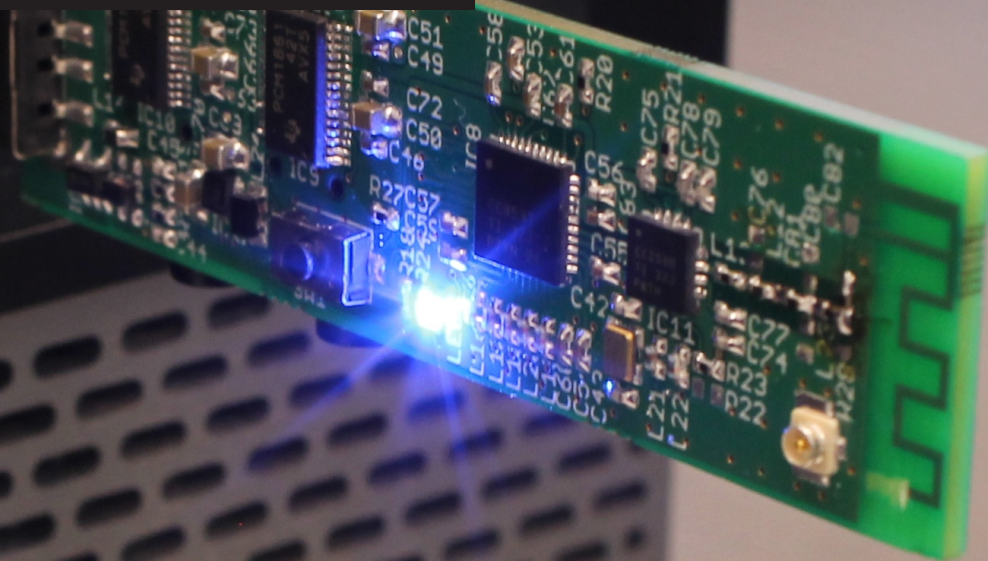


# Draadloos HiFi audio systeem

Bachelor thesis

Frits Kastelein  
Niels Koeman

Technische Universiteit Delft





# Draadloos HiFi audio systeem

Bachelor thesis

door

**Frits Kastelein**  
**Niels Koeman**

in overeenstemming met de vereisten voor het verkrijgen van de graad van

**Bachelor of Science**  
in Electrical Engineering

aan de Technische Universiteit Delft,

Begeleider: dr. ir. G. Janssen

*Op dit verslag is geheimhouding van toepassing tot en met 19 juni 2015.*



# Voorwoord

Dit document beschrijft de ontwerpprocedure en technische details van de antenne behorende tot het project "Wireless HiFi audio distribution system". Het project is een Bachelor Afstudeer Project als afsluiting van de bachelor 'Electrical Engineering' aan de Technische Universiteit Delft. Het eindproduct is opgedeeld in het antenneontwerp en het PCB ontwerp. Van elk ontwerpproces is een verslag geschreven in de vorm van een thesis. Rens Bloom, Chris Bonsema en Lars Wijtemans waren verantwoordelijk voor het PCB deel.

Dank aan Jeroen Bastemeijer, Pascal Aubry en Gerard Janssen die ons geholpen hebben met dit project.

*Frits Kastelein  
Niels Koeman  
Delft, juni 2014*



# Inhoudsopgave

<b>Samenvatting</b>	<b>vii</b>
<b>1 Inleiding</b>	<b>1</b>
<b>2 Programma van eisen</b>	<b>3</b>
2.1 Inleiding . . . . .	3
2.2 Gebruiker . . . . .	3
2.3 Omgeving . . . . .	4
2.4 Ontwerp . . . . .	4
2.5 Productie. . . . .	5
2.6 Liquidatie . . . . .	5
2.7 Verkoop . . . . .	5
<b>3 Verwant onderzoek</b>	<b>7</b>
3.1 Spectrumgebruik . . . . .	7
3.2 EM-golven in een ruimte . . . . .	8
3.2.1 EM-golven . . . . .	8
3.2.2 Vrije ruimte demping . . . . .	8
3.2.3 Reflectie, transmissie en absorptie in een medium . . . . .	9
3.3 Antennetheorie . . . . .	10
3.3.1 Basisconcepten . . . . .	10
3.3.2 Antennegeometrie . . . . .	12
3.4 PCB-antennes. . . . .	13
3.5 Transmissielijn . . . . .	15
3.5.1 Concept . . . . .	15
3.5.2 Karakteristieke impedantie . . . . .	15
3.5.3 Elektrische reflecties . . . . .	16
3.5.4 Compensatienetwerken . . . . .	17
<b>4 Ontwerpfase</b>	<b>19</b>
4.1 Antennegeometrie . . . . .	19
4.1.1 Afmetingen . . . . .	19
4.1.2 Gain . . . . .	19
4.1.3 Polarisatie . . . . .	19
4.1.4 Efficiëntie . . . . .	19
4.1.5 Bandbreedte. . . . .	19
4.1.6 Afweging . . . . .	19
4.2 Antenne en transmissielijn afmetingen . . . . .	20
4.3 Compensatienetwerk. . . . .	21
4.3.1 Zender . . . . .	21
4.3.2 Ontvanger . . . . .	22
4.4 Dubbele antenne . . . . .	24
4.5 PCB layout. . . . .	24
4.6 Vermogen . . . . .	25
<b>5 Test en resultaten</b>	<b>27</b>
5.1 Testopstelling en plan van aanpak . . . . .	27
5.2 Resultaten en verwerking . . . . .	29

---

<b>6 Conclusie</b>	<b>35</b>
6.1 Belangrijke eisen aan gebruiker en ontwerp . . . . .	35
6.2 Minder relevante eisen aan gebruiker en ontwerp . . . . .	36
6.3 Eisen aan de omgeving en liquidatie . . . . .	37
6.4 Eisen aan de productie en verkoop . . . . .	37
<b>7 Discussie en reflectie</b>	<b>39</b>
7.1 Discussie. . . . .	39
7.1.1 Bandbreedte. . . . .	39
7.1.2 Compensatienetwerk. . . . .	39
7.1.3 Zendvermogen . . . . .	39
7.1.4 Positionering van de ontvanger. . . . .	39
7.1.5 Uniform stralingspatroon . . . . .	39
7.2 Reflectie . . . . .	40
<b>Bibliografie</b>	<b>41</b>



# Samenvatting

Deze thesis gaat over het ontwerpen van antennes voor een draadloos audiosysteem. De zender van het audiosysteem beschikt over een IFA (inverted-F antenne) en de ontvanger over twee MIFA's (meandered inverted-F antenne). Door de antennes te meten zijn waarden voor het compensatienetwerk ontworpen die het bereik van het audiosysteem moeten verhogen. Dit is uiteindelijk niet gelukt. De oorzaak kan aan het PCB ontwerp liggen of aan de manier van compenseren.



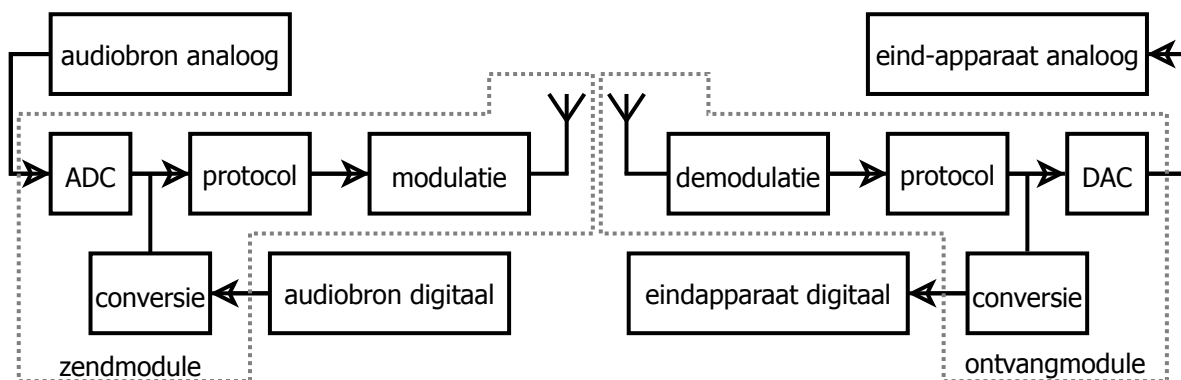
# 1

## Inleiding

Deze thesis gaat over het ontwerpen van antennes voor een draadoos systeem dat in staat moet zijn om eenvoudig een kabel te vervangen, zodat een audiobron draadloos op een speaker kan worden aangesloten.

Tegenwoordig zijn er diverse chips beschikbaar voor draadloze transmissie van audiosignalen waarmee een kabel kan worden vervangen. De basis voor dit systeem is de TI85xx audiochip. Dit is een volwaardige audiochip die het mogelijk maakt om digitaal audio draadloos te verzenden en te ontvangen. Het systeem zal bestaan uit een zender op USB stick formaat en een ontvanger die in een speaker ingebouwd kan worden.

De zender beschikt over een CC8531 audiochip van Texas Instruments [1]. De ontvanger beschikt over een CC8530 audiochip van Texas Instruments[1]. Ze beschikken beide over een CC2590 versterker van Texas Instruments [2], en antenne. Verschillen tussen de zender en ontvanger zijn vooral aan de in- en uitgangen te zien. De zender is voorzien van een USB-aansluiting en een 3.5mm analoge ingang. Omdat de audiochip alleen digitale signalen accepteert, is er in de zender ook een Analoog Digitaal Converter (ADC) te vinden. De ontvanger beschikt over een digitale optische Toslink aansluiting en een analoge 3.5mm-aansluiting. Om het analoge signaal terug te winnen, wordt een Digitaal Analoog Converter (DAC) gebruikt. Een schematisch overzicht van de ontvanger en zender is weergegeven in figuur 1.1.



Figuur 1.1: Systeemoverzicht

De thesis bestaat uit een aantal delen. Hieronder wordt per deel uitgelegd wat er behandeld wordt.

- Programma van eisen

Wat zijn de eisen aan het systeem? Dit wordt onderverdeeld in eisen van de gebruiker, eisen van de omgeving en eisen van het ontwerp. Ook wordt kort gekeken naar de productie en liquidatie van ons product/systeem.

- Verwant onderzoek

Welke kennis is nodig om de thesis te begrijpen? Welke kennis is nodig om in de ontwerp-fase de juiste keuzes te kunnen maken? Aan bod komen onder meer: antenne-geometrie, transmissielijnen, compensatienetwerken en demping van EM-golven door verschillende materialen.

- Ontwerpfase

Welke beslissingen moeten worden genomen om aan zoveel mogelijk eisen van het programma van eisen te voldoen? De antennes die gebruikt zijn worden gekozen en die keuze wordt onderbouwd. Met behulp van de theorie uit verwant onderzoek worden waarden van de compensatienetwerken gekozen.

- Resultaten

Op welke wijze zijn de antennes getest? Wat zijn de resultaten van deze metingen? Hoe kunnen de resultaten verbeterd worden? Door de antennes aan te passen wordt geprobeerd het bereik van het systeem te vergroten. Het hoofdstuk 4, Ontwerpfase, maakt gebruik van het hoofdstuk 5, Test en resultaten, voor het berekenen van de compensatienetwerken.

- Conclusie

Is aan alle eisen uit het programma van eisen voldaan? Lopend door de lijst van eisen zal gekeken worden in hoeverre de eisen gehaald zijn

- Discussie

Wat ging er goed? Wat ging er minder goed? Welke aanpak kan in de toekomst tot een beter resultaat leiden. Door terug te kijken op het gehele ontwerp- en testproces worden er aanbevelingen gedaan voor de toekomst.

Sidenote:

De bronnen van gebruikte afbeeldingen zijn toegevoegd als link in het bijschrijft. Deze bronnen zijn alleen digitaal te openen.

# 2

## Programma van eisen

### 2.1. Inleiding

Dit project behelst het ontwerp van een systeem waarmee audioapparaten draadloos met elkaar verbonden kunnen worden. Het beoogde systeem zal in de vorm van een inbouwmodule op de markt gebracht worden en richt zich op de consumenten. Het systeem wordt verkocht aan speakerfabrikanten die speakers maken voor de consumentenmarkt. Een uitbreiding naar de professionele markt is goed mogelijk maar wordt in deze thesis niet behandeld. Draadloze systemen voor speakers bestaan al en maken vaak gebruik van bluetooth-technologie. Nadelen van dit systeem zijn onder andere een lage kwaliteit, laag bereik en beperkte verbindingsmogelijkheden.

Een belangrijke stap in het ontwerp en de ontwikkeling van een product is een duidelijk programma van eisen. Heldere eisen geven een duidelijke richting aan het project en geven een goede basis voor reflectie achteraf. Hieronder zullen de eisen aan het product vanuit verschillende perspectieven worden belicht. Omdat deze thesis gericht is op het antenne-ontwerp zullen eerst de eisen aan het gehele systeem gespecificeerd worden en vervolgens de specifieke eisen aan de antenne.

### 2.2. Gebruiker

Eisen vanuit het oogpunt van de gebruiker. Welke functionaliteit moet het product hebben en aan welke praktische eisen moet het voldoen? Het uitgangspunt van het ontwerp is de vervanging van kabels in huis. Hieruit volgen dan ook een aantal eisen met betrekking tot het gebruik. De eisen voor het gebruik geven later een basis voor de kwantitatieve eisen aan het ontwerp.

- Het systeem moet op een Plug&Play wijze geïnstalleerd kunnen worden. Na aansluiting moet het systeem direct werken.
- Zowel digitale als analoge bronnen moeten aangesloten kunnen worden met een USB-aansluiting en een 3.5 mm kabel.
- De digitale zender moet via USB aangesloten kunnen worden op een PC of laptop met Windows 7 of hoger.
- Het ontwerp van de zender moet klein genoeg zijn zodat er twee naast elkaar op een USB-poort aangesloten kunnen worden.
- De ontvanger moet in een actieve speaker passen van 10 cm x 15 cm x 20 cm.

Deze bovenstaande eisen, die gelden voor het systeem als geheel, spelen in dit onderzoek een minder belangrijke rol. De onderstaande eisen zijn veel specifieker gericht op het antennedeel en zullen daarom ook worden behandeld in hoofdstuk 6, Conclusie.

- Draadloze verbinding tussen zender en ontvanger moet vierkanaals, 48kHz 16 bits audio transmissie mogelijk maken.
- Er moeten vier ontvangers tegelijkertijd met één zender draadloos verbonden kunnen worden.

- Een ontvanger moet minimaal op 15 m en door één muur verbinding kunnen maken met de zender.
- Draadloze verbinding moet mogelijk zijn in aanwezigheid van één draadloze 2.4GHz router op 5m afstand.
- Positionering van zender en ontvanger ten opzichte van elkaar in de ruimte mag geen invloed hebben op de verbinding.

### 2.3. Omgeving

Vanuit de Europese Unie zijn er regels omtrent de uitstraling van elektromagnetische golven. Vanuit het Agentschap Telecom wordt gecontroleerd op regelgeving en het maximale zendvermogen van apparatuur. Op 2.4GHz mag een antenne maximaal 100mW zenden. [3] Dit is dus ook het maximale zendvermogen dat de antenne in dit systeem mag uitzenden. Een ander aandachtspunt vanuit de omgeving is de productie van de onderdelen. Bij de productie van PCB's en chips komen veel chemische processen en materialen kijken. Als hier niet goed mee omgegaan wordt, kan dit zeer schadelijk zijn voor het milieu en de bevolking. Vanuit ethische overwegingen wordt de eis gesteld dat de productie van het product geen schade mag toedoen aan de bevolking en medewerkers die het betrokken zijn bij het maken van dit product.

### 2.4. Ontwerp

Om de eisen vanuit de gebruiker en de beoogde oplossing waar te kunnen maken worden de volgende technische eisen gesteld. Deze zijn onderverdeeld in twee delen. Het eerste deel zijn algemene eisen voor het hele systeem en het tweede deel meer specifiekere eisen voor het antenneontwerp. Naar de eisen van het eerste deel wordt maar kort gekeken in hoofdstuk 6, Conclusie. Het tweede deel komt uitgebreider aan bod.

- De audiochip moet Plug&Play aansluiten mogelijk maken.
- De zender moet voorzien zijn van een USB- en 3.5mm Jack-aansluiting voor digitale en analoge input.
- De ontvanger moet voorzien zijn van een Toslink optische en 3,5mm Jack-aansluiting voor digitale en analoge output.
- De audiochip moet 4 kanaals 48kHz 16bits audio input ondersteunen zodat er twee stereosignalen tegelijk verzonden kunnen worden.
- De audiochip moet gebruik maken van frequency hopping.
- De amplitude van het analoge uitgangssignaal van de ontvanger mag maximaal 0.5V bedragen en moet gemiddeld 0.3V RMS zijn.
- De zender moet in USB stick formaat ontwikkeld worden. De maximale afmetingen zijn 2 cm breed, 7 cm lang en 1 cm dik.
- De ontvanger betreft een inbouwmodule en mag maximaal 10x10cm zijn.
- De zender maakt voor de draadloze transmissie gebruik van de vrije 2.4 GHz band.

Uit de eisen voor het systeem en de gebruikte audiochip [1] en versterker [2] volgen een aantal specifieke eisen voor de antennes:

- De antenne moet werkbaar zijn op frequenties tussen 2400 MHz tot 2483 MHz. Dit betekent een centrale resonantiefrequentie op 2.44GHz en een minimale -3dB bandbreedte van 83 MHz.
- De antenne voor de zender moet een PCB antenne zijn met een afmeting die maximaal 19 mm x 8 mm is.
- De antenne voor de ontvanger moet op een PCB-bord passen van 10 cm x 10 cm. De hoogte mag maximaal 1 cm zijn.

- De zendende en ontvangende antenne moeten een uniform stralingspatroon hebben met een maximale versterking van 6 dBi ten opzichte van een uniforme straler.
- Het zendvermogen van de zender moet voldoende zijn om over 15 meter en door één muur een stabiele verbinding te kunnen realiseren.
- De ontvanger moet voorzien zijn van twee antennes met een orthogonale polarisatie.
- De antenne-impedantie moet matchen met de ingangsimpedantie van de versterker, namelijk  $61.723 - j8.383\Omega$

## 2.5. Productie

Om het product op de markt te kunnen brengen is een stabiele productielijn nodig. De productielijn van het product bestaat uit de externe productie van de chip, het PCB-bord en de overige componenten. Het monteren van de componenten zal onder eigen productie verlopen. Om de toekomst van het productieproces en het bestaan van een mogelijke commerciële ondernemen te garanderen, gelden de volgende productieeisen:

- De fabrikant van de audiochip moet de chip binnen een week kunnen leveren.
- De PCB-fabrikant moet het ontwerp binnen twee weken kunnen leveren. De levertijd en productielijn moet betrouwbaar zijn.
- Componenten moeten binnen een week geleverd kunnen worden
- De gebruikte chips moeten nog minimaal 1 jaar leverbaar zijn zodat continuïteit in de productie gegarandeerd kan worden.

## 2.6. Liquidatie

Wat betreft de liquidatie van het product wordt de wet als uitgangspunt genomen. Het product moet aan het eind van een cyclus via de normale afvalwegen verwijderd kunnen worden. Aangezien het product niet direct aan de consument geleverd wordt zal de eindproducent van de speakers hier nog eisen aan toe kunnen voegen.

## 2.7. Verkoop

- Voor de verkoop is levertijd en continuïteit belangrijk. Deze eisen volgen ook uit sectie 2.5
- Het product moet makkelijk te monteren zijn in een apparaat. Dit houdt in dat de PCB voorzien moet zijn van boorgaten.





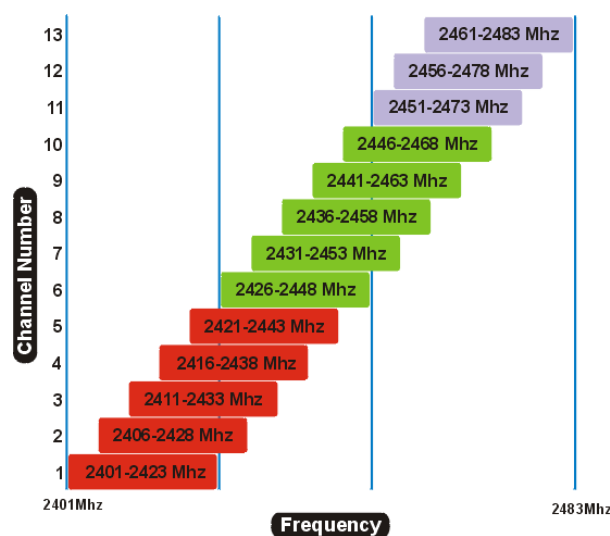
# 3

## Verwant onderzoek

### 3.1. Spectrumgebruik

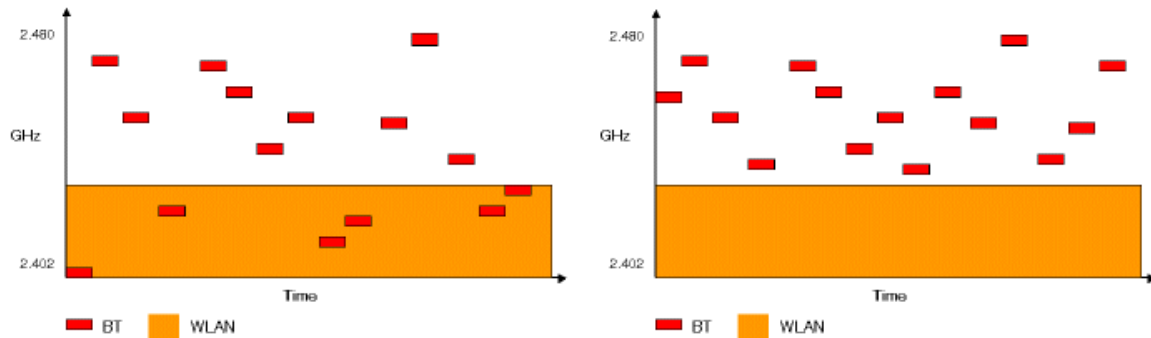
Het aantal draadloze verbindingen en signalen in woonomgevingen is de afgelopen jaren sterk toegenomen. Vrijwel alle consumentenelektronica maakt wel gebruik van een draadloze verbinding of genereert elektromagnetische velden. Orthogonaliteit van frequenties maakt het mogelijk om al deze verschillende apparaten tegelijk te laten verzenden via EM-golven. Ieder apparaat gebruikt een andere draaggolf om informatie over te zenden. In het frequentiedomein zijn alle frequenties gerepresenteerd als een deltafunctie. Door in het frequentiedomein te vermenigvuldigen met een rectangle functie, of in het tijddomein te convolueren met een sinc functie, kan één frequentie uit het spectrum gefilterd worden. Op het moment dat twee signalen met dezelfde frequentie elkaar overlappen ontstaat interferentie en dus informatieverlies.

Apparaten die draadloos via de 'ether' verzenden kunnen niet zomaar in een willekeurige frequentie zenden. Om een georganiseerd spectrumgebruik mogelijk te maken zijn er voor verschillende toepassingen frequenties gereserveerd. Het Agentschap Telecom reguleert het spectrumgebruik en geeft vergunningen uit voor het verzenden in een bepaalde frequentie. Er zijn ook frequenties die vrij te gebruiken zijn, een bekend voorbeeld hiervan is de 2.4GHz band. Deze band loopt van 2400 tot 2483.5 MHz [4]. Vele huishoudelijke apparaten maken gebruik van deze frequentieband. Voorbeelden zijn WiFi, Bluetooth, autosleutels, draadloze huistelefoon, babymonitor en de magnetron. Om interferentie te voorkomen zijn er binnen de 2.4GHz band verschillende kanalen gedefiniëerd. Een overzicht van alle 13 kanalen is weergegeven in figuur 3.1.



Figuur 3.1: Beschikbare kanalen in de 2.4GHz band. Bron

Een beschikbare techniek om deze kanalen te gebruiken en interferentie te voorkomen is frequentieverspringing, ook wel 'frequency hopping' genoemd. De meest basale manier van frequency hopping bestaat uit verspringing op een vastgesteld tijdsinterval door (verschillende) kanalen. Door informatie over de frequenties mee te sturen kan de ontvanger gesynchroniseerd worden. Een intelligentere vorm van frequency hopping is Adaptive Frequency Hopping. Deze variant past de frequentie aan op basis van de gemeten interferentie. Op het moment dat er geen communicatie mogelijk is op een bepaalde frequentie zal deze frequentie voor een bepaalde tijd vermeden worden [5]. In figuur 3.2 worden de twee methodes vergeleken.



Figuur 3.2: Twee manieren van frequency hopping. Links geeft de basis frequency hopping methode weer die de aanwezigheid van interfererende signalen in de oranje band negeert. Rechts geeft de Adaptive Frequency Hopping methode weer die de interfererende oranje band vermijdt. [Bron](#)

## 3.2. EM-golven in een ruimte

### 3.2.1. EM-golven

Een antenne maakt gebruik van het verschijnsel elektromagnetische golven. Om de werking van een antenne beter te begrijpen is het nodig te weten wat een EM-golf is, hoe deze ontstaat en hoe deze zich gedraagt. Zo zegt de wet van Faraday dat een veranderende magnetische flux een inductiespanning veroorzaakt, dit is weergegeven in figuur 3.1.  $\varepsilon$  is de EMK, de elektromotorische kracht en  $\Phi_b$  de magnetische flux.

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi_b}{dt} \quad (3.1)$$

Waar een veranderend magnetisch veld is, ontstaat een elektrisch veld. Waar een veranderend elektrisch veld is, ontstaat een magnetisch veld. Door deze wisselwerking blijven de magnetische en elektrische velden elkaar opwekken en ontstaat er een EM-golf. Het E-veld staat loodrecht op het B-veld. De voortplantingsrichting van een EM-golf staat haaks op de richting van E en B. In welke mate een materiaal kan polariseren hangt af van de permittiviteit of de relatieve permittiviteit. [6] [7]

### 3.2.2. Vrije ruimte demping

Elektromagnetische straling is de voortplanting door de ruimte van elektrische en magnetische oscillaties. EM-golven in de vrije ruimte dempen kwadratisch met de afstand. Het verlies, in dB, is weergegeven in vergelijking 3.2. Hier is  $\lambda$  de golflengte,  $c$  de snelheid van het licht,  $f$  de frequentie en  $d$  de afstand van de bron tot een punt in de ruimte waar het verlies berekend wordt. Vergelijking 3.2 geldt alleen als EM-golven door een vacuüm reizen. In de praktijk is de demping groter door de afwezigheid van vacuüm.

$$L_{loss\_dB} = 20 * \log_{10}\left(\frac{4 * \pi * d}{\lambda}\right) = 20 * \log_{10}\left(\frac{4 * \pi * d * f}{c}\right) \quad (3.2)$$

### 3.2.3. Reflectie, transmissie en absorptie in een medium

EM-golven gaan zich in de praktijk nooit perfect uniform voorplanten in een ruimte. De golven gaan van medium naar medium. Tussen twee media wordt een deel van de golven weerkaast, een deel doorgelaten en een deel geabsorbeerd door het medium zelf. Elektromagnetische golven worden beïnvloed door de aanwezigheid van moleculen en elektronen. Door de aanwezigheid van een EM-golf op de juiste frequentie gaan elektronen bewegen van tussen schillen. Een deel van de energie wordt omgezet in warmte, zie een magnetron. Een EM-golf reflecteert omdat de impedantie van het nieuwe medium anders is dan de impedantie van het huidige medium, hetzelfde principe als dat van de reflectie in transmissielijnen. De energie die niet wordt gereflecteerd of geabsorbeerd wordt doorgelaten, het medium reageert niet op de aanwezigheid van een EM-golf op die frequentie.

Op sommige plekken is het veld sterker en op andere plekken zwakker door de vele reflecties die er optreden door bijvoorbeeld muren. Het voorspellen waar deze buiken en knopen zitten is heel moeilijk omdat er talloze factoren zijn waarmee rekening moet worden gehouden. De reflectie-, transmissie- en absorptiecoëfficiënt zijn een manier om aan te geven hoeveel energie wordt gereflecteerd, doorgelaten en geabsorbeerd door een medium. Een transmissie-, reflectie en absorptiecoëfficiënt van  $-x\text{dB}$  betekent respectievelijk dat  $10^{\frac{-x}{10}} * 100\%$  van de energie van EM-golven door het medium gaat, gereflecteerd wordt door het medium en geabsorbeerd wordt door het medium.

Door de University of Southern California is een onderzoek gedaan waarin bij veelvoorkomende materialen de reflectie-, transmissie- en absorptiecoëfficiënt is gemeten en waarin gepoogd wordt deze te voorspellen bij frequenties van 2 tot 7 GHz [8]. Dit is relevant voor ons omdat in ons programma van eisen staat dat ons systeem moet werken op minimaal 15 meter en door één muur. In tabel 3.1 staan voor een aantal materialen de reflectie-, transmissie- en absorptiecoëfficiënt in dB op 2.4 GHz.

Zoals te zien in tabel 3.1, is de veldsterkte achter bepaalde materialen significant minder. Een demping tot  $15\text{dB}$  is geen uitzondering. Sommige materialen reflecteren de golven ook relatief goed,  $-2\text{dB}$  voor kippengaas, dit zorgt voor staande golven in de ruimte. Dezelfde soort reflecties gaan optreden wanneer een muur uit gewapend beton bestaat. Plexiglas met een dikte van 2.5 mm heeft een transmissiecoëfficiënt van ongeveer  $0\text{dB}$ , het laat dus bijna alle energie moeiteloos door. De plastic omhulsels rond antennes hebben nauwelijks effect de demping van EM-golven. Dit is ook logisch, mocht plastic wel een groot effect hebben gehad op de demping van de EM-golven, dan was het hoogstwaarschijnlijk niet gebruikt.

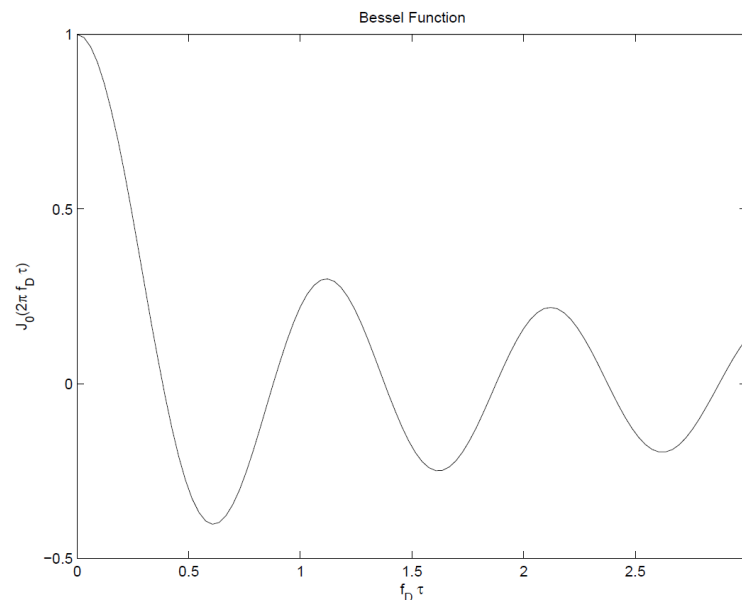
Materiaal	Informatie	T	R	A
plexiglas	dikte 2.5mm	0dB	22.5dB	< -45dB
baksteen	dikte 101mm	-5dB	-15dB	-2.5dB
tegels	dikte 7.3mm gelijmd op 12mm dik gipsplaat	-2.2dB	-6dB	-8dB
stuc	dikte 25.75mm	-15dB	-2dB	-5dB
gipsplaat	dikte gemiddeld 10mm	-0.5dB	-13dB	-14dB
kippengaas	gaten van 13mm bij 6mm	-21dB	-0.5dB	-20dB

Tabel 3.1: Reflectie-, transmissie- en absorptiecoëfficiënt van veelvoorkomende materialen bij 2.4 Ghz

Signalen die via verschillende paden in de ruimte (multipath) op een meetpunt aankomen hebben een faseverschil en een richtingsverschil. Wanneer golven met dezelfde frequentie botsen superponeren de elektrische en magnetische velden. Dit veroorzaakt knopen waar de velden elkaar uitdempen en buiken waar de velden elkaar versterken. Dit effect wordt 'shadow fading' of 'shadowing' genoemd. In een ruimte met verschillende bronnen en meerdere muren en objecten zijn de golven te complex om exact te berekenen of simuleren. Om iets te zeggen over de effecten van shadowing wordt een stochastische benadering gebruikt. Andrea Goldsmith beschrijft in het boek Wireless Communications [9] haar onderzoek naar shadowing en multipath fading. Aan de hand van stochastische analyses van multipath golven kunnen patronen in de ruimte herkend worden. Het meest relevante deel van het onderzoek is de autocorrelatie analyse van twee plaatsen in een ruimte met oneindig veel multipath signalen beschreven in paragraaf 3.2.1 [9]. De autocorrelatie is een functie die de correlatie, ofwel de mate van overeenkomst, van een signaal op twee verschillende tijdstippen weergeeft. Na uitwerking blijkt dat de autocorrelatie van een multipath signaal gegeven wordt door vergelijking 3.3

$$A(\tau) = 0.5 * P * J_0(2\pi f_D \tau) \quad (3.3)$$

De autocorrelatie hangt dus af van het vermogen en een Besselfunctie afhankelijk van de frequentie  $f_D$  en tijdsverschil  $\tau$ . De waarden van de Besselfunctie voor verschillende waarden van  $f_D \tau$  zijn weergegeven in figuur 3.3.



Figuur 3.3: Plot van de Besselfunctie in de oplossing van de autocorrelatie. Bij  $f_D \tau$  is de Besselfunctie en dus de autocorrelatie gelijk aan nul.

Voor  $f_D \tau = 0.4$  is de Besselfunctie en dus de autocorrelatie gelijk aan nul. Uitwerken voor  $\lambda = \text{frac}vf$  en  $v\tau = d$  levert vergelijking 3.4 op.

$$f_D \tau = \frac{v}{\lambda} \tau = \frac{d}{\lambda} = 0.4 \quad (3.4)$$

$$d = 0.4\lambda(m) \quad (3.5)$$

De conclusie is dan ook dat op een afstand van  $0.4\lambda$  de correlatie tussen signalen gelijk is aan nul. Dit kan gebruikt worden bij het positioneren van antennes in de ruimte.

### 3.3. Antennetheorie

#### 3.3.1. Basisconcepten

Om de werking van antennes te kunnen begrijpen zijn er een aantal basisconcepten en -grootheden van belang. Antennes hebben verschillende eigenschappen die ze wel of niet geschikt maken voor toepassing in dit project. Een antenne is een niets meer dan een component die elektrische spanning en stroom om kan zetten in elektromagnetische golven in de lucht. Een eenvoudige draad voldoet al snel als antenne. Elke in de tijd variërende stroom wekt namelijk een tijdvarierend en propagerend elektrisch en magnetisch veld op. De richting waarin het EM-veld propageert vanaf de antenne wordt de stralingsrichting genoemd. De meest eenvoudige antenne is de isotrope antenne. Een isotrope antenne is een fictieve antenne die hetzelfde vermogen in alle richtingen uitzendt. In de praktijk komt deze antenne nooit voor maar de isotrope straler wordt vaak gebruikt ter referentie. Vergelijking 3.6 geeft de vermogensdichtheid van een isotrope antenne, uitgedrukt in  $W/m^2$ .

$$\frac{dP}{dA} = \frac{P}{4 * \pi * r^2} \quad (3.6)$$

De antenneversterking is de verhouding tussen het uitgestraalde vermogen op een bepaalde afstand en het uitgestraalde vermogen van een isotrope antenne met hetzelfde zendvermogen. Vergelijking 3.7 geeft de gain/versterking (dimensieloos) van een antenne ten opzichte van een isotrope antenne bij een bepaald uitgestraald vermogen  $P$  en een afstand  $r$ .

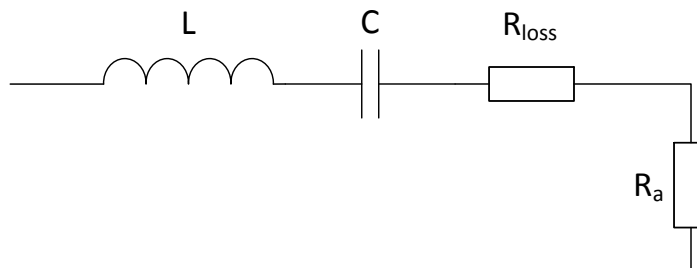
$$G = \frac{\text{Vermogensdichtheid } (P, r)}{\text{Vermogensdichtheid isotrope straler } (P, r)} \quad (3.7)$$

Vaak wordt de vermogensdichtheid van een niet isotrope straler uitgedrukt in EIRP (Effective Isotropic Radiated Power). EIRP is het zendvermogen dat een isotrope straler zou moeten leveren om dezelfde vermogensdichtheid te leveren bij een bepaalde afstand van een straler. Het stralingspatroon van een antenne is een representatie van de antenneversterkingen in alle richtingen. Vanuit elke hoek van de antenne wordt de ontvangen vermogensdichtheid gemeten, en aan de hand van het zendvermogen wordt de versterkingsfactor bepaald. Omdat de gain berekend wordt in verhouding tot het uitgezonden vermogen, zal een hogere gain in één richting altijd gecompenseerd worden door een lagere gain in een andere richting. Dit betekent dat een stralingspatroon met een lage maximale gain uniform genoemd kan worden.

Het equivalente circuit van een antenne is bij benadering gelijk aan een RLC circuit. Een voorbeeld hiervan is weergegeven in figuur 3.4. De capaciteit en inductantie zijn gerelateerd aan de capaciteit tov het groundplane en de lengte van de antenne. De weerstand  $R_{loss}$  geeft de warmteontwikkeling weer en  $R_a$  geeft de stralingsweerstand weer. De stralingsweerstand is gerelateerd aan het stralingsvermogen als in vergelijking 3.8.

$$R_a = \frac{P_{straling}}{I^2} \quad (3.8)$$

Bij de resonantiefrequentie van het LC netwerk op  $\frac{1}{\sqrt{LC}}$  vallen de reactieve componenten tegen elkaar weg en blijft alleen de reële weerstand  $R_a$  en  $R_{loss}$  over.



Figuur 3.4: Equivalent model van een antenne.

Aan de hand van het equivalente circuit is ook te verklaren waarom de resonantiefrequentie van de antenne veranderd kan worden door reactieve componenten. Een capaciteit of inductantie in serie toevoegen zal de resonantiefrequentie omlaag brengen en een parallelschakeling van één van de genoemde componenten verhoogt de resonantiefrequentie.

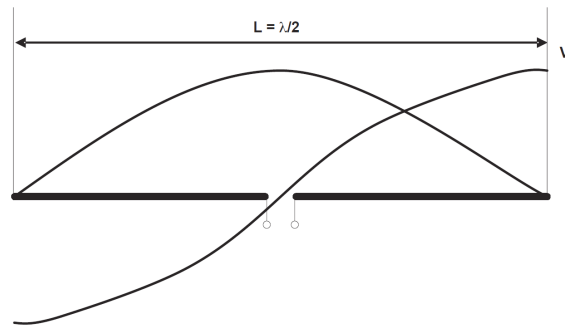
Het laatste belangrijke concept is polarisatie. Zoals in subsectie 3.2.1 is toegelicht, staan het elektrisch en het magnetisch veld haaks op de voortplantingsrichting van een EM-golf. Vanaf een antenne gezien kan het elektrisch veld in twee richtingen oscilleren, loodrecht op het aardvlak of parallel aan het aardvlak. Het is afhankelijk van de antennegeometrie in welke richting het elektrisch veld oscilleert. De richting waarin het elektrisch veld oscilleert wordt de polarisatie genoemd. Hierin worden drie mogelijke polarisaties onderscheiden, horizontaal, verticaal en circulair. Een horizontaal gepolariseerde antenne produceert een E veld parallel aan het aardvlak, een verticaal gepolariseerde antenne een elektrisch veld loodrecht op het aardvlak en een circulair gepolariseerde produceert een elektrisch veld met zowel een horizontale als een verticale component. Op het moment dat de polarisaties van twee antennes loodrecht ten opzichte van elkaar staan zal er geen vermogensoverdracht kunnen plaatsvinden. [10]

### 3.3.2. Antennegeometrie

Op het gebied van antennegeometrie zijn er vele ontwerpen en mogelijkheden. Er zijn echter een aantal elementen aan dit project waardoor veel antennes afvallen. Het ontwerp vereist een antenne geschikt voor korte afstand, kleine afmetingen en hoge frequentie. De meest gebruikte antenneontwerpen voor deze toepassing worden behandeld. [10]

- Halve golf dipool antenne

De dipool antenne is één van de meest basale antennes. Vele andere antennes zijn van dit ontwerp afgeleid. Het basisconcept is eenvoudig en zal geïllustreerd worden aan de hand van figuur 3.5.



Figuur 3.5: Schematische weergave van een dipoolantenne

Twee geleiders met ieder lengte  $\frac{\lambda}{2}$  staan uitgelijnd tegenover elkaar en zijn aangesloten op een wisselspanningsbron. Bij hoge frequenties zullen de geleiders zich gedragen als een transmissielijn en ontstaat er een staande golf in de geleiders. Vanwege de behoud van lading is de stroom aan het einde van de geleider logischerwijs nul. De spanning is uit fase en is daarom maximaal aan het einde van de geleiders. In één periode gaat de spanning van een negatief naar positief en terug. Het resultaat is stromen die beiden in dezelfde richting lopen en dus een gelijkgericht elektrisch veld opwekken. Dit zorgt ervoor dat de antenne een elektromagnetische golf uitzenden.

Een monopoolantenne heeft een zeer uniform stralingspatroon en heeft in theorie een gain van 2.15dB. Alleen evenwijdig aan de geleider straalt de antenne geen energie uit, de polarisatie is dan ook evenwijdig aan de geleider.

- Kwart golf monopool antenne

Een variant op de dipoolantenne is de kwart golf monopool antenne. Deze antenne is gelijk aan de dipoolantenne maar nu is de onderste geleider vervangen door een aardvlak. Door reflecterende golven op het aardvlak zal het stralingspatroon boven het aardvlak gelijk zijn aan een dipool antenne. De lengte van de antenne is nu geen  $\frac{\lambda}{2}$  maar  $\frac{\lambda}{4}$ . De spanningen en stromen ook vergelijkbaar met de dipoolantenne zoals weergegeven in figuur 3.5. Voordelen aan de monopool antenne ten opzichte van de dipool is het formaat. Daarnaast wordt bij een monopool alle energie in één halfvlak gestraald waardoor de gain met 3dB toeneemt ten opzichte van een dipool. De theoretische monopool antenne is gebaseerd op een oneindig aardvlak. In de praktijk is vaak een Het aardvlak kan ook vervangen worden door één of meerdere haakse geleiders met lengte  $\frac{\lambda}{4}$ .

- Helical antenne

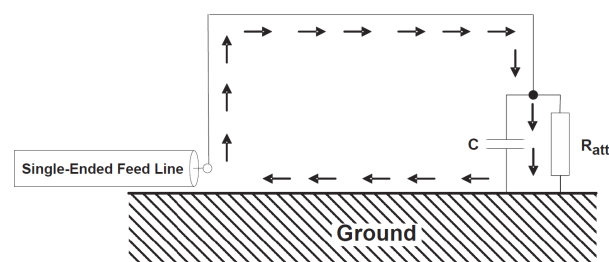
Een optie om ruimte te besparen is het opwinden van een monopool antenne. Dit resulteert in de zogenaamde helical antenna. Een helical antenne heeft een circulaire polarisatie wat een voordeel kan zijn voor draagbare toepassingen. Nadelen zijn een lage efficiency wat inhoudt dat er veel energie verloren gaat in warmte ten opzichte van de uitgestraalde energie. Daarnaast is de bandbreedte vrij klein.



Figuur 3.6: Voorbeelden van een dipool (links) [Bron](#) en monopoolantenne (rechts) [Bron](#)

- Loop antenne

De loop antenne is een stroomkring waarin de stroom heen en weer loopt. Vaak wordt één helft van de stroomkring vervangen door een aardvlak. De loop antenne fungeert elektrisch gezien als een inductantie en om toch een resonant circuit te genereren wordt een capaciteit in serie geplaatst. Dit systeem is weergegeven in afbeelding 3.7.



Figuur 3.7: Schematische weergave van een loopantenne. De inductantie van de draad, capaciteit en stralingsweerstand vormen een resonant circuit.

Een loop antenne is een compact ontwerp maar heeft een lage stralingsweerstand. Dit betekent dat er relatief weinig elektrisch vermogen omgezet kan worden elektromagnetische energie en de verliezen groot zijn ten opzichte van het zendvermogen. Een voordeel van de loop antenne is dat het veld ongevoelig is voor geleidende materialen in de directe omgeving van de antenne.

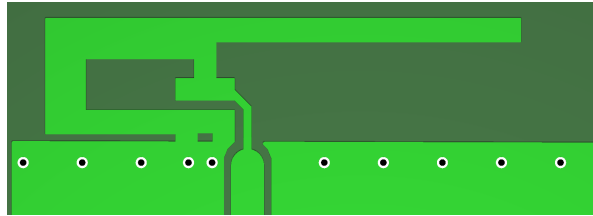
### 3.4. PCB-antennes

De theoretische antennes uit subsectie 3.3.2 kunnen op verschillende manieren geïmplementeerd worden. Vroeger waren vrijwel alle antennes zichtbare en uitstekende onderdelen van een apparaat. Soms kan dat nog steeds een voordeel zijn wanneer de beschikbare ruimte niet beperkt is en de prestaties belangrijk zijn. Een uitstekende antenne heeft immers minder last van demping in het omhullende materiaal. Tegenwoordig zijn antennes steeds vaker geïntegreerd in een apparaat en onzichtbaar voor de gebruiker. De meeste geïntegreerde antennes zijn PCB antennes. Vanuit de eisen omtrent afmeting ligt het voor de hand deze optie te onderzoeken.

Een PCB antenne is niets meer dan een koperstrip op een Printed Circuit Board (PCB). Op een PCB is de oppervlakte doorgaans beperkt en daarom zijn PCB antennes vaak compacte varianten van de

klassieke antenneontwerpen. Hieronder zullen de meest voorkomende PCB antennes geschikt voor 2.4GHz vergeleken worden. [11]

- Een belangrijke antenne voor mobiele toepassingen is de Inverted-F antenne (IFA). Het ontwerp van de IFA is gebaseerd op een monopool antenne. Het ontwerp is weergegeven in afbeelding 3.8.



Figuur 3.8: PCB ontwerp van een 50Ω IFA van Texas Instruments.

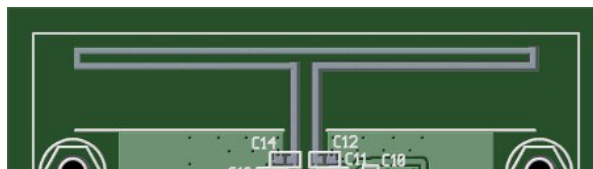
De antenne bestaat net zoals een monopool antenne uit een aardvlak en een lange geleider maar om ruimte te besparen is de geleider omgebogen en evenwijdig met het aardvlak geplaatst. Hierdoor krijgt de antenne een capacitieve reactantie dat wordt gecompenseerd door een kortsluiting naar het aardvlak toe te voegen aan de linkerkant. Hierdoor ontstaat een resonant LC circuit. Het ontwerp van Texas instruments uit afbeelding 3.8 is ontworpen voor een impedantie van 50Ω. Voordelen van de IFA zijn een lage gain en dus een uniform stralingspatroon, een hoge bandbreedte en hoge efficiëntie. De IFA is in afbeelding 3.8 naar boven gepolariseerd en heeft daarom in die richting een lagere gain.

- Een variant op de IFA is de Meandred Inverted-F Antenna. De MIFA is door zijn gekronkelde structuur een zeer compacte antenne voor 2.4GHz en wordt daarom veel toegepast in USB dongels. Figuur 3.9 geeft een PCB implementatie weer van een MIFA. De MIFA heeft een minder uniform stralingspatroon en is minder efficiënt dan de IFA. De bandbreedte van de MIFA is ook significant lager dan de IFA.



Figuur 3.9: PCB ontwerp van een 50Ω MIFA van Texas Instruments.

- Wanneer er meer ruimte beschikbaar is op de PCB, kan gebruik gemaakt worden van een dipool-antenne. Een voorbeeld een dipool pcb antenne is weergegeven in figuur 3.10

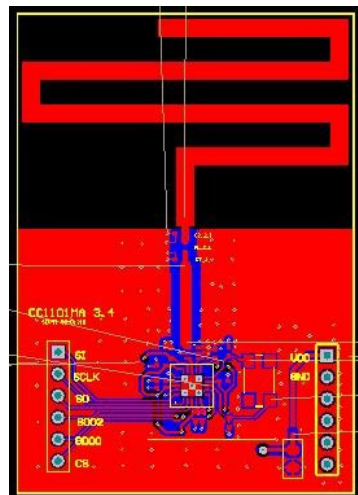


Figuur 3.10: PCB ontwerp van een dipoolantenne. Bron

De dipoolantenne is ongeveer twee keer zo groot dan de IFA maar vereist geen aardvlak. Dit kan in sommige gevallen ruimte besparen maar normaliter hebben de componenten op de PCB toch al een aardvlak nodig. De dipool is een efficiënte antenne met een uniform stralingspatroon. De IFA heeft echter een lagere gain en een grotere bandbreedte.



- De monopool antenne heeft voor 2.4GHz toepassing een zeer onpraktische lengte. Daarom wordt de geleider gekronkeld op de de pcb geprint. De monopool heeft een een lagere efficiëntie dan een IFA maar heeft een zeer hoge bandbreedte. Daarom wordt de monopool vaak ingezet als dual-band antenne. Qua formaat zit de antenne tussen een IFA en dipoolantenne in. Het ontwerp is weergegeven in figuur 3.11



Figuur 3.11: PCB ontwerp van een monopoolantenne. Bron

- Yagi antenne De Yagi antenne, in de volksmond harkantenne genoemd wordt ook op pcb's toegepast. De yagi is een dipoolantenne met extra directors. De directors leiden het EM-veld in één richting waardoor de gain in die richting sterk toeneemt. Aangezien dit aspect niet overeenstemt met de eisen zal deze antenne niet verder besproken worden.

Alle eigenschappen van de verschillende PCB antennes zijn weergegeven in tabel 3.2

Antenne	IFA	MIFA	Dipool	Monopool	Yagi
Efficiency	80%	68%	80%	76%	72%
Bandbreedte	280 MHz	101 MHz	100 MHz	354 MHz	497 MHz
Gain	3.3 dBi	5.3 dBi	7.4 dBi	5.15dBi	9.5 dBi
Afmeting	26x8mm	15x6mm	46x9mm	38x25mm	150x100mm

Tabel 3.2: Overzicht van mogelijke PCB antennes met bijbehorende specificaties

## 3.5. Transmissielijn

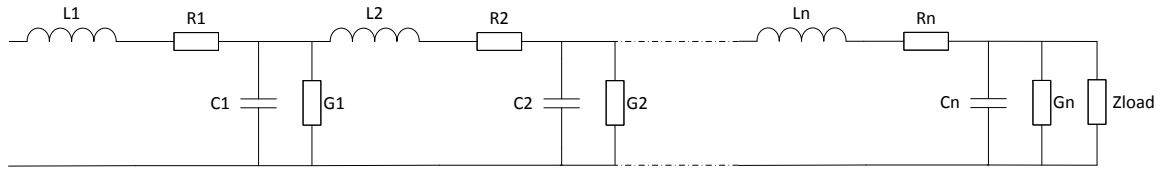
### 3.5.1. Concept

Een belangrijk onderdeel in antenne-ontwerp is de transmissielijn. De transmissielijn is de verbinding die de hoogfrequente EM-golven van de chip naar de antenne geleidt. De transmissielijn is in principe niets meer dan een koperdraad zoals elke andere draad in het systeem met een verwaarloosbare weerstand. Echter, op het moment dat er hoogfrequente signalen door de draad lopen en de lengte van de lijn niet verwaarloosd kan worden ten opzichte van de golflengte, steken er een aantal hoogfrequente eigenschappen de kop op. [12] Er ontstaat namelijk een faseverschil tussen het begin van de lijn en het einde. Hierdoor gelden de conventionele netwerktheorie wetten niet meer en hier dient rekening mee gehouden te worden bij het aansluiten van een transmissielijn.

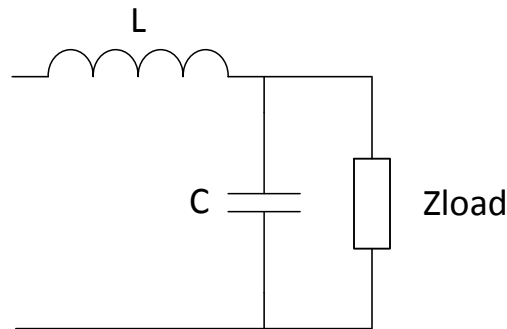
### 3.5.2. Karakteristieke impedantie

Aangezien een transmissielijn een verwaarloosbare weerstand heeft, zou het voor de hand liggen dat er een zeer hoge stroom gaat lopen bij een spanning ongelijk aan nul. Voor gelijkspanning zou dit het geval zijn. Echter, de interne capaciteiten en inductanties in de lijn weerhouden de stroom ervan om snel toe te nemen. In het geval van wisselspanning zal de stroom dus achterlopen op de spanning en

eindig zijn. Een transmissielijn is te benaderen door een schakeling van oneindig veel RLC circuits. In afbeelding 3.12 is dit equivalente circuit weergegeven. Als de weerstand  $R$  verwaarloosd kan worden, wat het geval is voor koper, degradeert het circuit tot een eenvoudig LC circuit weergegeven in 3.13



Figuur 3.12: Equivalent model van een transmissielijn.  $R$  en  $G$  representeren de weerstand van het materiaal en de lekstroom.



Figuur 3.13: Equivalent model van een transmissielijn met verwaarloosbare verliezen.

De verhouding tussen de stroom en de spanning in een transmissielijn wordt de karakteristieke impedantie genoemd. De karakteristieke impedantie voor een oneindige lijn is gelijk aan:

$$Z_k = \sqrt{\frac{j\omega L + R}{j\omega C + G}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.9)$$

Wanneer de verliezen ( $R$  en  $G$ ) in de lijn verwaarloosbaar zijn geldt de benadering  $\sqrt{L/C}$ .

### 3.5.3. Elektrische reflecties

Het belangrijkste effect dat voor verliezen in een transmissielijn zorgt zijn reflecties. Reflectie is het effect wanneer er energie in een lijn terugkeert van de belasting. Het concept van reflecties is het duidelijkst uit te leggen aan de hand van een equivalent model en de wet van Ohm. Op het moment dat een EM-golf een oneindig lange lijn in propageert zal er een stroom en een spanning gaan lopen afhankelijk van de karakteristieke impedantie van de lijn. In een eindig lange lijn zal na inschakelen van de spanning eenzelfde spanning en stroom de lijn in lopen. Echter op het moment dat de EM-golf aan het einde van de lijn arriveert, kan de golf op een andere impedantie stuiten dan de karakteristieke impedantie. De wet van Ohm geldt in dat geval niet meer.

Als reactie op deze strijdigheid ontstaat er bij de belasting een reflecterende EM-golf die zorgt dat de wet van Ohm weer klopt. Afhankelijk van de belasting zal er een reflecterende golf in fase of in tegenfase ontstaan. Na een tijdje ontstaat er in de lijn een steady state situatie waarin alle golven elkaar uitdempen of een staande golf ontstaat. Als de belasting gelijk is aan de karakteristieke impedantie van de transmissielijn, klopt de wet van Ohm wel en ontstaan er geen reflecties. Het nadeel van reflecties is niet alleen dat er vermogen verloren gaat, maar bovendien dat de reflecterende golven het signaal verstoren. Reflecties kunnen dan ook als ruis worden geïnterpreteerd en zorgen voor een lagere signaal-ruisverhouding.

De mate van reflecties in een transmissielijn wordt uitgedrukt in de reflectiecoëfficiënt  $\Gamma$  en de staandegolfverhouding VSWR (Voltage Standing Wave Ratio):

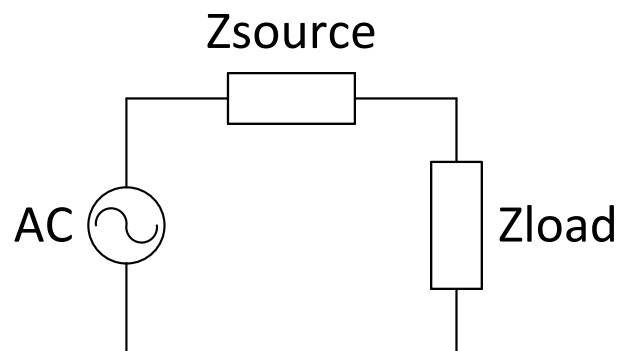
$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.10)$$

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.11)$$

Om reflecties in een transmissielijn te voorkomen dient de verhouding tussen spanning en stroom in de transmissielijn en belasting gelijk te zijn. De absolute waarde van de belastingsimpedantie en de karakteristieke impedantie moeten dus gelijk zijn.

### 3.5.4. Compensatienetwerken

In een ideale situatie zal de versterker in het systeem al het beschikbare vermogen afgeven aan de antenne, die de energie zonder verliezen omzet in elektromagnetische energie. De praktijk wijst echter anders uit. Er moet rekening gehouden worden met verliezen in de chip, transmissielijn en antenne. Om toch de vermogensoverdracht tussen de chip en de antenne te maximaliseren moeten alle elementen goed op elkaar worden afgestemd. Een sterk vereenvoudigde weergave van het systeem is weergegeven in figuur 3.14. Hierin is de belasting  $Z_{load}$  equivalent aan de antenneimpedantie en de bronimpedantie  $Z_{source}$  equivalent aan de ingangsimpedantie van de chip.



Figuur 3.14: Equivalent circuit voor vermogensoverdracht

De vergelijking voor het vermogen in de belastingsimpedantie en dus de antenne is weergegeven in vergelijkingen 3.12 en 3.13.

$$V_{load} = \frac{Z_{load}}{Z_{source} + Z_{load}} * V_{in} \quad (3.12)$$

$$P_{load} = \frac{V_{load}^2}{Z_{load}} = \frac{Z_{load}}{(Z_{source} + Z_{load})^2} * V_{in}^2 \quad (3.13)$$

Als de bovenstaande vergelijking 3.13 verder uitwerkt wordt, kan afgeleid worden dat het vermogen in de belasting maximaal is wanneer de belastingsimpedantie  $Z_{load}$  gelijk is aan de complex geconjugeerde van de bronimpedantie  $Z_{source}$ . In praktijksituaties is dit in de regel niet het geval. Vaak moeten er resistieve dan wel reactieve componenten toegevoegd worden om toch aan bovenstaande voorwaarde te voldoen. Het nadeel van het gebruik van resistieve componenten in een zogenaamd 'compensatienetwerk' is dat er vermogen verloren gaat. Daarom zal er gebruik gemaakt worden van alleen frequentieafhankelijke verliesvrije componenten om de gewenste vermogensoverdracht te bereiken.

Er zijn meerdere soorten compensatienetwerken mogelijk, in figuren 3.15, 3.16, 3.17 en 3.18 zijn vier voorbeelden weergegeven. In vergelijkingen 3.14, 3.15, 3.16 en 3.17 staan de impedanties van de serieschakeling van het compensatienetwerken 3.15, 3.16, 3.17 en 3.18 en  $Z_{load}$ . Voor de netwerken van figuur 3.15 en 3.16 geldt dat  $\Re(Z_{source})$  kleiner moet zijn dan  $\Re(Z_{load})$ . Voor de netwerken van figuur 3.17 en 3.18 geldt dat  $\Re(Z_{source})$  groter moet zijn dan  $\Re(Z_{load})$ .

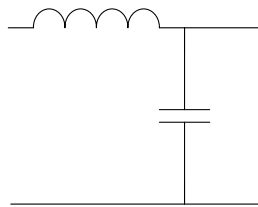
$$Z_{equivalent} = j\omega L + \frac{\frac{1}{j\omega C} * Z_{load}}{\frac{1}{j\omega C} + Z_{load}} \quad (3.14)$$

$$Z_{equivalent} = \frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega L * Z_{load}}{j\omega L + Z_{load}} \quad (3.15)$$

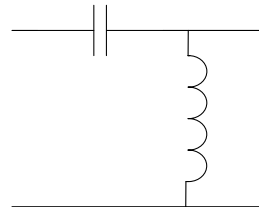
$$Z_{equivalent} = \frac{\frac{1}{j\omega C} * (j\omega L + Z_{load})}{\frac{1}{j\omega C} + (j\omega L + Z_{load})} \quad (3.16)$$

$$Z_{equivalent} = \frac{j\omega L * \left(\frac{1}{j\omega C} + Z_{load}\right)}{j\omega L + \left(\frac{1}{j\omega C} + Z_{load}\right)} \quad (3.17)$$

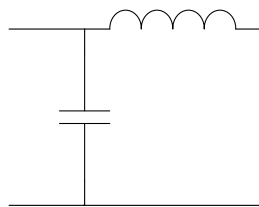
Het reële deel van een parallelle RC of RL schakeling is kleiner dan of gelijk aan het reële deel van een losse (complexe) weerstand, gegeven dat de (complexe) weerstanden van beide schakelingen dezelfde waarde hebben. Dit betekent dat uitsluitend  $\Re(Z_{source})$  en  $\Re(Z_{load})$  naar beneden geschaald kunnen worden. Dus om  $\Re(Z_{source})$  met  $\Re(Z_{load})$  te matchen is het alleen mogelijk om de impedantie met het hoogste reële deel naar beneden te schalen met een parallelschakeling met een spoel of condensator. De losse inductantie of capaciteit in serie met de parallelschakeling dient dan alleen nog maar als compensatie voor het imaginaire deel.



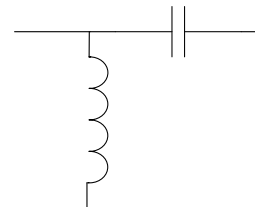
Figuur 3.15: Compensatie circuit 1



Figuur 3.16: Compensatie circuit 2



Figuur 3.17: Compensatie circuit 3



Figuur 3.18: Compensatie circuit 4

# 4

## Ontwerpfase

### 4.1. Antennegeometrie

In hoofdstuk 3 zijn de verschillende mogelijkheden op het gebied van antennes besproken. Nu is het tijd om de specificaties van de antennes naast het programma van eisen 2 te leggen en zo een goede keuze te maken. De relevante eigenschappen voor antennes zijn afmetingen, gain, polarisatie, efficiëntie, en bandbreedte. Uit het programma van eisen volgen een aantal eisen aan de zojuist genoemde eigenschappen.

#### 4.1.1. Afmetingen

Voor de zend- en ontvangantenne zijn verschillende afmetingen gegeven in het programma van eisen. De zendantenne moet op een USB stick passen en mag daarom maximaal 19x8mm bedragen. De MIFA antenne is de enige PCB antenne die aan deze eis voldoet. De ontvangantenne mag maximaal 10x10cm zijn. Antennes die hieraan voldoen zijn de IFA, MIFA, Dipool en Monopool.

#### 4.1.2. Gain

De maximale gain van een antenne mag 6dBi zijn. Er zijn drie antennes die aan deze eis voldoen namelijk de IFA, MIFA en monopoolantenne.

#### 4.1.3. Polarisatie

Het programma van eisen stelt dat positionering van zender en ontvanger ten opzichte van elkaar in de ruimte geen invloed mag hebben op de verbinding. Eigenschappen die op deze eis van toepassing zijn zijn het stralingspatroon en de polarisatie. Wanneer de polarisatie van twee antennes haaks staan ten opzichte van elkaar, zal er een lager vermogen ontvangen worden. Dit effect treedt overigens alleen op in het geval van een lineair gepolariseerde antenne. En aangezien alle behandelde PCB antennes lineair gepolariseerd zijn is dit probleem niet op te lossen. In sectie 4.4 zal de mogelijkheid van een tweede antenne besproken worden wat het polarisatie probleem kan opvangen.

#### 4.1.4. Efficiëntie

Op het gebied van efficiëntie komen er vanuit het programma van eisen geen voorwaarden. Daarom is een hoge efficiency wel gewenst maar niet noodzakelijk.

#### 4.1.5. Bandbreedte

Om frequency hopping mogelijk te maken moet de bandbreedte minimaal 83 MHz bedragen. Alle behandelde antennes voldoen aan deze eis.

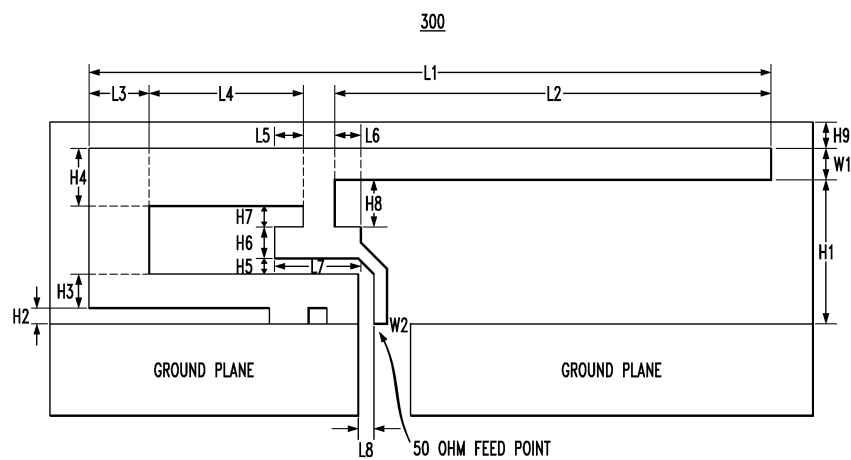
#### 4.1.6. Afweging

Voor de zender is vanwege de afmetingen alleen de Meandred Inverted-F antenne een mogelijkheid. Aangezien de MIFA binnen de eisen voor gain, efficiëntie en bandbreedte valt is dit de voor de hand

liggende keuze. Voor de ontvanger zijn de IFA, MIFA en monopool mogelijkheden. Aangezien de afmetingen geen belangrijke eis zijn voor de ontvanger en alle antennes een voldoende bandbreedte hebben, valt vanwege een uniform stralingspatroon en hoge efficiëntie de keus op de Inverted-F Antenne.

## 4.2. Antenne en transmissielijn afmetingen

Voor de IFA en MIFA zijn de afmetingen gegeven in de ontwerpen van Texas Instruments. Afbeelding 4.1 en 4.2 geven de afmetingen van respectievelijk de IFA en MIFA. Deze zijn afkomstig uit de datasheets. [13] [14]



Figuur 4.1: Afmetingen van de IFA gegeven door Texas Instruments. Met deze afmetingen resonanceert de antenne op 2.4 GHz met een impedantie van  $50\Omega$

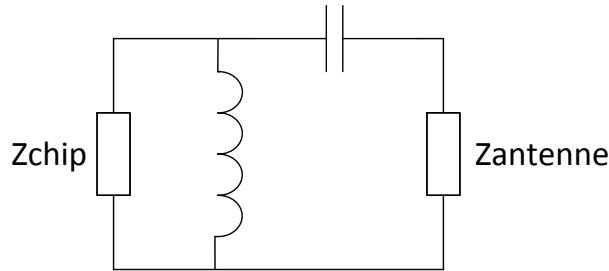
H1	5.70 mm	W2	0.46 mm
H2	0.74 mm	L1	25.58 mm
H3	1.29 mm	L2	16.40 mm
H4	2.21 mm	L3	2.18 mm
H5	0.66 mm	L4	4.80 mm
H6	1.21 mm	L5	1.00 mm
H7	0.80 mm	L6	1.00 mm
H8	1.80 mm	L7	3.20 mm
H9	0.61 mm	L8	0.45 mm
W1	1.21 mm		

Tabel 4.1: Afmetingen van de MIFA



Omdat  $\Re\{Z_{chip}\}$  groter is dan  $\Re\{Z_{antenne}\}$  wordt er gekozen voor het compensatienetwerk van figuur 3.18. De vergelijking moet gelden om maximale vermogensoverdracht mogelijk te maken. In vergelijking 4.1 is  $\omega$  gelijk aan  $2\pi f$  met  $f$  de frequentie, en  $L$  en  $C$  respectievelijk de inductantie van de spoel en capaciteit van de condensator. De oplossingen van vergelijking uitgerekend door matlab zijn  $2.8nH$  voor  $L$  en  $0.4pF$  voor  $C$ . In figuur 4.3 wordt het hele systeem weergegeven.

$$Z_{chip} + \frac{1}{j\omega C} = \frac{Z_{antenne} * j\omega L}{Z_{antenne} + j\omega L} \quad (4.1)$$



Figuur 4.3: Equivalent circuit zender met compensatie

### 4.3.2. Ontvanger

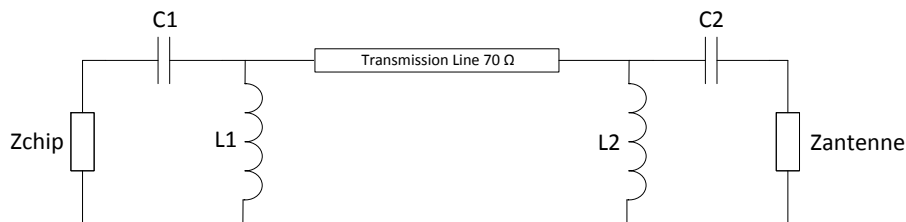
De ontvanger beschikt over twee antennes. Één antenne is verbonden met een compensatienetwerk en met een transmissielijn langer dan  $\frac{\lambda}{10}$ . De andere antenne zit verbonden met een transmissielijn korter dan  $\frac{\lambda}{10}$ . Bijde transmissielijnen hebben een karakteristieke impedantie van  $70\Omega$  en zijn verbonden via een compensatienetwerk met een switch die verbonden is aan de chip met eeningangsimpedantie van  $61.723 - j8.383\Omega$ . In hoofdstuk 5, Test en resultaten, staat dat de impedantie van de antennes bij 2.4 Ghz  $28.31 - 9.54j\Omega$  is

Voor de antenne aan de lange transmissielijn geldt dat  $\Re\{Z_{transmissielijn}\}$  groter is dan  $\Re\{Z_{antenne}\}$ , dit betekent dat er een compensatienetwerk in de vorm van figuur 3.18 gebruikt kan worden om de transmissielijn te matchen met de antenne. Wanneer de vergelijking 4.2 klopt, is de transmissielijn ge-matched met de antenne. Vergelijking 4.2 kan worden benaderd met matlab, hieruit komt de waarde  $2.7nH$  voor  $L$  en  $1.2pF$  voor  $C$ .

$$\frac{Z_{transmissielijn} * j\omega L}{Z_{transmissielijn} + j\omega L} = \frac{1}{j\omega C} + Z_{antenne} \quad (4.2)$$

Om de lange transmissielijn te matchen met de ingang van de chip is een compensatienetwerk nodig zoals dat in figuur 3.16, dit is omdat  $\Re\{Z_{chip}\}$  kleiner is dan  $\Re\{Z_{transmissielijn}\}$ . Na het benadering van de vergelijking 4.3 in Matlab volgen de waarden  $2.7nH$  voor  $L$  en  $0.3pF$  voor  $C$ . In figuur 4.4 staat het hele netwerk weergegeven.

$$Z_{chip} + \frac{1}{j\omega C} = \frac{Z_{transmissielijn} * j\omega L}{Z_{transmissielijn} + j\omega L} \quad (4.3)$$

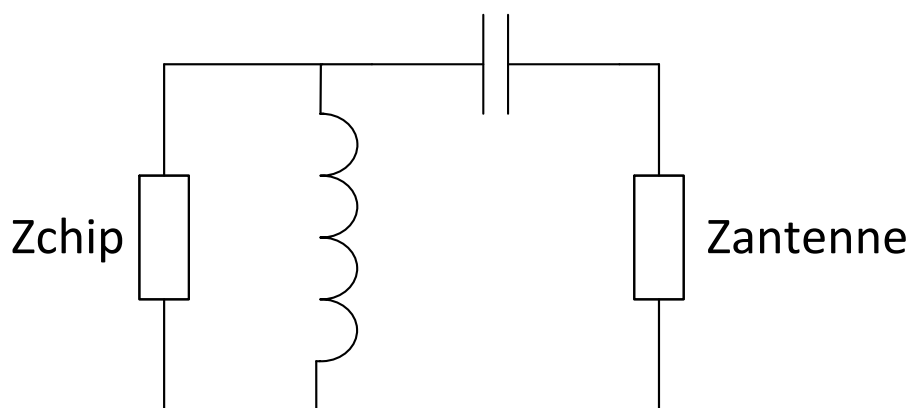


Figuur 4.4: Equivalent circuit ontvanger met lange transmissielijn met compensatie



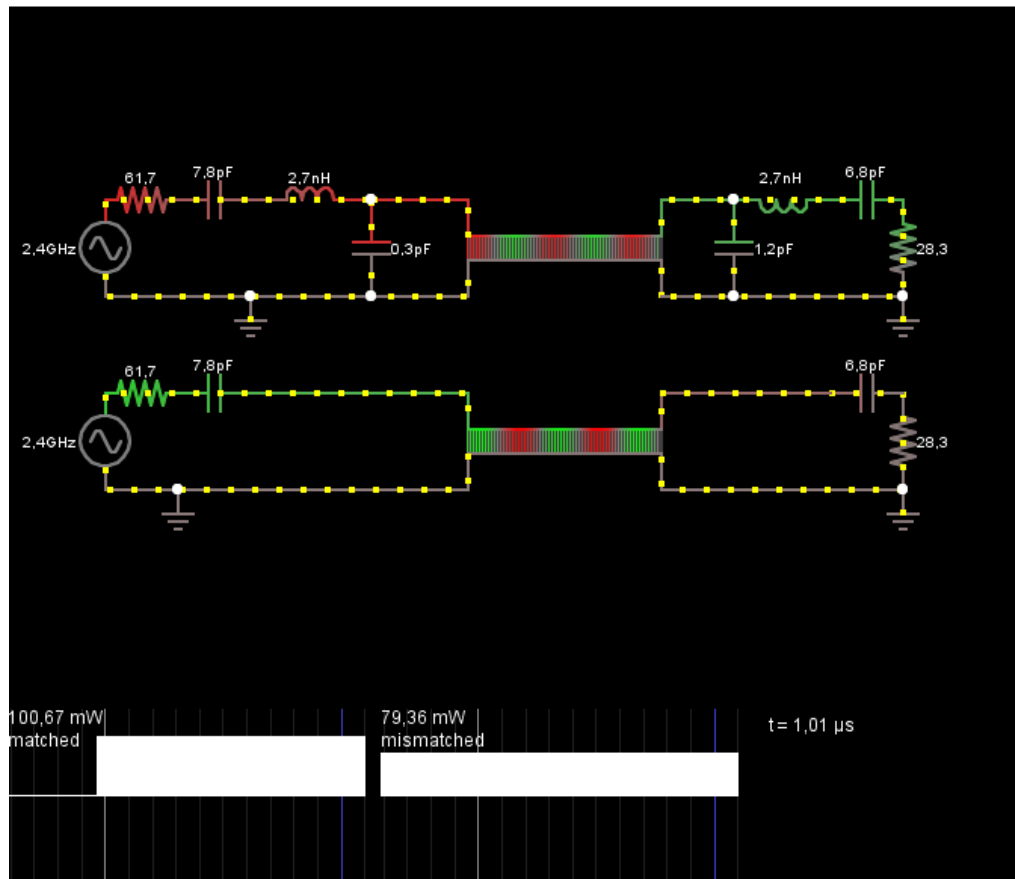
Voor de antenne met de korte transmissielijn geldt dat  $\Re\{Z_{chip}\}$  groter is dan  $\Re\{Z_{antenne}\}$ , dit betekent dat er een compensatienetwerk in de vorm van figuur 3.18 gebruikt kan worden om de chip te matchen met de antenne. Wanneer de vergelijking 4.2 klopt, is de transmissielijn gematched met de antenne. Vergelijking 4.4 kan worden benaderd met Matlab, hieruit komt de waarde  $2.8nH$  voor  $L$  en  $0.4nF$  voor  $C$ . In figuur 4.5 staat het hele netwerk weergegeven.

$$\frac{Z_{chip} * j\omega L}{Z_{chip} + j\omega L} = \frac{1}{j\omega C} + Z_{antenne} \quad (4.4)$$



Figuur 4.5: Equivalent circuit ontvanger met korte transmissielijn met compensatie

Het ontworpen circuit voor de ontvanger is gesimuleerd door middel van de circuit simulator Falstad. [18] De simulator belooft een vermogenswinst van 25% na compensatiecircuit. Ook zijn er zonder compensatie duidelijk reflecties te zien in de transmissielijn, zonder compensatie ontstaan er geen staande golven.



Figuur 4.6: Simulatie van het ontvangcircuit met de simulator van Falstad. Het bovenste circuit is gematched en het onderste niet. Een vermogenswinst van ruim 25% is op deze manier gerealiseerd.

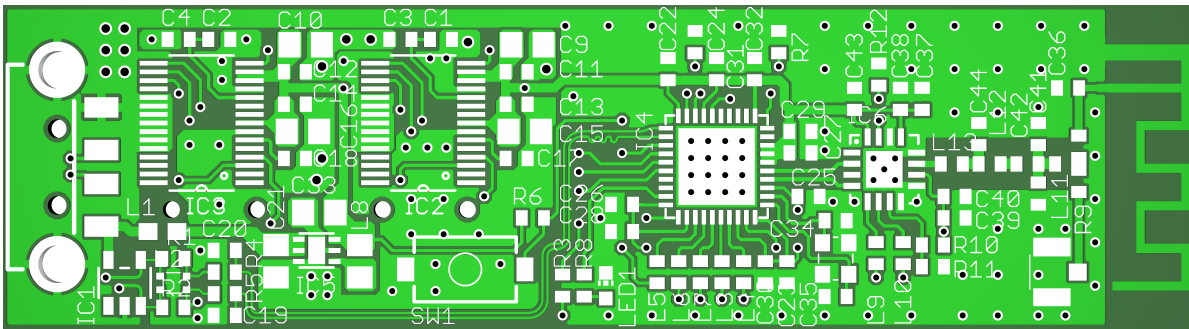
#### 4.4. Dubbele antenne

In sectie 3.2.3 is besproken hoe elektromagnetische golven kunnen reflecteren via wanden en andere obstakels. Dit heeft tot de conclusie geleid dat de correlatie tussen signalen in één ruimte met oneindig veel reflecterende signalen op  $0.4\lambda$  gelijk is aan nul. Voor het antenneontwerp betekent dit dat op een moment dat het signaal in een ruimte op plaats  $x$  onvoldoende is, de kans op een beter signaal het grootst is op een plaats  $y$  met  $|x - y| = 0.4\lambda$ . Een ongecorrleerd signaal betekent namelijk dat het signaal via een ander pad in de ruimte is binnengekomen. Om deze reden is er gekozen voor een opstelling van twee antennes. De golflengte van het signaal is  $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3.00e8}{2.44e9} = 12.3\text{cm}$ . Dit betekent dat de antennes  $0.4 * 12.3 = 4.9\text{cm}$  uit elkaar moeten staan om de kans op goede ontvangst op één van de antennes te maximaliseren.

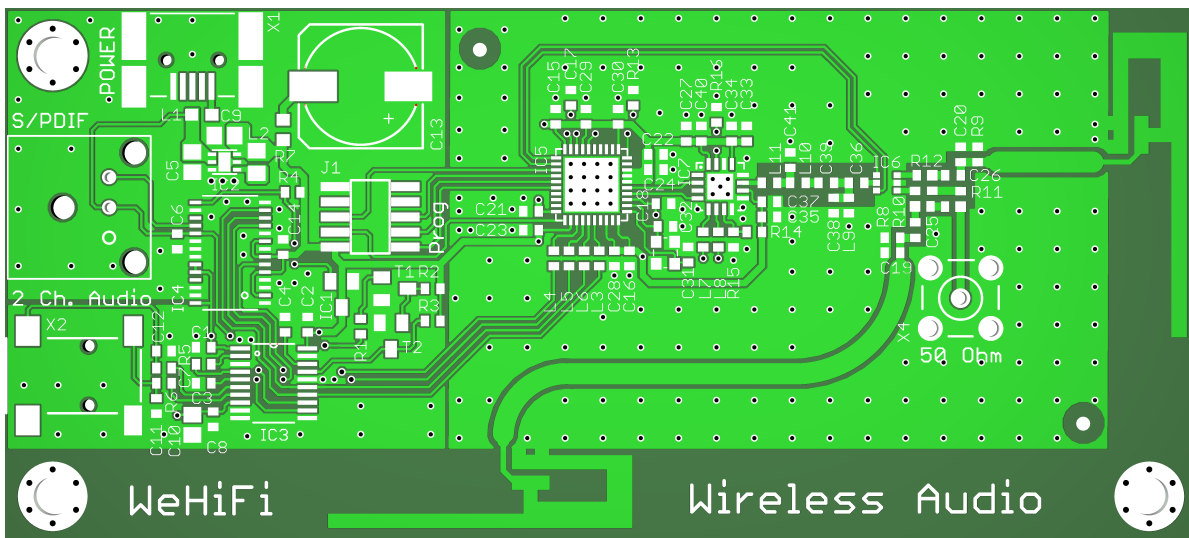
Een bijkomende toepassing voor het plaatsen van twee antennes is het polarisatieprobleem. De IFA antenne is horizontaal gepolariseerd met de polarisatievector naar boven gericht in figuur 3.8. Op het moment dat een ontvangantenne een polarisatie heeft die  $90^\circ$  gedraaid is ten opzichte van de andere antenne zal er in theorie geen vermogensoverdracht plaatsvinden. Door de tweede antenne  $90^\circ$  ten opzichte van de eerste antenne te positioneren wordt dit probleem opgevangen.

#### 4.5. PCB layout

Uiteindelijk zijn de antenne ontwerpen toegevoegd aan het complete systeem en op een PCB bord geprint. Voor de antennes zijn de afmetingen aangehouden zoals weergegeven in de datasheets. [13][14] De layout voor de zender en ontvanger zijn weergegeven in figuur 4.7 en 4.8.



Figuur 4.7: PCB layout van de zender. Aan de rechterkant is de MIFA antenne te zien. Het lichtgroene materiaal is aardvlak. De antenne kan gemeten worden door door een u.fl connector aan te sluiten op de witte eilandjes rechtsonder.



Figuur 4.8: PCB layout van de ontvanger. Aan de rechter- en onderkant zijn de IFA's te zien. De antenne kan gemeten worden door een SMA connector te bevestigen op de daarvoor bestemde eilandjes bij de '50 Ohm' marking.

## 4.6. Vermogen

Is het theoretisch mogelijk is om met het systeem te kunnen streamen over een afstand van 15 meter en door een muur? Hiervoor moet bekend wat het zendvermogen is van de versterker is, wat de vrije ruimte demping is op een afstand van 15 meter en wat de demping is door de aanwezigheid van één muur. Er wordt aangenomen dat er geen EM golfreflecties optreden in de kamer en de muur EM golven niet reflecteert en alleen maar absorbeert en doorlaat. In de werkelijkheid zullen er nog veel meer factoren meespelen wat de demping van de EM golven bepaald, deze worden weggelaten om de berekening eenvoudig te houden. Er is hier een schatting gedaan. Aangenomen is dat de antennes een uniform stralingspatroon hebben.

Het zendvermogen van het systeem is  $25mW \equiv 10\log_{10} 25dBm \approx 14dBm$  [2]. De gevoeligheid van de CC8530 audiochip op de ontvanger is minimaal  $-83dBm$  [1]. Dit betekent dat de demping maximaal  $97dB$  mag bedragen wil er overdacht plaatsvinden. Uit vergelijking 3.2 volgt dat vrije ruimte demping op 15 meter ongeveer  $64dB$  bedraagt. in 3.2.3 wordt geschat dat de demping door een muur  $15dB$  is. Alleen kijkend naar de vrije ruimte demping en de demping door de aanwezigheid van een muur moet het systeem in staat zijn om te streamen op 15 meter en door één muur.



# 5

## Test en resultaten

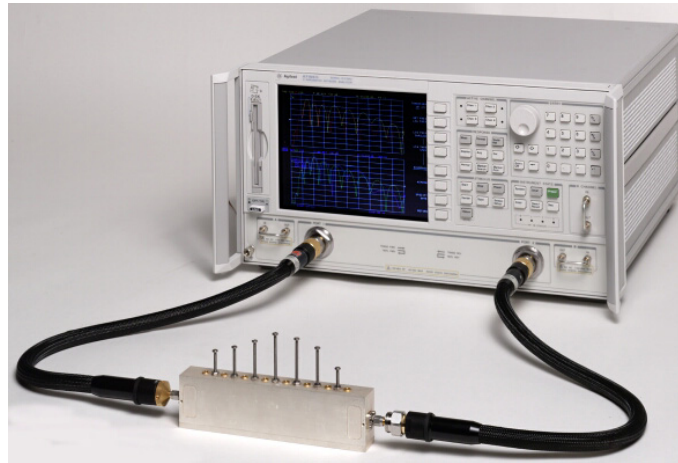
### 5.1. Testopstelling en plan van aanpak

De eerste test betreft een test van de individuele antennes. In verband met beperkte tijd is er besloten om een testopstelling te maken voordat de PCB's met het complete systeem klaar zijn. Hierdoor kunnen de stralingspatronen tijdig gemeten en verwerkt worden. In de sectie 5.2 zullen de spectrummetingen aan de antennes op het definitieve PCB-bord gedaan worden. De impedantiemetingen van de eerste test zijn een redelijk accurate schatting voor de prestaties van de antennes in het totale systeem. Het PCB-materiaal heeft namelijk weinig invloed op de meetresultaten aangezien de groundplane niet onder de antenne loopt. De IFA en MIFA zijn beiden op een stuk FR4 gefabriceerd. Het gebruikte FR4 is 0.580 mm dik en heeft 35 $\mu$ m dikke koperlagen. Een afbeelding van de testbordjes is weergegeven in figuur 5.1



Figuur 5.1: Testbordjes voor de impedantiemetingen en stralingspatroon bepaling. Links de IFA, rechts de MIFA

De antennes zullen doorgemeten worden aan de hand van een network analyzer. Een network analyzer is een apparaat dat eenvoudig een aantal metingen aan de antenne kan verrichten. In figuur 5.2 is een afbeelding van een network analyzer weergegeven.



Figuur 5.2: Een voorbeeld van een network analyzer met twee 50Ω SMA connectors.

De network analyzer beschikt over een uitgang en een ingang, beide voorzien van een 50Ω coax kabel en een SMA connector. De uitgang wordt aangesloten op de zendantenne en de ingang op een eventuele ontvangantenne.

Als eerste wordt de reflectiecoëfficiënt afhankelijk van de frequentie gemeten. Hiervoor hoeft alleen de uitgang van de network analyzer aangesloten te worden op de antenne. De network analyzer stuurt een spanning de antenne in en meet vervolgens de reflecties die ontstaan. Op die manier kunnen de reflectiecoëfficiënt, return loss, en de VSWR bepaald worden. Aangezien de impedantie van de analyzer, coax-kabel en feedline geïkht zijn op 50Ω is uit deze metingen de antenne-impedantie te berekenen. Dit staat in de vergelijking 5.1

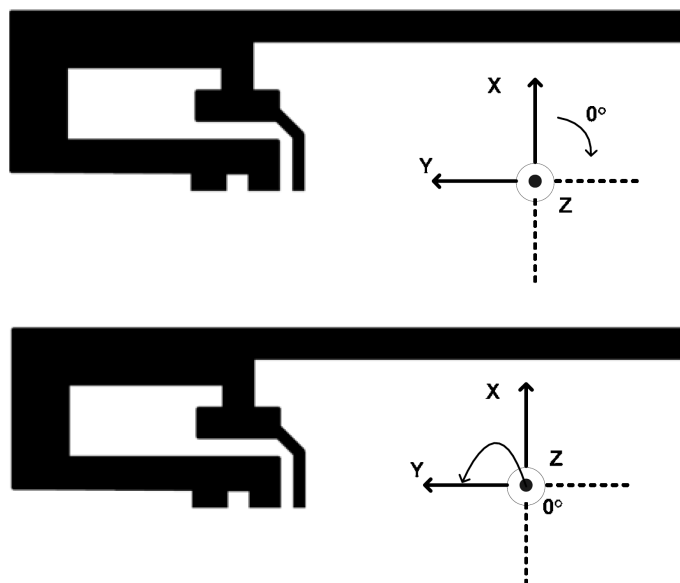
$$Z_a = Z_k \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (5.1)$$

Hierin zijn  $Z_a$  de antenne impedantie en  $Z_k$  de uitgangsimpedantie van de network analyzer. Bij de resonantiefrequentie van de antenne zal een dal zichtbaar zijn in het spectrum. Hoe lager dat dal, hoe lager de reflectiecoëfficiënt en hoe beter de antenne impedantie gematched is met de karakteristieke impedantie van de feedline.

De tweede meting is het bepalen van het stralingspatroon van de antenne. De PCB-antenne wordt hiervoor aangesloten op de uitgang van de network analyser zal dus een hoogfrequent signaal uitzenden. Aan de ingang wordt een de ontvang antenne aangesloten met een hoge gain. De PCB zelf wordt op een roterend statief geplaatst zodat het stralingspatroon vanuit elke hoek gemeten kan worden. Een belangrijk effect waar rekening mee gehouden dient te worden is de polarisatie van de antennes. Op het moment dat de polarisatie van de zender en ontvanger loodrecht staan zal er in theorie geen vermogenoverdracht plaats vinden. De van de ontvangantenne staat haaks op de richting van de antenne en kan dus afhankelijk van de meting gedraaid worden.

Om inzicht te krijgen in het stralingspatroon zullen er twee reeksen van metingen gedaan worden. De antenne bevindt zich in het ruimte als weergegeven in figuur 5.3. Er zullen twee reeksen van metingen gedaan worden, namelijk in het XZ vlak en het XY vlak. De richting in het XZ vlak wordt azimut genoemd en het achteraanzicht wordt op 0° gesteld en de richting van de arm van de antenne op 90°. De richting in het XY vlak wordt altitude genoemd en daarin wordt de richting boven de antenne (polarisatierichting) op 0° gesteld en de richting van de arm op 90°.

Voor de metingen in het XZ vlak is de zendantenne verticaal gepolariseerd. Voor maximale vermogenoverdracht dient de ontvangantenne ook verticaal gepolariseerd te zijn. Voor de metingen in het XY en ZY vlak zal de ontvangantenne horizontaal gepolariseerd zijn. Als gevolg hiervan zijn de antennes bij 90° en -90° loodrecht gepolariseerd. Dit resulteert in significante lokale minima bij de genoemde altitude. De ontvanger meet het ontvangen vermogen en slaat het op in een array met bijbehorende azimut/altitude. De data kan op verschillende manieren gepresenteerd worden, maar de meest inzichtelijke grafische manier is een polair diagram. Een polair diagram geeft alle richtingen weer van 0 tot 360°. Het polair diagram wordt op een bepaald referentieniveau gesteld dat bepaald wordt door de metingen. De minimale waarde van alle metingen wordt opgeteld bij elke meting. De minimale waarde zal dus in het centrum van het polair diagram getoont worden en hoe verder richting

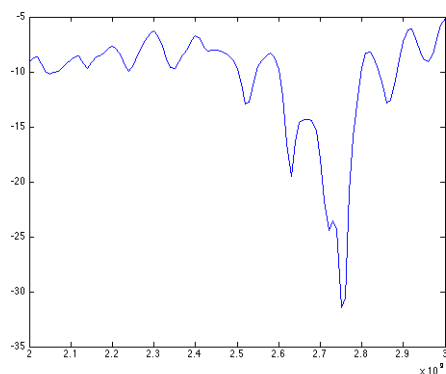


Figuur 5.3: Positionering van de antenne en de vlakken waarin gemeten zal worden. Boven het XY vlak en onder het YZ vlak.

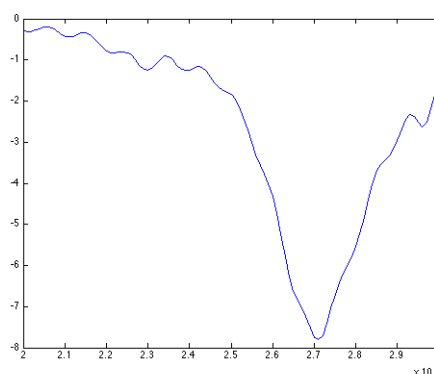
de buitencirkel hoe hoger het vermogen. Op deze manier kan uitgelezen worden in welke richting de antenne het meest straalt en in hoeverre het stralingspatroon uniform is.

## 5.2. Resultaten en verwerking

De volgende documentatie is een logboek van het ontwerpproces. Op deze manier worden denkstappen en ontwerpoverwegingen in het proces duidelijk. De zender heeft een enkele MIFA. De ontvanger heeft twee IFA's, een met een lange transmissielijn en een met een korte. De PCB's met een losse antenne hebben een IFA en MIFA met een  $50\Omega$  transmissielijn. Op 5 juni is de eerste test uitgevoerd met de spectrum analyser. De resultaten van de reflectiemeting van de losse IFA repectievelijk de losse MIFA zijn weergegeven in figuur 5.4 en 5.5. In elk onderstaand figuur die de reflectiecoëfficiënt laat zien is de y-as de reflectiecoëfficiënt in dB en de x-as de frequentie in Hz. Voor de stralingspatronen geldt dat het verschil ten opzichte van  $-70dB$  weergegeven wordt. Een stralingspatroon van  $-70$  dB tot  $-50$  dB is weergegeven als een stralingspatroon 0 dB tot 20 dB. De figuren van het stralingspatroon zijn ook in dB.



Figuur 5.4: Reflectiemeting van de IFA antenne op 5 juni

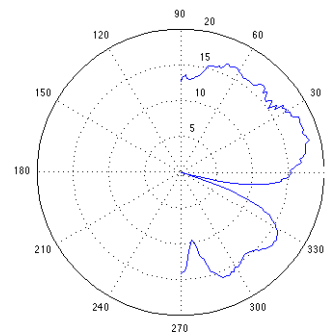
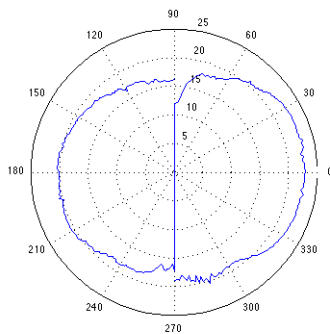


Figuur 5.5: Reflectiemeting van de MIFA antenne op 5 juni

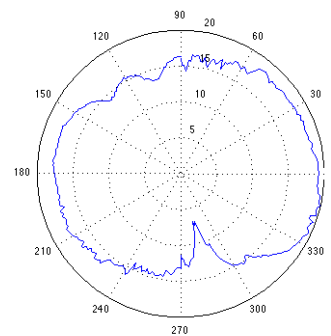
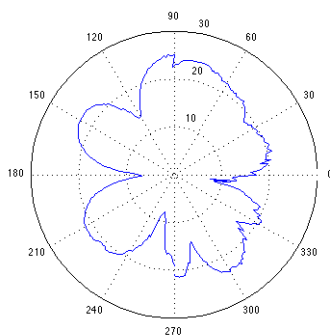
Figuur 5.4 vertoont een dal met een minimale waarde op 2.78 GHz. Dit is dus een afwijking ten opzichte van de gewenste resonantiefrequentie van 340 MHz. De reflectiecoëfficiënt is op de reso-

nantiefrequentie gelijk aan  $-32dB$ . Voor praktische toepassingen is een reflectiecoëfficiënt onder de  $-10dB$  een acceptabele waarde. Aan de hand van vergelijking 5.1 is de corresponderende impedantie bepaald. De impedantie in resonantie bij 2.78 GHz is:  $65.4 + 10.2j\Omega$ . De impedantie bij 2.44 GHz is  $21.8 + 3.5j\Omega$

Figuur 5.5 vertoont dal met een minimale waarde op 2.75 GHz. Dit is dus een afwijking ten opzichte van de gewenste resonantiefrequentie van 337 MHz. De reflectiecoëfficiënt is op de resonantiefrequentie gelijk aan  $-6.7dB$ . Dit betekent dus dat de impedantie van de losse MIFA niet in de buurt zit van  $50\Omega$ . De impedanties van de losse MIFA is  $26.5 + 30.0j\Omega$  bij 2.75 GHz in resonantie en  $55.2 + 178.9j\Omega$  bij 2.44GHz. De resultaten van de stralingspatroon metingen van de IFA en de MIFA zijn weergegeven in figuur 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 en 5.10. De lijn door de oorsprong bij figuur 5.6 komt door onvoldoende meetresultaten. De afwezigheid van de helft in figuur 5.7 komt door onvoldoende meetresultaten.



Figuur 5.6: Stralings patroon van het XZ vlak van de IFA    Figuur 5.7: Stralings patroon van het XY vlak van de IFA

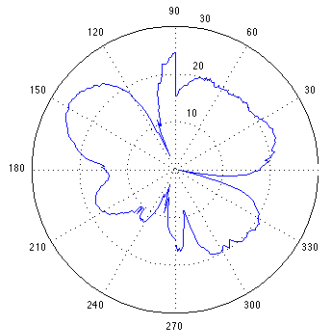


Figuur 5.8: Stralings patroon van het YZ vlak van de IFA

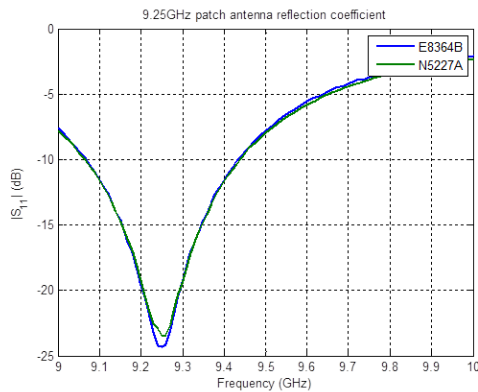
Figuur 5.9: Stralings patroon van het XZ vlak van de MIFA

Op 6 juni werd het PCB systeembord geleverd en vanwege de tegenvallende resultaten op 5 juni is er opnieuw een reflectiemetingen gedaan. Het FR4 materiaal van het systeembord is 1.55mm dik met koperlagen van  $35\mu m$ . Tijdens het meten zijn er problemen ondervonden met de aansluiting van de MIFA op de zender. Deze beschikt over een SMA connector met reversed polarisation wat niet ondersteund wordt door de network analyser. Wanneer de juiste connectors beschikbaar zijn zullen deze metingen voortgezet worden. De resultaten van de reflectiemeting van de IFA met de korte transmissielijn op de ontvanger zijn weergegeven in figuur 5.12. De gemeten IFA heeft een transmissielijn van 1cm wat korter is dan  $\frac{\lambda}{10}$  en dus heeft een eventuele mismatch tussen de transmissielijn en de antenne weinig invloed op de reflectiecoëfficiënt.

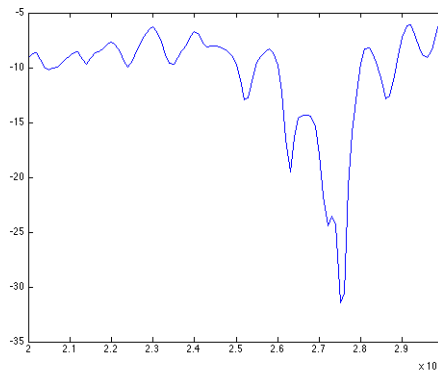




Figuur 5.10: Stralings patroon van het XY vlak van de MIFA



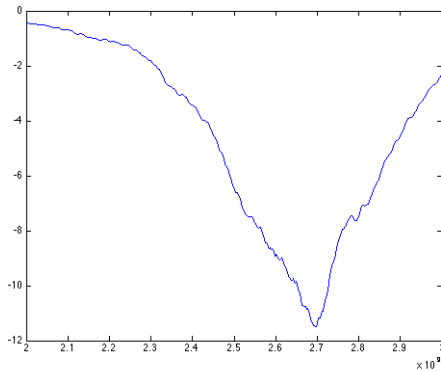
Figuur 5.11: Referentiemeting van Pascal Aubry op een frequentie van 9.25GHz



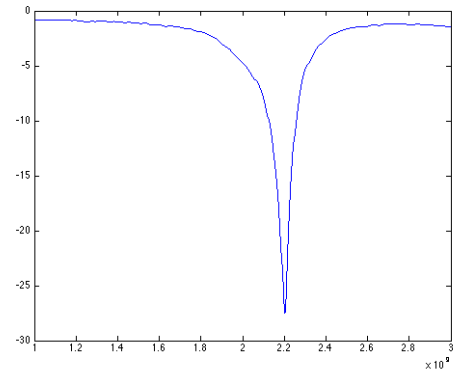
Figuur 5.12: Reflectiemeting van de IFA antenne op 6 juni

Wat meteen opvalt aan de meting is de lage waarden voor de reflectiecoëfficiënt. Dit is echter een calibratieprobleem en door de metingen met 10 dB op te hogen worden is het mogelijk om een grove inschatting te krijgen. De reflectiecoëfficiënt is met deze aanpassing  $-21.4$  dB wat duid op een antenne impedantie van  $50.1 - 2.7j\Omega$  op 2.75 GHz, dit is wederom een afwijking van ruim 300 MHz van de gewenste waarde. Na de meting van 6 juni bestaat het vermoeden dat er een fout zit in de metingen of de meetapparatuur. Beide antennes zijn ontworpen voor 2.4GHz en de afmetingen zijn zeer exact doorgevoerd. Daarnaast zijn er meerdere metingen gedaan met verschillende antenneontwerpen, verschillende PCB-diktes, met en zonder feedline en keer op keer is dezelfde afwijking zichtbaar. Voor de volgende meting is besloten een referentiemeting te doen.

Op donderdag 12 juni is een nieuwe meting gedaan met nieuwe SMA connectoren. Naar aanleiding van de referentiemeting van Pascal Aubry in figuur 5.11 is gebleken dat de fout niet aan de network analyser ligt. De reflectiemeting van de IFA (van de ontvanger) met de lange  $70\Omega$  feedline en MIFA (van de zender) zijn weergegeven in figuren 5.13 en 5.14.

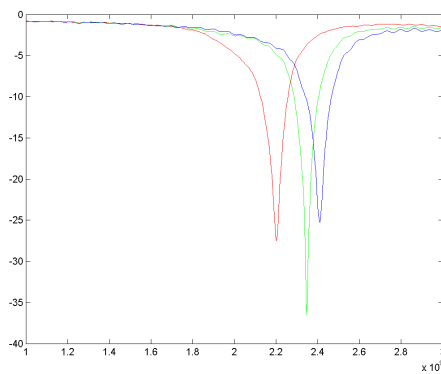


Figuur 5.13: Reflectiemeting van de IFA antenne op 12 juni

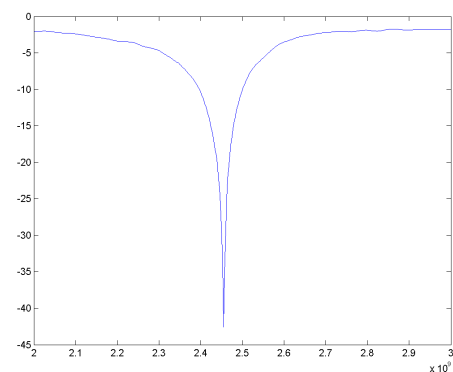


Figuur 5.14: Reflectiemeting van de MIFA antenne op 12 juni

Zoals zichtbaar in de figuur 5.13 is duidelijk dat de IFA van de ontvanger op een te hoge frequentie resonanceert. Dit is alleen te verhelpen door de lengten en dus de resonantiefrequentie te verhogen. Daarnaast is de resonantiefrequentie aan de hoge kant. Dit kan verholpen worden door de antenneimpedantie te matchen met de uitgangsimpedantie van de chip. De MIFA van de zender van figuur 5.14 daarentegen resonanceert op een te lage frequentie. Dit betekent dat de antenne te lang is en daarom ingekort moet worden. Met een mes is er een stuk van de antenne afgesneden. Het resultaat is weergegeven in figuur 5.16. De tussenfasen zijn weergegeven in figuur 5.15. De metingen aan de ingekorte MIFA van de zender voldoen ruim aan de vereiste resonantiefrequentie. Berekening van de impedantie aan de hand van vergelijking 5.1 geeft een impedantie van  $49.38 - 17.85j\Omega$ .

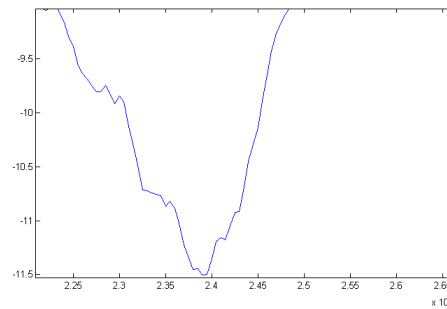


Figuur 5.15: Reflectiemetingen van de MIFA antenne. De rode lijn geeft de initiële reflectie meting aan en de groene en blauwe lijn de metingen na het inkorten van de antenne.



Figuur 5.16: Uiteindelijke meting van de MIFA antenne met de resonantiefrequentie op 2.44GHz.

Maandag 16 juni zijn de IFA's van de ontvanger verlengd door er een koperstrip van  $35\mu\text{m}$  dik er aan toe te voegen. Door het koper vervolgens op de juiste lengte te snijden is de reflectiecoëfficiënt in figuur 5.17 verkregen.



Figuur 5.17: Uiteindelijke meting van de IFA antenne na verlenging van de antenne-arm.

De resonantiefrequentie van de IFA van de zender is nu goed afgestemd op 2.44GHz echter is de antenne impedantie is nog niet goed gematched met de feedline en chip. Invullen van vergelijking 5.1 geeft een antenne impedantie van  $28.3 - 9.54j$ . De reflectiecoëfficiënt op 2.44 GHz is  $-11.3dB$ . Deze waarden zijn meegenomen in het ontwerp van een compensatienetwerk in sectie 4.3

Dinsdag 17 juni zijn de compensatienetwerken op de PCB's gesoldeerd, in hoofdstuk 3, Verwant onderzoek, en hoofdstuk 4, Ontwerpfase, wordt verteld hoe dit berekend wordt. De waarden van de componenten kunnen een beetje afwijken van de uitgerekende waarden omdat deze simpelweg niet te verkrijgen zijn. Vervolgens is er een reflectiemeting gedaan met de kleine transmissielijn op de ontvanger. In plaats van een verbetering was er juist een verslechtering. De resonantiefrequentie is verschoven van 2,4 GHz naar 2,1 GHz. Het compensatienetwerk heeft de resonantiefrequentie beïnvloed. De zender en ontvanger presteren niet beter met het compensatienetwerk. De IFA met lange transmissielijn en compensatienetwerk heeft een reflectiecoëfficiënt van slechts  $-3dB$  bij 2.44 GHz.



# 6

## Conclusie

Het doel van deze thesis was het ontwerpen van antennes voor een draadloos audiosysteem. In hoofdstuk 2, Programma van eisen, staan alle eisen waar de antennes aan moesten voldoen. Is er voldaan aan alle eisen? Is het ontworpen systeem daadwerkelijk beter dan de huidige beschikbare oplossingen? Het product werkt niet beter dan de huidige systemen op de markt. Het bereik is niet groot genoeg en een onjuiste positie van de ontvanger op middelgrote afstand zorgt ervoor dat het signaal wegvalt. Er is nauwelijks verschil te horen tussen de geluidskwaliteit van een equivalent bedraad systeem en ons product. De bruikbaarheid is zeer beperkt. Op een zendbereik van één meter is een draadloos systeem bijna zinloos.

Deze thesis is gericht op het antenne ontwerp. Naar de eisen die gaan over verbindingen, antennes en regelgeving rondom straling wordt dieper gekeken in het hoofdstuk 7, Discussie en reflectie. Hieronder staan alle eisen en of deze gehaald zijn.

### 6.1. Belangrijke eisen aan gebruiker en ontwerp

- ✓ Draadloze verbinding moet mogelijk zijn in aanwezigheid van één draadloze 2.4GHz router op 5m afstand.

*In de ruimte waar het systeem getest is stond ook een draadloze 2.4GHz router op een afstand van minder dan 5 meter. In deze ruimte was het mogelijk om een verbinding tussen de zender en ontvanger op te zetten.*

- ~ Positionering van zender en ontvanger ten opzichte van elkaar in de ruimte mag geen invloed hebben op de verbinding.

*Op een korte afstand (minder dan 40cm) maakt het niet uit hoe de zender en ontvanger ten opzichte van elkaar gepositioneerd zijn. Op een afstand groter dan 40cm maakt het wel uit hoe de ontvanger gepositioneerd is. In hoofdstuk 7, Discussie en reflectie, wordt hier nader op in gegaan.*

- ~ De antennes moeten werkbaar zijn op frequenties tussen 2400 MHz tot 2483 MHz. Dit betekent een centrale resonantiefrequentie op 2.44GHz en een minimale -3dB bandbreedte van 83 MHz.

*Voordat het compensatienetwerk op de PCB's gesoldeerd was, werkten de antennes op frequenties tussen de 2400 en 2483 MHz. Echter zijn na de plaatsing van de compensatienetwerken op de ontvanger de resonantiefrequenties van de IFA's veranderd. Hierdoor resoneren de IFA's nu op 2.1 GHz in plaats van 2.44 Ghz. De zender is wel werkbaar op 2.44 GHz aangezien er geen compensatienetwerk direct na de MIFA geplaatst is. In hoofdstuk 7, Discussie en reflectie, wordt hier nader op in gegaan.*

- ✓ De antenne voor de zender moet een PCB antenne zijn met een afmeting die maximaal 19 mm x 8 mm is.

*De MIFA die gebruikt is voor de zender heeft een afmeting van 14.4 mm x 5.4 mm [14].*

- ✓ De antenne voor de ontvanger moet op een PCB bord passen van 10 cm x 10 cm. De hoogte mag maximaal 1 cm zijn.

*De IFA die gebruikt is voor de ontvanger heeft een afmeting van 7.5 mm x 25.6 mm [13]. De hoogte van de antenne is 35 $\mu$ m (hoogte van koperlaag op de PCB). De dikte van de PCB bord is 1.55mm. De IFA past op een PCB bord van 10 cm x 10 cm. De dikte van de IFA is minder dan 1cm*

- ✓ De zendende en ontvangende antenne moeten een uniform stralingspatroon hebben met een maximale versterking van 6 dBi ten opzichte van een uniforme straler.

*Zoals te zien in figuren 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 en 5.10 zijn niet alle stralingspatronen uniform. Sommige vlakken zijn wel mooi uniform, andere vlakken weer niet. Volgens de datasheets voldoen bijde antennes aan de eis, maar de metingen bieden geen uitsluitsel hierover aangezien de gain van de antennes niet gemeten is. Meer hierover in hoofdstuk 7, Discussie.*

- ✗ Het zendvermogen van de zender moet voldoende zijn om over 15 meter en door één muur een stabiele verbinding te kunnen realiseren.

*Deze eis is niet gehaald door fouten in het PCB ontwerp of door fouten gemaakt in het antenne-ontwerpproces. Zie hoofdstuk 7, Discussie en reflectie, voor meer informatie.*

- ✓ De ontvanger moet voorzien zijn van twee antennes met een orthogonale polarisatie.

*In hoofdstuk 4, Ontwerpfase, is beargumenteerd dat op het ontvangbordje twee antennes moeten worden gemonteerd. Dit is ook gebeurd.*

- ✓ De antenneimpedantie moet matchen met de ingangsimpedantie van de versterker, namelijk 61.723 – j8.383 $\Omega$

*Op de ontvanger is de antenne direct gematched met de ingangsimpedantie van de versterker door een compensatienetwerk. De andere antenne is eerst gematched met de transmissielijn en vervolgens is de transmissielijn gematched op de ingangsimpedantie van de versterker.*

## 6.2. Minder relevante eisen aan gebruiker en ontwerp

De eisen in onderstaande lijst zijn eisen die minder relevant zijn voor deze thesis. Die eisen gaan vooral over het PCB ontwerp.

- ✓ Draadloze verbinding tussen zender en ontvanger moet vierkanaals, 48kHz 16 bits audio transmissie mogelijk maken
- ✓ Het systeem moet op een Plug&Play wijze geïnstalleerd kunnen worden. Na aansluiting moet het systeem meteen werken.

*Wanneer het product aangesloten wordt op een computer met Windows 7 of 8 hoeven er geen externe drivers geïnstalleerd worden. Als de ontvanger wordt voorzien van stroom en deze in het bereik is van de ontvanger, begint het systeem meteen met streamen.*

- ✓ Zowel digitale als analoge bronnen moeten aangesloten kunnen worden met een USB-aansluiting en een 3.5 mm kabel.
- ✓ De digitale zender moet via USB aangesloten kunnen worden op een PC of laptop met Windows 7 of hoger.
- ✓ Het ontwerp van de zender moet klein genoeg zijn zodat er twee naast elkaar op een USB poort aangesloten kunnen worden.
- ✓ De ontvanger moet in een actieve speaker passen van 10 cm x 15 cm x 20 cm.

*De ontvanger is 10 cm x 4.5 cm x 1.55 mm groot*

~ Er moeten vier ontvangers tegelijkertijd met één zender draadloos verbonden kunnen worden.

*Dit is niet getest omdat er geen vier ontvangers beschikbaar waren. Theoretisch moet dit haalbaar zijn*

### 6.3. Eisen aan de omgeving en liquidatie

Het zendvermogen van het systeem is  $25mW$ , dit is lager dan  $100mW$ . Ons systeem overschrijdt niet het maximale zendvermogen op 2.4 GHz [3]. Omdat alle componenten op een externe locatie gemaakt zijn, is het niet mogelijk om een uitspraak te doen of het product schade aan het milieu opgeleverd heeft. Het is enkel mogelijk om te veronderstellen dat bedrijven als Farnell [19] en EuroCircuit [17], bedrijven waar componenten besteld zijn en de PCB gemaakt is zorgvuldig omgaan met het milieu. Dit product kan wanneer het aan het eind is van zijn levensduur is worden ingeleverd bij bijvoorbeeld de afvalverwerking van de gemeente. Het milieu is dan niet onnodig belast.

### 6.4. Eisen aan de productie en verkoop

De fabrikant van de audiochip, Texas Instruments [20], was in staat de audiochips binnen een week te leveren. Eurocircuit was in staat om de PCB's binnen een week te leveren. De componenten werden allemaal binnen 2 werkdagen geleverd. De vraag alle gebruikte chips na een jaar nog leverbaar zijn valt nu nog niet te beantwoorden, hoewel dit wel voor de hand ligt. Voor simpele componenten als weerstanden, spoelen en condensatoren is het wel mogelijk om met zekerheid te zeggen dat deze over een jaar nog leverbaar zijn. De PCB's zijn voorzien van boorgaten om het monteren in een apparaat gemakkelijk te maken.





# 7

## Discussie en reflectie

### 7.1. Discussie

#### 7.1.1. Bandbreedte

Bijde antennes voldoen aan de gespecificeerde bandbreedte binnen het programma van eisen. Echter er zijn meer componenten die een invloed uit kunnen oefenen op de bandbreedte van het systeem. De compensatienetwerken worden gevormd door banddoorlaat LC filter. Er is geen rekening gehouden met de filterkarakteristieken van de compensatienetwerken. Dit kan tot gevolg hebben dat de bandbreedte van het systeem beperkt is waardoor frequency hopping minder goed werkt. Deze effecten zijn echter niet waargenomen in gebruik van het systeem.

#### 7.1.2. Compensatienetwerk

De compensatienetwerken hadden een negatieve invloed op het bereik van het systeem. Dit gaat geheel tegen de verwachtingen in. Het is niet duidelijk waarom de compensatienetwerken niet werken.

#### 7.1.3. Zendvermogen

De verwachte 15 meter is bij lange na niet gehaald. De oorzaak van dit probleem moet hoofdzakelijk buiten het antenneontwerp gezocht worden. De reflectiecoëfficiënt van de IFA en MIFA antennes zijn voldoende om een groter bereik mogelijk te maken. Een oorzaak zou kunnen zijn dat het zendvermogen van de antenneversterker te laag is. Er is nog geprobeert het zendvermogen te meten maar hiervoor was geen geschikte meetapparatuur voor handen. De bandbreedte van de oscilloscoop was niet toereikend. Met meer tijd zou kunnen worden uitgezocht wat de oorzaak is van het lage bereik.

#### 7.1.4. Positionering van de ontvanger

Wanneer de ontvanger op een afstand van meer dan  $40\text{cm}$  van de zender verwijderd is, heeft de positionering van de ontvanger invloed of er verbinding gemaakt kan worden. Dit kan worden verklaard door een mogelijk kwaliteitsverschil tussen de IFA's op de ontvanger. Ook kunnen reflecties invloed hebben, als de zender op de USB poort van de computer aangesloten is kunnen de EM-golven weerkaatsten via de voorkant van de computer.

#### 7.1.5. Uniform stralingspatroon

De antennes hebben een uniform stralingspatroon op alle assen. Dit komt de geometrie van de antennes en de meetopstelling. Het stralingspatroon van de antennes is gemeten door middel van een stralende zender die één richting is gepolariseerd. Onder sommige hoeken kan dan geen signaal worden ontvangen. Voor de volledigheid zou eigenlijk ook op de andere polarisatierichting moeten worden uitgezonden waardoor de meetresultaten geen last hebben van polarisatie. Kijkend naar de figuren 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 en 5.10 en meegenomen dat er geen polarisatie-effecten optreden hebben de IFA en MIFA een uniform stralingspatroon met een maximale variatie van  $6\text{dB}$ .

## 7.2. Reflectie

De samenwerking tussen de twee groepen, de PCB en antenna, verliep goed. Gezien de korte beschikbare tijd had het PCB ontwerp eerder af moeten zijn. Ook moesten de metingen aan de antennes eerder gestart worden, dit heeft op het laatst nog veel tijd in beslag genomen. Tijd die ook goed besteed was geweest aan de thesis. Omdat de hele antennetheorie nauwelijks aan bod geboden is tijdens de opleiding Electrical Engineering moest er veel uitgezocht worden. Dit heeft het ontwerpproces vertraagd. Het ontwerpen van antennes is iets waar ervaring voor nodig is.

# Bibliografie

- [1] Texas Instruments, *CC85XX-CC2590EM datasheet*, <http://www.ti.com/lit/ds/swrs091f/swrs091f.pdf> ().
- [2] Texas Instruments, *CC85XX-CC2590EM datasheet*, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2590.pdf> ().
- [3] *Veel zware wifi-routers illegaal*, <http://www.agentschaptelecom.nl/actueel/nieuws/2012/veel-zware-wifi-routers-illegaal>.
- [4] IEEE, *Ieee 802.11 wireless lan standard*, <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.11.html>.
- [5] Charles Hodgdon, *Ieee 802.11 wireless lan standard*, <http://www.design-reuse.com/articles/5715/adaptive-frequency-hopping-for-reduced-interference-between-bluetooth-a.html>.
- [6] *Em-golven*, [http://nl.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetisch\\_veld](http://nl.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetisch_veld).
- [7] *Uitleg over em golven*, <http://www.natuurkunde.nl/artikelen/view.do?supportId=941302>.
- [8] R. Wilson, *Reflection and Transmission Losses Through Common Building Materials*, Tech. Rep. (University of Southern California, 2002).
- [9] A. Goldsmith, *Wireless Communications* (Stanford University, 2004).
- [10] M. L. . I. Sylla, *Ism-band and short range device antennas*, <http://www.ti.com/lit/an/swra046a/swra046a.pdf>.
- [11] *Antenna selection guide*, <http://www.ti.com/lit/an/swra161b/swra161b.pdf>.
- [12] Daminiaaninstituut Aarschot, *Telecommunicatie - transmissielijnen*, <http://www.uploadarchief.net/files/download/transmissielijnen.pdf>.
- [13] Texas Instruments, *2.4 GHz Inverted F Antenna design note*, <http://s.eeweb.com/articles/2011/09/22/inverted-f-antenna-PCB-1316730420.pdf> ().
- [14] Texas Instruments, *Small Size 2.4 GHz PCB antenna application note*, <http://www.ti.com/lit/an/swra117d/swra117d.pdf> ().
- [15] *Design guide for high-speed controlled impedance circuit boards*, <http://goo.gl/dqC3Pv> ().
- [16] *Pcb microstrip impedance calculator*, <http://www.eeweb.com/toolbox/microstrip-impedance> ().
- [17] EuroCircuits, *Eurocircuits website*, <http://www.eurocircuits.com>.
- [18] Paul Falstad, *Falstad circuit simulator applet*, <http://www.falstad.com/circuit/>.
- [19] Farnell, *Farnell website*, <http://nl.farnell.com>.
- [20] Texas Instruments, *Texas instruments website*, [www.ti.com](http://www.ti.com) ().