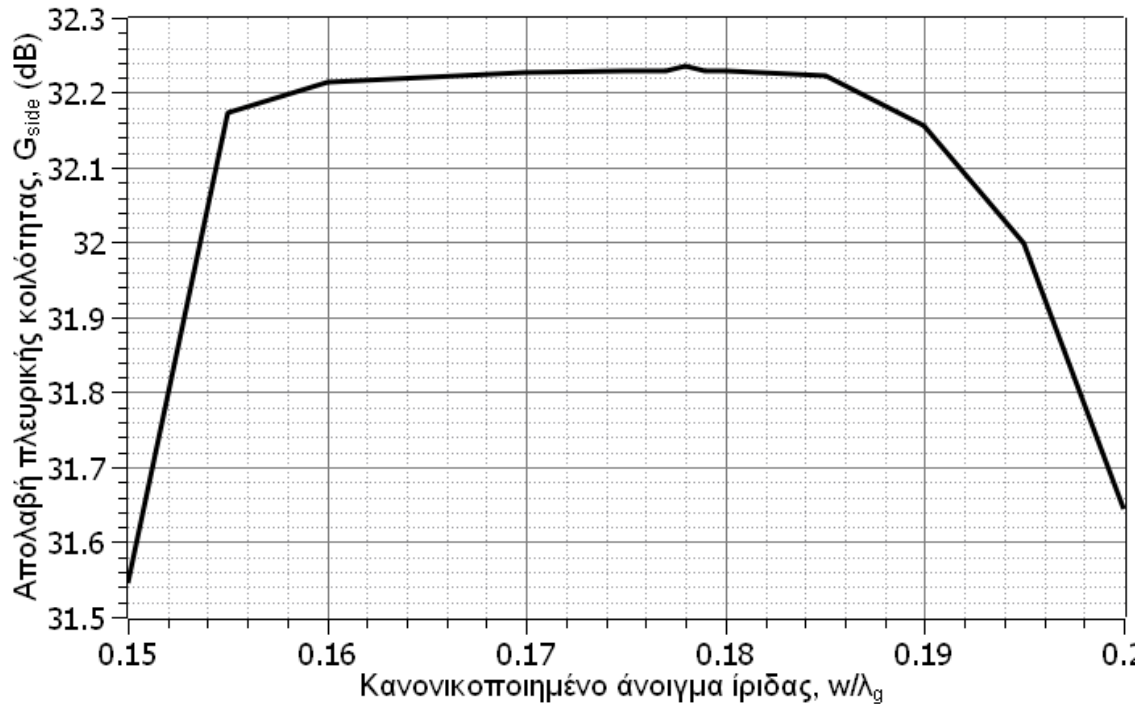
Η μεταβολή του μήκους που προσφέρει συνθήκες προσαρμογής στην είσοδο της κοιλότητας συναρτήσει του ανοίγματος της ίριδας παρουσιάζεται στο Σχήμα 28. Όπως διαπιστώνουμε από το γράφημα το μήκος της κοιλότητας στο οποίο πετυχαίνουμε τις βέλτιστες συνθήκες προσαρμογής είναι $L/\lambda_g = 3.24113$ και φυσικά αντιστοιχεί στο $w/a = 0.178$. Έχει ενδιαφέρον να σημειώσουμε ότι, όσο μεγαλύτερο είναι το άνοιγμα της ίριδας, τόσο μικρότερο είναι το βέλτιστο μήκος $L(w_i)$ στο οποίο πετυχαίνουμε συνθήκες προσαρμογής για την ίδια συχνότητα συντονισμού. Φυσικά αυτό είναι αναμενόμενο,

καθώς με την αύξηση του μεγέθους της ίριδας μεταβάλλεται το ισοδύναμο επαγωγικό φορτίο της και συνεπώς θα πρέπει να μειωθεί το μήκος του ευθύγραμμου κυματοδηγού που λειτουργεί ως γραμμή μεταφοράς, ώστε να επαναφέρει το επαγωγικό φορτίο της εισόδου στην τιμή που απαιτούνταν για συντονισμό με το ισοδύναμο φορτίο του βραχυκυκλωμένου συνδέσμου T. Προς την ίδια κατεύθυνση κινούνται και οι απώλειες. Συγκεκριμένα, μεγαλώνοντας το μέγεθος της ίριδας, αυξάνεται η διαρροή της κοιλότητας προς αυτή τη μεριά και επομένως αυξάνονται οι περιθλαστικές απώλειες (diffraction losses) της κοιλότητας. Έτσι, για να επιτευχθεί και πάλι συντονισμός στην ίδια συχνότητα, είναι απαραίτητο να μειωθεί το μήκος της κοιλότητας, ώστε να μειωθούν με τη σειρά τους οι απώλειες αγωγιμότητας (ohmic losses) των μεταλλικών τοιχωμάτων και να αντισταθμιστούν οι υψηλότερες περιθλαστικές απώλειες από τις χαμηλότερες απώλειες αγωγιμότητας.

Προκειμένου να έχουμε ένα μέτρο της ικανότητας της κοιλότητας να αποθηκεύει ενέργεια, ορίσαμε με τις εξισώσεις (2.15) και (2.16) την απολαβή της κύριας και της πλευρικής κοιλότητας, αντίστοιχα. Η εξάρτηση του κέρδους της κύριας κοιλότητας από το άνοιγμα της ίριδας παριστάνεται γραφικά στο Σχήμα 29, ενώ στο Σχήμα 30 παρουσιάζεται το αντίστοιχο γράφημα για την πλευρική κοιλότητα. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε από τα διαγράμματα του κέρδους ότι, τόσο η απολαβή της κύριας κοιλότητας όσο και της πλευρικής λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του για εκείνο το άνοιγμα ίριδας στο οποίο επιτυγχάνονται οι βέλτιστες συνθήκες προσαρμογής, δηλαδή $w/a = 0.178$ και μήκος κοιλότητας $L/\lambda_g = 3.24113$ που του αντιστοιχεί. Παρατηρούμε δε η απολαβή της πλευρικής κοιλότητας συστηματικά μεγαλύτερη από αυτή της κύριας κατά περίπου 2 dB, ενώ στην συνθήκες βέλτιστης προσαρμογής λαμβάνουν τις τιμές $G_{cav} = 30.0$ dB και $G_{side} = 32.2$ dB, αντίστοιχα.



Σχήμα 29: Απολαβή (κύριας) κοιλότητας G_{cav} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος w/a της ίριδας.



Σχήμα 30: Απολαβή (κύριας) κοιλότητας G_{side} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος w/a της ίριδας.

Στον Πίνακα 4 συνοψίζονται τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και οι επιδόσεις που προέκυψαν κατά τη σχεδίαση της κοιλότητας WR-650 στο πεδίο της συχνότητας.

Πίνακας 4: Βέλτιστη σχεδίαση συστήματος συμπίεσης WR-650

Μέγεθος	Σύμβολο	Τιμή
Μήκος κοιλότητας κυματοδηγού (από την ίριδα έως τη «γωνία» του συνδέσμου T	L	3.24113
Άνοιγμα ίριδας	W	0.178
Μήκος βραχυκυκλωμένου στελέχους	R	0.38081
Συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της διάταξης	S_{11}	-52 dB
Διαρροή στην έξοδο της διάταξης	S_{21}	- 41 dB
Απολαβή κύριας κοιλότητας	G_{cav}	30.0 dB
Απολαβή πλευρικής κοιλότητας	G_{side}	32.2 dB

3. ΜΕΛΕΤΗ ΣΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ

Μέχρι στιγμής ασχοληθήκαμε με τη σχεδίαση και τη μελέτη του συστήματος συμπίεσης μικροκυματικών παλμών στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό σημαίνει ότι μελετήσαμε τη διάταξη στην μόνιμη κατάσταση στην οποία φτάνει μετά από πολύ χρόνο, όταν διεγείρεται με μία μόνο συχνότητα που είναι η επιθυμητή συχνότητα συντονισμού. Με τον τρόπο αυτό καταφέραμε να υπολογίσουμε τόσο τις βέλτιστες γεωμετρικές διαστάσεις της διάταξης, όσο και τις επιδόσεις που θα επιτύχουμε εάν διεγείρουμε με τη συχνότητα συντονισμού.

Πέρα από τις επιδόσεις της διάταξης ως προς την ικανότητα της να αποθηκεύει ενέργεια, μας ενδιαφέρει να μελετήσουμε τη χρονική εξέλιξη της διαδικασίας της αποθήκευσης, αλλά και ακόμη περισσότερο τη μορφή του παλμού εξόδου που θα προκύψει, όταν ο διακόπτης GDT ενεργοποιηθεί. Για να το κάνουμε αυτό, θα πρέπει να συνεχίσουμε τη μελέτη μας στο πεδίο του χρόνου και να βρούμε έναν τρόπο για να περιγράψουμε τη χρονική εξάρτηση της συμπεριφοράς του διακόπτη.

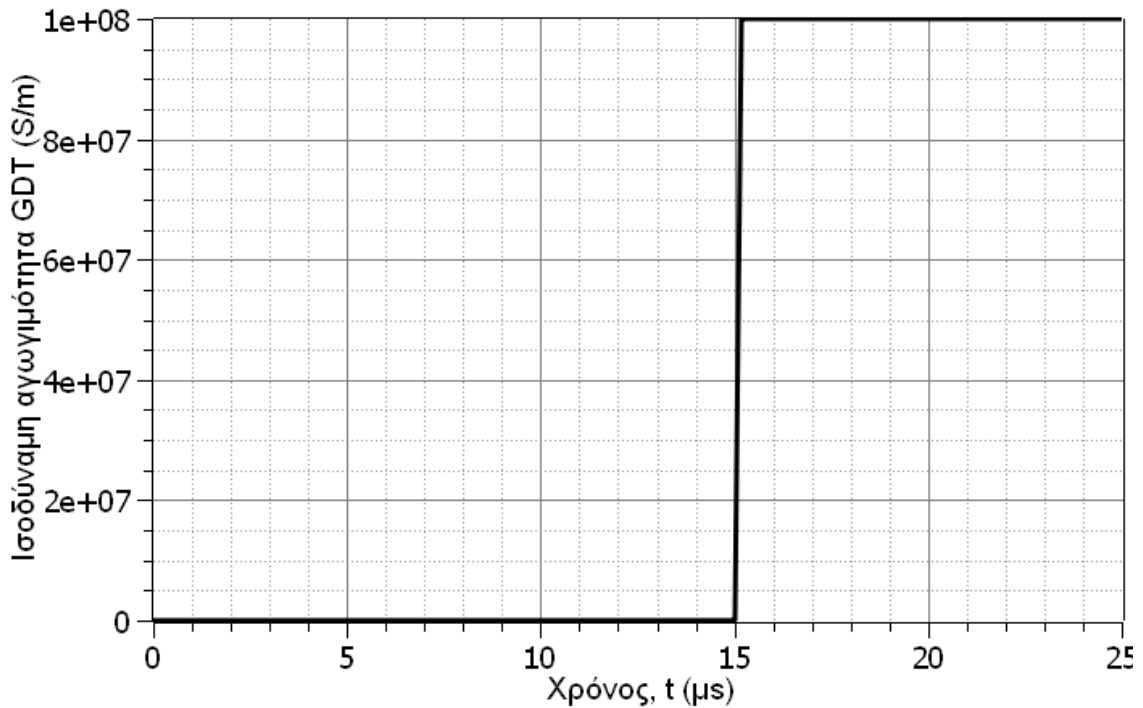
3.1 Μοντελοποίηση διακόπτη GDT στο πεδίο του χρόνου

Όπως περιγράψαμε και στην εισαγωγή, η λειτουργία του διακόπτη εκκένωσης αερίου GDT είναι σχετικά απλή. Κατά τη διάρκεια της φόρτισης, το αέριο που περιέχει ο διακόπτης είναι ουσιαστικά διαφανές για την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, με αποτέλεσμα ο ισοδύναμος συντελεστής ανάκλασης στο σημείο του διακόπτη να είναι ίσος με το μηδέν. Έτσι, ο διακόπτης δεν γίνεται αντιληπτός από το ηλεκτρομαγνητικό κύμα, η συνθήκη συντονισμού της κοιλότητας που σχεδιάσαμε επιλέγοντας κατάλληλα το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους r του συνδέσμου T του μήκους L της κοιλότητας και του ανοίγματος w της ίριδας ισχύει κανονικά και η κοιλότητα αποθηκεύει ενέργεια. Μόλις ο διακόπτης ενεργοποιηθεί, είτε εφαρμόζοντας έναν εξωτερικό DC παλμό τάσης, είτε επειδή το RF ηλεκτρικό πεδίο της κοιλότητας έχει αυξηθεί περισσότερο από το δυναμικό εκκένωσης του αερίου, το αέριο ionίζεται και μία ισοδύναμη ροή ρεύματος εμφανίζεται κατά μήκος του. Στην περίπτωση αυτή το ionισμένο αέριο που περιέχεται στον κυλινδρικό διακόπτη λειτουργεί σαν φορτίο υψηλής ανακλαστικότητας που αν η αγωγιμότητα του ήταν άπειρη, θα εμφάνιζε ουσιαστικά τη συμπεριφορά ενός μεταλλικού κυλίνδρου που τοποθετήθηκε στον κυματοδηγό στη θέση του GDT.

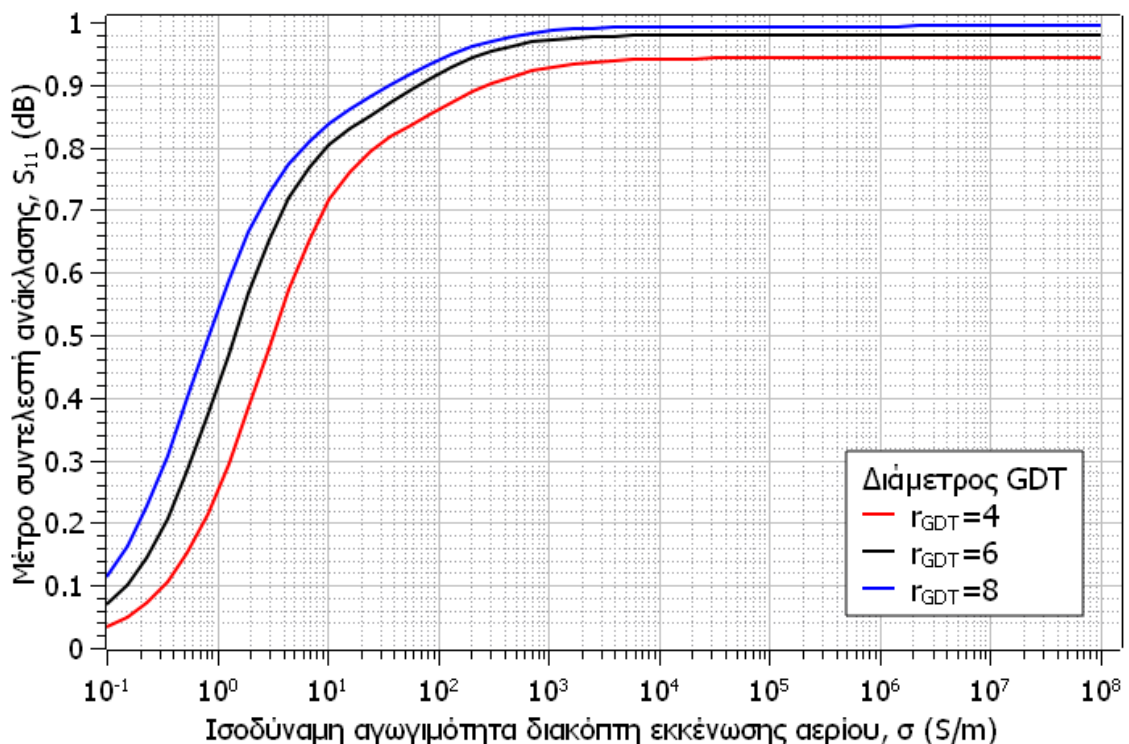
Η διαδικασία του ionισμού του αερίου είναι μία ιδιαίτερα σύνθετη διαδικασία που δεν μπορεί να περιγραφεί αποκλειστικά με ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα και απαιτεί τη χρήση εξειδικευμένου λογισμικού. Μάλιστα εξαιτίας της πολυπλοκότητας αυτής, είναι ελάχιστα τα εμπορικά προγράμματα προσομοίωσης που μπορούν να αντιμετωπίσουν ταυτόχρονα τόσο το ηλεκτρομαγνητικό όσο και το πρόβλημα του ionισμού. Αυτό που μπορούμε όμως να κάνουμε, ώστε να έχουμε μία εκτίμηση της ιδανικής συμπεριφοράς του διακόπτη εκκένωσης αερίου είναι να περιγράψουμε τη μετάβαση του από μη ionισμένο αέριο σε ionισμένο αέριο μέσω της αγωγιμότητας του, η οποία κατά τη διάρκεια της φόρτισης της κοιλότητας είναι ίση με το μηδέν, ενώ από τη στιγμή της ενεργοποίησης του και μετά είναι επαρκώς μεγάλη και συγκρίσιμη της αγωγιμότητας ενός μετάλλου, ώστε να προκαλεί μεγάλο συντελεστή ανάκλασης. Και στις δύο περιπτώσεις η πραγματική διηλεκτρική σταθερά του αερίου θεωρείται ίση με τη μονάδα.

Στο Σχήμα 31 παρουσιάζεται μία ενδεικτική συνάρτηση της αγωγιμότητας σ του διακόπτη εκκένωσης με το χρόνο, σύμφωνα με το ισοδύναμο μοντέλο που προαναφέραμε. Όπως βλέπουμε στο σχήμα, για τα πρώτα 15 μs της προσομοίωσης ο διακόπτης εκκένωσης έχει διηλεκτρική σταθερά ίση με τη μονάδα ($\epsilon_r = 1.0$) και μηδενική αγωγιμότητα ($\sigma = 0$), ώστε να είναι ηλεκτρομαγνητικά διαφανής, ενώ στη συνέχεια η αγωγιμότητα του αυξάνεται προς την πολύ μεγάλη τιμή $\sigma = 10 \times 10^7 \text{ S/m}$ (με τη διηλεκτρική σταθερά να παραμένει ίση με τη μονάδα), ώστε να αντιστοιχεί σε ένα μεταλλικό εμπόδιο υψηλού

συντελεστή ανάκλασης. Η αύξηση της αγωγιμότητας από την ελάχιστη στη μέγιστη τιμή της πραγματοποιείται γραμμικά και σε πολύ σύντομο χρόνο για να εξετάσουμε τη βέλτιστη δυνατή λειτουργία του διακόπτη. Εξετάζουμε δηλαδή την περίπτωση που ο διακόπτης αντιστοιχεί σε μεταλλικό εμπόδιο. Προφανώς θα μπορούσαμε να εξετάσουμε διαφορετικές συναρτήσεις μεταβολής και διάρκειες ανόδου. Επιπλέον θα μπορούσαμε να εξετάσουμε διαφορετικά μοντέλα της χωρικής κατανομής της αγωγιμότητας. Ωστόσο, οι μελέτες αυτές ξεφεύγουν από τα όρια αυτής της εργασίας.



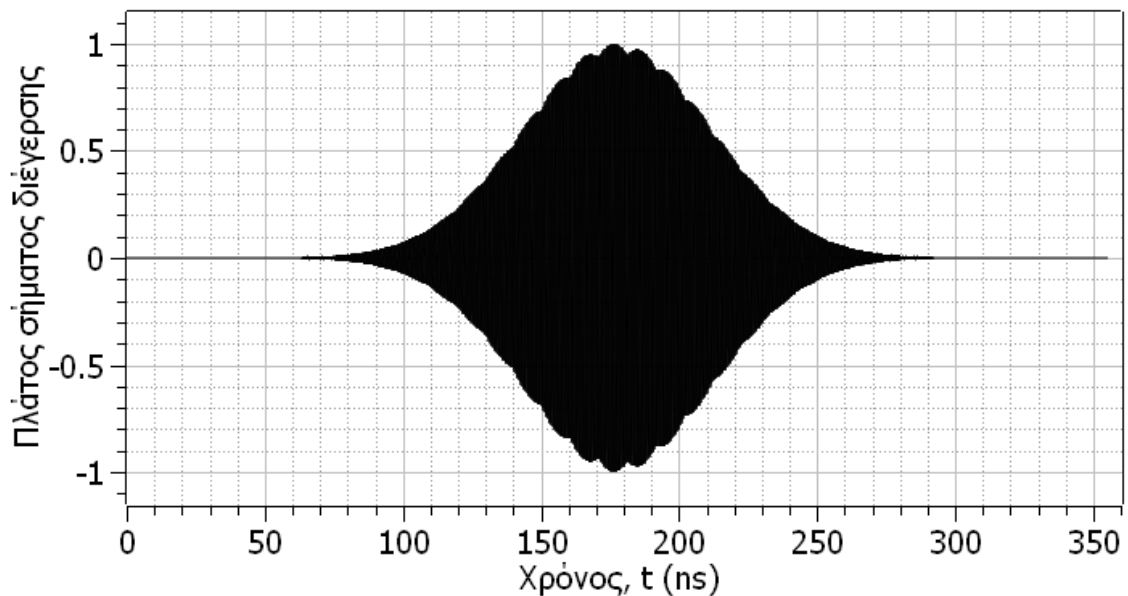
Σχήμα 31: Ισοδύναμη αγωγιμότητα σ_{GDT} διακόπτη εκκένωσης αερίου συναρτήσει του χρόνου t .



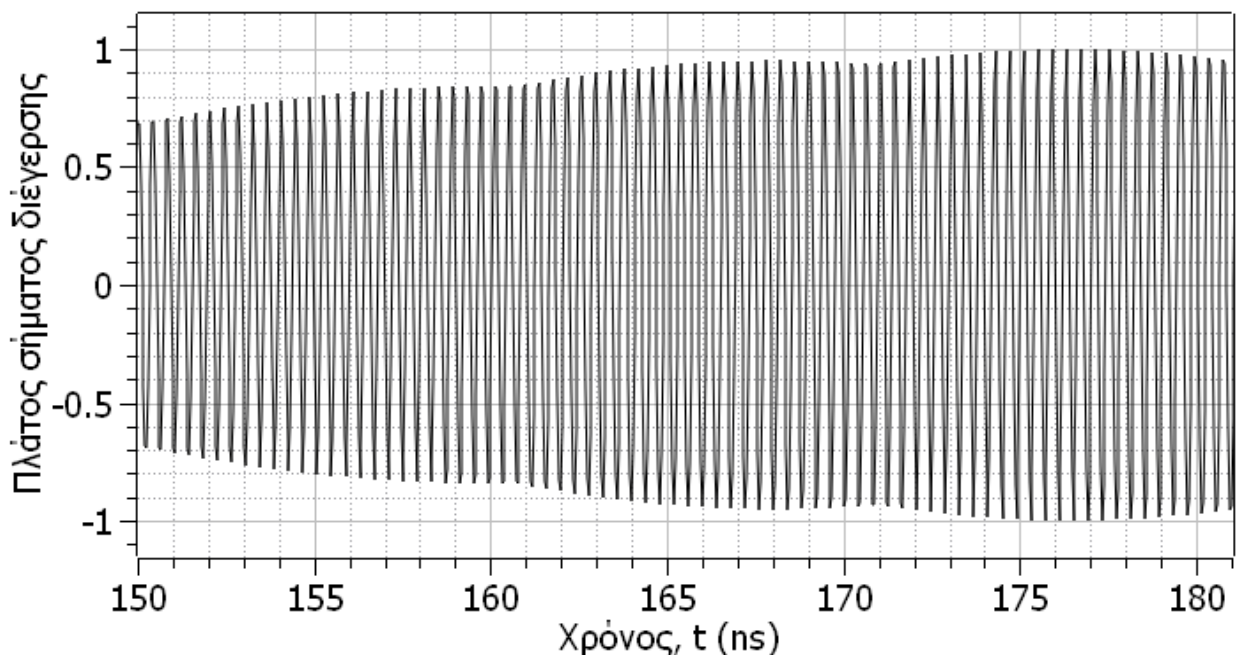
Σχήμα 32: Συντελεστής ανάκλασης διακόπτη εκκένωσης αερίου συναρτήσει της ισοδύναμης αγωγιμότητας του.

3.2 Ευρυζωνική απόκριση της διάταξης

Οι βέλτιστες διαστάσεις του συμπιεστή μικροκυματικών παλμών, που μεγιστοποιούν την απολαβή της κοιλότητας, συνοψίζονται στον Πίνακα 1. Οι διαστάσεις αυτές υπολογίστηκαν έχοντας ως αναφορά την επιθυμητή συχνότητα συντονισμού, που επιλέξαμε να είναι ίση με 2.47 GHz. Είναι χρήσιμο να δούμε πόσο μεγάλο είναι το εύρος ζώνης της διάταξης, ώστε να έχουμε μία εικόνα του πόσο ευαίσθητη είναι η συμπεριφορά της διάταξης ως προς τη συχνότητα. Για να το πετύχουμε αυτό, διεγείρουμε τη διάταξη με έναν Γκαουσιανό παλμό όπως αυτόν που φαίνεται στο Σχήμα 33. Ο παλμός αυτός είναι στην πραγματικότητα ένα ημίτονο που έχει κεντρική συχνότητα 2.47 GHz ενώ το πλάτος του μεταβάλλεται με τον χρόνο.



Σχήμα 33: Σήμα διέγερσης Γκαουσιανής μορφής με συχνότητες από 2.4628 GHz έως 2.4828 GHz.

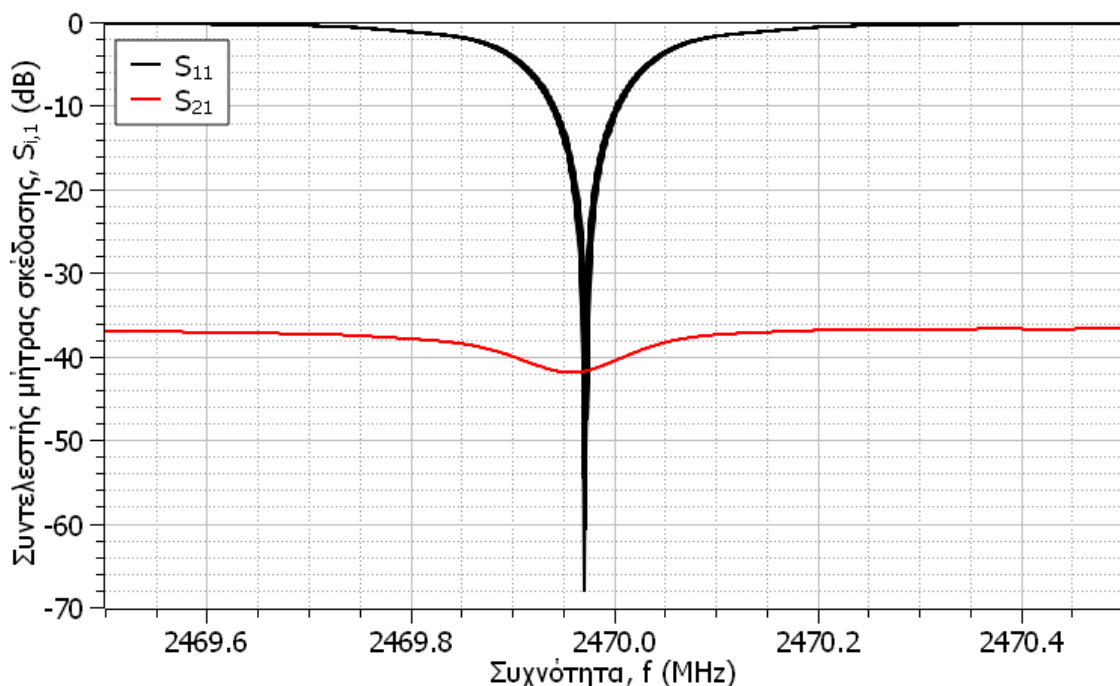


Σχήμα 34: Μεγέθυνση της περιοχής του παλμού από 150 ns έως 180 ns.

Εάν λάβουμε τον μετασχηματισμό Fourier του παλμού αυτού, θα διαπιστώσουμε ότι ο συγκεκριμένος παλμός περιέχει συχνότητες περίπου από 2.46 GHz έως και 2.48 GHz και για αυτό μπορούμε να υπολογίσουμε τον συντελεστή ανάκλασης S_{11} και τη διαρροή της διάταξης συναρτήσει της συχνότητας. Όπως βλέπουμε στο Σχήμα 35, μελετώντας τη διάταξη στον χρόνο διαπιστώνουμε ότι ο συμπιεστής μικροκυματικών παλμών που σχεδιάσαμε συντονίζει σε συχνότητα 2.46997 GHz, δηλαδή απέχει μόνο κατά 30 kHz από τη συχνότητα στην οποία κάναμε τη σχεδίαση.

Πρέπει να σημειώσουμε εδώ, ότι αυτή μικρή διαφορά των 30 kHz δεν είναι αποτέλεσμα σφάλματος, αλλά οφείλεται στον διαφορετικό τρόπο με τον οποίο διακριτοποιεί τη διάταξη ο επιλύτης της συχνότητας (Frequency solver) και ο επιλύτης του χρόνου. Θεωρητικά, εάν αυξήσουμε πάρα πολύ την ακρίβεια με την οποία γίνονται οι υπολογισμοί (αυξάνοντας το πλήθος των διαμερίσεων των γεωμετρικών διαστάσεων ανά μήκος κύματος), τόσο στη συχνότητα όσο και στο χρόνο, θα περιορίσουμε ακόμη περισσότερο αυτή τη μικρή διαφορά, ενώ παράλληλα θα αυξήσουμε δραματικά τον χρόνο και την υπολογιστική ισχύ που απαιτούν οι υπολογισμοί. Δεδομένου, όμως, ότι η διαφορά που προέκυψε είναι πολύ μικρή συγκριτικά με την κεντρική συχνότητα και ο στόχος της εργασίας είναι εκπαιδευτικός, θα παραβλέψουμε τη συχνотική διαφορά που προέκυψε και για να μελετήσουμε τη διάταξη στο χρόνο, απλώς θα την διεγείρουμε αρμονικά με σήμα συχνότητας 2.46997 GHz αντί για τη συχνότητα σχεδίασης 2.47000 GHz.

Αξίζει να παρατηρήσουμε στο Σχήμα 35 ότι ο συντονισμός γύρω από τη συχνότητα 2.46997 GHz είναι ιδιαίτερα οξύς και στο ελάχιστό της ξεπερνάει τα -60 dB, γεγονός που επιβεβαιώνει ότι ο συντελεστής ποιότητας της διάταξης είναι ιδιαίτερα ψηλός. Αν και στη συχνότητα 2.47000 GHz ο συντελεστής ανάκλασης είναι αρκετά χαμηλότερος, περίπου -10 dB, και σε αυτή τη συχνότητα θα πετυχαίναμε έναν πιο ασθενή συντονισμό με την απολαβή της κοιλότητας να είναι μερικά dB χαμηλότερη από τη μέγιστη δυνατή. Ο συντελεστής S_{21} είναι πάντοτε χαμηλότερος από -36 dB και ελαχιστοποιείται στη συχνότητα 2.46996 GHz λαμβάνοντας την τιμή -42 dB. Αν και θα μπορούσαμε να διορθώσουμε ελαφρώς το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους για να πετύχουμε ταύτιση των δύο συχνοτήτων, δεν υπάρχει ουσιαστικός λόγος να το κάνουμε, δεδομένου ότι στη συχνότητα 2.47000 GHz ο συντελεστής S_{21} είναι -41.9 dB.



Σχήμα 35: Συντελεστές S_{11} και S_{21} της μήτρας σκέδασης συναρτήσει της συχνότητας.

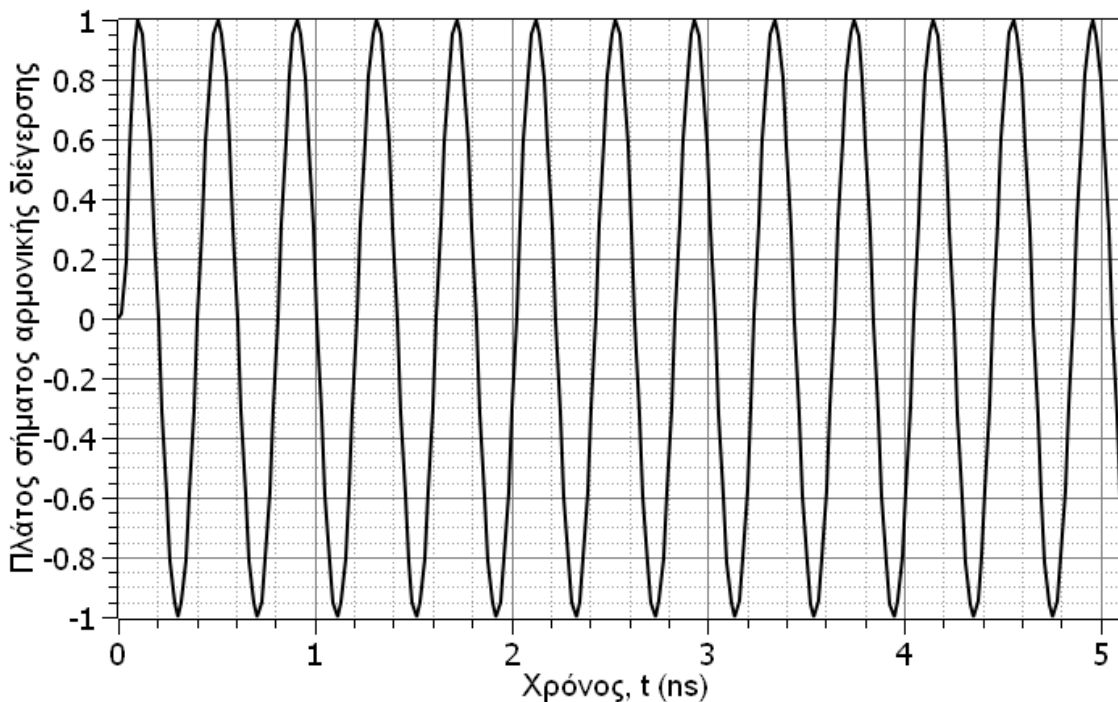
Χρησιμοποιώντας την καμπύλη του S_{21} στο που παρουσιάζεται Σχήμα 35 είναι εφικτό να κάνουμε και μία καλή εκτίμηση του συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας που σχεδιάσαμε. Όπως γνωρίζουμε ο συντελεστής ποιότητας Q μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση:

$$Q = \frac{\delta f}{f_0} \quad (2.17)$$

όπου f_0 η συχνότητα στην οποία εμφανίζεται το ελάχιστο της καμπύλης S_{21} και δf το εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος, δηλαδή τα σημεία στα οποία το πλάτος της καμπύλης S_{21} είναι κατά 3 dB μεγαλύτερο του ελαχίστου. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η κεντρική συχνότητα είναι $f_0 = 2.46996$ GHz και το εύρος ζώνης ημίσειας ισχύος είναι $\delta f = 0.1249$ MHz, ο συντελεστής ποιότητας της κοιλότητας είναι περίπου $Q = 19775$.

3.3 Αρμονική απόκριση της διάταξης με διέγερση 2.46997 GHz

Έχοντας πλέον εντοπίσει τη συχνότητα συντονισμού της κοιλότητας με τη βοήθεια της γκαουσιανής διέγερσης, μπορούμε να την διεγείρουμε με ημιτονοειδές σήμα συχνότητας 2.46997 GHz (Σχήμα 36), ώστε να μελετήσουμε τη διαδικασία της φόρτισης, και φυσικά εν συνεχεία τη διαδικασία της εκφόρτισης της κοιλότητας.

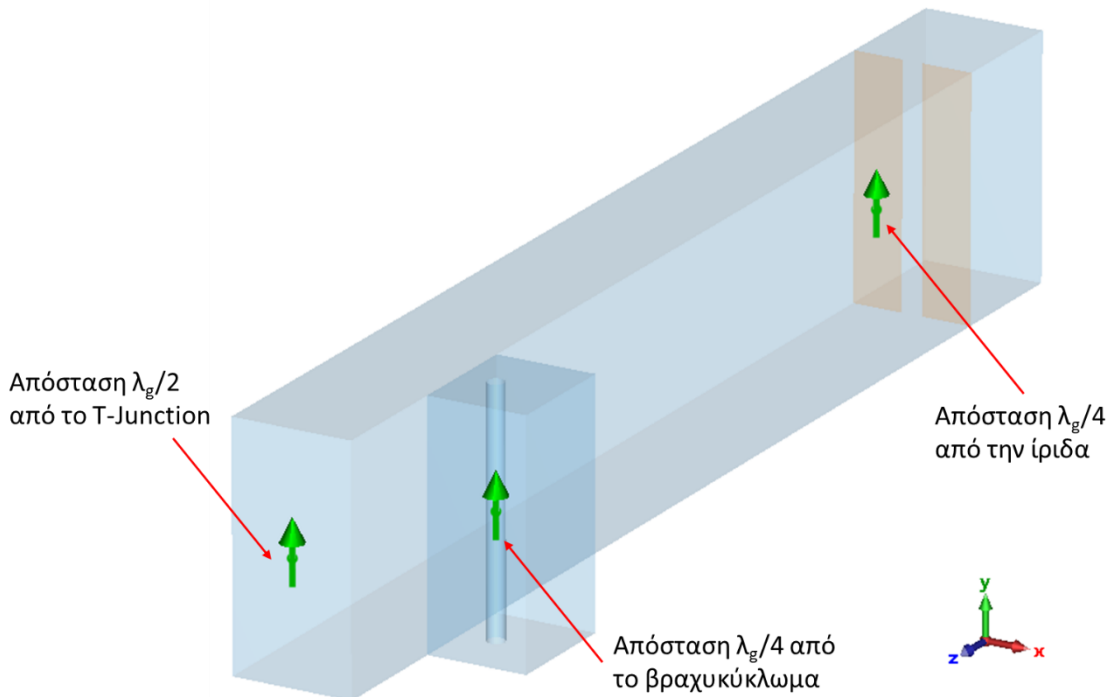


Σχήμα 36: Σήμα αρμονικής διέγερσης με συχνότητα 2.46997 GHz.

Κατά τη διάρκεια της φόρτισης μας ενδιαφέρει να καταγράψουμε διάφορα χρονομεταβλητά σήματα έτσι, ώστε να μελετήσουμε τη χρονική εξέλιξη της διαδικασίας. Το πρώτο από αυτά είναι το ανακλώμενο σήμα στην είσοδο της κοιλότητας. Το σήμα αυτό είναι κανονικοποιημένο στο πλάτος της διέγερσης και έτσι στην πραγματικότητα μας δίνει εικόνα για την στιγμιαία τιμή του συντελεστή ανάκλασης. Εάν ονομάσουμε την περιβάλλουσα του σήματος αυτού $o(t)$ τότε μπορούμε να πούμε ότι σε κάθε χρονική στιγμή ο συντελεστής ανάκλασης σε μονάδες dB είναι ίσος με

$$R(t) = 20\log_{10}(o(t)) \quad (2.17)$$

Φυσικά, μεγαλύτερη αξία έχει να υπολογίσουμε τον συντελεστή ανάκλασης όταν η διάταξη θα έχει φτάσει στη μόνιμη κατάσταση, δηλαδή όταν το ηλεκτρικό πεδίο στην κοιλότητα φτάσει στη μέγιστη δυνατή τιμή και στην οποία θα παραμείνει εφόσον συνεχίσουμε να τροφοδοτούμε με το ημιτονοειδές σήμα.



Σχήμα 37: Δειγματολήπτες και θέσεις καταγραφής της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου.

Επιπλέον, είναι χρήσιμο να χρησιμοποιήσουμε δειγματολήπτες, ώστε να καταγράψουμε την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου. Όλες οι θέσεις στις οποίες καταγράφουμε την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου συνοψίζονται στο Σχήμα 37. Όπως βλέπουμε στο σχήμα μας ενδιαφέρει το ηλεκτρικό πεδίο σε απόσταση $\lambda_g/4$ από την είσοδο και σε απόσταση $\lambda_g/4$ από την πλάκα βραχυκύκλωσης του συνδέσμου T. Με τον τρόπο αυτό είμαστε σε θέση να παρακολουθούμε τον ρυθμό με τον οποίο αυξάνεται το ηλεκτρικό πεδίο συναρτήσει του χρόνου και να γνωρίζουμε εάν η διέγερση μας είχε αρκετή διάρκεια, ώστε η κοιλότητα να φορτιστεί πλήρως. Με σκεπτικό παρόμοιο με αυτό που αναφέραμε για τον συντελεστή ανάκλασης, από το πλάτος $E_{cav}(t)$ της περιβάλλουσας του ηλεκτρικού πεδίου κοντά στην ίριδα μπορούμε να υπολογίσουμε την χρονική εξέλιξη της απολαβής της κοιλότητας, γράφοντας την εξίσωση (2.15) στη μορφή

$$G_{cav} = 20 \log \left(\frac{E_{cav}(t)}{E_{in}} \right) \quad (2.18)$$

Αντίστοιχο ορισμό δίνουμε για την απολαβή της πλευρικής κοιλότητας γράφοντας την εξίσωση (2.16) στη μορφή

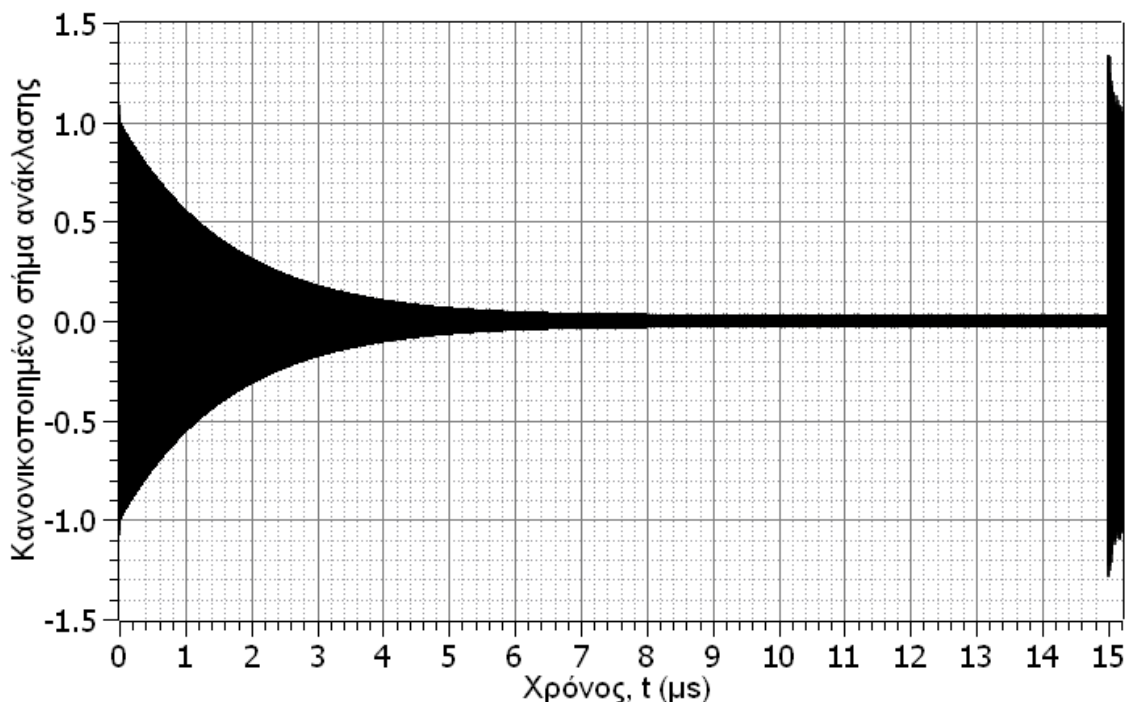
$$G_{side} = 20 \log \left(\frac{E_{side}(t)}{E_{in}} \right) \quad (2.19)$$

όπου $E_{side}(t)$ το πλάτος της περιβάλλουσας του ηλεκτρικού πεδίου στην περιοχή της πλευρικής κοιλότητας. Το πλάτος E_{in} που εμφανίζεται στον παρονομαστή των εξισώσεων (2.18) και (2.19) είναι το πλάτος του οδεύοντος κύματος, που θα προέκυπτε σε έναν προσαρμοσμένο ευθύγραμμο κυματοδηγό ίδια διατομής, εάν τον τροφοδοτούσαμε με το ίδιο σήμα. Φυσικά και έχει μεγάλο ενδιαφέρον να υπολογίσουμε

την απολαβή της κύριας, αλλά και της πλευρικής κοιλότητας, όταν το σύστημα συμπίεσης παλμών έχει φτάσει πλέον στη μόνιμη κατάσταση του και να συγκρίνουμε τις τιμές αυτές με τις αντίστοιχες που προέκυψαν κατά τη σχεδίαση της στο πεδίο της συχνότητας

Τέλος μας ενδιαφέρει να παρακολουθήσουμε την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο της κοιλότητας, ώστε να γνωρίζουμε εάν το βραχυκυκλωμένο στέλεχος έχει το κατάλληλο μήκος για να ελαχιστοποιεί τη διαρροή κατά την φάση της φόρτισης, αλλά και να μπορούμε να δούμε τον συμπιεσμένο παλμό εξόδου μετά την ενεργοποίηση του διακόπτη εκκένωσης αερίου. Για την καταγραφή της διαρροής και του παλμού εξόδου προτιμάμε να βρισκόμαστε σε απόσταση τουλάχιστον $\lambda_g/4$ από τις ακμές που σχηματίζει ο σύνδεσμος T, έτσι ώστε να αποφύγουμε την πιθανή καταγραφή του πεδίου προτού αποκατασταθούν τα φασικά επίπεδα του κυματοδηγούμενου ρυθμού TE.

Στο Σχήμα 38 παρουσιάζεται το ανακλώμενο σήμα συναρτήσει του χρόνου. Το σήμα είναι κανονικοποιημένο ως προς το πλάτος της διέγερσης (Σχήμα 36) η οποία διαρκεί $\tau = 15$ μs . Η διάρκεια αυτή επιλέχθηκε βάσει εμπειρίας, ώστε η κοιλότητα να τροφοδοτείται για αρκετό χρόνο και να προλάβει να φορτιστεί πλήρως. Φυσικά, από τη στιγμή που έχουμε κάνει ήδη μία εκτίμηση του συντελεστή ποιότητας της κοιλότητας θα μπορούσαμε να κάνουμε μία αντίστοιχη εκτίμηση και για τον χρόνο που χρειάζεται να τροφοδοτηθεί μέχρι να φτάσει στην μόνιμη κατάσταση. Στην καμπύλη αυτή μπορούμε να διακρίνουμε τις φάσεις της φόρτισης και της εκφόρτισης της κοιλότητας. Κατά τη διάρκεια της φόρτισης, το πλάτος του ανακλώμενου σήματος μειώνεται εκθετικά και περίπου μετά τα 10 μs σταθεροποιείται στην τιμή 0.023 που αντιστοιχεί σε συντελεστή ανάκλασης περίπου -33 dB. Στο πεδίο της συχνότητας είχαμε πετύχει ένα συντελεστή ανάκλασης της τάξης του -52 dB. Η διαφορά των δύο τιμών οφείλεται στον διαφορετικό τρόπο που διακριτοποιείται η διάταξη στο πεδίο της συχνότητας και στο πεδίο του χρόνου καθώς και στις ρυθμίσεις ακρίβειας. Δεδομένου ότι έχουμε πετύχει καλή προσαρμογή, δεν συντρέχει λόγος να αυξήσουμε την ακρίβεια των υπολογισμών, καθώς η επίλυση στο πεδίο του χρόνου διαρκεί αρκετές ώρες.



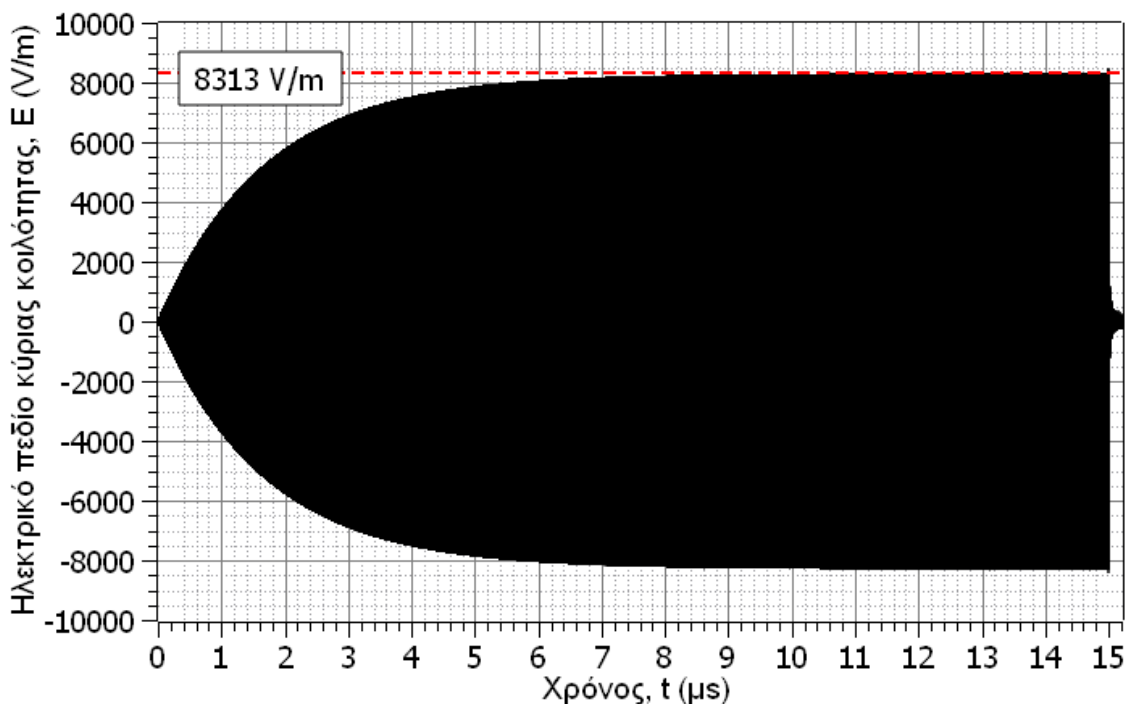
Σχήμα 38: Ανακλώμενο σήμα στην είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου.

Κατά τη διάρκεια της φόρτισης η αγωγιμότητα του διακόπτη εκκένωσης είναι πρακτικά μηδέν. Τη χρονική στιγμή $\tau = 15$, η κοιλότητα παύει να τροφοδοτείται από το ημιτονοειδές

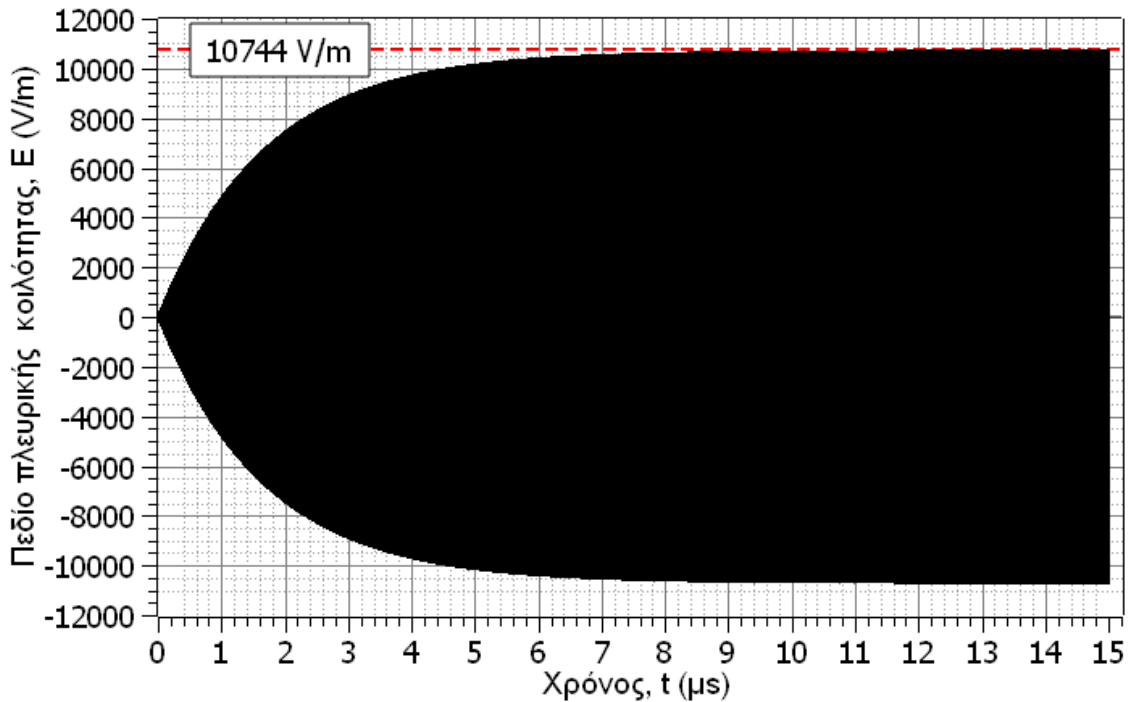
σήμα, η αγωγιμότητα του διακόπτη αυξάνεται πρακτικά στιγμιαία προς τη μέγιστη τιμή του και ο διακόπτης ενεργοποιείται με αποτέλεσμα η συνθήκη συντονισμού της κοιλότητας να καταργηθεί. Κατά τη χρονική στιγμή αυτή το ανακλώμενο σήμα αυξάνεται απότομα και βλέπουμε ότι ξεπερνάει την τιμή 1 που σύμφωνα με τον ορισμό (2.17) θα μας έδινε συντελεστή ανάκλασης μεγαλύτερο από τη μονάδα. Προφανώς, δεν είναι σωστό να χρησιμοποιήσουμε την εξίσωση (2.17) στην περιοχή αυτή, καθώς η κοιλότητα έχει πάψει να τροφοδοτείται από το ημιτονοειδές σήμα και ξεκινάει να εκφορτίζεται οπότε το σήμα που διαρρέει προς την πηγή είναι το συμπιεσμένο σήμα της κοιλότητας που έχει κατά πολύ μεγαλύτερο πλάτος. Αν και μεγαλύτερο από το πλάτος εισόδου, συνεχίζει να είναι συγκρίσιμο με αυτό που επιβεβαιώνει ότι σχεδόν στο σύνολο της, η αποθηκευμένη ενέργεια στην κοιλότητα θα φύγει από τη μεριά του συνδέσμου T.

Στο Σχήμα 39 και στο Σχήμα 40 μπορούμε να δούμε τη χρονική μεταβολή της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου στην κύρια και την πλευρική κοιλότητα και συγκεκριμένα σε απόσταση $\lambda_g/4$ από την επαγωγική ίριδα σύζευξης και την πλάκα βραχυκύκλωσης του συνδέσμου T, αντίστοιχα. Όπως αναμένουμε το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου και στα δύο σημεία αυξάνει εκθετικά και περίπου κατά τη χρονική στιγμή 10 μs φτάνει στο πλάτος μόνιμης κατάστασης που είναι περίπου 8313 V/m για την κύρια κοιλότητα και 10744 V/m για την πλευρική. Λαμβάνοντας υπόψη ότι το οδεύον κύμα έχει πλάτος 285 V/m, διαπιστώνουμε ότι, σύμφωνα με τις σχέσεις (2.18) και (2.19) έχουμε πετύχει απολαβή κύριας κοιλότητας 29.3 dB και πλευρικής κοιλότητας 31.5 dB. Και οι δύο τιμές είναι πολύ συγκρίσιμες με αυτές που υπολογίσαμε στο πεδίο της συχνότητας, που ήταν 30.0 dB και 32.2 dB και θα τις πλησίαζαν ακόμη περισσότερο εάν αυξάναμε τον χρόνο που διαρκεί η διέγερση, ώστε το ηλεκτρικό πεδίο να φτάσει τη μέγιστη δυνατή τιμή του.

Με την ενεργοποίηση του διακόπτη, το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου στον δειγματολήπτη της πλευρικής κοιλότητας μηδενίζεται ακαριαία καθώς <<βραχυκυκλώνεται>> από την υψηλή ισοδύναμη αγωγιμότητα που επιβάλλουμε στον διακόπτη. Παράλληλα και με πολύ γρήγορο ρυθμό μειώνεται το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου και στην κύρια κοιλότητα, καθώς έχει ξεκινήσει η φάση της εκφόρτισης.



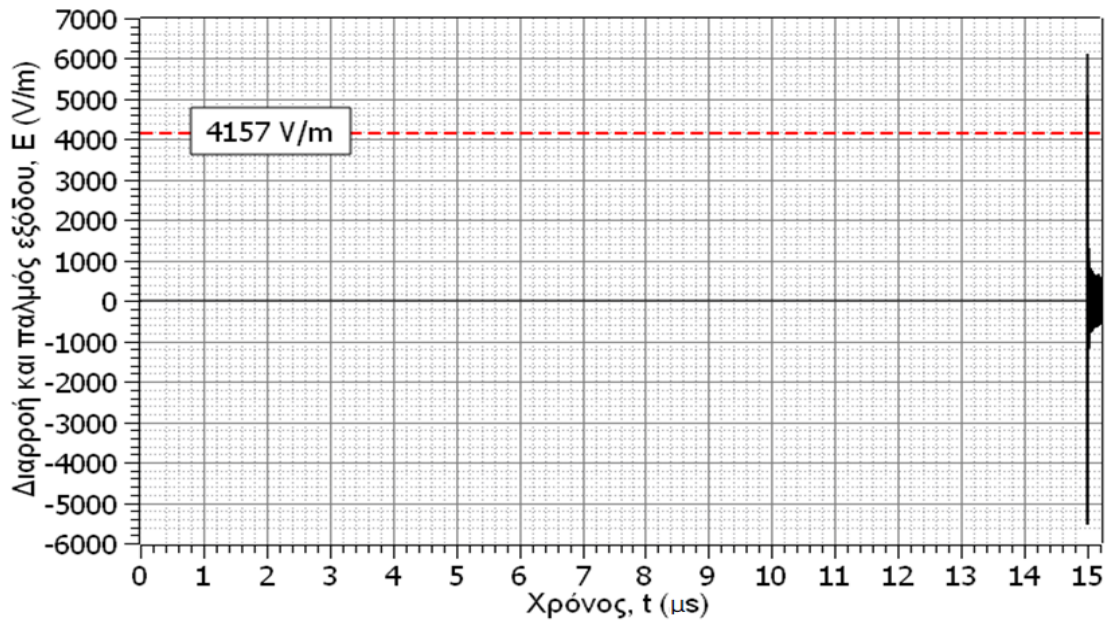
Σχήμα 39: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην κύρια κοιλότητα συναρτήσεως του χρόνου.



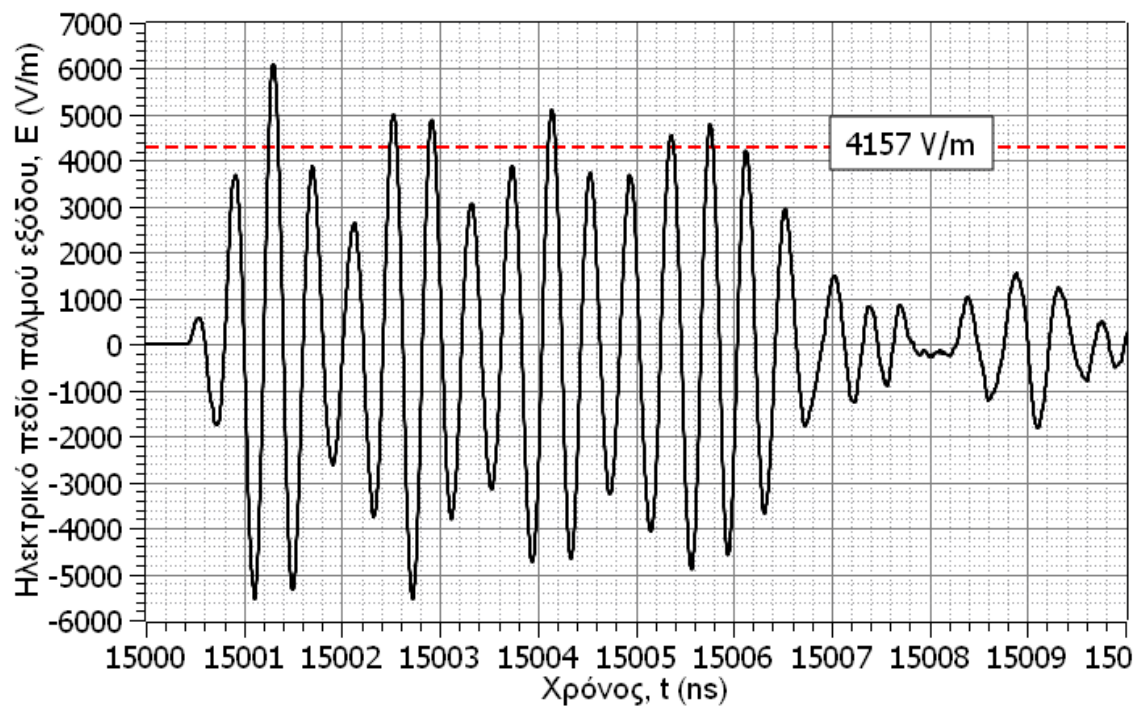
Σχήμα 40: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην πλευρική κοιλότητα συναρτήσει του χρόνου.

Η διαδικασία της εκφόρτισης, που έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή του συμπιεσμένου μικροκυματικού παλμού γίνεται καλύτερα αντιληπτή στο Σχήμα 41 που παρουσιάζει την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε απόσταση $\lambda_g/2$ από την ακμή του συνδέσμου T. Όπως αναμένουμε για τα πρώτα $t = 15 \mu s$ της προσομοίωσης, η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο της διάταξης είναι ουσιαστικά μηδενική. Με την ενεργοποίηση του διακόπτη αρχίζει η εκφόρτιση της διάταξης και εμφανίζεται ο παλμός εξόδου. Όπως φαίνεται στο σχήμα, μετά την κύρια εκτόνωση του μεγαλύτερου μέρους της αποθηκευμένης ενέργειας υπάρχει μία σχετικά σημαντική διαρροή ενέργειας προς στην έξοδο που μας δείχνει ότι ακόμη και με αυτή την ιδανική αναπαράσταση του διακόπτη εκκένωσης ως μεταλλικό εμπόδιο, η πλήρης εκφόρτιση της διάταξης θα διαρκέσει αρκετές εκατοντάδες ns.

Προκειμένου να αποκτήσουμε καλύτερη αίσθηση της μορφής του παλμού εξόδου, στο Σχήμα 42 παρουσιάζεται το ηλεκτρικό πεδίο που καταγράφει ο δειγματολήπτης στην έξοδο της διάταξης μεταξύ $15 \mu s$ και $15.2 \mu s$, δηλαδή τη χρονική στιγμή που σταματήσαμε την προσομοίωση. Όπως βλέπουμε στο σχήμα αυτό, ο παλμός εξόδου έχει σχεδόν σε όλο το εύρος τους πλάτος της τάξης των $4157 V/m$ που αντιστοιχούν στο μισό πλάτος του στάσιμου κύματος που είχε αποθηκευτεί στην κοιλότητα. Κάποιες κορυφές της κυματομορφής καταφέρνουν να ξεπερνούν αρκετά το επίπεδο αυτό, με την μεγαλύτερη να φτάνει στιγμιαία τα $6177 V/m$. Η διάρκεια του παλμού εξόδου είναι περίπου $5 ns$. Επομένως, εάν δεχθούμε ότι χρειαζόμαστε περίπου $10 \mu s$ για να φορτίσουμε πλήρως την κοιλότητα, θα μπορούσαμε να πούμε ότι καταφέραμε να συμπιέσουμε έναν παλμό πλάτους $285 V/m$ και διάρκειας $10 \mu s$ για να παράξουμε έναν παλμό διάρκειας $5 ns$ αλλά πλάτους περίπου $4157 V/m$.



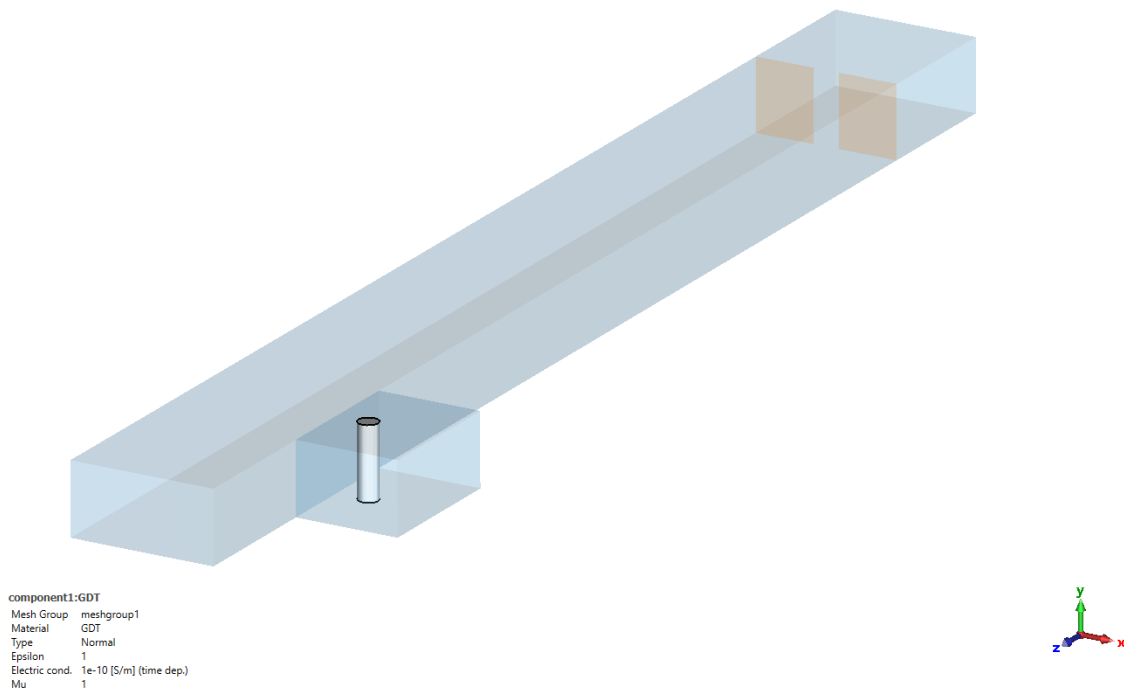
Σχήμα 41: Διαρροή και συμπιεσμένος μικροκυματικός παλμός στην έξοδο της διάταξης.



Σχήμα 42: Μικροκυματικός παλμός εξόδου.

4. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΣΧΕΔΙΑΣΗ WR-340

Έχει ενδιαφέρον να συγκρίνουμε το σύστημα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών που αποτελείται από εξαρτήματα κυματοδηγού WR-650 με το αντίστοιχο που αποτελείται από κυματοδηγικά εξαρτήματα WR-340 (Σχήμα 43), έχει μήκος κύριας κοιλότητας $L \approx 3.2\lambda_g$ και λειτουργεί στην ίδια συχνότητα, δηλαδή 2.47 GHz. Δεδομένου ότι η μεθοδολογία της σχεδίασης του μικροκυματικού συμπιεστή έχει παρουσιαστεί αναλυτικά για την περίπτωση των εξαρτημάτων κυματοδηγού WR-650, τόσο στο πεδίο της συχνότητας όσο και στο πεδίο του χρόνου, στο κεφάλαιο αυτό περιγράφουμε πολύ συνοπτικά τα βήματα που ακολουθήσαμε και παρουσιάζουμε τα κύρια αποτελέσματα που χρειαζόμαστε για να κάνουμε τη σύγκριση των συστημάτων.



Σχήμα 43: Αναπαράσταση μικροκυματικού συμπιεστή με εξαρτήματα WR-340.

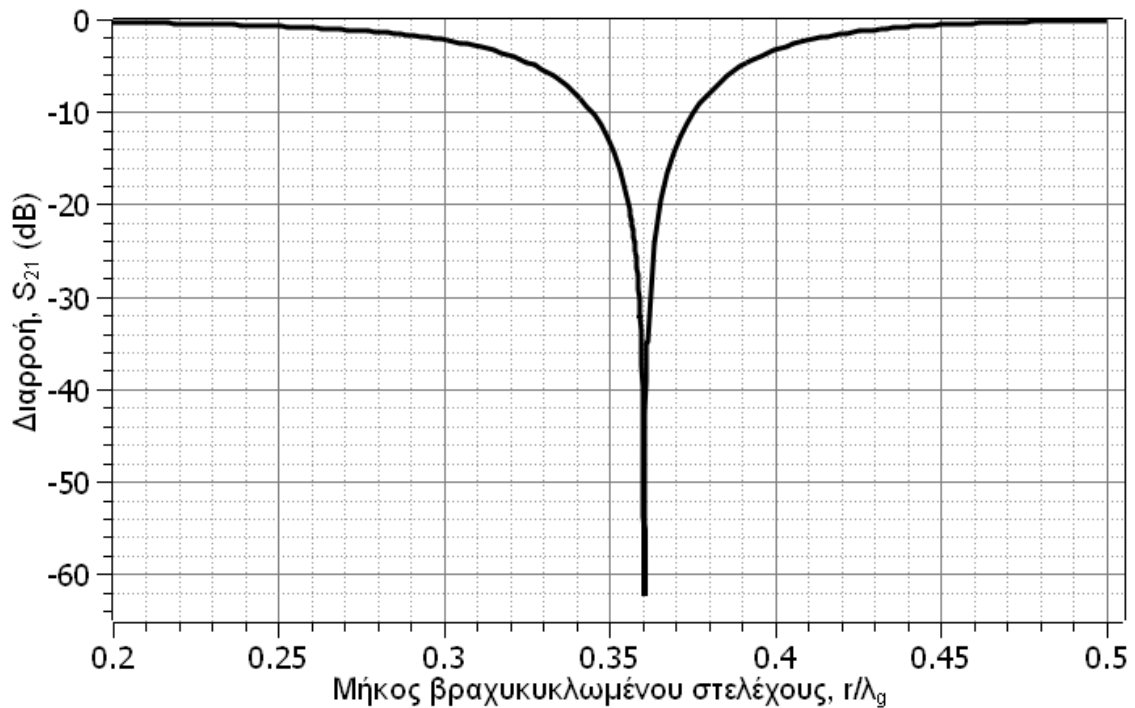
4.1 Σχεδίαση συστήματος συμπίεσης WR-340 στο πεδίο της συχνότητας

Για τη σχεδίαση του συμπιεστή παλμών στο πεδίο της συχνότητας ακολουθούμε την ίδια διαδικασία με αυτή που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 2. Ξεκινάμε εντοπίζοντας το μήκος του βραχυκυκλωμένου στελέχους r που ελαχιστοποιεί τη διαρροή του συνδέσμου T. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 44 για τον συντελεστή S_{21} συναρτήσεως του μήκους r , η διαρροή ελαχιστοποιείται όταν η παράμετρος r πάρει την τιμή $r/\lambda_g = 0.3603$. Προφανώς στην ίδια τιμή, ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} του συνδέσμου T μεγιστοποιείται, όπως φαίνεται στο Σχήμα 45.

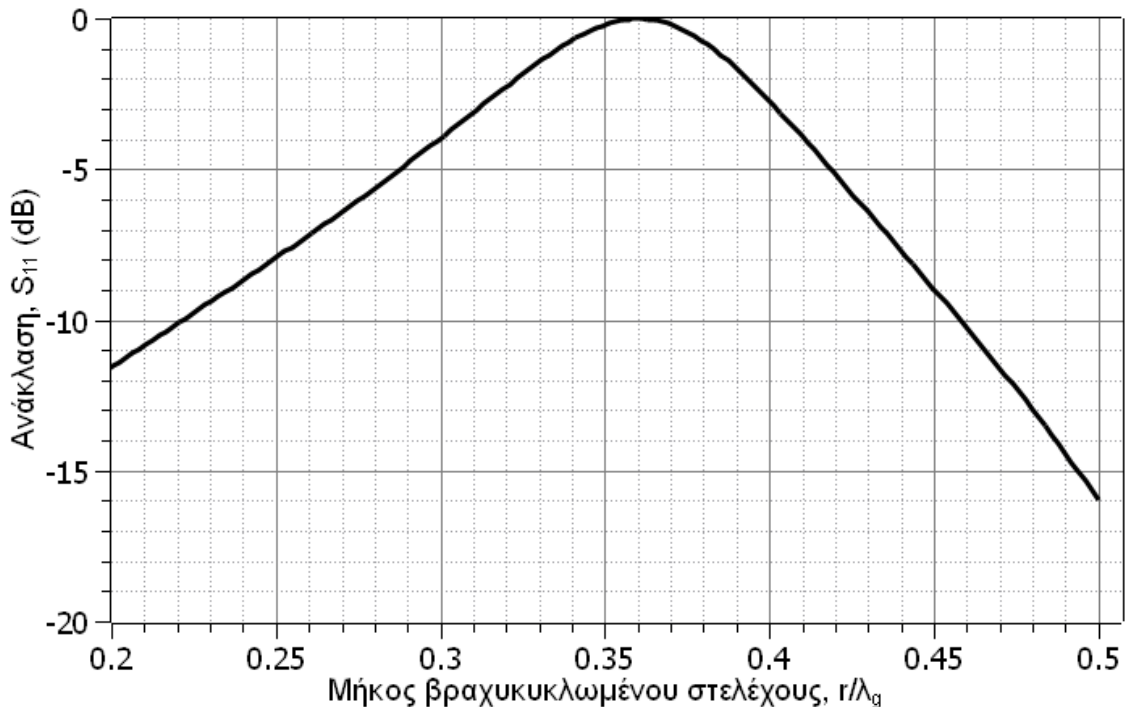
Έχοντας πετύχει την ελαχιστοποίηση της διαρροής μεταβάλλουμε παραμετρικά το άνοιγμα w/a και αναζητούμε κάθε φορά το μήκος κύριας κοιλότητας L που ελαχιστοποιεί το συντελεστή ανάκλασης της διάταξης. Στο Σχήμα 46 και στο Σχήμα 47 παρουσιάζεται ο βέλτιστος συντελεστής ανάκλασης S_{11} και το βέλτιστο μήκος που δίνει αυτόν τον συντελεστή ανάκλασης συναρτήσεως του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a . Παρατηρούμε ότι για άνοιγμα ίριδας $w = 0.1825a$ επιτυγχάνουμε την βέλτιστη προσαρμογή της κοιλότητας, της τάξης των -42dB, αρκεί το μήκος της κύριας κοιλότητας να είναι $L = 3.21515\lambda_g$.

Στο Σχήμα 48 και στο Σχήμα 49 παρουσιάζεται η απολαβή της κύριας και της πλευρικής κοιλότητας, αντίστοιχα, συναρτήσεως του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a .

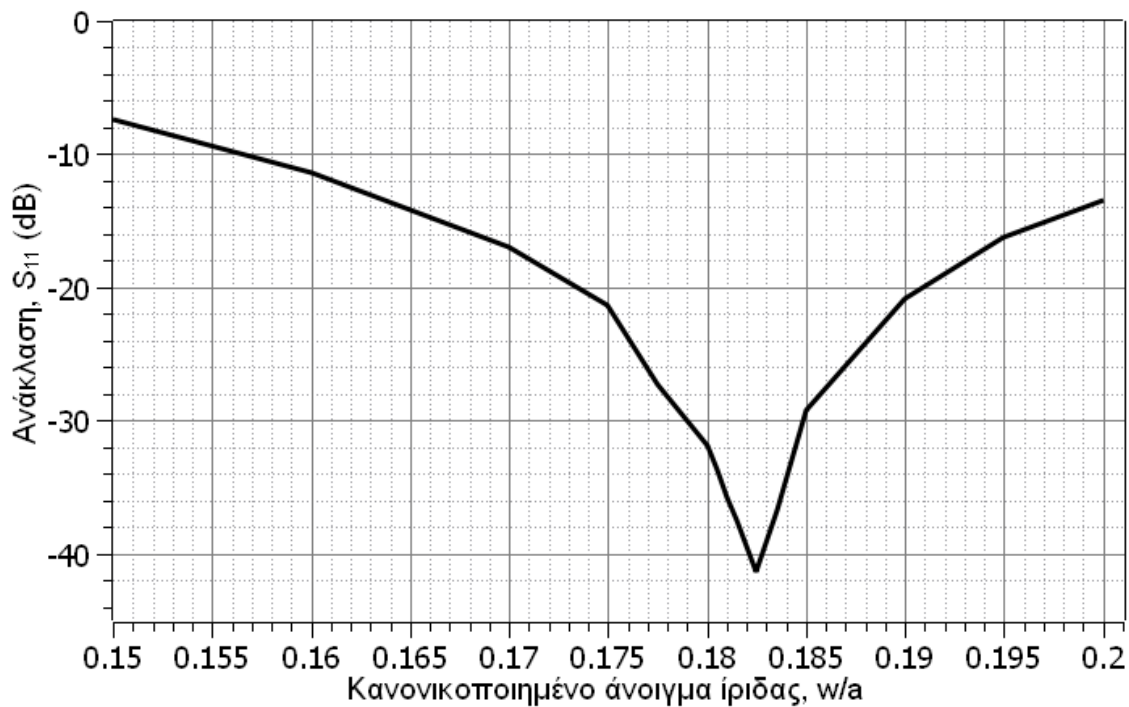
Σύμφωνα με τα γραφήματα, όταν πληρούνται συνθήκες προσαρμογής, η απολαβή της κύριας κοιλότητας είναι $G_{cav} = 27.8$ dB, ενώ η πλευρική κοιλότητα έχει απολαβή περίπου 2.3 dB υψηλότερη, και φτάνει την τιμή $G_{side} = 30.1$ dB



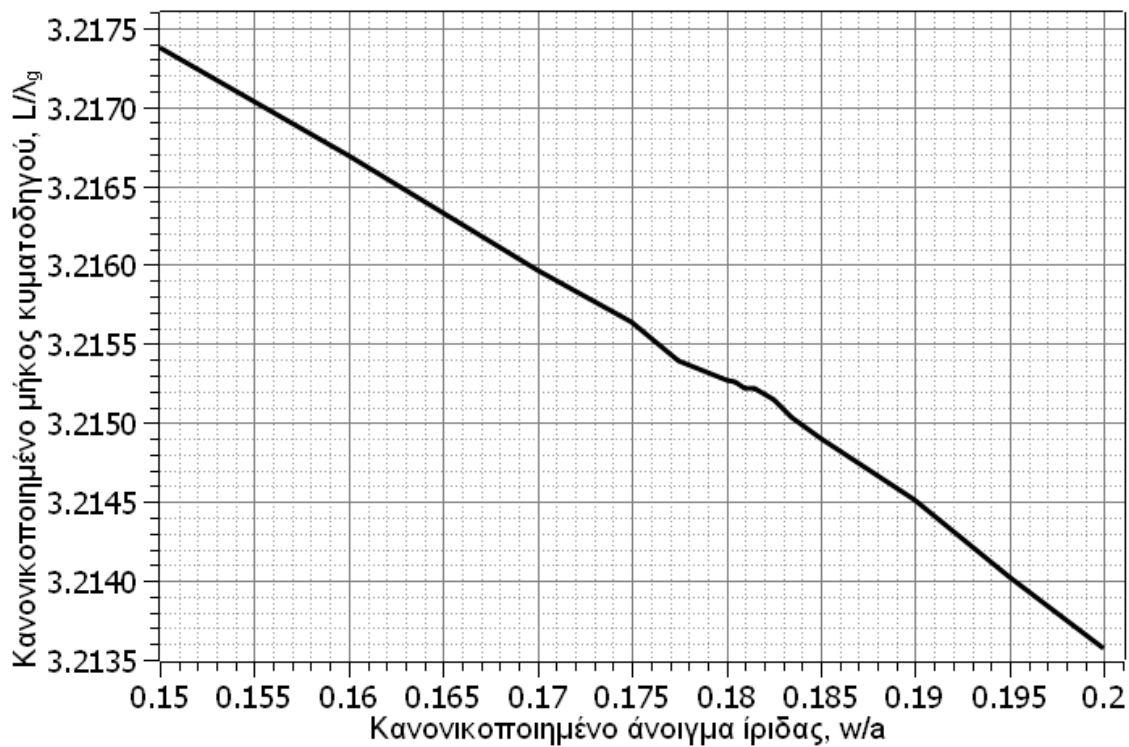
Σχήμα 44: Διαρροή S_{21} συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.



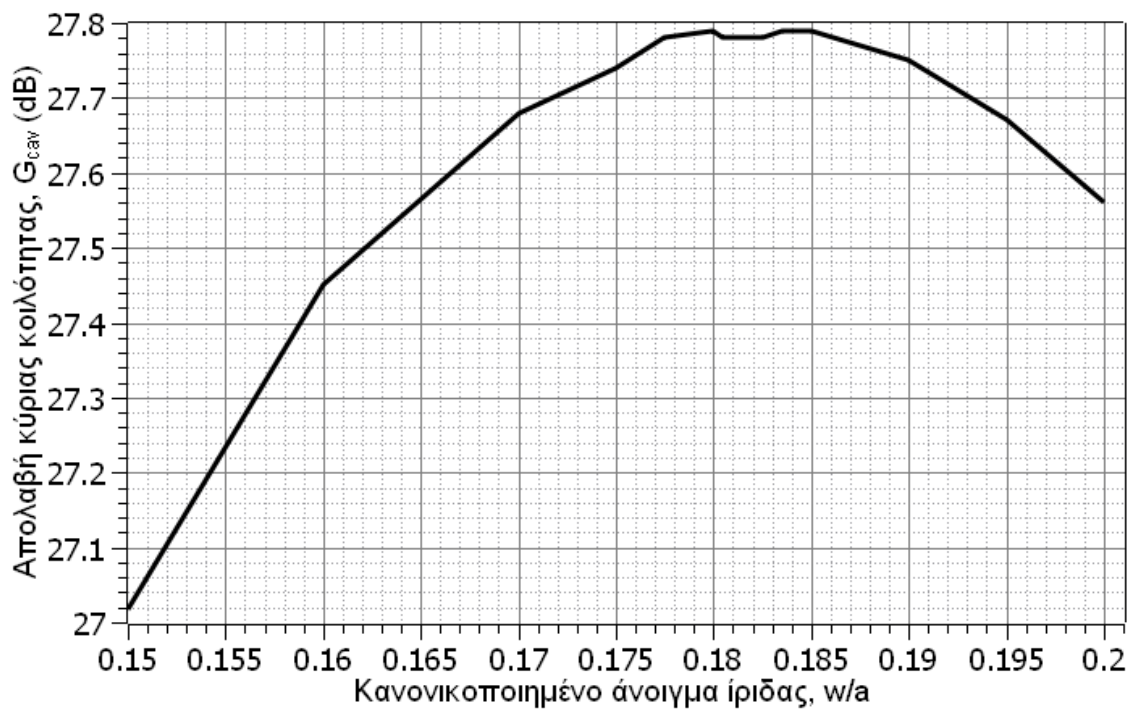
Σχήμα 45: Συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του μήκους r/λ_g του βραχυκυκλωμένου στελέχους.



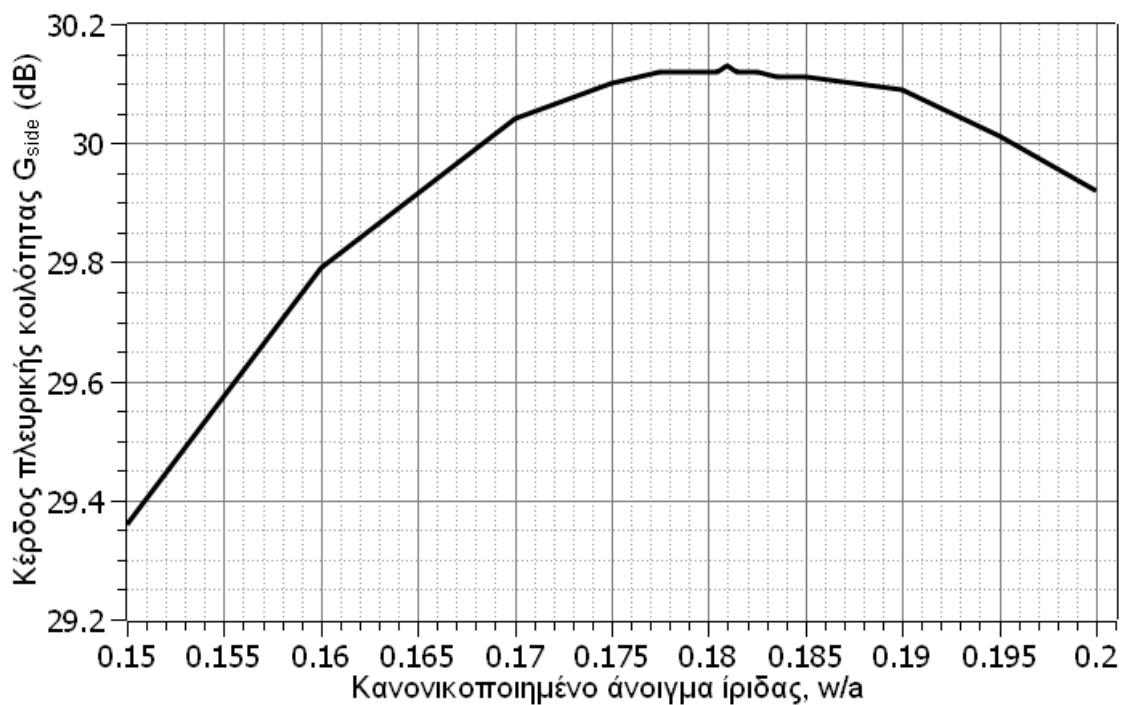
Σχήμα 46: Ελάχιστος συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w .



Σχήμα 47: Κανονικοποιημένο μήκος κυματοδηγού L/λ_g συναρτήσει ανάκλασης του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a .



Σχήμα 48: Κέρδος G_{cav} κύριας κοιλότητας συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a .



Σχήμα 49: Κέρδος G_{side} πλευρικής κοιλότητας συναρτήσει του κανονικοποιημένου ανοίγματος της ίριδας w/a .

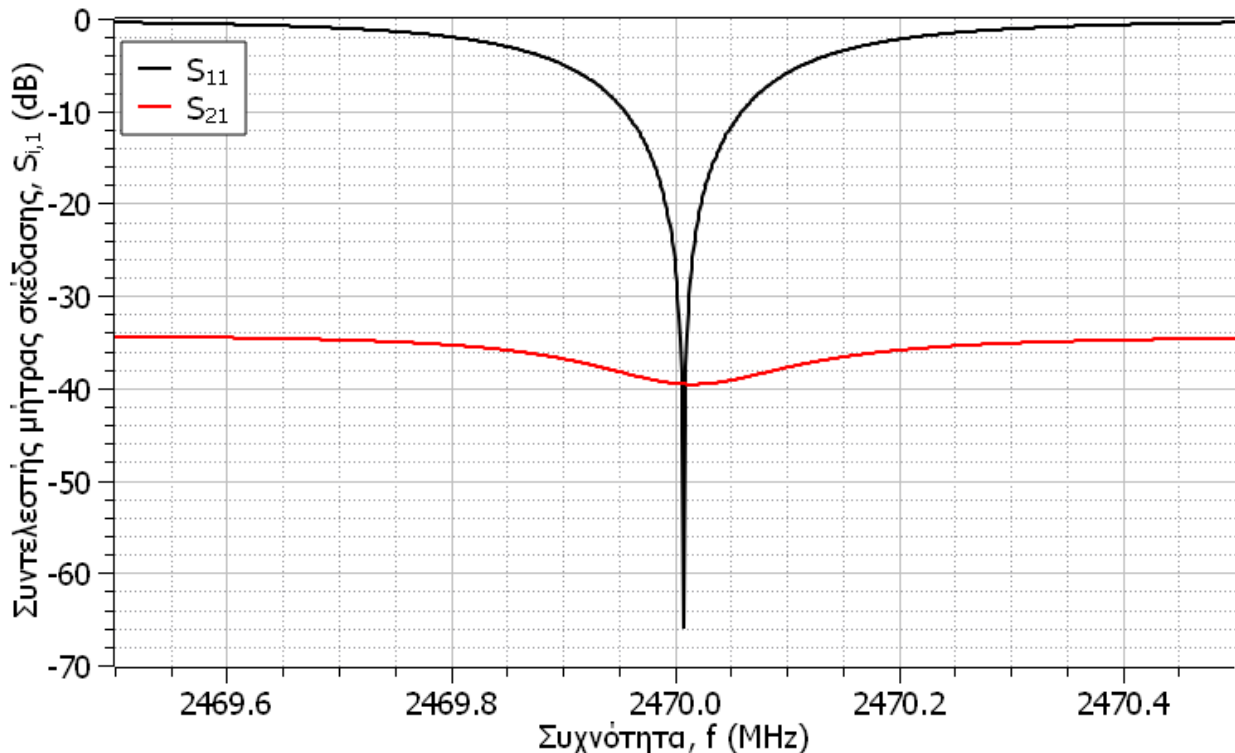
Στον Πίνακα 5 συνοψίζονται τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και οι επιδόσεις που προέκυψαν κατά τη σχεδίαση της κοιλότητας WR-340 στο πεδίο της συχνότητας.

Πίνακας 5: Βέλτιστή σχεδίαση συστήματος συμπίεσης WR-340

Μέγεθος	Σύμβολο	Τιμή
Μήκος κοιλότητας κυματοδηγού (από την ίριδα έως τη «γωνία» του συνδέσμου T	L	3.21515
Άνοιγμα ίριδας	w	0.1825
Μήκος βραχυκυκλωμένου στελέχους	r	0.3603
Συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της διάταξης	S_{11}	-42 dB
Διαρροή στην έξοδο της διάταξης	S_{21}	- 41 dB
Απολαβή κύριας κοιλότητας	G_{cav}	27.8 dB
Απολαβή πλευρικής κοιλότητας	G_{side}	30.1 dB

4.2 Μελέτη συστήματος συμπίεσης WR-340 στο πεδίο του χρόνου

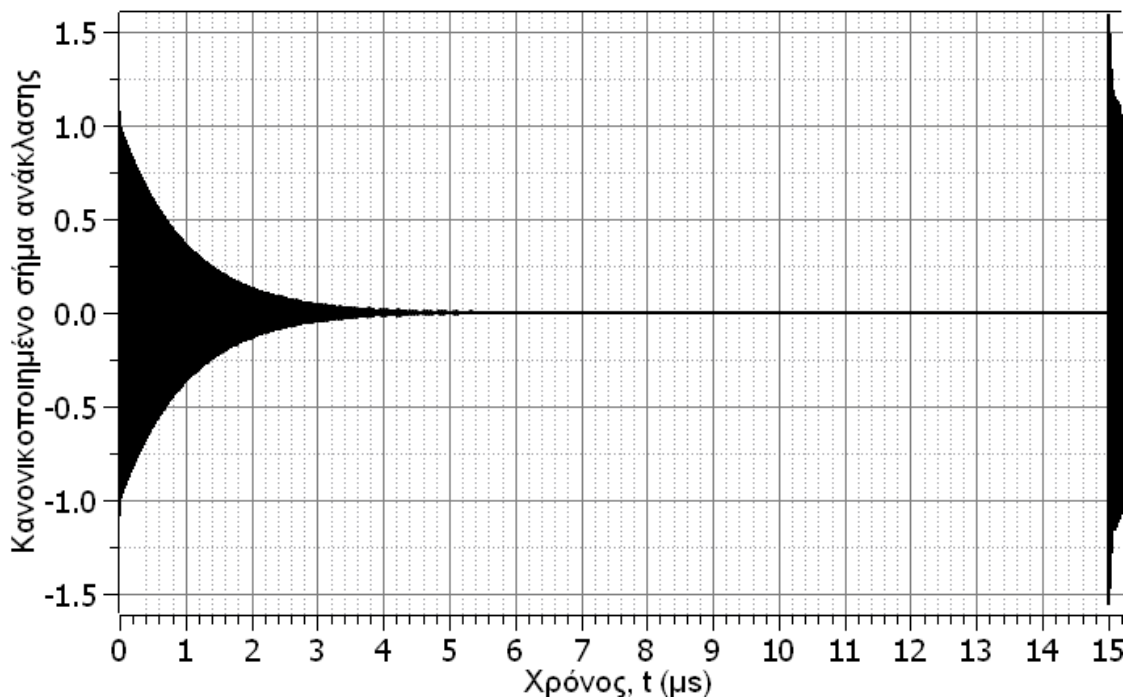
Διεγείροντας τη διάταξη με τον γκαουσιανό παλμού που παρουσιάζεται στο Σχήμα 33 διαπιστώνουμε ότι η ακριβής συχνότητα συντονισμού της διάταξης βρίσκεται πάρα πολύ κοντά στη συχνότητα σχεδίασης και είναι ίση με 2.47001 GHz. Από τον συντελεστή S_{21} της μήτρας σκέδασης υπολογίζουμε τον συντελεστή ποιότητας Q ο οποίος σύμφωνα με την εξίσωση (2.17) είναι ίσος με $Q = 11946$, δεδομένου ότι το εύρος ημίσειας ισχύος είναι $\Delta f = 0.20676$ GHz (Σχήμα 50).



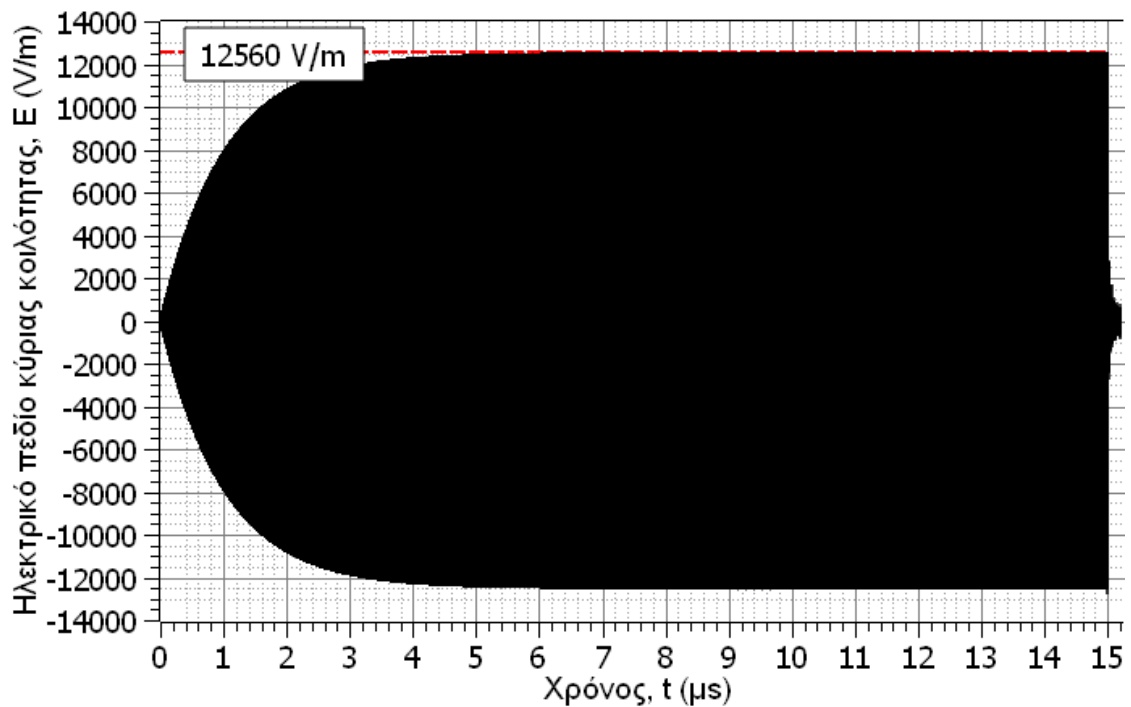
Σχήμα 50: Συντελεστές S_{11} και S_{21} της μήτρας σκέδασης συναρτήσει της συχνότητας.

Προκειμένου, λοιπόν, να μελετήσουμε τη διαδικασία της φόρτισης και της εκφόρτισης του συμπίεστη διεγείρουμε τη διάταξη με ημιτονοειδές σήμα συχνότητας 2.47001 GHz, και καταγράφουμε το κανονικοποιημένο ανακλώμενο σήμα για να υπολογίσουμε τον συντελεστή ανάκλασης και να βεβαιωθούμε ότι πληρούνται συνθήκες προσαρμογής, την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε απόσταση $\lambda_g/4$ από την ίριδα για να υπολογίσουμε την απολαβή κύριας κοιλότητας, την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε απόσταση $\lambda_g/4$ από το βραχυκύκλωμα για να υπολογίσουμε την απολαβή της πλευρικής κοιλότητας και την απόσταση, και τέλος την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε απόσταση $\lambda_g/4$ από τον σύνδεσμο T για να υπολογίσουμε τη διαρροή και φυσικά να καταγράψουμε τον συμπίεσμένο παλμό εξόδου. Όπως και στην περίπτωση του συστήματος WR-650 ελέγχουμε τη λειτουργία του διακόπτη εκκένωσης αερίου με τη βοήθεια της αγωγιμότητας του που εξαρτάται από τον χρόνο σύμφωνα με το Σχήμα 31. Η φάση της φόρτισης διαρκεί $\tau=15 \mu\text{s}$, και συνεχίζουμε την προσομοίωση για επιπλέον 200 ns, ώστε να καταγράψουμε επαρκώς τη διαδικασία της εκφόρτισης.

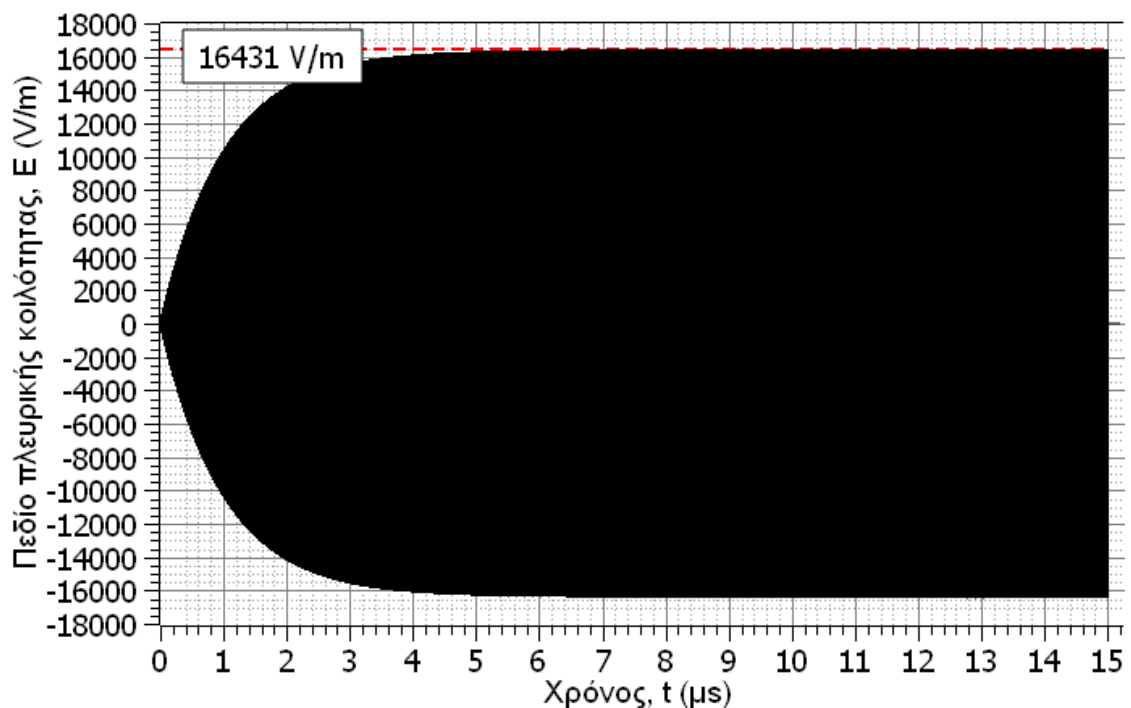
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 51, το ανακλώμενο σήμα στην είσοδο της διάταξης λίγο πριν την ενεργοποίηση του διακόπτη εκκένωσης αερίου έχει πλάτος 0.0013 που αντιστοιχεί σε συντελεστή ανάκλασης της τάξης των -58 dB. Επιβεβαιώνουμε, λοιπόν, ότι έχουμε εξαιρετικές συνθήκες προσαρμογής. Την ίδια χρονική στιγμή, το πεδίο της κύριας κοιλότητας έχει φτάσει στο πλατό των 12560 V/m και της πλευρικής στα 16431 V/m, που αντιστοιχούν σε απολαβή κύριας κοιλότητας 27.5 dB και πλευρικής 29.8 dB. Και οι δύο έχουν μόλις 0.3 dB διαφορά με τις αντίστοιχες που υπολογίσαμε στο πεδίο της συχνότητας. Είναι πολύ πιθανό να καλύπταμε τη διαφορά εάν αφήναμε την κοιλότητα να φορτιστεί για μερικά επιπλέον μs .



Σχήμα 51: Ανακλώμενο σήμα στην είσοδο της διάταξης συναρτήσει του χρόνου.



Σχήμα 52: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην κύρια κοιλότητα συναρτήσεως του χρόνου.

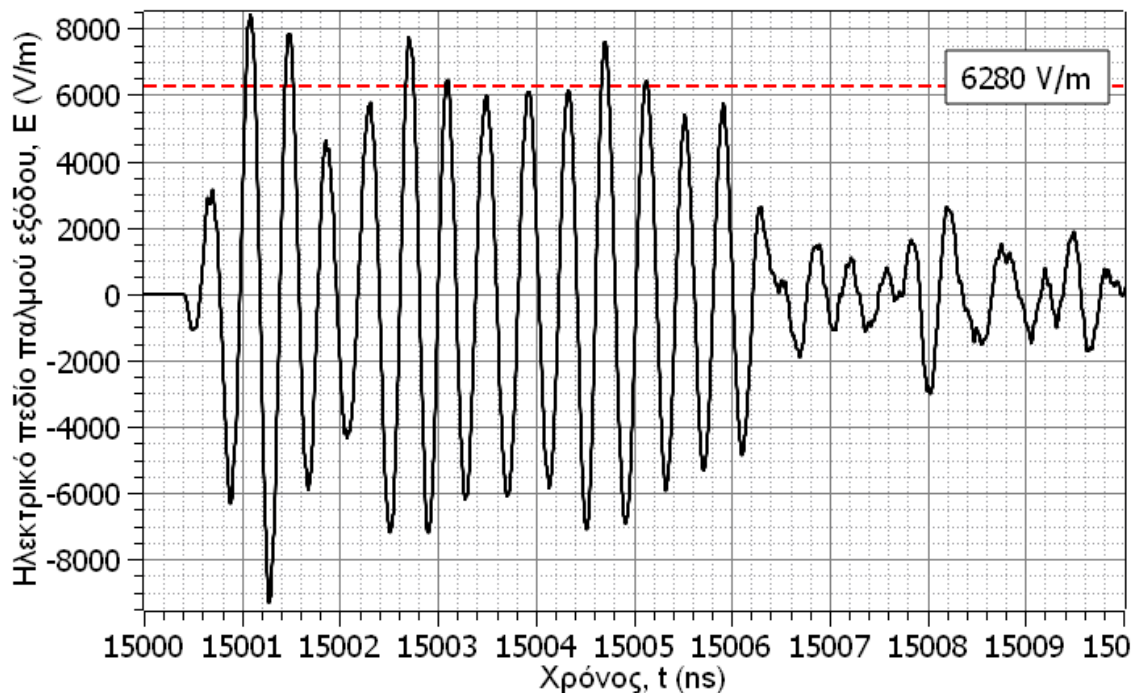


Σχήμα 53: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην πλευρική κοιλότητα συναρτήσεως του χρόνου.

Ο συμπιεσμένος παλμός εξόδου της διάταξης για χρόνο μεταξύ 15 μs και 15.2 μs φαίνεται στο Σχήμα 54. Όπως διαπιστώνουμε από σχήμα αυτό, ο παλμός εξόδου έχει σχεδόν σε όλο το εύρος του πλάτους της τάξης των 6280 V/m που αντιστοιχούν στο μισό πλάτος του στάσιμου κύματος που είχε αποθηκευτεί στην κοιλότητα. Κάποιες κορυφές της κυματομορφής καταφέρνουν να ξεπερνούν αρκετά το επίπεδο αυτό, με την μεγαλύτερη να φτάνει στιγμιαία τα 8500 V/m. Η διάρκεια του παλμού εξόδου είναι περίπου 6 ns. Επομένως, εάν δεχθούμε ότι χρειαζόμαστε περίπου 10 μs για να φορτίσουμε πλήρως την κοιλότητα, θα μπορούσαμε να πούμε ότι καταφέραμε να συμπίεσουμε έναν παλμό

Σύστημα συμπίεσης μικροκυματικών παλμών στη ζώνη S με κυματοδηγό WR-650

πλάτους 532 V/m και διάρκειας 10 μs για να παράξουμε έναν παλμό διάρκειας 6 ns αλλά πλάτους περίπου 6280 V/m.



Σχήμα 54: Μικροκυματικός παλμός εξόδου.

4.3 Σύγκριση συστήματος συμπίεσης WR-650 με σύστημα WR-340

Για να διευκολύνουμε την σύγκριση τους, συνοψίζουμε στον Πίνακα 6 τις επιδόσεις του συστήματος συμπίεσης WR-650 με αυτές του WR-340 έτσι, όπως υπολογίστηκαν κατά τη σχεδίαση των δύο περιπτώσεων στο πεδίο της συχνότητας. Όπως διαπιστώνουμε από τον Πίνακα 6, αυξάνοντας την διατομή της κοιλότητας καταφέραμε να αυξήσουμε την απολαβή της κατά 2.2 dB, διατηρώντας το μήκος της κοιλότητας περίπου σταθερό.

Πίνακας 6: Σύγκριση συστημάτων WR-650 και WR-340 στο πεδίο της συχνότητας

Μέγεθος	Σύμβολο	WR-650	WR-340
Μήκος κοιλότητας κυματοδηγού (από την ίριδα έως τη «γωνία» του συνδέσμου T	L	3.24113	3.21515
Άνοιγμα ίριδας	w	0.178	0.1825
Μήκος βραχυκυκλωμένου στελέχους	r	0.38081	0.3603
Συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της διάταξης	S_{11}	-52 dB	-42 dB
Διαρροή στην έξοδο της διάταξης	S_{21}	- 41 dB	- 41 dB
Απολαβή κύριας κοιλότητας	G_{cav}	30.0 dB	27.8 dB
Απολαβή πλευρικής κοιλότητας	G_{side}	32.2 dB	30.1 dB

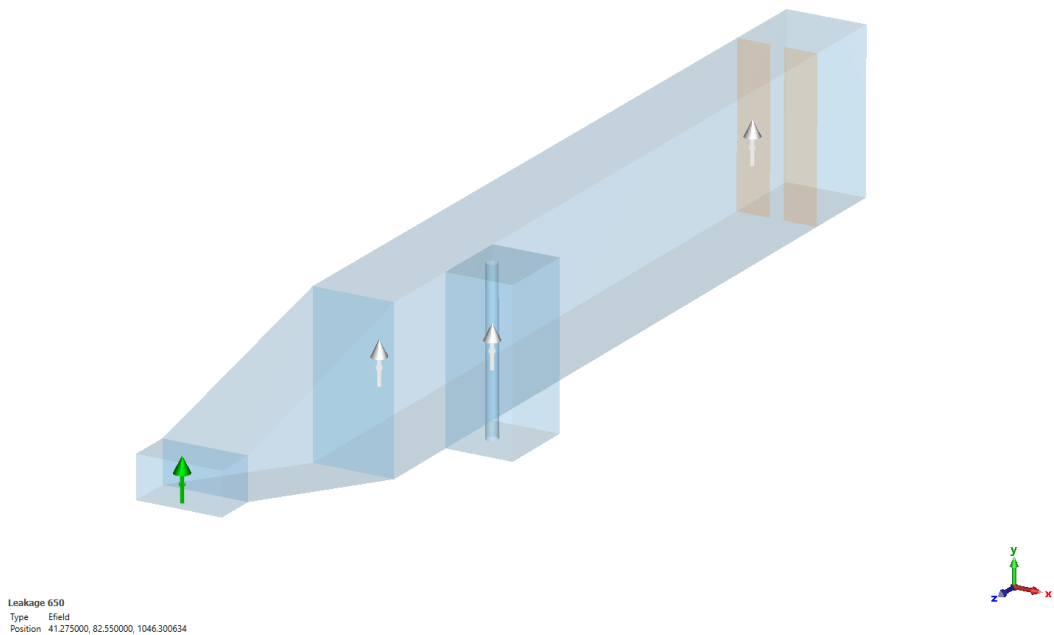
Πίνακας 7: Σύγκριση συστημάτων WR-650 και WR-340 στο πεδίο του χρόνου

Μέγεθος	Σύμβολο	WR-650	WR-340
Συχνότητα συντονισμού	f_0	2.46997 GHz	2.47001 GHz
Συντελεστής ποιότητας	Q	19775	11946
Ηλεκτρικό πεδίο κύριας κοιλότητας	E_{cav}	8313 V/m	12560 V/m
Ηλεκτρικό πεδίο πλευρικής κοιλότητας	E_{side}	10744 V/m	16431 V/m
Πλάτος παλμού εξόδου	E_{peak}	4157 V/m	6280 V/m
Απολαβή κύριας κοιλότητας	G_{cav}	29.3 dB	27.5 dB
Απολαβή πλευρικής κοιλότητας	G_{side}	31.5 dB	29.8 dB

Στον Πίνακα 7 συνοψίζουμε τις επιδόσεις των δύο συστημάτων έτσι όπως υπολογίστηκαν στο πεδίο του χρόνου. Όπως διαπιστώνουμε και στις δύο περιπτώσεις πετύχαμε συχνότητα συντονισμού εξαιρετικά κοντά στην επιθυμητή της σχεδίασης, δηλαδή 2.47 GHz. Το σύστημα συμπίεσης παλμών που αποτελείται από εξαρτήματα κυματοδηγού WR-650 εμφανίζει σημαντικά αυξημένο συντελεστή ποιότητας και συγκεκριμένα περίπου δύο φορές μεγαλύτερο από αυτόν του συστήματος WR-340. Μία τέτοια αύξηση ήταν αναμενόμενη καθώς αυξάνοντας τις διαστάσεις της διατομής του κυματοδηγού αυξήσαμε τη δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας από την κοιλότητα και παράλληλα λειτουργώντας τον κυματοδηγό μακριά από την αποκοπή μειώσαμε τις ωμικές απώλειες (για την ίδια αγωγιμότητα των τοιχωμάτων του κυματοδηγού). Εξαιτίας δε του αυξημένου συντελεστή ποιότητας, καταφέραμε να αυξήσουμε την απολαβή της κύριας κοιλότητας κατά 1.8 dB.

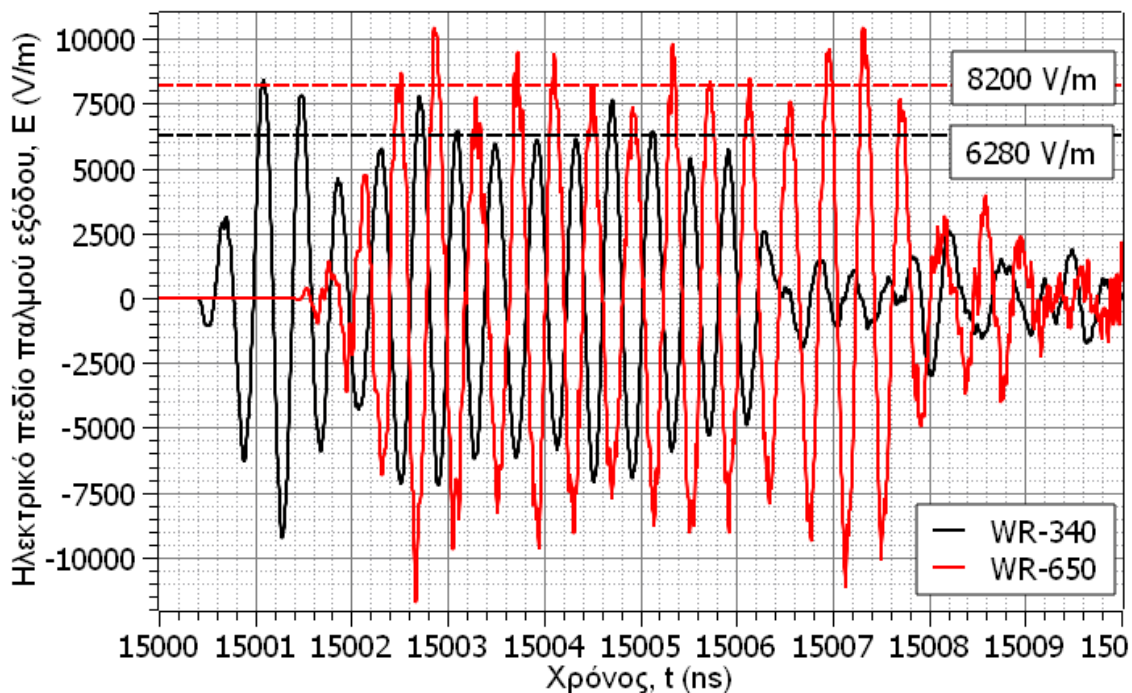
Συγκρίνοντας τις τιμές του ηλεκτρικού πεδίου του στάσιμου κύματος που αναπτύσσεται στην κοιλότητα, όπως αυτές φαίνονται στον πίνακα 7, διαπιστώνουμε ότι στην περίπτωση του κυματοδηγού WR-650 το ηλεκτρικό πεδίο είναι αρκετά χαμηλότερο από το αντίστοιχο της κοιλότητας WR-340. Δεδομένου ότι και οι δύο κοιλότητες τροφοδοτήθηκαν με την ίδια ισχύ εισόδου $P_{in} = 1 \text{ Watt}$, είναι φυσιολογικό το ηλεκτρικό πεδίο του οδεύοντος κύματος του μεγαλύτερου κυματοδηγού WR-650 να έχει μικρότερο πλάτος από του WR-340, ώστε η συνολική ισχύς που θα προκύψει με ολοκλήρωση στη διατομή του κυματοδηγού να αντιστοιχεί, και στις δύο περιπτώσεις, στη σταθερή ισχύ εισόδου.

Για να πετύχουμε μία πιο αντικειμενική σύγκριση των παλμών που εξέρχονται των δύο συστημάτων συμπίεσης επαναλάβουμε την προσομοίωση στον χρόνο, αλλά αυτή τη φορά τοποθετούμε στην έξοδο του συστήματος WR-650 έναν μετασχηματιστή κυματοδηγού WR-650 σε WR-340 (waveguide taper) όπως αυτός που φαίνεται στο Σχήμα 55. Το μήκος του κωνικού στοιχείου έχει επιλεγεί να είναι αρκετά μεγάλο, ώστε η προοδευτική μείωση της διατομής του κυματοδηγού να μην προκαλεί ανακλάσεις. Στο ίδιο σχήμα φαίνονται και οι θέσεις των δειγματοληπτών στους οποίους καταγράφεται το ηλεκτρικό πεδίο. Όπως φαίνεται στο σχήμα, επιπλέον των δειγματοληπτών που παρουσιάστηκαν στο Σχήμα 37 κατά τη μελέτη του συστήματος WR-650 στο πεδίο του χρόνου, έχει προστεθεί ένας επιπλέον δειγματολήπτης για να καταγράψουμε τον παλμό εξόδου αφού αυτός εισέλθει στο τμήμα κυματοδηγού WR-340.



Σχήμα 55: Αναπαράσταση μικροκυματικού συμπιεστή με εξαρτήματα WR-340.

Στο Σχήμα 56 παρουσιάζονται οι συμπιεσμένοι παλμοί εξόδου του συστήματος WR-340 και του συστήματος WR-650 όπως αυτοί προκύπτουν σε κυματοδηγό διατομής WR-340. Όπως διαπιστώνουμε από το σχήμα, η σμίκρυνση της διατομής του κυματοδηγού εξόδου του συστήματος WR-650 έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του πλάτους του ηλεκτρικού πεδίου το οποίο τώρα φτάνει περίπου τα 8200 V/m ξεπερνώντας κατά περίπου 2000 V/m τον παλμό εξόδου του συστήματος WR-340. Μάλιστα κάποιες αρκετές κορυφές του παλμού ξεπερνούν τα 10000 V/m με τη μεγαλύτερη από αυτές να φτάνει τα 11733 V/m. Συγκρίνοντας τα «μέσα» πλάτη των παλμών εξόδου διαπιστώνουμε ότι έχουμε μία ενίσχυση της τάξης των 2.3 dB η οποία ουσιαστικά ταυτίζεται με τη διαφορά στις απολαβές των κοιλοτήτων των δύο συστημάτων.



Σχήμα 56: Σύγκριση παλμών εξόδου των συστημάτων WR-650 και WR-340 σε κυματοδηγό διατομής WR-340.

5. ΣΥΝΟΨΗ

Παρακάτω θα παρουσιαστούν συνοπτικά όλα τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και οι επιδόσεις στα πεδία συχνότητας και χρόνου για τους κυματοδηγούς WR-650 και WR-340. Όσον αφορά το πεδίο συχνότητας, αρχικά, ας ξεκινήσουμε με τις επιδόσεις του κυματοδηγού WR-650. Το βέλτιστο μήκος κοιλότητας είναι στα $3.24113\lambda_g$, το άνοιγμα ίριδας είναι $0.178w/a$, το βραχυκυκλωμένο στέλεχος είναι $0.38081\lambda_g$, ο συντελεστής ανάκλασης είναι στα -52dB , η διαρροή είναι στα -41dB , η απολαβή της κύριας κοιλότητας 30dB και η απολαβή πλευρικής κοιλότητας όπως ήταν αναμενόμενο, είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από αυτή της κύριας κοιλότητας και πιο συγκεκριμένα, είναι στα 32.2dB .

Όσον αφορά τις επιδόσεις του κυματοδηγού WR-340, το μήκος κοιλότητας είναι στα $3.21515\lambda_g$, το άνοιγμα της ίριδας είναι $0.1825w/a$, το μήκος βραχυκυκλωμένου στελέχους είναι $0.3603\lambda_g$, ο συντελεστής ανάκλασης είναι στα -42dB , η διαρροή -41dB , η απολαβή της κύριας κοιλότητας είναι 27.8dB και η απολαβή πλευρικής κοιλότητας, όπως και πριν είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από την κύρια κοιλότητα, και πιο είναι 30.1dB .

Συγκρίνοντας τα δύο συστήματα, είναι προφανές ότι ο WR-650 μεγαλύτερο κέρδος, πράγμα που τον καθιστά αποδοτικότερο από τον WR-340.

Στο πεδίο του χρόνου τώρα, ας ξεκινήσουμε με τον WR-650, έχει συχνότητα συντονισμού 2.46997GHz , συντελεστή ποιότητας 19775 , ηλεκτρικό πεδίο κύριας κοιλότητας και πλευρικής, 8313V/m και 10744V/m αντίστοιχα, πλάτος παλμού εξόδου 4157V/m , απολαβή κύριας και πλευρικής κοιλότητας, 29.3dB και 31.5dB αντίστοιχα. Όσον αφορά τις επιδόσεις του WR-340, έχει συχνότητα συντονισμού 2.47001 , συντελεστή ποιότητας 11946 , ηλεκτρικό πεδίο κύριας και πλευρικής κοιλότητας 12560 και 16431 αντίστοιχα, πλάτος παλμού εξόδου 6280V/m και απολαβή κύριας και πλευρικής κοιλότητας, 27.5dB και 29.8dB αντίστοιχα.

Συνοψίζοντας για το πεδίο του χρόνου, η συχνότητα συντονισμού και στις δύο περιπτώσεις είναι σχεδόν ίδια με την συχνότητα σχεδίασης, στον WR-650 πετυχαίνουμε μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας, το ηλεκτρικό πεδίο είναι απολύτως λογικό στο WR-650 να είναι μικρότερο όπως δικαιολογήθηκε στο κεφάλαιο 4.3, και οι απολαβές είναι σχεδόν ίδιες με το πεδίο της συχνότητας (να σημειωθεί ότι η μικρή απόκλιση που βλέπουμε στις τιμές, οφείλεται στον τρόπο που γίνεται ο διαμερισμός της κοιλότητας). Επομένως, από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι δεν υπήρξαν σφάλματα κατά την σχεδίαση και καταλήγουμε στο ότι οι αποδόσεις του WR-650 είναι σαφώς πολύ καλύτερες από τον WR-340.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ

Ξενόγλωσσος όρος	Ελληνικός Όρος
Ohmic losses	Απώλειες αγωγιμότητας
Diffraction losses	Περιθλαστικές απώλειες
Dead Time	Νεκρός χρόνος
Range resolution	Διάκριση κατά απόσταση
Alternating Current (AC)	Εναλλασσόμενο ρεύμα
Direct Current (DC)	Συνεχές ρεύμα
Radiofrequency (RF)	Ραδιοσυχνότητες
Microwave Pulse Compressor	Συμπιεστής μικροκυματικών παλμών
Gas Discharge Tube	Σωλήνας εκκένωσης αερίου
Decibel (dB)	Ντεσιμπέλ
Steady state	Μόνιμη κατάσταση
T- junction	Σύνδεσμος τύπου T
Side cavity	Πλευρική κοιλότητα
Side cavity gain	Κέρδος πλευρικής κοιλότητας
Cavity gain	Κέρδος κοιλότητας

ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

ΕΚΠΑ	Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών
NASA	National Aeronautics and Space Administration
DB	Decibel
GHZ	Γιγαχέρτζ
KHZ	Κιλοχέρτζ
NS	Νανοσέκοντ
KEV	Κίλοηλεκτρονιοβόλτ
MW	Μεγαβάτ
GW	Γιγαβάτ
MHZ	Μεγαχέρτζ

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., Wiley, 2011, pp. 1.
- [2] James. Benford, John A. Swegle, Edl Schamiloglou, *High Power Microwaves*, 2nd ed., Taylor & Francis, 2007, chap. 1, pp 2.
- [3] W. Mannheimer, “Applications of high-power microwave sources to enhanced radar systems”, in *Applications of High Power Microwaves*, Artech House, Boston, 1994, chap. 5, p. 169.
- [4] James. Benford, John A. Swegle, Edl Schamiloglou, *High Power Microwaves*, 2nd ed., Taylor & Francis, 2007, chap. 3, pp 91.
- [5] Alexander Piel, *Plasma Physics: An Introduction to Laboratory. Space and Fusion Plasmas*, 2nd ed., Springer, 2017, chap. 1, pp. 18.
- [6] J. Rawles, “Directed energy weapons: battlefield beams”, *Defense Electronics*, vol. 22, no. 47, 1989.
- [7] Henry Obering, *Directed Energy Weapons are Real...and Disruptive*, Association of Old Crows (AOC), [available online](#), January 2020.
- [8] James. Benford, John A. Swegle, Edl Schamiloglou, *High Power Microwaves*, 2nd ed., Taylor & Francis, 2007, chap. 3, pp 71.
- [9] National Research Council, *Laying the Foundation for Space Solar Power: An Assessment of NASA’s Space Solar Power Investment Strategy*, National Academy Press, Washington, DC, 2001.
- [10] Elizabeth Gibney, “Could solar panels in space supply Earth with clean energy?”, *Nature*, February 2023, Accessed: 2, 2023. doi: <https://doi.org/10.1038/d41586-023-00279-8> [online].
- [11] European Space Agency, “The Case for an ESA preparatory programme for Space-Based Solar Power for terrestrial energy needs”, May 2022, Accessed: 2, 2023 [online].
- [12] James. Benford, John A. Swegle, Edl Schamiloglou, *High Power Microwaves*, 2nd ed., Taylor & Francis, 2007, chap. 3, pp 72.
- [13] James. Benford, John A. Swegle, Edl Schamiloglou, *High Power Microwaves*, 2nd ed., Taylor & Francis, 2007, chap. 1, pp 78.
- [14] K.L.G Parkin and F.E.C. Culick, “Feasibility and performance of the microwave thermal rocket launcher”, in *AIP Conference Proceedings 702: Second International Symposium on Beamed-Energy Propulsion*, Komurasaki, K., Ed., Melville, NY, 2004, pp. 407.
- [15] K.L.G. Parkin, L.D. DiDomenico and F.E.C. Culick, “The microwave thermal thruster concept”, in *AIP Conference Proceedings 702: Second International Symposium on Beamed-Energy Propulsion*, Komurasaki, K., Ed., Melville, NY, 2004, pp. 418.
- [16] Andrei V. Gaponov-Grekhov, Victor L. Granatstein, *Applications of high-power microwaves*, Artech House (Boston·London), 1994, chap. 6, pp 209
- [17] Ιωάννης Βομβορίδης, *Μικροκυματικές Πηγές Ισχύος*, Εκδόσεις Συμείων, 2009, κεφ. 1. σελ. 2.
- [18] J. B. Collins., *Microwave Magnetrons*, McGraw-Hill, New York, 1948.
- [19] Thomas S. Laverghetta, *Solid State Microwave Devices*, Artech House (Boston·London), 1987, chap. 1, pp
- [20] K. J. Russell, *Microwave Power Combining Techniques*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 5, May 1979.
- [21] Vadim Zavodny and Marek Dvorsky, 16-port power combiner, in proceedings 2017 Conference on Microwave Techniques (COMITE), May 2017.
- [22] M. I. Petelin, J. L. Hirshfield, S. V. Kuzikov, and A. L. Vikharev, “High-power microwave pulse compressors: Passive, active, and combined,” *Proc. SPIE*, vol. 4031, *Intense Microwave Pulses VII*, p. 224, 2000.
- [23] E. C. Thirios, D. I. Kalamani, and N. K. Uzunoglu, “Microwave pulse compression using a periodically dielectric loaded dispersive waveguide section,” *Progress in Electromagn. Res.*, vol. 48, pp. 301–333, 2004.
- [24] S. V. Samsonov *et al.*, “Compression of frequency-modulated pulses using helically corrugated waveguides and its potential for generating multigigawatt RF radiation,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 92, no. 11, 2004, Art. ID 118301.
- [25] G. Burt *et al.*, “Microwave pulse compression using a helically corrugated waveguide,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 33, no. 2, pp. 661–667, Apr. 2005.
- [26] D. Bix, G. J. Dick, W. A. Little, J. E. Mercereau, and D. J. Scalapino, “Microwave power gain utilizing superconducting resonant energy storage,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 32, pp. 68–70, 1978.
- [27] R. A. Alvarez, D. Bix, D. Byrne, M. Mendonca, and R. M. Johnson, “Generation of high-power microwave pulses using a spherical superconducting cavity and interference-type switch,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 17, no. 1, pp. 935–938, Jan. 1981.
- [28] E. G. Farr, L. H. Bowen, C. E. Baum, and W. D. Prathe, “Microwave pulse compression experiments at low power,” in *Proc. URSI Gen. Assembly*, 2008, pp. 459–462.

- [29] E. G. Farr, L. H. Bowen, W. D. Prather, and C. E. Baum, "Microwave pulse compression experiments at a low and high power," *Circuit and Electromagnetic System Design Notes - Note 63*, Jan. 2010.
- [30] R. A. Alvarez and D. P. Byrne, "Prepulse suppression in microwave pulse-compression cavities," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 57, no. 10, pp. 2475–2480, Oct. 1986.
- [31] S. P. Savaidis, Z. C. Ioannidis, N. A. Stathopoulos, S. A. Mitilineos and C. Tsitouri, "Transmission line modeling of active microwave pulse compression systems," *Int. Conf. Microw., Commun., Antennas Electron. Syst.*, Oct. 21-23, 2013, pp. 1-5.
- [32] Z. C. Ioannidis, S. P. Savaidis, S. A. Mitilineos, C. Tsitouri and N. A. Stathopoulos, "Equivalent circuit/transmission line model of microwave pulse-compression cavities," *Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Sep. 1-4, 2014, pp. 134-139.
- [33] L. Beilin, A. Shlapakovski, and Ya. E. Krasik, "Resonant microwave pulse compressor operating in two frequencies," *J. Appl. Phys.*, vol. 114, 2013, Art. ID 034503.
- [34] A. L. Vikharev *et al.*, "X-band active-passive RF pulse compressor with plasma switches," *Phys. Rev. ST Accel. Beams*, vol. 14, no. 12, p. 121302, 2011.
- [35] O. A. Ivanov *et al.*, "Active microwave pulse compressor using an electron-beam triggered switch," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 110, 2013, Art. ID 115002.
- [36] 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 Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 2. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 1255–1264, Feb. 2021. doi: 10.1109/tmtt.2020.3042509.
- [37] Massimo Dal Forno, Magnetron, <https://sites.google.com/a/deei.units.it/massimo-dalforno/home/electromagnetic-theory-devices/magnetron> [online], March 2010
- [38] Slipstreamdesign, RF Power Combined Amplifier – Multiple Modules Combined to Generate Increased RF power, <https://slipstream-design.co.uk/introduction-rf-solid-state-microwave-heating/rf-power-combined-amplifier/#> [online], September 2016
- [39] X. Li, G. Chen, M. Zhan, R. Xu, "A new planar compatible power combiner based on radial waveguide," Dec. 5-7 2014, pp. 1-2