



**CHALMERS**

# Utveckling av antenn för elektromagnetisk ultraljudstomografi

Kandidatarbete inom signalbehandling och medicinteknik

Robin Amin, Neo Barrdahl Morad, Sofia Camacho Stjernlöf,  
Alva Grankull, Sara Larsson, Isaac Werner

**INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK (E2)**

---

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA  
Göteborg, Sverige 2026  
[www.chalmers.se](http://www.chalmers.se)



KANDIDATARBETE 2026

# Utveckling av antenn för elektromagnetisk ultraljudstomografi

ROBIN AMIN

NEO BARRDAHL MORAD

SOFIA CAMACHO STJERNLÖF

ALVA GRANKULL

SARA LARSSON

ISAAC WERNER



**CHALMERS**  
UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Institutionen för Elektroteknik  
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA  
Göteborg 2026

Utveckling av antenn för elektromagnetisk ultraljudstomografi

ROBIN AMIN

NEO BARRDAHL MORAD

SOFIA CAMACHO STJERNLÖF

ALVA GRANKULL

SARA LARSSON

ISAAC WERNER

© ROBIN AMIN, NEO BARRDAHL MORAD, SOFIA CAMACHO STJERNLÖF,  
ALVA GRANKULL, SARA LARSSON, ISAAC WERNER, 2026.

Handledare: Hana Dobšiček Trefná, Institutionen för Elektroteknik

Examinator: Andreas Fhager, Institutionen för Elektroteknik

Kandidatarbete 2026

Institutionen för Elektroteknik

Chalmers Tekniska Högskola

SE-412 96 Göteborg

Telefon +46 31 772 1000

Skriven i L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X

Göteborg 2026

Antenna Development for Electromagnetic Ultrasound Tomography  
ROBIN AMIN, NEO BARRDAHL MORAD, SOFIA CAMACHO STJERNLÖF,  
ALVA GRANKULL, SARA LARSSON, ISAAC WERNER  
Department of Electrical Engineering  
Chalmers University of Technology

## **Abstract**

This thesis presents a proof-of-concept study of the electromagnetic component in a combined electromagnetic and ultrasound (EM/US) tomography system intended for small animal imaging applications. In preclinical research, small animals such as mice are commonly used for studying tumor progression and evaluating new treatment methods. The use of non-invasive imaging techniques has the potential to reduce the number of animals required in such studies. Two antenna designs were developed and investigated. A narrowband patch antenna and a wideband Vivaldi antenna. The goal was to identify the most suitable antenna for integration into a future tomographic imaging system. Antenna performance was evaluated through analysis of reflection and transmission parameters, as well as penetration depth in tissue-like phantom models. Simulations were performed in CST Microwave Studio using different phantom models representing muscle and skin tissue. In addition, vector network analyzer (VNA) measurements were carried out for the patch antenna to validate the simulation results. The results show that the patch antenna achieves good impedance matching at approximately 1.45 GHz, while the Vivaldi antenna provides wider bandwidth and slightly improved penetration depth in the simulated phantoms. The experimental VNA measurements for the patch antenna are consistent with the simulations in terms of resonance frequency and bandwidth. Based on the results, the patch antenna was considered the most suitable candidate for integration into the EM/US system.

## Sammandrag

Detta arbete syftar till att utveckla ett proof-of-concept för den elektromagnetiska delen av ett kombinerat elektromagnetiskt och ultraljudsbaserat (EM/US) tomografisystem för smådjursavbildning. I preklinisk forskning används smådjur, såsom möss, för att studera tumörutveckling och utvärdera nya behandlingsmetoder. Icke-invasiva avbildningsmetoder kan avsevärt minska antalet djur som behövs i dessa undersökningar. Arbetet omfattar utveckling och utvärdering av två antenntyper, en smalbandig patchantenn och en bredbandig Vivaldiantenn, med målet att kunna integrera den antenn som ger bäst resultat i ett antensystem. För att testa antennernas prestanda analyserades deras spridnings- och transmissionskoefficienter samt deras penetrationsdjup i vävnad. Simuleringarna genomfördes i CST Microwave Studio med olika fantomtyper avsedda att efterlikna smådjursvävnad. För patchantennen utfördes även VNA-mätningar för att experimentellt verifiera simuleringarna. Simuleringarna visade att patchantennen uppnådde en god matchning vid 1,45 GHz, medan Vivaldiantennen gav bredare bandbredd och djupare signalpenetration i fantomer. Båda antennerna uppvisade dessutom reflektionskoefficienter under  $-10$  dB vid önskad frekvens och genererade transmissionsnivåer som möjliggör vidare analys i ett tomografisystem. VNA-mätningarna för patchantennen visade tydliga likheter med simuleringarna. De verkliga och simulerade patchantennerna resonerade vid ungefär samma frekvens och hade dessutom en liknande bandbredd. Baserat på resultaten bedömdes patchantennen vara mest lämplig för integration i EM/US-systemet.

## Tackord

Vi vill rikta ett stort tack till våra handledare Hana Dobšiček Trefná och Mattia de Lazzari för värdefull vägledning, stöd och konstruktiv feedback under arbetets gång. Vi vill även tacka institutionen för elektroteknik för tillgång till utrustning och resurser som möjliggjorde genomförandet av detta arbete. Dessutom vill vi tacka Håkan Torén som tillverkade patchantennerna.

Robin Amin, Neo Barrdahl Morad, Sofia Camacho Stjernlöf, Sara Larsson,  
Isaac Werner

Göteborg, maj 2026



# Innehåll

<b>1</b>	<b>Inledning</b>	<b>1</b>
1.1	Syfte . . . . .	3
1.2	Mål . . . . .	3
1.3	Avgränsningar . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Teori</b>	<b>5</b>
2.1	S-matris . . . . .	5
2.2	Specifik absorptionsnivå . . . . .	5
2.3	Penetrationsdjup . . . . .	6
2.4	Antenner . . . . .	6
2.4.1	Kopplingsmedium . . . . .	7
2.4.2	Patchantenn . . . . .	8
2.4.3	Vivaldiantenn . . . . .	10
<b>3</b>	<b>Metod</b>	<b>12</b>
3.1	Antenndesign . . . . .	12
3.1.1	Numeriska beräkningar . . . . .	12
3.1.2	Patchantenn . . . . .	13
3.1.3	Vivaldiantenn . . . . .	13
3.2	Simuleringsuppställning . . . . .	15
3.2.1	Material och muskelfantomer . . . . .	15
3.2.2	Strålningsparametrar för en enskild antenn . . . . .	16
3.2.3	Signaltransmission via material . . . . .	17
3.2.4	Närvaron av ultraljudsgivare . . . . .	18
3.2.5	Fullständigt antennsystem . . . . .	19
3.2.6	SAR-analys . . . . .	20
3.3	Experimentell verifiering . . . . .	20
3.3.1	Muskelfantom . . . . .	21
3.3.2	Vektornätverksanalysator . . . . .	22
3.3.3	Patchantenn . . . . .	22
3.4	Applikatordesign . . . . .	24
<b>4</b>	<b>Resultat</b>	<b>26</b>
4.1	Patchantenn . . . . .	26
4.1.1	Antenndesign . . . . .	26
4.1.2	Olika fantomer . . . . .	30

4.1.3	Avstånd till fantom med två antenner . . . . .	31
4.1.4	Ultraljudsgivare . . . . .	33
4.1.5	Systemdesign . . . . .	34
4.1.6	SAR . . . . .	35
4.1.7	Verifikation av patchantenn med VNA . . . . .	36
4.2	Vivaldiantenn . . . . .	40
4.2.1	Antenndesign . . . . .	40
4.2.2	Olika fantomer . . . . .	41
4.2.3	Avstånd till fantom med två antenner . . . . .	42
4.2.4	Ultraljudsgivare . . . . .	43
4.2.5	System med åtta antenner . . . . .	44
4.2.6	SAR . . . . .	44
4.3	Omdimensionerat matningssystem Vivaldiantenn . . . . .	45
4.3.1	Nya dimensioner . . . . .	45
4.3.2	Rätblocksfantom . . . . .	46
4.3.3	SAR . . . . .	47
4.3.4	Systemdesign . . . . .	48
<b>5</b>	<b>Diskussion</b>	<b>51</b>
5.1	Patchantenn . . . . .	51
5.1.1	Beräknade jämfört med simulerade dimensioner . . . . .	51
5.1.2	Olika fantomer . . . . .	51
5.1.3	Påverkan från ultraljudsgivare . . . . .	52
5.1.4	Olika avstånd med två antenner . . . . .	52
5.1.5	Systemdesign patchantenn . . . . .	52
5.1.6	Jämförelse mellan simulering och VNA-mätning . . . . .	53
5.1.7	SAR . . . . .	54
5.2	Vivaldiantenn . . . . .	54
5.2.1	Beräknade jämfört med simulerade dimensioner . . . . .	54
5.2.2	Olika fantomer . . . . .	55
5.2.3	Påverkan från ultraljudsgivare . . . . .	55
5.2.4	Olika avstånd med två antenner . . . . .	55
5.2.5	Systemdesign Vivaldiantenn . . . . .	56
5.2.6	Simulering av antennarrayer . . . . .	56
5.2.7	SAR . . . . .	57
5.3	Jämförelse av antenner . . . . .	57
5.3.1	Systemdesign . . . . .	58
5.3.2	Integrering med ultraljudsgivare . . . . .	59

5.3.3 SAR hos antennerna . . . . .	59
5.4 Den mest lämpliga antennen . . . . .	60
5.5 Förbättringsområden . . . . .	61
5.6 Framtida arbete . . . . .	63
<b>6 Slutsats</b>	<b>64</b>



# 1 Inledning

I preklinisk forskning används smådjur, såsom möss, för att studera tumörutveckling och utvärdera nya behandlingsmetoder [1]. Tumörvolymen används för att bedöma sjukdomens progression och för att kvantifiera behandlingens effekt [2]. En stor utmaning i dessa studier är att mäta tumörtillväxt på ett noggrant och reproducerbart sätt över tid [3]. Tumörvolym för ytliga tumörer mäts ofta med skjutmått, vilket gör resultaten känsliga för subjektiva bedömningar samt påverkan från fettvävnad och päls [2], [3]. Metoden är dessutom begränsad till tumörer som kan kännas eller ses från utsidan, vilket gör den olämplig för djupt liggande tumörer. I vissa fall kräver volymmätning därför att tumören avlägsnas kirurgiskt efter att försöksdjuret har avlivats [4].

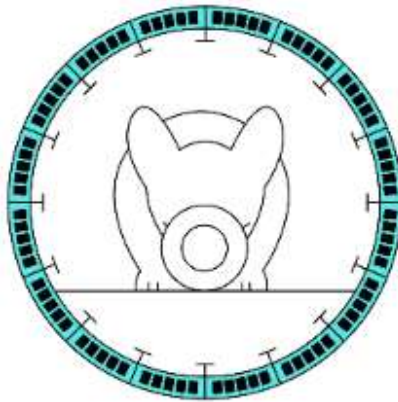
Icke-invasiva avbildningsmetoder kan avsevärt minska antalet djur i en vetenskaplig undersökning [5]. Magnetresonanstomografi (MR) är en av de etablerade metoderna som kan ge tillförlitliga mätningar av tumörvolym för smådjur, men metoden är dyr och tidskrävande [2]. Inom preklinisk forskning används även optiska metoder, där tumörer modifieras med fluorescerande (FLI) eller bioluminescerande (BLI) markörer för att kunna avbildas [6]. Dessa metoder är användbara för att följa tumörutveckling i smådjursmodeller, men signalen är indirekt och kan påverkas av markörens stabilitet. Detta innebär att ljussignalen inte alltid motsvarar den faktiska tumörvolymen, vilket kan leda till felaktig tolkning om metoden används som den enda avbildningstekniken [7].

Ultraljudstomografi (US) är en etablerad avbildningsteknik som erbjuder hög upplösning för smådjur och är samtidigt relativt billig och lättillgänglig [8]. Både mikrovågs- och ultraljudstomografi har sina begränsningar. Mikrovågsbaserad avbildning kännetecknas av relativt låg spatial upplösning, medan akustiska vågfält i ultraljud har svårigheter att skilja mellan olika material och vävnadstyper [9]. Att kombinera dessa metoder kan därför vara fördelaktigt, eftersom det potentiellt kan ge både hög kontrast mellan vävnader och hög spatial upplösning.

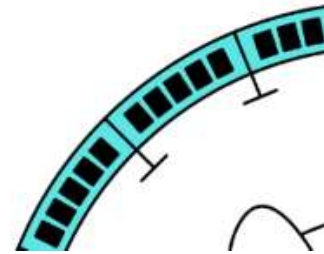
Elektromagnetisk mikrovågstomografi (EM) är en alternativ metod för icke-invasiv avbildning. Metoden bygger på att biologiska vävnader har olika dielektriska egenskaper, såsom permittivitet och konduktivitet [10], [11]. Skillnader i dielektriska egenskaper mellan frisk och sjuk vävnad möjliggör användning av mikrovågor för medicinsk diagnostik och avbildning [12]. Mikrovågor dämpas i biologisk vävnad beroende på vågens frekvens. Högre frekvenser ger generellt bättre spatial upplösning, men medför också ökad dämpning och därför minskat penetra-

tionsdjup i vävnad [13]. Därför görs en kompromiss mellan spatial upplösning och penetrationsdjup i vävnaden, vid val av frekvens. Det är i projektets intresse att lägga grunden till ett kombinerat EM/US-tomografisystem genom att framställa ett mikrovågstomografisystem som kan kombineras med ett ultraljudstomografisystem.

I det föreslagna mikrovågstomografisystemet placeras flera antenner runt en mus, se figur 1. I figuren representerar de utstickande elementen antennerna, medan de svarta rektangulära elementen i ringen motsvarar ultraljudsgivarna. För att minska reflektioner mellan musen och antennerna fylls systemet med ett kopplingsmedium. Detta förbättrar impedansanpassningen mellan vävnaden och antensystemet.



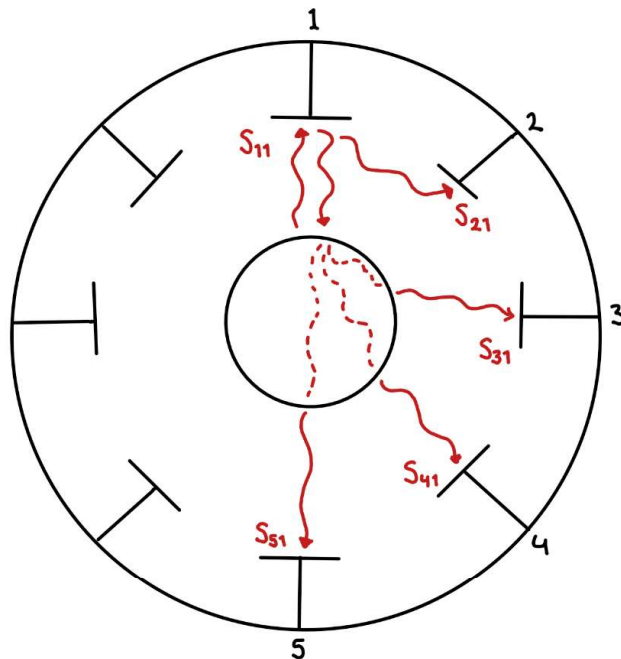
(a) Modell av system.



(b) Närbild på mikrovågsantennen och ultraljudsgivare.

Figur 1: Illustrationer av ett färdigt EM/US-avbildningssystem.

I systemet sänder en antenn ut en mikrovågssignal genom kopplingsmediet in i vävnaden, medan resterande antenner fungerar som mottagare för det spridda fältet. Processen upprepas för alla antenner, vilket ger en S-matris för systemet. S-matrisen beskriver reflektionen och transmissionen mellan antennerna [14]. När elektromagnetiska vågor träffar vävnader med olika dielektriska egenskaper uppstår förändringar i de reflekterade och transmitterade signalerna, se figur 2. Dessa förändringar kan beskrivas med hjälp av spridningskoefficienter. Genom att analysera S-matrisen med rekonstruktionsalgoritmer, exempelvis Joint Waveform Inversion (JWI), kan en bild av objektets dielektriska egenskaper skapas [9].



Figur 2: Illustration av spridningskoefficienter  $S_{ji}$ , där  $j$  anger mottagande port och  $i$  anger sändande port. Objekt som avbildas, omringat av antenner.

Såvitt författarna känner till finns det inget system som kombinerar ultraljuds- och mikrovågstomografi för smådjursavbildning. Detta arbete syftar därför till att fungera som ett proof-of-concept för ett elektromagnetiskt bildgivningssystem för smådjur, som i framtida arbeten kan byggas vidare till ett färdigt EM/US-hybridssystemet.

## 1.1 Syfte

Syftet med projektet är utveckla och utvärdera den elektromagnetiska delen av ett EM/US-tomografisystem för avbildning av möss. Projektet fokuserar på att designa två olika antenntyper och undersöka hur dess elektromagnetiska egenskaper och konstruktion påverkar systemets prestanda.

## 1.2 Mål

Projektets mål är att undersöka elektromagnetisk tomografi av fantomer omgivna av kopplingsmediet vatten. För att uppnå detta ska först två antenntyper med olika elektromagnetiska egenskaper utvecklas. Den ena antennen ska vara relativt smalbandig och den andra bredbandig. Antennerna ska utformas för att uppnå resonans-

frekvens kring 1,45 GHz. Vid denna frekvens eftersträvas en spridningsparameter  $S_{11}$  på mindre än  $-10$  dB. Detta innebär att mindre än 10 % av utsignalen reflekteras tillbaka in i antennen, vilket tyder på god impedansanpassning. Efter att antennerna uppvisar god impedansanpassning är målet att utveckla samt utvärdera hela antensystemet.

### 1.3 Avgränsningar

Arbetet kommer presentera den elektromagnetiska delen och inte det färdiga och fullskaliga EM/US-hybridsystemet. Däremot undersöks det om US-systemet påverkar antennernas prestanda och skapar önskad interferens. Detta görs i simulationsverktyget med förenklingar av ultraljudsgivare för att undersöka dess påverkan. Den fullskaliga antensystemsprototypen för hela EM/US-systemet tillverkas inte. Ytterligare görs tester på en fantom och inte faktisk vävnad. Värmeutvecklingen i vävnaden försummas och analyseras inte på grund av att antensignalerna är lågenergetiska.

Arbetet fokuserar på två antenner, däremot prioriteras inte någon djup matematisk förståelse eller avancerad fältteori. Det är främst teori för respektive antenn samt den teori som krävs för att tolka resultaten i simulationsverktyget CST Microwave Studio som studeras.

## 2 Teori

I teoriavsnittet presenteras den teoretiska bakgrund som krävs för att förstå antennsystemens funktion och utformning. Avsnittet behandlar centrala begrepp såsom S-parametrar, SAR, penetrationsdjup, kopplingsmedium samt grundläggande antennteorin. Syftet är att ge en förståelse för de principer som ligger bakom antennernas uppbyggnad, de designval som gjorts under arbetet och hur resultaten från simuleringar och mätningar ska tolkas.

### 2.1 S-matris

Spridningen av mikrovågssignaler i ett mikrovågsnätverk kan beskrivas med hjälp av en S-matris [14]. Ett nätverk med  $N$  antenner kan karakteriseras med en spridningsmatris som visas i figur 3. Diagonalelementen ( $S_{ii}$ ) i S-matrisen motsvarar reflektion vid respektive port [14]. Övriga element beskriver transmission mellan portar, där  $S_{ji}$  är transmissionskoefficienten från port  $i$  till port  $j$ . En viktig egenskap hos S-matrisen är att  $S_{ij} = S_{ji}$  i ett reciprokt system. I mikrovågsavbildning exciteras en antenn i taget medan övriga fungerar som mottagare. De uppmätta reflektions- och transmissionskoefficienterna bygger upp en komplett S-matris för systemet [14]. Denna frekvensberoende information kan därefter användas som indata till inversa algoritmer för att rekonstruera spridningsegenskaper eller materialfördelning i det undersökta objektet.

Mätning av S-parametrar utförs praktiskt med en vektornätverksanalysator (VNA) [14]. VNA skickar in en känd signal i varje port och registrerar både reflekterade och transmittade signaler över ett frekvenssvop. Detta möjliggör bestämning av hela S-matrisen som funktion av frekvens.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix}$$

Figur 3: S-matris.

### 2.2 Specifik absorptionsnivå

Specifik absorptionsnivå (SAR) beskriver hur snabbt energi från ett elektromagnetiskt fält absorberas i ett material [15]. När materialet utsätts för ett elektromagnetiskt fält induceras elektriska strömmar i kroppen, vilket leder till att energi

absorberas och omvandlas till värmeenergi. SAR är därmed ett mått på hur snabbt energi från ett elektromagnetiskt fält omvandlas till värmeenergi i materialet.

I praktiken används följande samband för att beskriva SAR:

$$\text{SAR} = \frac{\sigma \mathbf{E}^2}{\rho}, \quad (1)$$

där  $\mathbf{E}$  är det elektriska fältet i vävnaden,  $\sigma$  beskriver vävnadens elektriska konduktivitet och  $\rho$  beskriver densiteten. Eftersom olika delar av kroppen har olika elektriska egenskaper varierar SAR i vävnaden och utgör därmed ett lokalt värde i varje punkt [15].

### 2.3 Penetrationsdjup

Penetrationsdjup är det djup där den elektromagnetiska signalens effekt minskar till  $1/e \approx 37\%$  av sitt ursprungliga värde [16]. Detta mått används för att beskriva hur den elektromagnetiska signalens effekt dämpas i vävnaden som funktion av djup. Dämpningen varierar beroende på typen av elektromagnetisk strålning. För mikrovågor är det framför allt vävnadens dielektriska egenskaper som avgör hur snabbt effekten avtar med djupet [16]. Vid högre frekvenser minskar penetrationsdjupet [13]. Vid hög dämpning absorberas en större del av energin i vävnaden och omvandlas till värmeenergi.

### 2.4 Antenner

En antenn är en komponent som omvandlar elektriska signaler till elektromagnetiska vågor som kan propagera i fri rymd [17]. Antenner kan även ta emot elektromagnetiska vågor som omvandlas till elektrisk signal vid mottagning. När en högfrekvent växelström matas till en antenn accelererar elektriska laddningar [17]. Accelerationen ger upphov till tidsvarierande elektriska och magnetiska fält som sprids bort från antennen i form av elektromagnetisk strålning. Antennens funktion bygger därför på effektiv koppling mellan signalen i transmissionsledningen och den propagerande vågen.

I mikrovågsområdet, 0,3-300 GHz, är våglängderna relativt korta, vilket innebär att antennens geometriska dimensioner ofta är i storleksordningen millimeter till centimeter [17]. Antennens storlek och form väljs vanligtvis i relation till signalens våglängd för att uppnå resonans i en viss frekvens. Detta möjliggör effektiv ener-

giöverföring och god strålnings effektivitet [17]. Vid resonans minimeras reflektioner tillbaka mot matningssystemet samtidigt som den utstrålade effekten maximeras.

En viktig egenskap hos en mikrovågsantenn är dess strålningskaraktistik, som beskriver hur den elektromagnetiska energin fördelas i rummet [17]. Många mikrovågsantennar är riktverkande och kan koncentrera energin i specifika riktningar, vilket ger hög förstärkning och förbättrad signalöverföring [17]. Antennens prestanda påverkas även av parametrar såsom impedansanpassning och bandbredd [17]. Bandbredden definieras i detta arbete som det frekvensintervall där reflektionskoefficienten ligger under  $-10$  dB.

Cirkulära antennarrayer, likt systemet i figur 1a, används ofta för mikrovågsavbildning i medicinska system i syfte att uppnå god vinkelupplösning, upplösning runt mätobjektet. Ett större antal antenner i en bestämd omkrets ger högre upplösning, men risken för elektromagnetisk koppling mellan antennerna ökar [18]. Val av antalet antenner i en array baseras vanligen på en kompromiss av vinkelupplösning och elektromagnetisk koppling.

### 2.4.1 Kopplingsmedium

För de flesta antenner som används propagerar den elektromagnetiska vågen i luft, men det finns applikationer där man vill ha ett annat fortplantningsmedium. När antennens storlek är mycket betydande kan ett kopplingsmedium användas för att minska de fysiska dimensionerna av antennen. Antenners dimensioner är starkt kopplade till vilken våglängd som ska sändas eller tas emot. Våglängden ändras enligt ekvationen nedan:

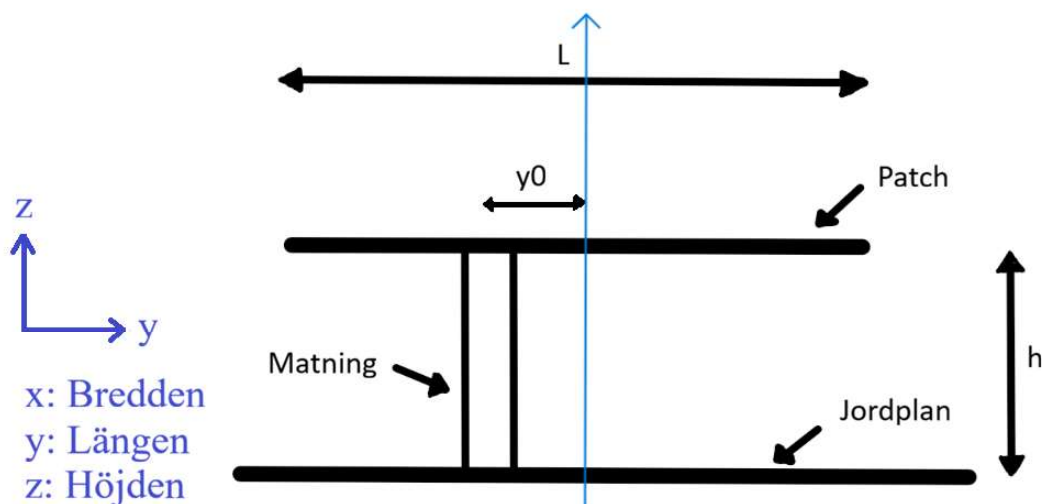
$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}, \quad (2)$$

där  $\lambda$  är våglängden i mediet,  $\lambda_0$  är våglängden i vakuum,  $\mu_r$  är mediets relativa permeabilitet och  $\varepsilon_r$  är den relativa permittiviteten. I vatten kan  $\mu_r$  approximeras till 1 och  $\varepsilon_r$  styr våglängden. Vid frekvensen 1,5 GHz har luft en permittivitet  $\varepsilon_r \approx 1$ , medan vatten har  $\varepsilon_r \approx 80$  [10]. Detta gör att våglängden blir cirka nio gånger mindre enligt ekvation 2. Utöver den minskade våglängden kan mediet fungera som impedansmatchning för att minska reflektioner vid tomografi. När ett kopplingsmedium används vid tomografi är det önskvärt att ha liknande dielektriska egenskaper i mediet och kroppen för att just minska reflektioner. När vatten används som kopplingsmedium blir övergången från vatten till människohud,  $\varepsilon_r \approx 40$ , mjukare än från luft till människohud [10]. Detta resulterar i mindre reflektioner [19].

### 2.4.2 Patchantenn

En patchantenn består av ett tunt ledande element (patchen) placerat med höjden  $h$  över ett större ledande jordplan [20]. Dessa separeras vanligtvis av ett dielektriskt substrat. Valet av dielektriskt substrat påverkar antennens elektromagnetiska egenskaper, där en hög relativ permittivitet möjliggör en kompaktare antennstruktur. Ett exempel på ett substrat med hög permittivitet är vatten. Användning av vatten medför att antennens fysiska dimensioner kan reduceras jämfört med om luft hade använts.

Patchantennen kan matas direkt med en koaxialkabel och kräver därför inget separat impedansanpassningsnätverk, vilket gör konstruktionen enklare och mer robust [20]. En modell av patchantennen visas i figur 4. Enligt figuren placeras koaxialkabeln med distansen  $y_0$  från patchens mittpunkt. En koaxialkabel består av en innerledare och en ytterledare med ett separerande dielektrikum [21]. Genom kabelns direkta koppling till patchen minskar effektförluster och systemets totala effektivitet ökar [20].



Figur 4: Illustration av en patchantenn, där x-axeln är riktad in mot bildplanet.

Antennens prestanda, såsom resonansfrekvens och impedans, bestäms av dess fysiska mått, det dielektriska substratet och omgivande medium. I ett tidigare arbete visades att prestandan hos patchantennen är mest känslig för variationer i längd  $L$  och höjd  $h$  [20]. En längdökning på 1 mm gav en ökning av resonansfrekvensen med cirka

12 MHz och en höjddökning av samma storlek gav en frekvensförskjutning på omkring 15 MHz. Patchens bredd påverkade främst den reella delen av ingångsimpedansen och gav en begränsad inverkan på resonansfrekvensen. Bredden kan därför dimensioneras för att uppnå önskad reell impedans, vanligtvis  $50 \Omega$ , utan att resonansfrekvensen förändras nämnvärt.

En begränsning hos patchantennen är dess relativt smala bandbredd, vilket kan vara problematiskt i bredbandsapplikationer där flera frekvenser behöver täckas [20]. Antennens elektriska beteende påverkas även av variationer i det dielektriska substratet, temperaturförändringar och närliggande objekt. Utöver detta krävs ett tillräckligt avstånd till mätobjektet för att undvika oönskad påverkan på antennens reflektionsegenskaper. I antennarrayer måste dessutom antennerna placeras så att de inte stör varandra och önskad prestanda bibehålls [20].

För att dimensionera patchantennen används formler för mikrostrippatchantenner. Bredden  $W$  bestäms enligt:

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}, \quad (3)$$

där  $f_0$  är resonansfrekvensen,  $c$  ljusets hastighet i vakuum och  $\epsilon_r$  är den relativa permittiviteten för det dielektriska substratet.

Längden  $L$  bestäms istället enligt sambandet:

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L, \quad (4)$$

där den effektiva längden  $L_{\text{eff}}$  bestäms enligt:

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}. \quad (5)$$

Den effektiva permittiviteten  $\epsilon_{\text{eff}}$ , som i sin tur beror på höjden  $h$  på substratet, bredden  $W$  och den relativa permittiviteten  $\epsilon_r$ :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}. \quad (6)$$

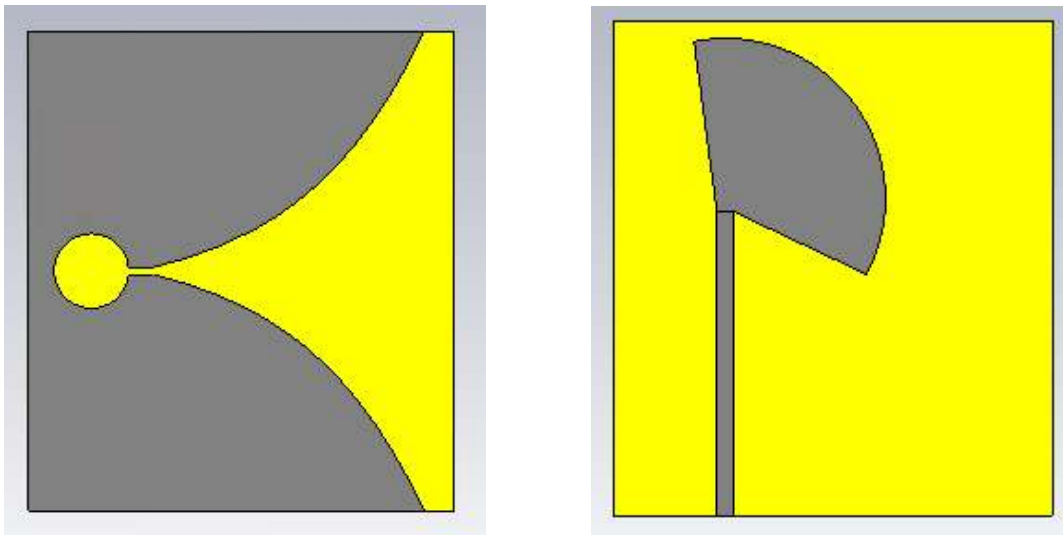
$L$  beror dessutom på längdförlängningen  $\Delta L$  där:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}. \quad (7)$$

### 2.4.3 Vivaldiantenn

Vivaldiantennen är en ultrabredbandsantenn, vilket innebär att den transmitterar frekvenser vid en absolut bandbredd på minst 500 MHz, eller relativ bandbredd på 20 % [22]. På grund av antennens goda ultrabredbandsegenskaper täcker den ett brett frekvensområde och kan uppnå en hög förstärkning, samtidigt som en riktad strålning bibehålls.

En traditionell Vivaldiantenn består av ett dielektriskt substrat, och ett metallskikt av strålande antennarmar på framsidan, samt ett matningssystem på baksidan. Figur 5 illustrerar Vivaldiantennens struktur, med metallen i grått och substratet i gult.



(a) Antennens framsida med strålande antennarmar.

(b) Antennens baksida med matningssystem.

Figur 5: Vivaldiantenn fram- och baksida.

Vanliga val av dielektriskt substrat är materialen PTFE (polytetrafluoreten) eller kolväte. FR-4 är ett lättillgängligt och kostnadseffektivt material av PTFE, med relativ permittivitet  $\varepsilon \approx 4,1$  [23] och lämpligt för mikrovågsantenner vid frekvenser omkring 1,5 GHz där de dielektriska förlusterna är relativt låga. Ett exempel på kolvätesubstrat är Rogers 4350b. Det är ett lättillgängligt substrat med permittivitet  $\varepsilon \approx 3,48$ , en låg vätskeabsorbering, hög elektromagnetisk prestanda och låga förluster [24]. Båda laminaten är tillgängliga i flera tjocklekar, men en vanlig tjocklek

av substrat för Vivaldiantenner är 1,6 mm. [25].

Längd och bredd av antennen bestäms utifrån den lägsta frekvens som ska transmitteras, samt våglängden i det medium där vågen färdas. Ekvationerna nedan visar hur längd och bredd bestäms:

$$L = \frac{c}{f_1} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (8)$$

$$W = \frac{c}{2f_1 \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (9)$$

där  $c$  är ljushastigheten,  $\varepsilon_{\text{eff}}$  är effektiva permittiviteten på substrat och medium och  $f_1$  är den lägsta frekvensen.

Antennens exponentiella öppningskoefficient  $r$  har en avgörande roll vid optimering av reflektionskoefficient och elektromagnetisk prestanda [26]. Öppningen för antennens vingar bestäms parametriskt med ekvationerna nedan, vanligtvis med  $r$  i spannet 0,25-0,45 [22]. Kurvan för öppningen beskrivs av ekvationerna nedan:

$$y = \pm(c_1 e^{rx} + \frac{W_0}{2}), \quad (10)$$

$$c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{rx_2} - e^{rx_1}}, \quad (11)$$

där  $W_0$  är tjocklek i början av utvidgningen,  $(x_2, y_2)$  och  $(x_1, y_1)$  är slut- och startkoordinater för den expanderande kurvan.

För Vivaldiantennen krävs även ett matningssystem vars funktion är att överföra energi till antennens strålande armar, samt omvandla en obalanserad signal till en balanserad signal. Detta gör att fältet ligger mellan de två metallvingarna på framsidan av antennen. Matningen ligger placerad på baksidan av antennen, centrerad i mitten av slotlinen på antennen, medan framsidan med vingarna fungerar som ett jordplan.

## 3 Metod

Projektet genomfördes genom en process bestående av analytisk dimensionering, simulering, optimering, tillverkning och experimentell verifiering. Två antenntyper studerades, en patchantenn och en Vivaldiantenn. Arbetet inleddes med att respektive antenn dimensionerades utifrån teoretiska samband, varefter antennerna modellerades och optimerades i CST Microwave Studio. Därefter undersöktes antennernas prestanda i olika simuleringsuppställningar med vatten, fantomer och närliggande strukturer. Slutligen verifierades dem tillverkade antennerna experimentellt med hjälp av en vektornätverksanalysator.

### 3.1 Antenndesign

Patch- och Vivaldiantennen dimensionerades för längd och bredd baserat på beräkningar för respektive antenntyp. För patchantennen användes ekvationerna presenterade i avsnitt 2.4.2 och för Vivaldiantennen togs dimensioner fram med ekvationerna från avsnitt 2.4.3. Detta gjordes för att få en startlängd och -bredd på respektive antenn, som sedan användes som utgångspunkt i simuleringarna. Därefter användes optimeringsfunktioner för att justera dimensionerna och uppnå önskad resonansfrekvens för respektive antenn. Vid konstruktion av substrat och metallstruktur hade antennerna olika uppbyggnad och konstruerades på olika sätt. Båda antennerna simulerades i vatten och på en fantom.

#### 3.1.1 Numeriska beräkningar

Simuleringarna genomfördes i CST Microwave Studio (CST), ett program som möjliggjorde modellering och analys av 3D-elektromagnetiska fält [27]. Programmet användes för att analysera hur elektromagnetiska vågor sprids, reflekteras och absorberas i komplexa strukturer. Programmet möjliggör optimering och simulering av antenngeometri [28].

Resultaten från CST inkluderar S-parametrar, elektriska och magnetiska fältfördelningar samt antennens strålningskaraktistik [28]. Dessa kan användas för att utvärdera en eller flera antenners prestanda avseende resonansfrekvens, bandbredd och impedansanpassning innan tillverkning. CST innehåller funktioner för både parametersvep och optimeringsfunktioner, där geometriska parametrar systematiskt varieras [28]. Med dessa funktioner förbättrades antennernas design iterativt för att uppfylla krav på bland annat resonansfrekvens och S-parametrar.

### 3.1.2 Patchantenn

Designprocessen för patchantennen inleddes med att en patchantenn byggdes i CST baserat på beräknad längd och bredd. Koaxialmatningen kopplades från antennens undersida.

När en första modell var framtagen placerades antennen i en stor vattenvolym, där vattnet modellerades enligt Debye-modellen. Efter att resultatet från den första simuleringen erhållits fortsatte arbetet för att ändra längd, bredd, matningsposition och avstånd från patchen till jordplanet. Detta för att nå ett tillräckligt lågt minimum av  $S_{11}$  vid resonansfrekvensen.

För att hitta de optimala parametrarna för antennen gjordes ett parametersvep för att undersöka hur olika parametrar påverkar antennens egenskaper, såsom resonansfrekvens och reflektionskoefficient. Detta gjordes genom att definiera ett intervall för patchens längd, bredd, matningspunkt samt avstånd till jordplanet. När parametersvepen genomfördes, varierades en parameter i taget medan övriga hölls konstanta vid mittvärden i det intervall de testades inom. Detta gjordes för att kunna studera varje parameters inverkan på antennens resonansfrekvens och reflektionskoefficient enskilt. Breddens,  $W$ , mittvärde var 8 mm och varierades mellan 6-10 mm med steglängden 1 mm. Längden,  $L$ , varierade i stället mellan 9-13 mm med mittvärdet 11 mm och samma steglängd. Matningspunkten beräknades enligt sambandet:

$$\text{matningsposition} = \frac{L}{2} - Y_0, \quad (12)$$

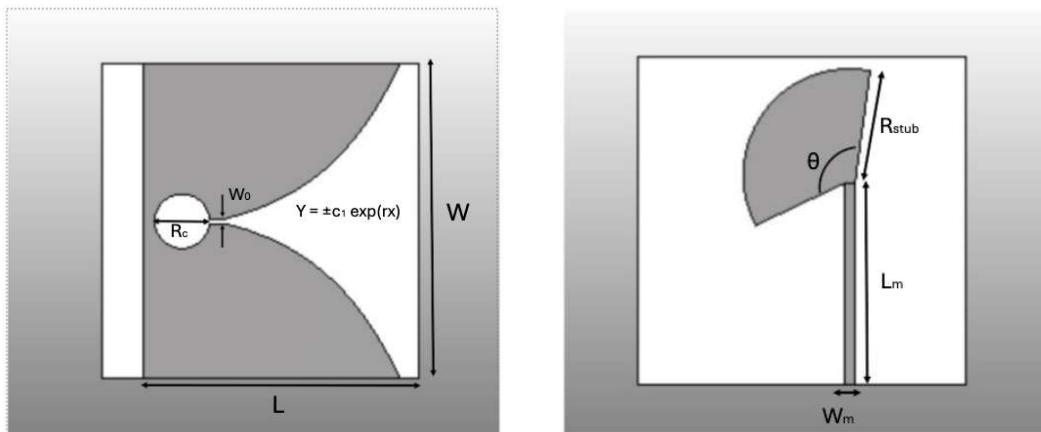
vilket anger avståndet från patchens mittpunkt längs längdriktningen.  $Y_0$  varierades mellan 5,5-6,5 mm med mittvärdet 6 mm och steglängden 0,25 mm. En ökning av  $Y_0$  innebar att matningspunkten hamnade längre från patchens mitt. Avståndet mellan patchen och jordplanet  $h$  varierades mellan 3-7 mm med mittvärdet 5 mm och steglängden 1 mm. Efter detta parametersvep identifierades de parametrar som gav bäst  $S_{11}$ -minimum vid resonansfrekvensen.

### 3.1.3 Vivaldiantenn

De fyra ekvationerna från avsnitt 2.4.3 användes för att bestämma längd  $L$  och bredd  $W$  av antennen. På grund av vattens höga dielektriska konstant ( $\epsilon_r \approx 80$ ), försumrades substratets dielektriska konstant ( $\epsilon_r = 3,48$ ) försumrats vid beräkning av geometrin. Metallen och substratets tjocklek valdes ur industristandarder på  $35 \mu\text{m}$  samt 1,6 mm. För mikrostripen användes halva längden av substratet plus  $\lambda/4$ , och för radie på kavitet och stubb användes  $\lambda/8$ . Expansionskoefficienten för

vingarna,  $r$ , valdes till 0,25. De sistnämnda parametervärdena ansågs som rimliga för antennens geometri, samt godtyckliga startvärden för att börja med parametersvep.

Antennen modellerades i CST med ovannämnda värden, med metall i material perfekt elektrisk ledare (PEC) och dielektriska substratet FR4. Därefter simulerades antennen. Anledningen till att PEC användes som metall var för att hålla simuleringstiden rimlig. Eftersom antennapplikationen är modellerad för användning i vatten, användes en vattenbox av material i Debye-modellen för att omge antennen. Parametrarna som vidare refereras till i detta stycke visualiseras i figurerna nedan:



(a) Framsida av Vivaldiantennen med parametrar visualiserade.

(b) Baksida av Vivaldiantennen med parametrar visualiserade.

Figur 6: Vivaldiantennens geometriska parametrar visualiserade.

Under de första simuleringarna varierades värdena på expansionskoefficient  $r$  och stubbradie  $R_{stub}$  manuellt. Resultaten visade hög reflektion till insignalen. För att hitta mer optimala parametrar och nå bättre resultat användes parametersvep på  $L$ ,  $W$ ,  $r$ ,  $R_{stub}$  och mikrostripens bredd  $W_m$ .

När resultaten av parametersvepen gav en reflektion på under  $-10$  dB i önskat frekvensband användes resulterande parametrar i CST:s inbyggda optimerare. Optimeringsalgoritmen CMA-ES (Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy) användes på parametrarna  $L$ ,  $W$ ,  $r$ ,  $W_m$ ,  $R_{stub}$  samt  $L_m$ . Två mål sattes på optimeraren. Ena målet var  $S_{11}$  på  $-25$  dB i frekvensspannet 1,45-1,55 GHz, där viktning sattes på 1,0. Det andra målet var  $S_{11}$  på  $-15$  dB i frekvensspannet 1-2,5 GHz med viktning 0,4. När  $S_{11}$  låg under  $-10$  dB över spannet 1,2-2,5 GHz, samt cirka  $-20$  dB kring 1,5 GHz fortsatte simuleringarna med fler antenner och olika fantomstrukturer.

Då ultraljudssystemet inte var kompatibelt med substratet FR4 valdes istället Rogers TMM4. Detta substrat saknades hos leverantören och det slutgiltiga substratet blev Rogers 4350b. Samtliga simuleringar utfördes med detta substrat och de optimerade dimensionerna.

I slutskedet av projektet gick Vivaldiantennen igenom en omdimensionering. Längden  $L_m$  av mikrostripen och radien  $R_{stub}$  av stubben minskades på grund av önskat strålningsmönster i SAR-analysen.

## 3.2 Simuleringsuppställning

Simuleringarna gjordes för att modellera antennernas parametrar med målet att optimera deras reflektionskoefficienter,  $S_{11}$ , för den aktuella resonansfrekvensen innan tillverkning. Målet var att  $S_{11}$  skulle bli mindre än  $-10$  dB vid resonansfrekvensen för antennerna. Simuleringarna gjordes för att se till att antennerna hade tillräckligt låg reflektionskoefficient innan de konstruerades. Den viktigaste och mest informativa S-parametern var  $S_{11}$ , som i hög grad styrde tolkningen av resultatet. Utöver  $S_{11}$  analyserades även övriga S-parametrar i systemet. Övriga S-parametrar användes för att studera transmission och koppling mellan antennerna i systemet.

Den önskade resonansfrekvensen för patchantennen var 1,45 GHz, medan Vivaldiantennen designades för ett bredbandigt frekvensområde 1-2 GHz. Därför utfördes simuleringarna över frekvensintervallet 0-2,5 GHz för båda antennerna.

För att jämföra patch- och Vivaldiantennens prestanda genomfördes simuleringar i flera steg. Inledningsvis analyserades en enskild antenn riktad mot olika muskelfantomer. Först analyserades en stor rätblocksformad fantom och därefter en cylinderformad fantom. Arbetet inkluderade även simuleringar med ultraljudsgivare placerad nära antennerna för att mäta dess påverkan.

Efter analysen av en antenn utökades modellen till två motriktade antenner riktade mot en fantom, där avståndet till fantomen varierades för att studera koppling och transmissionsparametrar. Slutligen simulerades hela antensystemet med en cylindrisk fantom för att utvärdera systemets koppling, reflektion och transmission.

### 3.2.1 Material och muskelfantomer

Vid konstruktion av antennerna valdes material baserat på tillgänglighet vid tillverkning och önskade egenskaper hos antennen. Dessa egenskaper var önskad resonansfrekvens och fysisk storlek på antennen. För patchantennen användes vatten

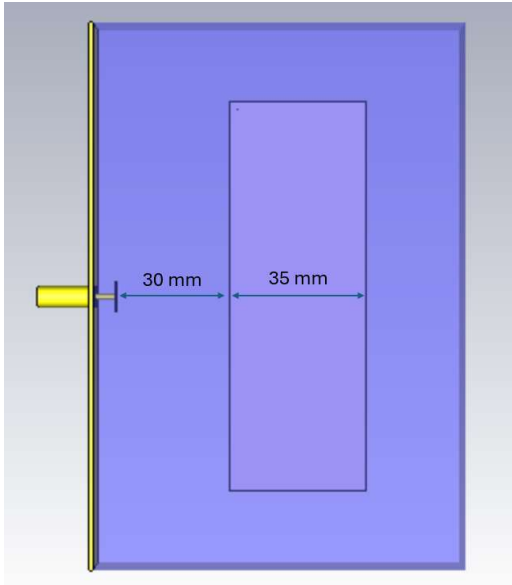
som substrat vilket ledde till att antennen kunde designas i betydligt mindre storlek än om luft hade använts som substrat. För Viavaldiantennen valdes istället Rogers 4350b som substrat då det är ett kostnadseffektivt material med god tillgänglighet vid tillverkning av antennerna, samt goda elektriska egenskaper vid det aktuella frekvensområdet. Som ledarmaterial valdes koppar i simuleringarna för patchantennen. Detta baserades på att koppar är en god elektrisk ledare med låg resistivitet, vilket innebär små energiförluster.

I simuleringarna användes två olika muskelfantomer. En cylinderformad och en rätblocksformad fantom användes. Den rätblocksformade fantomen hade tjockleken 35 mm och bestod av två skikt uppbyggda av rätblockslager med materialen hud (1,5 mm) ytterst och muskel (32 mm) innanför. Fantomen gjordes tillräckligt stor för att minimera kanteffekter i hörnen av fantomen. Avståndet mellan antennens ände och fantomens yta sattes initialt till 30 mm. Den cylinderformade fantomen dimensionerades för att motsvara en mus i radie men vara tillräckligt lång för att undvika kanteffekter. Fantomens diameter var 30 mm, där ytan bestod av 1,5 mm hud som täckte 27 mm muskelvävnad.

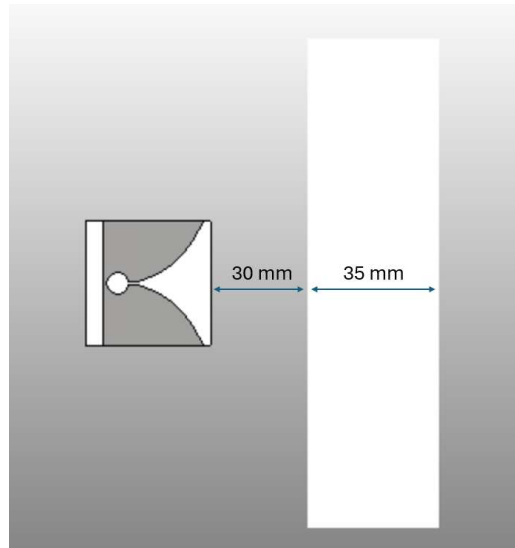
Hud och muskel valdes för att förenklat representera en mus. Vid cirka 1,5 GHz har hud en relativ permittivitet på  $\epsilon_r \approx 40$  och en elektrisk konduktivitet på  $\sigma \approx 1,3 \text{ S/m}$  [10]. Muskelvävnad har en högre relativ permittivitet,  $\epsilon_r \approx 50$ , och konduktivitet  $\sigma \approx 1,3 \text{ S/m}$ .

### 3.2.2 Strålningsparametrar för en enskild antenn

Den första simuleringen för båda antennerna utfördes genom att låta antennen stråla på den rätblocksformade fantomen. Figur 7a visar uppställningen för patchantennen och figur 7b för Vivaldiantennen. Därefter genomfördes simuleringar med en antenn som strålade på den cylinderformade fantomen, fortsatt på samma avstånd.



(a) Simulering av en patchantenn på fantom

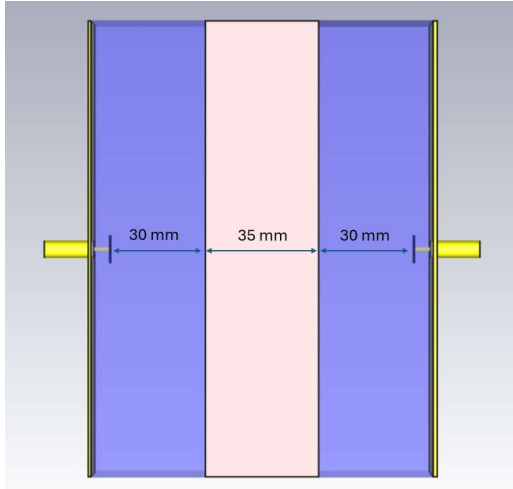


(b) Simulering av en Vivaldiantenn på fantom

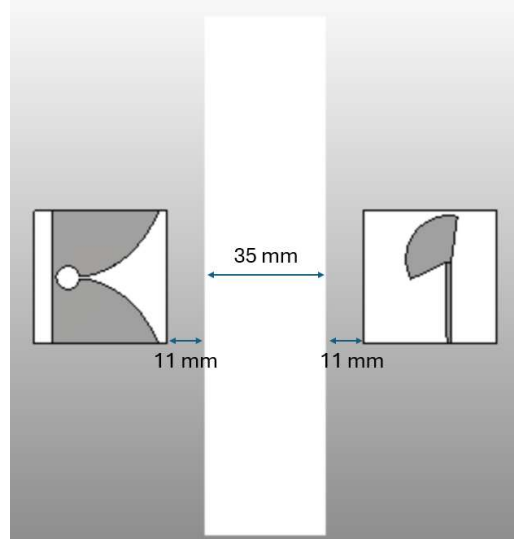
Figur 7: Jämförelse av antenntyper på fantom.

### 3.2.3 Signaltransmission via material

Det påbörjades simulering av två motstående antenner för att undersöka hur olika avstånd mellan fantom och antenn påverkade  $S$ -parametrarna. Inledningsvis testades ett avstånd på 30 mm, följt av simuleringar med avstånden 25 mm och 35 mm. Figur 8a visar simuleringen med 30 mm avstånd till fantomen för patchantennen och figur 8b motsvarande för Vivaldiantennen.



(a) Simulering av två patchantennor på rätblocksformad fantom.



(b) Simulering av två Vivaldiantennor på rätblocksformad fantom.

Figur 8: Jämförelse av antenntyper på rätblocksformad fantom med två antenner.

Samtliga simuleringar utfördes med samma rätblocksformade fantom som i simuleringarna med en antenn, se figur 8a respektive figur 8b. För Vivaldiantennen observerades låga transmissionskoefficienter ( $S_{12}$  och  $S_{21}$ ) vid dessa avstånd, vilket ledde till att fantomen placerades närmare antennen, på 11 mm avstånd. Detta gav förbättrade resultat och fortsatta simuleringar genomfördes därför med 11 mm avstånd till fantomen. För patchantennen utfördes kommande simuleringar med ett avstånd på 30 mm.

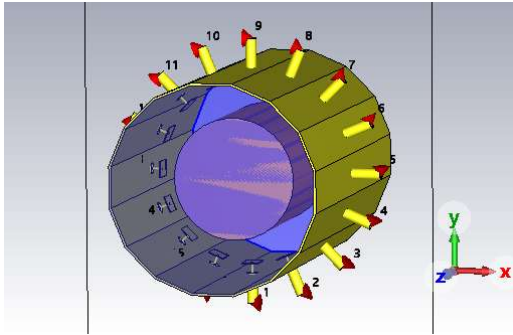
### 3.2.4 Närvaron av ultraljudsgivare

Det genomfördes simuleringar med ultraljudsgivare i närheten av antennen. För Vivaldiantennerna utfördes simuleringen med den stora rätblocksformade fantomen och ett avstånd på 11 mm, som i figur 7b. Varje ultraljudsgivare modellerades som ett rätblock av PEC med höjd 10 mm, bredd 20 mm och tjocklek 3 mm. Två ultraljudsgivare placerades 10 mm från antennen, en på vardera sida.

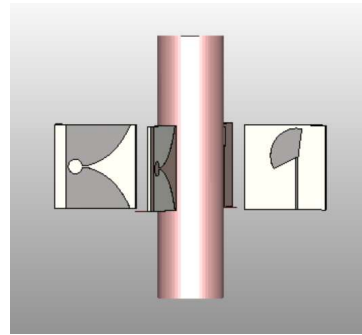
För patchantennen testades uppställningen som den i figur 7a. Här placerades ultraljudsgivarna på ett liknande sätt som för Vivaldiantennen. Skillnaden var att de två ultraljudsgivarna placerades på jordplanet, 10 mm ifrån matningsledaren. Detta för att säkerställa att dem inte skymdes av patchantennen.

### 3.2.5 Fullständigt antenssystem

Figur 9a visar hur antenssystemet byggdes upp för patchantennen och figur 9b för Vivaldiantennen. Båda systemen hade en total diameter på cirka 10 cm. Denna diameter valdes på grund av begränsningar för ultraljudssystemet.



(a) Antenssystem med 16 antenner och cylindrisk fantom.

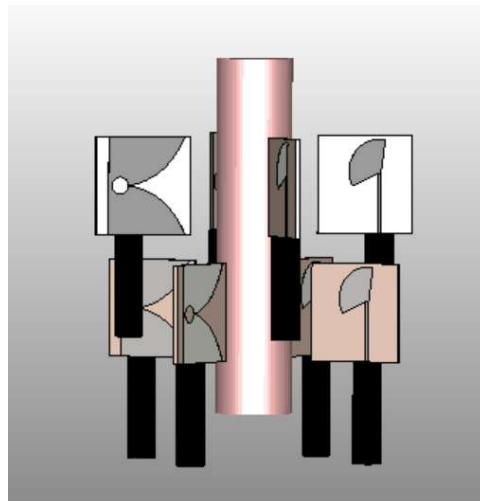


(b) Antenssystem med fyra antenner och cylindrisk fantom.

Figur 9: Jämförelse av antenntyper i arrayer på cylindrisk fantom.

För Vivaldiantennen bestod antenssystemet av fyra antenner riktade mot den cylindermade fantomen som användes vid tidigare simulering, se figur 9b. Antennerna var placerade runt fantomen med  $90^\circ$  rotation mellan varje antenn.

Ett antenssystem med åtta Vivaldiantenner designades också, se figur 10. Systemet bestod av två rader av antenner roterade kring en cylindrisk fantom, där raderna var förskjutna  $45^\circ$  runt fantomen. Antennerna var anslutna med koaxialkablar, exciterade av en vågledare.



Figur 10: System åtta antenner.

Efter denna simulering byggdes systemet med 4 antenner om med de omdimensionerade Vivaldiantennerna. Dessutom minskades fantomens radie med 75 %, detta för att undersöka den elektromagnetiska kopplingen mellan närliggande antenner.

Patchsystemet bestod av 16 patchantenner placerade i mitten på ett sextonsidigt jordplan. Varje sida av jordplanet var  $20,3 \text{ mm} \times 155,4 \text{ mm} \times 1,1 \text{ mm}$ , gjord i koppar och hade en  $22,5^\circ$  rotation mellan varje antenn. Antennerna här var placerade i en array där alla var riktade mot en cylindriskt fantom på avståndet 30 mm från antennerna. Detta visas ovan i figur 9a. Samma patchsystem testades därefter med en fantom vars radie minskades med 75 %, för att undersöka motsvarande påverkan som i Vivaldisystemet.

### 3.2.6 SAR-analys

SAR-simuleringar genomfördes i CST för att visualisera energiabsorptionen i den rätblocksformade fantomen för 1 g vävnad med två motriktade antenner. Avståndet mellan antenn och fantom var fortsatt 30 mm för patchantennen och 11 mm för Vivaldi. SAR analyserades med endast en strålande antenn. Den simulerade SAR-datan exporterades därefter till MATLAB, där SAR-värdena visualiserades. SAR-fördelningen utvärderades i flera plan genom fantomen: SAR<sub>max</sub>-planet samt plan på 5, 10, 15 mm djup från SAR<sub>max</sub>. Detta för att studera hur energin dämpades med ökande vävnadsdjup.

## 3.3 Experimentell verifiering

Efter simuleringarna beställdes de antenner som uppvisade högst prestanda, där särskilt  $S_{11}$  prioriterades men även övriga S-parametrar beaktades. För experimentell verifiering tillverkades två patchantenner och fyra Vivaldiantenner samt en 3D-printad applikator för Vivaldiantennen. Efter tillverkning undersöktes endast patchantennerna med hjälp av en vektor nätverksanalysator. Vivaldiantennerna hann inte testas på grund av leveransföreningen. Syftet var att bestämma antennernas impedansanpassning, bandbredd och resonansbeteende samt undersöka hur dessa egenskaper påverkades av en vävnadslignande omgivning. Mätningar utfördes både med och utan fantom, där hela S-matrisen analyserades och jämfördes med motsvarande simulerade värden för att verifiera antennernas prestanda i en experimentell miljö.

Utvärderingen genomfördes genom jämförelse mellan simulerade och uppmätta resultat. Särskild vikt lades vid:

- Bestämning av bandbredd utifrån villkoret att  $S_{11}$  understiger  $-10$  dB.
- Analys av resonansfrekvensens förskjutning mellan referens- och fantommätningar.
- Identifiering av avvikelser mellan simulering och experiment.

### 3.3.1 Muskelfantom

För att möjliggöra experimentell verifiering tillverkades en vävnadsliknande fantom i ett labb. Fantomen framställdes genom uppvärmning och blandning av vatten, socker, bordssalt och agar. Sockermängden bestämde främst fantomens permittivitet, medan mängden salt användes för att justera den elektriska konduktiviteten. Mängderna av respektive ingrediens redovisas i tabell 1.

Ingrediens	Mängd [g]
Vatten	2530
Socker	2030
Bordssalt	54,3
Agar	79,0

Tabell 1: Ingredienser och mängd för 4000 g fantom.

Inledningsvis mättes mängden vatten och salt upp och blandades med hjälp av en överhängsmörare som visas i figur 11a. När blandningen nådde cirka  $50^{\circ}\text{C}$  tillsattes sockret. Därefter värmdes blandningen upp till  $90^{\circ}\text{C}$  innan agar tillsattes. Den färdiga blandningen av fantomen visas i figur 11b.



(a) Överhängsmörare.



(b) Färdig blandning.

Figur 11: Tillverkning av fantomen.

När fantomen var färdigtillverkad kylde den för att få en fast konsistens. Fantomen

delades sedan upp i tre mindre delar, med måtten  $10\text{ cm} \times 10\text{ cm} \times 4\text{ cm}$ . I figur 12 visas en färdig fantom som användes i verifieringen.



Figur 12: Färdig fantom utskuren till  $10\text{ cm} \times 10\text{ cm} \times 4\text{ cm}$ .

Den färdiga fantomen testades med ett dielektriskt testkit (DAK-TL2), vilket gav värden på fantomens verkliga permittivitet och konduktivitet. Värdena importerades sedan till CST och simulerades. Detta möjliggjorde jämförelse mellan de simulerade och experimentella resultaten.

### 3.3.2 Vektornätverksanalysator

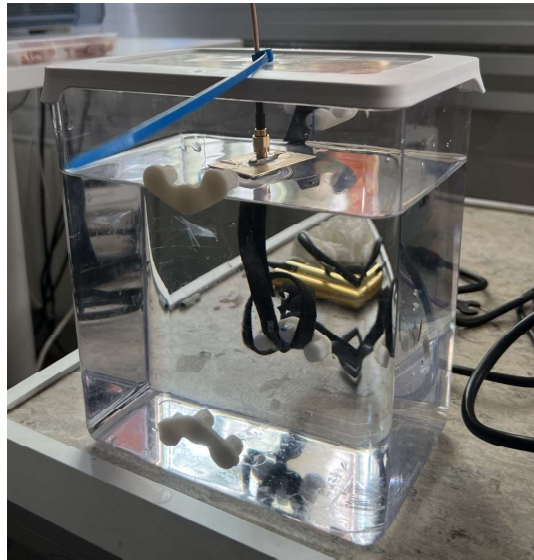
En vektornätverksanalysator (VNA) användes för att karakterisera antennerna genom bestämning av spridningsparametrar [14]. Instrumentet är ett mätverktyg som används för att karakterisera elektromagnetiska komponenter såsom antenner genom bestämning av spridningsparametrar [14], [29]. VNA genererar en känd elektromagnetisk signal och mäter både amplitud och fas hos reflekterade och transmitterade signaler över ett frekvensintervall.

Genom att utföra ett frekvenssvep kan VNA bestämma S-parametrar som funktion av frekvens [29]. Detta möjliggör analys av antennens resonansbeteende, bandbredd och impedansanpassning [17], [29].

### 3.3.3 Patchantenn

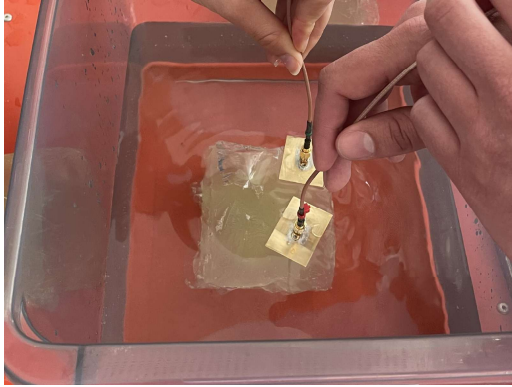
Mätningarna för patchantennen utfördes i tre steg. Inledningsvis genomfördes referensmätningar i en kontrollerad vattenuppställning för respektive patchantenn, se figur 13. Detta för att fastställa antennernas grundläggande elektriska egenskaper.

Därefter placerades de två patchantennerna bredvid varandra för att testa om det hade någon påverkan på resultatet.

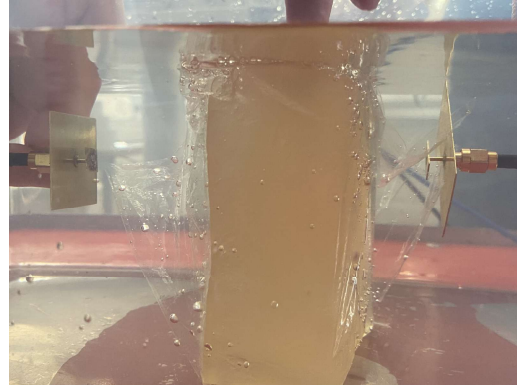


Figur 13: Verifikation av en patchantenn i vatten.

Efter referensmätningarna testades en antenn i taget på en rätblocksfantom nedsänkt i vattnen, se figur 12. I dessa mätningar placerades antennerna 30 mm från fantomen. Både antenn och fantom var då placerade i en låda, där vattenvolymen var  $310 \text{ mm} \times 230 \text{ mm} \times 7,50 \text{ mm}$ . Sedan testades båda antennerna samtidigt, placerade bredvid varandra medan de var riktade mot fantomen. Denna uppställning visas i figur 14a. Eftersom fantomen löstes upp i vattnet lindades den in i plastfolie. På grund av detta uppstod det luftbubblor mellan plasten och fantomen. Antennerna placerades därför på ett icke fastställt avstånd från varandra för att undvika placering ovanför en luftbubbla. Alltså kunde inte antennerna placeras enligt systemmodellen. Slutligen placerades patchantennerna på varsin sida av fantomen, vilket visas i figur 14b.



(a) Två patchantennor bredvid varandra mot en fantom.

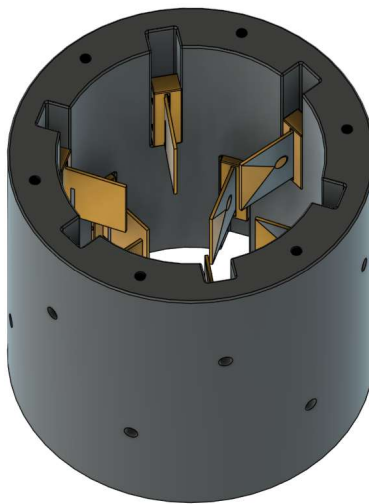


(b) Två patchantennor på varsin sida av fantomen.

Figur 14: Verifiering av patchantennor med fantom

### 3.4 Applikatordesign

Innan vetenskapen om att Vivaldiantennerna inte skulle hinna testas designades och konstruerades en applikator för Vivaldiantennen. Detta för att uppnå en testmiljö likt förhållandena i simuleringarna. En uppställning anpassad för smådjursmätningar utvecklades och modellerades i Fusion 360. Applikatorns geometri, framförallt dess inre radie, designades utifrån parametrar från simuleringarna för att säkerställa enhetliga förhållanden. Modellen designades utifrån ett system av totalt tolv Vivaldiantennor, där antennerna delades upp i två antennarrayer förskjutna med  $30^\circ$  relativt varandra, se figur 15 nedan.



Figur 15: Applikatormodell för Vivaldiantennen.

Applikatorn modellerades med två arrayer med sex antennfästen var, för att undvika elektromagnetisk koppling, samtidigt som god vinkelupplösning skulle bevaras. Mellan antennarrayerna designades en 10 mm smal plattform för ultraljudsgivarna att fästas på. Strukturen modellerades även med gängor i botten för att skruva fast en plexiglasskiva och göra strukturen förseglad nedifrån. Eftersom 3D-utskrivna strukturer generellt har dålig vattentäthet, sprayades strukturen med skyddsfilm av silikon för att försäkra att experiment kommer fungera i vattenmiljö.

Antennsystemet för patchantennerna designades enbart i CST, se figur 9a. Då patchantennens applikator bygger på en sextonsidig kopparstruktur bedömdes den fysiska konstruktionen av systemet ligga utanför projektets omfattning och tidsplan.

## 4 Resultat

Denna del presenterar resultaten som observerats från simuleringar och mätningar. Resultaten omfattar antennernas reflektionskoefficienter, resonansfrekvenser, bandbredd, systemdesign, verifiering. Dessutom påverkan av olika fantomgeometrier, närliggande ultraljudsgivare och avstånd mellan antenn och fantom.

### 4.1 Patchantenn

Här presenteras resultaten för patchantennen från dimensionering, parametersvep, simuleringar med olika fantomer, ultraljudsgivare, avståndsstudier, systemdesign, SAR-analys och VNA-verifiering.

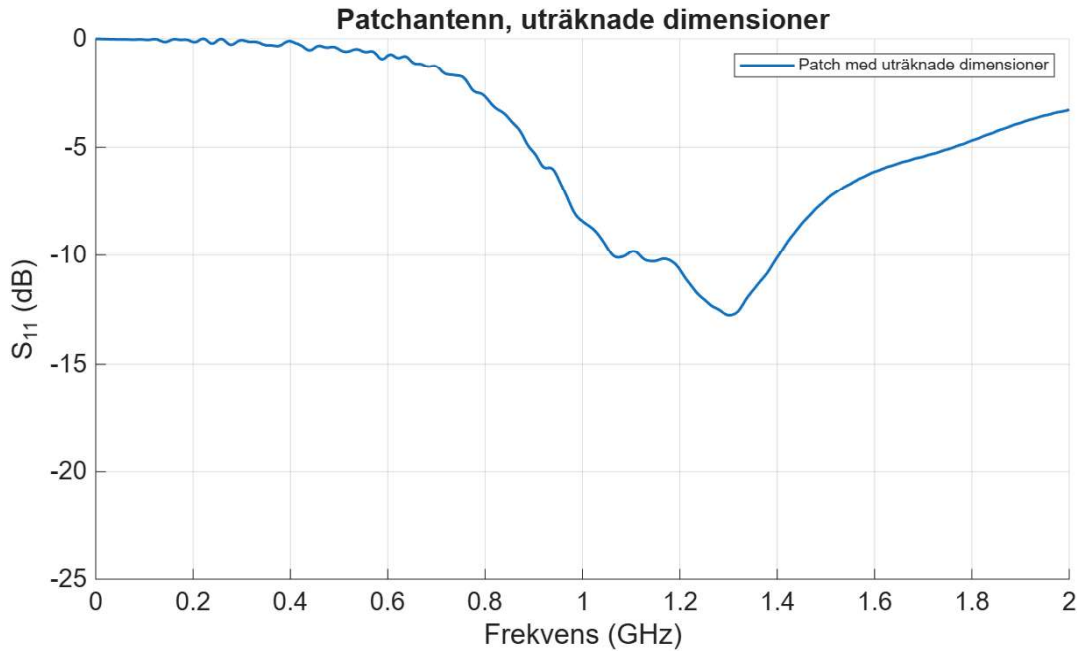
#### 4.1.1 Antenndesign

Vid beräkningen av patchens dimensioner användes en substrathöjd  $h = 5$  mm och den relativa permittiviteten för vatten  $\epsilon_r = 80$ . Den valda resonansfrekvensen var  $f_0 = 1,45$  GHz. Med dessa parametrar erhöles de dimensioner som redovisas i tabell 2.

Parameter	Värde [mm]
$L$	9,9
$W$	16,2
$Y_0$	8,6
$h$	5

Tabell 2: Beräknade dimensioner patchantenn.

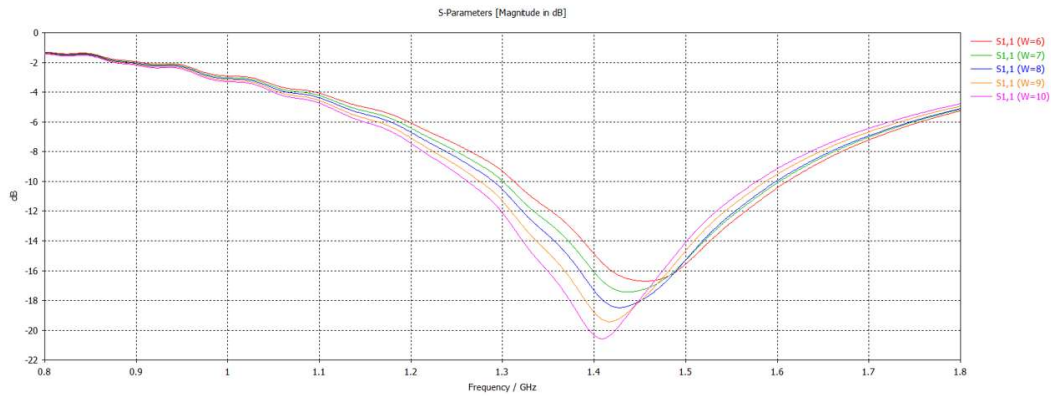
Vid simulering av antennen med dimensionerna i tabell 2, erhöles  $S_{11}$  enligt figur 16.



Figur 16: Patchantenn med en geometri enligt de uträknande parametrarna från tabell 2.

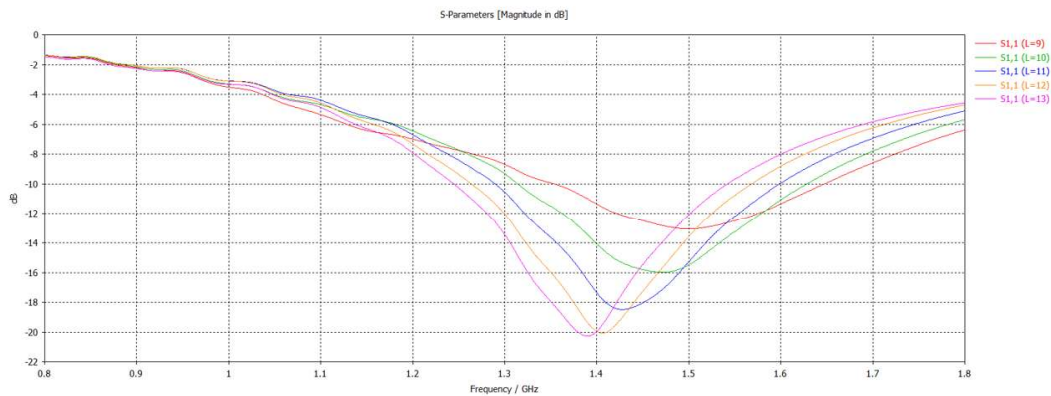
Figuren visar hur antennen gav lägre resonansfrekvens än önskat,  $f_0 \approx 1,3$  GHz istället för  $f_0 = 1,45$  GHz. Bandbredden uppgick till cirka 0,2 GHz. Därefter genomfördes ett parametersvep där  $W$ ,  $L$ ,  $Y_0$  och  $h$  varierades för att optimera resultaten.

Vid variation av bredden  $W$  påverkades både resonansfrekvensen och resonansdjupet. En ökning av  $W$  från 6 mm till 10 mm medförde att  $S_{11}$ -dippen fördjupades från cirka  $-16,5$  dB till  $-20,5$  dB, vilket motsvarade en förbättring med ungefär 4 dB. Samtidigt försköts resonansfrekvensen svagt nedåt, från 1,45 GHz till 1,41 GHz, vilket innebar en relativt liten förändring med 0,04 GHz. Detta visas i figur 17.



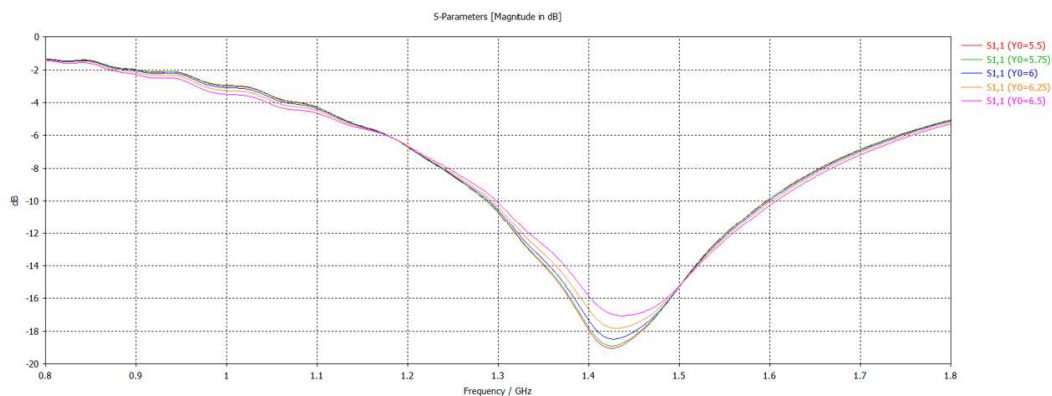
Figur 17: Variation av bredd.

En variation av längden  $L$  gav däremot en betydligt större påverkan på både resonansfrekvens och  $S_{11}$ -dippen, se figur 18. När  $L$  ökades från 9 mm till 13 mm förbättrades  $S_{11}$ -dippen från  $-13$  dB till strax under  $-20$  dB, en skillnad på 7 dB. Resonansfrekvensen försköts samtidigt från 1,50 GHz till 1,40 GHz, vilket motsvarade en förändring på 0,1 GHz.



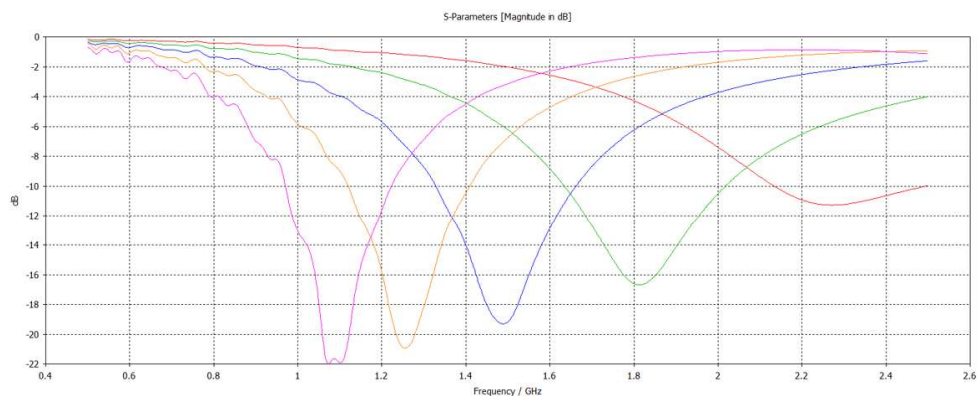
Figur 18: Variation av längd.

Variation av inmatningspositionen  $Y_0$  påverkade resonansfrekvensen minimalt. I intervallet 5,5-6,5 mm var resonansfrekvensen i princip oförändrad, medan  $S_{11}$ -dippen varierade från  $-19$  dB till  $-17$  dB, se figur 19.  $Y_0$  styrde impedansmatchningen enligt sambandet i ekvation 12 där en större avvikelse från mitten gav lägre inmatningsimpedans. Eftersom impedansen i mitten av patchen är nära noll kunde matningspunkten inte placeras där, men inom det undersökta intervallet låg samtliga värden nära en optimal matchningspunkt, vilket förklarade de små skillnaderna.



Figur 19: Variation av inmatningsposition.

Substrathöjden  $h$  påverkade både resonansfrekvens och matchningen. En ökning av  $h$  ledde till en djupare  $S_{11}$ -dipp och en sänkning av resonansfrekvensen, se figur 20. När  $h$  ökades från 3 mm till 7 mm förbättrades  $S_{11}$ -dippens djup från  $-11$  dB till  $-22$  dB, en skillnad på 11 dB. Samtidigt som resonansfrekvensen försköts från 2,3 GHz till 1,1 GHz, vilket motsvarade en förändring på 1,2 GHz.



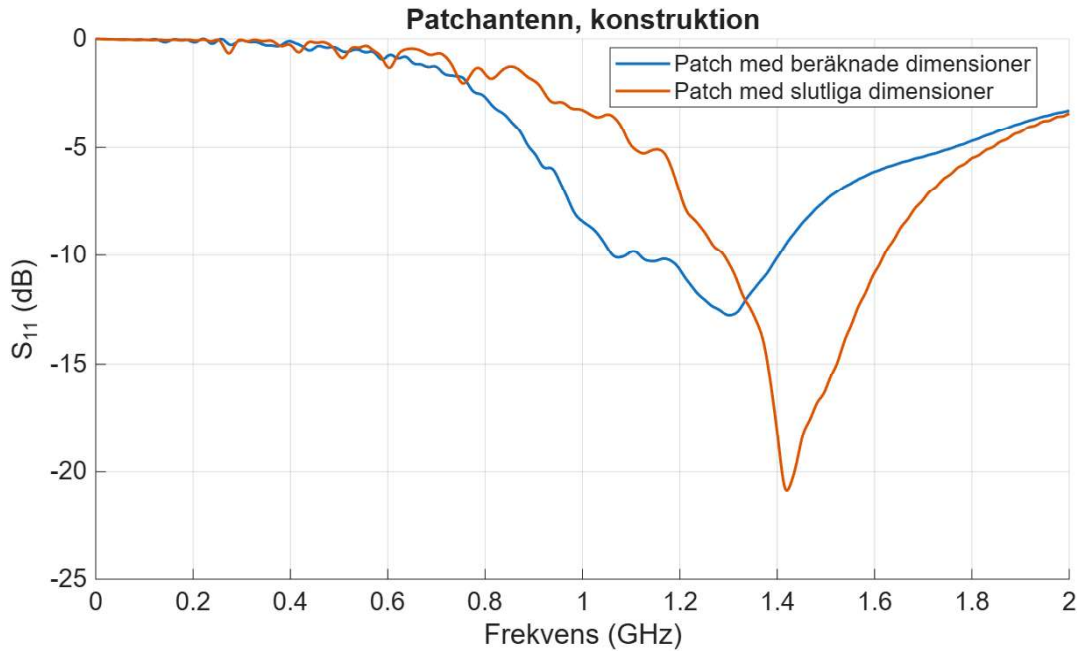
Figur 20: Variation av substrathöjd.

Utifrån resultaten ovan valdes de slutliga dimensionerna som gav bäst resonansfrekvens och impedansanpassning för antennen. Se tabell 3.

Parameter	Värde [mm]
$L$	11
$W$	8
$Y_0$	6
$h$	5

Tabell 3: Slutliga dimensioner för patchantennerna.

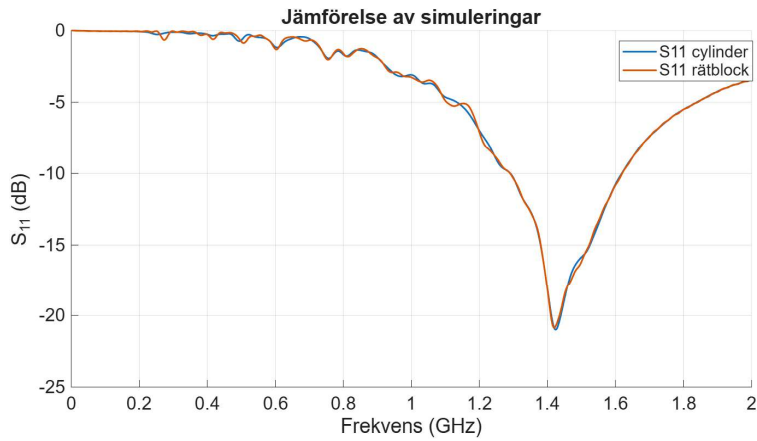
Med dessa nya dimensionerna erhöles en resonansfrekvens nära 1,45 GHz, en  $S_{11}$ -dipp på cirka -20 dB och en bandbredd på strax över 0,3 GHz, se figur 21.



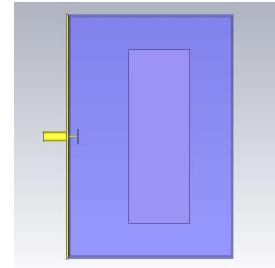
Figur 21: Slutliga dimensioner jämfört med beräknade dimensioner.

#### 4.1.2 Olika fantomer

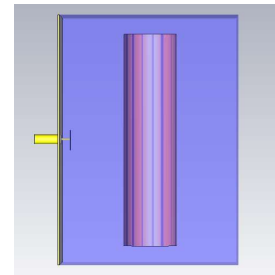
Vid simulering med olika fantomer, en cylindrisk och en rätblocksformad, uppvisade båda en resonansfrekvens strax över 1,4 GHz, se figur 22a. I båda fallen erhöles en tydlig dipp under -20 dB, med endast en liten skillnad mellan fantomtyperna. Bandbredden var likartad för de två fantomerna och låg strax över 0,3 GHz.



(a) Jämförelse av  $S_{11}$  vid fantom av formen rätblock och cylinder.



(b) Fantom rätblock.

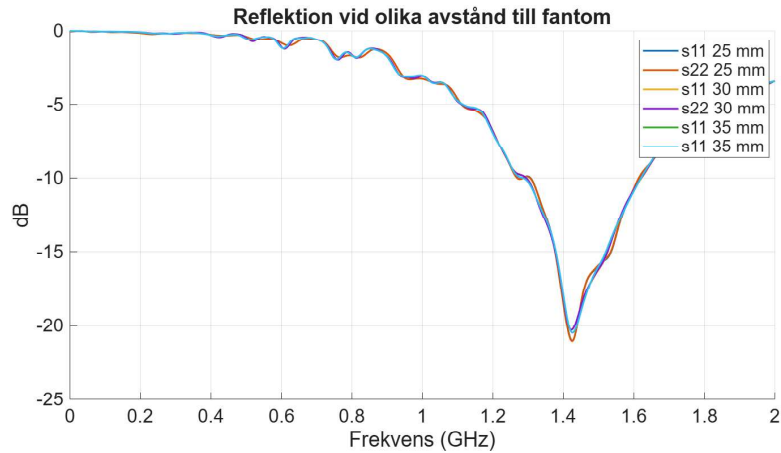


(c) Fantom cylinder.

Figur 22: Jämförelse av  $S_{11}$  med fantom i rätblock och cylinder.

#### 4.1.3 Avstånd till fantom med två antenner

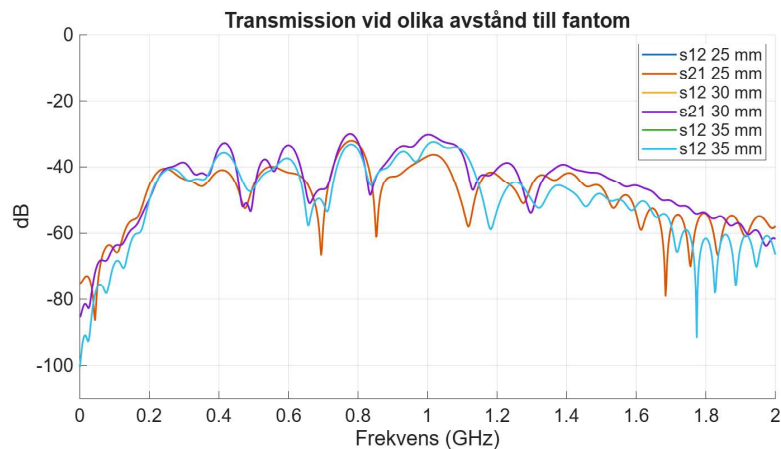
Vid simuleringar med olika avstånd mellan antennerna och fantomen användes två motriktade antenner tillsammans med den rätblocksformade fantomen, se figur 8a. Avstånden som undersöktes var, 25 mm, 30 mm och 35 mm. Figur 23 visar hur avståndet påverkade reflektionskoefficienterna  $S_{11}$  och  $S_{22}$ . Den djupaste dippen erhöles vid 25 mm, där  $S_{11}$  nådde cirka  $-21$  dB vid resonansfrekvensen. För 30 mm och 35 mm nådde dippen omkring  $-20,5$  dB, något grundare än vid 25 mm. Resonansfrekvensen varierade marginellt mellan de olika avstånden, alla tre låg strax över 1,4 GHz. Även bandbredden varierade marginellt och låg strax över 0,3 GHz i samtliga fall.



Figur 23: Reflektionskoefficienter vid olika avstånd till fantomen.

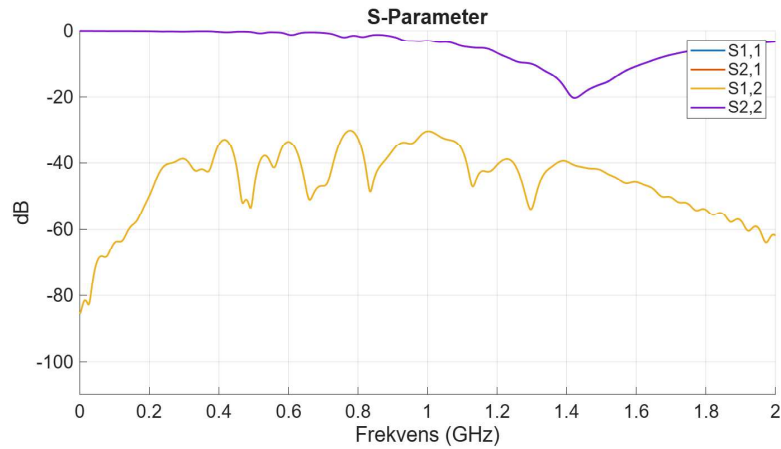
Figur 24 visar hur transmissionskoefficienterna  $S_{21}$  och  $S_{12}$  påverkades av avståndet från fantomen. Vid 25 mm hade  $S_{21}$ -kurvan sin högsta nivå vid 0,8 GHz, samtidigt som flera toppar kunde observeras över hela det studerade frekvensområdet. För 30 mm sågs ett liknade beteende, där den högsta nivån fortfarande låg vid 0,8 GHz och kurvan varierade över frekvensen. Vid 35 mm låg däremot den högsta toppen över 1,0 GHz, även om flera toppar fortfarande förekom i frekvensbandet.

I samtliga fall observerades även toppar vid resonansfrekvensen, strax över 1,4 GHz. Vid resonansfrekvensen uppvisade  $S_{21}$  på 30 mm avstånd den högsta nivån, vilket indikerade den starkaste kopplingen mellan antennerna. För 25 mm låg  $S_{21}$  på ungefär samma nivå vid resonansfrekvensen, dock något lägre. Vid 35 mm var nivån vid resonansfrekvensen lägst, vilket innebar en svagare koppling.



Figur 24: Transmissionskoefficienter vid olika avstånd till fantomen.

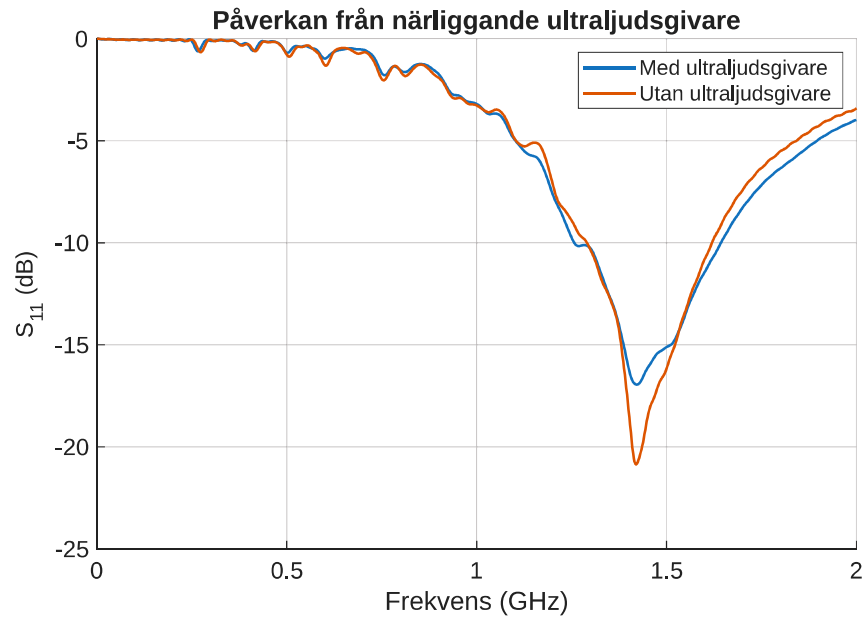
Slutligen valdes 30 mm avstånd som bas vid framtida simuleringar då detta gav bästa simulerade värden, se figur 25



Figur 25: Optimalt avstånd till fantom.

#### 4.1.4 Ultraljudsgivare

Simuleringar där ultraljudsgivare placerades i närheten av antennerna gav resultaten som visas i figur 26. Resultaten visar att ultraljudsgivarna hade en mindre påverkan på reflektionskoefficienten. Kurvorna med och utan ultraljudsgivare följer i stort sett samma förlopp i det studerade frekvensområdet. I båda fallen erhöles en tydlig resonans kring 1,45 GHz. Skillnaden är djupet på  $S_{11}$ . Utan ultraljudsgivare låg reflektionskoefficienten under  $-20$  dB, med ultraljudsgivare låg den under cirka  $-16$  dB.

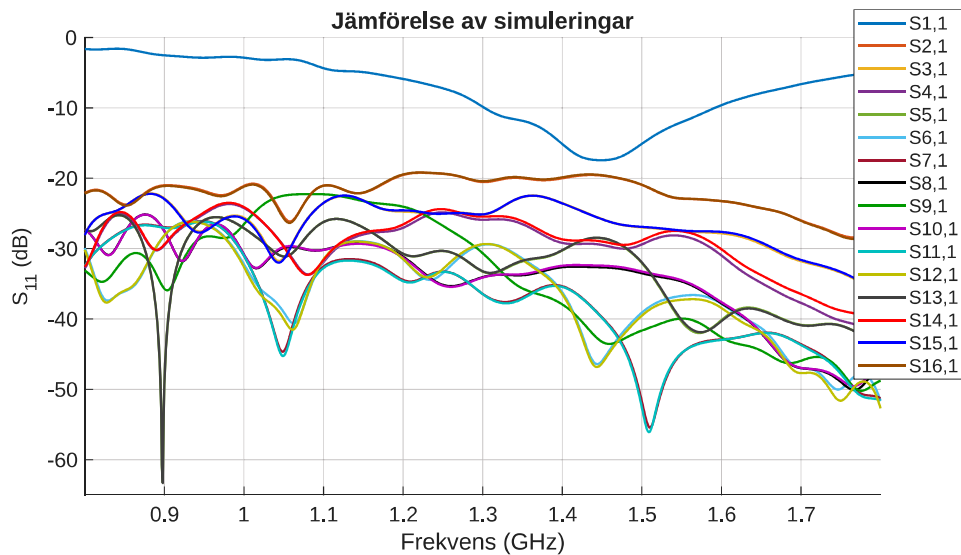


Figur 26: Simulation med och utan ultraljudsgivare.

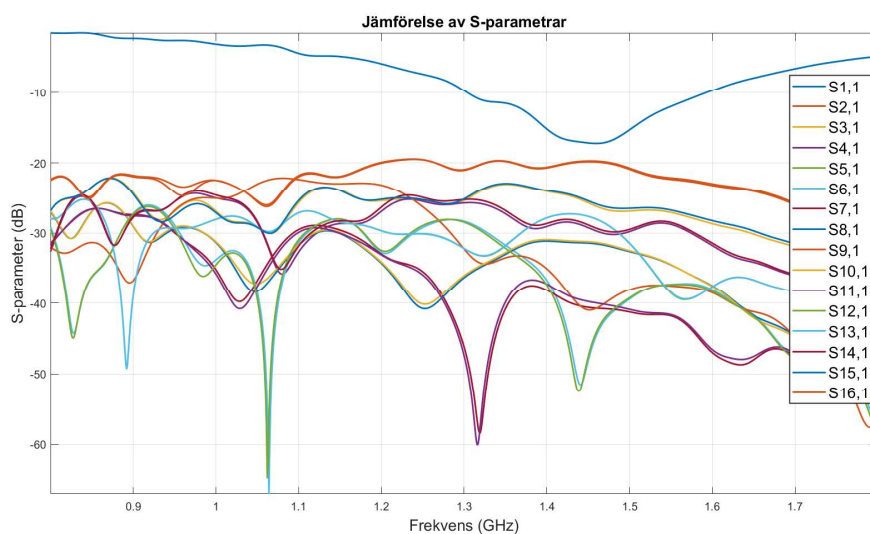
#### 4.1.5 Systemdesign

Det slutliga systemet, se figur 9a bestod av en cylindrisk fantom och 16 patchantennar. Reflektionskoefficienten  $S_{11}$  nådde cirka  $-17$  dB vid 1,45 GHz, se figur 27a. Bandbredden var strax under 0,3 GHz.

Även transmissionsparametrarna från den första porten till övriga 15 portar (port 2-16) visas i figur 27a tillsammans med  $S_{11}$ . Runt resonansfrekvensen låg samtliga S-parametrar över  $-60$  dB, främst mellan  $-20$  dB och  $-40$  dB.



(a) Antennsystem med normalstor fantom,  $S_{1,1}$ – $S_{16,1}$ .



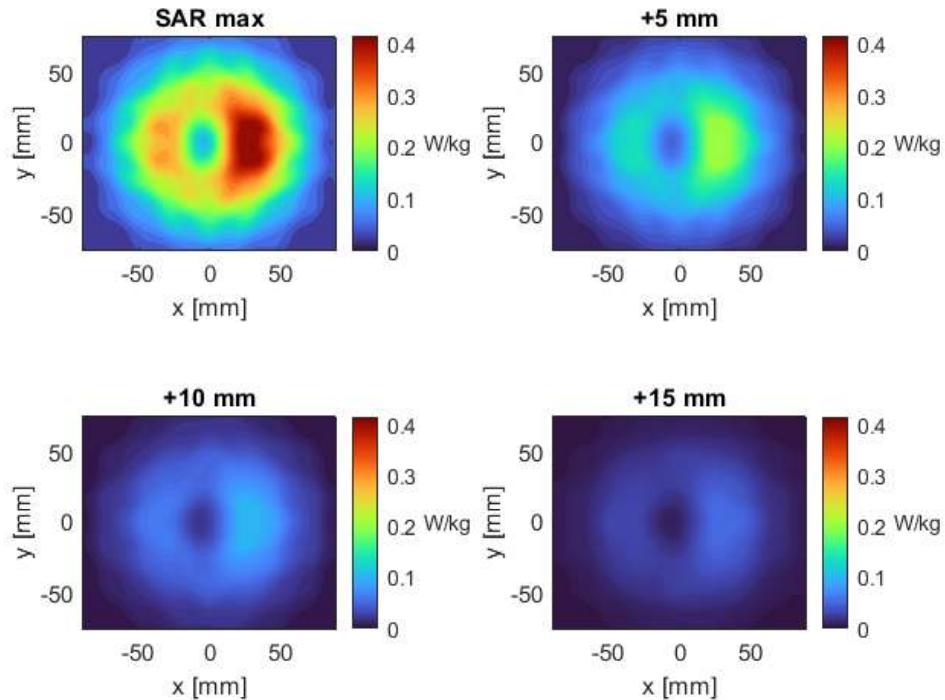
(b) Patchantennsystem med 75 % minskad fantom,  $S_{1,1}$ – $S_{16,1}$ .

Figur 27: Antennsystem med 16 antenner och cylindrisk fantom.

#### 4.1.6 SAR

Vid SAR-analysen definierades  $SAR_{max}$  som värdet 5 mm in i fantomen, där det uppmätta maxvärdet var 0,41 W/kg. Från denna punkt utvärderades SAR-nivåerna vid djupen 5 mm, 10 mm och 15 mm för att studera hur snabbt energin avtog i vävnaden, se figur 28. De visade SAR-planen är vinkelräta mot riktningen som antennen huvudsakligen strålar i. Efter 8 mm från maxpunkten hade SAR-nivån

reducerats till 37 % av  $SAR_{max}$ , vilket motsvarar antennens penetrationsdjup.

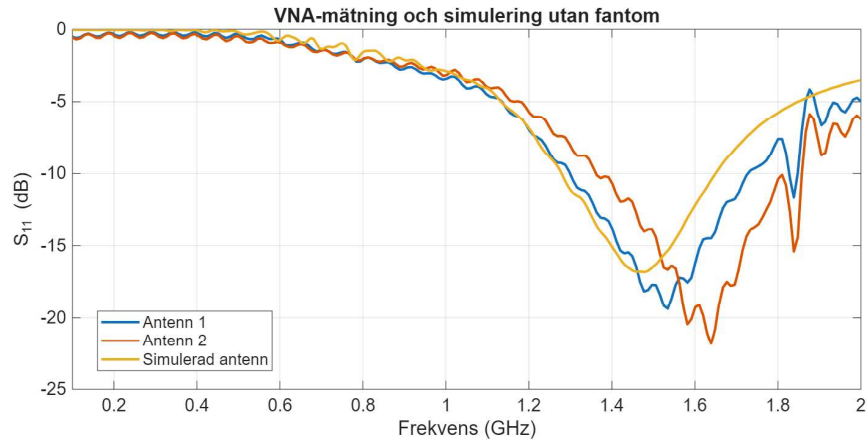


Figur 28: SAR i olika skikt av rätblocksformad fantom.

I figur 28 syns även en asymmetri i fantomen, där de högsta SAR-nivåerna inte är jämt centrerade framför antennen utan ligger något förskjutna i positiv x-riktning. Dessutom främträder i mitten av plottarna ett område med lägre SAR-värden jämfört med de omgivande delarna.

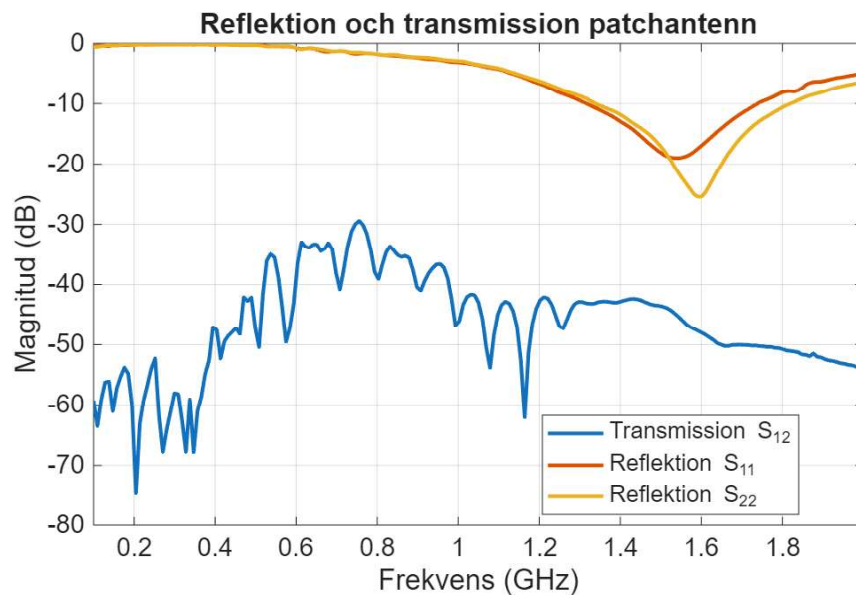
#### 4.1.7 Verifikation av patchantenn med VNA

Referensmätningen av de tillverkade patchantennerna i vatten utan fantom gav resultat som visas i figur 29. Uppställningen syns i figur 13. De två tillverkade antennerna testades en i taget. Antennerna resonerade i olika frekvenser, 1,53 GHz respektive 1,62 GHz. Bandbredden var där båda antennerna hade  $S_{11} < -10$  dB vilket var i frekvensområdet 1,37-1,73 GHz. Simulering av antenn utan fantom visade resonans vid 1,45 GHz med ett djup på  $-17$  dB. Den simulerade antennen hade  $S_{11} < -10$  dB i frekvensområdet 1,29-1,65 GHz.



Figur 29: VNA referensmätning och simulering av reflektion för två olika patchantennerna utan fantom.

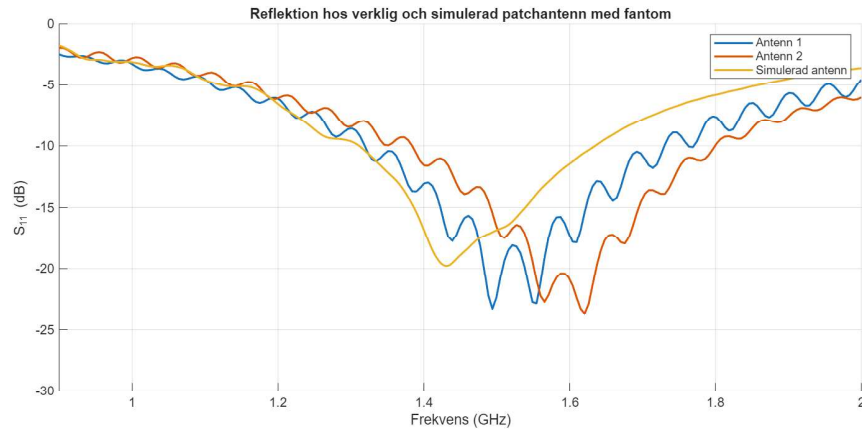
Fortsatt referensmätning gav resultat på transmissionen och reflektionen som visas i figur 30. Reflektionskoefficienterna liknade resultaten från mätningen i figur 29 där antennerna testades en åt gången. Transmissionskoefficienten  $S_{12}$  var mellan  $-42$  dB och  $-50$  dB i området där reflektionskoefficienterna var under  $-10$  dB.



Figur 30: VNA referensmätning av reflektion och transmission i enbart vatten med två antenner bredvid varandra.

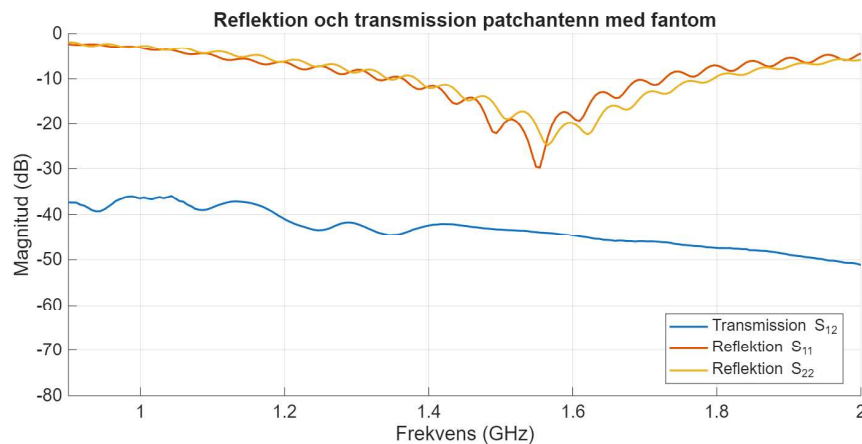
Verifikationsarbetet med fantomer som utfördes efter referensmätningarna gav tydliga resultat. Figur 31 visar resultat från VNA-mätning och simulering av en antenn riktad mot fantom. Fantomen hade samma egenskaper i simulering och verifikation.

De två verkliga antennerna hade resonansfrekvens vid 1,5 GHz respektive 1,61 GHz. Båda vid  $-23$  dB. Den simulerade antennen hade resonans vid 1,42 GHz med djupet  $-19$  dB.



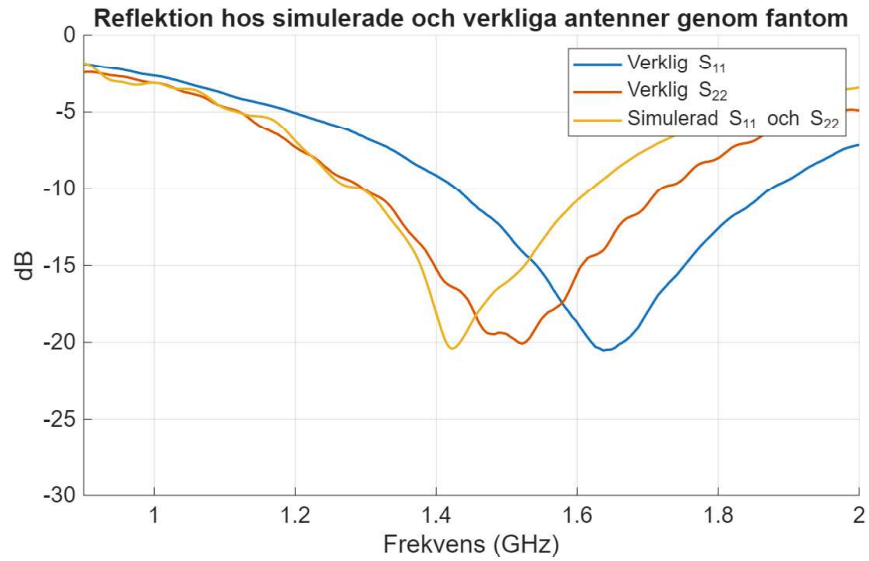
Figur 31: VNA mätning och simulering av antenner med fantom.

Fortsatt verifikation med VNA-mätning av reflektion och transmission för två intilliggande patchantenner riktade mot fantom visas i figur 32. Antennernas resonansfrekvenser skiljde sig inte från mätningen utan fantom. Däremot var  $S_{11}$  och  $S_{22}$  lägre vid respektive resonansfrekvens.



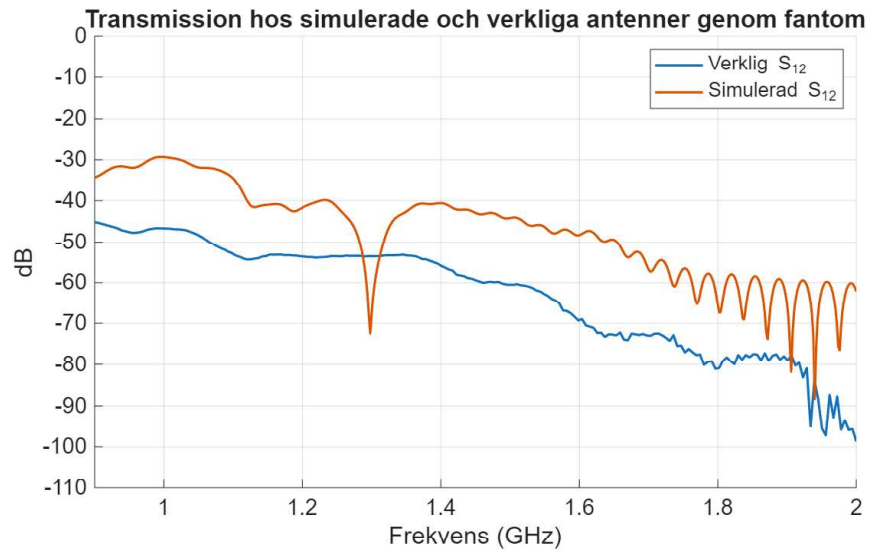
Figur 32: VNA mätning av reflektion och transmission mot fantom.

Figur 33 visar reflektionen hos två antenner riktade mot varandra med en fantom i mellan dem, se figur 14b. Resultatet visar att resonansfrekvensen skiljer sig mellan alla tre antenner. Den simulerade antennen hade resonansfrekvens vid 1,42 GHz och de två verkliga antennerna hade resonansfrekvenser vid 1,54 GHz respektive 1,63 GHz. Djupet av reflektionskoefficienterna var  $-20$  dB för alla tre antenner.



Figur 33: Reflektion hos två motstående antenner riktade mot fantom.

Figur 34 visar transmissionen hos två antenner i samma uppställning som ovan. Transmissionen mellan de två verkliga antennerna var lägre än hos de simulerade antennerna. De simulerade antennerna hade transmission mellan  $-40$  dB och  $-50$  dB i antennernas arbetsband. De verkliga antennerna hade transmission mellan  $-50$  dB och  $-70$  dB i arbetsbandet.



Figur 34: Transmission hos två motstående antenner riktade mot fantom.

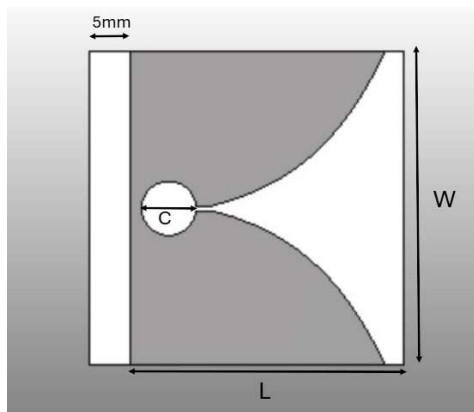
## 4.2 Vivaldiantenn

I detta avsnitt presenteras resultaten från simuleringar och optimering av Vivaldiantennen samt antensystemet. Först redovisas den optimerade antenndesignen och dess dimensioner, följt av analyser av olika fantomgeometrier och avstånd mellan antenn och fantom. Därefter presenteras resultat från simuleringar med ultraljudsgivare samt SAR-fördelning. I slutskedet av projektet upptäcktes antennens svaga direktivitet och att matningssystemet påverkade strålningen. Detta matningssystem samt kaviteten, minskades och simulerades för att uppnå bättre riktningsförmåga. Följande simuleringar som presenteras i detta avsnitt bygger på den initiala designen av Vivaldiantennen. Endast avsnitt 4.3 presenterar resultat från den korrigerade designen. Den slutgiltiga systemdesignen bygger på det korrigerade matningssystemet samt kaviteten.

### 4.2.1 Antenndesign

Efter optimering av geometri erhöles dimensioner som gav  $S_{11} < -10$  dB i intervallet 1,2-2,5 GHz och  $S_{11}$  cirka  $-20$  dB vid 1,5 GHz. Detta indikerade på god impedansanpassning och låg reflektion.

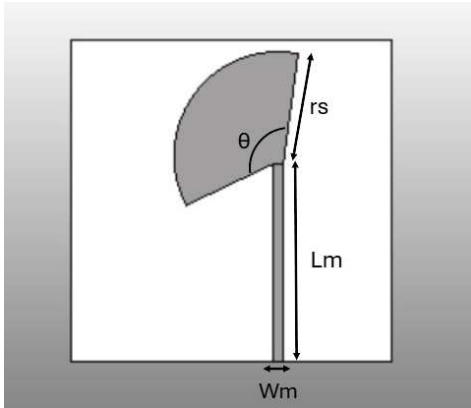
Vivaldiantennen och matningssystemets optimerade dimensioner beskrivs av figurerna 35 och 36 samt tabellerna 4 och 5. 5 mm extra substrat lades till som fästpunkt för att kunna integrera i applikatoren. Det extra substratet påverkade inte  $S_{11}$  vid simulering.



Figur 35: Dimensioner Vivaldiantenn.

Parameter	Värde
$L$	31,6 mm
$W$	38,6 mm
$C$ (kavitet)	6,66 mm
$r$	0,1

Tabell 4: Antenndimensioner Vivaldi.



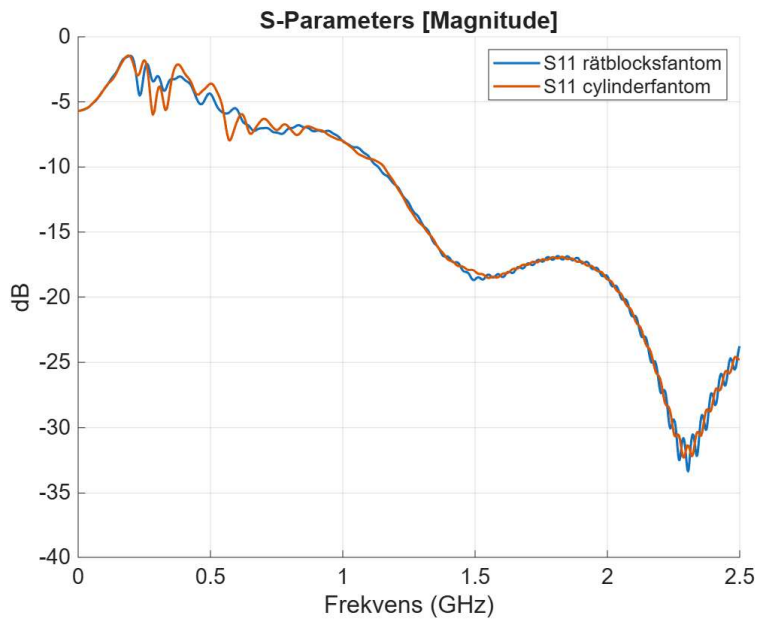
Figur 36: Dimensioner matningssystem.

Parameter	Värde
$L_m$	24,7 mm
$W_m$	1,3 mm
$\theta$	124°
$r_s$	12,5 mm

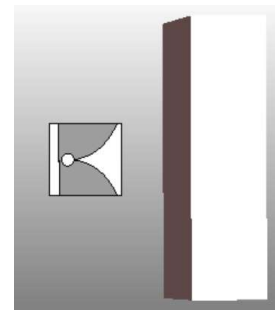
Tabell 5: Dimensioner matningssystem.

#### 4.2.2 Olika fantomer

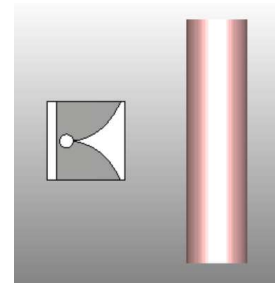
Figur 37 visar simuleringar av fantom som ett rätblock och som en cylinder. Olika former av fantom gav liknande resultat vid simulering. Båda fantomerna gav  $S_{11} < -10$  dB i samma frekvensintervall.



(a) Jämförelse av  $S_{11}$ .



(b) Fantom rätblock.



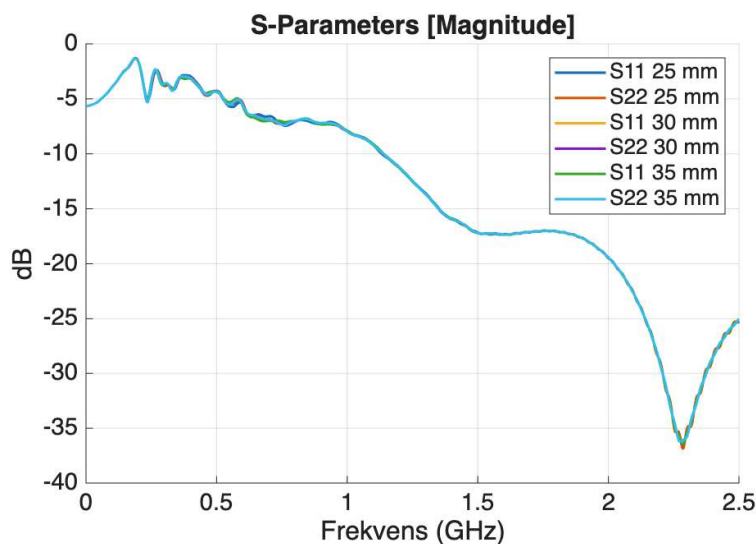
(c) Fantom cylinder.

Figur 37: Jämförelse av  $S_{11}$  med fantom i rätblock och cylinder.

### 4.2.3 Avstånd till fantom med två antenner

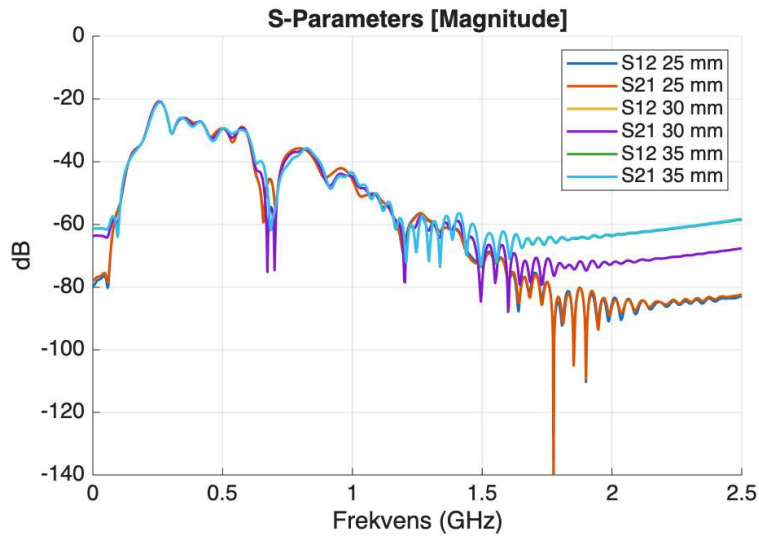
I figurerna 38 och 39 nedan visas hur olika avstånd mellan antennerna och fantomen påverkade S-parametrarna för reflektion och transmission. I dessa simuleringar användes två antenner och en rätblocksformad fantom för att erhålla fyra S-parametrar,  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  och  $S_{22}$ . Antennerna var riktade mot varandra, med avstånd på 25 mm, 30 mm respektive 35 mm från fantomen.

För  $S_{11}$  och  $S_{22}$  går inte skillnaderna att urskilja då kurvorna överlappar med varandra. Antennernas arbetsband och tydliga resonanser låg inom samma område för samtliga fall. Det observerades ingen tydlig skillnad mellan avstånden. Antennens arbetsband startade omkring 1,2 GHz och sträckte sig upp mot 2 GHz.



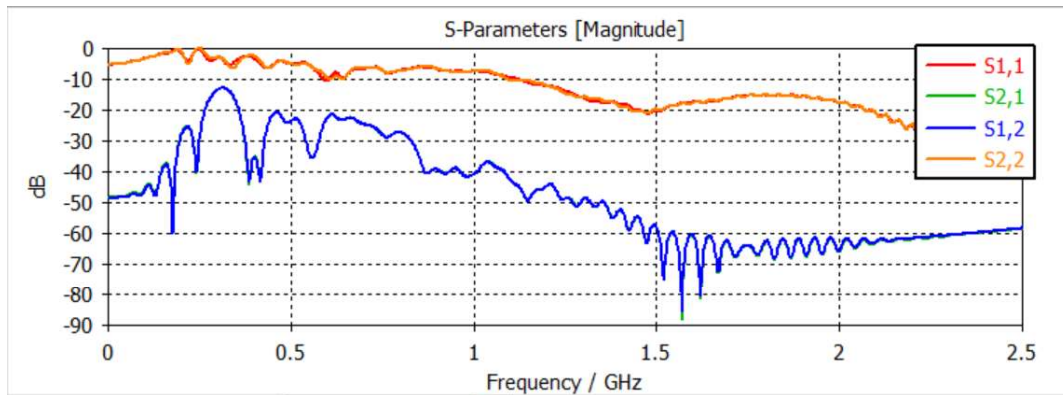
Figur 38: Reflektionskoefficienter vid olika avstånd till fantomen.

Skillnaderna för  $S_{12}$  och  $S_{21}$  var däremot mer märkbara mellan de olika avstånden. Ju kortare avstånd mellan antenn och fantom, desto fler och tydligare dippar observerades i kurvan. Vid större avstånd blev kurvan jämnare, med mindre variationer. För samtliga fall låg  $S_{12}$  och  $S_{21}$  under  $-50$  dB i intervallet 1,2-2 GHz. Efter 1,5 GHz blev skillnaderna mellan transmissionskoefficienterna tydligare.



Figur 39: Transmissionskoefficienter vid olika avstånd till fantomen.

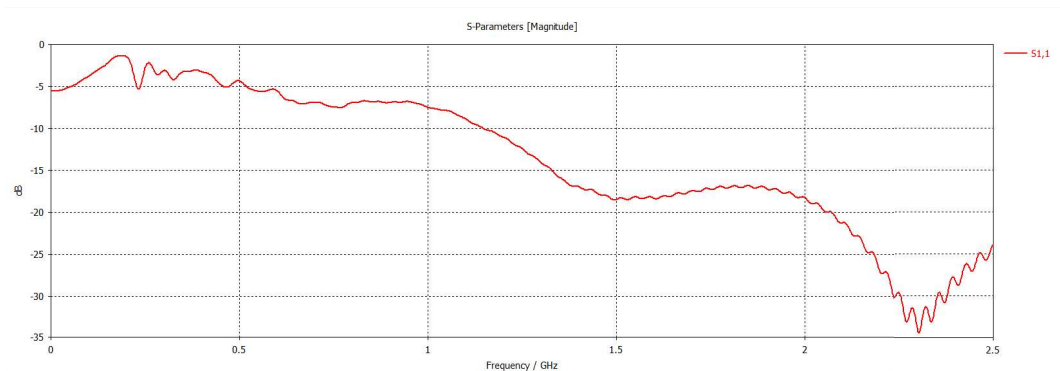
Efter beräkningar och simulering gav 11 mm bäst resultat på  $S_{12}$  och  $S_{21}$  utan förändring av  $S_{11}$  och  $S_{22}$ . Detta visas i figur 40.



Figur 40: Optimerat avstånd till fantom.

#### 4.2.4 Ultraljudsgivare

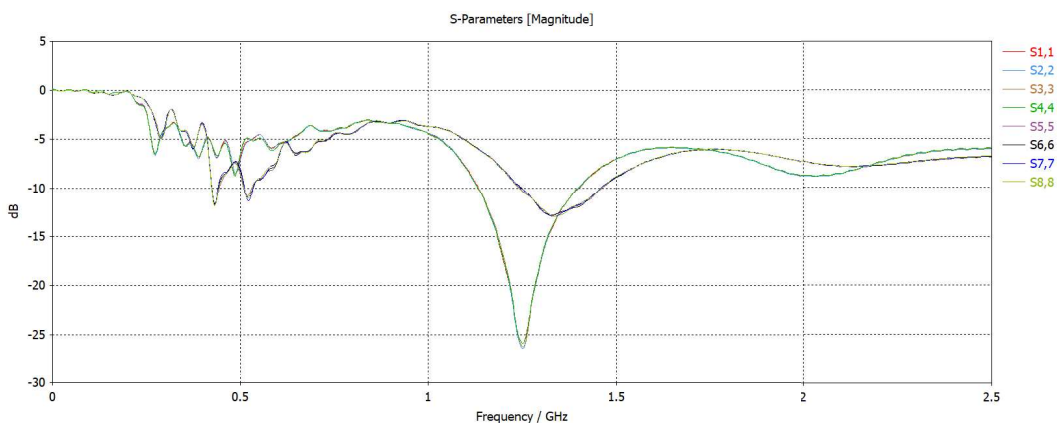
Grafen i figur 41 visar simulering med en rätblocksformad fantom och intilliggande givare. Närvaron av ultraljudsgivare hade ingen påverkan på djupet av  $S_{11}$  jämfört med motsvarande simulering utan givare i figur 37b.



Figur 41: Rätblocksformad fantom med ultraljudsgivare.

#### 4.2.5 System med åtta antenner

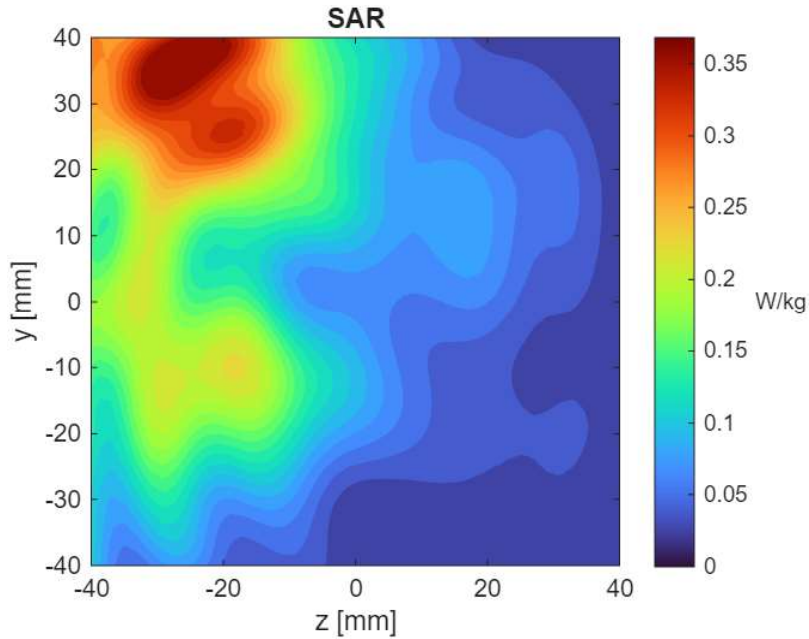
Figur 42 visar reflektionen i systemet med åtta Vivaldiantenner anslutna till koaxialkablar. Systemuppställningen visas i figur 10. Resultaten visade att reflektionen för de två raderna var olika. Den övre raden med antenner 1-4 visade en resonans vid 1,25 GHz på cirka  $-27$  dB och reflektion  $< -10$  dB i frekvensbandet 1,15-1,4 GHz. Den undre raden med antenner 5-8 visade resonans vid 1,3 GHz på ca  $-12$  dB och reflektion  $< -10$  dB i frekvensbandet 1,25–1,45 GHz. Båda raderna hade generellt reflektion  $> -10$  dB i det undersökta området.



Figur 42: Reflektionskoefficienter för system med åtta Vivaldiantenner.

#### 4.2.6 SAR

Resultatet i figur 43 visar SAR för Vivaldiantennen. Antennen uppvisade dålig direktivitet. Detta visades genom att SAR inte var koncentrerat i fantomens centrum. Simulationen utfördes med två motriktade antenner med avståndet 11 mm från fantomen.



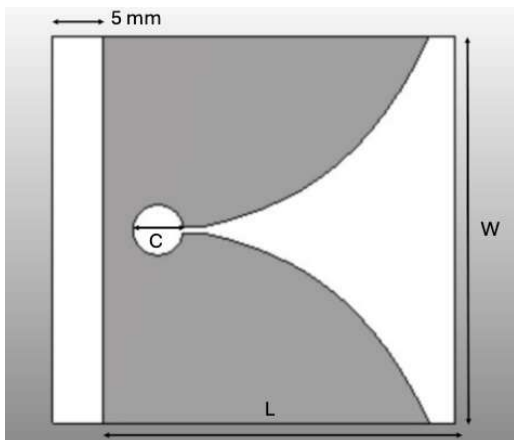
Figur 43: SAR<sub>max</sub> i rätblocksfantom.

### 4.3 Omdimensionerat matningssystem Vivaldiantenn

Avsnittet presenterar Vivaldiantennens nya dimensioner samt resultat från simuleringar efter att matningssystemet på antennen ändrades. Resultaten behandlar reflektion och transmission hos två antenner med en rätblocksformad fantom. SAR med samma uppställning och simulering av ett system med fyra antenner på en cylinderfantom.

#### 4.3.1 Nya dimensioner

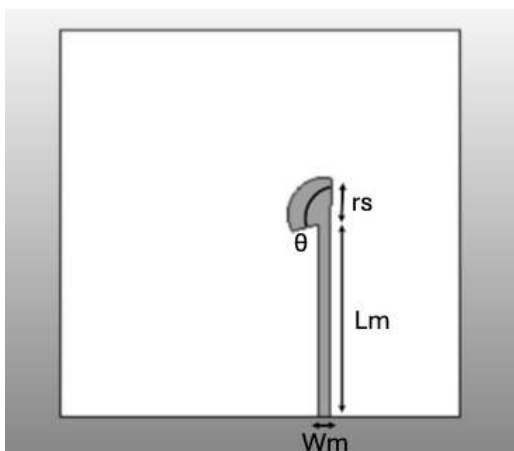
Vivaldiantennens matningssystem och kavitet korrigerades i slutskedet av projektet. Den korrigerade Vivaldiantennen samt dess matningssystem beskrivs av figurerna 44 och 45, samt tabellerna 6 och 7 nedan.



Figur 44: Dimensioner korrigerad Vivaldiantenn.

Parameter	Värde
$L$	31,6 mm
$W$	38,6 mm
$C$ (kavitet)	5 mm
$r$	0,1

Tabell 6: Korrigerade dimensioner



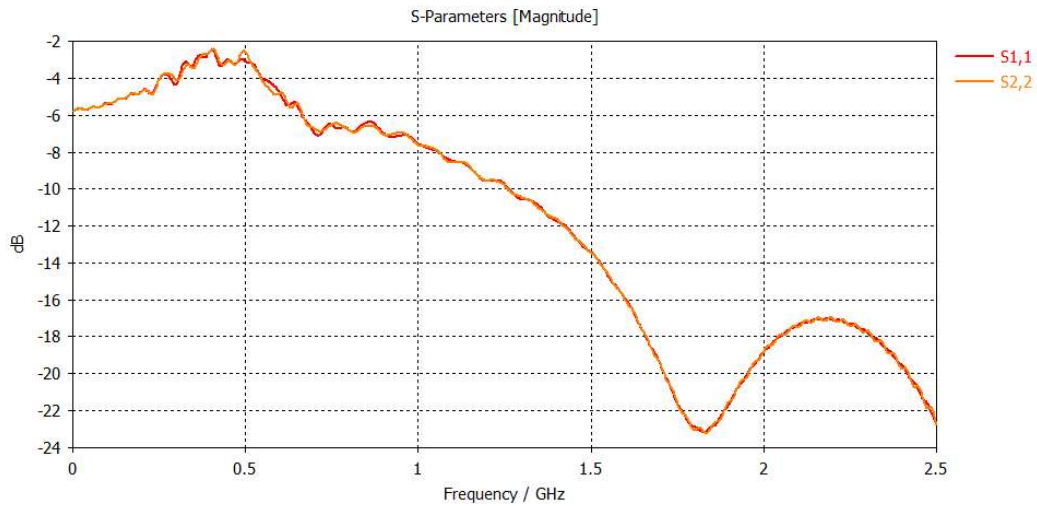
Figur 45: Dimensioner korrigerat matningssystem.

Parameter	Värde
$L_m$	19,3 mm
$W_m$	1,3 mm
$\theta$	124°
$r_s$	3,66 mm

Tabell 7: Korrigerade dimensioner

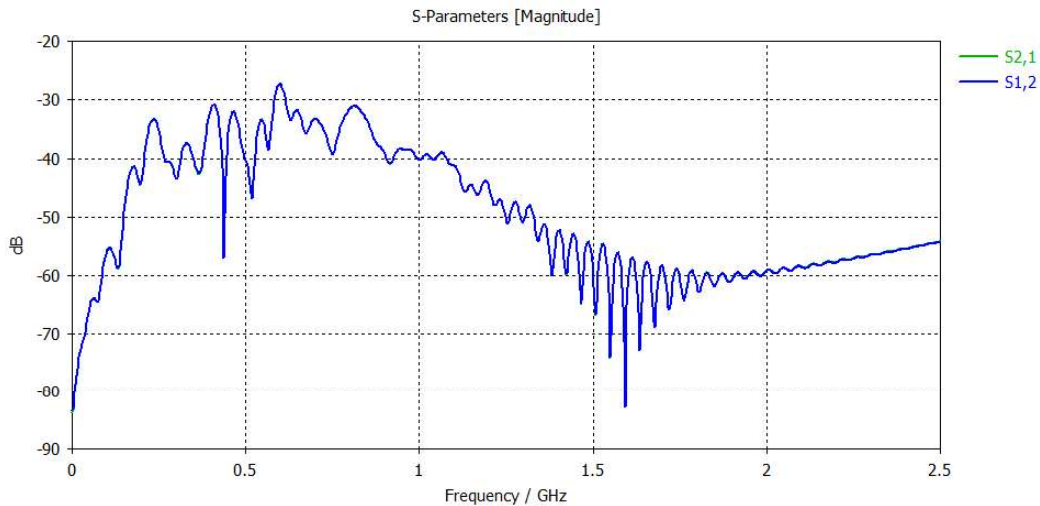
### 4.3.2 Rätblocksfantom

Det uppdaterade matningssystemet simulerades med två antenner riktade mot en rätblocksfantom. Reflektion och transmission visas i figur 46 respektive figur 47. Reflektionen hos Vivaldiantennerna visade likheter från tidigare simulering innan matningen ändrades.  $S_{11}$  och  $S_{22}$  var mindre än  $-10\text{ dB}$  i intervallet  $1,1\text{--}2,5\text{ GHz}$  i det undersökta området. Detta är ett något större arbetsband än tidigare, då bandbreddens lägre gräns var  $1,2\text{ GHz}$ . En tydlig resonans på  $-23\text{ dB}$  uppstod vid  $1,7\text{ GHz}$ . Motsvarande simulering med det ursprungliga matningssystemet visas i figur 40.



Figur 46: Reflektion hos två motstående antenner med rätblocksfantom

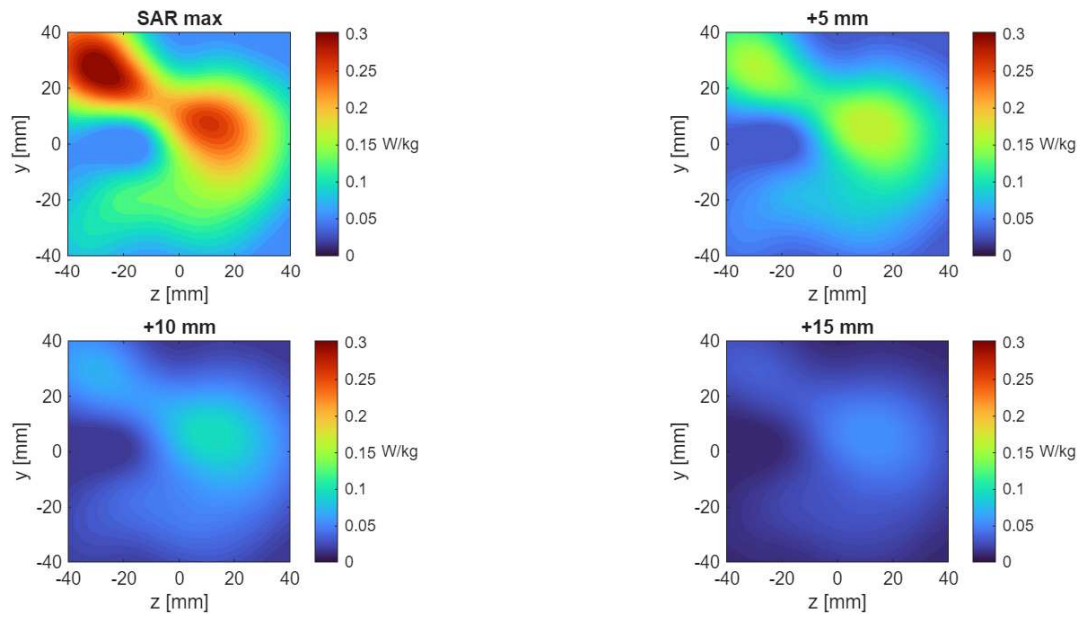
Transmissionen hos de nya antennerna hade tydliga likheter med de gamla antennerna. I arbetsbandet var transmissionskoefficienterna mellan  $-40$  dB och  $-80$  dB.



Figur 47: Transmission hos två motstående antenner med rätblocksfantom

### 4.3.3 SAR

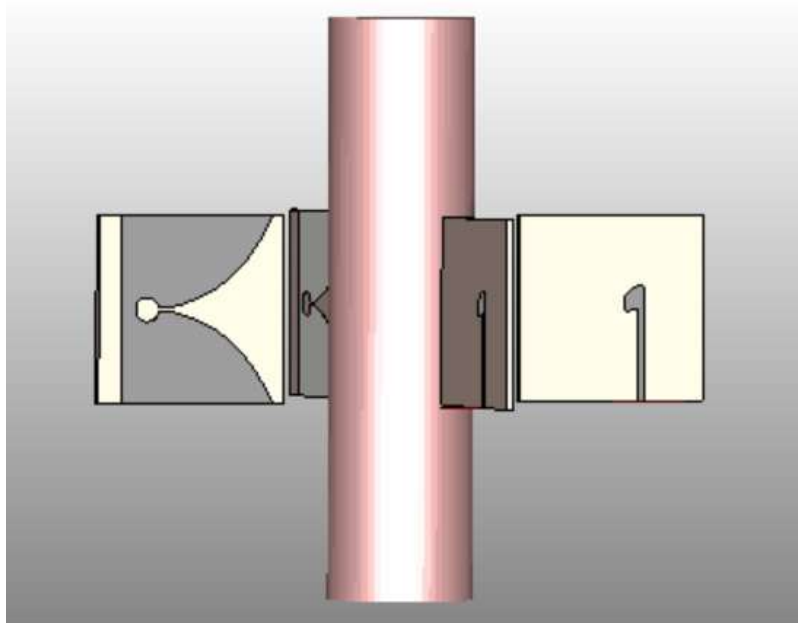
Efter omdimensionering av matningssystemet erhöles ny SAR-data som visas i figur 48. Resultatet visar att den nya stubben gav bättre direktivitet och en mer centrerad SAR. Energidepositionen var koncentrerad nära ytan med ett penetrationsdjup där  $SAR_{max}$  hade minskat med 37 % på 10 mm.



Figur 48: SAR i olika skikt av rätblocksfantom efter omdimensionering av matningssystem.

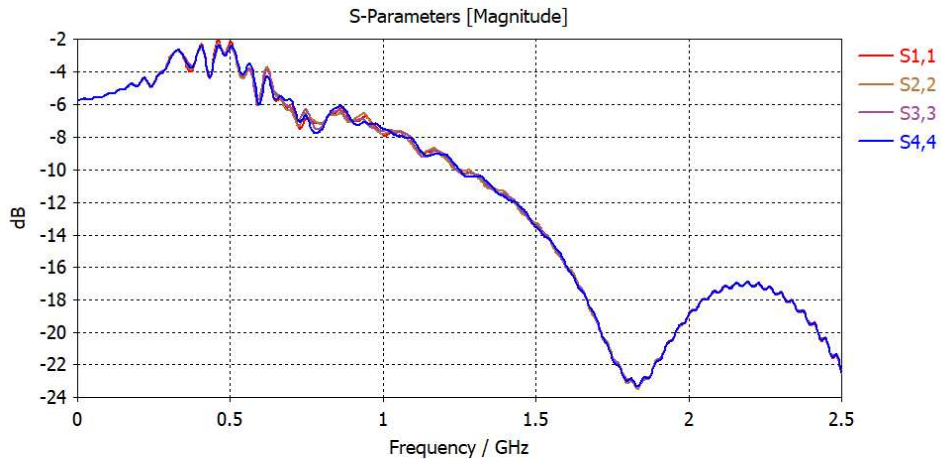
#### 4.3.4 Systemdesign

Systemet med fyra antenner roterade runt en cylindrisk fantom med 15 mm radie visas i figur 49. Systemet innehöll antenner med det nya matningssystemet.

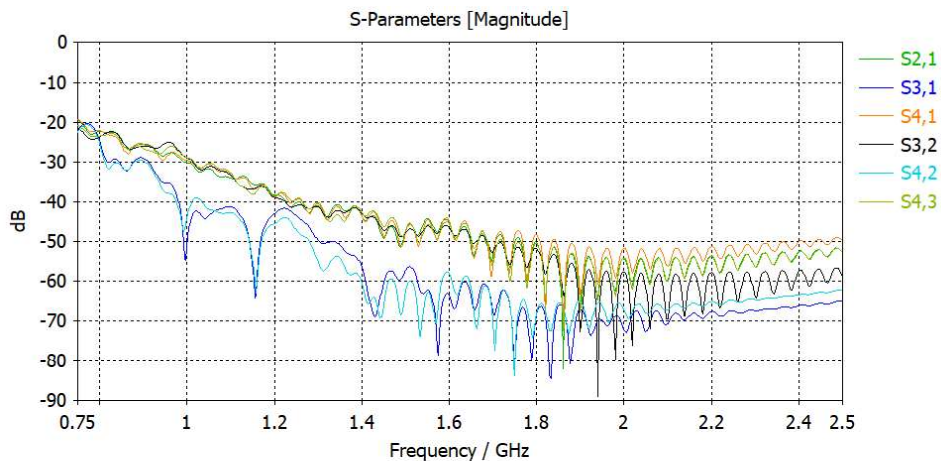


Figur 49: System med omdimensionerat matningssystem.

Figur 50a visar reflektionsparametrar för alla fyra antenner i systemet. Reflektionskoefficienterna var samma för de fyra antennerna och var fortsatt mindre än  $-10$  dB i intervallet 1,1-2,5 GHz med en tydlig resonans på  $-23$  dB vid 1,7 GHz.



(a) Reflektion i systemet med fyra antenner.



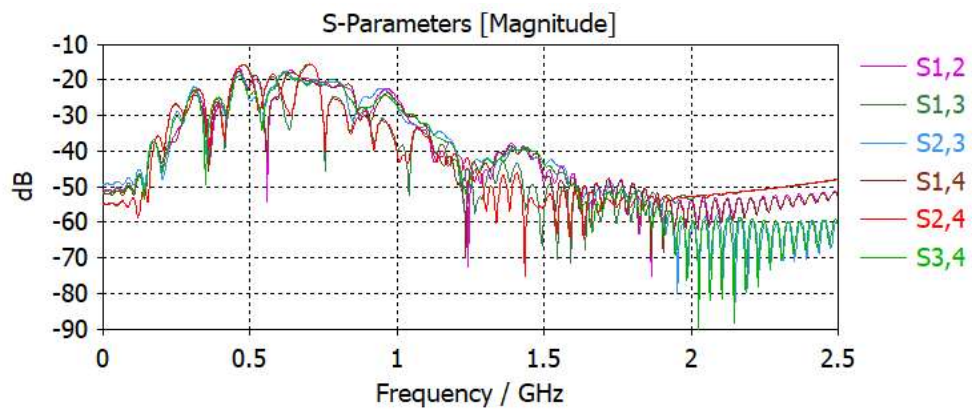
(b) Transmission i systemet med fyra antenner.

Figur 50: Reflektion och transmission med system av fyra antenner.

Transmissionskoefficienterna visas i figur 50b. De följde i stort samma kurva. Transmissionen för de motstående antennenparen var lägre i hela frekvensintervallet än de närliggande antennenparen. Detta sågs genom att  $S_{31}$  och  $S_{42}$  var lägre än övriga transmissionskoefficienter. Samtliga koefficienter låg mellan  $-30$  dB och  $-90$  dB i arbetsbandet.

Transmissionkoefficienterna för simuleringen med en mindre fantomradie på 11,25 mm visas i figur 51 nedan. Transmissionen till de närliggande antennerna,  $S_{21}$  och

$S_{41}$ , sjunker med cirka 2-3 dB vid den tydliga resonansen på 1,7 GHz när fantomens radie minskar från 15 till 11,25 mm.



Figur 51: Reflektion i systemet med fyra antenner på en mindre cylinderfantom.

## 5 Diskussion

I diskussionen analyseras det hur de olika parameterändringarna påverkade antennernas och systemets prestanda. Resultaten kopplas även till den bakomliggande teorin för att förklara observerade beteenden. En slutsats om vilken antenn som är mest lämplig för systemet görs och slutligen tas möjliga förbättringsområden och förslag på fortsatt arbete upp.

### 5.1 Patchantenn

I denna del diskuteras hur olika design- och omgivningsparametrar påverkar prestandan för patchantennen och dess system.

#### 5.1.1 Beräknade jämfört med simulerade dimensioner

För patchantennen gav de initiala beräkningarna dimensionerna  $L \approx 9,9$  mm och  $W \approx 16,2$  mm för resonansfrekvensen 1,45 GHz. Vid simulering uppnåddes dock inte ett tillräckligt lågt  $S_{11}$  vid denna frekvens. För att förbättra impedansanpassningen gjordes ett parametersvep där patchens längd och bredd varierades i CST. Detta parametersvep resulterade i dimensionerna  $L = 11$  mm och  $W = 8$  mm där önskat minimum i  $S_{11}$  erhöles vid resonansfrekvensen.

Den stora skillnaden mellan de beräknade och simulerade värdena på patchantennens bredd  $W$  kan förklaras av skillnader i det omgivande mediet. Formlerna för antenner utgår i regel från att antennerna är omgivna av luft som har en relativ permittivitet nära 1. I våra initiala beräkningar inkluderades vattnets höga relativa permittivitet på cirka 80 som dielektriskt substrat, men formlerna tog inte hänsyn till att antennerna i simuleringen även var omgivna av vatten. Detta medförde att de faktiska dimensionerna på antennerna behövde göras mindre än de initialt beräknade värdena.

#### 5.1.2 Olika fantomer

Vid undersökningen av hur olika fantomgeometrier påverkade resultatet testades de olika fantomerna under samma förutsättningar. För patchantennen var skillnaderna mellan fantomtyperna små, vilket indikerar att antennens prestanda inte är särskilt känslig för variationer i den omgivande dielektriska miljön för de testade materialen. Detta kan bero på att patchantennen huvudsakligen påverkas av den lokala permittiviteten nära antennens yta.

I båda fallen låg resonansfrekvensen strax över 1,45 GHz och reflektionskoefficienten uppfyllde kravet  $S_{11} < -10$  dB, vilket var det önskade värdet för patchantennen. Detta tyder på att en god impedansanpassning uppnås oberoende av fantomtyp i den aktuella uppställningen.

### 5.1.3 Påverkan från ultraljudsgivare

Resultaten visar att ultraljudsgivarna hade en viss påverkan på patchantennens reflektionskoefficient. Den främsta skillnaden var att  $S_{11}$ -dippen blev grundare när ultraljudsgivarna inkluderades. Utan ultraljudsgivare låg  $S_{11}$  under  $-20$  dB, medan motsvarande värde med ultraljudsgivare låg omkring  $-16$  dB. Detta tyder på en viss försämring av impedansanpassningen. En möjlig förklaring är att de ledande givarna förändrade den lokala elektromagnetiska miljön kring antennen, vilket påverkade fältfördelningen och därmed antennens ingångsimpedans.

### 5.1.4 Olika avstånd med två antenner

Vid varierande avstånd mellan fantom och antenn visade patchantennen lägst  $S_{11}$  och därmed minst reflektion vid ett avstånd på 25 mm. Skillnaderna i  $S_{11}$  mellan de olika avstånden var dock relativt små. Det skiljer ungefär 0,5 dB mellan de högsta och lägsta värdena på  $S_{11}$ .

Däremot observeras skillnader i övriga S-parametrar. För patchantennen analyseras  $S_{21}$  vid resonansfrekvensen, där ett värde närmare 0 dB indikerar på bättre transmission, det vill säga att mindre effekt dämpas i fantomen. Resultaten visar att avståndet 30 mm ger högst  $S_{21}$  och därmed den starkaste kopplingen mellan antennerna. Det högsta värdet för  $S_{21}$  vid resonansfrekvensen är  $-40$  dB, medan det lägsta värdet är  $-50$  dB. Däremot är  $S_{21} > -60$  dB en tillräckligt bra transmissionskoefficient för dessa simuleringar, vilket innebär att samtliga resultat för olika avstånd uppfyller en acceptabel transmissionskoefficient. Det kan också konstateras att avståndet på 25 mm är mest fördelaktigt för  $S_{11}$  och 30 mm för  $S_{21}$ .

### 5.1.5 Systemdesign patchantenn

Syftet med uppställningen bestående av 16 antenner var att skapa en jämn täckning runt mätobjektet och möjliggöra mätning från flera riktningar. Eftersom varje antenn kan fungera som både sändare och mottagare ger systemet ett stort antal möjliga S-parametermätningar, vilket är fördelaktigt vid tomografisk avbildning.

Eftersom antennerna är placerade i en ring förväntas transmissionen variera beroen-

de på avståndet mellan sändande och mottagande antenn. Närliggande antenner bör generellt ge högre transmissionsnivåer än antenner placerade längre bort, eftersom signalen då färdas en kortare väg genom vatten och fantom. Resultaten visar också att samtliga transmissionskoefficienter ligger tydligt över  $-60$  dB. Detta motsvarar att mer än  $0,0001$  % av den insända effekten når mottagarporten, vilket i detta arbete bedömdes vara en tillräcklig signalnivå för vidare analys.

Samtidigt innebär de relativt höga transmissionsnivåerna mellan flera portar att viss direkt koppling mellan antennerna kan förekomma. Detta är en viktig aspekt vid fortsatt systemutveckling, eftersom signalen helst ska innehålla så mycket information som möjligt från fantomen och inte domineras av koppling mellan närliggande antenner. Från resultaten i figurerna 27a och 27b, kan man se hur kopplingen av närliggande antenner fortfarande ligger på ungefär samma nivå när fantomradien minskat med  $75$  %. Genom att minska radien ytterligare hade den elektromagnetiska kopplingen kunnat undersökas mer. Övriga transmissionsparametrar har även liknande värden vid den mindre fantomen, och ligger fortfarande över  $-60$  dB. Detta anses som ett acceptabelt resultat. För att minska kopplingen mellan närliggande antenner kan man öka avståndet mellan antenner genom att minska antalet i arrayen, alternativt göra två arrayer.

Resultaten i figur 27a visar att patchantennsystemet fungerar som ett symmetriskt flerantennsystem med god reflektion kring den önskade resonansfrekvensen och mätbara transmissionsnivåer mellan portarna. Detta gör uppställningen lovande för fortsatt utveckling, men ytterligare studier krävs för att optimera antennplacering, direkt koppling och integration med ultraljudsgivare.

### 5.1.6 Jämförelse mellan simulering och VNA-mätning

Resultaten från simuleringen och VNA-mätningen i liknande uppställning hade tydliga likheter. De verkliga antennerna resonerade vid ungefär samma frekvens som vid simulering och hade en likande bandbredd. Däremot skiljde sig de två tillverkade antennerna. Den ena antennen hade en något högre resonansfrekvens och en lite djupare  $S_{11}$ . Detta kan bero på små skillnader i geometrin som uppstått under tillverkningen.

Vid mätning av antennerna i figur 29 kan man se en tydlig dipp i båda antennernas reflektionskoefficienter vid ca  $1,8$  GHz. Detta kan bero på felkalibrering eller störning på koaxialkabeln som användes vid VNA-mätningen. Men det kan samt bero på konstruktionsfel från tillverkningen. Vid mätning av både transmission och reflektion i

figur 30 saknas denna dipp och resultatet har större likhet med simuleringsresultaten.

### 5.1.7 SAR

Resultaten som gavs av SAR-mätningarna visar hur energiabsorptionen är som störst nära ytan och sedan avtar snabbt med djupet. Efter 5 mm har den nästan halverats vilket tyder på ett begränsat penetrationsdjup. Detta kan förklaras av förluster i det vävnadsliknande materialet. Den höga permittiviteten och konduktiviteten i fantomen gör att vågen dämpas tydligt när den propagerar in i materialet.

Den asymmetriska SAR-fördelningen kan bero på patchantennens matningspunkt eller små geometriska skillnader i uppställningen. Eftersom antennen inte matas helt symmetriskt kan fältfördelningen förskjutas, vilket kan förklara att SAR-maximum ligger något åt positiv x-riktning. Området med lägre SAR i mitten kan bero på antennens fältfördelning eller interferens i fantomen.

Resultaten bör därför ses som en indikation på hur energin absorberas i fantomen. För en mer fullständig bedömning hade SAR-fördelningen kunnat jämföras med E-fältet i samma plan och analyseras för flera antenntopologier i det fullständiga systemet. Dessutom hade matningspunkten kunnat analyseras i ett parametersvep för att se hur konsekvenserna av asymmetrin hade kunnat försummas.

## 5.2 Vivaldiantenn

I denna del diskuteras Vivaldiantennens prestanda utifrån både analytiska beräkningar och simuleringar, samt hur olika omgivningsförhållanden påverkar antennens beteende.

### 5.2.1 Beräknade jämfört med simulerade dimensioner

För Vivaldiantennen gav de initiala beräkningarna dimensionerna  $L \approx 31,6$  mm och  $W \approx 11,2$  mm. Efter optimeringen erhöles istället  $L = 33,0$  mm och  $W = 38,6$  mm. Likadant som för patchantennen antas detta bero på att formlerna för antennegeometrin utgår från att antennen är omgiven av luft. Att antennen är optimerad för att verka i vatten gör att dimensionerna förändrades från de analytiska beräkningarna.

### 5.2.2 Olika fantomer

Båda fantomerna gav liknande resultat för  $S_{11}$ . Skillnaderna mellan en cylindrisk fantom och en rätblocksformad fantom är mycket små, och kurvorna sammanfaller över nästan hela frekvensintervallet, bortsett från enstaka frekvenser. Övergripande bedöms skillnaderna vara försumbara, vilket innebär att formen på fantomen har liten påverkan på reflektionskoefficienten och därmed även djuret.

Detta resulterade i att båda fantomerna uppfyllde kravet  $S_{11} < -10$  dB och resonanskurvornas övergripande form var mycket likartad. Detta indikerar att Vivaldi-antennen är relativt robust mot förändringar i fantomgeometri och att antennens bredbandiga egenskaper bibehålls även när omgivningen förändras. Resultatet tyder därför på att antennen kan fungera stabilt även vid variationer i objektets form och position, vilket är viktigt vid praktiska mätningar på biologiska objekt.

### 5.2.3 Påverkan från ultraljudsgivare

Vid simulering med närliggande ultraljudsgivarmodell uppstod inga tydliga skillnader jämfört med motsvarande uppställning utan givare. Detta kan tyda på robusthet hos antennen.

Mer troligt är att simulationen hade kunnat utföras annorlunda för att få mer tillförlitliga resultat. Avståndet mellan givare och antenn kan ha varit för stort för att påverka  $S_{11}$ . Däremot valdes ett avstånd som är rimligt för det planerade systemet. Givaren simulerades som ett rätblock av PEC. Detta skiljer sig från verkligheten där givare har en mer komplex geometri och är uppbyggda av flera material.

### 5.2.4 Olika avstånd med två antenner

För Vivaldi-antennen var  $S_{11}$  i princip oförändrat för samtliga avstånd, vilket tyder på att antennens impedansanpassning inte påverkas nämnvärt inom det undersökta avståndsintervallet. Detta kan bero på att antennerna fortfarande befinner sig i ett område där den ömsesidiga kopplingen är relativt svag och därför inte påverkar reflektionskoefficienten i någon större utsträckning. För att kunna observera tydligare variationer hade antingen större avstånd eller mindre steg mellan mätpunkterna kunnat undersökas. Även ett bredare frekvensområde hade kunnat ge ytterligare information om eventuella resonanseffekter.

Däremot observerades skillnader i  $S_{21}$  inom frekvensområdet 1,2-2 GHz. Avståndet 35 mm gav högst  $S_{21}$ . Detta indikerar att kopplingen mellan antennerna är något

starkare och mer jämn vid detta avstånd. En möjlig förklaring är att antennernas elektromagnetiska fält samverkar mer konstruktivt vid detta avstånd, vilket ger effektivare energiöverföring. Samtidigt ligger  $S_{21}$  kring  $-60$  dB och mindre, vilket innebär att endast en liten del av den utsända effekten når mottagarantennen. De önskade gränsvärdet på transmissionskoefficienten var  $S_{21} > -60$  dB, vilket inte uppfylls när Vivaldiantennens frekvens överstigit cirka  $1,5$  GHz.

### 5.2.5 Systemdesign Vivaldiantenn

Utifrån figur 50b kan det konstateras att antenner med ett större avstånd från varandra uppvisar lägre transmissionskoefficienter. Detta innebär att transmissionen och den elektromagnetiska kopplingen är starkare mellan närliggande antenner än mellan antenner med större avstånd från varandra. Resultatet är förväntat, eftersom signalen dämpas när den propagerar genom fantomen.

Resultatet är delvis förväntat, eftersom närliggande antenner har kortare avstånd mellan varandra och därför kan uppvisa starkare elektromagnetisk koppling. Samtidigt är detta inte helt önskvärt ur ett tomografiskt perspektiv, eftersom en för stor direktkoppling mellan närliggande antenner kan minska andelen signal som innehåller information från fantomen. I figur 50b och 51 visar parametrarna  $S_{21}$  och  $S_{41}$  hur transmissionssignalen aningen blir svagare vid en mindre fantom. Att  $S_{21}$  och  $S_{41}$  minskar innebär att kopplingen mellan närliggande antenner troligen inte stör systemet i stor omfattning.

En möjlig förklaring är att simuleringen utfördes med fyra antenner placerade med ett vinkelavstånd på  $90^\circ$ . I ett fullständigt system med tolv antenner blir det inbördes avståndet mellan närliggande antenner mindre, vilket sannolikt skulle öka kopplingen mellan dessa antenner ytterligare. Därför behöver en framtida systemdesign balansera antalet antenner och deras placering mot risken för ökad direktkoppling.

Det finns däremot stora skillnader mellan de lägsta och högsta S-parametrarna. Transmissionskoefficienterna ligger mellan ungefär  $-30$  dB och  $-80$  dB inom Vivaldiantennens frekvensband. Eftersom riktlinjen för transmissionen var att transmissionskoefficienterna skulle överstiga  $-60$  dB vid  $1,5$  GHz, avviker delar av resultaten från det som eftersträvades.

### 5.2.6 Simulering av antennarrayer

Simuleringen av Vivaldiantennerna i arrayer gav endast användbara resultat för en array av fyra antenner, systemet visualiserat i figur 49. Resultaten i figur 50a

visar på låga reflektionskoefficienter medan figur 50b visar på låg elektromagnetisk koppling mellan antennerna. Kopplingen ligger under -30 dB i arbetsbandet, och går ner till -50 dB vid 1,7 GHz. Detta innebär att 0.001 % av utsignalen strålar till närliggande antenner vid 1,7 GHz, den djupaste resonansen i arbetsbandet. Detta anses vara tillräckligt lågt för att inte ha större effekt på närliggande antenner. Kopplingen mellan antenner analyserades dock endast med fyra antenner, och ett större system av åtta eller tolv antenner hade gett en mer komplett bild av hur antennerna interagerar med varandra.

När fler än fyra antenner användes i en array uppstod oväntade resultat. Anledningen är sannolikt i hur excitationsporten vägledare användes i CST. En koaxialkabel, eller liknande förlängning, behövde användas när fler än fyra antenner användes i en cirkulär array, och detta ledde till oväntade beteenden av antennerna. Reflektionskoefficienterna för systemet med åtta antenner visas i figur 42. Figuren visar avvikelser från tidigare simuleringsresultat. Antennerna uppvisade även tydliga inbördes variationer, med tydliga resonanser vid olika frekvenser. Då antennerna är identiska så blir härledningen att koaxialkablarna varit fel anslutna till antennerna.

### 5.2.7 SAR

SAR analyserades med två olika matningssystem, vilket gav betydande skillnader i resultatet för SAR. I figur 43 visas SAR fördelningen för det första matningssystemet. Resultatet motsvarar dock inte det eftersträvade beteendet, då målet var att erhålla en mer centrerad strålning. I figuren framgår istället att SAR är koncentrerad till ett hörn, vilket indikerar dålig direktivitet. På grund av detta redovisas inte ytterligare djup för dessa mätningar, eftersom resultaten för  $SAR_{max}$  redan visar att antennens strålning inte är optimalt riktad.

Vid användning av det andra matningssystemet observerades däremot betydligt bättre resultat för SAR-fördelningen. I figur 48 framgår en mer centrerad SAR-fördelning, vilket bättre överensstämmer med den förväntade SAR fördelningen för antennen.

## 5.3 Jämförelse av antenner

En direkt jämförelse mellan antennernas resultat är svår att göra eftersom patch- och Vivaldiantennen är konstruerade för olika egenskaper och därför har olika förväntade beteenden. Patchantennen är en resonant och relativt smalbandig antenn, vilket innebär att den är optimerad för god impedansanpassning kring en specifik frekvens.

Vivaldiantennen är däremot en bredbandig antenn som är konstruerad för att fungera över ett större frekvensområde. Detta gör att antennerna reagerar olika på förändringar i omgivning och geometri.

Resultaten visar att patchantennen generellt uppnår lägre  $S_{11}$ -värden än Vivaldiantennen vid patchantennens resonansfrekvens, vilket indikerar bättre impedansanpassning och lägre reflektion vid i målfrekvensen 1,45 GHz. Samtidigt uppvisar Vivaldiantennen större stabilitet över ett bredare frekvensintervall, vilket är förväntat utifrån dess bredbandiga konstruktion. Detta gör Vivaldiantennen mindre känslig för variationer i frekvens och geometri.

Patchantennen visade tydligare variationer i både  $S_{11}$  och  $S_{21}$  där ett avstånd på 25 mm gav bäst transmission och lägst reflektion. Vivaldiantennen uppvisade däremot nästan oförändrat  $S_{11}$  för samtliga avstånd, vilket indikerar att dess impedansanpassning är mer stabil inom det undersökta intervallet. Däremot varierade  $S_{21}$  där 35 mm gav högst transmission. Detta tyder på att Vivaldiantennens koppling främst påverkas genom förändringar i fältutbredningen snarare än genom förändrad impedansanpassning.

Simulationerna visar även att ingen av antenntyperna påverkas avsevärt vid närhet av transducer. Däremot fanns en liten försämring av resonansens djup för patchantennen. Vivaldiantennen visade ingen märkbar skillnad i  $S_{11}$ . Detta kan tyda på att Vivaldiantennen är något mer lämpad i ett kombinerat system.

Sammantaget visar resultaten att patchantennen ger bättre impedansanpassning och starkare koppling vid en specifik resonansfrekvens, medan Vivaldiantennen erbjuder större robusthet och stabilitet över varierande förhållanden och frekvenser. Vilken antenn som är mest lämplig beror därför på tillämpningen. För system där hög effektivitet kring en specifik frekvens är viktig kan patchantennen vara fördelaktig, medan Vivaldiantennen kan vara mer lämplig i bredbandiga tillämpningar eller miljöer där geometrin varierar.

### 5.3.1 Systemdesign

Antennsystemen för patch- och Vivaldiantennerna behövde utformas på olika sätt eftersom antennerna har olika elektromagnetiska egenskaper, geometri och användningsområden. Patchantennen är relativt kompakt, vilket möjliggjorde att ett större antal antenner kunde placeras tätt runt fantomen. Genom att använda 16 antenner med jämn vinkelfördelning skapades en mer heltäckande rumslig täckning

kring fantomen.

Vivaldiantennen är däremot betydligt större och mer bredbandig än patchantennen, vilket gör att färre antenner får plats runt samma fantom utan att antennerna interfererar. Därför användes initialt fyra antenner med större vinkelavstånd mellan elementen. Ett system med fler Vivaldiantenner utvecklades senare genom två förskjutna antennarrayer, vilket möjliggjorde högre täckningsgrad samtidigt som antennernas fysiska storlek kunde hanteras. Detta system hann inte undersökas då integrering av koaxialkabel och två antennarrayer skapade opålitliga resultat.

Även de praktiska konstruktionskraven skiljde systemen åt. Vivaldisystemet behövde integreras i en fysisk applikator för användning i vatten och för att kunna kombinera mikrovågsmätningar med ultraljudsgivare. Detta ställde krav på mekanisk stabilitet, vattentätighet och möjlighet att montera flera antennarrayer kring fantomen. För patchantennsystemet fokuserade arbetet istället på simulering och elektromagnetisk prestanda i CST, då en fysisk konstruktion med en sextonsidig kopparstruktur bedömdes ligga utanför projektets omfattning.

### 5.3.2 Integrering med ultraljudsgivare

Systemet för både patch- och Vivaldiantennerna har designats med målet att kunna integreras med ultraljudsgivare. I båda fallen har det tagits i beaktande att ultraljudsgivarna ska få plats och inte skymmas av antennerna i systemet. Eftersom Vivaldisystemet designades med två antennarrayer och en plattform finns det mer utrymme för ultraljudsgivarna jämfört med patchsystemet. Då ultraljudsgivarna behöver placeras mellan antennerna kommer en länk av ultraljudsgivare ha ungefär lika mycket utrymme som en patchantenn. I detta projekt har vi inte undersökt om det utrymmet är nog för att ultraljudsgivarna ska få plats och ha önskad prestanda. Om utrymmet inte räcker, kan en design likt Vivaldisystemet med två antennarrayer övervägas för patchsystemet.

### 5.3.3 SAR hos antennerna

SAR minskar med djupet i fantomen, vilket överensstämmer med teorin för både SAR och inträngningsdjup från sektion 2.2 och 2.3.

Eftersom  $S_{21}$  är lågt, med värden under  $-30$  dB över hela frekvensintervallet och som lägst ner mot  $-90$  dB, indikerar detta låg transmission. Detta innebär att en stor del av effekten dämpas i fantomen.

SAR-plotten för patchantennen uppvisar ett tydligt mönster jämfört med Vivaldi-antennen. Precis som för Vivaldiantennen absorberas en stor del av effekten nära fantomens yta. Detta stöds även av  $S_{21}$ , där transmissionen för patchantennen ligger runt  $-50$  dB vid den önskade frekvensen, vilket innebär att en stor del av effekten dämpas i fantomen.

Vid jämförelse av antennernas SAR-fördelning framgår det att patchantennen ger en mer jämn energifördelning, medan Vivaldiantennen uppvisar en mer ojämn fördelning där effekten koncentreras till vissa områden. Detta kan bero på Vivaldiantennens matningssystem, och att det behöver justeras för att uppnå ett jämnt elektriskt fält mellan antennens strålningsarmar.

Patchantennen har generellt en mer koncentrerad fältfördelning med mindre spridning. Samtidigt kan det, utifrån figur 28 och figur 48, observeras att effekten minskar snabbare mellan  $SAR_{max}$  och  $+5$  mm för patchantennen jämfört med Vivaldiantennen. Vivaldiantennen har ett något bättre penetrationsdjup.

## 5.4 Den mest lämpliga antennen

Utifrån resultaten bedöms patchantennen vara den mest lämpliga antennen för detta arbete. Den uppvisade tydlig resonans nära den önskade frekvensen  $1,45$  GHz, god impedansmatchning och tillräckligt starka transmissionsnivåer mellan antennerna. Dessutom kunde patchantennen verifieras experimentellt med VNA, där mätningarna visade tydliga likheter med simuleringarna.

Vidare hade patchantennen fördelen att den är kompakt. Detta gjorde det möjligt att placera 16 antenner runt den cylindriska fantomen, vilket gav god rumslig täckning runt mätobjektet. För ett tomografisystem är detta viktigt, eftersom fler mätvinklar kan ge mer information om objektets elektromagnetiska egenskaper [14]. Däremot ska det noteras att fler antal antenner innebär samtidigt en ökad risk för elektromagnetisk koppling mellan dem [18]. Systemsimuleringen visade dessutom mätbara transmissionsnivåer mellan portarna, vilket tyder på att signaler kan registreras från flera riktningar.

SAR-resultaten för patchantennen visade en relativt tydlig och förutsägbar energifördelning, även om en viss asymmetri observerades. Energin absorberades främst nära ytan och avtog snabbt med djupet, vilket är förväntat i vävnadsliknande material där permittivitet och konduktivitet påverkar dämpningen av elektromagnetiska vågor [10], [16]. Trots detta var SAR-fördelningen mer centrerad än både den ur-

sprungliga Vivaldiantennens SAR-fördelning men också den justerade. Detta gör patchantennen mer förutsägbar i den aktuella uppställningen.

Vivaldiantennen hade däremot flera viktiga fördelar. Den uppvisade en mycket större bandbredd och var mindre känslig för förändringar i fantomgeometri och avstånd. Detta är positivt för ett system där form och placering kan variera mellan olika mätobjekt. Den bredbandiga egenskapen kan också vara fördelaktig vid framtida tomografisk avbildning eftersom frekvensberoende information kan användas som indata till rekonstruktionsalgoritmer [14]. Efter omdimensionering av matningssystemet förbättrades även SAR-fördelningen, vilket visar att Vivaldiantennen har potential efter fortsatt optimering.

Samtidigt hade Vivaldiantennen större praktiska och simuleringsmässiga utmaningar i detta arbete. Antennen var större än patchantennen, vilket begränsade antalet antenner som kunde placeras runt fantomen. Simuleringarna med fler antenner gav dessutom mer osäkra resultat, särskilt vid integrering av koaxialkablar och flera antennarrayer. Vivaldiantennen hann inte heller verifieras experimentellt, vilket gör det svårare att bedöma hur väl simuleringarna motsvarar verkliga mätningar.

Sammantaget bedöms patchantennen vara det mest lämpliga alternativet för den aktuella proof-of-concept-studien. Antennen gav stabila resultat, kunde integreras i ett kompakt flerantennsystem och verifierades experimentellt. Vivaldiantennen är däremot fortfarande ett intressant alternativ för framtida arbete, särskilt om målet är bredbandig avbildning och bättre anpassning till varierande geometrier. Med ytterligare optimering av matningssystem, applikator och experimentell verifiering kan Vivaldiantennen därför bli mer konkurrenskraftig i en vidareutvecklad version av EM/US-systemet.

## 5.5 Förbättringsområden

En anledning till att de två tillverkade patchantennerna skiljde sig i resonansfrekvens beror troligtvis på små variationer i geometrin som uppstod under tillverkningen. Eftersom patchantenner är resonanta strukturer kan även mycket små förändringar i längd, bredd eller matningsposition påverka resonansfrekvensen och impedansanpassningen. Med mer tid för tillverkning och noggrannare tillverkningsmetoder hade geometriska avvikelser kunnat minskas, vilket sannolikt skulle ge mer reproducerbara resultat och bättre överensstämmelse mellan simulering och mätning.

En annan begränsning var att simuleringarna och experimentella verifieringen base-

rades på förenklade vävnadsmodeller bestående av homogena materiallager. Verklig biologisk vävnad är betydligt mer komplex och består av flera olika vävnadstyper med varierande dielektriska egenskaper, exempelvis fett, muskler och organvävnad. Dessa variationer påverkar hur elektromagnetiska vågor propagerar, absorberas och reflekteras i materialet. De förenklade fantomerna kan därför ge en idealiserad bild av systemets prestanda jämfört med verklig biologiska vävnad. Mer realistiska fantomer och anatomiska modeller hade därför kunnat ge mer tillförlitliga resultat och bättre representera praktiska tillämpningar. Exempelvis hade heterogena strukturer och mer realistiska geometrier kunnat inkluderas i simuleringarna för att analysera hur systemet påverkas vid variation av vävnader. Trots detta visar resultaten på minimala skillnader i reflektionskoefficient vid rätblocksphantom och cylindrisk phantom. Detta kan indikera att systemet inte är känsligt för variationer av geometri, men behöver prövas innan slutsats.

Vid verifieringen av patchantennen genomfördes en kalibreringsfas. Kalibreringsfel kan ha påverkat resultaten och bidragit till skillnader i antennernas uppmätta egenskaper. Mätupställningen hade därför kunnat förbättras genom mer stabil kabeldragning och mer noggrann kalibrering av VNA-systemet. Detta hade kunnat minska mätfel och störningar, såsom de oönskade dippar som observerades i vissa reflektionsmätningar.

En ytterligare begränsning i verifikationerna av patchantennen var att antennerna hölls manuellt under mätningarna med phantom. Detta innebar att avståndet mellan phantom och antenn och vinkel inte var precist, vilket kan ha påverkat kopplingen och de uppmätta S-parametrarna. En förbättring hade varit att ha en enkel applikator för antennerna för att minska osäkerheten.

Fantomen var dessutom inlindad i ett tunt plastlager för att förhindra att den löstes upp. Plasten bedöms inte ha påverkat mätresultaten i någon större utsträckning eftersom den endast utgjorde ett mycket tunt dielektriskt lager. Den främsta konsekvensen var att luftbubblor bildades mellan fantomen och plasten, vilket kan ha påverkat kopplingen mellan antennen och vävnaden. En möjlig förbättring hade varit att använda en vattenbaserad gel istället för vatten, vilket hade ersatt behovet av plasten.

En ytterligare begränsning var att patchapplikatorn endast utvärderades i CST. Den fysiska konstruktionen bedömdes, under arbetets gång, som för omfattande inom projektets tidsram, eftersom systemet bygger på en sextonsidig kopparstruktur med 16 antennpositioner. Därför kunde praktiska aspekter som tillverkning, monte-

ring, kabeldragning och vattentätthet inte verifieras. En framtida förbättring vore att tillverka patchapplikatorn och jämföra uppmätta S-parametrar med simuleringarna.

## 5.6 Framtida arbete

Fortsatt utveckling är att experimentellt verifiera hela antensystemet för att undersöka reflektion och transmission mellan flera antenner i den tänkta uppställningen. Detta skulle ge en bättre förståelse för hur systemet fungerar som helhet och möjliggöra jämförelser mellan simulerade och uppmätta resultat i en realistisk miljö. Dessutom bör experimentell verifiering utföras på Vivaldiantenner samt verifiera då mätuppställningen är mer exakt och där fler fantomgeometrier testas. Även tomografisk avbildning av olika fantomgeometrier bör undersökas för att verifiera att systemet fungerar som bildgivningsmetod.

Vidare arbete kan även inkludera integration av ultraljudsgivare i systemet för att undersöka hur givarens material, geometri och placering påverkar antennernas prestanda och de uppmätta  $S$ -parametrarna. I detta arbete modellerades givarna förenklat och simulerades endast med en antenn. Detta innebär att ytterligare studier krävs för att analysera den elektromagnetiska kopplingen mellan ultraljudsgivare och antenner.

En mer omfattande analys av ultraljudsgivarnas påverkan hade kunnat genomföras, exempelvis genom att simulera olika systemgeometrier. Exempelvis hade olika distanser mellan matningsledaren och ultraljudsgivaren i en parametersvepning kunnat studeras. En annan relevant uppställning hade bestått av två antennarrayer, där varje array innehåller åtta patchantennor och åtta ultraljudsgivare. Detta hade möjliggjort undersökning av givarnas påverkan på reflektionskoefficienterna, i olika uppställningar. Särskilt transmissionskoefficienter hade varit relevanta att analysera, eftersom de beskriver hur signalen sprids mellan antennerna genom fantomen. Det bör också noteras att ultraljudsgivarna modellerades som förenklade rätblock av PEC, medan verkliga ultraljudsgivare har en mer komplex geometri och består av flera material. Resultatet bör därför ses som en indikation på möjlig påverkan, snarare än en exakt beskrivning av ett verkligt EM/US-system.

För patchantennsystemet hade det varit intressant att analysera hur transmissionen förändras vid alternativa uppställningar. En alternativ uppställning hade varit att dela upp patchantennerna i två separata antennarrayer med åtta antenner i varje array. En sådan uppställning hade också kunnat vara intressant för ultraljudsgivarna, något som diskuterats i stycket ovan.

## 6 Slutsats

Detta arbete har visat utveckling och simulering av två antenntyper avsedda för ett kombinerat elektromagnetiskt och ultraljudsbaserat tomografisystem för smådjursavbildning. En patchantenn och en Vivaldiantenn har designats och utvärderats med avseende på reflektion, transmissions samt elektromagnetisk fältfördelning i vävnadsliknande fantomer. Dessutom verifierades patchantennen experimentellt med VNA-mätningar. Detta utfördes inte för Vivaldiantennen på grund av förseningar i tillverkning och leverans.

Resultaten visar att båda antennerna uppfyller grundkraven, med reflektionskoefficienter mindre än  $-10$  dB vid de aktuella frekvenserna. Patchantennen uppvisade tydlig resonans och generellt bättre impedansanpassning vid sin resonansfrekvens, medan Vivaldiantennen visade bredare bandbredd och större robusthet mot förändringar i omgivning och geometri.

Jämförelsen mellan simuleringar och VNA-mätningar visar god överensstämmelse för patchantennen vad gäller resonansfrekvens och bandbredd. Dock sågs vissa avvikelser. Dessa kan främst förklaras av tillverkningskillnader och osäkerhet i mätuppställning. Undersökning av SAR visar att båda antenntyperna avger energi nära fantomens yta, med en snabbt avtagande absorption med djupet. Vivaldiantennen visar ett något bättre penetrationsdjup. Den uppvisar även en mer ojämn SAR-fördelning, där patchantennen visar högre direktivitet och förutsägbar energifördelning.

Patchantennen anses vara mest lämpad att fokusera på i fortsatt arbete. Detta då den uppvisade fördelaktiga simuleringsresultat samt tydliga likheter i VNA-mätningar. Däremot bör fortsatt arbete även fokusera på att experimentellt verifiera Vivaldiantennen då även den uppvisade lovande simuleringsresultat.

## Referenser

- [1] M. Montelius, M. Ljungberg, M. Horn och E. Forssell-Aronsson, "Tumour size measurement in a mouse model using high resolution MRI," *BMC Medical Imaging*, årg. 12, nr 1, s. 12, maj 2012. DOI: 10.1186/1471-2342-12-12.
- [2] G. Ayers m.fl., "Volume of preclinical xenograft tumors is more accurately assessed by ultrasound imaging than manual caliper measurements," *Journal of Ultrasound in Medicine*, årg. 29, nr 6, s. 891–901, juni 2010. DOI: 10.7863/jum.2010.29.6.891.
- [3] D. W. Brough, J. T. Murkin, H. E. Amos, A. I. Smith och K. D. Turley, "Comparing Variability in Measurement of Subcutaneous Tumors in Mice Using 3D Thermal Imaging and Calipers," *Comparative Medicine*, årg. 72, nr 6, s. 364–375, dec. 2022. DOI: 10.30802/AALAS-CM-22-000033.
- [4] M. Puskás, B. Gergics, L. Kovács och D. A. Drexler, "Tumor Volume Measurements in Animal Experiments: Current Approaches and Their Limitations," i *System Dependability – Theory and Applications*, W. Zamojski, J. Mazurkiewicz, J. Sugier, T. Walkowiak och J. Kacprzyk, utg., Cham: Springer Nature Switzerland, 2024, s. 206–217, ISBN: 978-3-031-61857-4. DOI: 10.1007/978-3-031-61857-4\_20.
- [5] D. T. Lauber, A. Fülöp, T. Kovács, K. Szigeti, D. Máthé och A. Szijártó, "State of the art in vivo imaging techniques for laboratory animals," *Laboratory Animals*, årg. 51, nr 5, s. 465–478, 2017. DOI: 10.1177/0023677217695852.
- [6] A. L. Puaux m.fl., "A comparison of imaging techniques to monitor tumor growth and cancer progression in living animals," *International Journal of Molecular Imaging*, årg. 2011, s. 321–338, 2011. DOI: 10.1155/2011/321538.
- [7] M. Bausart m.fl., "Mismatch between Bioluminescence Imaging (BLI) and MRI in Monitoring Tumor Growth: The Importance of Multimodality Imaging," *Cancers*, årg. 15, nr 6, s. 1919, 2023. DOI: 10.3390/cancers15061919.
- [8] A. Greco m.fl., "Ultrasound biomicroscopy in small animal research: applications in molecular and preclinical imaging," *Journal of Biomedicine and Biotechnology*, årg. 2012, s. 519–538, 2012. DOI: 10.1155/2012/519238.
- [9] A. B. Ramirez, A. V. de Wit och K. W. A. van Dongen, "Multi-Physics Inversion of Acoustic and Electromagnetic Wave Fields," i *2024 IEEE UFFC Latin America Ultrasonics Symposium (LAUS)*, 2024, s. 1–4. DOI: 10.1109/LAUS60931.2024.10553197.

- [10] C. Baumgartner m. fl., *IT'IS Database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues*, IT'IS Foundation, version 5.0, Data retrieved for frequency 1.5 GHz, 21 aug. 2025. DOI: 10.13099/VIP21000-05-0. hämtad 9 maj 2026. URL: <https://itis.swiss/database>.
- [11] S. Semenov, "Microwave tomography: review of the progress towards clinical applications," *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, årg. 367, nr 1900, s. 3021–3042, 2009. DOI: 10.1098/rsta.2009.0092.
- [12] X. Wang, H. Guo, C. Zhou och J. Bai, "High-resolution probe design for measuring the dielectric properties of human tissues," *Biomedical Engineering Online*, årg. 20, nr 1, s. 86, aug. 2021. DOI: 10.1186/s12938-021-00924-1.
- [13] C. Origlia, D. O. Rodriguez-Duarte, J. A. Tobon Vasquez, J. C. Bolomey och F. Vipiana, "Review of Microwave Near-Field Sensing and Imaging Devices in Medical Applications," *Sensors*, årg. 24, nr 14, s. 4515, juli 2024. DOI: 10.3390/s24144515.
- [14] N. K. Nikolova, *Introduction to Microwave Imaging* (EuMA High Frequency Technologies Series). Cambridge University Press, 2017, ISBN: 9781107085565.
- [15] L. Vallozzi, C. Hertleer och H. Rogier, "Latest developments in the field of textile antennas," i *Smart Textiles and their Applications*, Woodhead Publishing, 2016, s. 599–626. DOI: 10.1016/B978-0-08-100574-3.00026-6.
- [16] M. S. Venkatesh och G. S. V. Raghavan, "An Overview of Microwave Processing and Dielectric Properties of Agri-food Materials," *Biosystems Engineering*, årg. 88, nr 1, s. 1–18, 2004. DOI: 10.1016/j.biosystemseng.2004.01.007.
- [17] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design (4th Edition)*. John Wiley Sons, 2016, ISBN: 978-1-118-64206-1. URL: <https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpATADE01N/antenna-theory-analysis/antenna-theory-analysis?kpromoter=federation>.
- [18] M. E. Bialkowski, Y. Wang, A. A. Bakar och W. C. Khor, "UWB microwave imaging system including circular array antenna," i *18-th International Conference on Radar and Wireless Communications*, 2010, ISBN: 978-1-4244-5914-8.
- [19] S. Ahdi Rezaeieh, Y.-Q. Tan och A. Abbosh, "Design of coupling medium for pulmonary edema microwave detection system," i *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, s. 2057–2058. DOI: 10.1109/APS.2013.6711687.

- [20] M. M. Paulides, J. F. Bakker, N. Chavannes och G. C. V. Rhoon, "A Patch Antenna Design for Application in a Phased-Array Head and Neck Hypertermia Applicator," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, årg. 54, nr 11, s. 2057–2063, 2007. DOI: 10.1109/TBME.2007.895111.
- [21] S. King, G. Jombo, O. Simpson, W. Duan och A. Bowles, "Coaxial Cable Distributed Strain Sensing: Methods, Applications and Challenges," *Sensors*, årg. 25, nr 3, s. 650, 2025. DOI: 10.3390/s25030650.
- [22] W. Zhang, J. Xie, N. Somjit m. fl., "Design and optimization of miniaturized co-planar Vivaldi antennas for enhanced microwave imaging in brain hemorrhage detection," *Scientific Reports*, 2025. DOI: 10.1038/s41598-025-30655-5.
- [23] Rogers Corporation, *FR-4 Material Properties*, hämtad: 2026-05-13, 2024. URL: <https://rogerscorp.com>.
- [24] Rogers Corporation, *RO4000® Series High Frequency Laminates: RO4003C™ and RO4350B™ Data Sheet*, Technical Data Sheet, Rogers Corporation. hämtad 5 maj 2026. URL: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4350b-laminates>.
- [25] M. A. Aldhaeabi, M. A. Alzabidi, I. Elshafiey och A. F. Sheta, "Development of UWB antenna array for hyperthermia treatment," i *2013 IEEE Symposium on Wireless Technology Applications (ISWTA)*, 2013, s. 355–358. DOI: 10.1109/ISWTA.2013.6688803.
- [26] M. Pérez, J. Garnica, A. Fajardo och C. I. Páez, "A UWB Vivaldi Antenna for Time-Domain Radar Applications," i *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*, 2022, s. 1900–1901. DOI: 10.1109/AP-S/USNC-URSI47032.2022.9886120.
- [27] Dassault Systèmes, *CST Studio Suite — Electromagnetic Field Simulation Software*, Accessed: 2026-02-22, 2024. URL: <https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite>.
- [28] CST – Computer Simulation Technology, *CST Microwave Studio: Advanced Topics*, Version 5, Advanced Topics Manual, CST – Computer Simulation Technology, 2003. URL: [https://perso.telecom-paristech.fr/begaud/intra/CTS\\_MWS\\_AdvancedTopics.pdf](https://perso.telecom-paristech.fr/begaud/intra/CTS_MWS_AdvancedTopics.pdf).
- [29] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4. utg. Wiley, 2012, ISBN: 9780470631553 0470631554.

INSTITUTIONEN FÖR ELEKTROTEKNIK (E2)  
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA  
Göteborg, Sverige 2026  
[www.chalmers.se](http://www.chalmers.se)



**CHALMERS**