



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΜΑΚΕΔΟΝΙΑΣ**

ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

---

Διπλωματική Εργασία  
ΤΟΥ  
Στυλιανού Γεώργιου

**Επιτάχυνση της μεθόδου FDTD σε δύο  
διαστάσεις με CUDA και εφαρμογές στη  
μελέτη ασύρματων δικτύων**

Επιβλέπων Καθηγητής: Θεόδωρος Ζυγκιρίδης

Κοζάνη, Μάρτιος 2014



- © Στυλιανού Γεώργιος
- © Πανεπιστήμιο Δυτικής Μακεδονίας

**ΕΠΙΤΑΧΥΝΣΗ ΤΗΣ ΜΕΘΟΔΟΥ FDTD ΣΕ ΔΥΟ ΔΙΑΣΤΑΣΕΙΣ ΜΕ CUDA ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗ  
ΜΕΛΕΤΗ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ**

**ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ**

Θ. Ζυγκιρίδης	Επίκουρος Καθηγητής
Π. Σαρηγιαννίδης	Λέκτορας



Στην  
οικογένεια μου



# Πρόλογος

Ο παράλληλος προγραμματισμός ήρθε στο παρασκήνιο της επιστήμης των υπολογιστών και των μηχανικών, μέσω της στασιμότητας που υπήρχε στη ταχύτητα των CPUs (Central Processing Units). Η σχετικά πρόσφατη άφιξη των GPGPUs (General-Purpose Graphical-Processing Units) ως μια χαμηλού κόστους μονάδα επεξεργασίας, φέρνει μια ενδιαφέρων ποσότητα επεξεργαστικής ισχύος στους κοινούς υπολογιστές αποτελώντας έτσι ένα νέο θέμα που χαρακτηρίζεται από πολλά θετικά στοιχεία. Χάριν στη δημοσίευση της CUDA (Compute Unified Device Architecture), ένα πανίσχυρο και εύκολο στην χρήση προγραμματιστικό περιβάλλον διαθέσιμο για τις κάρτες γραφικών της Nvidia, ο υπολογισμός με βάση την μονάδα επεξεργασίας γραφικών έχει γίνει προσβάσιμος στους προγραμματιστές οι οποίοι δεν είναι έμπειροι στην υλοποίηση εφαρμογών μέσω γραφικού περιβάλλοντος.

Η λύση μεγάλων και περίπλοκων ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων, συχνά οδηγεί στην ανάγκη για ζήτηση υψηλών απαιτήσεων, υπολογισμών και στρατηγικών. Αυτό είναι κάτι που βρίσκει λύση στις μονάδες επεξεργασίας γραφικών. Πολλοί ηλεκτρομαγνητικοί μέθοδοι επιδέχονται τα προνόμια από τα χαρακτηριστικά των μονάδων επεξεργασίας γραφικών. Ανάμεσα σε αυτές και η μέθοδος FDTD (finite-difference time-domain).

Σε αυτήν την διπλωματική αρχικά εισάγουμε την έννοια των ασύρματων τοπικών δικτύων, στην συνέχεια αναλύουμε τον αλγόριθμο του Yee με την βοήθεια των εξισώσεων του Maxwell. Στο τρίτο μέρος εξηγούμε τι είναι μια μονάδα επεξεργασίας γραφικών και με ποια βήματα υλοποιείται η μέθοδος FDTD σε αυτήν. Τέλος παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μας, τα συγκρίνουμε και επιπλέον βλέπουμε και κάποιες εφαρμογές. Στο σημείο αυτό, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα επίκουρο καθηγητή Ζυγκιρίδη Θεόδωρο για την πολύτιμη βοήθεια του αλλά και για τις γνώσεις που χάριν σε αυτόν απέκτησα.

Κοζάνη, Μάρτιος 2014

**Στυλιανού Γεώργιος**





# Περιεχόμενα

<b>Πρόλογος</b>	<b>i</b>
<b>1 Εισαγωγή</b>	<b>1</b>
1.1 Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα . . . . .	1
1.1.1 Ιστορική Εξέλιξη . . . . .	2
1.1.2 Συσκευές που αποτελούν τα ασύρματα τοπικά δίκτυα . . . . .	3
1.1.3 Τρόποι Σύνδεσης των WLANs . . . . .	3
1.1.4 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των WLANs . . . . .	4
1.1.5 Ρόλος των ασύρματων τοπικών δικτύων και εφαρμογές τους . . . . .	5
1.1.6 Κυρίαρχα Πρότυπα . . . . .	6
1.2 Ασύρματη Μετάδοση . . . . .	7
1.2.1 Μετάδοση με ραδιοκύματα . . . . .	8
<b>2 Η Υπολογιστική Προσέγγιση</b>	<b>11</b>
2.1 Μέθοδος FDTD . . . . .	11
2.2 Εφαρμογή της μεθόδου FDTD σε δύο διαστάσεις . . . . .	12
2.2.1 Εξισώσεις Maxwell . . . . .	12
2.2.2 $TM_z$ Ρυθμοί . . . . .	14
2.2.3 $TE_z$ Ρυθμοί . . . . .	14
2.2.4 Εφαρμογή πεπερασμένων διαφορών για τις εξισώσεις Maxwell σε δύο διαστάσεις . . . . .	14
<b>3 Μονάδες Επεξεργασίας Γραφικών</b>	<b>19</b>
3.1 Γενικά . . . . .	19
3.2 Μνήμη στην GPU . . . . .	20
3.3 Η εφαρμογή ενός αλγορίθμου FDTD σε CUDA . . . . .	21
<b>4 Προσομοιώσεις Κάλυψης Ασύρματων Τοπικών Δικτύων σε Δύο Διαστάσεις</b>	<b>25</b>
4.1 Προσομοίωση στη CUDA . . . . .	25
4.1.1 Προσομοίωση κτιρίου A . . . . .	25

---

4.1.2	Προσομοίωση κτιρίου A (αλλαγή θέσης της κεραίας) . . . . .	32
4.1.3	Προσομοίωση κτιρίου B . . . . .	37
4.1.4	Προσομοίωση κτιρίου B (αλλαγή θέσης της κεραίας) . . . . .	42
4.1.5	Προσομοίωση κτιρίου B (με δύο κεραίες) . . . . .	45
4.1.6	Προσομοίωση κτιρίου Γ . . . . .	51
4.1.7	Προσομοίωση κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz . . . . .	55
<b>5</b>	<b>Συμπεράσματα</b>	<b>61</b>
	<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>65</b>
	<b>Abstract – Περίληψη στα Αγγλικά</b>	<b>67</b>

# 1

## Εισαγωγή

Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (LANs) τα βρίσκουμε πλέον παντού, σε σπίτια, κτίρια, δημόσιους χώρους τόσο σε εσωτερικούς όσο και σε εξωτερικούς χώρους. Κατά καιρούς έχουν γίνει πολλές προσπάθειες για την ανάπτυξη αυτών των δικτύων [1] – [3].

Η μέθοδος FDTD είναι μια πολύ καλή μέθοδος στο να μοντελοποιεί την κυματική διάδοση σε ένα χώρο. Η μέθοδος αυτή έχει χρησιμοποιηθεί για να υπολογιστεί η κάλυψη μιας περιοχής με σταθμούς που λειτουργούν σε χαμηλές ζώνες ISM [4] - [6] αλλά και σε συχνότητες των 5.8GHz [7]. Ωστόσο, οι εσωτερικοί χώροι μπορεί να είναι πολύ περίπλοκοι και να απαιτούν μια πιο εμπειριστατωμένη ανάλυση της κυματικής διάδοσης. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μέσω μιας ηλεκτρομαγνητικής προσέγγισης [8].

Η μέθοδος FDTD απαιτεί μεγάλες υπολογιστικές απαιτήσεις. Όμως η μεγάλη υπολογιστική δύναμη των μονάδων επεξεργασίας γραφικών έχει εφαρμογή σε πολλές εξελιγμένες εφαρμογές των αλγορίθμων ηλεκτρομαγνητισμού που έχουν αναπτυχθεί. Ανάμεσα σε αυτούς είναι και ο αλγόριθμος FDTD [15] που μπορεί να εφαρμοστεί σε παράλληλα συστήματα και τον οποίο θα αναλύσουμε σε αυτήν την διπλωματική. Σκοπός είναι να υλοποιήσουμε την μέθοδο FDTD σε δύο διαστάσεις με CUDA. Να δείξουμε ότι η μέθοδος επιταχύνεται εκτελώντας την με παράλληλο προγραμματισμό σε μια μονάδα επεξεργασίας γραφικών. Επίσης θα δούμε και κάποιες εφαρμογές του αλγορίθμου όπως η κάλυψη ενός δικτύου.

## 1.1 Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα

Τοπικό ασύρματο δίκτυο (WLAN - Wireless Local Area Network) είναι ένα μεσαίου μεγέθους δίκτυο το οποίο βασίζεται σε ραδιοκύματα για να επιτρέψει την σύνδεση δύο ή περισσότερων υπολογιστών, που βρίσκονται σε μια περιορισμένη περιοχή, χωρίς τη χρήση καλωδίων.

### 1.1.1 Ιστορική Εξέλιξη

Η ιστορία των τοπικών ασύρματων δικτύων χρονολογείται πριν εκατό περίπου χρόνια. Ένας ασύρματος τηλεγράφος που χρησιμοποιούσε σήματα μορς είχε κατασκευαστεί από τον φυσικό Γουλιέλμο Μαρκόνι στις αρχές του 20ου αιώνα. Το 1940 υπήρξαν οι πρώτες χρήσεις της τεχνολογίας διευρυμένου φάσματος. Δηλαδή την τεχνολογία με την οποία η ενέργεια ενός σήματος που καταλαμβάνει κάποιο περιορισμένο φάσμα συχνοτήτων, κατανέμεται εσκεμμένα σε πολύ μεγαλύτερο φασματικό εύρος. Ο σκοπός είναι η αύξηση της ασφάλειας των τηλεπικοινωνιών και της αντοχής στις παρεμβολές. Η πρώτη δικτυακή επικοινωνία αναπτύχθηκε στο Πανεπιστήμιο της Χαβάης το 1970 και ονομάστηκε ALOHAnet όπου τέσσερα νησιά επικοινωνούσαν με ένα κεντρικό υπολογιστή χωρίς την χρήση τηλεφωνικών γραμμών αλλά με ερασιτεχνικά ραδιόφωνα.

Το 1979 είχε δημοσιευθεί μια εργασία από τους F.R Gfeller και U. Baspst η οποία παρουσίαζε ένα τοπικό ασύρματο δίκτυο σε πειραματικό στάδιο, που χρησιμοποιούσε υπέρυθρη ακτινοβολία. Έπειτα το 1980 παρουσιάστηκαν οι πρώτες εφαρμογές με τεχνολογία στενής ζώνης, μια τεχνολογία που διαμορφώνει RF παλμούς συνεχούς κυματομορφής με μία συγκεκριμένη συχνότητα φέροντος για την εκπομπή και λήψη πληροφορίας. Η πρώτη γενιά ασύρματων δρομολογητών (modems) περιοριζόταν σε ένα ήδη υπάρχον σύστημα ραδιοφώνου που περιλάμβανε ένα modem για την επικοινωνία μέσω ενός εύρους συχνοτήτων φωνητικών δεδομένων με ταχύτητες κάτω από 9600 bps. Το 1985 ορίστηκαν πειραματικές ζώνες από την κανονιστική αρχή FCC (Federal Communications Commission) στις ΗΠΑ, για εμπορική εφαρμογή της τεχνολογίας εξάπλωσης φάσματος. Μια τεχνολογία στην οποία η ασύρματη μετάδοση πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας συχνότητες σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης από ότι θα ήταν απαραίτητο για την μετάδοση της πληροφορίας. Οι συχνότητες αυτές ήταν 900 MHz, 2.4 GHz και 5 GHz. Τα modems που χρησιμοποιούνταν εδώ είναι δεύτερης γενεάς. Το 1990 εμφανίζονται τα πρώτα προϊόντα για ασύρματα τοπικά δίκτυα με συχνότητες 900 MHz. Την ίδια περίοδο η IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) ξεκινά την προτυποποίηση για WLANs. Μέχρι και τα μέσα της δεκαετίας του 90 η τεχνολογία είχε πλέον ωριμάσει και έκαναν την εμφάνιση τους προϊόντα σε συχνότητες 2.4 GHz. Το πρωτόκολλο 802.11 (θα το δούμε παρακάτω) είχε εγκριθεί και είχε σημειώσει μεγάλη ανάπτυξη. Η πρώτη φορά που τα ασύρματα τοπικά δίκτυα έγιναν δημόσια διαθέσιμα (οικονο-



Σχήμα 1.1: Wi-Fi που συνδέεται μέσω θύρας USB με έναν υπολογιστή.

μικά προσιτά) στο κοινό για προσωπική χρήση ήταν το 1999 όπου κυκλοφόρησαν προϊόντα με το πρωτόκολλο IEEE 802.11b. Το 2000 εμφανίζεται το πρότυπο 802.11 WG που είναι μια βελτιωμένη έκδοση του 802.11b και εισάγεται η ονομασία Wi-Fi που αφορά προϊόντα του παραπάνω προτύπου.

### 1.1.2 Συσκευές που αποτελούν τα ασύρματα τοπικά δίκτυα

**Σταθμοί εργασίας.** Αποτελούν τις συσκευές των χρηστών. Λειτουργούν σαν αποστολείς αλλά και σαν παραλήπτες μετατρέποντας τα ραδιοκύματα που εκπέμπει κάποιο σημείο πρόσβασης (θα τα δούμε πιο κάτω) σε ψηφιακά σήματα. Σταθμοί εργασίας μπορούν να είναι προσωπικοί υπολογιστές, PDAs, κινητά τηλέφωνα κ.α.

**Δρομολογητές (Access Points, Ασύρματα Routers).** Είναι οι συσκευές που συνδέουν τους ασύρματους σταθμούς εργασίας με το Internet. Αναλαμβάνουν την αποστολή και λήψη πακέτων δεδομένων μεταξύ ενός ή περισσότερων δρομολογητών και πελατών, κατά μήκος πολλαπλών δικτύων. Η δρομολόγηση γίνεται με βάση διάφορα κριτήρια και τελικώς επιλέγεται μία ανάμεσα σε διάφορες πιθανές διαδρομές.

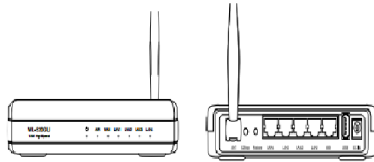
**Γέφυρες.** Χρησιμοποιούνται για να επεκτείνουν ένα δίκτυο LAN και για να ενώσουν τις ασύρματες συσκευές με τα ενσύρματα τμήματα του δικτύου. Δηλαδή μπορούν να ενώσουν δύο ή και περισσότερα δίκτυα. Στέλνουν πακέτα από ένα υπολογιστή σε ένα άλλο δίκτυο.

**Επαναλήπτης.** Φιλτράρει ή αποκωδικοποιεί το σήμα που λαμβάνει από την συσκευή αποστολής και το αναμεταδίδει στο δέκτη. Πολλές φορές ο επαναλήπτης λειτουργεί και σαν ενισχυτής.

**Εξυπηρετητές.** Χρησιμοποιούνται για να παρέχουν πόρους σε υπολογιστές, μέσα σε ένα δίκτυο και για να συντονίζουν την λειτουργία των χρηστών στέλνοντας δεδομένα σε άλλους εξυπηρετητές.

### 1.1.3 Τρόποι Σύνδεσης των WLANs

Για να μπορούν οι σταθμοί εργασίας να έχουν πρόσβαση σε ένα ασύρματο τοπικό δίκτυο πρέπει να έχουν εγκατεστημένο κάποιο hardware. Αυτό το hardware λέγεται κάρτα



Σχήμα 1.2: Ένας ασύρματος δρομολογητής (Access Point).

δικτύου. Μπορεί να είναι εσωτερικά στον υπολογιστή ή μπορεί να συνδέεται εξωτερικά με αυτόν όπως βλέπουμε στο Σχήμα 1.1 [9]. Το βασικό όμως στοιχείο ενός ασύρματου τοπικού δικτύου είναι η κυψέλη. Εκεί όπου λαμβάνει χώρα η ασύρματη επικοινωνία. Για να μπορεί κάποιος να έχει πρόσβαση στο δίκτυο πρέπει να βρίσκεται εντός κάλυψης αυτής της κυψέλης. Πολύ είναι οι παράγοντες που ορίζουν τα όρια αυτά. Κυριότερος παράγοντας όμως είναι η ένταση της ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος. Άλλοι παράγοντες είναι οι τοίχοι που μπορεί να υπάρχουν στον χώρο ή οποιαδήποτε άλλα εμπόδια τα οποία μειώνουν την ισχύ του σήματος. Οι βασικότεροι τρόποι σύνδεσης των WLANs αναφέρονται παρακάτω.

**Ad-hoc ασύρματα τοπικά δίκτυα.** Εδώ δεν υπάρχει κεντρική υποδομή, αλλά όλοι οι υπολογιστές επικοινωνούν μεταξύ τους αυτόνομα. Υπάρχει ένας κεντρικός υπολογιστής στον οποίο ενώνονται και οι υπόλοιποι. Κάθε χρήστης του δικτύου θα πρέπει να διαθέτει έναν λογαριασμό χρήστη στον κεντρικό υπολογιστή. Επίσης η σύνδεση είναι προσωρινή.

**BSS (Basic Service Set) δίκτυα.** Σε αντίθεση με τα ad-hoc δίκτυα, εδώ υπάρχει κεντρική υποδομή, ένας κεντρικός ασύρματος δρομολογητής (Access Point). Κάθε σταθμός εργασίας χρησιμοποιεί ένα μοναδικό αναγνωριστικό το οποίο ονομάζεται SSID (Service Set Identifier). Για να μπορέσει κάποιος να συνδεθεί στο δίκτυο πρέπει να γνωρίζει το SSID. Το Access Point μπορεί να συνδεθεί απευθείας στο Internet μέσω xDSL (x-Digital Subscriber Line) σύνδεσης. Στο Σχήμα 1.2 [10] βλέπουμε την πρόσοψη και τη πίσω όψη ενός Access Point.

**ESS (Extended Service Set) δίκτυα.** ESS τοπολογία έχουμε όταν πολλά BSS δίκτυα είναι συνδεδεμένα με ένα καλώδιο μεταξύ τους έχοντας έτσι ένα πιο μεγάλο δίκτυο.

**Hot Spots.** Τα hot spots είναι τοπικά ασύρματα δίκτυα που παρέχουν πρόσβαση στο Internet. Μπορεί να είναι είτε δωρεάν είτε όχι και τα βρίσκουμε πολύ συχνά σε δημόσιους χώρους. Ένα hot spot μπορεί να αποτελείται από ένα απλό BSS ή με την χρήση της ESS τοπολογίας να απλώνεται σε ένα πιο μεγάλο χώρο.

### 1.1.4 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των WLANs

Μερικά από τα πλεονεκτήματα των ασύρματων τοπικών δικτύων είναι:

**Ευχέρεια κίνησης.** Ο χρήστης μπορεί να έχει πρόσβαση στο Internet, όπου κι αν βρίσκεται μέσα στο χώρο κάλυψης του δικτύου. Δεν είναι αναγκασμένος να εργάζεται ή να ψυχαγωγείται μένοντας περιορισμένος σε ένα μόνο σημείο.

**Εύκολη και γρήγορη εγκατάσταση.** Απαλλαγή από το να τραβήξει κάποιος καλώδια στο σημείο που επιθυμεί να εγκαταστήσει τον υπολογιστή του και που ίσως σε μερικές περιπτώσεις αυτό να μην είναι εφικτό.

**Συμβατότητα.** Είναι εφικτό να συνδεθούν ενσύρματα με ασύρματα τοπικά δίκτυα ικανοποιώντας έτσι περισσότερες ανάγκες του δικτύου.

**Μειωμένο κόστος.** Τα έξοδα εγκατάστασης είναι σχετικά λίγα σε σύγκριση με τα έξοδα ενός ενσύρματου δικτύου.

**Φιλικά προς τον άνθρωπο.** Η ακτινοβολία που εκπέμπεται από μια κάρτα δικτύου είναι μη ιονίζουσα και πολύ πιο μικρή από το επιτρεπτό όριο.

Μερικά από τα μειονεκτήματα των ασύρματων τοπικών δικτύων είναι:

Σε μια ασύρματη μετάδοση έχουμε κάποιους περιορισμούς όπως: μεγαλύτερος ρυθμός λαθών, μεγαλύτερη καθυστέρηση, μεγαλύτερη διακύμανση καθυστέρησης. Όλα αυτά έχουν σαν αποτέλεσμα να έχουμε **μικρότερο throughput**, σε σύγκριση με τα ενσύρματα τοπικά δίκτυα.

Τα προϊόντα των ασύρματων τοπικών δικτύων υπακούν σε εθνικούς περιορισμούς. **Δεν είναι παγκόσμιας εμβέλειας (Region Free).**

### 1.1.5 Ρόλος των ασύρματων τοπικών δικτύων και εφαρμογές τους

Τα ασύρματα τοπικά δίκτυα έχουν σαν κυριότερο στόχο να καλύψουν κάποιες ανάγκες που δεν μπορούν να καλυφθούν από τα ενσύρματα δίκτυα. Πολλές φορές χρειαζόμαστε πρόσβαση στο Internet σε κάποιους χώρους που είναι δύσκολο να υπάρχει καλωδίωση όπως για παράδειγμα στα αεροδρόμια ή η πρόσβαση να είναι προτιμότερο να γίνει παροδική όπως σε μια αίθουσα συνεδριάσεων.

Μια εφαρμογή των ασύρματων τοπικών δικτύων είναι η **επέκταση ενός ήδη υπάρχον τοπικού δικτύου**. Με ένα ασύρματο τοπικό δίκτυο αποφεύγονται τα ζητήματα αναδιάρθρωσης της δικτυακής υποδομής, άμα είναι αυτή αναγκαία και μειώνονται κατά πολύ τα έξοδα της. Με την εξέλιξη της τεχνολογίας στη μετάδοση των δεδομένων, υπάρχει μια αυξανόμενη προτίμηση στην καλωδίωση συστραμμένου ζεύγους την οποία διαθέτουν όμως και αρκετά παλαιά κτίρια. Έχοντας έτσι σαν αποτέλεσμα τα ενσύρματα τοπικά δίκτυα να υπάρχουν σε πάρα πολλούς τόπους αλλά και σε περιπτώσεις όπου η καλωδίωση δεν είναι αρκετή για να καλύψει όλες τις ανάγκες ενός δικτύου όπως σε παλιά κτίρια, τα WLAN είναι μια καλή λύση. Σε όλες αυτές τις περιπτώσεις όμως είναι πάρα πολύ πιθανόν να υπάρχει ήδη ένα ενσύρματο τοπικό δίκτυο εγκατεστημένο. Όπως για παράδειγμα σε ένα αεροδρόμιο, που τα γραφεία και οι αποθήκες να έχουν ενσύρματη δικτύωση αλλά η αίθουσα αναμονής των ταξιδιωτών να μην έχει, έχοντας έτσι σαν αποτέλεσμα οι ταξιδιώτες να μην μπορούν να έχουν πρόσβαση στο Internet. Μια λύση στην περίπτωση αυτή είναι η επέκταση του ήδη υπάρχοντος τοπικού δικτύου με ένα ασύρματο δίκτυο.

Μια άλλη εφαρμογή των ασύρματων τοπικών δικτύων είναι η **δια-κτιριακή διασύνδεση** δύο (ή και περισσότερων) τοπικών δικτύων που βρίσκονται σε διαφορετικά κτίρια [11]. Η τεχνική αυτή επιτυγχάνεται με μια ασύρματη σύνδεση από σημείο σε σημείο (wireless point-to-point link). Αυτή βέβαια η λύση συμφέρει όταν το ασύρματο μέσο μπορεί να φτάσει εκεί που δεν μπορεί το καλώδιο.

Η **νομαδική πρόσβαση** είναι μια άλλη εφαρμογή ενός ασύρματου τοπικού δικτύου. Νομαδική πρόσβαση έχουμε όταν συνδέεται ένας φορητός υπολογιστής με ένα τοπικό δίκτυο. Όταν για παράδειγμα κάποιος θέλει να ενωθεί από τον φορητό υπολογιστή του στο σταθερό υπολογιστή του, για να μεταφέρει κάποια αρχεία, τότε έχουμε τέτοιου είδους σύνδεση. Άλλο κλασικό παράδειγμα τέτοιας σύνδεσης είναι όταν βρισκόμαστε στο πανεπιστήμιο και έχουμε πρόσβαση από τον φορητό μας υπολογιστή στους server της σχολής.

Τέλος μια άλλη εφαρμογή των ασύρματων τοπικών δικτύων είναι η **δικτύωση ειδικού σκοπού (Ad Hoc Networking)**. Στην περίπτωση αυτή οι υπολογιστές είναι συνδεδεμένοι ο ένας με τον άλλο όπως εξηγήσαμε και παραπάνω. Ένα παράδειγμα τέτοιας δικτύωσης είναι όταν πρόκειται να γίνει κάποια παρουσίαση σε έναν υπολογιστή και πρέπει όλοι να την παρακολουθήσουν.

### 1.1.6 Κυρίαρχα Πρότυπα

Χωρίζονται σε τρεις μεγάλες κατηγορίες: τα πρότυπα της IEEE, το πρότυπο του ETSI (European Telecommunications Standards Institute) και το πρότυπο στην Ιαπωνία. Πλέον το πρωτόκολλο IEEE 802.11 και οι παραλλαγές του αποτελούν τα κυρίαρχα πρότυπα στην βιομηχανία των ασύρματων τοπικών δικτύων. Έχουν κοινό το υπό-επίπεδο MAC (Media Access Control), που είναι αυτό που χειρίζεται τη πρόσβαση σε κοινούς πόρους, και διαφέρουν στο φυσικό μέσο. Το υπό-επίπεδο LLC (Logical Link Control), που έχει σαν κύριο σκοπό να παρέχει υπηρεσίες στο επίπεδο δικτύου, είναι το ίδιο με το πρωτόκολλο 802.2 που χρησιμοποιείται στα περισσότερα ενσύρματα τοπικά δίκτυα (Ethernet) [12]. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το 802.11 να συνδέεται χωρίς μετατροπές συνδεσιμότητας με το Internet. Το κυρίως πρωτόκολλο MAC του 802.11 είναι το DCF (Distributed Coordination Function) το οποίο βασίζεται στην μέθοδο CSMA/CA. Αξίζει να αναφερθεί ότι το DCF παρέχει την λύση στα έμφυτα στις ασύρματες επικοινωνίες προβλήματα του εκτεθειμένου τερματικού και του κρυμμένου τερματικού.

Τα πρότυπα της IEEE είναι τα εξής:

**802.11b.** Το πρότυπο αυτό εκδόθηκε το Σεπτέμβριο του 1999, έχει συχνότητα 2.4GHz και ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 11Mbps ανάλογα με την ποιότητα σήματος. Το πρωτόκολλο αυτό χωρίζει το εύρος των συχνοτήτων σε τρεις μη αλληλοκαλυπτόμενες περιοχές. Το ωφέλιμο bandwidth μειώνεται στα 6 Mbps εξαιτίας των πρωτοκόλλων διασύνδεσης. Για εσωτερικούς χώρους η προτεινόμενη απόσταση μεταξύ των συσκευών είναι τα 30 μέτρα ενώ



για εξωτερικούς είναι τα 120 μέτρα.

**802.11a.** Το πρωτόκολλο αυτό έχει περισσότερα πλεονεκτήματα από το πρωτόκολλο 802.11b. Έχει συχνότητα 5GHz και ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 54Mbps με το ωφέλιμο να φτάνει τα 25 Mbps. Έχει λιγότερες παρεμβολές από το 802.11b. Υποστηρίζεται από την OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) τεχνική. Η απόσταση κάλυψης μειώνεται πολύ εξαιτίας των ψηλών ραδιοσυχνοτήτων, όπως επίσης και η διεισδυτική δύναμη. Το 802.11b υπερσχύει σε αυτό το σημείο.

**802.11g.** Έχει συχνότητα 2.4GHz και ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 54Mbps. Αποτελεί μια βελτίωση του προτύπου 802.11b αφού διορθώνει τους περιορισμούς σε bandwidth, διατηρώντας την διεισδυτική ικανότητα του. Όμως εάν ένας σταθμός 802.11b βρίσκεται μέσα σε ένα δίκτυο 802.11g, τότε όλοι οι σταθμοί θα πρέπει να χρησιμοποιούν την διαμόρφωση σήματος του 802.11b για να είναι συμβατοί μεταξύ τους.

**802.11e.** Το πρότυπο αυτό θεωρείται μεγάλης σημασίας για εφαρμογές που η καθυστέρηση παίζει πολύ μεγάλο ρόλο όπως είναι η μετάδοση φωνής μέσω διαδικτύου (VoIP). Έχει συχνότητα 2.4GHz (ίδια με το 802.11b) ή 5.7GHz (ίδια με το 802.11a). Το πρωτόκολλο αυτό εισάγει μια νέα λειτουργία συντονισμού, την υβριδική λειτουργία συντονισμού (HCF - Hybrid Coordination Function). Η οποία είναι χωρισμένη σε δύο μεθόδους, την ελεγχόμενη πρόσβαση καναλιού (HCF) και την ενισχυμένη κατανομημένη πρόσβαση καναλιού (EDCA - Enhanced Distributed Channel Access). Μια εφαρμογή αυτών των μεθόδων θα μπορούσε να είναι για παράδειγμα το ηλεκτρονικό ταχυδρομείο, να καταταχτεί σε μια κατηγορία χαμηλής προτεραιότητας, και η μετάδοση φωνής με ασύρματα τοπικά δίκτυα σε μια κατηγορία υψηλής προτεραιότητας.

**802.11h.** Το πρωτόκολλο απευθύνεται στην επέκταση της διαχείρισης του φάσματος και της μεταφοριμότητας. Έχει συχνότητα 5GHz και παρέχει δυναμική επιλογή συχνότητας (DFS - Dynamic Frequency Selection). Λύνει προβλήματα παρεμβολής με ραντάρ και δορυφόρους.

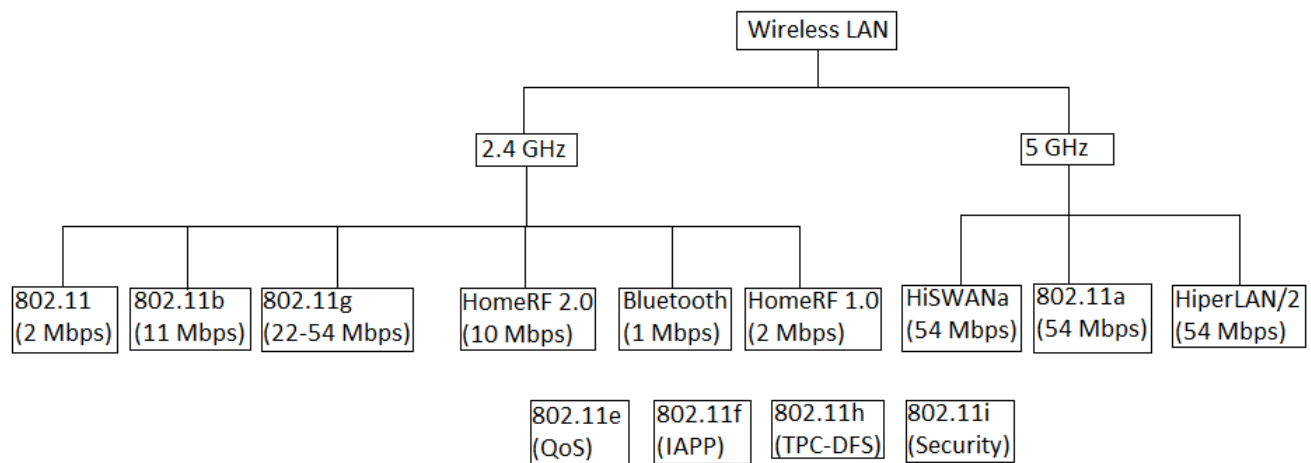
**802.11y.** Το πρωτόκολλο αυτό παρέχει ένα μηχανισμό έτσι ώστε το σημείο πρόσβασης να δηλώνει τους σταθμούς που συνδέονται με βάση την πρόθεση του να αλλάζει κανάλια ή να αλλάζει το εύρος ζώνης των καναλιών. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, τα WLAN να επιλέγουν τα κανάλια με τον πιο λίγο θόρυβο. Ο μηχανισμός αυτός λέγεται εκτεταμένη ανακοίνωση εναλλαγής καναλιών (ECSA). Έχει συχνότητα 3.6GHz ή 4.9GHz.

Το πρότυπο του ETSI είναι το:

**HiperLAN/2 (High PERFORMANCE LAN – Type 2).** Το πρωτόκολλο αυτό έχει αυξημένη ασφάλεια επικοινωνίας, συχνότητα 5GHz και ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 54Mbps.

Το πρότυπο στην Ιαπωνία είναι το :

**HiSWAN (High Speed Wireless Access Network).** Αναπτύχθηκε από την ARIB MMAC και έχει συχνότητα 5GHz.



Σχήμα 1.3: Πρωτόκολλα χωρισμένα με βάση την συχνότητα μετάδοσης τους [13].

## 1.2 Ασύρματη Μετάδοση

Τα ραδιοκύματα είναι οι χαμηλές συχνότητες του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος (από 3 KHz έως 300 GHz). Στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες χρησιμοποιούνται συνήθως συχνότητες από 30 MHz έως 1GHz ή από 2 GHz έως 40 GHz (ραδιοκύματα ευρείας εκπομπής ή μικροκύματα αντίστοιχα). Τα ραδιοκύματα ευρείας εκπομπής εξασθενούν σχετικά γρήγορα αλλά έχουν την ικανότητα να διαπερνούν φυσικά εμπόδια, ενώ τα μικροκύματα διαδίδονται σε μεγαλύτερες αποστάσεις αλλά ανακλώνται ευκολότερα από φυσικά εμπόδια.

### 1.2.1 Μετάδοση με ραδιοκύματα

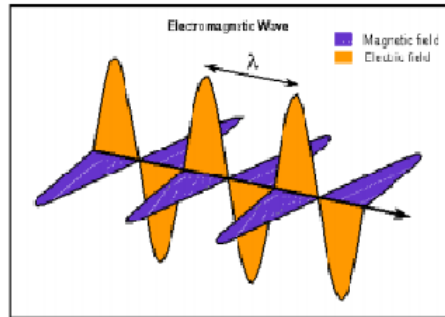
Η πληροφορία που φεύγει από τον πομπό και φτάνει στον δέκτη είναι κωδικοποιημένη σε ραδιοκύματα τα οποία μεταδίδονται στον ελεύθερο χώρο μεταξύ των δύο σημείων.

Broadcast ασύρματες επικοινωνίες ονομάζονται οι επικοινωνίες που διαδίδονται μόνο προς την μια κατεύθυνση όπως είναι για παράδειγμα το ραδιόφωνο (FM και AM) και χαρακτηρίζονται ως επικοινωνία ένας προς πολλούς (one to many). Υπάρχει και η αμφίδρομη επικοινωνία όπου επιτρέπεται η λήψη και η μετάδοση ραδιοκυμάτων προς και από τις άλλες συσκευές είτε ταυτόχρονα είτε εναλλασσόμενα. Αυτή η επικοινωνία μπορεί να χαρακτηρίζεται ως επικοινωνία σημείου με σημείο (point to point) ή σημείου με πολλά σημεία (point to multipoint). Ένα παράδειγμα point to point επικοινωνίας είναι οι δικτυακές συνδέσεις μεταξύ κτιρίων και ένα για point to multipoint είναι τα ασύρματα τοπικά δίκτυα.

Η αμφίδρομη επικοινωνία υλοποιείται από δύο κυρίως επικοινωνίες : την α) FDD και την β) TDD.

#### Frequency Division Duplex (FDD)

Η μέθοδος αυτή βασίζεται στο ότι χρησιμοποιεί διαφορετική συχνότητα για την μετάδοση και διαφορετική συχνότητα για την λήψη, έχοντας όμως τέτοια απόσταση οι συχνό-



Σχήμα 1.4: Ηλεκτρομαγνητική μετάδοση: Μαγνητικό και Ηλεκτρικό Πεδίο [14].

τητες αυτές ώστε να μην έχουμε παρεμβολές. Παρόλο που η FDD μπορεί να παρέχει μια πλήρως ταυτόχρονη επικοινωνία χρησιμοποιώντας διαφορετικά κανάλια συχνοτήτων (για μετάδοση και για λήψη), έχει ένα σημαντικό μειονέκτημα. Απαιτεί μεγάλο bandwidth τόσο για την μετάδοση όσο και για την λήψη.

#### **Time Division Duplex (TDD)**

Σε αντίθεση με την FDD, η TDD χρησιμοποιεί την ίδια συχνότητα και για την μετάδοση και για την λήψη. Στην TDD η επικοινωνία δεν είναι πλήρως ταυτόχρονη γιατί η μετάδοση και η λήψη εναλλάσσονται περιοδικά κατά την διάρκεια της επικοινωνίας. Αυτή η μέθοδος απαιτεί από τις συσκευές να εναλλάσσονται πολύ γρήγορα μεταξύ των καταστάσεων λήψης και μετάδοσης, είναι όμως πολύ αποδοτική για τη χρήση και την αξιοποίηση του φάσματος συχνοτήτων.



# 2

## Η Υπολογιστική Προσέγγιση

### 2.1 Μέθοδος FDTD

Η μέθοδος FDTD (Finite-Difference Time-Domain) είναι μια υπολογιστική μέθοδος για την ανάλυση των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων που προτάθηκε από τον Kane Yee το 1966 [15]. Μέχρι και σήμερα αποτελεί μια από τις πιο δημοφιλέστερες μεθόδους για την επίλυση ηλεκτρομαγνητικών προβλημάτων. Η ιδέα που είχε ο Yee ήταν να επιλέξει μια γεωμετρία για χωρική δειγματοληψία των ηλεκτρικών και μαγνητικών στοιχείων που να αντιπροσωπεύει τόσο τις διαφορικές όσο και τις ολοκληρωτικές μορφές των εξισώσεων του Maxwell (τις οποίες θα δούμε παρακάτω). Πολλοί εναλλακτικοί συνδυασμοί των εξισώσεων Maxwell έχουν προταθεί από την δημοσίευση του Yee, αλλά κανένας δεν είχε τόση μεγάλη απήχηση όση είχε η αρχική του Yee.

Ο αλγόριθμος του Yee έχει τοποθετημένες τις συνιστώσες του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου σε ένα χώρο τριών διαστάσεων, έτσι ώστε κάθε συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου να είναι περικυκλωμένη από τέσσερις συνιστώσες του μαγνητικού πεδίου και κάθε συνιστώσα του μαγνητικού πεδίου να είναι περικυκλωμένη από τέσσερις συνιστώσες του ηλεκτρικού πεδίου. Κάθε συνιστώσα, είτε του ηλεκτρικού είτε του μαγνητικού πεδίου, αντιστοιχίζεται με ένα κελί χώρου, γνωστά και ως κελιά του Yee. Με αυτόν τον τρόπο είναι εφικτό να αναγνωριστούν τα κελιά του ηλεκτρικού πεδίου που σχετίζονται με τη ροή ρεύματος μετατόπισης που συνδέει τους μαγνητικούς βρόγχους, όπως επίσης και τα κελιά του μαγνητικού πεδίου που σχετίζονται με τη μαγνητική ροή που συνδέει τους ηλεκτρικούς βρόγχους. Ο αλγόριθμος του Yee βασίζεται κατά κύριο λόγο στην τεχνική leapfrog. Στη

τεχνική αυτή όλοι οι υπολογισμοί του ηλεκτρικού πεδίου στο χώρο, ολοκληρώνονται και αποθηκεύονται στη μνήμη για ένα συγκεκριμένο χρονικό σημείο χρησιμοποιώντας προηγούμενες αποθηκευμένες τιμές του μαγνητικού πεδίου. Στη συνέχεια, όλοι οι υπολογισμοί του μαγνητικού πεδίου στο χώρο έχουν ολοκληρωθεί και αποθηκεύονται στη μνήμη χρησιμοποιώντας τις τιμές του ηλεκτρικού πεδίου που μόλις υπολογίστηκε. Ο κύκλος αρχίζει και πάλι με τον εκ νέου υπολογισμό των συνιστωσών του ηλεκτρικού πεδίου με βάση τις πρόσφατες τιμές που έλαβε από το μαγνητικό πεδίο. Αυτή η διαδικασία συνεχίζεται μέχρι όλα τα κελιά του Yee, ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου, να υπολογιστούν.

Ο αλγόριθμος του Yee υπολογίζει και το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο στο χρόνο και στο χώρο χρησιμοποιώντας τα ζεύγη των εξισώσεων του Maxwell. Δηλαδή δεν υπολογίζει μόνο το ηλεκτρικό πεδίο ή μόνο το μαγνητικό πεδίο με μια εξίσωση κύματος.

## 2.2 Εφαρμογή της μεθόδου FDTD σε δύο διαστάσεις

### 2.2.1 Εξισώσεις Maxwell

Παρακάτω δίνονται οι εξισώσεις του Maxwell σε διαφορική και ολοκληρωτική μορφή: Νόμος του Gauss για ηλεκτρικό πεδίο:

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2.1)$$

$$\oint_s \vec{E} \cdot d\vec{A} = \frac{q}{\epsilon_0} \quad (2.2)$$

Νόμος του Gauss για μαγνητικό πεδίο:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\oint_s \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.4)$$

Νόμος επαγωγής του Faraday:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.5)$$

$$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial \Phi_B}{\partial t} \quad (2.6)$$

Νόμος του Αμπέρ:

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 J + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\oint_c \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \Phi_E}{\partial t} \quad (2.8)$$

Έστω μια περιοχή που υπάρχουν υλικά τα οποία απορροφούν ηλεκτρική ή μαγνητική ενέργεια και η κατεύθυνση  $z$  επεκτείνεται στο άπειρο, τότε οι εξισώσεις του Maxwell γράφονται ως εξής:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ -\frac{\partial E_z}{\partial y} - (M_{source_x} + \sigma \cdot H_x) \right] \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial x} - (M_{source_y} + \sigma \cdot H_y) \right] \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{source_z} + \sigma \cdot H_z) \right] \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial H_z}{\partial y} - (J_{source_x} + \sigma E_x) \right] \quad (2.12)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ -\frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{source_y} + \sigma E_y) \right] \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{source_z} + \sigma E_z) \right] \quad (2.14)$$

$\nabla$  : Τελεστής ανάδελα ( $meter^{-1}$ )

$E$  : Ηλεκτρικό πεδίο (volts / meter)

$H, B$  : Μαγνητικό πεδίο (amperes / meter)

$J$  : Ηλεκτρική πυκνότητα ρεύματος (amperes /  $meter^2$ )

$M$  : Ισοδύναμη μαγνητική πυκνότητα ρεύματος (volts /  $meter^2$ )

$I = \int_s J \cdot dA$  : Συνολικό ρεύμα που διέρχεται από επιφάνεια  $S$  (amperes)

$dA$  : Απειροστό διανυσματικό στοιχείο της επιφάνειας  $S$  με φορά κάθετη σε αυτήν ( $meter^2$ )

$dl$  : Απειροστό διανυσματικό στοιχείο του βρόχου  $c$  με φορά εφαπτομενική σε αυτόν (meter)

$\Phi_B = \int_s B \cdot dA$  : Ροή μαγνητικού πεδίου μέσα από οποιαδήποτε επιφάνεια  $S$  (Wb)

$\Phi_E = \int_s E \cdot dA$  : Ροή ηλεκτρικού πεδίου μέσα από οποιαδήποτε επιφάνεια  $S$  (Volts/ $meter^2$ )

$\varepsilon$  : Διηλεκτρική σταθερά (farads / meter)

$\varepsilon_0$  : Διηλεκτρική σταθερά του κενού (F/meter)

$\mu$  : Μαγνητική διαπερατότητα (henry / meter)

$\mu_0$  : Μαγνητική διαπερατότητα του κενού (henry / meter)

$\sigma$  : Ηλεκτρική αγωγιμότητα (siemens / meter)

$\sigma'$  : Αγωγιμότητα (ohms / meter)

$\rho$  : Συνολική πυκνότητα ηλεκτρικού φορτίου. ( $C \cdot meter^{-3}$ )

### 2.2.2 $TM_z$ Ρυθμοί

Θεωρούμε ότι ομαδοποιούμε τις 2.9 έως 2.14 σύμφωνα με τα στοιχεία διανύσματος των πεδίων. Θα έχουμε δύο ομάδες των τριών εξισώσεων, τις 2.9, 2.10, 2.14 και τις 2.11, 2.12, 2.13. Παρατηρούμε ότι οι συνιστώσες  $E$  και  $H$  κάθε μιας ομάδας ικανοποιούν τις εξισώσεις του Maxwell όταν οι συνιστώσες τις άλλης ομάδας θεωρηθούν μηδενικές. Για παράδειγμα ομαδοποιούμε τις 2.9, 2.10 και 2.14 που περιέχουν μόνο τα  $H_x$ ,  $H_y$  και  $E_z$ . Σε αυτήν την περίπτωση η συνιστώσα  $H_z$  ισούται με μηδέν. Θα ορίσουμε αυτό το σετ στοιχείων πεδίου σαν ρυθμούς Transverse-Magnetic (Εγκάρσιοι Μαγνητικοί -  $TM_z$ ) σε δύο διαστάσεις:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ -\frac{\partial E_z}{\partial y} - (M_{source_x} + \sigma H_x) \right] \quad (2.15)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial x} - (M_{source_y} + \sigma H_y) \right] \quad (2.16)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{source_z} + \sigma E_z) \right] \quad (2.17)$$

### 2.2.3 $TE_z$ Ρυθμοί

Ομαδοποιούμε τώρα τις εξισώσεις 2.11, 2.12 και 2.13 που περιέχουν μόνο τα  $E_x$ ,  $E_y$  και  $H_z$ . Σε αυτήν την περίπτωση η συνιστώσα  $E_z$  ισούται με μηδέν. Θα ορίσουμε αυτό το σετ στοιχείων πεδίου σαν ρυθμούς Transverse-Electric (Εγκάρσιοι Ηλεκτρικοί -  $TE_z$ ) σε δύο διαστάσεις:

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial H_z}{\partial y} - (J_{source_x} + \sigma E_x) \right] \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ -\frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{source_y} + \sigma E_y) \right] \quad (2.19)$$

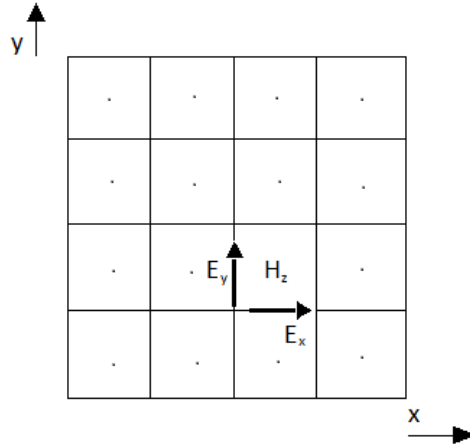
$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{source_z} + \sigma H_z) \right] \quad (2.20)$$

### 2.2.4 Εφαρμογή πεπερασμένων διαφορών για τις εξισώσεις Maxwell σε δύο διαστάσεις

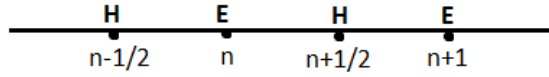
Τώρα θα εφαρμόσουμε αυτά που διατυπώθηκαν παραπάνω για να επιτύχουμε μια αριθμητική προσέγγιση των εξισώσεων του Maxwell σε  $TE_z$  ρυθμούς (εξ. 2.11, 2.12, 2.13). Θεωρούμε το πλέγμα του Σχήματος 2.1 και το διάγραμμα του Σχήματος 2.2 :

Έστω το κελί  $(i, j)$ , στον χρόνο ισχύει:





Σχήμα 2.1: Πλέγμα χώρου δύο διαστάσεων.



Σχήμα 2.2: Διάγραμμα χρόνου σε μια διάσταση του αλγορίθμου του Yee.

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} \Big|_{(i,j)}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} - E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n}{\Delta t} \quad (2.21)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} \Big|_{(i,j)}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{E_{y(i,j+\frac{1}{2})}^{n+1} - E_{y(i,j+\frac{1}{2})}^n}{\Delta t} \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} \Big|_{(i,j)}^n = \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} \quad (2.23)$$

και στο χώρο:

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} \Big|_{(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^n = \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j+1)}^n - E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n}{\Delta y} \quad (2.24)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} \Big|_{(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^n = \frac{E_{y(i+1,j+\frac{1}{2})}^n - E_{y(i,j+\frac{1}{2})}^n}{\Delta x} \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} \Big|_{(i+\frac{1}{2},j)}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} \Big|_{(i,j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \quad (2.27)$$

Αναφερόμενοι στο Σχήμα 2.1, κάνουμε μια αντικατάσταση των κεντρικών διαφορών για τα παράγωγα του χώρου και του χρόνου στην 2.12, για παράδειγμα  $E_{x(i+\frac{1}{2},j,n)}$  και θεωρούμε

$J_{source_z} = 0$  . Λαμβάνοντας υπόψη και τις πιο πάνω εξισώσεις, προκύπτει το παρακάτω:

$$\frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} - E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} \left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \sigma_{(i+\frac{1}{2},j)} E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+\frac{1}{2}} \right] \quad (2.28)$$

Παρατηρούμε ότι όλες οι συνιστώσες πεδίου στη δεξιά πλευρά, υπολογίζονται σε χρονική στιγμή  $n + \frac{1}{2}$ , συμπεριλαμβανομένου και του ηλεκτρικού πεδίου που εμφανίζεται λόγω της αγωγιμότητας του υλικού. Μιας και οι τιμές του ηλεκτρικού πεδίου την χρονική στιγμή  $n + \frac{1}{2}$ , δεν θα πρέπει να αποθηκεύονται στη μνήμη του υπολογιστή (μόνο οι προηγούμενες τιμές του ηλεκτρικού πεδίου στη χρονική στιγμή  $n$  θα πρέπει να είναι στη μνήμη), θα πρέπει με κάποιο τρόπο να υπολογίσουμε αυτούς τους όρους. Ένας πολύ καλός τρόπος για να το πετύχουμε αυτό είναι να αντικαταστήσουμε:

$$E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} + E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n}{2} \quad (2.29)$$

Οι τιμές του  $E_x$  στο χρονικό βήμα  $n + \frac{1}{2}$ , είναι απλώς ο αριθμητικός μέσος όρος των αποθηκευμένων τιμών  $E_x$  στο χρονικό βήμα  $n + 1$  και των τιμών  $E_x$  στο χρονικό βήμα  $n$ . Αντικαθιστώντας την 2.29 στην 2.28 έχουμε:

$$\left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \sigma_{(i+\frac{1}{2},j)} \left( \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} + E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n}{2} \right) \right] \frac{\Delta t}{\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} \quad (2.30)$$

και πολλαπλασιάζοντας και τα δύο μέλη με  $\Delta t$  προκύπτει:

$$E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} - E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n = -\frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)} \Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} - \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)} \Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} \left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right] \quad (2.31)$$

Παρατηρούμε ότι οι όροι  $E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1}$  και  $E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n$  εμφανίζονται και στις δύο πλευρές της 2.31. Η συλλογή όλων των όρων αυτών των δύο τύπων και η απομόνωση τους σε κάθε μεριά ξεχωριστά μας δίνει:

$$E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} + \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)} \Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} = E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n - \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)} \Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} \left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right] \quad (2.32)$$

και με κάποιες απλές μαθηματικές πράξεις έχουμε:

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}}\right) E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} &= \left(1 - \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}}\right) E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n + \\ &+ \frac{\Delta t}{\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}} \left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right] \end{aligned} \quad (2.33)$$

Διαιρώντας και τα δύο μέλη με  $\left(1 + \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}}\right)$  προκύπτει η επιθυμητή χρονικού βήματος σχέση  $E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1}$ :

$$\begin{aligned} E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} &= \left( \frac{1 - \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}}}{1 + \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}}} \right) E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n + \left( \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}}}{1 + \frac{\sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)}}} \right) \\ &\left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right] \end{aligned} \quad (2.34)$$

και με κάποιες απλές μαθηματικές πράξεις έχουμε:

$$\begin{aligned} E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^{n+1} &= \left( \frac{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)} - \sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)} + \sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t} \right) E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n + \left( \frac{2\Delta t}{2\varepsilon_{(i+\frac{1}{2},j)} + \sigma_{(i+\frac{1}{2},j)}\Delta t} \right) \\ &\left[ \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right] \end{aligned} \quad (2.35)$$

Με συνοπτικές τώρα διαδικασίες υπολογίσουμε και το  $E_{y(i,j+\frac{1}{2})}^{n+1}$ . Το τελικό αποτέλεσμα είναι:

$$\begin{aligned} E_{y(i,j+\frac{1}{2})}^{n+1} &= \left( \frac{2\varepsilon_{(i,j+\frac{1}{2})} - \sigma_{(i,j+\frac{1}{2})}\Delta t}{2\varepsilon_{(i,j+\frac{1}{2})} + \sigma_{(i,j+\frac{1}{2})}\Delta t} \right) E_{y(i,j+\frac{1}{2})}^n + \left( \frac{2\Delta t}{2\varepsilon_{(i,j+\frac{1}{2})} + \sigma_{(i,j+\frac{1}{2})}\Delta t} \right) \\ &\left[ \frac{-H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} + H_{z(i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right] \end{aligned} \quad (2.36)$$

Ομοίως με πριν υπολογίζουμε και το  $H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}$ :

$$\begin{aligned} H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} &= H_{z(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu_{(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2})}} \\ &\left[ \frac{E_{x(i+\frac{1}{2},j+1)}^n - E_{x(i+\frac{1}{2},j)}^n}{\Delta y} - \left( \frac{E_{y(i+1,j+\frac{1}{2})}^n - E_{y(i,j+\frac{1}{2})}^n}{\Delta x} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.37)$$

Ομοίως, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τις πεπερασμένων διαφορών εκφράσεις που βασίζονται στον αλγόριθμο του Yee για να υπολογίσουμε και τα  $E_z$ ,  $H_x$  και  $H_y$ .

Η επιλογή του μεγέθους των κελιών είναι ένα σημαντικό θέμα στην μέθοδο FDTD. Το μέγεθος των κελιών πρέπει να είναι πολύ πιο μικρό από το ελάχιστο μήκος κύματος, περίπου δέκα φορές ( $D_x = D_y = \frac{\lambda}{10}$ ), για να μειώσουμε έτσι τη διασπορά και κατά συνέπεια να αυξήσουμε την ακρίβεια στο πρόβλημα μας. Άρα αν έχουμε στο χώρο κάποιο μέσο (υλικό) εκτός από τον αέρα, θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε το μήκος κύματος μέσα στο μέσο αυτό για να καθορίσουμε το μέγιστο μέγεθος του κελιού.

Επίσης το χρονικό βήμα πρέπει να είναι μικρότερο από τη συνθήκη του Courant, ώστε η διαδικασία υπολογισμού να είναι ευσταθείς. Η συνθήκη του Courant ορίζεται ως εξής:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(D_x)^2} + \frac{1}{(D_y)^2}}} \quad (2.38)$$

Όπου  $c$  είναι η ταχύτητα φωτός στο κενό και  $D_x$ ,  $D_y$  είναι οι διαστάσεις του κελιού. Η συνθήκη ευστάθειας του Courant ορίζει το μέγιστο χρονικό βήμα που εξασφαλίζει ευστάθεια.

# 3

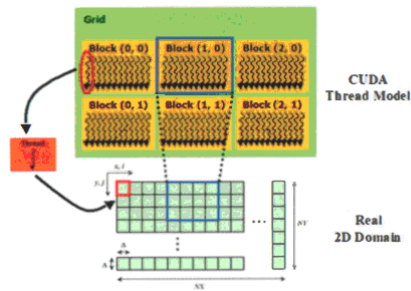
## Μονάδες Επεξεργασίας Γραφικών

### 3.1 Γενικά

Τα τελευταία χρόνια η χρήση των προγραμματιζόμενων καρτών γραφικών έχει θεαματική αύξηση σε γενικής χρήσης παράλληλο προγραμματισμό. Παράλληλοι κώδικες εκμεταλλεύονται τις δυνατότητες μιας GPU (Graphic Processing Unit) που μπορεί να δώσει αποτελέσματα ισοδύναμα με δεκάδες παραδοσιακές CPU's (Central Processing Unit). Ο σχεδιασμός των GPU είναι εξολοκλήρου αφιερωμένος στη βελτιστοποίηση των γραφικών εργασιών, που είναι παράλληλες από την φύση τους. Ως αποτέλεσμα, οι GPUs αφιερώνουν ένα μεγαλύτερο αριθμό από τρανζίστορ για υπολογισμούς, επιτυγχάνοντας έτσι μια τεράστια αριθμητική υπολογιστική ισχύ.

Ωστόσο, μέχρι πριν από λίγα χρόνια, ο προγραμματισμός GPU ήταν μια πολύ δύσκολη δουλειά, δεδομένου ότι απαιτούσε εκτεταμένη γνώση της αρχιτεκτονικής GPU (OpenGL, κ.α). Σχετικά πρόσφατα, μια γνωστή κατασκευαστική εταιρία καρτών γραφικών, η Nvidia, έχει μειώσει σε μεγάλο βαθμό την επιβάρυνση του προγραμματιστή, με την ανάπτυξη της γλώσσας προγραμματισμού CUDA (Compute Unified Device Architecture ) [16].

Το προγραμματιστικό περιβάλλον της CUDA αποτελείται από μια συσκευή (host), η οποία είναι μια παραδοσιακή κεντρική μονάδα επεξεργασίας CPU και μια ή περισσότερες συσκευές (devices), οι οποίες είναι μαζικά παράλληλοι επεξεργαστές εξοπλισμένοι με ένα μεγάλο αριθμό μονάδων εκτέλεσης αριθμητικής (arithmetic execution units). Η διαδικασία ξεκινάει με την εκτέλεση του κώδικα στη CPU. Όταν καλείται μια συνάρτηση πυρήνα (kernel), η εκτέλεση μεταφέρεται στην GPU, όπου παράγεται ένας μεγάλος αριθμός νημά-



Σχήμα 3.1: Χαρτογράφηση των CUDA blocks και ενός τομέα δύο διαστάσεων [17].

των (threads) ώστε να αξιοποιηθεί η παραλληλία εργασιών. Όταν ολοκληρωθεί η εκτέλεση όλων των νημάτων ενός πυρήνα, ο κώδικας συνεχίζει στη CPU μέχρι να κληθεί κάποιος άλλος πυρήνας. Τα threads είναι οργανωμένα σε ομάδες που λέγονται blocks. Κάθε block πρέπει να έχει αριθμό threads πολλαπλάσιο του 32 επειδή τα kernels χωρίζουν τις εντολές σε μια αδιαίρετη ομάδα που εκτελεί την ίδια εντολή και η οποία αποτελείται από 32 threads. Η ομάδα αυτή λέγεται warp. Τα warp αντιστοιχούν στους πολυεπεξεργαστές. Αν τα threads ενός warp αποκλίνουν μέσω διακλάδωσης πχ. μέσω κάποιας if, τότε το warp εκτελεί σε σειρά κάθε κλάδο διαδρομής, ακυρώνοντας έτσι τα πλεονεκτήματα του παραλληλισμού. Στην χειρότερη περίπτωση που και τα 32 threads εκτελούν διαφορετική εντολή τότε το πρόγραμμα γίνεται εντελώς σειριακό. Τα blocks μπορούν να έχουν από μία έως τρεις διαστάσεις όπως βλέπουμε και στο Σχήμα 3.1. Όλα τα threads που παράγει ένας πυρήνας σε μια κλήση οργανώνονται σε πλέγμα (grid).

Η κάρτα γραφικών που χρησιμοποιήθηκε για την διπλωματική αυτή είναι η Nvidia Tesla C1060. Έχει υπολογιστική δυνατότητα 1.3, ρυθμό ρολογιού 1296000 κύκλους/δευτερόλεπτο, 30 πολυεπεξεργαστές, 512 μέγιστο αριθμό threads για κάθε block, μέγιστες διαστάσεις για κάθε block (512,512,64) και μέγιστες διαστάσεις πλέγματος (65535,65535,1).

## 3.2 Μνήμη στην GPU

Ο host (CPU) και η device (GPU) επικοινωνούν με αντιγραφή δεδομένων από/προς τη μνήμη της CPU, προς/από την καθολική μνήμη (global memory) της GPU [17]. Αυτό το είδος μνήμης έχει μεγάλους χρόνους καθυστέρησης. Εξ ορισμού, τα νήματα αποθηκεύουν και προσπελάζουν δεδομένα που είναι αποθηκευμένα στην global memory. Παρόλα αυτά όμως, οι κάρτες γραφικών έχουν και άλλες διαθέσιμες μνήμες που είναι ταχύτερες από την global memory. Η πρόσβαση σε αυτήν την μνήμη θα πρέπει να περιορίζεται όσο γίνεται περισσότερο για να έχουμε καλύτερους χρόνους εκτέλεσης. Η μνήμη αυτή έχει διάρκεια ζωής όση και η εφαρμογή και είναι προσπελάσιμη από όλα τα τρέχοντα νήματα.

Μια άλλη περιοχή μνήμης είναι η shared memory. Έχει μικρότερους χρόνους καθυστέρησης από την global memory και διάρκεια ζωής ενός block. Είναι προσπελάσιμη από όλα

τα νήματα εντός του ίδιου block. Οπότε καλό είναι τα δεδομένα που είναι της τάξης του ενός block να είναι αποθηκευμένα στην shared memory.

Οι καταχωρητές (registers) είναι η ταχύτερη μνήμη σε μια GPU. Δυστυχώς, μπορούν να είναι προσπελάσιμοι μόνο από ένα thread και σε συνδυασμό με ένα μικρό αριθμό καταχωρητών ανά πολυεπεξεργαστή. Η χρήση τους πρέπει να είναι περιορισμένη. Σε αντίθεση με την shared memory, οι καταχωρητές δεν επιτρέπουν την ανταλλαγή δεδομένων μεταξύ threads που βρίσκονται στο ίδιο block.

Μια άλλη μνήμη είναι η texture memory, η οποία χρησιμοποιείται από τους μικροεπεξεργαστές της GPU για να επιταχύνει τις συχνά εκτελούντες εργασίες. Τα δεδομένα της texture memory φορτώνονται σε μια κρυφή μνήμη (cache), παρέχοντας έτσι τεράστια κέρδη απόδοσης όταν threads διαβάζουν θέσεις που είναι κοντά μεταξύ τους (όπως συμβαίνει και στην περίπτωση του FDTD αλγορίθμου).

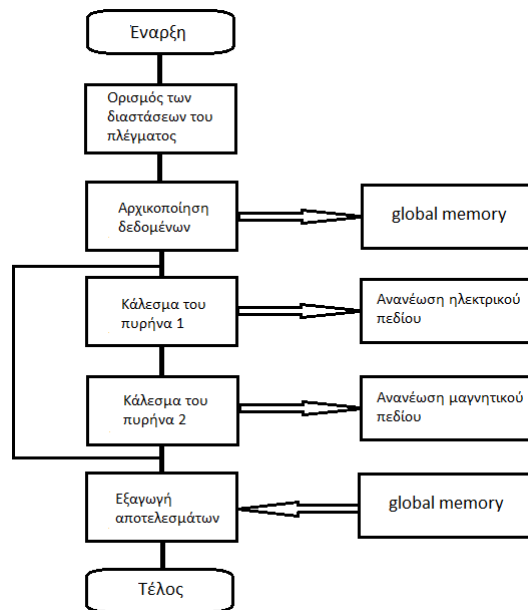
Η κάρτα γραφικών που χρησιμοποιήθηκε για την διπλωματική αυτή έχει 196608 bytes global memory, 65536 bytes constant memory και 256 texture memory. Για κάθε πολυεπεξεργαστή διαθέτη 16384 bytes για shared memory και 16384 καταχωρητές.

### 3.3 Η εφαρμογή ενός αλγορίθμου FDTD σε CUDA

Μια τυπική εφαρμογή του αλγορίθμου FDTD περιγράφεται στον παρακάτω ψευδοκώδικα:

```
for each timestep (
  for each cell (
    Update  $E$  values
  )
  for each cell (
    Update  $H$  values
  )
)
```

Στην CUDA, ο εσωτερικός βρόχος των τιμών του ηλεκτρικού πεδίου εξαφανίζεται, αφού οι υπολογισμοί των κελιών γίνονται παράλληλα από τα νήματα. Το ίδιο συμβαίνει και για τον εσωτερικό βρόχο των τιμών του μαγνητικού πεδίου. Ένα thread διατίθεται για κάθε κελί. Το Σχήμα 3.2 [17] δείχνει το διάγραμμα ροής ενός τυπικού FDTD αλγορίθμου σε CUDA. Η αριστερή στήλη εκτελείται στην CPU, ενώ η δεξιά στήλη στην GPU. Σύμφωνα με το διάγραμμα ροής, έχουμε δύο πυρήνες για τον υπολογισμό των συνιστωσών του πεδίου: ο πρώτος υπολογίζει το ηλεκτρικό πεδίο, ενώ ο δεύτερος υπολογίζει το μαγνητικό πεδίο. Η μεταφορά των δεδομένων μεταξύ του host και της device γίνεται και πριν το κάλεσμα των πυρήνων αλλά και μετά την ολοκλήρωσή τους. Όπως βλέπουμε η CPU διαθέτει χώρο



Σχήμα 3.2: Ένα διάγραμμα ροής ενός FDTD αλγορίθμου σε GPU προγραμματισμό.

στην global μνήμη της GPU για την αρχικοποίηση των δεδομένων και στο τέλος των υπολογισμών τα αποτελέσματα αντιγράφονται στην κύρια μνήμη της CPU από την global μνήμη της GPU.

Έχοντας υπόψη λοιπόν όσα ειπώθηκαν παραπάνω, θα δούμε πιο αναλυτικά κάποιες πρακτικές εκτιμήσεις για την εφαρμογή του FDTD αλγορίθμου σε μια GPU.

**1. Προετοιμασία της CPU (Host):** Κατά τις προσομοιώσεις του αλγορίθμου FDTD, το κυρίως πρόβλημα είναι αρχικά χωρισμένο σε μεγάλα υπό-προβλήματα, όπως η αρχικοποίηση και η μοντελοποίηση του συστήματος, η ανανέωση των ηλεκτρικών και των μαγνητικών στοιχείων του πεδίου και τα δεδομένα εξόδου. Στην αρχικοποίηση και μοντελοποίηση του συστήματος, οι τιμές των πεδίων παίρνουν τη τιμή μηδέν ή κάποια γνωστή τιμή, η πηγή παίρνει την επιθυμητή τιμή από τον χρήστη και τα άλλα στοιχεία του προβλήματος όπως η ηλεκτρική και μαγνητική διαπερατότητα λαμβάνονται αναλόγως. Αυτό το υπό-πρόβλημα όπως επίσης και το υπό-πρόβλημα των δεδομένων εξόδου, είναι το σειριακό μέρος του προγράμματος και εκτελείται στη CPU (host). Ένα παράδειγμα μεταφοράς δεδομένων από την CPU στην GPU δίνεται παρακάτω:

```

cudaMalloc ( (void*)&devEx, N * sizeof(REAL) );
cudaMemcpy ( devEx, Ex, N * sizeof(REAL), cudaMemcpyHostToDevice );

```

Με την εντολή `cudaMalloc` διαθέτουμε μνήμη μεγέθους  $N$  στην GPU για να αποθηκεύσουμε τον πίνακα `devEx` τύπου `Real`. Με την εντολή `cudaMemcpy` αντιγράφουμε τον πίνακα `Ex` από την CPU στην GPU με την ονομασία `devEx`.

**2. Εφαρμογή στην GPU (Device):** Η ανανέωση του μαγνητικού και του ηλεκτρικού πεδίου μπορεί να γίνει ανεξάρτητα, με την ανανέωση του ηλεκτρικού να προηγείται της ανανέωσης του μαγνητικού. Αυτά τα δύο υπολογιστικά υπό-προβλήματα εκτελούνται χρησι-



μποιώντας την GPU. Ένα παράδειγμα εκτέλεσης μιας συνάρτησης πυρήνα για τον υπολογισμό του  $H_z$  δίνεται παρακάτω:

```
__global__ void pinakes_ananeosis_H ( REAL *Ex_k, REAL *Ey_k, REAL *Hz_k, REAL mz )
int i = blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x;
int j = blockIdx.y * blockDim.y + threadIdx.y;
if ( ( i < xdim) && ( j < ydim) )
    Hz_k[ID(i,j)] = Hz_k[ID(i,j)] + (Dt/mz) * ((Ex_k[ID(i,j+1)] - Ex_k[ID(i,j)]) / Dy - (Ey_k[ID(i+1,j)] - Ey_k[ID(i,j)]) / Dx);
```

Ο τύπος της συνάρτησης `__global__` δηλώνει ότι η λειτουργία που ακολουθεί είναι ένα εκτελέσιμο του πυρήνα. Κάθε thread από κάθε block, έχει ένα μοναδικό αναγνωριστικό (ID), που δίνεται από τα ζευγάρια  $i$  και  $j$ . Ο τύπος `ID(i,j)` χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό αυτού του αναγνωριστικού και ισούται με  $i*(ydim+1)+j$ . Όπου  $ydim$ ,  $xdim$  είναι οι διαστάσεις  $y$  και  $x$  των πινάκων αντίστοιχα. Οι τιμές των πεδίων αποθηκεύονται σε μονοδιάστατους πίνακες.

Η υλοποίηση της μεθόδου FDTD σε GPU με κώδικα CUDA ακολουθεί τα ακόλουθα βήματα:

- i. Αρχικοποίηση της GPU και κατανομή μνήμης της GPU
- ii. Μεταφορά δεδομένων από τη CPU στη μνήμη GPU
- iii. Υπολογισμός αλγορίθμου FDTD : ανανέωση ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου
- iv. Μεταφορά των δεδομένων (ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου) από GPU σε CPU.
- v. Απελευθέρωση της μνήμης GPU.

Η εφαρμογή στην CUDA ξεκινά με αρχικοποίηση της GPU και κατανομή της μνήμης της, στη συνέχεια τα στοιχεία πεδίου και οι συντελεστές μνήμης αρχικοποιούνται στην CPU και μεταφέρονται στην μνήμη `global` της GPU. Ο κώδικας της μεθόδου FDTD θα εκτελεστεί στη GPU. Σε αυτό το στάδιο, στο βήμα (iii), οι βρόχοι που είναι υπεύθυνοι για την ανανέωση εντός του προγράμματος, παραλληλίζονται. Όπως αναφέραμε και προηγουμένως, ένα block σχηματίζεται από έναν αριθμό threads, και ένα grid σχηματίζεται από έναν αριθμό blocks. Αντιστοιχίζοντας τα threads στα κελιά του αλγόριθμου του Yee, κάθε thread ασχολείται με ένα κελί κατά τη διάρκεια του παράλληλου υπολογισμού.



# 4

## Προσομοιώσεις Κάλυψης Ασύρματων Τοπικών Δικτύων σε Δύο Διαστάσεις

Για λόγους εξοικείωσης με τη μέθοδο FDTD και απλότητας έγιναν στη MatLab κάποιες προσομοιώσεις με τον αλγόριθμο FDTD πριν γίνουν οι τελικές μελέτες σε CUDA. Επίσης έτσι θα έχουμε ένα μέτρο σύγκρισης των υπολογιστικών χρόνων και της επιτάχυνσης που εξασφαλίζεται από το τελικό αλγόριθμο σε CUDA.

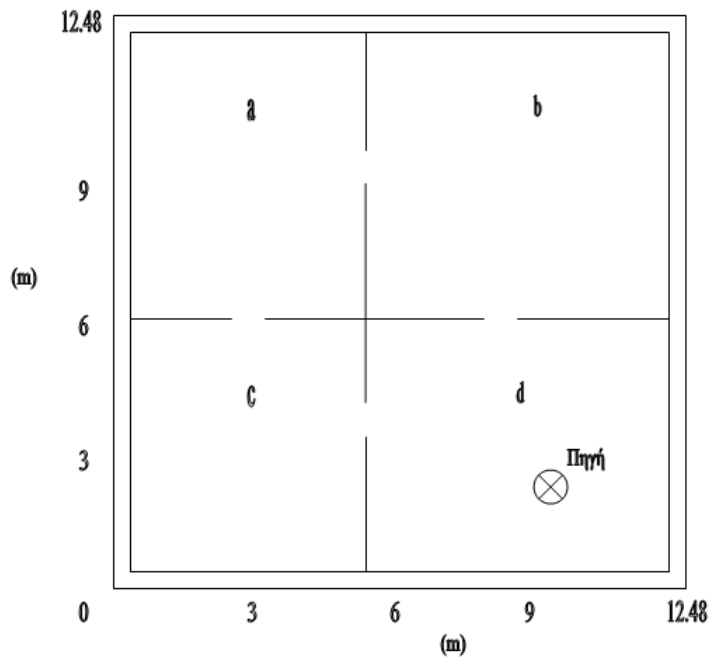
### 4.1 Προσομοίωση στη CUDA

Παρακάτω θα δούμε και θα αναλύσουμε κάποια αποτελέσματα προσομοιώσεων σε CUDA, όπως επίσης και κάποιες εφαρμογές.

#### 4.1.1 Προσομοίωση κτιρίου A

Σε αυτό το πρόβλημα προσομοιώσαμε την κυματική διάδοση μέσα στο κτίριο του Σχήματος 4.1 με διαστάσεις 12.5m x 12.5m. Την κεραία την τοποθετήσαμε στο δωμάτιο d. Θα υπολογίσουμε τα μαγνητικά πεδία και τα επίπεδα κάλυψης για αυτό το κτίριο όπως επίσης και κάποιες άλλες εφαρμογές. Για τις προσομοιώσεις που ακολουθούν ισχύουν τα παρακάτω.

Το μέγεθος των κελιών προκύπτει από τα ακόλουθα: η συχνότητα της ημιτονοειδούς



Σχήμα 4.1: Προσομοίωση κτιρίου Α. Χώρος 12.48m x 12.48m.

πηγής ισούται με  $f = 2.44$  GHz, η σταθερά φάσης ισούται με:

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad (4.1)$$

όπου  $\omega = 2\pi f$ . Στους υπολογισμούς μας πρέπει να λάβουμε υπόψη το μικρότερο μήκος κύματος για να είναι πιο ακριβή τα αποτελέσματα μας. Το μικρότερο μήκος κύματος είναι αυτό που έχουμε μέσα στους τοίχους (στον αέρα είναι μεγαλύτερο  $\lambda = \frac{c}{f}$ , όπου  $c = 2.998 \times 10^8$  m/sec) και ισούται με  $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$  και οι διαστάσεις των κελιών ισούνται με  $D_x = D_y = \frac{\lambda}{15} = 1.22$  cm.

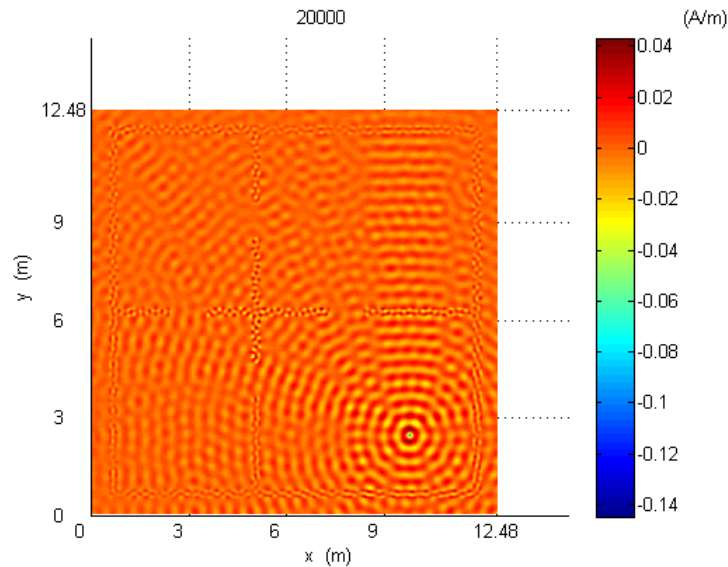
Οπότε ένα κτίριο 12.48m x 12.48m :  $\frac{1250cm}{1.22cm} = 1024$  κελιά χώρου και με κενό ανάμεσα σε τοίχους και σύνορα:  $40$  κελιά  $\times 1.22cm = 48.8$  cm.

Η διηλεκτρική σταθερά θεωρήθηκε:  $\varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$  F/m στον αέρα και  $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$  μέσα στον τοίχο. Η σχετική διηλεκτρική σταθερά θεωρήθηκε  $\varepsilon_r = 5$  F/m.

Η ηλεκτρική αγωγιμότητα θεωρήθηκε:  $\sigma = 0$  S/m στον αέρα και  $\sigma = 0.03$  S/m μέσα στο τοίχο. Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν για 20000 επαναλήψεις.

Στο Σχήμα 4.2 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Παρατηρούμε τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη, που ευδιάκριτα απλώνονται τα κύματα στο χώρο και περνούν από τους τοίχους του κτιρίου.

Στο Σχήμα 4.3 βλέπουμε το μέτρο του διανύσματος για ένα απομακρυσμένο σημείο, συνάρτηση του χρονικού βήματος. Παρατηρούμε ότι στην αρχή έχει την τιμή μηδέν αφού στο συγκεκριμένο στιγμιότυπο το κύμα δεν έφτασε στο σημείο αυτό. Στην συνέχεια βλέπουμε την αύξηση των τιμών του μέτρου του διανύσματος μέχρι το πρόβλημα να φτάσει



Σχήμα 4.2: Προσομοίωση κτιρίου A. Χώρος 12.48m x 12.48m, τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.

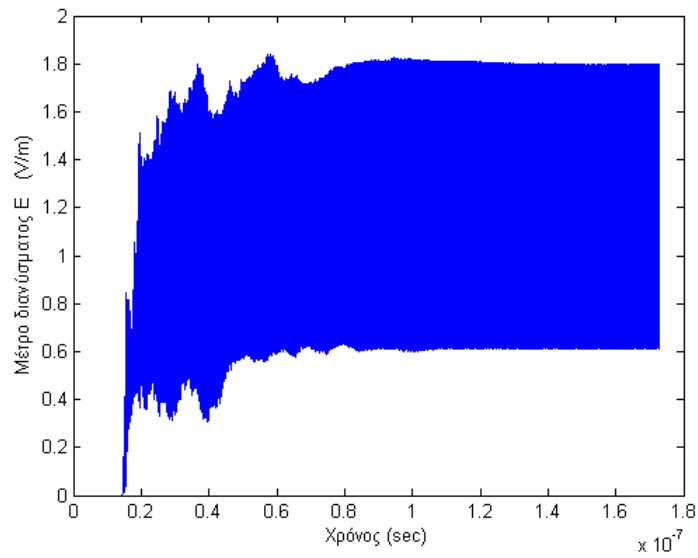
σε σταθερή κατάσταση και οι τιμές να σταθεροποιηθούν.

Στο Σχήμα 4.4 βλέπουμε τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  συναρτήσει του χρονικού βήματος για το ίδιο απομακρυσμένο σημείο με πριν. Παρατηρούμε ότι, όπως και στο προηγούμενο σήμα, στην αρχή είναι μηδέν αφού στο συγκεκριμένο στιγμιότυπο το κύμα δεν έφτασε στο σημείο αυτό και στην συνέχεια αρχίζει να παίρνει τιμές μέχρι να σταθεροποιηθεί. Το σχήμα μας έχει μια ημιτονοειδές μορφή λόγω της πηγής.

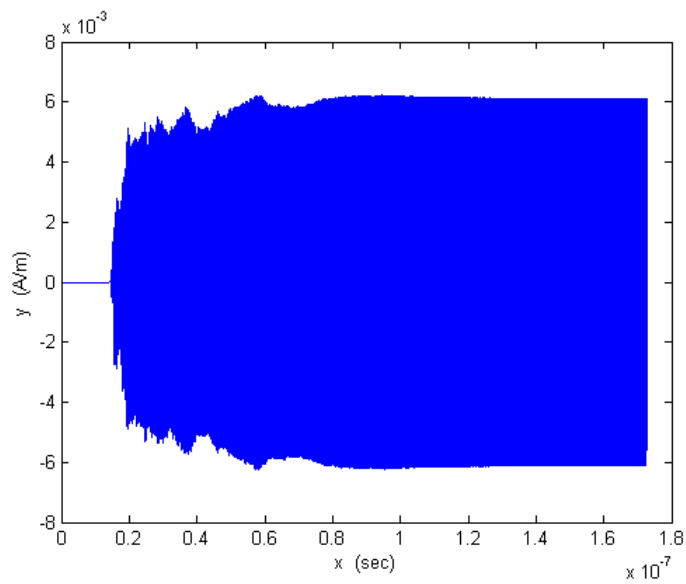
Στο Σχήμα 4.5 παρατηρούμε τις μέγιστες τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  για κάθε σημείο του χώρου. Τις τιμές αυτές τις εξάγαμε ως εξής: κάθε φορά που υπολογίζαμε μια καινούργια τιμή του μαγνητικού πεδίου  $H_z$ , τη συγκρίναμε με μια πιο παλιά τιμή του ίδιου σημείου. Αν η καινούργια τιμή ήταν μεγαλύτερη τότε αλλάζαμε την παλιά με την καινούργια αν όχι αφήναμε την παλιά. Και με αυτόν τον τρόπο κρατούσαμε τις πιο υψηλές τιμές. Όπως βλέπουμε, στην πηγή έχουμε τις πιο υψηλές τιμές.

Στο Σχήμα 4.6 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -5dB ως 0dB του κτιρίου A. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 7% και υπολογίστηκαν ως εξής:

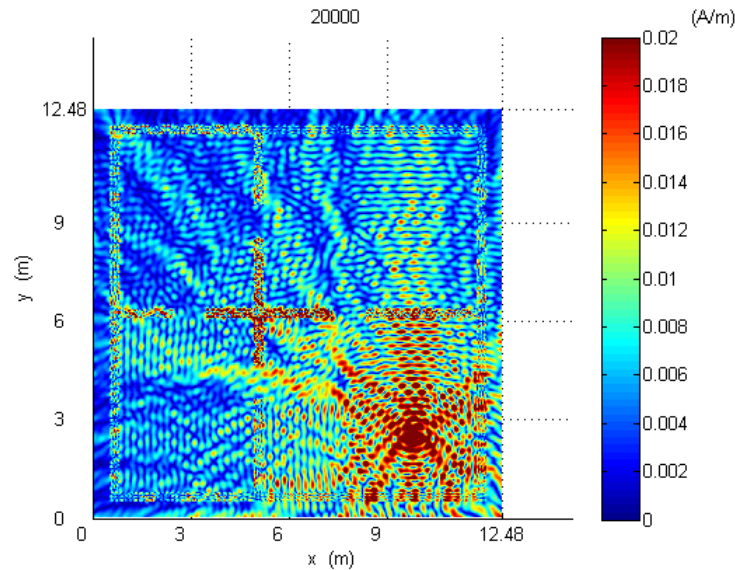
- υπολογίσαμε τις μέγιστες τιμές του μέτρου διανύσματος  $E$ ,  $E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}$  για κάθε σημείο (όπου  $E_x$  και  $E_y$  είναι οι μέσοι όροι ανά δύο κελιά προς την κατεύθυνση x και y αντίστοιχα)
- υπολογίσαμε μέσους όρους από τις τιμές που βρήκαμε πιο πάνω, 60 κελιά προς κάθε κατεύθυνση (δηλαδή για κάθε ένα κελί αθροίσαμε συνολικά 121x121 κελιά και διαιρώντας με το πλήθος αυτών των κελιών βρήκαμε την τιμή του)
- από τις τελευταίες επαναλήψεις όπου έχουμε σταθερή κατάσταση, κανονικοποιήσαμε τις τιμές που υπολογίσαμε πιο πάνω βρίσκοντας την μεγαλύτερη και διαιρώ-



Σχήμα 4.3: Μέτρο διανύσματος συναρτήσει χρόνου.



Σχήμα 4.4: Τιμές μαγνητικού πεδίου συναρτήσει χρόνου.



Σχήμα 4.5: Μέγιστες τιμές μαγνητικού πεδίου για κάθε σημείο του χώρου.

ντας όλες τις τιμές με αυτήν

- υπολογίσαμε την κανονικοποιημένη ισχύ ( $P = E^2$ )
- μετατρέψαμε σε dB ( $P_{dB} = 10 \log(P)$ )
- κρατήσαμε το πλήθος των τιμών που είναι μεγαλύτερες από -5dB
- τις διαιρέσαμε με το πλήθος των συνολικών τιμών και έτσι βγάλαμε τα ποσοστά κάλυψης.

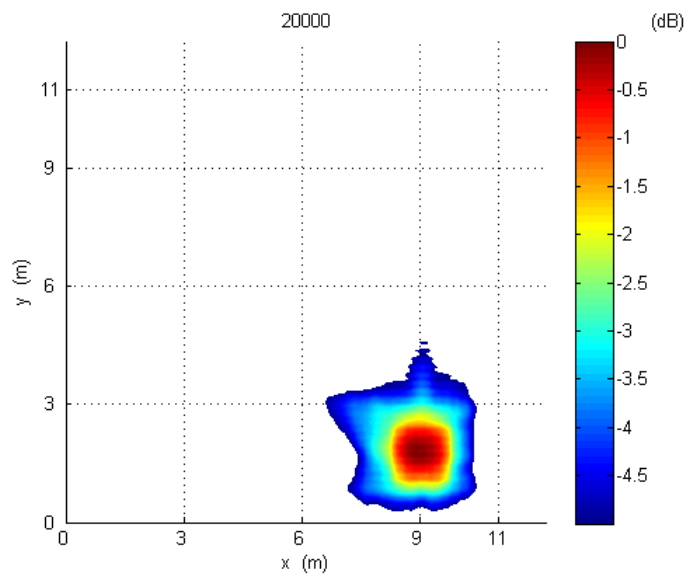
Όπως παρατηρούμε από το Σχήμα 4.6, ο χώρος έχει μικρύνει γιατί όπως αναφέραμε και πιο πάνω έχουμε πάρει μέσους όρους από τα κελιά, 60 προς κάθε κατεύθυνση, για να εξάγουμε τα αποτελέσματα αυτά. Αυτό το κάναμε για να εξαφανίσουμε την κυμάτωση (fading) από τα σχήματα μας.

Στο Σχήμα 4.7 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB του κτιρίου A. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 43%. Παρατηρούμε ότι είναι πολύ πιο μεγάλο το ποσοστό αυτό από το ποσοστό του επιπέδου κάλυψης -5dB έως 0dB.

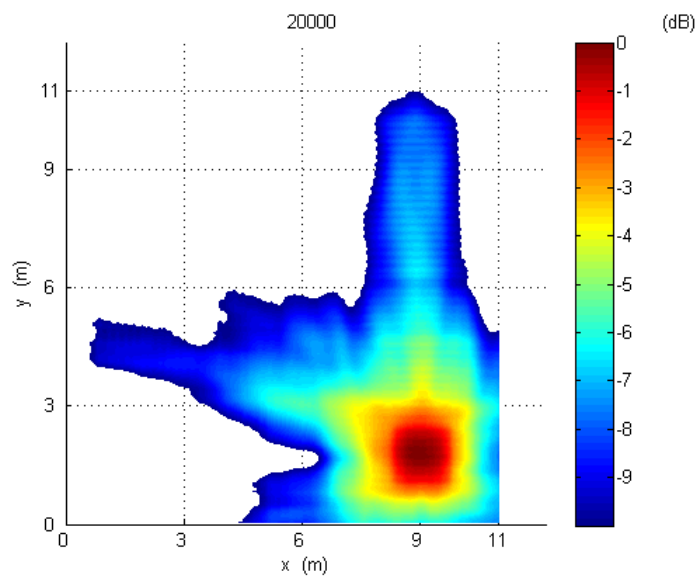
Στο Σχήμα 4.8 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB του κτιρίου A. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 76%.

Στο Σχήμα 4.9 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB του κτιρίου A. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 78%.

Συγκρίνοντας τα Σχήματα 4.6 και 4.9 και έχοντας υπόψη τα ποσοστά κάλυψης τους, παρατηρούμε ότι στο πρώτο η κάλυψη είναι μικρότερη. Βλέπουμε ότι τα σημεία που έχουν τιμή από -5dB έως 0dB είναι πιο κοντά στην πηγή, ενώ τα σημεία με τιμή από -20dB έως 0dB καταλαμβάνουν όλο σχεδόν το χώρο. Τα αποτελέσματα αυτά είναι λογικά αφού απο-

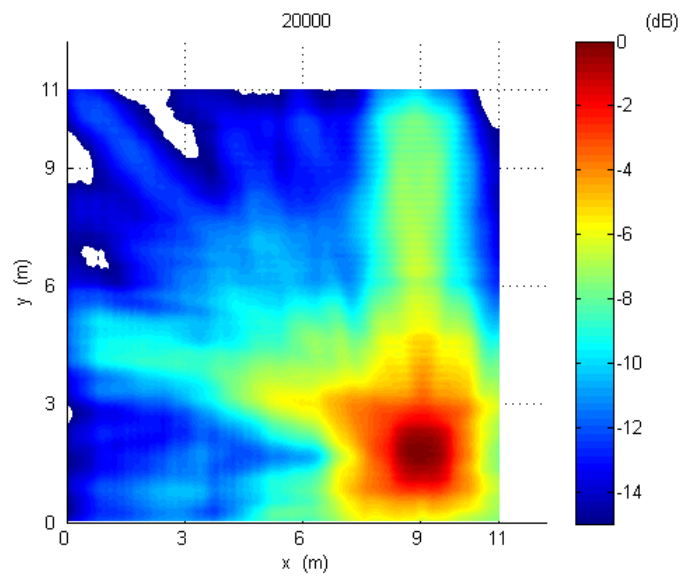


Σχήμα 4.6: Επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB.

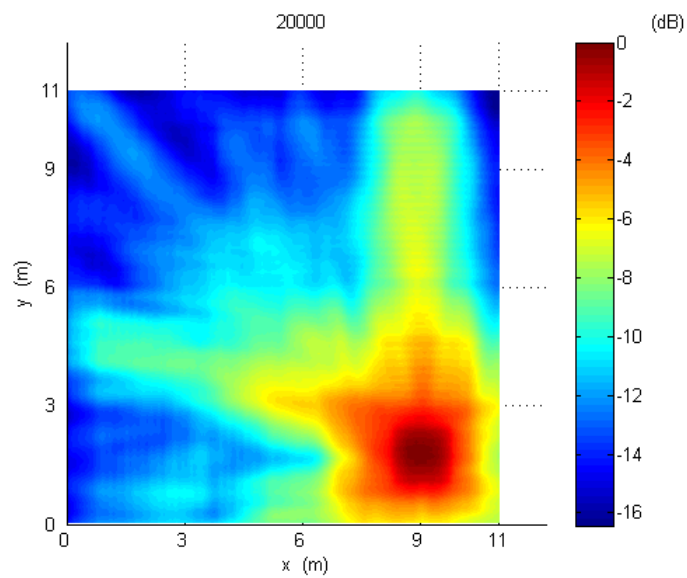


Σχήμα 4.7: Επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB.





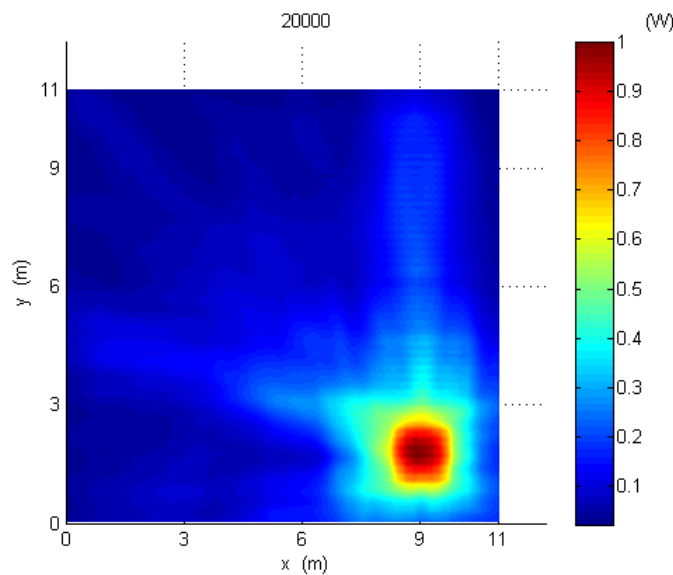
Σχήμα 4.8: Επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB.



Σχήμα 4.9: Επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB.

Πίνακας 4.1: Ποσοστά κάλυψης για τις περιοχές που μελετήσαμε.

Ποσοστά Κάλυψης	
-5dB έως 0dB	7%
-10dB έως 0dB	43%
-15dB έως 0dB	76%
-20dB έως 0dB	78%



Σχήμα 4.10: Τιμές ισχύος για κάθε σημείο του χώρου.

μακρύνοντας από την πηγή η ισχύς μειώνεται άρα τα σημεία με την μεγαλύτερη ισχύ θα είναι περιορισμένα και κοντά σε αυτήν.

Στον Πίνακα 4.1 βλέπουμε συγκριτικά τα ποσοστά κάλυψης για όλες τις περιοχές που αναφέραμε.

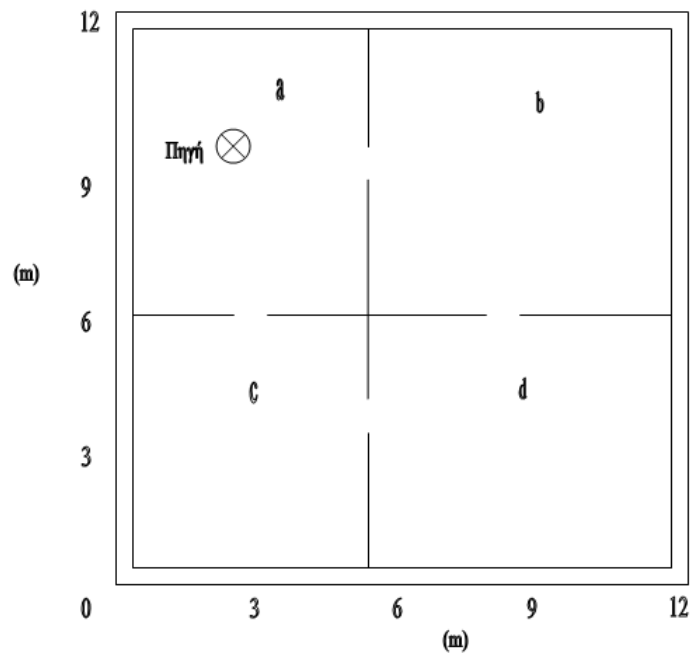
Στο Σχήμα 4.10 βλέπουμε το διάγραμμα της ισχύος σε κάθε σημείο του χώρου. Παρατηρούμε ότι τα σημεία που βρίσκονται κοντά στην πηγή έχουν υψηλές τιμές ισχύος και όσο απομακρυνόμαστε από την πηγή οι τιμές μειώνονται.

#### 4.1.2 Προσομοίωση κτιρίου A (αλλαγή θέσης της κεραίας)

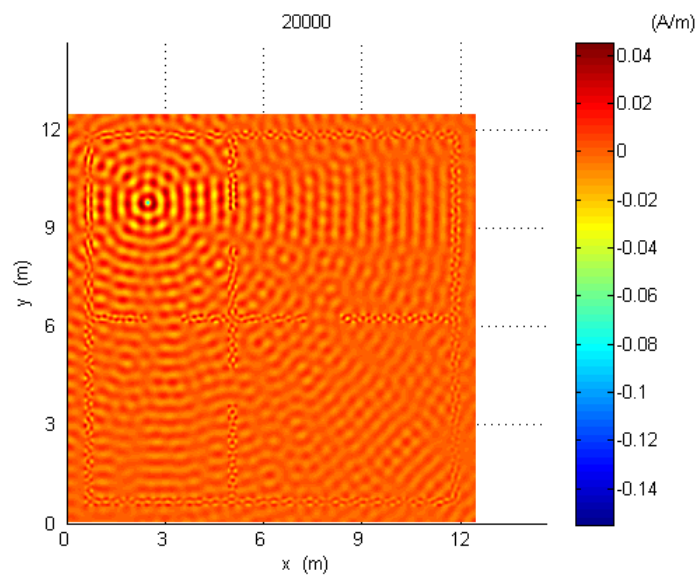
Προσομοιώνουμε ξανά την κυματική διάδοση για το ίδιο κτίριο αλλά αυτή τη φορά αλλάζουμε τη θέση της κεραίας στο δωμάτιο α. Μια κάτοψη του χώρου φαίνεται στο Σχήμα 4.11. Θα εξάγουμε τα ίδια αποτελέσματα με πριν και θα τα συγκρίνουμε.

Στο Σχήμα 4.12 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.

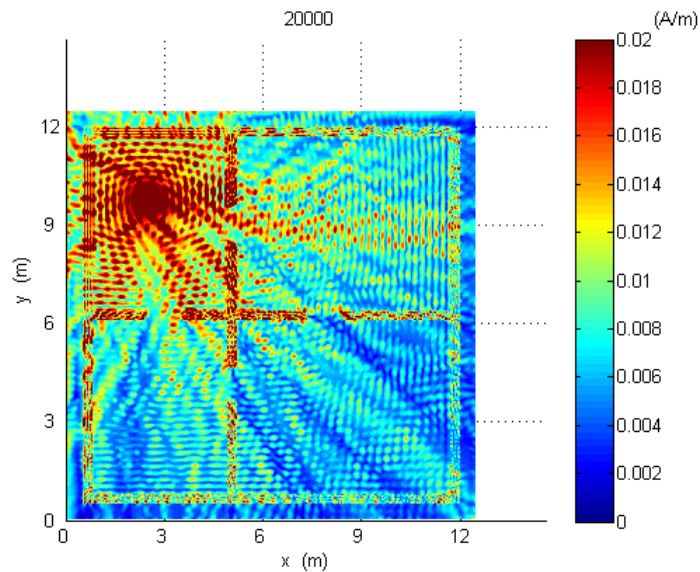
Στο Σχήμα 4.13 παρατηρούμε τις μέγιστες τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  για κάθε



Σχήμα 4.11: Προσομοίωση κτιρίου A με άλλη θέση κεραίας. Χώρος 12m x 12m.



Σχήμα 4.12: Προσομοίωση κτιρίου A με άλλη θέση κεραίας, τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.



Σχήμα 4.13: Μέγιστες τιμές μαγνητικού πεδίου για κάθε σημείο του χώρου.

σημείο του χώρου. Όπως βλέπουμε, στην πηγή έχουμε τις πιο υψηλές τιμές.

Στο Σχήμα 4.14 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από  $-5\text{dB}$  έως  $0\text{dB}$  του κτιρίου A με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι  $5.8\%$ . Συγκρίνοντας τα, με τα ποσοστά κάλυψης του ίδιου διαστήματος της προηγούμενης προσομοίωσης παρατηρούμε ότι, μεταφέροντας την κεραία σε ένα πιο μικρό δωμάτιο τα ποσοστά μειώνονται. Αυτή η μείωση οφείλεται στο ότι η πηγή είναι πιο κοντά στους τοίχους του μικρού δωματίου και έτσι οι τοίχοι απορροφούν ισχύ μειώνοντας την κάλυψη. Σε αντίθεση με ένα πιο μεγάλο δωμάτιο η κάλυψη είναι μεγαλύτερη γιατί οι τοίχοι είναι πιο μακριά από την πηγή.

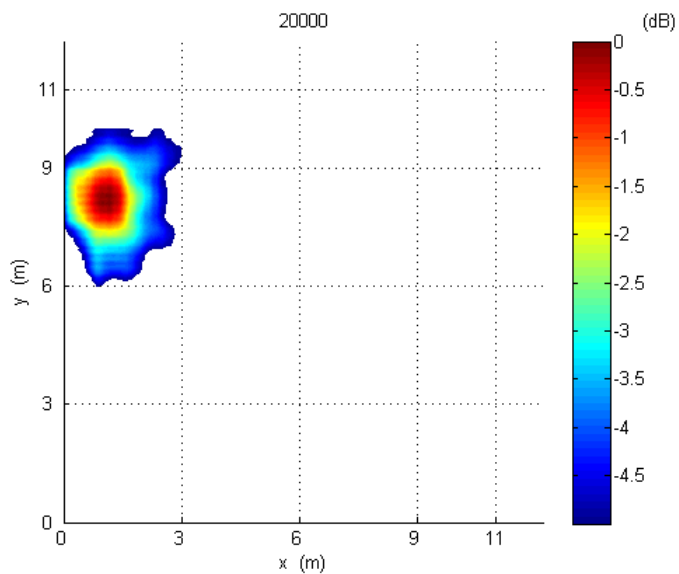
Στο Σχήμα 4.15 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από  $-10\text{dB}$  έως  $0\text{dB}$  του κτιρίου A με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι  $23\%$ . Παρατηρούμε ότι είναι πιο μικρό το ποσοστό αυτό από το ποσοστό του ίδιου διαστήματος της προηγούμενης προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει για τον λόγο που εξηγήσαμε πιο πάνω.

Στο Σχήμα 4.16 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από  $-15\text{dB}$  έως  $0\text{dB}$  του κτιρίου A με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι  $70\%$ . Παρατηρούμε ότι είναι πιο μικρό το ποσοστό αυτό από το ποσοστό του ίδιου διαστήματος της προηγούμενης προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει για τον λόγο που εξηγήσαμε πιο πάνω.

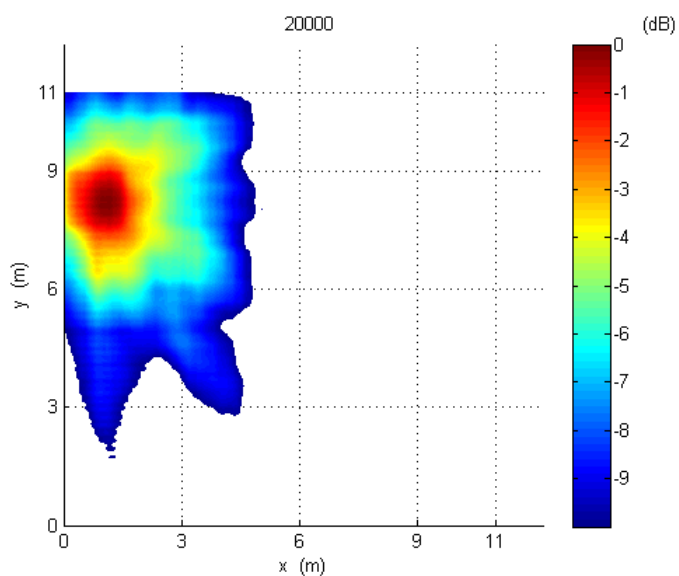
Στο Σχήμα 4.17 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από  $-20\text{dB}$  έως  $0\text{dB}$  του κτιρίου A με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι  $78\%$ .

Στον Πίνακα 4.2 βλέπουμε συγκριτικά τα ποσοστά κάλυψης για όλες τις περιοχές που αναφέραμε.

Στο Σχήμα 4.18 βλέπουμε το διάγραμμα της ισχύος σε κάθε σημείο του χώρου. Παρατηρούμε ότι τα σημεία που βρίσκονται κοντά στην πηγή έχουν υψηλές τιμές ισχύος και όσο απομακρυνόμαστε από την πηγή οι τιμές μειώνονται.



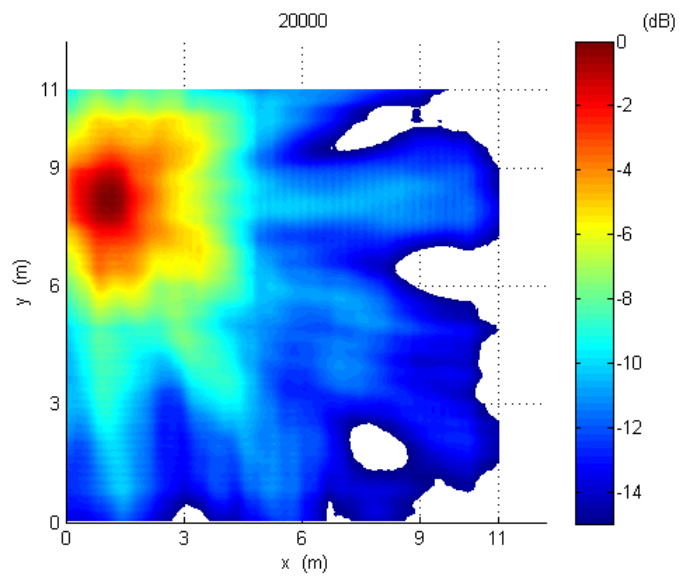
Σχήμα 4.14: Επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB.



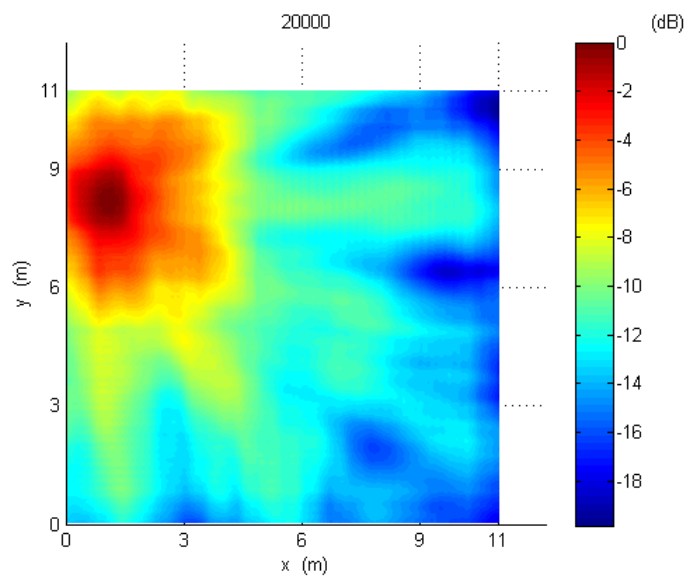
Σχήμα 4.15: Επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB.

Πίνακας 4.2: Ποσοστά κάλυψης για τις περιοχές που μελετήσαμε.

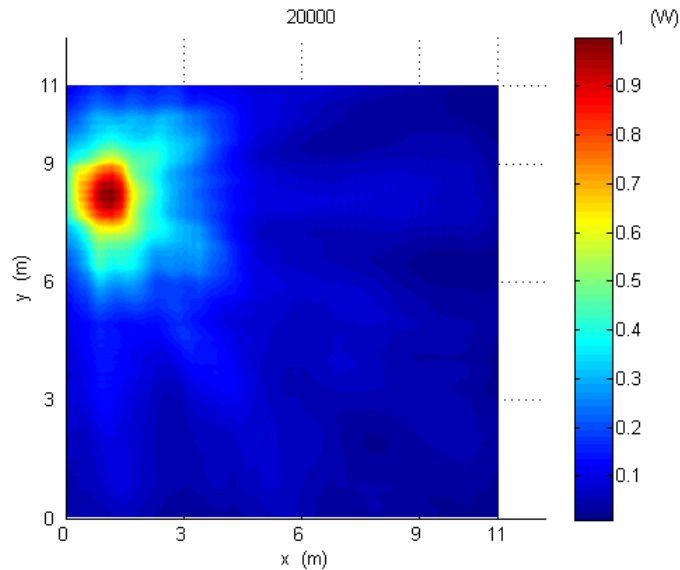
Ποσοστά Κάλυψης	
-5dB έως 0dB	5.8%
-10dB έως 0dB	23%
-15dB έως 0dB	70%
-20dB έως 0dB	78%



Σχήμα 4.16: Επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB.



Σχήμα 4.17: Επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB.



Σχήμα 4.18: Τιμές ισχύος για κάθε σημείο του χώρου.

### 4.1.3 Προσομοίωση κτιρίου B

Σε αυτό το πρόβλημα προσομοιώσαμε την κυματική διάδοση μέσα στο κτίριο του Σχήματος 4.19 με διαστάσεις 12.5m x 12.5m. Την κεραία την τοποθετήσαμε στο δωμάτιο c. Θα εξάγουμε παρόμοια αποτελέσματα με πριν και θα τα συγκρίνουμε.

Στο Σχήμα 4.20 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.

Στο Σχήμα 4.21 παρατηρούμε τις μέγιστες τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  για κάθε σημείο του χώρου. Όπως βλέπουμε, στην πηγή έχουμε τις πιο υψηλές τιμές.

Στο Σχήμα 4.22 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB του κτιρίου B. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 7.2%. Σε αυτήν την προσομοίωση η κεραία μας τοποθετήθηκε σε ένα ανοικτό χώρο όπως αναφέραμε και πριν.

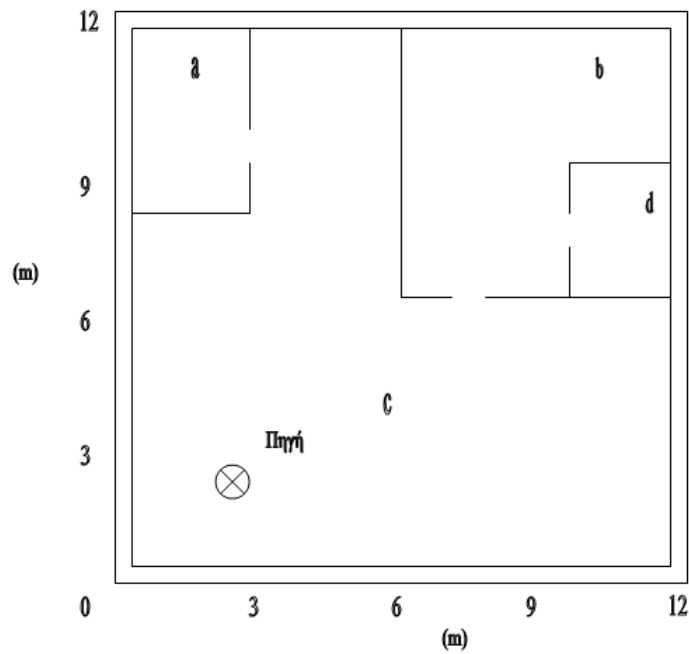
Στο Σχήμα 4.23 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB του κτιρίου B. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 44%.

Στο Σχήμα 4.24 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB του κτιρίου B. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 73%.

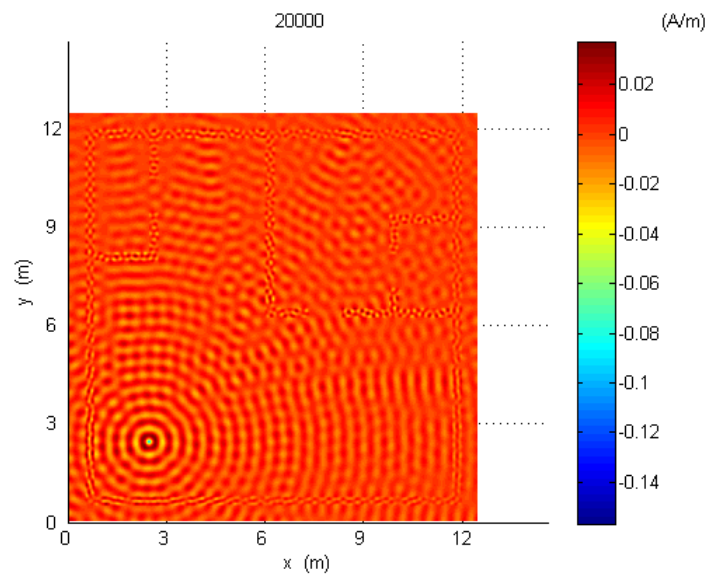
Στο Σχήμα 4.25 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB του κτιρίου B. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 78%.

Στον Πίνακα 4.3 βλέπουμε συγκριτικά τα ποσοστά κάλυψης για όλες τις περιοχές που αναφέραμε.

Στο Σχήμα 4.26 βλέπουμε το διάγραμμα της ισχύος σε κάθε σημείο του χώρου. Παρατηρούμε ότι τα σημεία που βρίσκονται κοντά στην πηγή έχουν υψηλές τιμές ισχύος και όσο απομακρυνόμαστε από την πηγή οι τιμές μειώνονται.

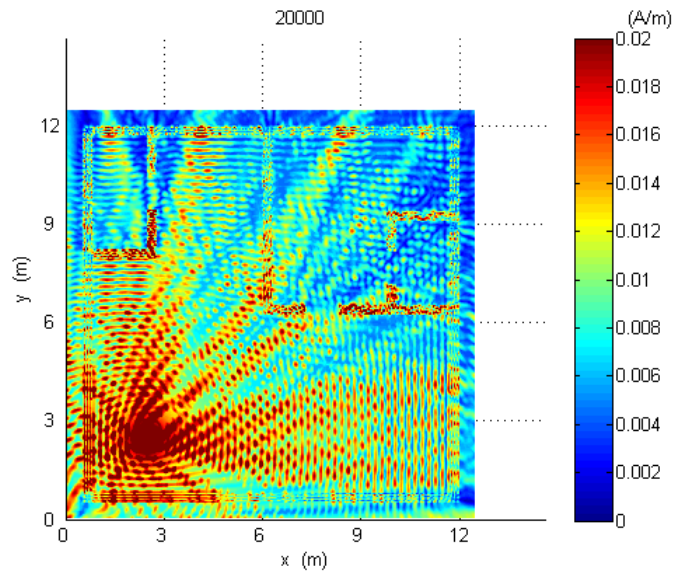


Σχήμα 4.19: Προσομοίωση κτιρίου Β. Χώρος 12m x 12m.

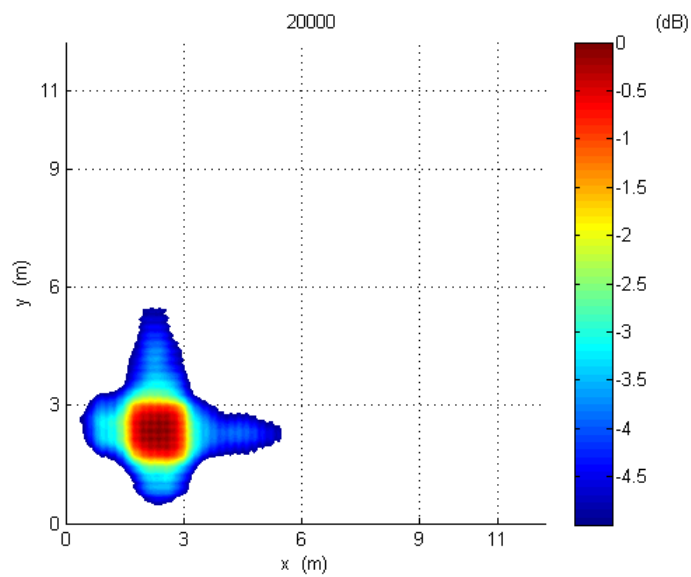


Σχήμα 4.20: Προσομοίωση κτιρίου Β με διαστάσεις 12m x 12m, τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.





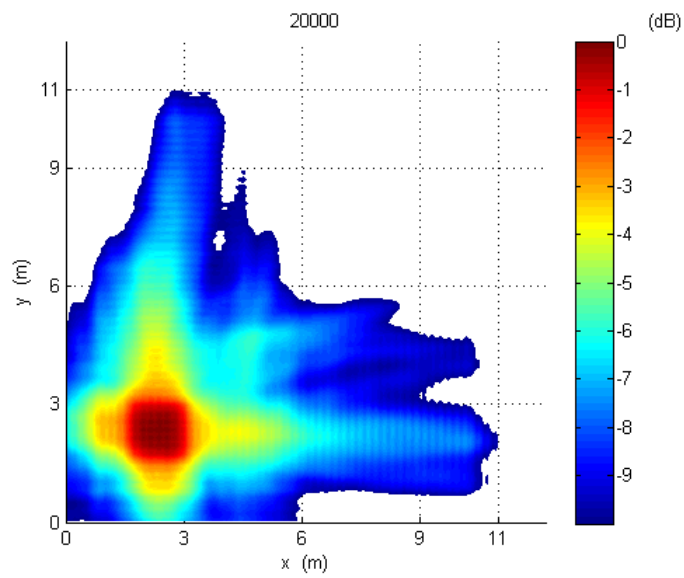
Σχήμα 4.21: Μέγιστες τιμές μαγνητικού πεδίου για κάθε σημείο του χώρου.



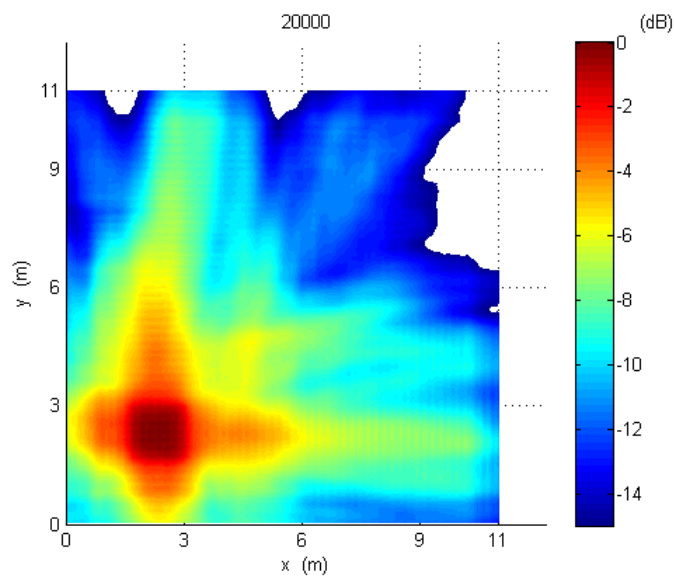
Σχήμα 4.22: Επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB.

Πίνακας 4.3: Ποσοστά κάλυψης για τις περιοχές που μελετήσαμε.

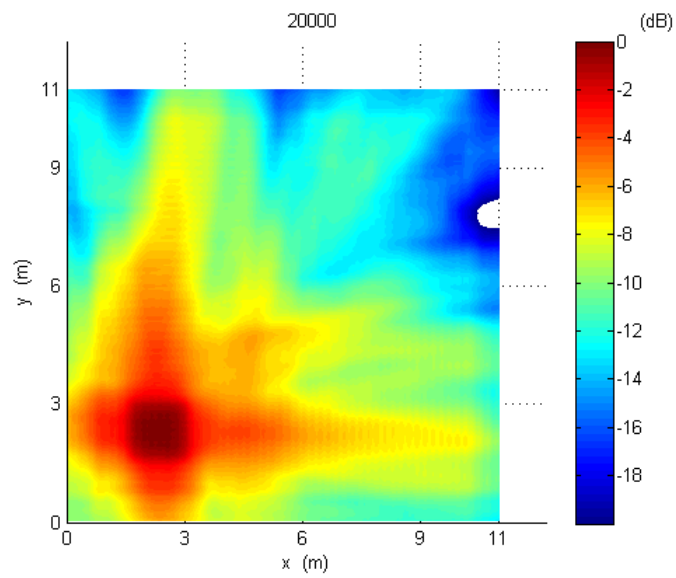
Ποσοστά Κάλυψης	
-5dB έως 0dB	7.2%
-10dB έως 0dB	44%
-15dB έως 0dB	73%
-20dB έως 0dB	78%



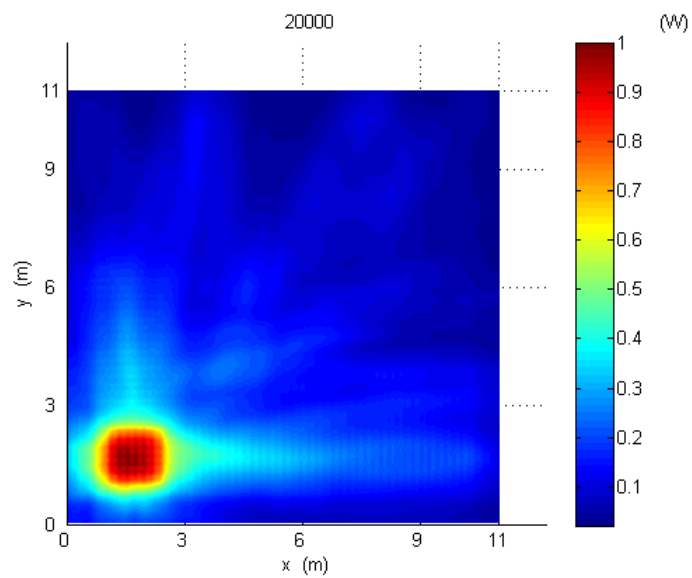
Σχήμα 4.23: Επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB.



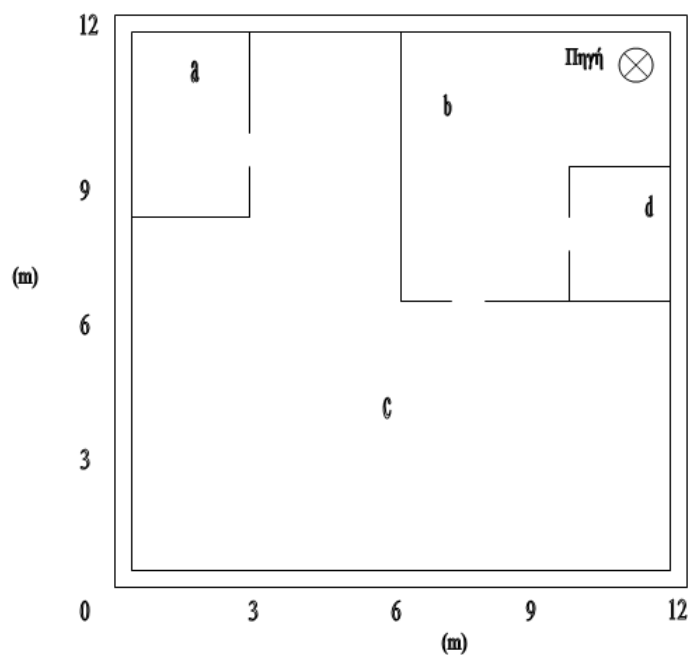
Σχήμα 4.24: Επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB.



Σχήμα 4.25: Επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB.



Σχήμα 4.26: Τιμές ισχύος για κάθε σημείο του χώρου.



Σχήμα 4.27: Προσομοίωση κτιρίου B με άλλη θέση κεραίας. Χώρος 12m x 12m.

#### 4.1.4 Προσομοίωση κτιρίου B (αλλαγή θέσης της κεραίας)

Προσομοιώνουμε ξανά την κυματική διάδοση για το ίδιο κτίριο αλλά αυτή τη φορά αλλάζουμε τη θέση της κεραίας στο δωμάτιο b. Μια κάτοψη του χώρου φαίνεται στο Σχήμα 4.27. Θα εξάγουμε τα ίδια αποτελέσματα με πριν και θα τα συγκρίνουμε.

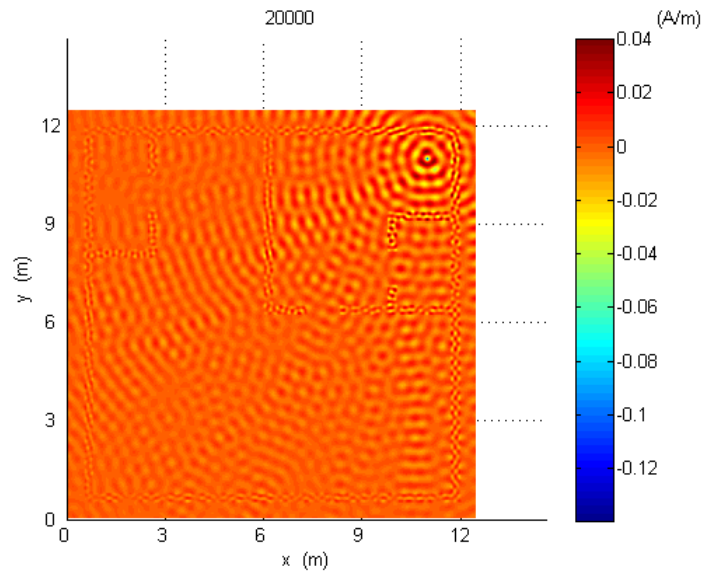
Στο Σχήμα 4.28 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.

Στο Σχήμα 4.29 παρατηρούμε τις μέγιστες τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  για κάθε σημείο του χώρου. Όπως βλέπουμε, στην πηγή έχουμε τις πιο υψηλές τιμές.

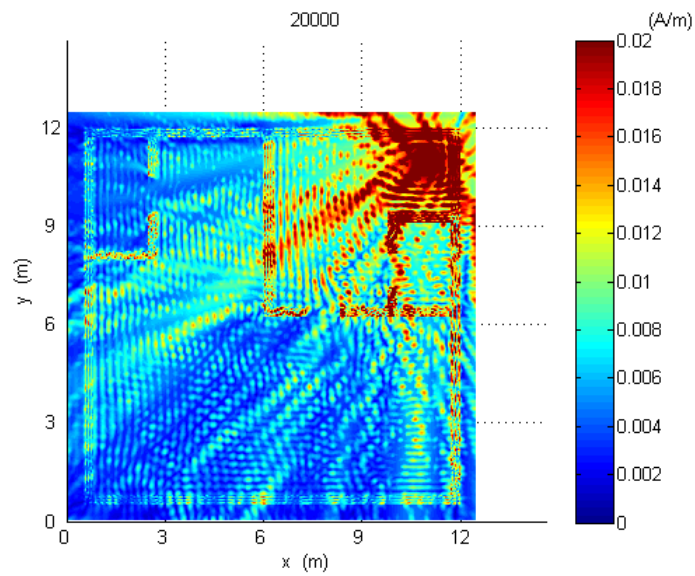
Στο Σχήμα 4.30 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB του κτιρίου B με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 3%. Συγκρίνοντας αυτά τα ποσοστά κάλυψης με αυτά του ίδιου διαστήματος της προηγούμενης προσομοίωσης, παρατηρούμε ότι βάζοντας την κεραία μας σε ένα πιο μικρό δωμάτιο, τα ποσοστά κάλυψης έχουν πέσει κατά πολύ. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι τοίχοι είναι πιο κοντά στην κεραία και επειδή οι τοίχοι απορροφούν ισχύ, αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η κάλυψη να μειώνεται. Να σημειωθεί ότι το κτίριο είναι το ίδιο και στις δύο περιπτώσεις.

Στο Σχήμα 4.31 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB του κτιρίου B με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 15%. Παρατηρούμε ότι είναι πιο μικρό το ποσοστό αυτό από το ποσοστό του ίδιου διαστήματος της προηγούμενης προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει για τον λόγο που εξηγήσαμε πιο πάνω.

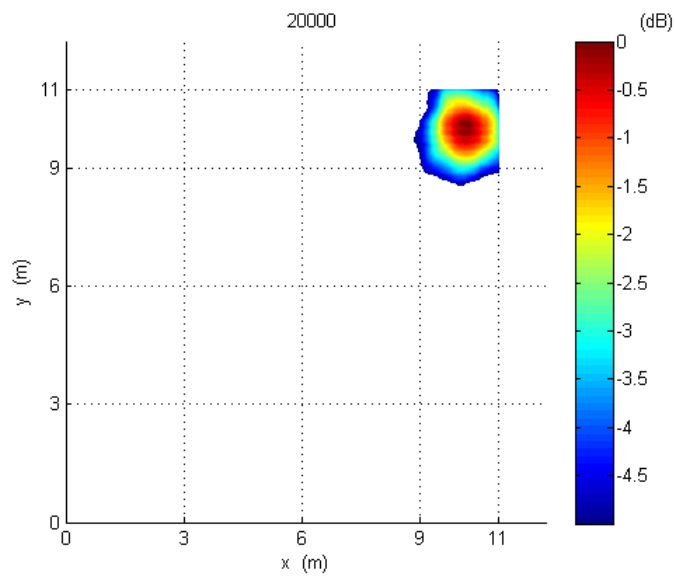
Στο Σχήμα 4.32 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB του κτιρίου B με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 50%. Πα-



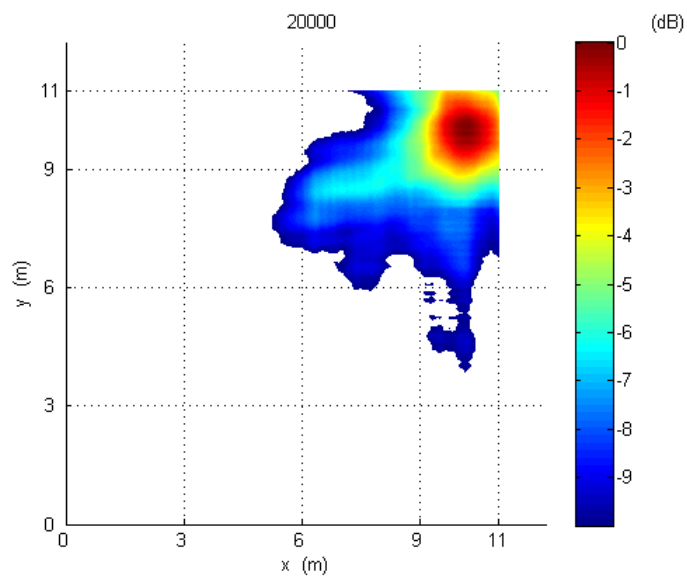
Σχήμα 4.28: Προσομείωση κτιρίου B με διαφορετική θέση της κεραίας, τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.



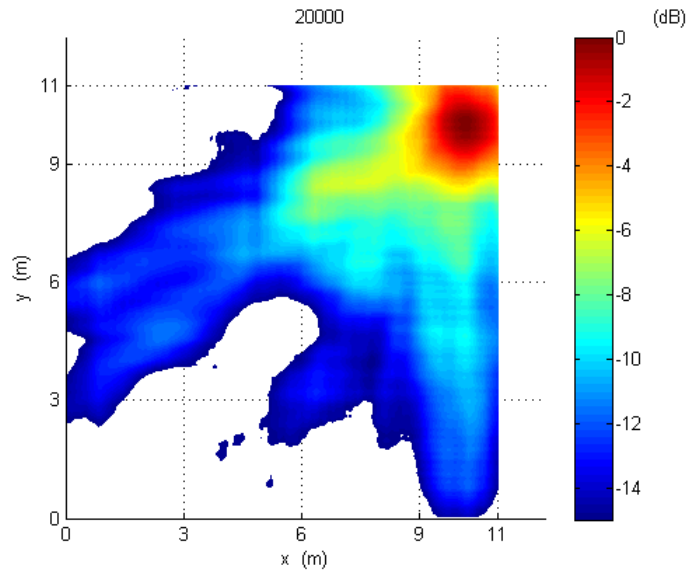
Σχήμα 4.29: Μέγιστες τιμές μαγνητικού πεδίου για κάθε σημείο του χώρου.



Σχήμα 4.30: Επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB.



Σχήμα 4.31: Επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB.



Σχήμα 4.32: Επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB.

Πίνακας 4.4: Ποσοστά κάλυψης για τις περιοχές που μελετήσαμε.

Ποσοστά Κάλυψης	
-5dB έως 0dB	3%
-10dB έως 0dB	15%
-15dB έως 0dB	50%
-20dB έως 0dB	77%

ρατηρούμε ότι είναι πιο μικρό το ποσοστό αυτό από το ποσοστό του ίδιου διαστήματος της προηγούμενης προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει για τον λόγο που εξηγήσαμε πιο πάνω.

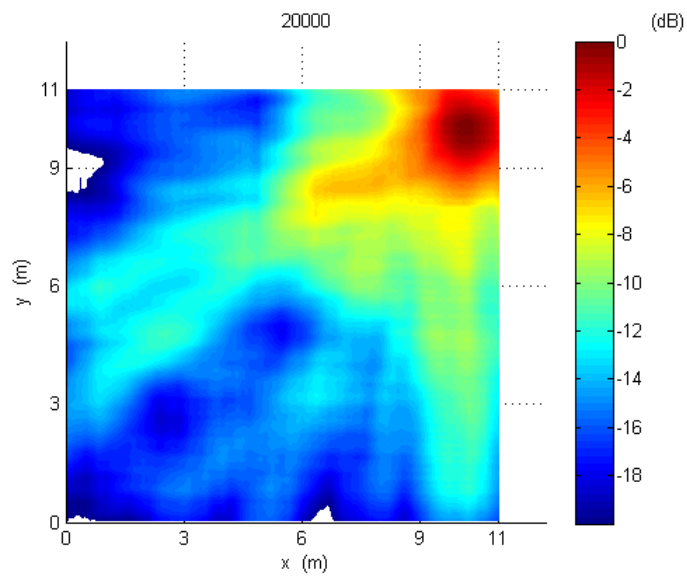
Στο Σχήμα 4.33 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB του κτιρίου B με διαφορετική θέση της κεραίας. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 77%.

Στον Πίνακα 4.4 βλέπουμε συγκριτικά τα ποσοστά κάλυψης για όλες τις περιοχές που αναφέραμε.

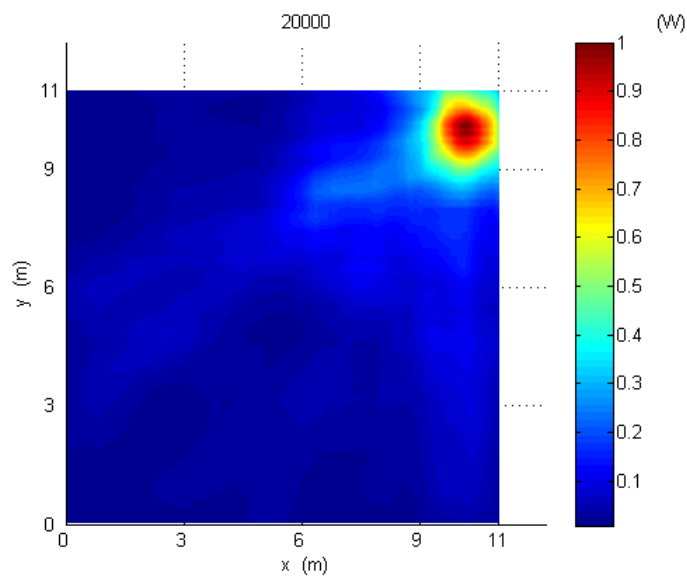
Στο Σχήμα 4.34 βλέπουμε το διάγραμμα της ισχύς σε κάθε σημείο του χώρου. Παρατηρούμε ότι τα σημεία που βρίσκονται κοντά στην πηγή έχουν υψηλές τιμές ισχύος και όσο απομακρυνόμαστε από την πηγή οι τιμές μειώνονται.

#### 4.1.5 Προσομοίωση κτιρίου B (με δύο κεραίες)

Προσομοιώνουμε ξανά την κυματική διάδοση για το ίδιο κτίριο αλλά αυτή τη φορά βάζουμε δύο κεραίες, μια στο δωμάτιο b και μια στο δωμάτιο c. Μια κάτοψη του χώρου φαίνεται στο Σχήμα 4.35. Θα εξάγουμε τα ίδια αποτελέσματα με πριν και θα τα συγκρίνουμε.

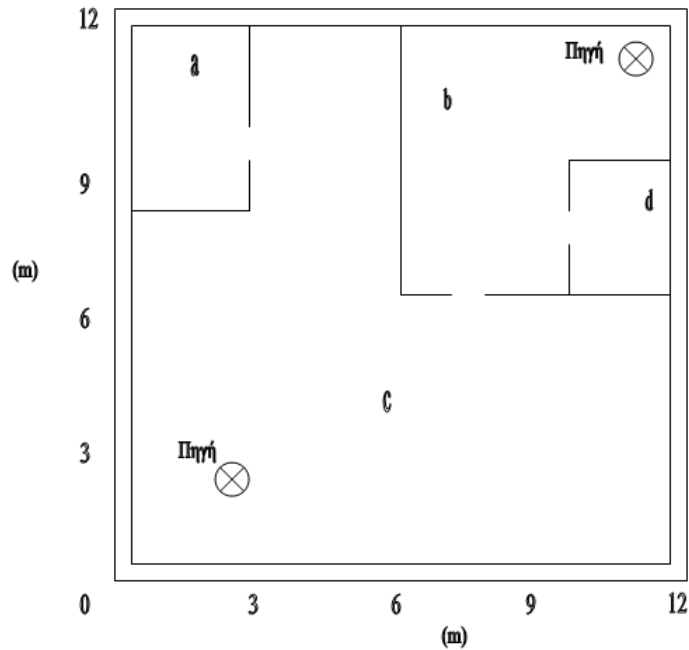


Σχήμα 4.33: Επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB.



Σχήμα 4.34: Τιμές ισχύος για κάθε σημείο του χώρου.





Σχήμα 4.35: Προσομοίωση κτιρίου B με δύο κεραίες. Χώρος 12m x 12m.

Στο Σχήμα 4.36 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.

Στο Σχήμα 4.37 παρατηρούμε τις μέγιστες τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  για κάθε σημείο του χώρου. Όπως βλέπουμε, στις δύο μας πηγές, έχουμε τις πιο υψηλές τιμές.

Στο Σχήμα 4.38 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB του κτιρίου B με δύο κεραίες. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 10%. Παρατηρούμε ότι βάζοντας δύο κεραίες σε ένα κτίριο, τα ποσοστά κάλυψης έχουν ανέβει κατά πολύ συγκρίνοντας τα με αυτά των δύο προηγούμενων προσομοιώσεων όπου είχαμε το ίδιο κτίριο.

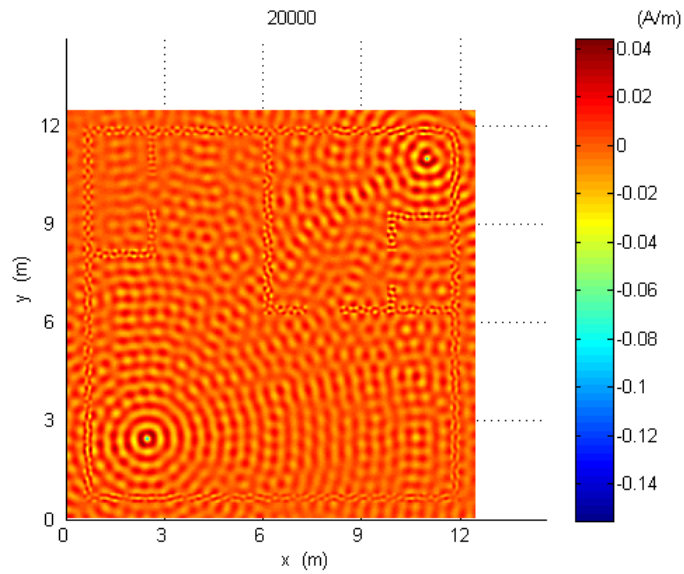
Στο Σχήμα 4.39 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB του κτιρίου B με δύο κεραίες. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 70%. Παρατηρούμε ότι είναι πιο μεγάλο το ποσοστό αυτό από το ποσοστό του ίδιου διαστήματος για τις προηγούμενες προσομοιώσεις. Αυτό οφείλεται στις δύο κεραίες που βάλουμε.

Στο Σχήμα 4.40 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB του κτιρίου B με δύο κεραίες. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 78%. Παρατηρούμε ότι είναι πιο μεγάλο το ποσοστό αυτό από το ποσοστό του ίδιου διαστήματος για τις προηγούμενες προσομοιώσεις. Αυτό οφείλεται στις δύο κεραίες που βάλουμε.

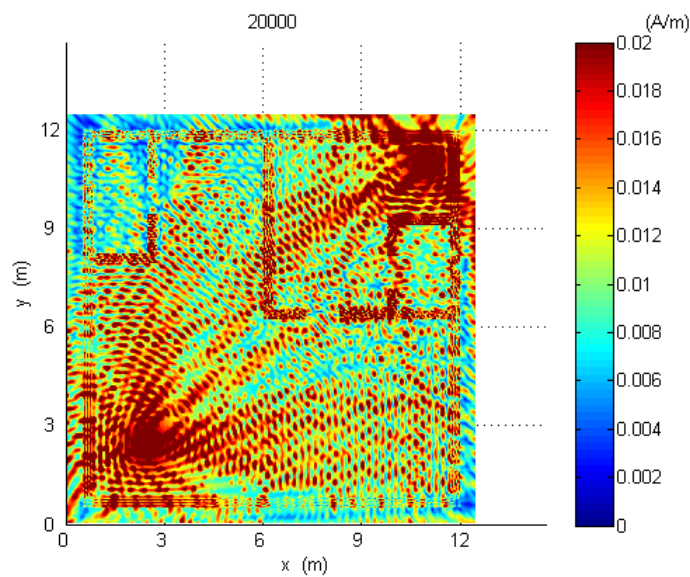
Στο Σχήμα 4.41 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB του κτιρίου B με δύο κεραίες. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 89%.

Στον Πίνακα 4.5 βλέπουμε συγκριτικά τα ποσοστά κάλυψης για όλες τις περιοχές που αναφέραμε.

Στο Σχήμα 4.42 βλέπουμε το διάγραμμα της ισχύος σε κάθε σημείο του χώρου. Παρατηρούμε ότι τα σημεία που βρίσκονται κοντά στις πηγές έχουν υψηλές τιμές ισχύος ενώ όσο



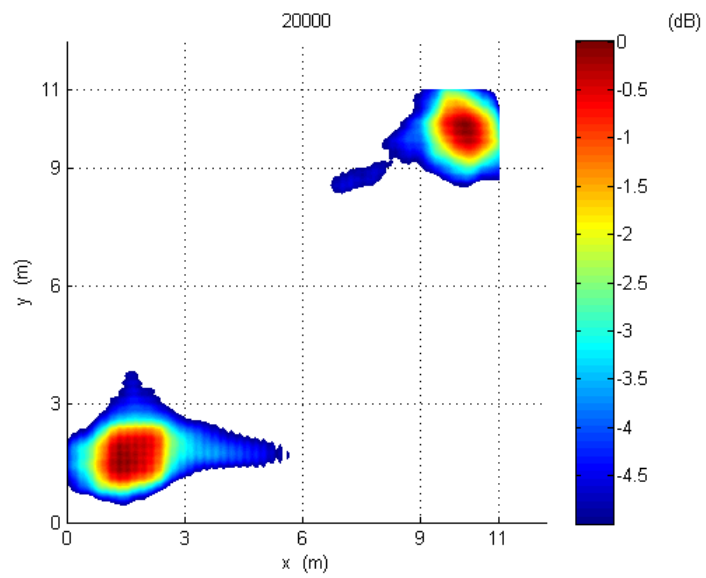
Σχήμα 4.36: Προσομοίωση κτιρίου B με δύο κεραίες, τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.



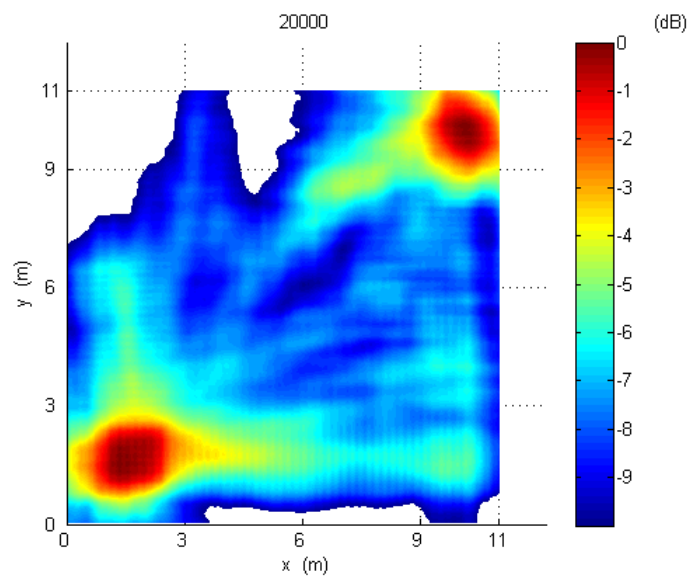
Σχήμα 4.37: Μέγιστες τιμές μαγνητικού πεδίου για κάθε σημείο του χώρου.

Πίνακας 4.5: Ποσοστά κάλυψης για τις περιοχές που μελετήσαμε.

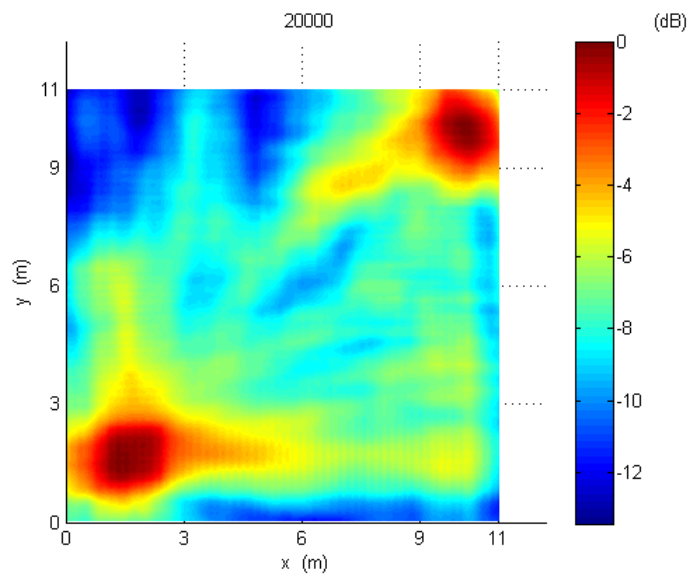
Ποσοστά Κάλυψης	
-5dB έως 0dB	10%
-10dB έως 0dB	70%
-15dB έως 0dB	78%
-20dB έως 0dB	89%



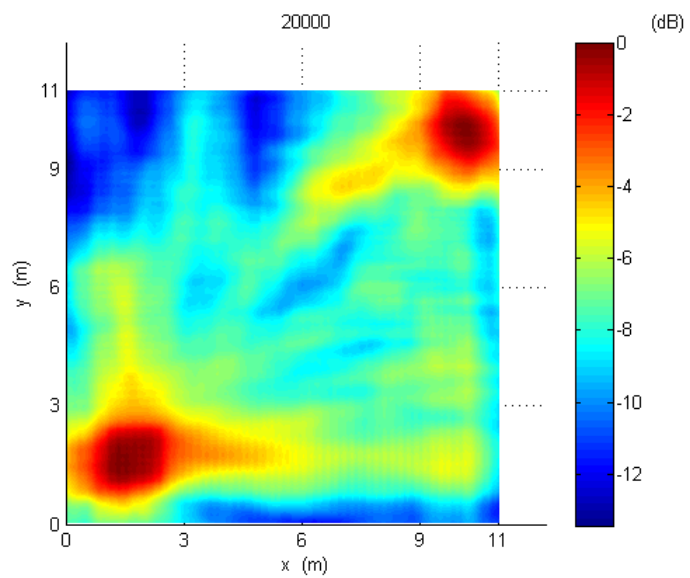
Σχήμα 4.38: Επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB.



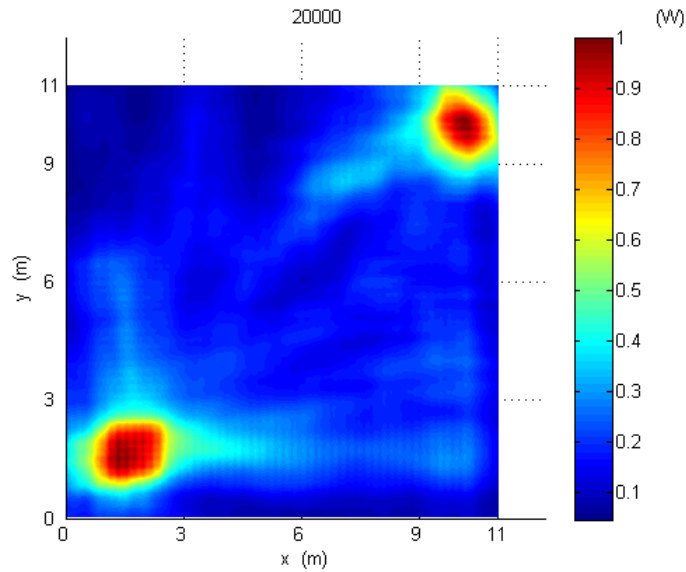
Σχήμα 4.39: Επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB.



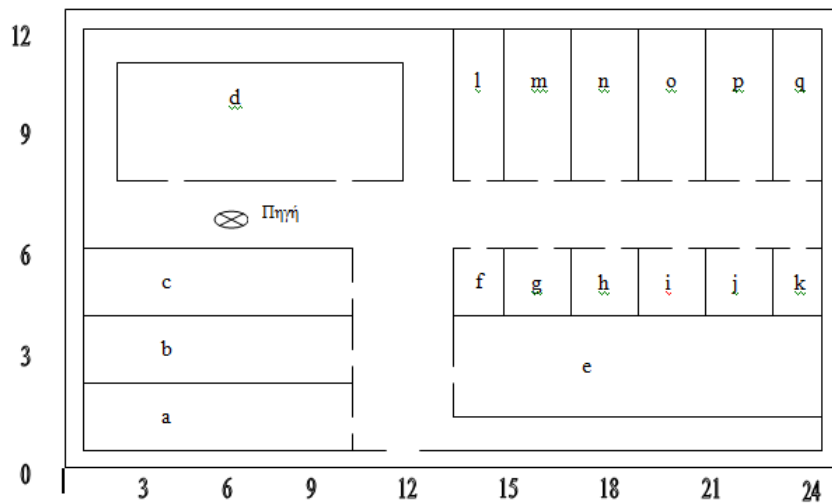
Σχήμα 4.40: Επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB.



Σχήμα 4.41: Επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB.



Σχήμα 4.42: Τιμές ισχύος για κάθε σημείο του χώρου.



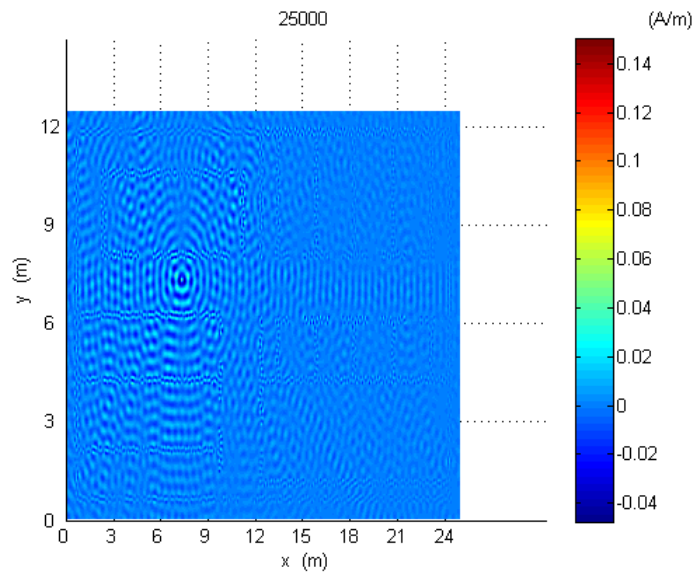
Σχήμα 4.43: Προσομείωση κτιρίου Γ. Χώρος 24m x 12m.

απομακρυνόμαστε από τις πηγές οι τιμές μειώνονται.

#### 4.1.6 Προσομείωση κτιρίου Γ

Προσομείωσαμε την κυματική διάδοση μέσα στο κτίριο του Σχήματος 4.43 με διαστάσεις 24m x 12m. Την κεραία την τοποθετήσαμε σε ένα ανοικτό χώρο. Η προσομείωση εκτελέστηκε για 25000 επαναλήψεις. Θα εξάγουμε τα ίδια αποτελέσματα με πριν και θα τα συγκρίνουμε.

Στο Σχήμα 4.44 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομείωσης. Παρατηρούμε τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  για κάθε σημείο του χώρου στη τελευταία χρονική επανάληψη.



Σχήμα 4.44: Προσομοίωση κτιρίου Γ. Χώρος 24m x 12m, τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.

Πίνακας 4.6: Ποσοστά κάλυψης για τις περιοχές που μελετήσαμε.

Ποσοστά Κάλυψης	
-5dB έως 0dB	6%
-10dB έως 0dB	34%
-15dB έως 0dB	57%
-20dB έως 0dB	82%

Στο Σχήμα 4.45 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB του κτιρίου Γ. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 6%.

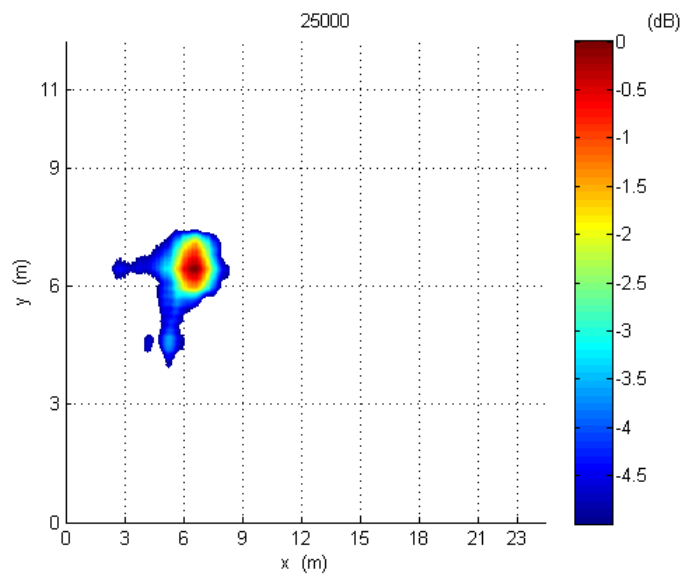
Στο Σχήμα 4.46 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB του κτιρίου Γ. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 34%.

Στο Σχήμα 4.47 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB του κτιρίου Γ. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 57%.

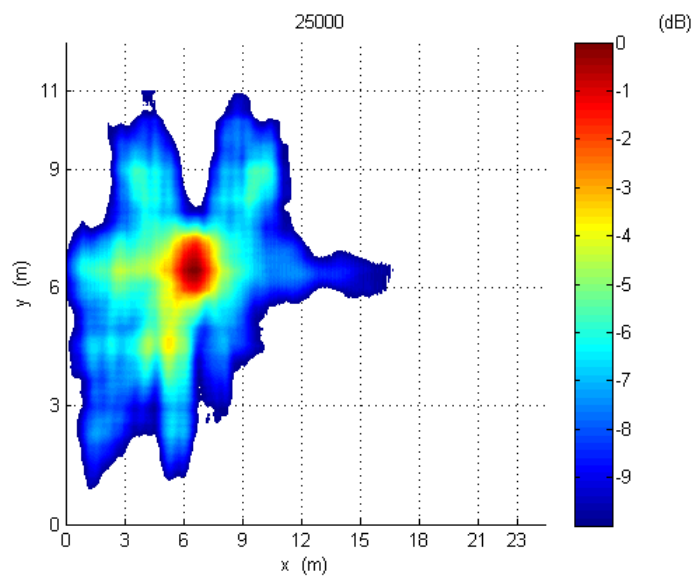
Στο Σχήμα 4.48 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB του κτιρίου Γ. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 82%.

Όπως και στα επίπεδα κάλυψης των προηγούμενων προσομοιώσεων, έτσι και εδώ παρατηρούμε ότι η κάλυψη από -5dB έως 0dB είναι μικρότερη και οι τιμές της είναι πιο κοντά στην πηγή σε σύγκριση με την κάλυψη των τιμών από -20dB έως 0dB που καταλαμβάνουν όλο σχεδόν το χώρο. Τα αποτελέσματα αυτά είναι λογικά αφού απομακρύνοντας από την πηγή η ισχύς μειώνεται.

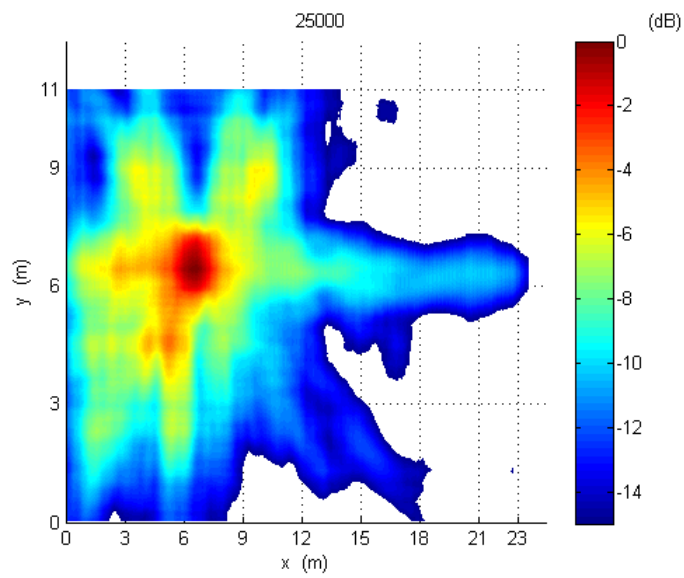
Στον Πίνακα 4.6 βλέπουμε συγκριτικά τα ποσοστά κάλυψης για όλες τις περιοχές που αναφέραμε.



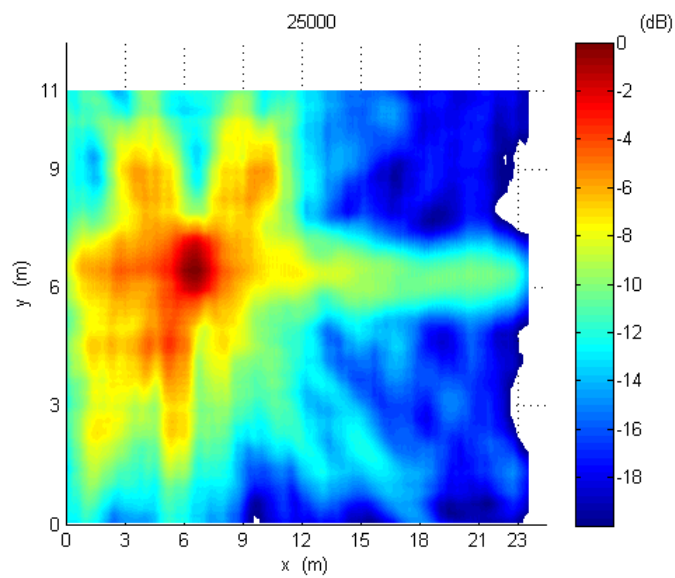
Σχήμα 4.45: Επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB.



Σχήμα 4.46: Επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB.

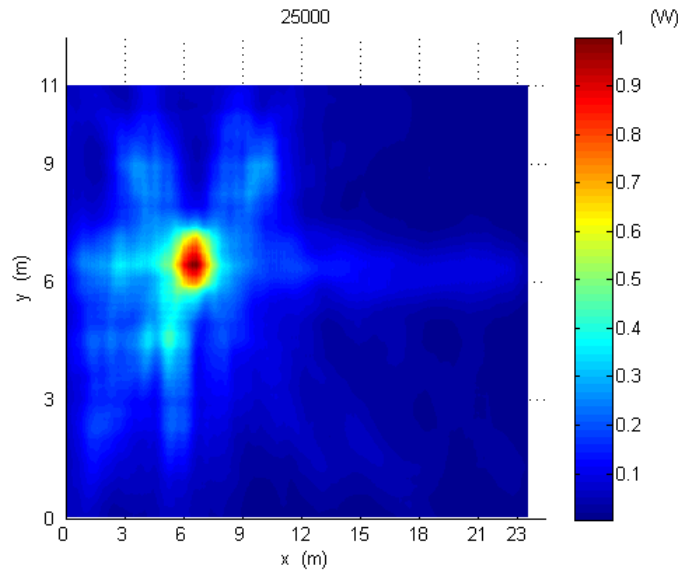


Σχήμα 4.47: Επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB.



Σχήμα 4.48: Επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB.





Σχήμα 4.49: Τιμές ισχύος για κάθε σημείο του χώρου.

Στο Σχήμα 4.49 βλέπουμε το διάγραμμα της ισχύος σε κάθε σημείο του χώρου. Παρατηρούμε ότι τα σημεία που βρίσκονται κοντά στην πηγή έχουν υψηλές τιμές ισχύος ενώ όσο απομακρυνόμαστε από την πηγή οι τιμές μειώνονται.

#### 4.1.7 Προσομοίωση κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz

Σε αυτό το πρόβλημα προσομοιώσαμε την κυματική διάδοση μέσα στο κτίριο του Σχήματος 4.50. Την κεραία την τοποθετήσαμε στο δωμάτιο d. Θα υπολογίσουμε τα μαγνητικά πεδία και τα επίπεδα κάλυψης για αυτό το κτίριο όπως επίσης και κάποιες άλλες εφαρμογές.

Για την προσομοίωση που ακολουθεί έχουμε αλλάξει την συχνότητα, από 2.44GHz την κάναμε 5.8GHz. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μειωθεί το μήκος κύματος και το μέγεθος των κελιών να γίνει  $D_x = D_y = \frac{\lambda}{15} = 0.51$  cm. Άρα τώρα για 1024 κελιά χώρου έχουμε 5.22 m.

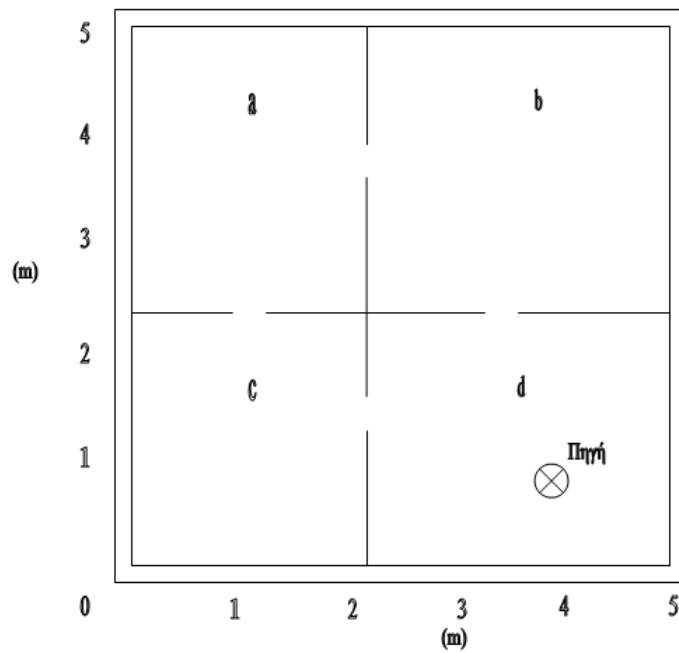
Στο Σχήμα 4.51 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Παρατηρούμε τις τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.

Στο Σχήμα 4.52 παρατηρούμε τις μέγιστες τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  για κάθε σημείο του χώρου. Όπως βλέπουμε, στην πηγή έχουμε τις πιο υψηλές τιμές.

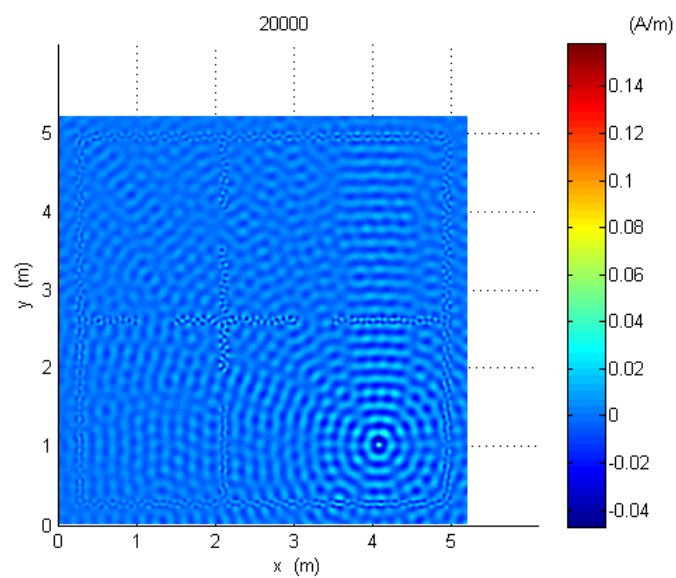
Στο Σχήμα 4.53 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB του κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 7%.

Στο Σχήμα 4.54 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB του κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 34%.

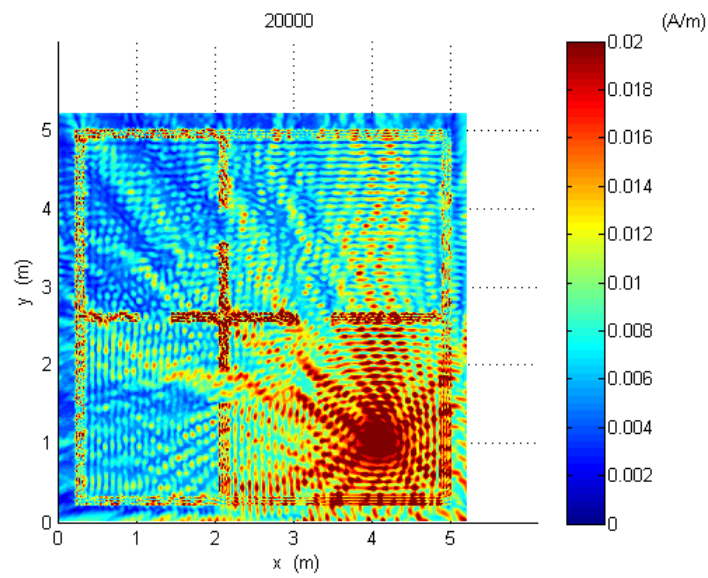
Στο Σχήμα 4.55 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB του κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 76%.



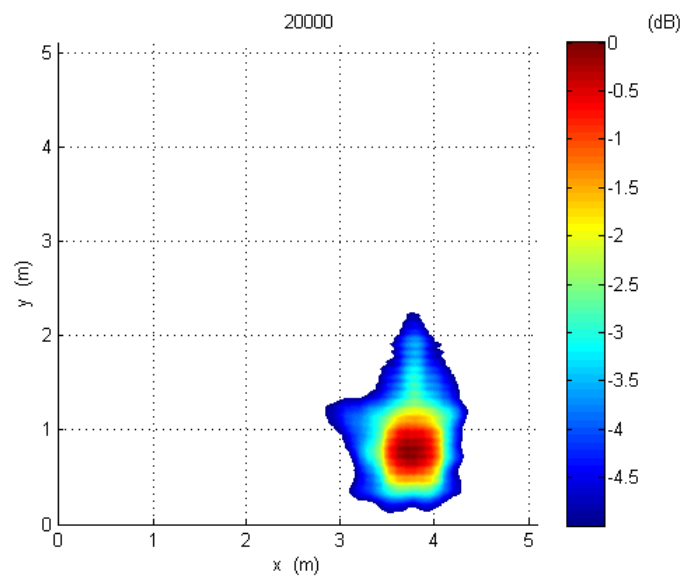
Σχήμα 4.50: Προσομοίωση κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz. Χώρος 5m x 5m.



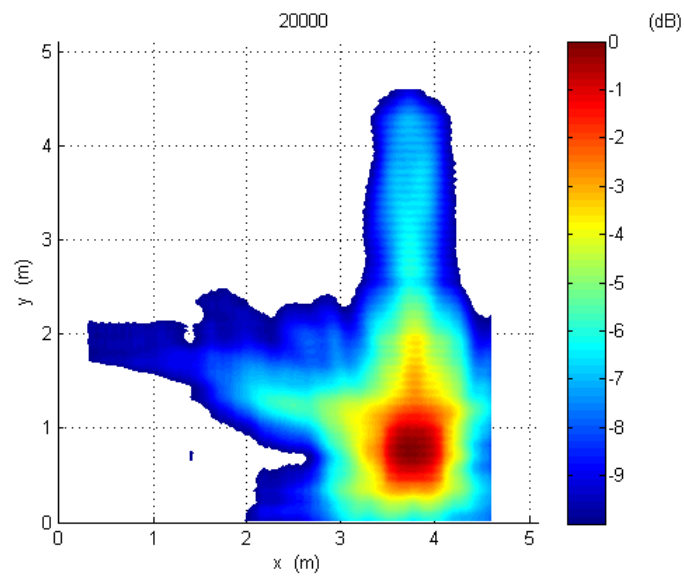
Σχήμα 4.51: Προσομοίωση κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz, τιμές του μαγνητικού πεδίου  $H_z$  στη τελευταία χρονική επανάληψη.



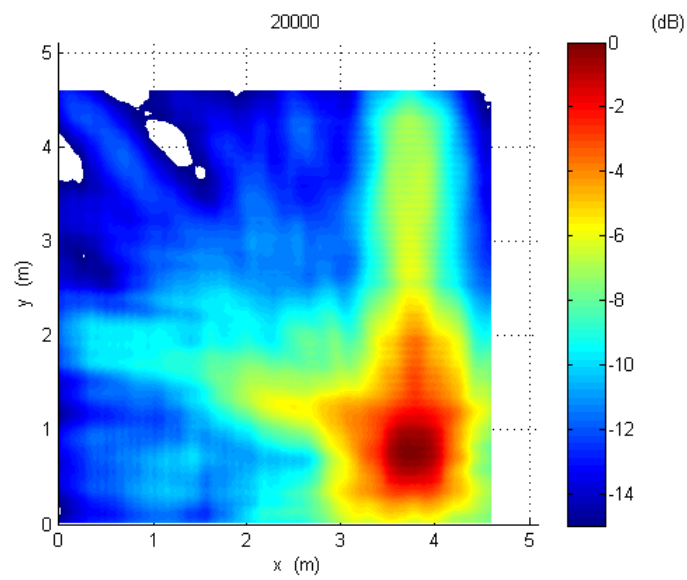
Σχήμα 4.52: Μέγιστες τιμές μαγνητικού πεδίου για κάθε σημείο του χώρου.



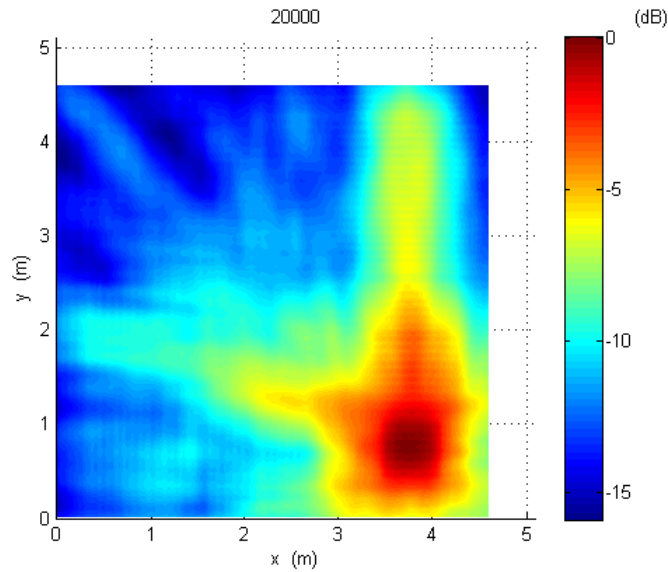
Σχήμα 4.53: Επίπεδο κάλυψης από -5dB έως 0dB.



Σχήμα 4.54: Επίπεδο κάλυψης από -10dB έως 0dB.



Σχήμα 4.55: Επίπεδο κάλυψης από -15dB έως 0dB.



Σχήμα 4.56: Επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB.

Πίνακας 4.7: Ποσοστά κάλυψης για τις περιοχές που μελετήσαμε.

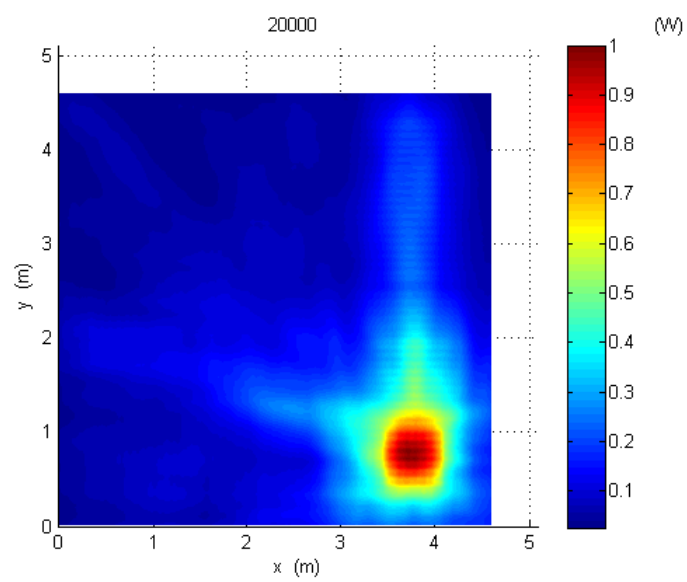
Ποσοστά Κάλυψης	
-5dB έως 0dB	7%
-10dB έως 0dB	34%
-15dB έως 0dB	76%
-20dB έως 0dB	78%

Στο Σχήμα 4.56 βλέπουμε το επίπεδο κάλυψης από -20dB έως 0dB του κτιρίου με συχνότητα 5.8GHz. Τα ποσοστά κάλυψης που μετρήθηκαν εδώ είναι 78%.

Όπως και στα επίπεδα κάλυψης των προηγούμενων προσομοιώσεων, έτσι και εδώ παρατηρούμε ότι η κάλυψη από -5dB έως 0dB είναι μικρότερη και οι τιμές της είναι πιο κοντά στην πηγή σε σύγκριση με την κάλυψη των τιμών από -20dB έως 0dB που καταλαμβάνουν όλο σχεδόν το χώρο. Τα αποτελέσματα αυτά είναι λογικά αφού απομακρύνοντας από την πηγή η ισχύς μειώνεται.

Στον Πίνακα 4.7 βλέπουμε συγκριτικά τα ποσοστά κάλυψης για όλες τις περιοχές που αναφέραμε. Όπως παρατηρούμε είναι παρόμοια με τα ποσοστά κάλυψης του κτιρίου A.

Στο Σχήμα 4.57 βλέπουμε το διάγραμμα της ισχύς σε κάθε σημείο του χώρου. Παρατηρούμε ότι τα σημεία που βρίσκονται κοντά στην πηγή έχουν υψηλές τιμές ισχύος και όσο απομακρυνόμαστε από την πηγή οι τιμές μειώνονται.



Σχήμα 4.57: Τιμές ισχύος για κάθε σημείο του χώρου.

# 5

## Συμπεράσματα

Σε αυτήν την διπλωματική, είδαμε γενικά τι ισχύει στα ασύρματα τοπικά δίκτυα, εξηγήσαμε τον αλγόριθμο του Yee και είδαμε πως οι εξισώσεις του Maxwell χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση της μεθόδου FDTD. Επίσης εξηγήσαμε τα βήματα εκτέλεσης για την υλοποίηση της μέθοδο FDTD σε μια κάρτα γραφικών με παράλληλο προγραμματισμό και παρουσιάσαμε τα αποτελέσματα από διάφορες εφαρμογές του αλγορίθμου, μέσο του προγραμματιστικού περιβάλλοντος της CUDA.

Από την υλοποίηση της μεθόδου FDTD με τη χρήση των εξισώσεων του Maxwell διαπιστώνουμε ότι η νέα τιμή ενός στοιχείου διανύσματος του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου, σε κάθε σημείο του πλέγματος εξαρτάται μόνο από την προηγούμενη τιμή του (χρονικά), τις προηγούμενες τιμές των συνιστωσών του άλλου πεδίου σε παρακείμενα σημεία (χωρικά) και από τις ηλεκτρικές και μαγνητικές πηγές ρεύματος.

Από τα αποτελέσματα του κεφαλαίου 4 παρατηρούμε ότι για να έχουμε καλύτερα επίπεδα κάλυψης, πρέπει να τοποθετούμε την κεραία στο πιο μεγάλο δωμάτιο ενός κτιρίου.

Η εκτέλεση του αλγορίθμου στη CUDA έδειξε επίσης ότι, η προσομοίωση του κτιρίου A (Σχήμα 4.1) μπορεί να εκτελεστεί 16 φορές γρηγορότερα από την εκτέλεση του αλγορίθμου στη MatLab, αφού χρειάζεται 6 ώρες και 40 λεπτά για να εκτελεστεί στη MatLab ενώ στη CUDA μόλις 25 λεπτά.

Η μέθοδος FDTD μπορεί να βελτιστοποιηθεί ακόμη περισσότερο εάν εκμεταλλευτούμε όλα τα προνόμια του παράλληλου προγραμματισμού όπως είναι η διαχείριση μνήμης. Εκτός από την μέθοδο FDTD που είδαμε σε αυτήν τη διπλωματική, υπάρχει μια πληθώρα μεθόδων που χρησιμοποιούνται στον ηλεκτρομαγνητισμό, οι οποίοι είναι κατάλληλοι για την

εκμετάλλευση των προνομίων μιας GPU.



# Βιβλιογραφία

- [1] V. A. A.-V. L. J. H. Agelet, F.A. and A. Formella, *Optimization methods for optimal transmitter locations in a mobile wireless system*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 51, No. 6, pp.1316–1321, 2002.
- [2] Bahri, A. and Chamberland, S. , *On the wireless local area network design problem with performance guarantees*. Computer Networks, Vol. 48, No. 6, pp.856–866, 2005.
- [3] Unbehaun, M. and Kamenetky, M. , *On the deployment of picocellular wireless infrastructure*. IEEE Wireless Communications, Vol. 10, No. 6, pp.70–80, 2003.
- [4] A. Alighanbari and C. D. Sarris , *Rigorous and efficient time-domain modeling of electromagnetic wave propagation and fading statistics in indoor wireless channels*. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 8, pp. 2373–2381, Aug. 2007.
- [5] T. M. Schafer and W.Wiesbeck, *Simulation of radiowave propagation in hospitals based on FDTD and ray-optical methods*. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 8, pp. 2381–2388, Aug. 2005.
- [6] E. C. K. Lai, M. J. Neve, and A. G.Williamson, *Identification of dominant propagation mechanisms around corners in a single-floor office building*. IEEE Antennas Propag. Int. Sym., Jul. 5–12, 2008, pp. 1–4, 2008.
- [7] T. T. Zygiridis, E. P. Kosmidou, K. P. Prokopidis, N. V. Kantartzis, C. S. Antonopoulos, K. I. Petras, and T. D. Tsiboukis, *Numerical modelling of an indoor wireless environment for the performance evaluation of WLAN systems*. IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 4, pp. 839–842, Apr., 2006.
- [8] Z. Yun, M. F. Iskander, and Z. Zhang, *Complex-wall effect on propagation characteristics andMIMOcapacities for an indoor wireless communication environment*. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 52, no. 4, pp. 914–922, Apr., 2004.
- [9] C. Company, *Versa WiFi USB Adapter II QUICK START GUIDE*. C.Crane, 2009.

- [10] A. Computer, *ASUS WL-520GU Wireless Router, User Manual*. ASUS, 2008.
- [11] W. Stallings, *Επικοινωνίες Υπολογιστών και Δεδομένων*. Εκδόσεις Τζιόλα, 2008.
- [12] A. S. Tanenbaum, *Δίκτυα Υπολογιστών*. Εκδόσεις Κλειδάριθμος, 2008.
- [13] . Παπαπέτρου, *Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα, Διάλεξη 6*. Πανεπιστήμιο Ιωαννίνων, Τμήμα Μηχ. Η/Υ και Πληροφορικής, 2008.
- [14] K. C. Smith, *BASIC PHOTOCHEMISTRY*. Stanford University School of Medicine, 2013.
- [15] A. Taflov and S. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*. Boston, MA: Artech House, 2005.
- [16] W.-m. W. H. David B. Kirk, *Προγραμματισμός Μαζικά Παράλληλων Επεξεργαστών*. Εκδόσεις Κλειδάριθμος, 2010.
- [17] D. B. Davidson, *Introduction to GPU Computing and CUDA Programming: A Case Study on FDTD*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 52, No.3, June 2010 pp. 116-122, 2010.

# ABSTRACT

The parallel programming came in the background of computer science and engineering through the stalemate that existed in the computational speed of CPUs (Central Processing Units). The relatively recent arrival of GPGPUs (General-Purpose Graphical-Processing Units) as a low-cost unit, brings an interesting amount of processing power to ordinary computers, making it the new theme is characterized by many positive elements. Thanks to the publication of CUDA (Compute Unified Device Architecture), a powerful and easy to use programming environment available for Nvidia graphics cards, the calculation based on the graphic processing unit has become accessible to developers who are not experienced in the implementation of applications through GUI.

The solution of large and complex electromagnetic problems, often leads to the need for high-demand requirements, calculations and strategies. This is something that finds a solution to graphics processing units. Many electromagnetic methods amenable to the privileges of the features of graphics processing units. Among these is the method FDTD (finite-difference time-domain).

In this thesis we initially introduce the concept of wireless local area network, then analyze the Yee algorithm with the help of the equations of Maxwell. In the third part we explain what a graphic processing unit is and what steps implemented by the FDTD method in it. Finally we present the results of our simulations, we compare and see some additional applications. At this point, I would like to thank the supervisor assistant professor Zygykiri Theodoro for his precious help and the knowledge gained in this instance.