

ChildFinder hardware

Technologiekeuzes, ontwerp en conceptdemonstratie

Yakup Koç 1340212
Long Lam 1311727

Bsc eindproject 2009

Faculteit EWI

Elektrotechniek

Coördinator:
Dr. I.E. Lager



Voorwoord

Deze thesis is geschreven in het kader van het bacheloreindproject 'Where is my baby?', waarbij een systeem ontworpen moest worden om een kind buiten een bepaalde afstand van de ouder te vinden. Op het strand is het vaak druk, en kunnen ouders niet constant op hun kinderen letten. Kinderen hebben vaak de neiging om zomaar weg te rennen om ergens te spelen, en raken soms verdwaald.

Om de ouders te helpen bij het letten op hun kinderen, is er een systeem ontworpen, genaamd de ChildFinder. Om de ChildFinder is een bepaalde straal, wat de veilige zone wordt genoemd. Als het kind zich binnen de straal bevindt, doet de ChildFinder niets. Wanneer het kind buiten de veilige zone gaat, moet de ChildFinder een waarschuwing geven en de richting aangeven waarheen het kind is weggelopen. In deze thesis zal een hardware ontwerp van de ChildFinder worden beschreven en het concept achter de ChildFinder worden getest.

Het probleem in het hardware ontwerp van de ChildFinder is geformuleerd in hoofdstuk 2. Voor degene die geïnteresseerd zijn welke technologieën de ChildFinder gebruikt en waarom, worden verwezen naar hoofdstuk 5, 6 en 7. Wie het ontwerp van de ChildFinder in hardwarecomponenten wil zien, kan het vinden in hoofdstuk 8. De lezer die het concept achter de ChildFinder getest wil zien, kan dit vinden in hoofdstuk 8.2, 9 en bijlage 2.

Graag willen wij de volgende personen bedanken voor hun hulp in het project:

- Zoubir Irahhauten voor het beschikbaar stellen van meetapparatuur en voor zijn feedback op eerdere versies van deze thesis.
- Jeroen Bastemeijer voor zijn advies voor het ontwerp van de concept demonstrator.
- Gerard Janssen voor zijn advies en beschikbaar stellen van de geluidskaart.
- Wouter Serdijn voor zijn advies bij de keuze van componenten voor de concept demonstrator.
- Fred van der Zwan voor zijn advies bij de concept demonstrator.
- Johan Zijderveld voor zijn advies bij de concept demonstrator.
- Lu Hao voor zijn advies en hulp met het programma LABVIEW.
- Pascal Aubry voor zijn hulp in de zoektocht naar hardware componenten voor de concept demonstrator.

Tot slot willen wij speciaal Paul Hakkaart bedanken voor het beschikbaar stellen van meetapparatuur voor de concept demonstrator. Ook zijn wij hem erg dankbaar voor de vele uren die hij heeft vrijgemaakt om ons te helpen met de concept demonstrator.

Yakup Koç & Long Lam
12 juni 2009

Inhoudsopgave

Voorwoord	iii
Samenvatting	vii
1 Inleiding	1
2 De keuzeproblemen tussen verschillende ChildFinder hardware technologieën	3
3 Doelstellingen en beperkingen ChildFinder hardware	5
3.1 Doelstellingen ChildFinder hardware	5
3.2 Beperkingen ChildFinder hardware	6
3.2.1 Fysieke beperkingen	6
3.2.2 Wettelijke beperkingen	6
3.2.3 Financiële beperkingen.....	6
3.2.4 Beperkingen door gezondheidsrisico's	6
4 Programma van Eisen	9
4.1 Technische eisen	9
4.2 Fysieke eisen.....	9
4.3 Financiële eisen	10
5 Lokalisatietechnologieën	11
5.1 Global Positioning System (GPS).....	11
5.2 Radio Direction Finding (RDF).....	12
5.3 Radiofrequency Identification(RFID).....	13
5.4 Radio Detection and Ranging (Radar).....	14
5.5 Sound Navigation and Ranging (Sonar)	15
5.6 Keuze lokalisatietechnologie: RFID	16
6 Radio Frequency Identification (RFID) technologieën	19
6.1 Narrowband RFID.....	19
6.1.1 Narrowband definitie	19
6.1.2 Blokschema narrowbandsysteem	20
6.1.3 Narrowband voor- en nadelen.....	21
6.2 Ultra wideband RFID (UWB-RFID).....	22
6.2.1 Ultra wideband definitie.....	22
6.2.2 UWB voor- en nadelen	23
6.2.3 UWB-RFID bedrijven	25

6.3 Keuze RFID technologie: narrowband RFID.....	26
7 Radio Frequency Identification (RFID) componenten.....	29
7.1 RFID interrogator	29
7.2 RFID tags	30
7.2.1 Passieve tags	30
7.2.2 Actieve tags	34
7.2.3 Semi-passieve tags.....	36
8 Realisatie ChildFinder hardware.....	37
8.1 Link-Budget analyse	37
8.2 Realisatie ChildFinder interrogator	40
8.2.1 Gebruik van bestaande transceiverchips	41
8.2.2 Simpel ontwerp ChildFinder interrogator	41
8.2.3 Compleet ontwerp ChildFinder interrogator	43
8.3 Realisatie ChildFinder tag	56
9 Concept demonstrator ChildFinder	61
9.1 Opstelling en componenten concept demonstrator	61
9.1.1 HP 8341B Synthesized Sweeper	61
9.1.2 Bi-quad antenne.....	62
9.1.3 Monopoolantenne	62
9.1.4 Farnell Stabilised Power Supply	62
9.1.5 DC478B Demo circuitboard	62
9.1.6 Marconi Instruments 2024 signal generator	63
9.1.7 Tektronix 2215 Oscilloscope	64
9.1.8 Soundblaster Live! Value.....	64
9.1.9 PC met LABVIEW	64
9.2 Werking van de concept demonstrator	65
9.3 Analogie concept demonstrator met ChildFinder hardware.....	69
10 Conclusies	71
Literatuur.....	73
Bijlage 1: Evaluatieverslag ChildFinderproject	79
Bijlage 2: Blokschema LABVIEW simpel conceptontwerp	81
Bijlage 3: Ontwerp behuizing ChildFinder interrogator.....	83
Bijlage 4: Ontwerp behuizing ChildFinder tag.....	85
Bijlage 5: Weergave componenten concept demonstrator	87
Bijlage 6: Datasheet LT5512 van Linear Technology.....	89
Bijlage 7: DC478B testhandleiding	99

Samenvatting

Ouders verliezen vaak hun kleine kinderen uit het oog in een drukke omgeving. Het kost veel tijd en inspanning om de hele tijd op hun kinderen te letten. Daarom is er een apparaat ontworpen om de ouders te helpen bij het letten op hun kinderen, namelijk de ChildFinder. De ChildFinder slaat, zodat het kind opgespoord kan worden als het kind zich verder dan een bepaalde afstand van de ouders bevindt. Deze afstand heet de veilige zone, en is een bepaalde straal om de ouders heen. Om het apparaat te ontwerpen, moet er eerst worden gekeken welke technologieën er kunnen worden gebruikt om dit te kunnen implementeren. Vervolgens moeten met de gekozen technologie de juiste hardwarecomponenten gekozen worden.

Door de keuzes in technologieën in drie niveaus te verdelen, kan de beste technologie voor de ChildFinder worden gevonden. Allereerst wordt de lokalisatietechnologie bepaald. Hierin zijn Global Positioning System (GPS), Radio Direction Finding (RDF), Radiofrequency Identification (RFID), Radio Detection and Ranging (Radar) en Sound Navigation and Ranging (Sonar) beoordeeld. De bepalende factoren voor de keuzes waren de mobiliteit en nauwkeurigheid van zulke systemen. Hierbij is de keuze gevallen op RFID met twee antennes. Vervolgens werden twee RFID-technologieën beoordeeld, namelijk narrowband en ultra wideband (UWB). Hierin waren de kosten voor implementatie van de technologie de zwaarst wegende factor. Om deze reden is de keuze gevallen op narrowband RFID. Ten slotte zijn de tags van RFID-systemen nog te onderscheiden in passieve, semi-passieve en actieve tags. Het bereik van deze tags was het meest van belang, waardoor alleen de actieve tag in aanmerking kwam.

Met de gemaakte keuzes voor technologieën kunnen de blokschema's voor de ChildFinder ontworpen worden. Deze blokschema's moeten voldoen aan wettelijke eisen van de Federal Communication Commission (FCC) en Europese Commissie (EC). Ook moeten de ontwerpen voldoen aan allerlei eisen, zoals kosten, bereik, functionaliteit, mobiliteit en robuustheid. Om het concept achter de ChildFinder in hardware te kunnen testen, is een concept demonstrator opgesteld.

Uit het onderzoek is gebleken dat de ChildFinder gebruik moet maken van een narrowband RFID-systeem met twee antennes en actieve tags. De gekozen frequentieband is 2,4-2,4835 Ghz, wat overeenkomt met een afstand tussen de antennes van maximaal 6,25 cm. Met de concept demonstrator is het concept achter de ChildFinder getest, en is geconcludeerd dat de ChildFinder met het concept van twee antennes voor de richtings- en afstandsbepaling naar behoren werkt.

1 Inleiding

Het vinden van hun kleine kinderen is voor ouders vaak een groot probleem. Kleine kinderen lopen makkelijk weg en wanneer de ouders ze uit het oog verliezen, zijn ze soms moeilijk terug te vinden. De ouders kunnen hun kinderen ook niet constant in de gaten houden, want dan kunnen ze niets anders meer doen. Het zou fijn zijn als de ouders altijd wisten waar hun kind was en meteen weten wanneer hun kind weg begint te lopen. De ChildFinder geeft precies dit aan.

Het werkelijk maken van de ChildFinder is alleen niet zo gemakkelijk. Vaak is het op papier heel makkelijk het concept van een product vast te stellen, en de natuurkundige theorie is ook makkelijk terug te vinden in boeken. Als het aankomt op de vertaling van de natuurkundige theorie naar werkelijke componenten, is wat makkelijk lijkt in theorie soms moeilijk realiseerbaar in de praktijk. Op de markt zijn er veel verschillende technologieën voor elke natuurkundige theorie, en voor elk van die technologieën zijn talloze producten beschikbaar bij verschillende aanbieders. Hoe moet nou een keuze worden gemaakt tussen al deze technologieën en een geschikt product dat daar bijhoort?

De doelstelling van deze thesis is een keuze maken tussen deze technologieën voor het realiseren van de ChildFinder. Allereerst moet er een afweging tussen de verschillende technologieën worden gemaakt, en vervolgens moeten alle beschikbare producten op de markt die bij de gekozen technologie horen op een rijtje worden gezet. Pas dan kan er een duidelijke en onderbouwde keuze worden gemaakt voor de componenten waaruit de ChildFinder moet bestaan.

Deze componenten moeten natuurlijk aan bepaalde specificaties voldoen. De ChildFinder is voor gezinnen, dus de gebruikte componenten kunnen niet te duur zijn. Ook moeten ze geen schadelijke gevolgen hebben voor het kind. Tenslotte moet de ChildFinder draagbaar zijn en onder alle normale omstandigheden kunnen werken.

De ChildFinder is echter niet alleen opgebouwd uit hardwarecomponenten. De verkregen signalen moeten bewerkt worden, en met deze signalen moet de ChildFinder aan kunnen geven waar het kind zich bevindt. Ook kunnen zich allerlei situaties voordoen, waarbij de ChildFinder de plaats van het kind verkeerd aangeeft. Voor oplossing met betrekking tot signaalbewerkingen en daaraan gerelateerde problemen wordt verwezen naar de thesis van Çetin & Zor (2009). Voor multipathproblemen en oplossingen wordt verwezen naar de thesis van Blocq & Simons (2009).

Deze thesis is op de volgende manier opgebouwd. Eerst zal de hoofdvraag van deze thesis uitgebreid geformuleerd worden in hoofdstuk 2. Daarna zullen de doelstellingen van de hardware in hoofdstuk 3 worden benadrukt en de beperkingen die daarbij komen kijken. In hoofdstuk 4 wordt er een duidelijk Programma van Eisen opgesteld. In hoofdstuk 5 zullen verschillende lokalisatietechnologieën worden besproken, en zal één daarvan worden gekozen. Vervolgens zal er in hoofdstuk 6 naar verschillende Radio Frequency Identification (RFID) technologieën worden gekeken. Nadat een geschikte RFID-technologie gekozen is, zal er in hoofdstuk 7 een afweging worden gemaakt tussen de verschillende RFID-componenten. Met de gekozen componenten kan de ChildFinder hardware worden ontworpen in hoofdstuk 8. Om de

werking van het ontworpen systeem te testen, zal er in hoofdstuk 9 een concept demonstrator ontworpen en getest worden. De resultaten van deze testen worden besproken en uiteindelijk kan er dan een conclusie worden getrokken welke technologie en bijbehorende componenten gebruikt moeten worden.

2 De keuzeproblemen tussen verschillende ChildFinder hardware technologieën

Het vinden van de juiste hardware is altijd een obstakel. Op papier kunnen heel nauwkeurig alle bouwblokken en componenten worden getekend, maar om het ontwerp om te zetten naar hardware is veel onderzoek nodig. Hierbij gaat het om onderzoek naar de beschikbare componenten, de afwijkingen en toleranties van elke component, de compatibiliteit van deze componenten met elkaar en de kostprijzen van de componenten.

Om hardware componenten te kunnen kiezen, moet er eerst worden onderzocht welke technologie geschikt is voor de ChildFinder. Er zijn meerdere technologieën die aan het Programma van Eisen voldoen, en hieruit moet de beste worden gekozen. Hierbij moet niet alleen gekeken worden naar de gestelde eisen aan het product, maar ook naar de diverse beperkingen die aan de ChildFinder zijn opgelegd.

Pas als de technologie is gekozen, kan er worden gekeken naar de diverse elementen waaruit de toepassing van de technologie is opgebouwd. Bij de ChildFinder zullen dit voornamelijk zenders en ontvangers zijn. De zenders en ontvangers van de gekozen technologie zijn vaak als kant-en-klare producten te verkrijgen. Het probleem hierbij is dat de opties van deze producten veelal beperkt zijn. De producten zijn meestal ontworpen voor andere doeleinden, waardoor de nodige functies voor de ChildFinder ontbreken. Het kant-en-klare product is wel vaak goedkoper en makkelijker te gebruiken dan de zenders en ontvangers zelf in elkaar te zetten. Er moet dus een keuze worden gemaakt tussen een kant-en-klare product en een eigen ontwerp.

Mocht er worden gekozen om de zenders en ontvangers zelf in elkaar te zetten, dan moeten de hardware componenten zelf bij elkaar worden gezocht. Dit zal per bouwblok gebeuren. Elk bouwblok in een ontwerp is opgebouwd uit een of meerdere hardware componenten. Op de markt zijn er soms veel verschillende producten beschikbaar die aan de specificaties voldoen, maar soms ook heel weinig producten die aan de specificaties voldoen. Deze componenten kunnen vervolgens samengevoegd zijn tot een module. Deze modules bevatten vaak ook onderdelen die niet van belang zijn voor het ontwerp. Een afweging moet dan worden gemaakt tussen een volledige module te bestellen of de hardware componenten los in elkaar te zetten.

Er zal niet alleen moeten worden gekeken naar de hardware voor de ChildFinder, maar ook voor de concept demonstrator. De ChildFinder is niet alleen hardware, maar het bestaat ook uit complexe algoritmen en signaalbewerkingen. Deze functies moeten gedemonstreerd kunnen worden zonder dat de ChildFinder in elkaar is gezet. Hierbij wordt er gebruik gemaakt van een concept demonstrator. Deze concept demonstrator moet makkelijk in elkaar te zetten zijn en het resultaat van de ChildFinder moet te kunnen zien zijn.

De hardwarecomponenten van de concept demonstrator moeten ook gekozen worden. Dit zijn andere componenten dan wat wordt gebruikt in de ChildFinder. De nadruk zal liggen op de data-aquisitiekaart die de link vormt tussen de software op de PC en de hardware. In de ChildFinder kunnen de signaalbewerkingen en algoritmes in een microcontroller worden geladen. Vervolgens zal een keuze gemaakt moeten worden voor de de radiofrequentie componenten van de concept demonstrator.

In de komende hoofdstukken zullen de keuzemogelijkheden op verschillende niveaus worden gepresenteerd, en de uiteindelijke keuzes worden toegelicht. Alle keuzes van hardware worden dan samengevoegd tot een realisatie van de ChildFinder. Ten slotte zal het concept achter de ChildFinder worden getest met een concept demonstrator.

3 Doelstellingen en beperkingen ChildFinder hardware

De ChildFinder hardware moet bepaalde doelstellingen vervullen. Maar bij het vervullen van deze doelstellingen zijn bepaalde beperkingen opgelegd aan de hardware. De hardware moet in staat zijn de doelstellingen te halen, en tegelijkertijd te voldoen aan alle beperkingen.

In dit hoofdstuk zullen eerst de doelstellingen aan bod komen, en vervolgens zal er op de verschillende beperkingen worden ingegaan. Aan de hand van deze doelstellingen en beperkingen zullen in de komende hoofdstukken een keuze worden gemaakt voor de beste hardware voor de ChildFinder.

3.1 Doelstellingen ChildFinder hardware

De ChildFinder heeft twee doelen: Het kind in de gaten houden in de veilige zone en het kind terugvinden nadat het kind de veilige zone heeft verlaten. Dit proces is verdeeld in een aantal stappen, en de stappen zijn als volgt:

1. De veilige zone wordt ingesteld.
2. Het kind bevindt zich in de veilige zone.
3. Het kind verlaat de veilige zone.
4. Het kind moet teruggevonden worden.
5. Het kind is teruggevonden

Deze stappen kunnen vertaald worden naar doelstellingen voor hardware. Er kunnen vervolgens op verschillende manieren hieraan worden voldaan. Hieronder zullen per stap de doelstellingen voor hardware worden gegeven, waarop een korte toelichting volgt. Vervolgens zullen in de volgende hoofdstukken de methodes worden gegeven om aan deze doelstellingen te kunnen voldoen.

Stap 1 Veilige zone instellen

Het moet mogelijk zijn met de hardware de veilige zone in te stellen. Door het kind met een zender op een vaste afstand van de ChildFinder te zetten, moet het mogelijk zijn de veilige zone intuïtief in te stellen. Dit moet gebeuren met een simpele druk op de knop wanneer het kind op de gewenste afstand staat.

Stap 2 Het kind in de veilige zone detecteren

Zonder dat de gebruiker iets doet, moet de hardware in staat zijn het kind met de zender in de veilige zone detecteren. Zolang het kind zich in de veilige zone bevindt, doet de hardware niets.

Stap 3 Het verlaten van de veilige zone door het kind detecteren

De hardware moet in staat zijn aan te geven wanneer het kind de veilige zone te verlaat, en vervolgens een waarschuwing af te geven. Dit kan gebeuren door een lampje op te lichten, te trillen of geluid te maken.

Stap 4 Het terugvinden van het kind

De hardware moet de richting van het kind op een scherm kunnen weergeven. Het kind moet niet alleen binnen de veilige zone te detecteren zijn, maar ook daarbuiten. De hardware moet de gebruiker in staat stellen het kind op een makkelijke manier terug te vinden.

Stap 5 Detecteren dat het kind is teruggevonden

De hardware moet de zoekfunctie automatisch kunnen uitschakelen wanneer het kind terug is gevonden. Ook moet de veilige zone opnieuw worden ingesteld zonder dat de gebruiker iets hoeft te doen. De hardware moet vervolgens teruggaan naar stap 2.

3.2 Beperkingen ChildFinder hardware

Aan het bereiken van de doelstellingen, die hierboven genoemd zijn, zijn bepaalde regels verbonden. Deze regels leggen bepaalde beperkingen op aan de ChildFinder hardware. De beperkingen kunnen worden verdeeld in vier categorieën: fysieke, wettelijke en financiële beperkingen, en beperkingen door gezondheidsrisico's. Deze zullen hieronder respectievelijk behandeld zullen worden.

3.2.1 Fysieke beperkingen

De ChildFinder moet draagbaar en licht zijn. Dit legt beperkingen op aan de afmetingen van de ChildFinder hardware. Voor handig gebruik moet de ChildFinder in de hand van de gebruiker passen. Ook kunnen geen zware componenten gebruikt worden.

De zender die op het kind wordt bevestigd moet veilig zijn voor het kind. De zender mag geen uitstekende delen bevatten die het kind kunnen verwonden. De componenten moeten ook bestand zijn tegen wilde bewegingen en schokken, omdat het kind veel rond zal bewegen.

3.2.2 Wettelijke beperkingen

In elke frequentieband is wettelijk het maximale zendvermogen vastgelegd. Het maximale zendvermogen wordt beperkt om te voorkomen dat apparaten elkaar storen in de aangegeven frequentiebanden (European Commission decision, 2006/771/EC). Het maximale zendvermogen voor de ChildFinder hardware hangt af van de gekozen frequentieband. Dit is vastgesteld door de Europese Commissie (European Commission decision, 2008/432/EC).

3.2.3 Financiële beperkingen

De ChildFinder moet een product worden voor een modaal gezin. Dit betekent dat de prijs niet heel hoog mag zijn. De maximale grens ligt rond de 200 euro. Deze grens is vastgesteld door te kijken naar de prijzen van soortelijke producten als de ChildFinder. De gekozen componenten voor de ChildFinder hardware moeten samen ver binnen deze grens liggen. Omdat het kind veel rond beweegt, moet de hardware in de zender van het kind zo simpel en goedkoop mogelijk. De hardware van het kind kan vervolgens voor een lage prijs vervangen worden.

3.2.4 Beperkingen door gezondheidsrisico's

Door de groei van draadloze apparaten wordt er veel zorgen gemaakt over elektromagnetische straling op de gezondheid van mensen. Uit verschillende studies blijkt dat signalen op radiofrequenties (100 kHz-300GHz) slechts bij langdurige blootstelling een kleine risico voor de gezondheid vormen (SCENIHR, 2009). Hierbij wordt verondersteld dat er onder het

3 Doelstellingen en beperkingen ChildFinder hardware

voorgeschreven vermogensniveau wordt gezonden (ICNIRP, 1998), en deze niveaus zijn veel hoger dan de wettelijk voorgeschreven grenzen.

Kinderen hebben een verhoogd risiconiveau voor elektromagnetische straling, omdat hun lichaam nog aan het ontwikkelen is. Er zijn weinig studies met kinderen verricht, dus de gezondheidsrisico's zijn niet volledig duidelijk. Om de gezondheidsrisico's te beperken, moet de ChildFinder ver onder het wettelijk maximum zenden. Ook moeten er zo min mogelijk signalen worden verzonden met een lange tijd tussen de signalen (Goldsworthy, 2008). Met deze beperkingen is zijn de gezondheidsrisico's van de ChildFinder veel lager dan het gebruik van een mobiele telefoon.

4 Programma van Eisen

Om een goede keuze voor de ChildFinder hardware te maken, moeten de eisen aan de hardware eerst bekend zijn. Deze kunnen worden afgeleid uit het Programma van Eisen. De eisen die aan de ChildFinder worden gesteld kunnen in drie groepen verdeeld worden, namelijk technische, fysieke en financiële eisen. Technische eisen hebben betrekking op de technologie die in de hardware wordt gebruikt. Een deel daarvan betreft eisen voor richting- en afstandsbepaling (Çetin & Zor, 2009). De gebruikte technologie moet aan deze eisen voldoen. Fysieke eisen zijn de eisen waaraan het ontwerp en de gebruikte materialen moet voldoen. Sommige eisen komen in allebei de groepen voor. Met de technische eisen worden de eisen bedoeld die aan de hardware en technologie gesteld worden, en bij de fysieke eisen wat er van de de behuizing en bestendigheid tegen externe factoren wordt vereist. De financiële eisen hebben betrekking op de kosten van de ChildFinder hardware.

In dit hoofdstuk zijn technische, fysieke en financiële eisen, die aan de ChildFinder gesteld worden, te vinden. Deze zullen hieronder respectievelijk behandeld worden.

4.1 Technische eisen

- De zenders moeten een bereik tot 20 meter hebben.
- De zender van de ouder moet programmeerbaar zijn.
- De veilige zone van de ChildFinder moet ingesteld kunnen worden.
- De ChildFinder moet kunnen detecteren of het kind zich binnen de veilige zone bevindt.
- De ChildFinder moet kunnen detecteren dat het kind de veilige zone verlaat.
- Als het kind de veilige zone verlaat, moet de ChildFinder in staat zijn om een alarm af te geven.
- Buiten de veilige zone moet de richting van het kind aangegeven worden.
- De veilige zone moet met een nauwkeurigheid van ongeveer een meter kunnen worden aangegeven.
- De ChildFinder moet werken in een drukke omgeving.
- De ChildFinder moet robuust zijn en goed opereren onder alle weersomstandigheden en temperaturen.
- Het moet mogelijk zijn meerdere ChildFinders tegelijk te laten werken.
- De zender van het kind moet zo simpel mogelijk zijn.
- De zenders moeten voldoen aan de FCC en EC regels voor zendvermogen.
- De ChildFinder moet zo min mogelijk vermogen uitstralen, waarbij de prioriteit ligt bij de zender van het kind.

4.2 Fysieke eisen

- De ChildFinder moet gebruiksvriendelijk zijn.
- De ChildFinder moet met één hand draagbaar zijn, dus een maximale afmeting van 20x12x4 cm hebben.
- De zender van het kind moet zo klein mogelijk zijn, met een maximale afmeting van 4x4x1,5 cm.
- De zender van het kind moet kindvriendelijk zijn.

- De ChildFinder moet robuust en waterdicht zijn.
- De ChildFinder moet goed opereren onder alle weersomstandigheden en temperaturen.
- Er mogen geen giftige stoffen in de ChildFinder worden gebruikt.

4.3 Financiële eisen

- De ChildFinder moet niet duurder zijn dan zijn serieuze concurrenten op het markt.
- De ChildFinder moet betaalbaar zijn voor een modaal gezin.

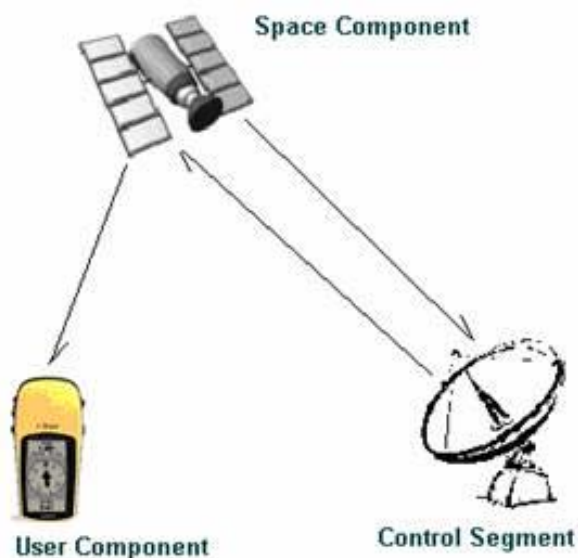
5 Lokalisatietechnologieën

Om de beste hardware voor de ChildFinder te kunnen kiezen, moet er eerst een lokalisatietechnologie worden gekozen. Elke lokalisatietechnologie wordt anders geïmplementeerd, wat betekent dat de hardwarecomponenten per technologie niet hetzelfde zijn. Deze technologieën hebben elk hun voor- en nadelen, en aan de hand van het Programma van Eisen wordt er gekeken welke technologie de beste is.

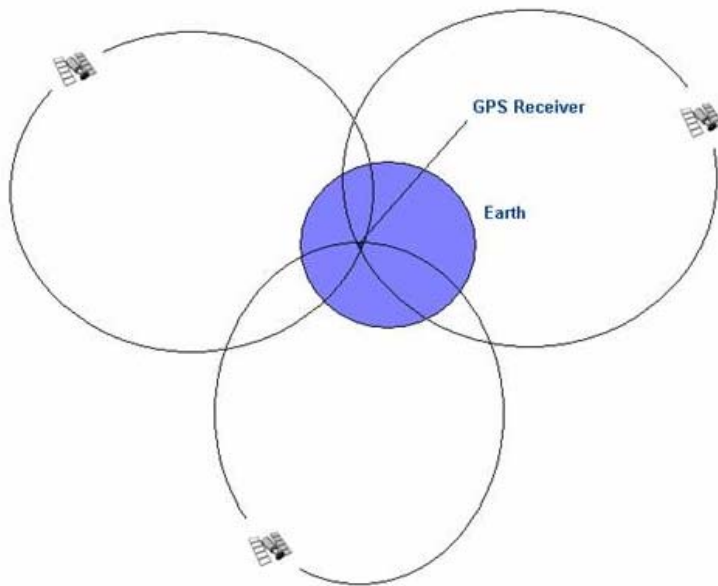
Allereerst zal er een overzicht gegeven worden van verschillende lokalisatietechnologieën. Hierbij wordt ingegaan op Global Positioning System (GPS), Radio Direction Finding (RDF), Radiofrequency Identification (RFID), Radio Detection and Ranging (Radar) en Sound Navigation and Ranging (Sonar), waarin ook hun voor- en nadelen worden behandeld. Vervolgens worden deze voor- en nadelen afgewogen en uiteindelijk een keuze gemaakt voor de beste lokalisatietechnologie.

5.1 Global Positioning System (GPS)

GPS is een veel gebruikte technologie in navigatiesystemen. Deze technologie maakt gebruik van satellieten die om de aarde cirkelen, en is gratis voor iedereen om te gebruiken. Een GPS bestaat uit drie elementen: een gebruiker, satellieten en een controle element. Deze drie elementen zijn weergegeven in figuur 5.1. Het controle element wordt gebruikt om de satellieten te regelen en gegevens naar de satellieten te versturen. De satellieten sturen constant een signaal naar de gebruiker. Aan de hand van verschillen in de ontvangen signalen kan de positie van de gebruiker worden bepaald. Er zijn minstens drie satellieten nodig om de positie van de gebruiker te bepalen, door gebruik te maken van de driehoeksmeting, zoals aangegeven is in figuur 5.2.



Figuur 5.1: De drie elementen van een GPS (<http://www.gpsystems.org.uk/how-gps-works/>)



Figuur 5.2: Positiebepaling met de driehoeksmeting (<http://www.gpsystems.org.uk/how-gps-works/>)

Om dit systeem te gebruiken voor de ChildFinder moeten de zender van de ouder en de zender van het kind beiden met een gebruikerselement worden uitgerust. Op deze manier is de positie van het kind alleen bekend bij de zender van het kind. Om de positie ook bekend te maken aan de ouder, moeten de coördinaten van het kind worden doorgestuurd naar de ouder. Het gebruikerselement mag namelijk geen signalen sturen naar de satelliet (El-Rabbany, 2006). Dit betekent dat er nog een systeem naast GPS moet werken, bijvoorbeeld Wi-Fi. Dit heet GPS tracking (maps-gps-info, 2009)

Een ander probleem van GPS is de nauwkeurigheid. Zonder gebruik te maken van andere communicatiepunten, is de nauwkeurigheid van GPS beperkt tot 15 meter voor civiele gebruik (FAA, 2009). De nauwkeurigheid kan vervolgens maximaal worden uitgebreid tot 3-5 meter met Differential GPS (DGPS). Met wide area augmented systems (WAAS) op aarde kan de nauwkeurigheid nog eens worden vergroot minder dan 3 meter (Garmin, 2009).

5.2 Radio Direction Finding (RDF)

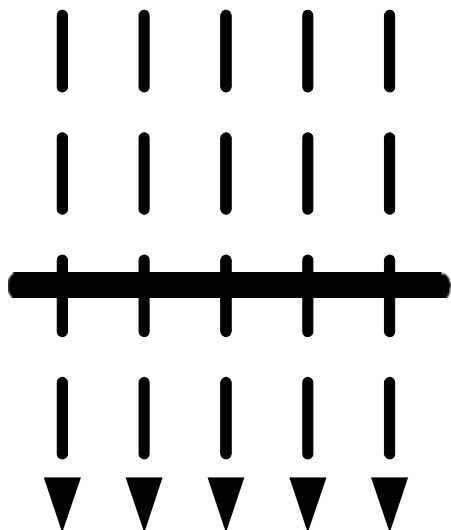
RDF werd veel gebruikt bij de navigatie van schepen en vliegtuigen. Tegenwoordig wordt het toegepast bij vossenjagen. RDF is een techniek om de richting van een zender te detecteren. Hierbij wordt gebruik gemaakt van een directionele antenne. Als de antenne loodrecht op de veldlijnen van het signaal staan, zoals in figuur 5.3, wordt het meeste vermogen ontvangen. Wanneer de antenne parallel aan de veldlijnen staat, wordt er het minst vermogen ontvangen. Dit is weergegeven in figuur 5.4. Door de antenne rond te draaien, kan er worden bepaald waar het signaal vandaan komt, door te kijken naar het ontvangen vermogen.

Het voordeel van RDF is dat de hardware heel goedkoop is. Kant-en-klare producten zijn vaak beschikbaar, of kunnen zelf makkelijk worden gemaakt. De antennes kunnen geschaald worden en een RDF systeem kan heel klein zijn.

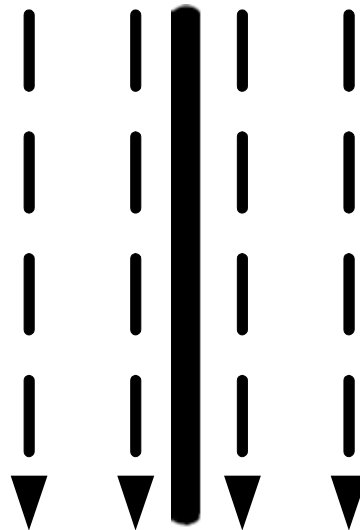
Er zijn echter wel vele nadelen aan RDF verbonden. De antenne kan het signaal ontvangen aan de voor- en achterzijde van de antenne, waardoor er niet gemeten kan worden of de zender voor of achter de gebruiker is. Dit is wel te verhelpen met verschillende algoritmes

5 Lokalisatietechnologieën

(Bilanovskii et al., 2007). Ook is de vermogensmeting van RDF niet betrouwbaar, omdat reflecties, multipaths en interferentie het signaal sterker of zwakker kunnen lijken dan het werkelijk is. De richting kan dan verkeerd worden weergegeven. Ook is de afstand hierdoor moeilijk te meten. Een deel van deze fouten kunnen worden verholpen door complexe algoritmes of het groter maken van de antenne (Watson & Wright, 1971). Tenslotte kan een RDF systeem alleen maar signalen in een bepaalde richting zenden, omdat het alleen een directionele antenne heeft.



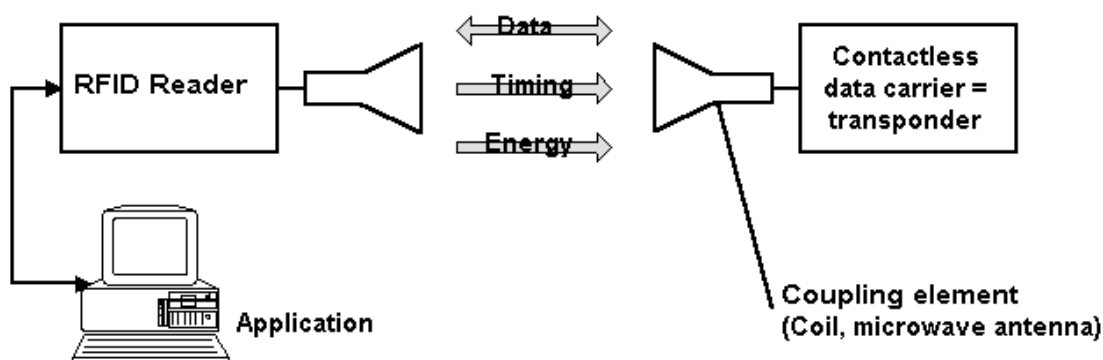
Figuur 5.3: Een antenne loodrecht op de veldlijnen van het signaal



Figuur 5.4: Een antenne parallel aan de veldlijnen van het signaal

5.3 Radiofrequency Identification(RFID)

RFID is een veelgebruikte draadloze identificatiesysteem. Hierbij kan er worden gedacht aan beveiliging van producten, autosleutels, OV-chipkaart en vele andere producten. In RFID is de communicatie tussen componenten gebaseerd zijn op radiofrequentie of magnetische veldvariaties. Het systeem bestaat uit drie hoofdelementen: een reader (of interrogator), een tag (of transponder) en een bijbehorende applicatie. Een RFID-systeem wordt geïllustreerd in figuur 5.5.



Figuur 5.5: De drie componenten van een RFID-systeem(<http://RFID-Handbook.com>)

Allereerst wordt het object, dat getraceerd moet worden, gemarkeerd met een tag. De reader verstuurt dan een ongemoduleerde signaal naar de tag, en de tag herkent het signaal. Vervolgens wordt er een gemoduleerde signaal teruggestuurd naar de reader. De reader is verbonden met de applicatie, en met behulp van de applicatie kan het signaal van de tag gedecodeerd worden. Hieruit haalt de applicatie het identificatienummer van de tag, en kan er worden bepaald of de tag bij het gezochte product hoort. Ook kunnen verschillende signaalbewerkingen worden uitgevoerd op het signaal van de tag met de juiste componenten. Zo kan een RFID-systeem voor verschillende doeleinden worden gebruikt.

Een RFID-systeem wordt nu ook veelal als een Real Time Location System (RTLS) gebruikt. Hiermee kan de positie van objecten met een tag worden bepaald door interrogators op verschillende plaatsen. Als een tag in het bereik komt van een interrogator, dan kan de plaats van het object ongeveer bepaald worden.

Een RFID-systeem heeft veel voordelen. Doordat de tag alleen moet reageren op een signaal van de reader, kan de tag heel simpel en goedkoop worden gemaakt. De complexiteit van de hard- en software ligt bij de reader. Bij elke tag hoort een unieke identificatienummer. Er kunnen dan meerdere tags tegelijk worden gelezen door een reader, omdat er geen verwarring is tussen de tags. Ook kan het identificatienummer gecodeerd worden, waarbij de decodering alleen bekend is bij de reader. Dit voorkomt dat andere readers die het signaal onderscheppen ook achter de code komen.

In een conventionele RFID-systeem hangt de communicatie van de reader met de tag alleen af van het verzonden vermogen van de reader. De richting en de afstand van de tag maakt niets uit. Dit zorgt voor een robuust systeem, en vermindert de kans op fouten (Want, 2006a). Dit betekent dat een conventioneel RFID-systeem de richting en afstand van een tag niet kan meten. Door toevoegingen in de hard- en software van het RFID-systeem kan dit gebrek worden verholpen. De communicatie tussen een reader en een tag is begrensd tot ongeveer 100 meter, wat het maximale bereik van een reader is (Weinstein, 2005).

5.4 Radio Detection and Ranging (Radar)

In onder anderen weersvoorspellingen en luchtverkeerscontrole worden radarsystemen gebruikt. Radarsystemen worden gebruikt om objecten te detecteren. De antenne wordt allereerst in een bepaalde richting gezet, en het radarsysteem stuurt een elektromagnetisch pulssignaal. Dit pulssignaal wordt gereflecteerd en een deel van de energie van het verzonden signaal wordt ontvangen door de radar. Het ontvangen signaal heet de echo. Door de verstreken tijd tussen het sturen van het signaal en het ontvangen van de echo te meten, kan de afstand worden bepaald. Niet alleen de afstand kan worden bepaald, maar radarsystemen worden vooral gebruikt om de snelheid van een object te bepalen. Dit gebeurt door middel van het Doppler-effect (Meikle, 2001). Door de golflengte van het signaal te meten, kunnen verschillende objecten uit elkaar worden gehaald. Dit heet een pulsradar, en is weergegeven in figuur 5.6.

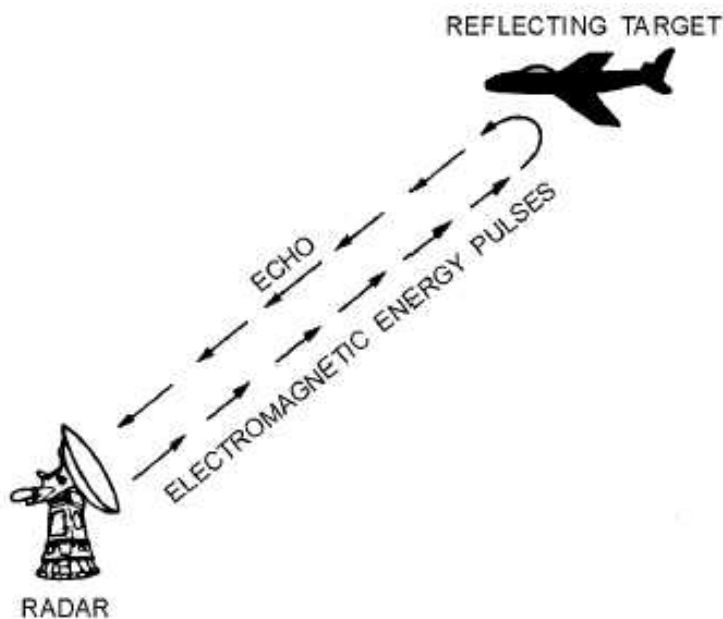
Een andere vorm van radarsysteem is een frequentiemodulatie radar. Hierbij wordt niet een puls uitgezonden, maar een continu signaal dat frequentie gemoduleerd is. Wanneer het gereflecteerde signaal ontvangen is, wordt er gekeken naar de verandering in de frequentie van het ontvangen signaal. Hoe meer de frequentie is veranderd, des te verder is het object dat het gereflecteerde signaal heeft uitgezonden.

Radarsystemen hebben een heel groot bereik, afhankelijk van het gestuurde vermogen (Meikle, 2001). Er wordt immers gekeken naar de reflectie van het gestuurde signaal. Alle objecten

5 Lokalisatietechnologieën

reflecteren het verzonden signaal met een bepaalde frequentie. Hierdoor kunnen alle objecten in het bereik door de radar gedetecteerd worden.

Radar heeft welliswaar een groot bereik, maar het heeft ook wat nadelen. Alleen een bepaald object detecteren, is moeilijk voor een radarsysteem. Alle objecten hebben een bepaalde reflectie, en om het juiste object uit alle gereflecteerde signalen te halen is veel signaalbewerking nodig. De radar maakt gebruik van een directionele antenne, dus een radarsysteem moet gericht worden. Om zoveel mogelijk energie van het gereflecteerde signaal op te vangen, is een grote schotelantenne nodig. Tenslotte is de doordringbaarheid van radarsignalen beperkt, omdat er op zeer hoge frequenties wordt gewerkt voor een korte afstanden (AEWA, 2009).



Figuur 5.6: De werking van een pulsradarsysteem (NEETS, 2009)

5.5 Sound Navigation and Ranging (Sonar)

Het akoestische equivalent van radar is sonar. Sonar maakt gebruik van ultrasound, wat gedefinieerd wordt als geluid boven de maximale limiet van het menselijk gehoor, ofwel boven 20 kHz. Sonar wordt veel gebruikt voor de detectie van en communicatie tussen schepen en duikboten. Sonar kan worden gescheiden in twee categorieën: actieve en passieve sonar.

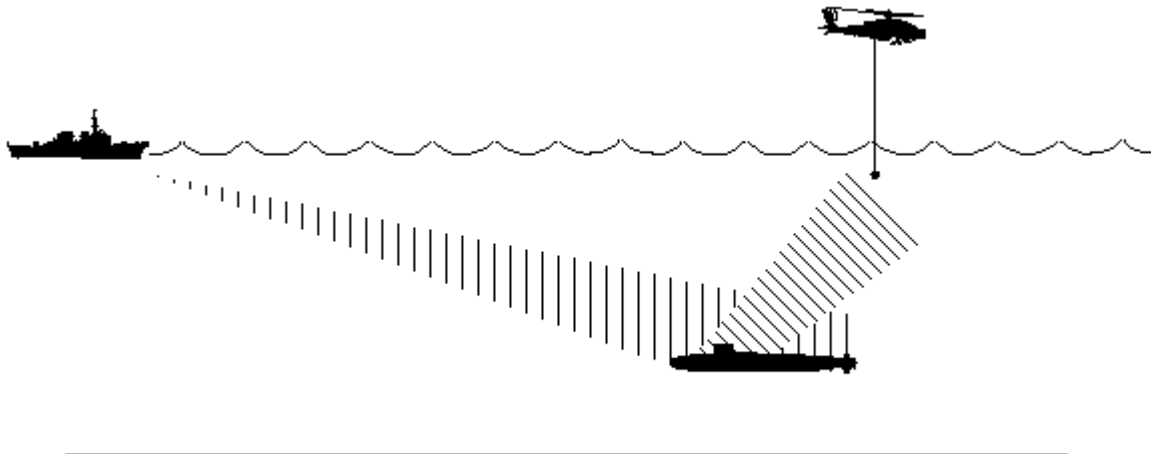
Actieve sonarsystemen werken zoals radarsystemen. Een luidspreker zendt een akoestisch signaal in een bepaalde richting en wacht op de reflectie van het verzonden signaal. Met behulp van de tijd verstreken tussen het verzenden van het signaal en het ontvangen signaal wordt de afstand berekend. Om een beter bereik te krijgen, kan op het te meten object een transponder worden gezet. De transponder ontvangt het akoestische signaal en stuurt hetzelfde signaal versterkt terug.

Passive sonarsystemen verzenden geen signaal, maar 'luisteren' alleen naar het signaal. Hiermee kan de bron van het signaal worden bepaald, omdat elk geluid bepaalde karakteristieken vertoont. Ook kunnen passieve met actieve sonars gecombineerd worden tot een bistatische sonar. Een toepassing van een bistatische sonar is weergegeven in figuur 5.7.

Sonar heeft een betere nauwkeurigheid dan elektromagnetische signalen, omdat de snelheid van geluid veel lager is dan die van elektromagnetische golven. Ook kunnen sonarsystemen

makkelijk worden gemaakt, en is de data uit sonars makkelijker op een scherm te krijgen. Dit komt omdat sonar meestal werkt op kilohertzen. Hierbij is 40 kHz goed voor afstanddetectie (Tatar, 2006).

Het gebruik van sonar onderwater komt veel vaker voor dan in de lucht. De reden hiervoor is dat de propagatie demping van ultrasound in water veel lager is dan in lucht (Waite, 2002). Daarmee vergroot de demping van ultrasound met het verhogen van de frequentie, waardoor het bereik erg klein is (BioSono Inc., 2009). Ook is de propagatie van geluid meer afhankelijk van temperatuur dan elektromagnetische golven, en is geluid ook gevoelig voor wind. Tenslotte kunnen sommige dieren ultrasound horen en kan dit irritaties veroorzaken.



Figuur 5.7: Detectie van een onderzeeër met een bistatische sonar
(http://www.fas.org/man/dod-101/navy/docs/es310/asw_sys/asw_sys.htm)

5.6 Keuze lokalisatietechnologie: RFID

Om de beste technologie voor de ChildFinder hardware te kiezen, moeten de eisen die relevant zijn voor de keuze van de lokalisatietechnologie op een rijtje worden gezet.

- De zenders moeten een bereik tot 20 meter hebben
- De ChildFinder moet kunnen detecteren dat het kind de veilige zone verlaat.
- Buiten de veilige zone moet de richting van het kind aangegeven worden.
- De veilige zone moet met een nauwkeurigheid van ongeveer een meter kunnen worden aangegeven.
- De ChildFinder moet werken in een drukke omgeving.
- De ChildFinder moet robuust zijn en goed opereren in alle weersomstandigheden en temperaturen.
- Het moet mogelijk zijn meerdere ChildFinders tegelijk te laten werken.
- De zender van het kind moet zo simpel mogelijk zijn.
- De ChildFinder moet gebruiksvriendelijk zijn.
- De ChildFinder moet draagbaar en licht zijn.

De elektromagnetische technologieën voldoen allemaal aan de eis van het bereik. Slechts sonar heeft niet zo'n groot bereik. Alle directionele systemen en GPS hebben wel een probleem bij het detecteren van wanneer het kind de veilige zone verlaat. De directionele systemen moeten hun antenne richten naar kind om te kunnen bepalen of het kind zich nog in de veilige zone bevindt.

5 Lokalisatietechnologieën

GPS kan de coördinaten van het gebruikerselement alleen doorgeven met een extra systeem. Ook zou er een omnidirectioneel systeem naast de directionele systemen moeten werken voor praktisch gebruik.

Met sonar kan wel de richting worden bepaald, evenals met radar en RDF. GPS moet hier ook de coördinaten door kunnen geven aan het gebruikerselement van de ouder. Met een conventieel RFID-systeem is dit niet mogelijk, maar het systeem kan wel zo worden aangepast dat de richting wordt aangegeven. Er moeten dan meerdere antennes worden gebruikt.

De nauwkeurigheid van GPS is een groot probleem. GPS voor civiel gebruik is te onnauwkeurig om te gebruiken voor de ChildFinder. De nauwkeurigheid van andere systemen is afhankelijk van de frequentieband waarin ze opereren en de omgeving. In een drukke omgeving werken alle systemen minder nauwkeurig, maar het ene systeem werkt dan slechter dan de ander. Ook is er geen optimaal systeem voor binnenshuis gebruik (Mautz, 2009). Sonar is meer afhankelijk van de omgevingstemperatuur dan andere systemen. Ook is de propagatie van akoestische signalen in lucht veel slechter dan die van elektromagnetische signalen.

Als er meerdere zenders voor kinderen tegelijk werken, geeft RFID het beste resultaat. RFID wordt speciaal voor toepassingen gebruikt waarbij identificatie van de tags centraal staan. Het extra systeem dat naast GPS moet werken geeft ook een goed resultaat voor deze eis. Sonar en radar kunnen alleen verschillende soorten objecten onderscheiden, omdat zij kijken naar de verschillen in het gereflecteerde signaal. RDF kijkt waar het vermogen het hoogst is, maar als er op dezelfde frequentie wordt gezonden, kan RDF de verschillende bronnen niet uitelkaar houden.

De zender van het kind kan heel goedkoop en simpel worden gemaakt, omdat dit alleen een tag hoeft te zijn. In radar en sonar kan dit ook een simpele transponder zijn. Hetzelfde geldt voor RDF, alleen zal dit een standalone zender zijn in plaats van een transponder. De zender van het kind is bij GPS het meest complex. De zender moet naast een GPS-module ook een communicatiesysteem hebben. Dit maakt de zender van het kind in GPS duurder dan andere technologieën.

Tenslotte moet er ook worden gekeken naar de gebruikersvriendelijkheid en de omvang van de ChildFinder. Sonar, radar en RDF moeten gericht worden als het kind gevonden wil worden. De gebruiker zou de ChildFinder eerst rond moeten draaien, voordat de richting van het kind bepaald kan worden. Bij GPS en RFID hoeft dit niet, wat handiger is voor de gebruiker. Ook moeten de antennes of ontvangschotels groot zijn, zodat meer vermogen wordt ontvangen en de metingen nauwkeuriger zijn. Deze maken de ChildFinder zwaarder en moeilijker mee te nemen. GPS en RFID hebben dit nadeel niet. In tabel 1 zijn alle eigenschappen van de lokalisatietechnologieën voor het Programma van Eisen nog eens samengevat.

	<i>GPS</i>	<i>RDF</i>	<i>RFID</i>	<i>Radar</i>	<i>Sonar</i>
Bereik	++	+	+ -	++	--
Omnidirectioneel	wel	niet	wel	niet	niet
Richtingsbepaling	extra systeem	richten	2+ antennes	richten	richten
Nauwkeurigheid afstand	-	n.v.t.	+	+	--
Herkenning kind	++	--	++	-	-
Simpliciteit zender kind	--	++	++	++	++
Mobiliteit	++	-	++	--	--

Tabel 1: Eigenschappen van lokalisatietechnologieën die van belang zijn voor de ChildFinder

Na alle systemen vergeleken te hebben met de bovenstaande eisen, lijkt RFID het meest aan de eisen te voldoen. Er moeten wel de nodige aanpassingen gemaakt worden om de richting aan te kunnen geven. Er zouden dan meerdere antennes gebruikt moeten worden. Voor de ChildFinder wordt dus een RFID-systeem met meerdere antennes gekozen.

6 Radio Frequency Identification (RFID) technologieën

In het vorige hoofdstuk is RFID als lokalisatietechnologie gekozen, maar er kan op verschillende manieren onderscheid worden gemaakt tussen RFID-systemen. Eén van de manieren is de RFID-systemen te onderscheiden in de gebruikte bandbreedte. Conventionele RFID-systemen gebruiken een hele smalle bandbreedte, waardoor ze narrowbandsystemen heten. Door recente technologische ontwikkelingen zijn er RFID-systemen op de markt gekomen die een hele brede bandbreedte gebruiken, namelijk ultra wideband (UWB) systemen. Tussen deze twee systemen zal een keuze worden gemaakt met behulp van het Programma van Eisen.

Eerst zal het conventionele narrowbandsysteem worden uitgelegd. Daarna wordt het relatief nieuwe UWB-systeem geëvalueerd. Tenslotte zal er voor de ChildFinder één van deze twee systemen gekozen worden.

6.1 Narrowband RFID

In de meeste RFID-systemen die nu worden gebruikt zijn narrowband. Dit is omdat narrowbandsignalen makkelijk te genereren zijn. Ook de apparatuur voor narrowband kan erg goedkoop. Er zijn echter wel wat nadelen aan narrowbandsystemen verbonden, wat de reden is dat veel onderzoek wordt verricht naar systemen met een bredere bandbreedte. Ook voor de ChildFinder moet er worden gekeken of een narrowbandsysteem geschikt is.

Allereerst zal de definitie van narrowband worden gegeven. Vervolgens zal een algemeen narrowbandsysteem worden beschreven. Tenslotte zullen de voor- en nadelen van narrowbandsystemen die relevant zijn voor RFID naar voren worden gebracht

6.1.1 Narrowband definitie

Een narrowband signaal is een signaal dat een hele smalle bandbreedte heeft. De richtlijnen om te bepalen of een signaal narrowband is, zijn gezet door Federal Communication Commission (FCC). Volgens de officiële definitie van FCC is een signaal narrowband als

$$B_f \leq 0,01 \quad (6.1)$$

waarbij B_f voor de fractionele bandbreedte staat. De fractionele bandbreedte wordt gedefinieerd als:

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = \frac{(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)/2} \quad (6.2)$$

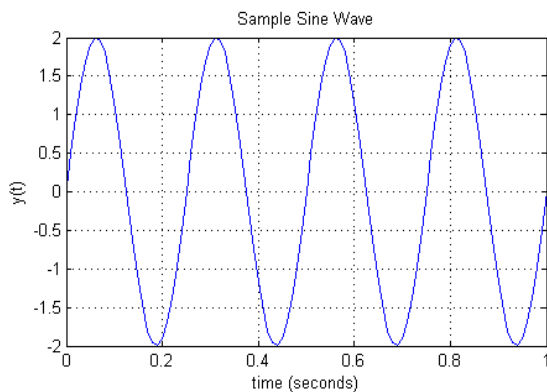
Hierbij is BW bandbreedte van het signaal, f_c de middenfrequentie van het signaal, en f_H en f_L respectievelijk de hoogste en laagste frequentie van het signaal, allemaal in Hertz [Hz].

Bij een narrowband signaal is de transmissiekanaalbandbreedte waarop het signaal opereert kleiner dan de coherentiebandbreedte. De coherentiebandbreedte is het bereik van de frequenties waarover de respons van het kanaal als 'vlak' kan worden beschouwd (Rappaport, 2001). Dit houdt in dat alle signalen die door dit kanaal passeren met bijna dezelfde gain en lineaire fase zijn versterkt of verzwakt. De coherentiebandbreedte is gedefinieerd als:

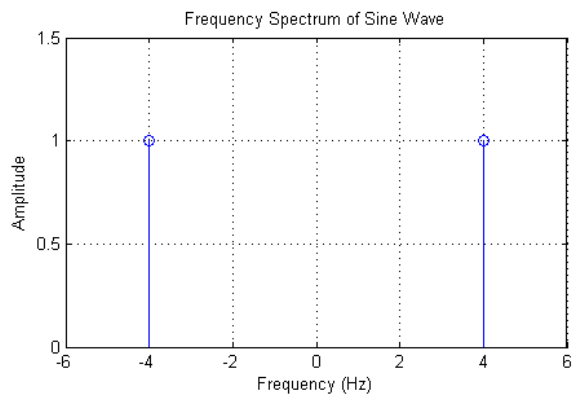
$$B_c = \frac{1}{2\pi T} \quad (6.3)$$

Met B_c in Hertz [Hz]. T is de 'delay spread' in seconden [s]. Delay spread is gedefinieerd als het tijdsverschil tussen de eerste en laatste multipathsignalen bij de receiver. Een systeem wordt dan beschouwd als narrowband als het opereert met een bandbreedte kleiner dan B_c (Ficzperich, 2007).

De smalle bandbreedte van het signaal in het frequentiedomein correspondeert met lange tijdsduur van het signaal in het tijdsdomein. Een sinussignaal kan bijvoorbeeld als een narrowband signaal genomen worden. In theorie heeft een sinussignaal een oneindig lange tijdsduur. Dit correspondeert dan met een oneindig smalle bandbreedte in het frequentiedomein, namelijk een delta puls. Met de Fouriertheorie is te verwachten dat het sinussignaal een frequentiespectrum heeft van twee delta pulsen op de \pm middenfrequenties van het signaal. In figuur 6.1 en 6.2 is een sinussignaal te zien met het bijbehorende frequentiespectrum.



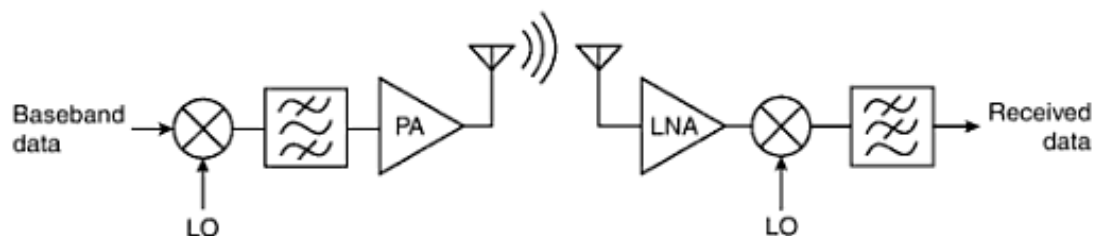
Figuur 6.1: Een sinussignaal in het tijdsdomein



Figuur 6.2: Een sinussignaal in het frequentiedomein

6.1.2 Blokschema narrowbandsysteem

Een algemeen narrowband communicatiesysteem bestaat uit vier delen: een antenne, versterkers, filters en frequentie conversiemodules. Het blokschema van een narrowband communicatiesysteem is te zien in figuur 6.3.



Figuur 6.3: Een gegeneraliseerd narrowband transceiver systeem (Iniewski, 2007)

De zender krijgt het digitale basisbandsignaal binnen en het moduleert dit signaal op gewenste carrierfrequentie. De Power Amplifier (PA) versterkt vervolgens het signaal en het signaal wordt dan door de antenne verzonden.

Bij het ontvangen van het signaal in de ontvanger versterkt de Low Noise Amplifier (LNA)

6 Radio Frequency Identification (RFID) technologieën

het ontvangen signaal, wat ontvangen is door de antenne. Het signaal wordt zoveel mogelijk versterkt met zo min mogelijk ruis. Vervolgens wordt het signaal gedownconvert naar het basisbandsignaal om de originele bits terug te kunnen krijgen.

In een narrowband systeem hoeven de versterkers slechts over een relatief kleine frequentieband te versterken. Daarom moeten de versterkers op een bepaalde middenfrequentie afgestemd worden. Dit kan gedaan worden door middel van simpele resonantiecircuit elementen, zoals spoelen en condensatoren (Couch, 2007).

6.1.3 Narrowband voor- en nadelen

Het grootste voordeel van narrowbandsystemen is dat het veel wordt gebruikt, waardoor het goedkoop is. Omdat de componenten slechts in een hele kleine frequentiebandbreedte hoeven te werken, kunnen de componenten optimaal voor een frequentie worden getuned. De meeste componenten ondervinden eenmaal frequentiedispersie; de eigenschappen van de componenten veranderen met de frequentie. Een component wordt meestal duurder naarmate het opereert op een bredere bandbreedte. De bandbreedte van narrowbandsystemen is zeer klein, dus zijn de componenten meestal goedkoop.

Een ander voordeel van narrowbandsystemen is dat verschillende bandbreedtes in kanalen kunnen worden verdeeld. De kanalisatie wordt gerealiseerd door in het frequentiedomein voor ieder kanaal een frequentieslot te definiëren. Deze kanalen worden dan aan specifieke communicatielinks toegewezen. Dit zorgt ervoor dat meerdere systemen zonder interferentie gelijktijdig kunnen werken (Iniewski, 2007). Deze eigenschap is een groot voordeel van narrowbandsystemen, omdat het de mogelijkheid biedt om bepaalde frequentiekanalen te reserveren voor gelicenseerde gebruikers.

Een nadeel van narrowbandsystemen is dat ze hele precieze frequentiereferenties vereisen om ervoor te zorgen dat de zender en de ontvanger precies op dezelfde frequentie werken. Dit probleem kan worden opgelost door een zogenaamde off-chip quartzkristal, maar dit kristal kan niet altijd worden gebruikt. Dit is omdat het kristal behoorlijk groot en duur kan zijn (Couch, 2007).

Omdat het frequentiespectrum in heel veel kanalen is verdeeld, is het mogelijk dat de signalen op aparte kanalen elkaar beïnvloeden. Om dit te voorkomen moeten de signalen bij naburige kanalen verwijderd worden, zodat de invloed van interferentie minder groot is of zelfs kan worden voorkomen. Hiervoor moeten grote externe passieve filtercomponenten gebruikt worden (Iniewski, 2007).

Een andere nadeel van narrowbandsystemen is dat ze niet immuun zijn voor multipathing. De electromagnetische golven worden gereflecteerd wanneer zij objecten penetreren. Dit leidt ertoe dat twee of meer kopies van hetzelfde signaal bij de ontvanger kunnen belanden. Als deze signalen met elkaar overlappen, dan is het originele signaal moeilijk terug te krijgen, omdat het vrij onmogelijk is om het juiste signaal te selecteren en de rest weg te filteren. Multipathsignalen zijn niet overlappend wanneer de tijdsduur van de signalen heel klein is. Omdat de tijdsduur van narrowbandsignalen niet echt klein is, maakt dit het multipathprobleem complexer en moeilijk op te lossen. De verschillende methoden om multipathproblemen op te lossen, worden verder behandeld door Blocq & Simons (2009).

6.2 Ultra wideband RFID (UWB-RFID)

Naast conventionele narrowband RFID-systemen zijn ultra wideband RFID-systemen in opkomst. Het concept van UWB is niet nieuw, maar het gebruik van UWB-systemen is veelal achtergebleven in laboratoria. In februari 2002 heeft de Federal Communication Commission (FCC) het gebruik van UWB-systemen voor commercieel gebruik goed heeft gekeurd en duidelijke regels hiervoor opgesteld. Sindsdien zijn talloze bedrijven commerciële toepassingen gaan ontwikkelen voor UWB, waarvan één van deze toepassingen RFID is. Ook heeft de Europese Commissie (EC) inmiddels duidelijke regels opgesteld voor het gebruik van UWB (European Commission decision 2007/131/EC), waardoor het commercieel gebruik van UWB in steeds meer landen mogelijk is.

Hieronder zal UWB eerst uitgelegd worden. Vervolgens zullen de voor- en nadelen van UWB worden behandeld. Ten slotte zal er een overzicht worden gegeven van enkele bedrijven die UWB met RFID hebben toegepast.

6.2.1 Ultra wideband definitie

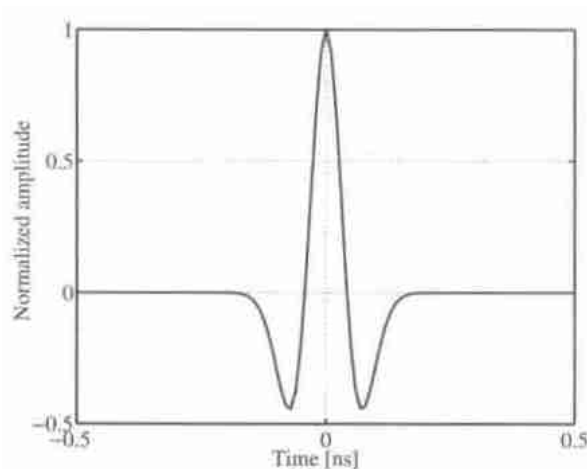
Ultra wideband is, zoals de naam al zegt, een signaal met een hele grote bandbreedte. Een signaal is UWB, gedefinieerd door FCC (FCC rules part 15, 2008), als het aan één van de volgende eigenschappen voldoet:

$$BW > 500 \text{ Mhz,} \quad \text{of} \quad (6.4)$$

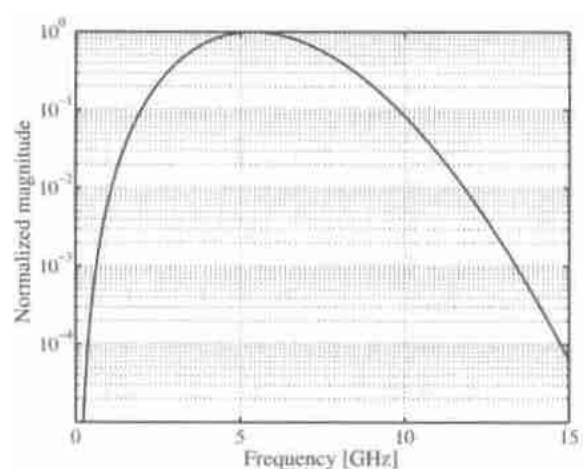
$$B_f \geq 0.2$$

Waarbij BW de bandbreedte van het signaal is en de fractionele bandbreedte B_f gedefinieerd wordt als in formule 6.2. Een zender is altijd een UWB-zender, als het aan één van de bovenstaande voorwaarden in vergelijking 6.4 voldoet.

Hoe groter de bandbreedte van een signaal is, des te korter is de signaalsduur in het tijddomein. Dit betekent dat UWB-zenders zeer korte pulsen versturen. Zulke pulsen zijn weergegeven in figuur 6.4. Deze pulsen kunnen worden omzet naar het Fourierdomein, wat resulteert in een frequentierespons in figuur 6.4. Ideaal zou het signaal rechthoekige pulsen zijn, maar door de schakelaars bij de pulsgeneratie hebben ze de vorm van een Gaussische doublet.



Figuur 6.4: Een UWB puls (Ghavami et al., 2007)



Figuur 6.5: Het frequentiespectrum van een UWB puls (Ghavami et al., 2007)

6.2.2 UWB voor- en nadelen

De oorzaak van de groei van onderzoeken naar UWB zijn de vele voordelen die UWB te bieden heeft. Een van deze voordelen is de hoge data rate. Dit is aan te tonen met de capaciteitsformule van Shannon.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (6.5)$$

Met C de maximale capaciteit van het kanaal in bits per seconde [bits/s], B de bandbreedte van het kanaal in Hertz [Hz], S het signaalvermogen en N het ruisvermogen, beiden in Watt [W]. Aan de formule is te zien dat de capaciteit van het kanaal, dus ook de data rate, proportioneel is aan de bandbreedte. De bandbreedte is heel groot bij UWB, wat betekent dat de data rate ook heel hoog is. De pulsen die worden gestuurd hebben welliswaar een lager vermogen dan signalen uit narrowband systemen, maar het signaalvermogen neemt met de \log_2 af. Dit weegt niet op tegen de lineaire toename ten opzichte van de bandbreedte.

Een ander voordeel is de lage vermogensdichtheid van UWB. Omdat UWB in gelicenseerde frequentiespectra zendt, is er door de FCC en EC bepaald dat de vermogensdichtheid van UWB onder een bepaald niveau moet zijn. Dit levert als voordeel op dat het signaal moeilijk detecteerbaar is en weinig interferentie veroorzaakt.

Ook propageert UWB door de brede bandbreedte goed door materialen heen, en is het signaal immuun tegen multipathing. Dit wordt verder uitgewerkt in de thesis van Blocq & Simons (2009). Mede hierdoor kan de afstand van een zender heel nauwkeurig bepaald worden, wat beschreven staat in de thesis van Çetin & Zor (2009). Dit gebeurt door gebruik te maken van het ontvangen signaal, wat betekent dat ranging en communicatie tegelijk plaats kan vinden.

Ten slotte zijn de meeste componentkosten voor UWB-systemen veel lager. Bijna alles in UWB-systemen gebeurt digitaal, waardoor er minder passieve componenten nodig zijn. Dit betekent ook dat UWB-systemen veel lichter en kleiner dan narrowbandsystemen kunnen zijn.

Maar omdat de commerciële ontwikkelingen van UWB niet zo lang van start zijn, zijn er nog wat nadelen aan het gebruik van een UWB-systeem verbonden. UWB werd al een lange tijd in laboratoria gebruikt, waar de kosten van de componenten er minder toe doen dan bij commercieel gebruik. Er zijn drie componenten van een UWB-systeem waar veel onderzoek naar nodig is, omdat deze componenten op dit moment erg duur zijn (Ghavami et al., 2007). Dit zijn pulse-shaping circuits, antennes en processoren. Deze componenten zullen hieronder respectievelijk behandeld worden.

Pulse-shaping circuits

Omdat een verzonden signaal met een UWB-systeem een hele grote bandbreedte moet hebben, betekent het dat het verzonden signaal een hele ‘mooie’ puls moet zijn. De bandbreedte van de puls moet geen onbedoelde frequenties bevatten, omdat deze mogelijk boven de wettelijke vermogensdichtheid zitten. Er zijn dus circuits nodig om een puls met zo min mogelijk vervormingen te maken. De vorm van de puls is immers niet gegarandeerd, doordat er allerlei factoren zijn die de vorm van de puls verstoren (Lu et al., 2008). Pulse-shaping circuits zijn complex en tijdvariant. Om een pulse-shaping circuit betrouwbaar, dus minder tijdvariant, te maken, wordt het circuit complexer. Aan deze complexiteit zijn weer hogere kosten verbonden. Er moet dus een afweging worden gemaakt tussen betrouwbaarheid en kosten. Inmiddels zijn er

diverse ontwerpen voor goedkope UWB pulse-shaping circuits, maar moeten nog gecommmercialiseerd worden (Ha et al., 2003).

Antennes

Conventionele antennes zijn vaak narrowband antennes. Deze antennes hebben hun resonante frequentie afgestemd op de werkende frequentieband. Dit zijn resonante antennes. Bij resonante antennes zal een groot deel van het uitgestraalde vermogen, wat zich niet op de resonante frequentie bevindt, niet worden uitgestraald. Als een UWB-sigitaal met zulke antennes wordt verstuurd, zal het sigitaal een *ringing* effect ondervinden (Ghavami et al., 2007). Dit zal de puls ernstig verstoren en uitspreiden in tijd. Ook zal een staande golf geproduceerd worden door de reflecties aan de eindpunten van de antenne. Dit zal de puls verder verstoren.

Naast resonante antennes zijn er ook niet-resonante antennes. Deze antennes hebben een grote bandbreedte en zijn ondervinden geen frequentie dispersie. Helaas hebben alle fysieke antennes een beperkte bandbreedte en ondervinden frequentie dispersie. De frequentie dispersie kan verminderd worden door de antennes groter te maken (Schantz, 2003), maar hierdoor zijn de UWB-systemen minder mobiel en zwaarder. Als de antennes te klein worden gemaakt, worden ze minder efficiënt (Kohno & Yazdandoost, 2004), omdat er minder vermogen opgevangen wordt.

Er zijn wel impulsantennes te verkrijgen voor UWB-systemen, maar deze zijn heel duur. De reden hiervoor is omdat ze ontwikkeld zijn voor gebruik in laboratoria en niet voor commercieel gebruik. Op dit moment wordt er veel onderzoek gedaan om UWB-antennes goedkoop voor commercieel gebruik te maken, waarbij al enkele resultaten zichtbaar zijn (Cheong et al., 2005).

Processoren

UWB-signalen zijn hele korte pulsen. Om deze pulsen te genereren moeten er schakelaren worden gebruikt die zeer snel kunnen schakelen. Een UWB-puls is 1 nanoseconde of korter, wat betekent dat de schakelaren met een frequentie van 1 Ghz of sneller moeten schakelen. Deze schakelaars moeten aangestuurd worden en de processoren moeten op zulke hoge snelheden kunnen opereren. Er zijn snelle processoren nodig, die veel energie verbruiken en duur zijn. De processoren moeten energiezuiniger en goedkoper om toegepast te kunnen worden in RFID-systemen. Op dit moment zijn er enkele energiezuinige processoren voor UWB RFID-tags ontwikkeld (Nejad et al., 2007).

Een andere manier op UWB-signalen te genereren is door middel van Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Multiband-OFDM). Hierbij wordt een UWB-sigitaal gecreëert door 128 carriersignalen te moduleren met Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) (Nikookar & Prasad, 2009). Er wordt dus een hele grote bandbreedte gevormd door de bandbreedtes van de carriersignalen samen te voegen. Een voordeel hiervan is dat er geen dure pulseshaping-circuit nodig is. Het nadeel is dat er 128 carriersignalen gegenereerd moeten worden. Deze moeten ook nog eens gemoduleerd worden. Er zijn dus of snelle of meerdere processoren nodig. Dit zal de prijs van een UWB-systeem omhoog brengen. Ook zal de energieconsumptie hoger zijn.

De kosten van deze componenten zijn niet de enige nadelen van UWB. Om aan de FCC regels van handheld apparaten, waarin RFID-systemen veelal onder vallen, te voldoen, moeten deze apparaten opereren in de frequentiebandbreedte van 3,1 Ghz tot 10,6 Ghz (FCC rules part 15, 2008). Door de hoge frequentie neemt de doordringbaarheid van het sigitaal af. Er moet met een hoger vermogen verzonden worden, wil het sigitaal door materialen heen propageren. Het

6 Radio Frequency Identification (RFID) technologieën

uitgezonden signaalvermogen wordt echter beperkt door FCC en EU regels. Dit zorgt ervoor dat het bereik van UWB-systemen kleiner is dan van narrowband systemen.

Vervolgens staat er in de FCC en EC regels dat UWB-systemen alleen op een bepaalde manier mogen opereren. De zender mag niet achter elkaar signalen versturen. Nadat een signaal is verzonden, moet er op een acknowledgeerde signaal worden gewacht van de transceiver. Pas nadat er een acknowledgeerde signaal is ontvangen, mag het volgende signaal pas weer verzonden worden. Mocht er 10 seconden lang geen acknowledgeerde signaal ontvangen worden, dan moet de zender stoppen met signalen verzenden. Deze maatregel legt een beperking op het aantal protocollen dat een UWB-systeem kan implementeren.

Verder moeten de UWB-pulsen met een random tijd ertussen worden. Als dit niet gebeurt, zullen er pieken in het frequentiedomein ontstaan, die de FCC en EU regels overtreden. De constante periode van de pulsen zal zich vertalen in een piek in het frequentiedomein wat overeenkomt met de frequentie waarop een puls verzonden wordt. Dit stelt een extra eis aan de pulsgenerator.

Veel UWB-instanties zijn aan het lobbyen om de UWB-bandbreedte uit te breiden en het verzonden vermogen te verhogen. Dit stuit echter op veel weerstand van de bedrijven die bepaalde frequentiebanden gelicenseerd hebben.

Ten slotte heeft UWB ook nadelen voor bepaalde multipathproblemen (Blocq & Simons, 2009) en zorgt ook voor problemen bij bepaalde signaalbewerkingen. Deze nadelen zullen respectievelijk behandeld worden in de thesis van Blocq & Simons (2009) en Çetin & Zor (2009).

6.2.3 UWB-RFID bedrijven

Sinds de toestemming van FCC om UWB te gebruiken voor commercieel gebruik, hebben enkele bedrijven zich gericht op het ontwikkelen van een UWB-RFID systeem. UWB-RFID systemen zijn veiliger dan conventionele RFID-systemen, omdat er meer manieren zijn om het signalen te coderen (Ha & Schaumont, 2007) en het is moeilijker om het signaal te onderscheppen. Dit laatste komt doordat de vermogensdichtheid van een UWB-signaal zeer laag is. Ook kunnen UWB-RFID systemen de positie van een tag gelijk aangeven, wat een groot voordeel is op conventionele RFID-systemen (Barney et al., 2003). Hieronder zullen enkele bedrijven en hun RFID-product worden genoemd.

Multispectral Solutions, Inc. (MSSI)

Multispectral Solutions, Inc. is een bedrijf dat zich geheel richt op de ontwikkeling van RFID-systemen die gebruik maken van UWB. De *Sapphire Dart* van MSSI is een Real-Time Location System (RTLS) wat gebruik maakt van RFID. Dit product is ontwikkeld voor ziekenhuizen, fabrieken en warenhuizen. Het product bestaat uit diverse ontvangers en een processing hub om de *Sapphire Dart* aan de PC te kunnen aansluiten. De ontvangers kosten \$2.600 per stuk, en de processing hub kost ongeveer \$ 5.000 (RFID Journal, 2006).

Ubisense

Ubisense richt zich op het ontwikkelen van RTLS met een zeer hoge nauwkeurigheid. Hierbij gebruikt Ubisense UWB om deze zeer hoge nauwkeurigheid te bereiken. De *Series 7000 Sensor* zijn de apparaten waarmee de tags worden gemeten. Deze readers sturen vervolgens de informatie door naar de PC, waar de lokatie van de tags kan worden bepaald met de Ubisense software. Het systeem is ontwikkeld voor gebruik in de industrie. Om het systeem te

onderzoeken en aan te passen voor gebruik in de juiste industrie, is een *UWB Location Research Package* beschikbaar. Deze is geprijsd op \$27.795 (Initiation, 2009).

Time Domain

Time Domain concentreert zijn producten geheel op UWB RTLS. De productreeks van Time Domain is de *Plus RTLS*. Hieronder vallen tags, readers, antennes en location resolvers, die allemaal UWB technologie toepassen. Om onderzoek naar de producten van Time Domain te verrichten, kan de *PulsON 210* of *PulsON 220* worden aangeschaft. De *PulsON 210* is geprijsd op €8.900 (Atlantik Elektronik GmbH, 2009).

6.3 Keuze RFID technologie: narrowband RFID

Nu de voor- en nadelen van beide technologieën bekend zijn, zal een afweging worden gemaakt tussen de technologieën om te kijken welke het beste is voor de ChildFinder. Hierbij zal eerst de relevante eisen voor de keuze van de RFID technologie worden gegeven.

- De ChildFinder moet werken in een drukke omgeving.
- De zenders moeten voldoen aan de FCC en EC regels voor zendvermogen.
- De ChildFinder moet zo min mogelijk vermogen uitstralen, waarbij de prioriteit ligt bij de zender van het kind.
- De zender van het kind moet zo klein mogelijk zijn.
- De ChildFinder moet niet duurder zijn dan zijn serieuze concurrenten op het markt.
- De ChildFinder moet betaalbaar zijn voor een modaal gezin.

Een drukke omgeving betekent veel mensen, ofwel veel objecten voor het signaal. Hierdoor zullen er veel multipaths ontstaan. UWB heeft praktisch geen last van multipaths, terwijl narrowband heel gevoelig is voor multipaths. UWB heeft in dit geval de voorkeur. Dit is echter niet de enige eis van het systeem.

Door de FCC en EC regels wordt het zendvermogen van UWB sterk beperkt. Hierdoor wordt het UWB-signaalvermogen ernstig gedempt. Dit resulteert in een klein bereik voor het UWB-systeem. Narrowband heeft hier veel minder last van, omdat het op een veel hoger vermogensniveau mag zenden. Maar om een betrouwbaarder signaal te krijgen, moet narrowband op een hoger vermogen zenden. UWB-signalen mogen en hoeven niet op een hoog vermogensniveau te zenden om een gelijkwaardig resultaat te krijgen als narrowbandsystemen. Dit betekent dat een ChildFinder met UWB zo min mogelijk vermogen uitstraalt.

Doordat UWB-systemen minder passieve componenten dan narrowbandsystemen nodig hebben, kunnen UWB-systemen vrij klein zijn. Toch zijn de meeste commerciële UWB-systemen vrij groot. De reden hiervoor is dat de UWB-systemen veel processoren nodig hebben. Ook zijn impulsantennes vrij groot, wat het systeem groter maakt. Hoewel narrowbandsystemen meer grote passieve componenten bevat, kunnen ze nog steeds vrij klein worden gemaakt. In hoofdstuk 7 zal dit duidelijk worden.

De belangrijkste eis bij de keuze tussen narrowband- en UWB-systemen is de prijs. Narrowbandsystemen kunnen vrij goedkoop gemaakt worden, omdat de componenten slechts op een kleine frequentieband afgestemd hoeven te worden. Dit geldt niet voor UWB-systemen. Door de vereiste frequentieband zijn pulse-shaping circuits, antennes en processoren voor UWB-systemen erg duur.

Aan de prijzen van de testsystemen van verschillende UWB-RFID bedrijven is te zien dat

6 Radio Frequency Identification (RFID) technologieën

het te duur is voor een modaal gezin. Ook al zijn dit de testsystemen, dan zullen de prijzen van de uiteindelijke producten een factor 10 of 20 lager liggen. Dan zijn de prijzen nog steeds te hoog voor een modaal gezin. Ook zullen de prijzen veel hoger liggen dan die van de concurrenten bij UWB-systemen, waarvan de prijzen onder de 200 euro zijn. Daarom is er gekozen voor narrowband-RFID. In tabel 2 zijn de overwegingen tussen narrowband en UWB RFID-systemen nog eens samengevat.

	<i>Narrowband</i>	<i>UWB</i>
Multipathimmunititeit	--	++
Maximaal toelaatbaar vermogen	+	--
Kosten	Laag	Zeer hoog
Nauwkeurigheid afstand en richting	-	++

Tabel 2: Overwegingen met betrekkingen tot het Programma van Eisen tussen RFID-systemen

7 Radio Frequency Identification (RFID) componenten

In hoofdstuk 5 is de beste lokalisatietechnologie voor de ChildFinder gekozen, namelijk RFID. Deze technologie kan met verschillende componenten gerealiseerd worden. In dit hoofdstuk worden de mogelijke hardwarecomponenten van RFID-systemen naar voren gebracht door de verschillende eigenschappen van de componenten op een rijtje te zetten. In het vorige hoofdstuk is er een keuze gemaakt tussen narrowband en UWB-RFID, waarbij de keuze is gevallen op narrowband RFID. Daarom zullen alle componenten die in dit hoofdstuk worden behandeld betrekking hebben op narrowband RFID.

Een RFID-systeem bestaat uit een tag, een interrogator (reader) en een netwerk van hardware componenten die de data kunnen filteren en bewerken. Er zijn verschillende soorten tags die bedoeld zijn voor verschillende applicaties. Deze tags hebben ook verschillende eigenschappen ten op zichte van elkaar, waar duidelijk onderscheid in moet worden gemaakt.

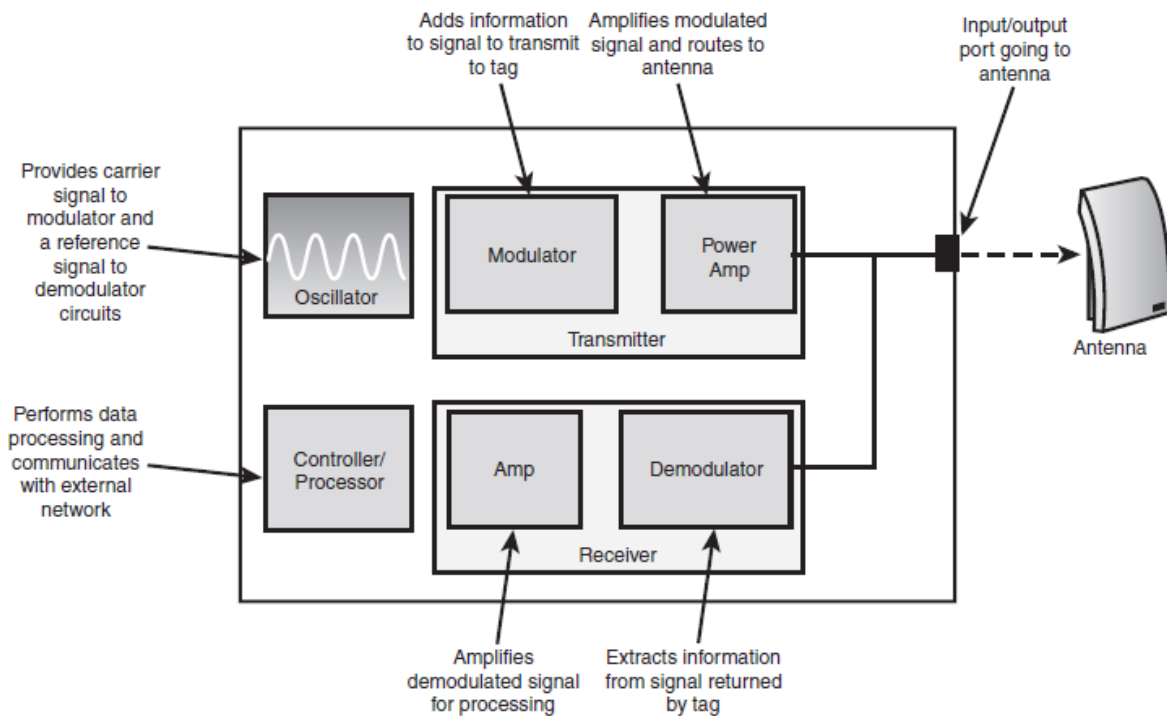
In dit hoofdstuk zal eerst de interrogator worden behandeld. Daarna worden verschillende tags geanalyseerd, waarbij ook de voor- en nadelen worden uitgelegd. Daarbij wordt een keuze gemaakt tussen deze tags voor de ChildFinder met behulp van het Programma van Eisen.

7.1 RFID interrogator

Een RFID interrogator is een component van een RFID-systeem dat wordt gebruikt om met tags te communiceren (RFID journaal, 2009). Een interrogator stuurt een radiofrequentie (RF) puls naar een tag toe en wacht vervolgens op een reactiesignaal van de tag. De reactie van de tag wordt als het ware “gevoeld” wanneer zij binnen het leesbereik van de interrogator is. De tag is dan gedetecteerd (Garfinkel, 2009).

Een interrogator bestaat uit een ontvanger, een zender, een oscillator en een microcontroller. Een interrogator model is in figuur 7.1 te zien. De oscillator genereert een carriersignaal voor het zendercircuit en dient als een referentiesignaal voor het receivercircuit. Het zendercircuit bestaat uit een modulator en een vermogensversterker. De modulator bewerkt het binnenkomende signaal met een gekozen modulatie techniek en brengt het van basisband naar de gewenste frequentieband. Het gemoduleerde signaal wordt versterkt en verstuurd via de antenne. Het receivercircuit bestaat uit een demodulator en een versterker. Het ontvangen signaal bevat informatie van de tag. Deze informatie wordt onttrokken door het ontvangen signaal te demoduleren en vervolgens via de versterker naar microcontroller door te sturen voor signaalbewerking (OTA,2006).

De bekwaamheid van een interrogator om met een tag te communiceren is veelal afhankelijk van de afstand tussen de tag en interrogator. De maximale afstand waarin de signalen van de tag door de interrogator gelezen kunnen worden, wordt gedefinieerd als het leesbereik van de interrogator. Het leesbereik is een functie van het uitgangsvermogen en de frequentie. Dit betekent dat het gewenste leesbereik van een interrogator geregeld kan worden door het uitgangsvermogen op een bepaald niveau te brengen. Bij actieve tags hangt het leesbereik van de interrogator ook af van het uitgangsvermogen van de actieve tag. Over de actieve tag wordt meer verteld in paragraaf 7.2.2. Het leesbereik wordt berekend met behulp van een link-budget analyse, wat in paragraaf 8.1 wordt gedaan.



Figuur 7.1: Een model voor een interrogator

(<http://www.informit.com/content/images/9780789735041/samplechapter/0789735040.pdf>)

7.2 RFID tags

Tags zijn elementaire componenten van RFID-systemen. Tags bevatten een transponder (*transmitter/responder*) die er voor zorgt dat het uitgezonden signaal van de tag door een specifieke interrogator gelezen kan worden. Bij iedere tag hoort een uniek identificatienummer. Dit nummer wordt gecodeerd door de tag en vervolgens uitgezonden, waarna de interrogator het signaal kan decoderen en de tag herkennen (RFID Journaal,2009). Vooraf is in de interrogator ingesteld welk identificatienummer bij welke tag, en dus ook bij welk product hoort, zodat het product snel herkend wordt. Het coderen van het identificatienummer zorgt ervoor dat niet iedere willekeurige interrogator de tag af kan lezen, maar slechts de bijbehorende interrogator.

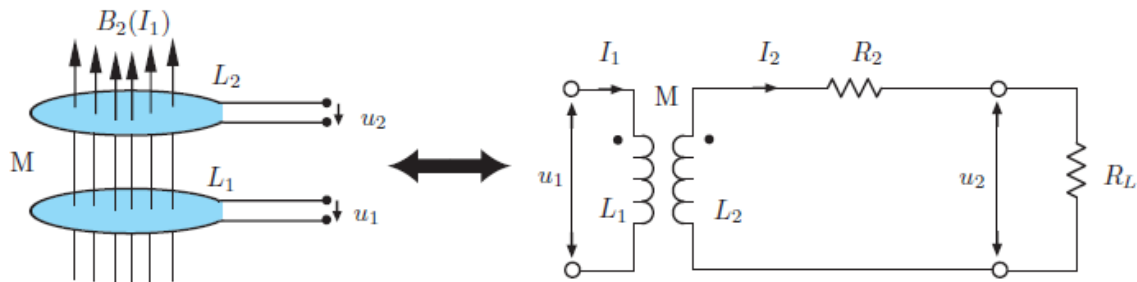
Tags kunnen in drie groepen worden ingedeeld door te kijken naar de manier waarop zij energie verkrijgen. Hierbij wordt er onderscheid gemaakt tussen drie verschillende soorten tags, namelijk actieve, passieve en semi-passieve tags.

7.2.1 Passieve tags

Passieve tags halen de benodigde energie, om hun circuit te op te starten en een signaal te verzenden, uit het ontvangen RF signaal (Hunt, 2007). Een passieve tag bestaat uit een antenne en een chip. De antenne ontvangt de signalen van de interrogator en verzendt de ID van de tag naar de interrogator. De chip codeert de ID van de tag op het signaal dat wordt verzonden door de tag (Want, 2006a). Hierbij wordt amplitudemodulatie gebruikt om de ID van de passieve tag naar de interrogator te sturen. Er zijn twee manieren voor informatieoverdracht tussen de interrogator en een passieve tag, namelijk inductieve koppeling en radiatieve koppeling (Dobkin, 2007).

7 Radio Frequency Identification(RFID) componenten

Inductieve koppeling wordt gebruikt bij systemen waarbij de golflengte veel groter dan antenne lengte, zoals bij laag- en hoogfrequente passieve systemen (Dobkin, 2007). In een inductief systeem worden de interrogatorantenne en de tagantenne gekoppeld via het medium van een wisselend magnetisch veld. Deze koppeling wordt weergegeven in figuur 7.2. De interrogator en tag antennes kunnen als spoelen beschouwd worden. Deze spoelen worden gemodelleerd als inductanties L_1 en L_2 . Ze hebben gemeenschappelijke magnetische flux en beïnvloeden elkaar met een mutuele inductantie M (De Carlo, 2001).



Figuur 7.2: Twee inductieve loops met hun equivalente circuits (Wittneben, 2008)

Om een signaal te verzenden, laat de interrogator een wisselstroom lopen door zijn spoel L_1 . Deze wisselstroom creëert een wisselend magnetisch veld in zijn omgeving. Dit magnetisch veld kan uitgedrukt worden met behulp van de wet van Ampère:

$$\hat{j}_c(t) = \nabla \times \hat{H}(t) \quad (7.1)$$

Met \hat{j}_c de geleidingsstroom in Ampère per vierkante meter [A/m²] en \hat{H} het magnetisch veld sterkte in Ampère per meter [A/m]. Omdat \hat{j}_c een wisselstroom is, dus tijdvariant, zorgt het voor een tijdvariërend magnetisch veld. Dit wekt een tijdvariërende magnetische flux op bij de tagantenne. Deze magnetische flux kan aan de magnetische veldsterkte gerelateerd worden met de volgende formule:

$$\hat{\psi}_{21}(t) = \mu_0 \hat{H}(t) AN \quad (7.2)$$

Hierbij staat $\hat{\psi}_{21}$ voor de magnetische flux in Weber [Wb] die bij de tagantenne ontstaat als effect van de stroom door de interrogatorantenne, dus I_1 . A is de oppervlakte van de loop van de tagantennespoel in vierkante meter [m²], $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ de permeabiliteit van vacuüm in Henry per meter [H/m], en N het aantal wikkelingen in de tagantenne. $\hat{\psi}_{21}$ kan ook gevonden worden met:

$$\hat{\psi}_{21}(t) = M_{21} i_1(t) \quad (7.3)$$

Waarbij M_{21} de mutuele koppeling tussen de twee antennespoelen is in Henry [H] en i_1 de stroom door spoel L_1 in Ampère [A]. De mutuele koppeling is afhankelijk de geometrische configuratie van de twee antennecircuits. Hierbij moet opgemerkt worden dat $\hat{\psi}_{21}$ tijdvariërend is, omdat opgewekt wordt door de wisselstroom i_1 . Door de wet van Faraday toe te passen, kan worden gevonden dat de tijdvariërende magnetische flux $\hat{\psi}_{21}$ door de tagantenne een wisselspanning creëert over spoel L_2 . Dit kan gevonden worden met:

$$U_2(t) = - \frac{d\hat{\psi}_{21}(t)}{dt} \quad (7.4)$$

U_2 is de wisselspanning in Volt [V]. Door substitutie van formule 7.3 in 7.4 wordt de geïnduceerde spanning U_2 over L_2 gevonden door:

$$U_2(t) = -M_{21} \frac{di_1(t)}{dt} \quad (7.5)$$

Deze wisselspanning wordt gebruikt als spanningsbron voor het tagcircuit.

De tag heeft ook nog een condensator die parallel staat aan het tagantennecircuit, dat niet is laten zien in figuur 7.2. De resonantiefrequentie van dit circuit is precies hetzelfde als de transmissiefrequentie van de interrogator. Naarmate de frequentie van de geïnduceerde spanning dichterbij de resonantiefrequentie komt, wordt de stroom I_2 , die door R_L (de chip) gaat, groter. Deze stroom zorgt voor een magnetisch veld dat tegenovergesteld is aan het magnetisch veld van de interrogator. Dit veld kan uitgedrukt worden met:

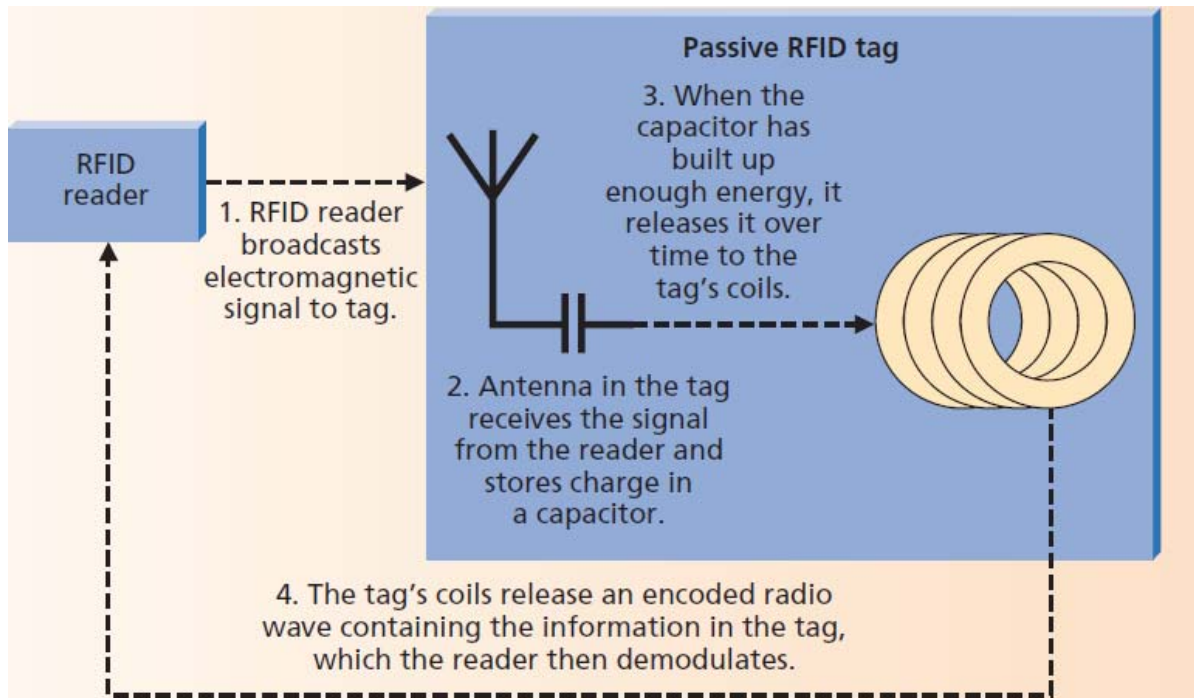
$$\hat{B}_2(t) = \frac{\mu_0 i_2(t)}{2R} \quad (7.6)$$

Hierbij staat \hat{B}_2 voor de magnetische veld dichtheid van de tagantenna in Weber per vierkante meter [Wb/m²], en R voor de straal van de tagantennaspoel in meter [m]. Volgens de wet van Faraday wordt het magnetische veld van de tag tegengewerkt door de interrogator (Tipler, 2004). Dit gebeurt door meer stroom te creëren door de spoel van de interrogator. Op deze manier wordt er “gevoeld” of een tag zich in het leesbereik van de interrogator bevindt. De gecreëerde stroom is proportioneel aan de loadimpedantie (R_L). Door deze impedantie te variëren, kan de amplitude van de stroom I_1 bij interrogator worden veranderd. Op deze manier wordt het identificatienummer van de tag aan de interrogator overgedragen. Dit proces heet loadmodulatie (Glover, 2006). Deze procedure is nog eens te zien in figuur 7.3.

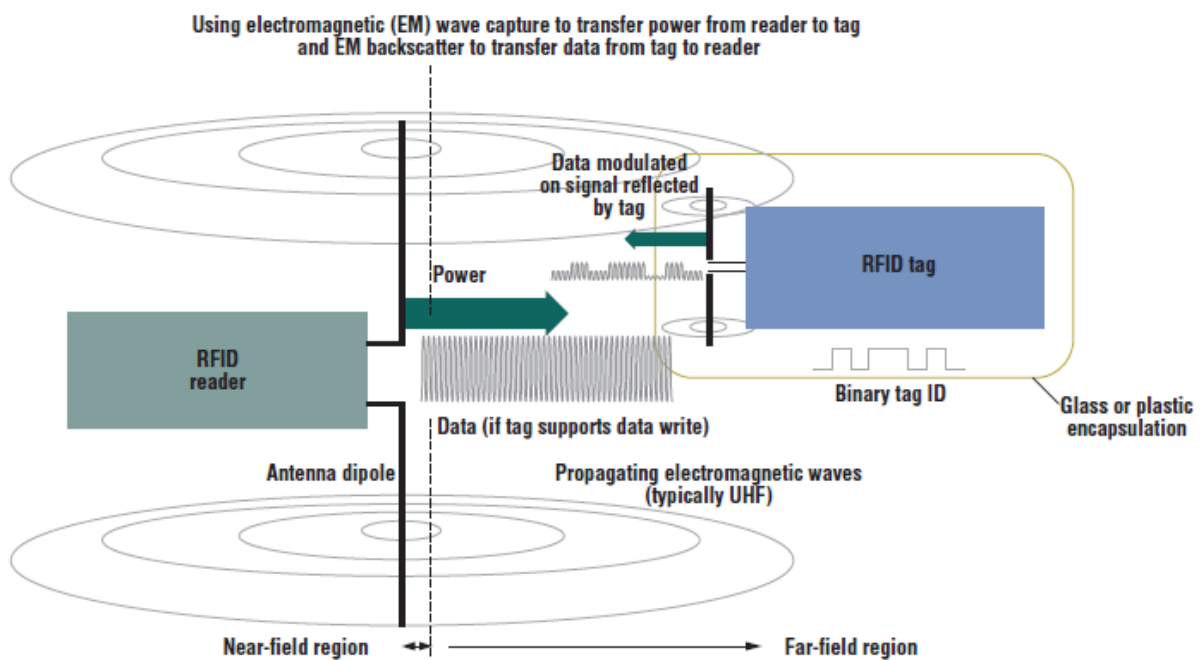
In de systemen waar de antennegrootte vergelijkbaar is met de golflengte, zoals in ultrahoge- en microwavesystemen, wordt radiatieve koppeling gebruikt (Dobkin, 2007). Bij een radiatieve koppeling ontstaat een koppeling tussen de tagantenne en interrogatorantenne in het far-field via een elektromagnetische (EM) veld (Weinstein, 2005). Hierbij worden de EM-signalen verzonden door interrogator en ontvangen door de dipole-antenne van de tag. Dit vertaalt zich in een wisselend potentiaalverschil tussen de armen van de dipole-antenne. De stroom die hierdoor ontstaat wordt gerectificeerd en opgeslagen in een condensator. Wanneer er voldoende lading in de condensator is, wordt het powercircuit van de tag geactiveerd (Glover, 2006).

De tags die op far-field opereren gebruiken de back-scattering methode om hun identificatienummer naar de interrogator te sturen (Want, 2005). Onder normale omstandigheden kan een antenne zodanig afgestemd worden dat het alleen maar op één frequentieband energie opvangt. Maar als er een impedantiemismatch ontstaat op het desbetreffende frequentieband, wordt een grote fractie van de ontvangen energie teruggekaatst. Door de impedantie van de tagantenne te variëren, kan het ontvangen signaal gereflecteerd worden in een patroon wat het identificatienummer van de tag moet voorstellen. Deze procedure is nog eens te zien in figuur 7.4.

7 Radio Frequency Identification (RFID) componenten



Figuur 7.3: De communicatieprocedure tussen een near-field passieve tag en de interrogator (Weinstein, 2005)



Figuur 7.4: De communicatieprocedure tussen een far-field passief tag en reader (Want, 2006b)

De voordelen van passieve tags zijn dat ze heel licht en klein zijn, omdat ze geen interne batterij hebben. In figuur 7.5 is een passieve tag weergegeven. Ook heeft een passieve tag een simpele constructie, wat zich vertaalt in een lage prijs. Dit kan in de orde zijn van 40 cent (RFID Journaal, 2009).



Figuur 7.5: Een passieve tag (availabletechnologies.pnl.gov/technology.asp?...)

Een groot nadeel van passieve tags is dat ze meestal last hebben van onbetrouwbaarheid in communicatie met de reader, omdat ze niet een constant signaal ontvangen van de reader. Een ander nadeel is het korte leesbereik van een passieve tag. Bij een passieve tag kan de communicatierange variëren van 0.3 meter tot 3 meter (Rao, 1999). Dit komt doordat een passieve tag energie uit het signaal van de interrogator moet halen, en vervolgens met die energie nog een signaal terug moet sturen. Het signaal komt dan vele malen verzwakt terug, dus de passieve tag moet dichtbij de interrogator zijn om een goede communicatielink te vormen. Ook is het signaal gevoelig voor interferentie, ofwel storing van andere signalen (Gentili, 2008).

7.2.2 Actieve tags

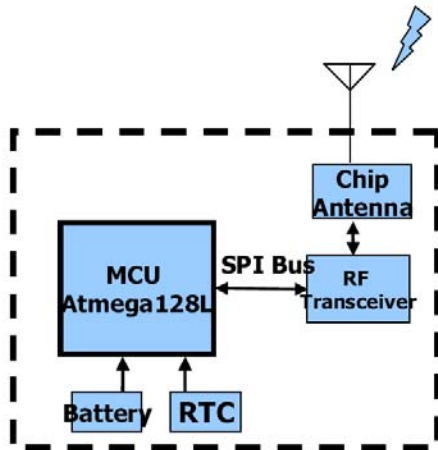
Een tag is “actief” als het een eigen vermogensbron bevat, wat meestal een batterij in de tag is, een zogenaamde on-board batterij (Weinstein, 2005). De actieve tags hebben naast de lokale vermogensbron een conventionele zender. Daarom kan het geconfigureerd worden als een conventionele bidirectionele radiocommunicatie apparaat (Dobkin, 2007).

Actieve tags zijn in twee soorten te onderscheiden, namelijk transponders en beacons (RFID Journaal, 2009). Transponders sturen een reactiesignaal naar de interrogator, wanneer ze zich in het leesbereik van de interrogator bevinden. Beacons sturen met bepaalde tijdsintervallen een signaal naar de interrogator, zonder dat ze zich in het leesbereik van de interrogator bevinden.

Een actieve tag bestaat uit een antenne, een ontvangtcircuit, een zendcircuit, een controle unit en een batterij. Een voorbeeld van het blokschema van een actieve tag is gegeven in figuur 7.6. Hierbij zorgt de antenne voor het ontvangen en verzenden van signalen van en naar de interrogator. De controle unit, in het schema de microcontroller unit (MCU), codeert het signaal. De benodigde energie voor de activatie van de controle unit wordt verzorgd door de on-board batterij (RFID Journaal, 2009). Een actieve tag kan een carriersignaal genereren met behulp van een lokale oscillator en kristalreferentie. Dit betekent dat een actieve tag op een bepaalde frequentieband kan communiceren met de interrogator.

Wanneer een actieve tag transponder zich in het leesbereik van een interrogator bevindt, wordt het elektromagnetisch veld van de interrogator gedetecteerd, waarop de transponder een reactie vertoont. De tag is dan door de reader gedetecteerd. Deze koppeling gebeurt in het far-field gebied (Hassan & Chatterjee, 2006).

7 Radio Frequency Identification (RFID) componenten



Figuur 7.6: Het blokschema van een actieve tag (Baek & Cho, 2005)

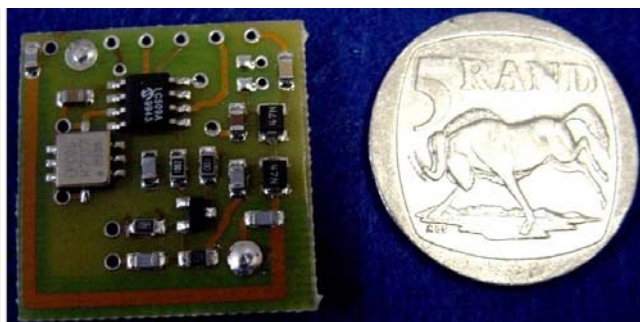
Een groot voordeel van actieve tags is dat ze signalen kunnen uitzenden met hoger vermogen dan passieve tags. De reden hiervoor is dat actieve tags energie krijgen van de on-board batterij voor het verzenden van het signaal, in plaats van energie halen uit het ontvangen signaal. Daarom vereist een actieve tag een relatief lager zendvermogen van de interrogator dan passieve tags. Dit zorgt er ook voor dat de signalen van de interrogator andere signalen minder storen, en tegelijkertijd minder last heeft van storende signalen.

Het hoge zendvermogen van de actieve tags zorgt ervoor dat de communicatierange van een actieve tag vele malen groter kan zijn dan die van passieve tags. Het maximale bereik van een actieve tag kan oplopen tot 100 meter (Garfinkel, 2005).

Een ander groot voordeel van een actieve tag is de betrouwbaarheid en leesbaarheid van het uitgezonden signaal, omdat het geen constant radiosignaal nodig heeft om zijn circuit te starten. Een actieve tag heeft een batterij die hiervoor zorgt.

Actieve tags kunnen amplitudemodulatie gebruiken net als passieve tags, maar ook nog complexere modulaties gebaseerd op fase, zoals phase shift keying (PSK), frequency shift keying (FSK) en quadrature amplitude modulation (QAM). Dit is een voordeel van actieve tags, want modulatietechnieken gebaseerd op fase maken efficiënter gebruik van de beschikbare frequentiespectrum. Ze zorgen ook voor een betere robuustheid tegen ruis (Dobkin, 2007).

Een nadeel is echter wel dat een actieve tag door de geïntegreerde batterij groter en zwaarder is dan een passieve tag. Toch zijn de afmetingen nog steeds relatief klein, wat gezien kan worden in figuur 7.7.



Figuur 7.7: de afmeting van een actieve tag vergeleken met een munt (iconsolutions)

Nog een nadeel is het feit dat de prijs van een actieve tag hoger is dan die van een passieve tag. De relatief complexere functionaliteiten leiden tot een hogere prijs voor actieve tags. De prijs daarvan kan variëren van 10 dollar tot 50 dollar.

7.2.3 Semi-passieve tags

Naast actieve en passieve tags zijn er ook semi-passieve tags. Semi-passieve tags kunnen worden gemaakt door een kleine batterij bij een passieve tag toe te voegen om zijn RF circuit te voeden. Dit zorgt er voor dat semi-passieve tags de leesbetrouwbaarheid hebben van een actieve tag. Ook kan de batterij worden gebruikt om het zendvermogen van de tag te verhogen.

Het nadeel aan semi-passieve tags is dat het nog steeds een signaal van de interrogator nodig heeft om het circuit “wakker te schudden” (Bhargava et al., 2007). Ook wordt de energie van de batterij niet volledig gebruikt om het signaal te verzenden. De tags gebruiken nog steeds de energie van de interrogator om een responsiesignaal te verzenden. Hierdoor hebben ze een kortere communicatierange dan actieve tags. Maar omdat semi-passieve tags minder vermogen van de on-board batterij gebruiken om signalen te verzenden, is hun levensduur veel langer dan die van actieve tags (Garfinkel, 2005).

7.2.4 Keuze RFID tags

Om een keuze te maken voor de juiste RFID tag voor de ChildFinder, moet er eerst naar het Programma van Eisen gekeken worden. Hieronder zullen alle eisen worden gegeven die relevant zijn voor de keuze van tags.

- De zenders moeten een bereik tot 20 meter hebben.
- De zender van het kind moet zo simpel mogelijk zijn.
- De zender van het kind moet zo klein mogelijk zijn.
- De ChildFinder moet betaalbaar zijn voor een modaal gezin.

De belangrijkste eis die aan de tag is gesteld, is dat het in staat moet zijn om de tag te kunnen lezen en traceren tot een bereik van ongeveer 20 meter. De tag moet dus een relatief groot leesbereik hebben voor de reader. Het korte leesbereik van de passieve en semi-passieve tags voldoet hier niet aan. Andere eisen zijn dat het klein, simpel en betaalbaar voor een gezin moet zijn.

Uit de bovenstaande eisen kan er worden geconcludeerd dat de keuze valt op actieve tags, omdat alleen actieve tags voldoen aan de belangrijkste eis, namelijk het leesbereik. Actieve tags voldoen ook aan de andere eisen, hoewel de andere twee soorten tags beter aan deze eisen voldoen. Deze eisen zijn ondergeschikt aan de belangrijkste eis, de leesafstand, en daarom kan er slechts voor de actieve tag gekozen worden. De overwegingen van de RFID tags zijn nog eens samengevat in tabel 3.

	<i>Passief</i>	<i>Semi-passief</i>	<i>Actief</i>
Bereik	--	-	+
Simpliciteit	+	+-	-
Kleine afmeting	++	+	+-
Betaalbaarheid	++	+	+-

Tabel 3: Overwegingen tussen RFID tags voor de ChildFinder tag

8 Realisatie ChildFinder hardware

Nadat een overweging tussen verschillende technologieën en componenten in de vorige hoofdstukken is gemaakt, is er uiteindelijk gekozen voor een narrowband RFID-systeem met actieve tags. Zoals al in hoofdstuk 7 is genoemd, bestaat het systeem uit een interrogator, een tag en een netwerk van hardwarecomponenten die de data kunnen filteren en bewerken. Om de tag zo simpel mogelijk te houden, zal het netwerk voor databewerkingen samen met de interrogator in één apparaat worden samengevoegd. Dit zal de ChildFinder interrogator heten.

De ChildFinder interrogator en tag zijn opgebouwd uit allerlei blokken. Deze blokken bestaan uit hardwarecomponenten, maar er kunnen verschillende hardwarecomponenten worden gekozen die dezelfde functies vervullen. Er zal een afweging moeten worden gemaakt tussen alle soorten componenten en de beste voor de ChildFinder gekozen worden.

Voordat de componenten gekozen kunnen worden, moet er eerst een link-budget analyse worden gedaan. Hiermee kan worden bepaald met welk vermogen de interrogator en tag moet zenden, willen ze aan het Programma van Eisen voldoen. Nadat deze analyse is uitgevoerd, kan er worden gekeken welke componenten toegevoegd moeten worden om de gewenste zendvermogens te krijgen.

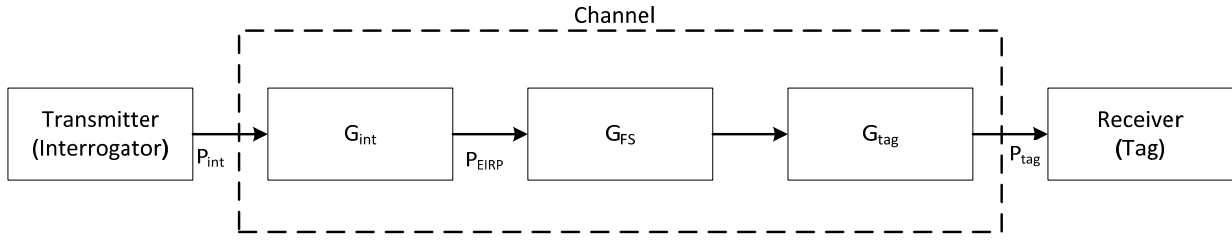
Hieronder zal eerst de link-budget analyse voor de ChildFinder worden uitgevoerd. Vervolgens zal een blokschema van de ChildFinder interrogator worden gemaakt, waarin alle componenten zijn uitgelegd. Ten slotte wordt er een blokschema van de ChildFinder tag gemaakt, met de bijbehorende uitleg.

8.1 Link-Budget analyse

De interrogator van de ChildFinder moet minstens op twee verschillende vermogensniveau kunnen zenden, zodat er tenminste twee aparte detectiezones zijn. De straal van de detectiezone moet in eerste instantie 5 meter zijn, wat de veilige zone moet voorstellen. De tweede detectiezone moet een straal hebben van 20 meter, wat het maximale bereik tenminste moet zijn. De vermogensniveaus moeten uiteindelijk uitgebreid worden, als het met de ChildFinder mogelijk moet zijn om de veilige zone in te stellen. In deze link-budget analyse gaan wij uit van een free-space situatie en twee vermogensniveaus. Voor een NLOS situatie is dit heel moeilijk uit te voeren, omdat er ook multipaths ontstaan (Blocq & Simons, 2009).

Om te bepalen welk uitgangsvermogen correspondeert met welke detectiezone, moet er een link-budget analyse worden uitgevoerd. Een link-budget analyse is een vermogensberekening van een signaal dat een bepaalde afstand heeft afgelegd, waarbij alle versterkende en verzwakkende factoren mee worden gerekend (Couch, 2007).

In figuur 8.1 is een algemeen communicatielink te zien, waarin P_{int} het uitgangsvermogen van interrogatorzender is en P_{tag} het ontvangen vermogen van de tag ontvangercircuit, beiden in Watt [W]. G_{int} staat voor de interrogatorantenne gain, G_{tag} de tagantenne gain, en G_{FS} de free-space gain.



Figuur 8.1: Het signaalpad van interrogator naar tag

De vermogensdichtheid uitgestraald door een isotrope antenne op afstand d kan gevonden worden met:

$$S_{avg} = \frac{P_t}{4\pi d^2} \quad (8.1)$$

Met S_{avg} in Watt per vierkante meter [W/m^2]. P_t is het uitgangsvermogen van een algemene transmitter in Watt [W]. Een isotrope antenne is een antenne die 0 dB directiviteit heeft. De directiviteit D van een antenne wordt gedefinieerd als de verhouding tussen de werkelijke stralingsintensiteit en de equivalente isotrope stralingsintensiteit (Pozar, 2005). De directiviteit kan gerelateerd worden aan de gain met:

$$G = \eta_{rad} D \quad (8.2)$$

Waarbij η_{rad} de stralingsefficiëntie is. Als de stralingsefficiëntie gelijk is aan 1, wat hier wordt aangenomen, is de gain gelijk aan de directiviteit. Dit betekent dat als de zendantenne een directiviteit heeft, groter is dan 1, dan kan de verzonden vermogensdichtheid op een afstand d berekend worden door de vermogensdichtheid van een isotropic antenne op dit punt met directiviteit van de zendantenne te vermenigvuldigen. Daarom kan formule 8.1 als volgt toegepast worden voor de ChildFinder communicatielink:

$$S_{avg} = \frac{G_{int} P_{int}}{4\pi d^2} \quad (8.3)$$

Wanneer deze vermogensdichtheid wordt ontvangen door de tagantenne, kan P_{tag} worden uitgedrukt met behulp van de effectieve apertuuroppervlakte van de antenne, gesymboliseerd met A_e . A_e wordt gedefinieerd als:

$$A_e = \frac{D\lambda^2}{4\pi} \quad (8.4)$$

Met λ de golflengte van het signaal in meter [m]. P_{tag} kan nu gevonden worden door S_{avg} op de lokatie van de tagantenne met de effectieve apertuuroppervlakte van de tagantenne te vermenigvuldigen. Met behulp van formule 8.3 en 8.4 kan P_{tag} geschreven worden als:

$$P_{tag} = A_e S_{avg} = \frac{G_{int} P_{int} A_e}{4\pi d^2} \quad (8.5)$$

Hierin is A_e de effectieve apertuuroppervlakte van de tagantenne. De substitutie van formule 8.4 in 8.5 met formule 8.2 geeft de Friis transmissievergelijking:

8 Realisatie ChildFinder hardware

$$P_{tag} = \frac{G_{int} G_{tag} \lambda^2}{(4\pi d)^2} P_{int} \quad (8.6)$$

De factor $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$ in formule 8.6 refereert naar de free-space gain G_{FS} . Free-space gain wordt vaak uitgedrukt in de termen van free-space loss L_{FS} als:

$$L_{FS} = \frac{1}{G_{FS}} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (8.7)$$

Hierbij wordt van een line-of-sight geval uitgegaan. Uit formule 8.7 is het te zien dat L_{FS} een functie is van de frequentie en de afstand tussen antennes. Het toevoegen van L_{FS} in formule 8.6 geeft de bekendste vorm van de Friis transmissievergelijking:

$$P_{tag} = G_{int} G_{tag} \frac{1}{L_{FS}} P_{int} \quad (8.8)$$

Uit formule 8.8 is af te leiden hoe sterk het verzonden signaal van de interrogator zou zijn op een bepaalde afstand van de interrogator. Het vermogen van een signaal van de interrogator op afstand d kan gevonden worden met:

$$P_d = G_{int} P_{int} \frac{1}{L_{FS}(d)} \quad (8.9)$$

P_d is het vermogen van het signaal op een afstand d in Watt [W], en $L_{FS}(d)$ de free-space loss voor een afstand d . Voor de ChildFinder is het wenselijk dat het uitgangsvermogen van de interrogator eerst op een zodanig niveau zit, dat de interrogator tot een afstand van 5 meter signalen stuurt. Dit betekent dat het vermogen van het interrogatorsignaal op 5 meter afstand groter moet zijn dan taggevoeligheid. Taggevoeligheid wordt gedefinieerd als het minimale vermogensniveau dat ontvangen moet worden door een tag, wil het een reactiesignaal terugzenden. Taggevoeligheid is meestal hoger dan -80 dBm (Nikitin, 2009). In de ChildFinder link-budget berekening zal voor de zekerheid -70 dBm genomen worden als het minimale vermogensniveau voor de taggevoeligheid. Het zendvermogen van de interrogator om de veilige zone volledig te dekken kan worden bepaald met de volgende formule, waarbij voor P_{5m} -70 dBm ingevuld kan worden.

$$P_{int} = P_{5m} L_{FS}(5m) \frac{1}{G_{int}} \quad (8.10)$$

Het minimale zendvermogen van de interrogator voor een bereik van 20 meter kan op dezelfde manier gevonden worden door i.p.v. 5 meter voor d 20 meter in te vullen in formule 8.10.

De tag van de ChildFinder moet op een zodanig vermogensniveau zenden, zodat het bereik van de tag constant 20 meter is. Hierdoor kan de tag altijd gedetecteerd worden, want het zal alleen een reactiesignaal verzenden als het een signaal van de interrogator ontvangt. Het zendvermogen van de tag kan dan vastgesteld worden op één niveau, wat voorkomt dat de tag complex wordt. Voor de berekening van het benodigde zendvermogen voor de tag kan formule 8.10 als volgt toegepast worden:

$$P_{tag} = P_{20m} L_{FS}(20m) \frac{1}{G_{tag}} \quad (8.11)$$

Waarbij P_{20m} de gevoeligheid van de interrogator is. G_{int} in formule 8.10 en G_{tag} in formule 8.11 zijn afhankelijk van de gebruikte componenten. Wanneer deze parameters bekend zijn, kan uitgerekend worden met welk vermogen de interrogator en tag moeten zenden om het gewenste bereik te krijgen.

Tot nu toe zijn alle berekeningen gedaan zonder dat er rekening is gehouden met tegenwerkende factoren zoals impedantie mismatch tussen de antennes en het transceivercircuit en polarisatie mismatch tussen twee antennes. De impedantie mismatch kan ontstaan tussen de tagantenne en het tagcircuit, en tussen de interrogatorantenne en het interrogatorcircuit. Dit reduceert het verzonden en ontvangen vermogen met een factor van $1 - |\Gamma|^2$. Hierbij staat Γ voor de reflectiecoëfficiënt tussen de tagantenne en het tagcircuit, en tussen de interrogatorantenne en interrogatorcircuit. Daarom moeten de formules 8.10 en 8.11 door een factor $1 - |\Gamma|^2$ gedeeld worden om het antenne mismatchprobleem in rekening te brengen.

Een andere belangrijk punt waarop gelet moet worden, is dat de tag- en interrogatorantennes in dezelfde richting gepolariseerd moeten worden. Tijdens de afleiding van de formules voor het interrogator- en taguitgangsvermogen is polarisatie matching aangenomen.

8.2 Realisatie ChildFinder interrogator

De ChildFinder interrogator zal het apparaat zijn dat de ouder bij zich heeft om het kind met de tag op te sporen. De interrogator aan bepaalde eisen voldoen, zoals beschreven in het Programma van Eisen. Hieronder zullen de eisen die relevant zijn voor het opstellen van een blokschema voor de interrogator nog eens weergegeven worden.

- De zenders moeten een bereik tot 20 meter hebben.
- De zender van de ouder moet programmeerbaar zijn.
- De veilige zone van de ChildFinder moet ingesteld kunnen worden.
- De ChildFinder moet kunnen detecteren of het kind zich binnen de veilige zone bevindt.
- Als het kind de veilige zone verlaat, moet de ChildFinder in staat zijn om een alarm af te geven.
- Buiten de veilige zone moet de richting van het kind aangegeven worden.
- De ChildFinder moet robuust zijn en goed opereren in alle weersomstandigheden en temperaturen.
- De ChildFinder moet gebruiksvriendelijk zijn.

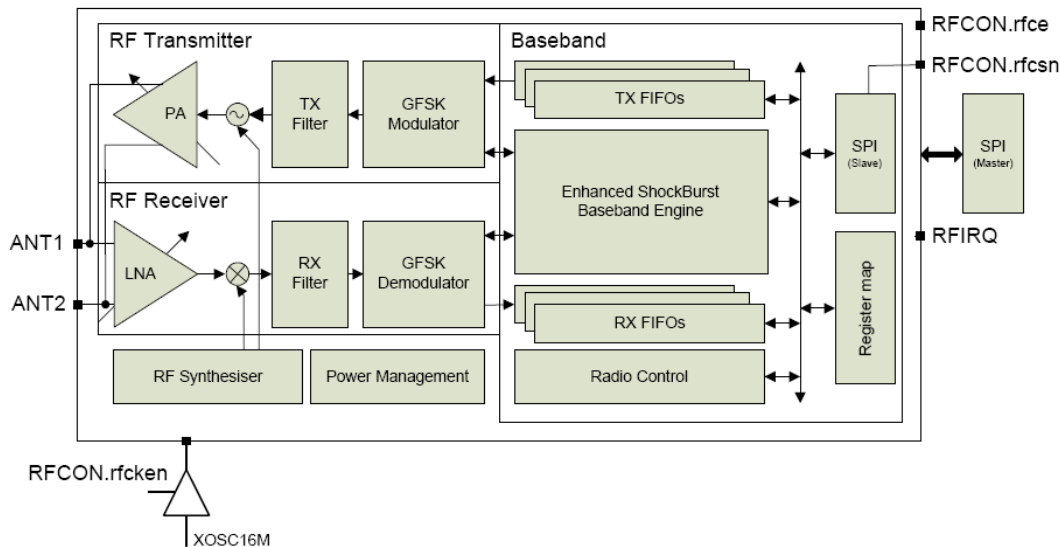
Zoals in hoofdstuk 5 is genoemd, moet een RFID-systeem minstens twee antennes bevatten, wil het de richting van de tag willen meten. Deze antennes moeten de signalen op hetzelfde moment kunnen ontvangen en bewerken. Doordat de antennes een kleine afstand van elkaar zijn geplaatst, zullen de gemeten signalen een verschil in fase hebben. Hieruit kan de richting van de tag worden gehaald (Çetin & Zor, 2009).

Eerst zal er gekeken worden of bestaande transceiver chips gebruikt kunnen worden voor de realisatie van de ChildFinder interrogator. Vervolgens wordt een simpel ontwerp voor de ChildFinder interrogator gegeven in het ideale geval. Tenslotte zal de ChildFinder interrogator worden ontworpen, waarbij aan alle gestelde eisen wordt voldaan.

8 Realisatie ChildFinder hardware

8.2.1 Gebruik van bestaande transceiverchips

Doordat de ontvangen signalen van beide antennes tegelijk bewerkt moeten worden, kunnen transceiverchips die op dit moment op de markt zijn niet worden gebruikt. Dit zal geïllustreerd worden met behulp van het transceiver blokschema van een chip van Nordic Semiconductors, de nRF24LE1. Dit is te zien in figuur 8.2.



Figuur 8.2 Het transceiver blokschema van de nRF24LE1 van Nordic Semiconductors (Datasheet nRF24LE1, 2009)

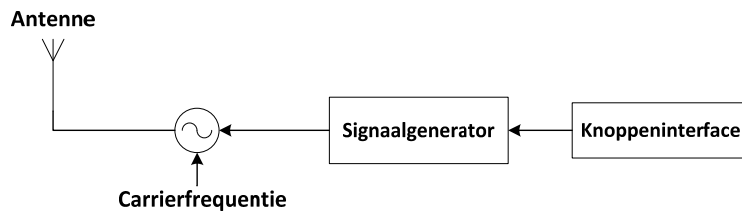
In figuur 8.2 ligt het probleem bij de *RF Receiver*. Uit het schema kan worden gezien dat er twee antennes aan de chip aangesloten kunnen worden, maar er komt slechts één signaal uit de low noise amplifier (LNA). Dit betekent dat het antennesignaal in de LNA gemultiplexed wordt, en slecht één van de twee signalen per tijdstip uit de LNA komt. Dit is een zeer groot probleem voor de bepaling van de richting, omdat de fase van het ontvangen signaal op een ander tijdstip anders is.

Alle gevonden transceiverchips hebben dit probleem, omdat deze chips niet bedoeld zijn om de richting van de bron van het ontvangen signaal te detecteren. Hieruit kan geconcludeerd worden dat de interrogator zelf ontworpen moet worden.

8.2.2 Simpel ontwerp ChildFinder interrogator

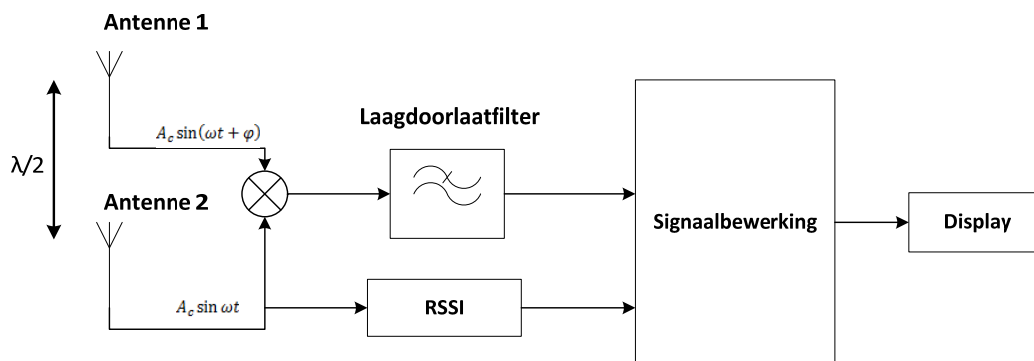
Om te voldoen aan de belangrijkste gestelde specificaties, de veilige zone en richtingbepaling, kan er een simpel ontwerp van de ChildFinder interrogator worden gemaakt. Dit ontwerp kan gebruikt worden om de hoek van inval van het signaal te bepalen met behulp van de fase. Ook kan het gebruikt worden om de afstand te bepalen met het vermogen. Hiermee kan de wijze voor richting- en afstandsbepaling geverifieerd worden.

Wel moet er rekening mee worden gehouden dat alles in het ideale geval gebeurt. Dit betekent dat er geen rekening wordt gehouden met ruis, multipath, interferentie etc. In het uiteindelijke ontwerp moet de ChildFinder interrogator hier wel op berekend zijn. In figuur 8.3 wordt eerst de transmitter (zender) weergegeven, en vervolgens wordt de receiver (ontvanger) in figuur 8.4 afgebeeld.



Figuur 8.3: Een simpele transmitter in het ideale geval

De signaalgenerator genereert een bepaald signaal, waarmee informatie naar de tag overgezonden wordt. Dit signaal wordt eerst op de gewenste carrierfrequentie gezet, en vervolgens verzonden met de antenne. Met de knoppeninterface kan de gebruiker de gewenste sterkte, dus ook de veilige zone instellen.



Figuur 8.4: Een simpele receiver voor afstand- en hoekdetectie in het ideale geval

In dit geval wordt aangenomen dat de receiver een sinussignaal ontvangt. In het blokschema is te zien dat de antennes een halve lambda van elkaar staan. Hiermee kunnen de signalen het beste worden gemeten (Çetin & Zor, 2009). De gemeten signalen gaan in een mixer, die de signalen met elkaar vermenigvuldigd. Vervolgens wordt het hoogfrequente component weggefilterd door de laagdoorlaatfilter en blijft alleen het laagfrequente component over. Dit is te zien met de onderstaande berekening.

$$A_c \sin(\omega t + \varphi) \times A_c \sin \omega t = \frac{A_c^2}{2} (\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)) \xrightarrow{LFP} \frac{A_c^2}{2} \cos \varphi \quad (8.12)$$

Hier is A_c de amplitude van het signaal in Volt, ω de hoeksnelheid in radiaal per seconde, t de tijd in seconden en φ de fase in radialen. Hierbij moet opgemerkt worden dat er geen onderscheid gemaakt kan worden tussen of het signaal van voren of van achteren komt. Omdat $\cos(-\varphi) = \cos \varphi$, is er een ambiguïteit en kan het signaal alleen maar in een vlak van 180° bepaald worden. Om deze ambiguïteit op te lossen, kunnen protocollen geïmplementeerd worden (Çetin & Zor, 2009). Dit signaal gaat in het signaalbewerkingblok, waaruit met de waarde uit de Received Signal Strength Indication (RSSI) blok de hoek van inval kan worden bepaald.

In het RSSI-blok wordt het signaal uit één van de antennes genomen, en vervolgens de sterkte van het signaal gemeten. Dit kan het gemeten vermogen van het signaal zijn. Hierbij wordt vanuit gegaan dat de signalen uit beide antennes even sterk zijn. Een bepaalde sterkte van het ontvangen signaal komt overeen met een bepaalde afstand, wat uitgerekend kan worden met de link-budget analyse. De afstand of sterkte van het signaal wordt vervolgens doorgestuurd voor signaalbewerking. Tenslotte wordt de afstand en richting voor de gebruiker aangegeven op een display.

8 Realisatie ChildFinder hardware

Om de werking van de receiver te verifiëren, is in LABVIEW een blokschema gemaakt. Hierin worden de signalen, ontvangen door de antennes, gesimuleerd met twee sinusgenerators. De generators hebben een faseverschil ten opzichte van elkaar, waarmee de richtingbepaling getest kan worden. Dit blokschema is gegeven in bijlage 2.

Dit ontwerp is echter niet voldoende voor de ChildFinder interrogator. Er wordt uitgegaan van geen verstoringen van het signaal, terwijl dit in de werkelijkheid heel anders is. De transmitter moet in staat zijn technieken toe te passen om het signaal robuust tegen verstoringen te maken. Hierbij moet de transmitter programmeerbaar zijn. Ook moet het uitgezonden vermogen instelbaar zijn. Dit kan niet simpelweg met de signaalgenerator.

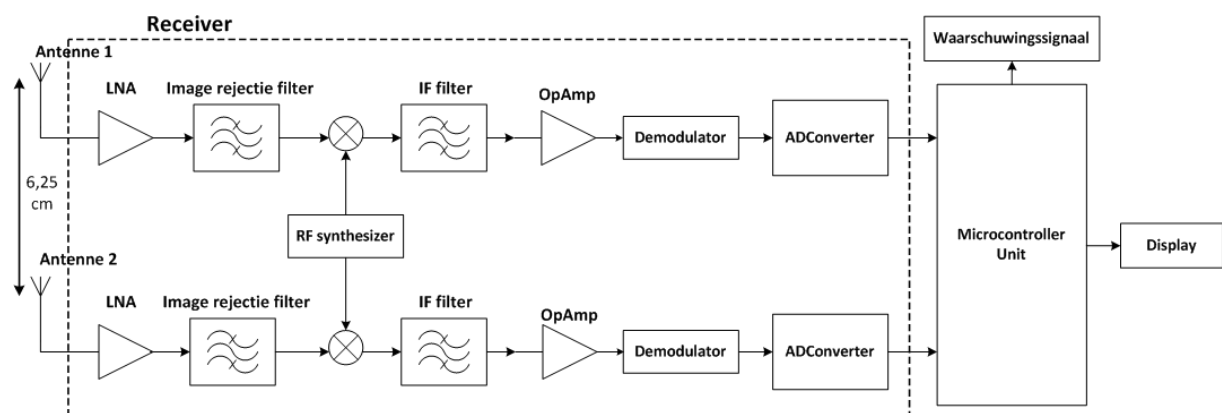
De receiver voldoet ook niet aan de specificaties. Het ontvangen signaal ondervindt in de praktijk vrijwel altijd interferentie, en er is altijd ruis aanwezig. Ook zijn de twee antennes praktisch nooit gematched, wat betekent dat de twee signalen uit de antennes niet zomaar gemixed kunnen worden. De twee signalen zijn hebben altijd een andere amplitude, en het faseverschil kan dan niet zo simpel eruit worden gehaald. De RSSI-meting is vaak ingewikkelder dan in het ontwerp, omdat allerlei factoren de gemeten signaal kunnen verstoren, zoals multipath en interferentie. Het gemeten vermogen is dan niet representatief voor de afstand.

Ten slotte moet het hele signaal van beide antennes gesampled en bewerkt worden. Dit is een vereiste om de hoek en afstand nauwkeuriger te bepalen (Çetin & Zor, 2009). Ook moeten multipathalgoritmes op de gesampled signalen losgelaten kunnen worden voor een betere en nauwkeurige meting (Blocq & Simons, 2009). Verder ontbreekt er nog een element voor het waarschuwingssignaal.

8.2.3 Compleet ontwerp ChildFinder interrogator

De transmitter van de ChildFinder interrogator zal niet veel verschillen van radiofrequentie (RF) transmitters. De ChildFinder interrogator moet eerst alleen een signaal sturen naar de ChildFinder tag, die vervolgens een reactiesignaal terugzendt. De transmitter is niet de bepalende factor voor keuzes in het ontwerp.

De receiver daarentegen verschilt wel van conventionele interrogators, omdat de richting van de bron van het ontvangen signaal bepaald moet worden. Daarom zal er eerst op het receiverdeel van de interrogator in worden gegaan. Het blokschema voor de receiver is weergegeven in figuur 8.5. Het blokschema zal van links naar rechts uitgelegd worden.



Figuur 8.5: ChildFinder interrogator receiver blokschema

Afstand tussen antennes

Allereerst is te zien dat de $\lambda/2$ term is vervangen door 6,25 cm. Dit betekent dat λ 12,5 cm moet zijn. Dit is tot stand gekomen met de volgende formule:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (8.13)$$

waarbij c de lichtsnelheid 3×10^8 meters per seconde [m/s], λ de golflengte in meters [m] en f de gekozen zendfrequentie in Hertz [Hz] is. De FCC en EC hebben bepaalde frequentiebanden beschikbaar gesteld als vrije frequentie, mits er onder een bepaald vermogensniveau wordt gezonden. De frequentie zal dan hoog genoeg moeten zijn om het apparaat niet al te groot te maken. Maar de frequentie kan niet te hoog worden gekozen, aangezien het signaal meer wordt gedempt naarmate de frequentie hoger wordt. Hiermee valt de keuze op de vrije frequentieband van 2,4 tot 2,4835 Ghz. Voor deze keuze kunnen een aantal redenen gegeven worden.

Een vrije frequentieband lager dan de gekozen frequentieband is volgens FCC voorschriften 902 tot 928 Mhz. De EC heeft dit weer anders ingesteld, namelijk 863 tot 870 Mhz. Dit betekent dat als de ChildFinder voor de EU is ontworpen, kan die niet worden gebruikt in de VS. Dit is niet alleen vervelend tijdens de fabricage van de ChildFinder, maar ook voor de reizende consument. Een andere reden is waarom niet voor deze frequentieband is gekozen, is dat de ChildFinder interrogator te groot zal worden. Een λ zal volgens formule 8.13 rond de 34 cm zijn, wat betekent dat de afstand tussen de antennes ongeveer 17 cm is. Dit maakt de ChildFinder minder draagbaar, en dus niet aan één van de eisen wordt voldaan.

Als er een vrije frequentieband hoger wordt gekozen, komt dit uit op 5,725-5,875 Ghz volgens de EC en FCC. Hoewel de afstand tussen de antennes door de hoge frequentie erg klein is, wordt het signaal ook meer gedempt. Dit kan toegelicht worden door het elektrisch veldcomponent van een elektromagnetisch signaal te omschrijven als:

$$E(t, z) = E(0,0)e^{j\omega t}e^{-\gamma z} \quad (8.14)$$

Met $E(\mathbf{t}, \mathbf{z})$ de elektrische veldcomponent afhankelijk van de tijd en richting van propagatie in Volt per meter [V/m]. $E(0,0)$ is de maximale elektrische veldsterkte, wat bij $\mathbf{t} = \mathbf{0}$ en $\mathbf{z} = \mathbf{0}$ is. ω is de hoeksnelheid in radialen per seconde [rad/s], t de tijd in seconde [s], z de afstand van de bron van het elektrisch veld in meter [m] en γ de propagatieconstante, wat ook geschreven kan worden als:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (8.15)$$

Waarbij α de dempingsconstante in Neper per meter is [Np/m] en β de faseconstante in radialen per meter [rad/m]. Ook kan de propagatieconstante geschreven worden als:

$$\gamma = j2\pi k = j\frac{2\pi}{\lambda} = j\frac{\omega}{v_p} = j\omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (8.16)$$

Hierin is k het golfgetal in per meter [m^{-1}], v_p de fasesnelheid is meter per seconde [m/s], μ de permeabiliteit in Henry per meter [H/m] en ϵ de permittiviteit in Farad per meter [F/m]. De permeabiliteit en permittiviteit kunnen respectievelijk geschreven worden als:

$$\mu = \mu_0\mu_r \quad (8.17)$$

$$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r = \epsilon_0(\epsilon_r' - j\epsilon_r'') \quad (8.18)$$

8 Realisatie ChildFinder hardware

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ is de permeabiliteit van vacuüm, μ_r de relatieve permeabiliteit, $\epsilon_0 \approx 8,854 \times 10^{-12}$ de permittiviteit van vacuüm en ϵ_r de relatieve permittiviteit. $\mu_r = 1$ in lucht, en de 'loss tangent', wat het verlies in het diëlektrisch materiaal geeft, kan worden uitgedrukt in ϵ_r'' en de diëlektrische constante ϵ_r' als:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (8.19)$$

Vervolgens kan formule 8.16 omgeschreven worden tot:

$$j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r'(1-j\tan\delta)} \quad (8.20)$$

Omdat in lucht de 'loss tangent' heel klein is, en wel $\tan \delta \ll 1$, kan formule 8.20 met binomiale reeksen expansie geschreven worden als:

$$j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r'}\left(1-j\frac{\tan\delta}{2}\right) \quad (8.21)$$

Met formule 8.15 en 8.21 kan de dempingsconstante nu uitgedrukt worden als:

$$\alpha = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r'}\frac{\tan\delta}{2} = \pi f\sqrt{\frac{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r''}{\epsilon_r'}} \quad (8.22)$$

Met f de frequentie in Hertz [Hz]. Aan formule 8.22 is te zien dat als de frequentie wordt verhoogd, de dempingsconstante toeneemt. Dit betekent dat de elektromagnetische golf meer gedempt wordt voor hogere frequenties, en met een hoger vermogen gezonden moet worden om dezelfde sterkte van het signaal te krijgen als op een lagere frequentie.

Op de frequentieband 5,725 tot 5,875 Ghz zal de ChildFinder ook last hebben van radarapparatuur, wat veel interferentie zal veroorzaken. Daarom is de band 2,4 tot 2,4835 Ghz het beste voor de ChildFinder. In het blokschema zal voor het gemak de 2,4 Ghz worden genomen als carrierfrequentie.

Nu de carrierfrequentie is vastgesteld, kan er met behulp van een link-budget analyse het maximale bereik worden vastgesteld. Hierbij wordt het maximale zendvermogen P_{EIRP} gelijk genomen aan het wettelijke maximale zendvermogen 100 mW, bepaald door de EC. Met formule 8.7 en 8.9 kan worden berekend dat het maximale bereik, met een taggevoeligheid van -70 dB, 314 meter is in free-space, waarmee is voldaan aan de eis van een bereik van 20 meter.

Mutuele koppeling tussen antennes

De manier waarop een antenne signalen zendt, wordt omschreven door de wetten van Maxwell. Om de antenne te laten zenden, moet er eerst een tijdvariërende stroom door de antenne lopen. Hierbij is de stroom ook tijdvariërend als het eindpunt van de antenne is bereikt en dan de andere kant opstroomt. Deze tijdvariërende stroom zal een tijdvariërend magnetisch veld opwekken, wat wordt omschreven door de wet van Ampère:

$$\hat{j}_c(t) = \nabla \times \hat{H}(t) \quad (8.23)$$

Met \hat{j}_c de geleidingsstroom in Ampère per vierkante meter [A/m²] en \hat{H} het magnetisch veld in Ampère per meter [A/m]. Omdat de geleidingsstroom tijdvariërend is, zal dit ook een

tijdvariërend magnetisch veld opwekken. Dit tijdvariërend magnetisch veld wekt een elektrisch veld op, wat omschreven wordt door de inductiewet van Faraday:

$$-\mu \frac{\partial \hat{H}(t)}{\partial t} = \nabla \times \hat{E}(t) \quad (8.24)$$

Hier is \hat{E} het elektrisch veld in Volt per meter [V/m]. Omdat het magnetisch veld tijdvariërend is, is het opgewekte elektrisch veld ook tijdvariërend. Dit tijdvariërend elektrisch veld wekt op zijn beurt weer een magnetisch veld op. Dit kan beschreven worden door de wet van Maxwell:

$$\varepsilon \frac{\partial \hat{E}(t)}{\partial t} = \nabla \times \hat{H}(t) \quad (8.25)$$

Het tijdvariërend elektrisch veld veroorzaakt ook een tijdvariërend magnetisch veld, waardoor formule 8.24 en 8.25 zich telkens herhalen en het signaal gepropageerd wordt. Hiermee is een fundamentele beschrijving gegeven van het zenden van een signaal door een antenne.

Andersom werkt de reeks van formules ook. Om de antenne kan een tijdvariërend magnetisch veld worden voorgesteld. Volgens formule 8.24 zal dit magnetisch veld een spanning opwekken. De opgewekte spanning door het magnetisch veld kan gemodelleerd worden met een Thévenin equivalent circuit. Hetzelfde geldt ook voor een tijdvariërend elektrisch veld. Om een antenne kan een tijdvariërend elektrisch veld worden voorgesteld. Volgens formule 8.25 zal het elektrisch veld een magnetische stroom opwekken. Deze magnetische stroom kan volgens formule 8.23 ook gezien worden als een normale stroom door de antenne. Dit kan dan gemodelleerd worden met een Norton equivalent circuit. Op deze manier kan de ontvangst van elektromagnetische signalen door een antenne worden omschreven.

Er kan nu worden gezien dat het verzenden en ontvangen van signalen onder invloed van het magnetisch en elektrisch veld gebeuren. Omdat in het ontwerp van de ChildFinder twee antennes worden gebruikt die vrij dichtbij elkaar staan, zouden ze elkaar kunnen beïnvloeden of inductieve koppeling tussen ontstaan.

Het effect van inductieve coupling is beschreven in hoofdstuk 7, wat het principe is waarop passieve tags werken. Dit zal gebeuren wanneer de twee antennes zenden, omdat de antennes beiden in elkaars near-field bevinden. Maar in het geval van de ChildFinder zal er slechts één antenne zenden, waardoor dit effect niet op zal treden. De andere antenne wordt bij het zenden verbonden aan een gematchte impedantie. Dit zal later in het hoofdstuk duidelijk worden.

Een andere verstoring die kan optreden bij de antennes is wanneer één antenne zendt, en de andere in ontvangstmode staat. Hierdoor zal het near-field signaal het far-field signaal verstoren, tot op het punt dat het far-field signaal helemaal niet meer te detecteren valt, omdat alleen het near-field signaal wordt ontvangen. Dit scenario zal ook niet gebeuren in de ChildFinder. De ChildFinder is namelijk half-duplex; Het kan slechts zenden of ontvangen, en niet allebei tegelijk. Ook dit zal later toegelicht worden in het hoofdstuk.

De ChildFinder interrogator zal alleen twee antennes gebruiken wanneer het in pure ontvangstmode staat. De enige mutuele koppeling die tussen de antennes kan ontstaan is door het reflectiesignaal. De impedanties van de antennes zijn nooit geheel gematched aan de karakteristieke impedantie van het transmissiemedium. Hierdoor is de reflectiecoëfficiënt niet nul, wat gegeven kan worden door volgende formule:

8 Realisatie ChildFinder hardware

$$\rho(0) = \frac{Z_T - Z_0^*}{Z_T + Z_0} \quad (8.26)$$

Z_T is de impedantie van de antenne en Z_0 de karakteristieke impedantie van het transmissiemedium, beiden in Ohm [Ω]. $\rho(0)$ is de reflectiecoëfficiënt aan het uiteinde van de antenne, eenheidsloos. In het geval van vacuüm, en vaak ook voor lucht, is Z_0 120π . De reflectiecoëfficiënt kan vervolgens ook geschreven worden als:

$$\rho(0) = \frac{V_-}{V_+} \quad (8.27)$$

Hier is V_- de amplitude van de gereflecteerde golf en V_+ de amplitude van de incidentele golf in Volt [V]. Het gereflecteerde en incidentele vermogen zijn gegeven door:

$$P_- = \frac{|V_-|^2}{2Z_0} \text{ en } P_+ = \frac{|V_+|^2}{2Z_0} \quad (8.28)$$

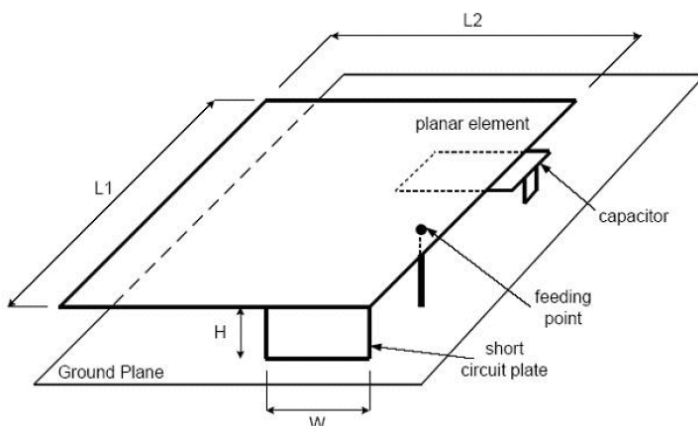
Met P_- en P_+ in Watt[W]. Dit kan met formule 8.27 omgeschreven worden in:

$$P_- = \frac{|V_+|^2}{2Z_0} |\rho(0)|^2 = P_+ |\rho(0)|^2 \quad (8.29)$$

Hieruit is te zien dat het gereflecteerde vermogen een functie van het inkomende vermogen en de reflectiecoëfficiënt is. Bij de ChildFinder is het inkomende vermogen al niet hoog, en zal het gereflecteerde vermogen nog lager zijn. Het gereflecteerde vermogen van één antenne zal de andere antenne nauwelijks beïnvloeden, dus vindt er vrijwel geen mutuele koppeling plaats tussen de twee antennes.

Antennekeuze

Voor de ChildFinder interrogator is er gekozen voor de antennes die ook in mobiele telefoons zitten, namelijk een Planar Inverted-F Antenne (PIFA). Deze antennes zijn zeer geschikt door het omni-directionele stralingspatroon in één vlak van de antennes. Een voorbeeld van een PIFA is in figuur 8.6 gegeven.



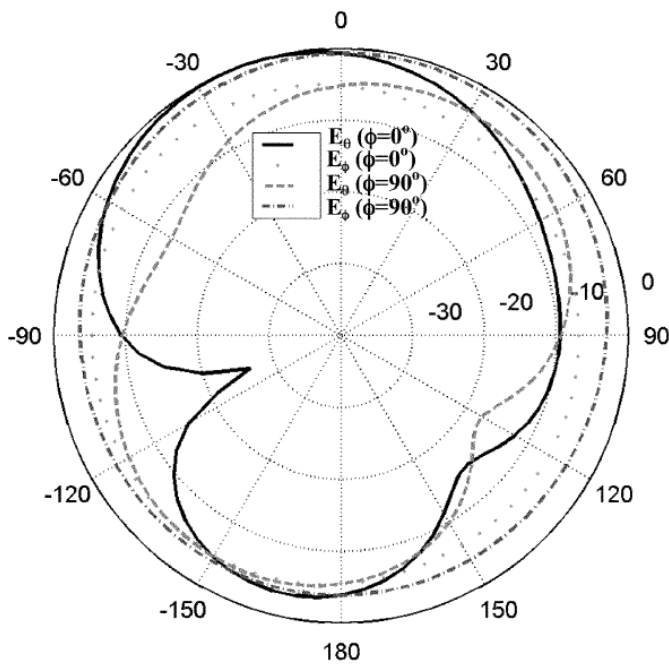
Figuur 8.6: Een voorbeeld van een PIFA (Rosu, 2009)

Vervolgens kan de resonante frequentie van de antenne worden benaderd door:

$$L1 + L2 = \lambda/4 \quad (8.29)$$

Met $L1$ en $L2$ zoals in figuur weergegeven (Rosu, 2009). Voor de ChildFinder interrogator zal dit betekenen dat $L1$ en $L2$ samen ongeveer 3,125 cm moet zijn. Er moet voor de antenne dan een verhouding tussen $L1$ en $L2$ worden gekozen. Verder moet ook een juiste capaciteit worden gekozen (Ansoft, 2001).

In figuur 8.6 is ook de *Ground Plane* te zien. Door deze plaat op bepaalde manieren te contrueren, kan het stralingspatroon van de PIFA worden aangepast. In figuur 8.7 is een voorbeeld van het stralingspatroon van een PIFA gegeven. Daarop is te zien dat het stralingspatroon vrij omni-directioneel is. Voor de beste prestatie moet de PIFA zo dicht mogelijk bij de hoeken van de ground plane worden geplaatst. Door de juiste ground plane te kiezen, kan het gewenste stralingspatroon worden verkregen (Huynh & Stutzman, 2003).



Figuur 8.7: Stralingspatroon van een dual-band PIFA op 1920 Mhz (Abedin & Ali, 2003)

Low Noise Amplifier (LNA)

De LNA is een speciale versterker, waarbij het signaal zoveel mogelijk wordt versterkt met zo min mogelijk ruis. Dit blok is bepalend voor de prestatie van het systeem. De LNA bepaald het grootste deel van de noise figure van de receiver, wat aangetoond kan worden met de Friis formule:

$$F_{receiver} = F_{LNA} + \frac{F_{BPF} - 1}{G_{LNA}} + \dots \quad (8.31)$$

Waarbij F de noise figure van het desbetreffende component is en G de gain, beide eenheidsloos. Hierbij kan worden gezien dat een hoge gain voor de LNA de rest van de noise figures kleiner maakt. Voor een nauwkeurige meting is een goede LNA noodzakelijk.

Ook moet de LNA gematched zijn aan de verbonden antenne. Als de antenne gematched is aan het transmissiemedium, dan is de matching tussen de LNA en antenne bepalend voor de reflectiecoëfficiënt. Met formule 8.26 kan ook in dit geval de reflectiecoëfficiënt worden uitgerekend. De karakteristieke impedantie van de antenne Z_0 is meestal 50Ω , wat betekent dat

8 Realisatie ChildFinder hardware

de impedantie van de LNA Z_T dan ook 50Ω moet zijn voor maximale vermogensoverdracht. De LNA wordt dan de bepalende factor voor het niveau van het gereflecteerde vermogen.

Image rejectie filter

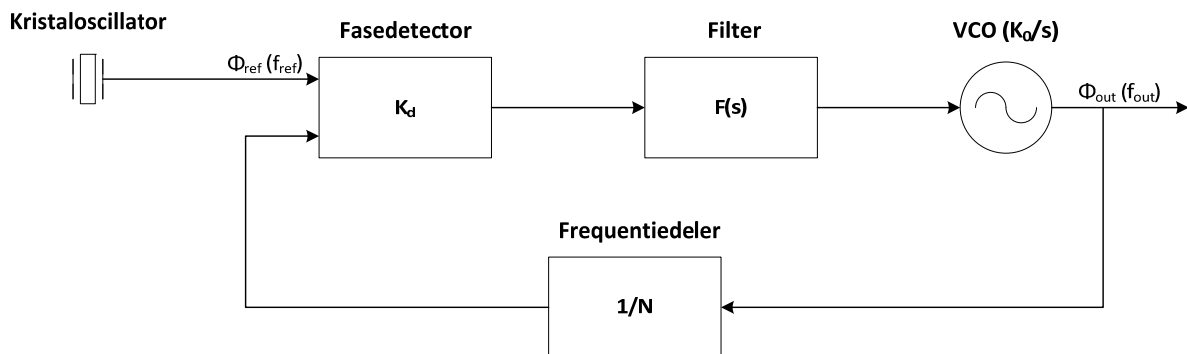
De image rejectie filter is eigenlijk gewoon een banddoorlaatfilter. Dit filter is om te voorkomen dat er spiegelfrequenties in de gewenste band komen na de mixer. De mixer moet dienen als een downconverter, waardoor de spiegelfrequenties worden gegeven door:

$$f_{spiegel} = \begin{cases} f_c + 2f_{IF} & \text{voor } f_{RF\ syn} > f_c \\ f_c - 2f_{IF} & \text{voor } f_{RF\ syn} < f_c \end{cases} \quad (8.32)$$

Hier is f_c de carrierfrequentie, f_{IF} de gewenste frequentie na de mixer en $f_{RF\ syn}$ de frequentie van de RF synthesizer (Couch, 2007). Als de spiegelfrequenties niet weggefilterd worden, kan dit leiden tot ongewenste signalen met het gewenste signaal. Om de metingen nauwkeuriger uit te voeren, moeten de spiegelfrequenties dus van het gewenste signaal gefilterd worden.

RF synthesizer

Een radiofrequentie synthesizer bestaat uit een Phase-Locked Loop (PLL) en een oscillator. Meestal is deze oscillator een kristaloscillator. In figuur 8.8 is het blokschema van een RF synthesizer gegeven. Hierbij zal het blokschema van links naar rechts beschreven worden.



Figuur 8.8: Het blokschema van een RF synthesizer

Kristaloscillator

Het kristaloscillator is de drijfveer van de RF synthesizer. Het zorgt voor een ingangssignaal in de PLL, wat tegelijkertijd als referentiesignaal wordt genomen. Een kristaloscillator bestaat vaak uit een quartzkristal met een oscillatorcircuit eraan. Het quartzkristal trilt met een bepaalde frequentie, en door middel van het piëzo-elektrisch effect, worden de trillingen omgezet in een signaal met een bepaalde frequentie.

Het signaal dat uit een quartzkristal komt, is vaak te zwak om te gebruiken. Daarom wordt een circuit aan het kristal aangesloten om het signaal te versterken en de frequentie te tunen. Maar de kristaloscillator wijkt weleens af van haar fundamentele frequentie. Het signaal uit de RF synthesizer moet wel constant zijn om fouten te voorkomen. De PLL zorgt voor een constante frequentie aan de uitgang, zelfs bij kleine afwijkingen van de kristaloscillator. Dit zal later in het hoofdstuk worden aangetoond.

Ook is het kristal gevoelig voor externe factoren zoals temperatuur. Hieraan kan een temperatuurcompensatiecircuit aan het kristal worden gesloten. Deze oscillator heet een Temperature Compensated Crystal Oscillator (TCXO). De TCXO zal het beste zijn voor de ChildFinder, omdat de ChildFinder onder verschillende temperaturen goed moet werken.

Fasedetector

Een fasedetector voor analoge signalen, wat hier het geval is, kan worden voorgesteld als een vermenigvuldiger. Zoals in formule 8.12 worden twee signalen met elkaar vermenigvuldigd, en komt de som- en verschilfrequentie aan de uitgang. In een PLL wordt de referentiefrequentie vermenigvuldigd met de feedbackfrequentie. Het uitgangssignaal heeft een bepaald voltage, en dit voltage wordt gebruikt om de Voltage Controlled Oscillator (VCO) te regelen. Een fasedetector heeft een gain K_d in Volt per Hertz [V/Hz].

Filter

Het filter is een component dat niet noodzakelijk is voor de werking van een PLL. De toevoeging van een filter leidt ertoe dat de PLL het signaal beter kan volgen, en een betrouwbaardere uitgangsfrequentie heeft.

Voltage Controlled Oscillator (VCO)

De VCO is een oscillator, waarvan de uitgangsfrequentie afhangt van het voltage aan de ingang. Een VCO heeft een free-running frequentie, wat op de uitgang staat als de PLL niet is gelocked, dus als de PLL zich niet in steady-state bevindt. De uitgangsfrequentie afwijken van de free-running frequentie relatief ten opzichte van het ingangsvoltage. Er zal een VCO gekozen moeten worden met een free-running frequentie rond de gewenste uitgangsfrequentie van de RF synthesizer.

Om de werking van een PLL aan te tonen, zal voor het gemak de transferfunctie van de ingangs- en uitgangsfase worden gebruikt. In dit geval kan de VCO gezien worden als een integrator met een gain K_0 in Hertz per Volt [Hz/V].

Frequentiedeler

Ook de frequentiedeler is niet noodzakelijk voor de werking van een PLL. Een frequentiedeler deelt de frequentie van een signaal met een factor N . Hierbij is N een geheel getal.

De reden waarom een PLL wordt gebruikt, is omdat een kristaloscillator afhankelijk is van de frequentie van het quartzkristal. Kristaloscillatoren kunnen van enkele kilohertzen tot in honderden megahertzen en zelfs enkele gigahertzen worden gemaakt. De zeer hoogfrequente kristaloscillatoren van enkele gigahertzen zijn echter heel duur, wat het onpraktisch maakt voor de ChildFinder. Met een PLL wordt de frequentie van het kristaloscillator vermenigvuldigd tot op de gewenste frequentie, wat aangetoond kan worden met de transferfunctie van de PLL. Zoals hierboven is genoemd, al dit worden aangetoond met de transferfunctie van de fase. De frequentie is namelijk de tijdsafgeleide van de fase.

$$H(s) = \frac{\varphi_{out}}{\varphi_{ref}} = \frac{K_d K_0 F(s)}{s + K_d K_0 F(s)/N} = \frac{N K F(s)}{s + K F(s)} \quad \text{met } K = \frac{K_d K_0}{N} \quad (8.33)$$

Met φ_{out} en φ_{ref} in radialen [rad]. Voor steady-state, dus $s = 0$, is de transferfunctie N . Dit betekent dat de uitgangsfase N keer zo groot is als de ingangsfase. Dit geldt ook voor de frequentie. Als de kristaloscillator van de nRF24LE1 van 16 Mhz wordt genomen, moet de frequentiedeler 1/150 zijn, wil de uitgangsfrequentie van de RF synthesizer 2.4 Ghz zijn. Omdat N een geheel getal moet zijn, kan met een conventionele PLL soms niet de juiste frequentie worden verkregen. Er moet dan een fractionele PLL synthesizer gebruikt worden.

8 Realisatie ChildFinder hardware

Een belangrijkere reden voor het gebruik van een PLL, is dat een PLL de steady-state fasefout kan volgen of zelfs verwijderen. De fasefout is het signaal aan de uitgang van de fasedetector, en wordt gegeven door:

$$\varepsilon_{\varphi}(s) = \left(1 - \frac{1}{N}H(s)\right) \delta\varphi_{ref} = \left(1 - \frac{KF(s)}{s + KF(s)}\right) \delta\varphi_{ref} = \frac{s}{s + KF(s)} \delta\varphi_{ref} \quad (8.34)$$

Hierin is $\delta\varphi_{ref}$ de faseverandering van het referentiesignaal. Deze faseverandering kan vervolgens geschreven worden als:

$$\theta(t) = at^n \xrightarrow{\text{Laplace}} \frac{an!}{s^{n+1}} = \delta\varphi_{ref} \quad (8.35)$$

Waarbij a een factor is. In formule 8.35 wordt de Laplace transformatie voor de faseverandering gegeven. Voor een $n = 0$ voor een fase stapverandering, $n = 1$ voor een frequentie stapverandering en $n = 2$ voor een frequentiehelling. Met formule 8.34 en 8.35 kan vervolgens de steady-state fasefout worden berekend met behulp van de final value theorie:

$$\delta\varphi_{SS} = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_{\varphi}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\varepsilon_{\varphi}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{as^{n-1}}{n!(s + KF(s))} \quad (8.36)$$

Een 1^e orde PLL heeft geen filter, dus de $F(s)$ vervalde. Uit formule 8.36 kan dan worden gezien dat de steady-state fasefout 0 is voor een fase stapverandering, en de PLL een frequentie stapverandering zal volgen. Bij een frequentiehelling zal de fasefout oneindig zijn.

Door een filter met een pool te plaatsen, zoals een laagdoorlaatfilter, is de PLL in staat de frequentiehelling te volgen en is de frequentie stapverandering 0. Dit is een 2^e orde PLL. Omdat de frequentie van de RF synthesizer constant moet zijn, moet deze niet veranderen door een fasefout in het referentiesignaal. Een 2^e orde PLL zal waarschijnlijk voldoende zijn voor een betrouwbaar uitgangssignaal, hoewel dit nog getest moet worden.

Voor de ChildFinder kan de PLL en kristaloscillator gekocht worden. Op de markt zijn talloze PLLs en kristaloscillatoren, dus moet er gekeken worden welke er aan de specificaties van de ChildFinder voldoen.

Intermediate frequency filter (IF filter)

Een IF filter wordt ook wel een middenfrequentie filter genoemd. Dit is een banddoorlaatfilter, waarbij de middenfrequentie voor de gewenste frequentieband wordt gekozen. Alle ongewenste frequenties worden dan weggefilterd.

Operational Amplifier (OpAmp)

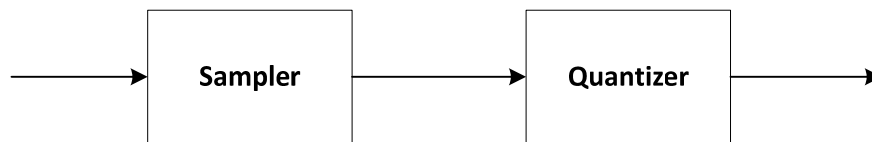
De OpAmp is een signaalversterker. Het binnenkomende signaal moet versterkt worden, zodat het beter door de AD-converter gesampled kan worden. Om de beste resolutie te krijgen, moet ervoor worden gezorgd dat het maximaal ontvangen signaal het dynamisch bereik van de AD-converter beslaat. Als het signaal te sterk is, kunnen er clipping-effecten ontstaan en het signaal ernstig verstoren. Ook moet de OpAmp het signaal alleen binnen de bandbreedte versterken. Buiten de bandbreedte van het IF-signaal moet het signaal verzwakt worden. De OpAmp moet dus alleen werkzaam zijn in de bandbreedte van het IF-signaal.

Demodulator

Hiermee wordt het gemoduleerde signaal gedemoduleerd. Het signaal kan met allerlei modulatietechnieken betrouwbaarder worden gemaakt. Hierbij wordt het signaal aangepast. Met de demodulator wordt het oorspronkelijke signaal voor de modulatie teruggehaald. De demodulatietechniek moet overeenkomen met de gebruikte modulatietechniek in de ChildFinder tag. Ook kan met de demodulator het signaal terug worden gebracht naar basisband. De modulator wordt dan een Zero-IF receiver (Couch, 2007). Beide demodulators in de interrogator moeten synchroon lopen om een betrouwbare vergelijking uit te voeren.

Analog to Digital Converter (AD-Converter)

De AD-converter maakt van een analoog signaal een digitaal signaal. De resolutie van het signaal hangt af van het aantal niveaus dat de AD-converter samplet. De AD-converter bestaat voor de ChildFinder hardware uit twee blokken, een sampler en een quantizer. Dit is weergegeven in figuur 8.9.



Figuur 8.9: Een blokschema van de ChildFinder AD-converter

De sampler moet met minstens twee keer de bandbreedte van het signaal uit de demodulator samplen om aan het Nyquist criterium te voldoen. Vervolgens quantificeert de quantizer deze samples. Ook worden de samples gecodeerd afhankelijk van het type AD-converter. Met de bandbreedte van het signaal en de benodigde signaal-ruisverhouding (SNR) kan de juiste AD-converter worden gekozen. De SNR zal, doordat het signaal gequantificeerd wordt, de signaal-quantisatieruisverhouding zijn (SQNR). De SQNR in decibels [dB] wordt gegeven door:

$$SQNR = 10 \log(3 \times 2^{2N} \times CF^{-2}) = 4.77 + 6.02N - 20 \log CF \text{ dB} \quad (8.37)$$

Met N het aantal bits dat wordt gebruikt door de quantizer en CF de Crest-Factor, die wordt gegeven door:

$$CF = \frac{f_{peak}}{f_{rms}} \quad (8.38)$$

CF is eenheidsloos, en f_{peak} en f_{rms} zijn respectievelijk de piekwaarde van het signaal en de rms-waarde van het signaal (Manikas, 2008). Formule 8.37 geldt alleen voor uniforme quantizers. Voor een sinussignaal, die een CF van $\sqrt{2}$ heeft, komt dit op de bekende formule:

$$SQNR = 10 \log(3 \times 2^{2N-1}) = 6.02N + 1.76 \text{ dB} \quad (8.39)$$

Dit betekent dat er voor elke extra bit, er 6.02 dB SNR bijkomt. De Effective Number of Bits (ENOB) is het werkelijke aantal bits, nadat voor de SQNR de werkelijke SNR van de AD-converter is ingevuld. Hierbij SNR wordt naast de ruis ook allerlei andere verstoringen meegenomen. Als er van een ideale AD-converter wordt uitgegaan, zal N in formule 8.39 de ENOB zijn.

Wanneer een hoge SNR is vereist, dan moet volgens formule 8.39 met veel bits gesampled worden. Dit kan voorkomen worden door te oversamplen. Dit betekent dat er gesampled wordt met een hogere samplefrequentie dan de vereiste Nyquistrate. Omdat het vermogen van de

8 Realisatie ChildFinder hardware

quantisatieruis constant is, zal door oversamplen het quantisatieruisvermogen verspreid worden over een grotere bandbreedte. Vervolgens kan formule 8.39 omgeschreven worden tot:

$$SQNR = 3 \times 2^{2N-1} \times 2^k = 3 \times 2^{2N+K-1} = 3 \times 2^{2ENOB-1} \quad (8.40)$$

Waarbij de oversamplingratie 2^k wordt gegeven door:

$$2^k = \frac{f_s}{f_N} \quad (8.41)$$

Met f_s de samplingfrequentie en f_N de samplefrequentie die net voldoet aan het Nyquist criterium, beiden in Hertz [Hz]. Volgens formule 8.39 betekent het dus dat voor elke bit dat er wordt overgesampled, de ENOB een halve bit groter wordt, en dus de SQNR 3.01dB hoger.

De AD-converters moeten synchroon zijn als een goede meting verricht wil worden. Het hele digitale signaal wordt uiteindelijk in de microcontroller gestopt, wat een vereiste voor een goede signaalbewerking (Çetin & Zor, 2009) en multipathoplossingen (Blocq & Simons, 2009) is.

Microcontroller Unit (MCU)

De microcontroller is opgebouwd uit een Digital Signal Processing (DSP) deel en een controledeel. De DSP-processor moet zo gekozen worden dat alle berekeningen in een korte tijd uitgevoerd kunnen worden. Hierin vinden allerlei bewerkingen en berekeningen plaats om de richting en afstand van het kind weer te geven. Ook wordt hier de unieke identificatiecode gedecodeerd. Het controledeel bestuurt het waarschuwingssignaal en de display van de ChildFinder.

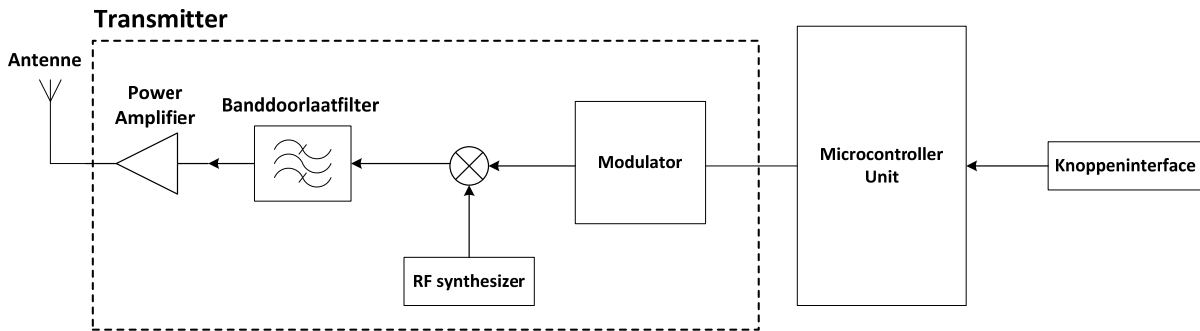
Display

Dit is het scherm waarop wordt aangegeven of het kind zich nog in de veilige zone bevindt of niet. Ook wordt hierop de richting van het kind weergegeven. Het scherm moet zo gekozen worden dat het zo min mogelijk energie verbruikt.

Waarschuwingssignaal

Hierbij kan er gedacht worden aan een kleine luidspreker die geluid maakt als het kind de veilige zone verlaat, een lampje dat oplicht of een trilfunctie. Hieruit moet de meest energiezuinige oplossing worden gekozen, maar wel dat de gebruiker het waarschuwingssignaal onmiddellijk kan merken.

De ChildFinder interrogator moet niet alleen signalen van de tag ontvangen, maar moet ook signalen zenden naar de tag. De tag moet namelijk alleen een signaal zenden als het een signaal van de interrogator ontvangt. Hierbij heeft de interrogator ook een transmitter nodig. Het blokschema van de transmitter is gegeven in figuur 8.10. Hierbij zal het blokschema van rechts naar links worden behandeld.



Figuur 8.10: ChildFinder interrogator transmitter blokschema

Knoppeninterface

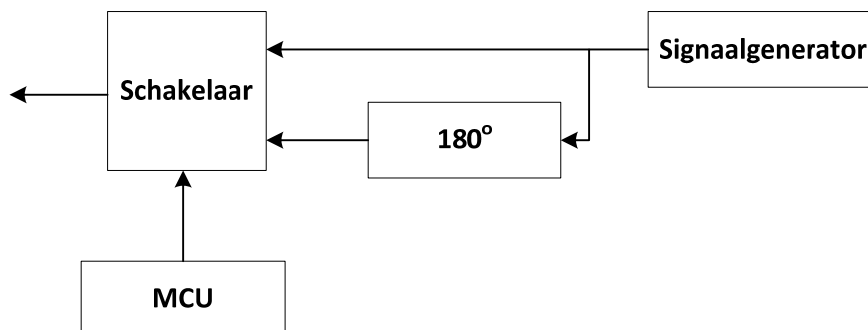
Met de knoppeninterface kan de gebruiker door op enkele knoppen de ChildFinder interrogator aan- of uitzetten. Ook kan hiermee de veilige zone worden ingesteld en het waarschuwingssignaal uit worden gezet. De drukknopsignalen worden doorgestuurd naar de MCU.

Microcontroller Unit (MCU)

Hierin wordt het identificatienummer van de interrogator gecodeerd. De tag moet in staat zijn het signaal van de interrogator te herkennen, en alleen dan een signaal terug te sturen. Ook wordt de PA en modulator door de MCU bestuurd.

Modulator

Hierin wordt de data die is ontvangen van de MCU omgezet in een analogoog signaal. Dit kan door middel van schakelaren en RF-synthesizers. Hiermee wordt het signaal ook gelijk gemoduleerd, waarbij de meest efficiënte methode gekozen moet worden. Hierbij kan gekozen worden voor het simpele Binary Phase-shift Keying (BPSK), omdat er heel weinig data overgezonden hoeft te worden. Alleen het identificatienummer van de interrogator moet overgezonden worden. BPSK-modulators zijn goedkoop te maken, wat erg voordelig is voor de ChildFinder. Fasemodulatie verbetert de detectie van het signaal in aanwezigheid van ruis. Ook heeft fasemodulatie een relatief smal vermogensspectrum voor een gegeven datarate. Een blokschema van een BPSK-modulator is in figuur 8.11. Hierbij is wordt de schakelaar aangestuurd door de MCU. Deze schakelt tussen de twee ingangssignalen, waarbij het signaal gelijk is gemoduleerd. De RF-synthesizer werkt op een frequentie tussen 2.4 en 2.4835 Ghz.



Figuur 8.11: Het blokschema van de ChildFinder BPSK-modulator

8 Realisatie ChildFinder hardware

RF synthesizer

Deze component werkt precies zoals beschreven in het deel van de ChildFinder interrogator receiver. Hierbij wordt het signaal niet gedownconvert zoals bij de receiver, maar geupconvert naar de gewenste frequentieband, namelijk 2.4 tot 2.4835 Ghz.

Banddoorlaatfilter (BPF)

Hiermee worden de ongewenste frequenties in het signaal die ontstaan na de mixer weggefilterd. Het filter staat zo ingesteld dat het alleen de gewenste zendfrequenties doorlaat, die zich tussen de 2.4 en 2.4835 Ghz bevinden.

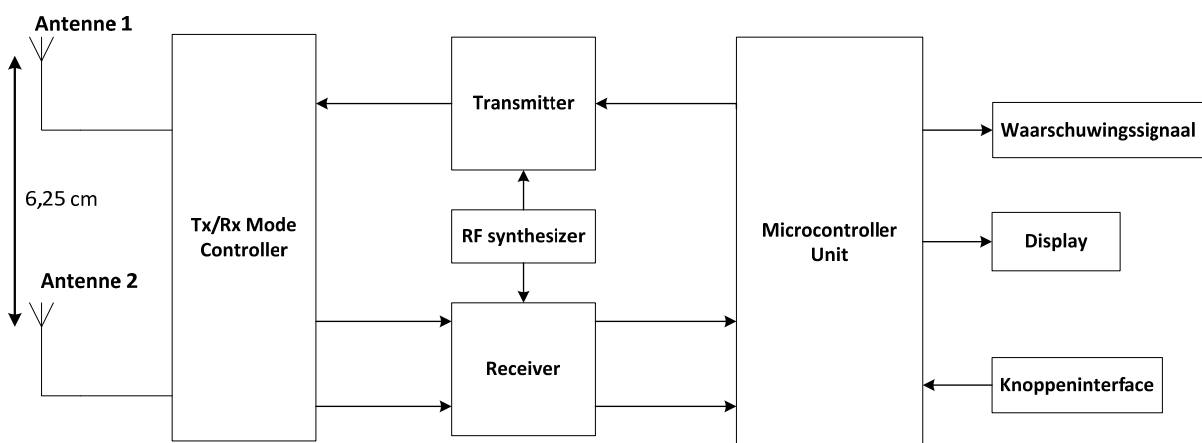
Power Amplifier (PA)

De power amplifier is een instelbare versterker, waarmee wordt bepaald met welk zendvermogen er moet worden gezonden. Deze versterker zal aangestuurd worden door de MCU. Het moet niet mogelijk zijn de power amplifier hoger in te stellen van het wettelijke zendvermogen, bepaald door de EC en FCC. Afhankelijk van het gekozen protocol voor het bepalen van de veilige zone (Çetin & Zor, 2009), moet het mogelijk zijn de PA op een aantal niveaus in te stellen. Het aantal niveaus waarop de PA instelbaar is, zal de resolutie van de veilige zone zijn.

Antenne

Bij het gebruik van een resonante antenne moet de resonantiefrequentie in de gewenste frequentieband liggen. Omdat de tag in een straal om de interrogator gedetecteerd moet worden, moet de interrogator ook in staat zijn in diezelfde straal te zenden. Er is dus een omnidirectionele antenne in het horizontale vlak nodig. De antenne voor de receiver kan ook voor de zender gebruikt worden, omdat de PIFA 'reciprocal' is. Dit komt erop neer dat het stralingspatroon in figuur 8.7 hetzelfde is voor zenden en ontvangen. Omdat er slechts één antenne voor het zenden wordt gebruikt, ondervindt het geen mutuele koppeling, zoals is genoemd bij de receiver.

Het is onhandig om alle componenten van de transmitter en receiver apart in elkaar te zetten, omdat het onnodige kosten met zich meebrengt en veel ruimte inneemt. Sommige componenten kunnen gedeeld worden door de transmitter en receiver. Van dit geval is in figuur 8.12 een blokschema weergegeven. Dit is het complete blokschema voor de ChildFinder, met de blokken transmitter en receiver zoals aangegeven in respectievelijk figuur 8.10 en 8.5. Het ontwerp van de behuizing van de ChildFinder interrogator kan gevonden worden in bijlage 3.



Figuur 8.12: Het complete blokschema voor de ChildFinder interrogator

Het enige onbekende blok in figuur 8.12 is de *Tx/Rx Mode Controller*. Dit blok regelt of de interrogator in zendmode (Tx mode) of ontvangstmode (Rx mode) is, omdat de interrogator half-duplex is. Dit betekent dat de interrogator alleen kan ontvangen of zenden.

De Tx/Rx Mode controller is een schakelaar die geregeld wordt door de MCU. In ontvangstmode zal het receiverdeel verbonden zijn aan beide antennes. In zendmode worden de verbindingen met het receiverdeel verbroken, en wordt één antenne met het transmitterdeel verbonden, en de andere antenne met een 50Ω impedantie voor matching. De gematchte antenne zal volgens formule 8.21 nul reflectiecoëfficiënt hebben en het ontvangen vermogen niet reflecteren. Dit voorkomt dat het vermogen van de zendantenne nog eens naar de receiver wordt doorgestuurd.

8.3 Realisatie ChildFinder tag

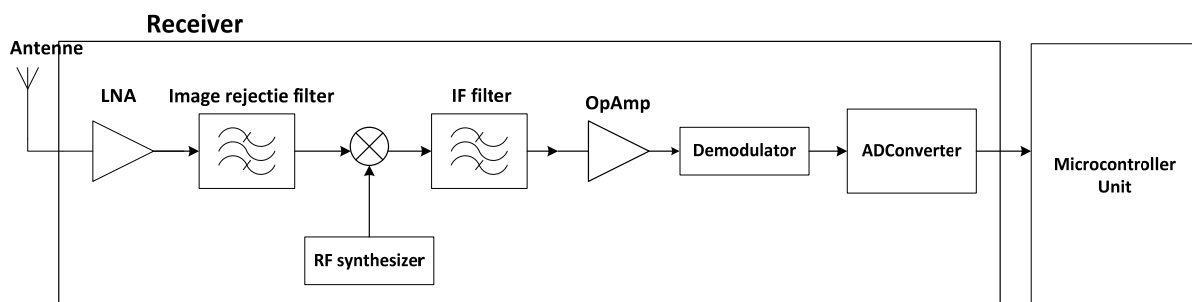
De ChildFinder tag is het component van ChildFinder die door het kind gedragen moet worden. Daar zijn bepaalde eisen gesteld aan ChildFinder tag, zoals in het Programma van Eisen beschreven is. Hieronder zijn de belangrijkste en relevante eisen voor ChildFinder tag nog eens te zien.

- De zenders moeten een bereik tot 20 meter hebben.
- De ChildFinder moet robuust zijn en goed opereren in alle weersomstandigheden en temperaturen.
- De zender van het kind moet zo simpel mogelijk zijn.
- De zender van het kind moet zo klein mogelijk zijn.

Eén van de eisen is dat de ChildFinder tag zo simpel mogelijk moet zijn. Daarom wordt de complexiteit van de ChildFinder naar de interrogator verschoven. De ChildFinder tag moet alleen maar signalen van de interrogator te ontvangen en terug te zenden op een zodanig vermogensniveau, waarbij het bereik constant 20 meter is.

Zoals in hoofdstuk 7 is bepaald, wordt een actieve tag gebruikt voor ChildFinder tag. In de loop van dit hoofdstuk wordt eerst de RFID actieve tag receiver in detail behandeld. Daarna wordt de transmittel van deze tag behandeld. Uiteindelijk wordt een blokschema samengesteld voor de gehele ChildFinder tag.

De ChildFinder tagreceiver moet de interrogatorsignalen van 2.4 GHz kunnen detecteren en naar baseband brengen, zodat het signaal bewerkt kan worden. Een receiverontwerp dat dit kan doen, is te zien in figuur 8.13.



Figuur 8.13: Het blokschema van de ChildFinder tag receiver

8 Realisatie ChildFinder hardware

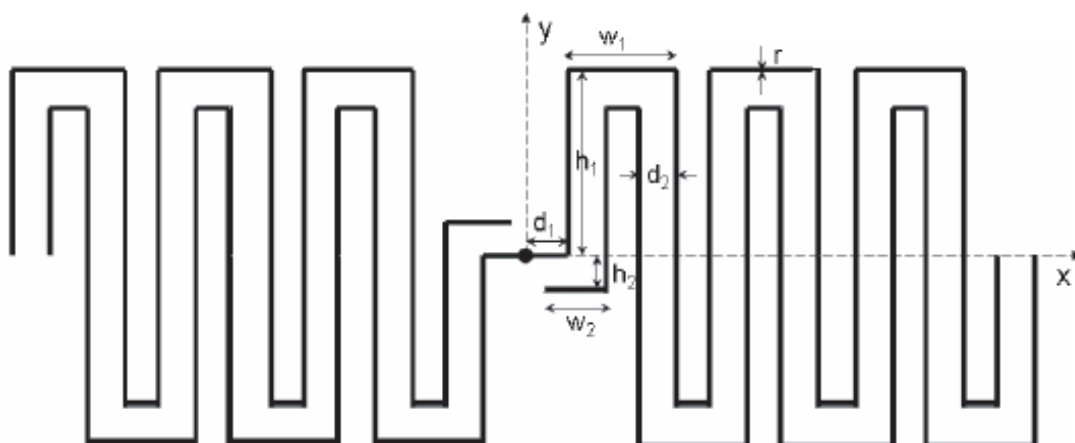
Afhankelijk van de tagantenne karakter kan het binnenkomende signaal een combinatie zijn van heel veel signalen van verschillende frequenties met verschillende amplitude. Deze signalen worden eerst zo veel mogelijk versterkt, terwijl de daarbijbehorende ruis zo min mogelijk wordt versterkt. Dit wordt gedaan met behulp van LNA.

Het image rejectie filter verwijdert een grote deel van de signalen die niet in de relevante frequentieband zitten, namelijk alles buiten 2.4 tot 2.4835 GHz. De overgebleven signalen worden gepresenteerd aan mixer. Bij de mixer worden ze gemixed met een signaal van lokale oscillator (LO). Dit is bij de tagreceiver hetzelfde als de RF-synthesizer. Het signaal afkomstig van LO heeft een constante frequentie en amplitude.

Het signaal aan de uitgang van de mixer wordt met een laagdoorlaatfilter gefilterd, zodat alle frequentiecomponenten boven intermediate-frequentie(IF) en harmonische signalen weg worden gegooid. De amplitude van het overgebleven laagfrequente signaal representeert de gemiddelde signaalsterkte van het hoogfrequente signaal, namelijk de signaalenveloppe. Dit laagfrequente signaal wordt nog versterkt, voordat het gedemoduleerd wordt. Daarna wordt het doorgestuurd naar de analog-to-digital (AD) converter.

Op de uitgang van de AD-converter staat een bit-stream die uit de interrogator werd gestuurd. Deze bit-stream wordt uiteindelijk naar Microcontroller Unit (MCU) gestuurd voor verdere signaalbewerking. De MCU van de ChildFinder tag hoeft geen complexe berekeningen uit te voeren en ook geen grote opslagcapaciteit te hebben. De MCU moet alleen maar de interrogator ID herkennen, en de tag ID opslaan en coderen voor het zendsignaal.

Het is te zien dat de ChildFinder tagreceiver bijna hetzelfde is als ChildFinder interrogator receiver. Omdat heel veel componenten van receiver al boven uitgelegd zijn, worden ze hier niet nog een keer uitgelegd. Het enige verschil tussen de ChildFinder interrogatorreceiver en ChildFinder tagreceiver is het aantal antennes en de antennekeuze. De tag hoeft niet de richting van de interrogator te bepalen, dus is er maar één antenne nodig. Hoewel de ChildFinder tagantenne precies dezelfde eigenschap als de interrogatorantenne moet hebben, kan niet dezelfde antenne worden gebruikt door de afmeting van de interrogatorantenne. Daarom valt de antennekeuze voor de ChildFinder tag op een andere antenne, namelijk de meander-line antenne (MLA). Een voorbeeld van een MLA wordt gegeven in figuur 8.14.



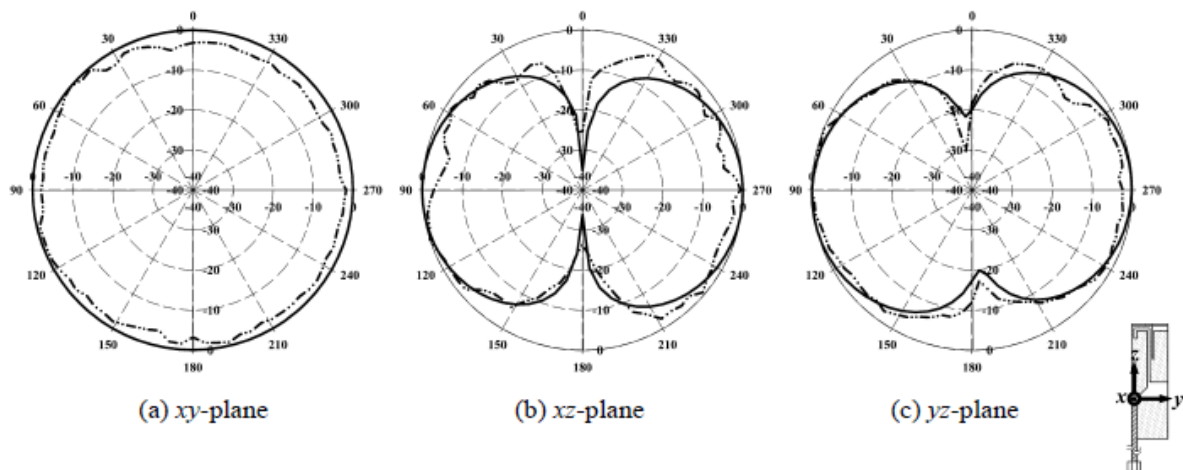
Figuur 8.14: Een voorbeeld van een MLA (Abusitta et al., 2009)

Een MLA is gemaakt van een dipoolantenne. De lengte van een halve-golf dipoolantenne voor 2.4 GHz kan gevonden worden met behulp van formule 8.8. De golflengte van een 2.4 GHz signaal is 12.5 cm. De lengte van de half-golf dipool antenne moet de half van de golflengte zijn, namelijk 6.25 cm. Dit is heel groot voor een tag. Door deze antenne in elkaar te drukken, wordt het veel kleiner, waarmee een meander-line antenne is verkregen.

Het in elkaar drukken van de antenne heeft wel elektrische consequenties. De zelf-inductantie van een draad komt door het magnetische vectorpotentiaal langs ieder stukje van de draad. De magnetische vectorpotentiaal bij een stukje draad wordt gecreëerd door de stroom die daardoor gaat. Ook dragen andere stromende ladingen die in dezelfde richting stromen in de andere delen van de draad bij aan het magnetische vectorpotentiaal.

Bij een dipoolantenne stromen alle ladingen in dezelfde richting waardoor de zelf-inductantie uiteindelijk wordt versterkt. Maar bij een meandered-line structuur stromen de ladingen in de verticale delen van antenne in tegengestelde richtingen, waardoor ze de magnetische effecten van elkaar opheffen. Dit zorgt ervoor dat een meandered-line antenne een kleinere zelf-inductantie heeft. De capaciteit per unit lengte van MLA is ook nog verkleind, omdat meer ladingen dichterbij elkaar gekomen zijn. Dit zorgt ervoor dat het voltage op de draad groter wordt, terwijl het aantal ladingen niet verandert. De uiteindelijke gain van de MLA is dan veel kleiner.

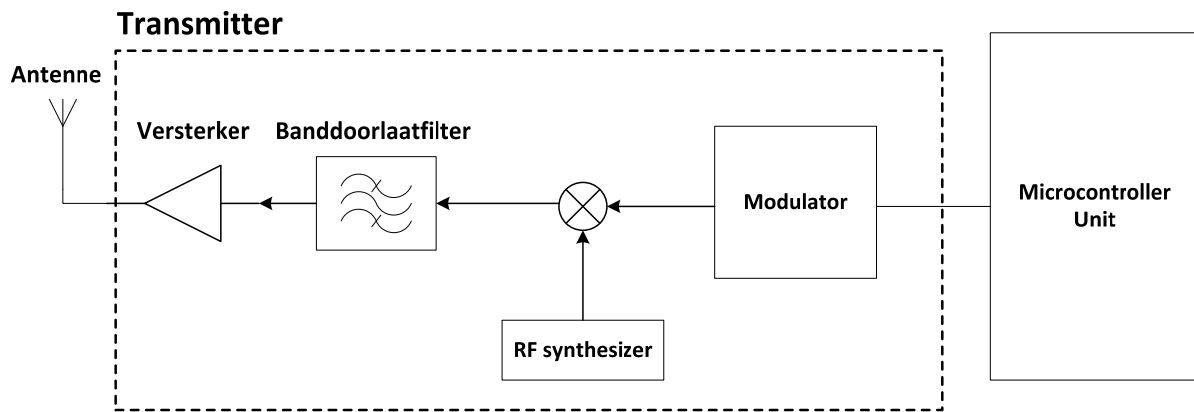
De resonantiefrequentie van een antenne is omgekeerd evenredig met het product van inductantie en capaciteit. Daarom is resonantiefrequentie van een meandered-line antenne hoger dan die van dipool antenne die dezelfde draad lengte heeft. Hierdoor wordt een hogere resonantiefrequentie behaald met een kleinere antenne. In figuur 8.15 is het stralingspatroon van een MLA op 2.4 GHz te zien. Hieruit is te zien dat het stralingspatroon omnidirectioneel is op het grondvlak, wat de ChildFinder tag precies nodig heeft.



Figuur 8.15: De gemeten (dikgedrukte lijn) en de gesimuleerd (stippellijn) stralingspatroon van een MLA op 2.4 GHz (Cho et al., 2005).

Het zendcircuit van de ChildFinder tag moet een baseband signaal kunnen moduleren met BPSK en op 2.4 GHz met een constant uitgangsvermogen zenden. Het blokschema van de ChildFinder tag zendcircuit is te zien in figuur 8.16.

8 Realisatie ChildFinder hardware



Figuur 8.16: Het blokschema van de ChildFinder tag transmitter

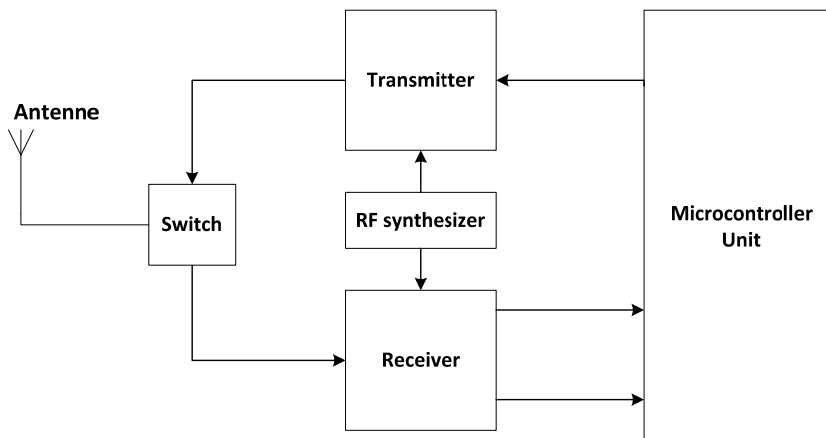
De ID van de tag wordt gecodeerd in MCU. Hierbij hoeft de MCU niet veel bewerkingen uit te voeren. Daarom kan er een simpele MCU gebruikt worden met een kleine opslagcapaciteit. Dit ID-nummer staat ook bekend bij de ChildFinder interrogator. Het signaal wordt gemoduleerd door de modulator met BPSK-techniek.

Het transmitter blokschema van de ChildFinder tag lijkt heel veel op het transmitter blokschema van de ChildFinder interrogator die in figuur 8.10 te zien is. Het verschil zit in de versterker en in antennekeuze.

Bij ChildFinder tag zendcircuit wordt een normale versterker gebruikt in plaats van een Power Amplifier (PA). Dit is omdat de ChildFinder tag alleen maar op een constant vermogensniveau hoeft uit te zenden, namelijk met een niveau waarmee het bereik van de tag 20 meter wordt.

De ChildFinder tag moet zo klein mogelijk zijn en zo goedkoop mogelijk. De PIFA die bij de ChildFinder interrogator wordt gebruikt is veel te groot en te duur voor de ChildFinder tag. Daarom wordt bij de transmitter van de ChildFinder tag ook de MLA gebruikt. De MLA voldoet namelijk aan alle gewenste eisen. De MLA is namelijk 'reciprocal', net als de PIFA.

Omdat de ChildFinder tag transmitter en receiver heel veel gemeenschappelijke componenten hebben, is het handig om die componenten te delen. Het nieuwe circuit voor de ChildFinder tag transceiver wordt geschetst in figuur 8.17. Het ontwerp van de behuizing van de ChildFinder tag kan gevonden worden in bijlage 3.



Figuur 8.17: Het complete blokschema van de ChildFinder tag

Hierbij worden de transmitter en receiver aan dezelfde antenna verbonden via een switch. De switch wordt geregeld door microcontroller en bepaald of de antenne met de transmitter of met de receiver is verbonden.

Omdat dat de ChildFinder tag niet zoals de ChildFinder interrogator twee antennes nodig heeft, waarbij de signalen tegelijk ontvangen en bewerkt worden, kunnen kant-en-klare transceiverchips worden gebruikt. Hierbij moet wel naar een transceiverchip gezocht worden die voldoet aan de specificaties die hierboven zijn gegeven. Mocht de gevonden transceiverchip een andere modulatie techniek gebruiken, dan moet het modulator- en demodulatorblok aangepast worden aan de gebruikte modulatie techniek. Het ontwerp van de behuizing van de ChildFinder interrogator en tag kan gevonden worden in bijlage 4.

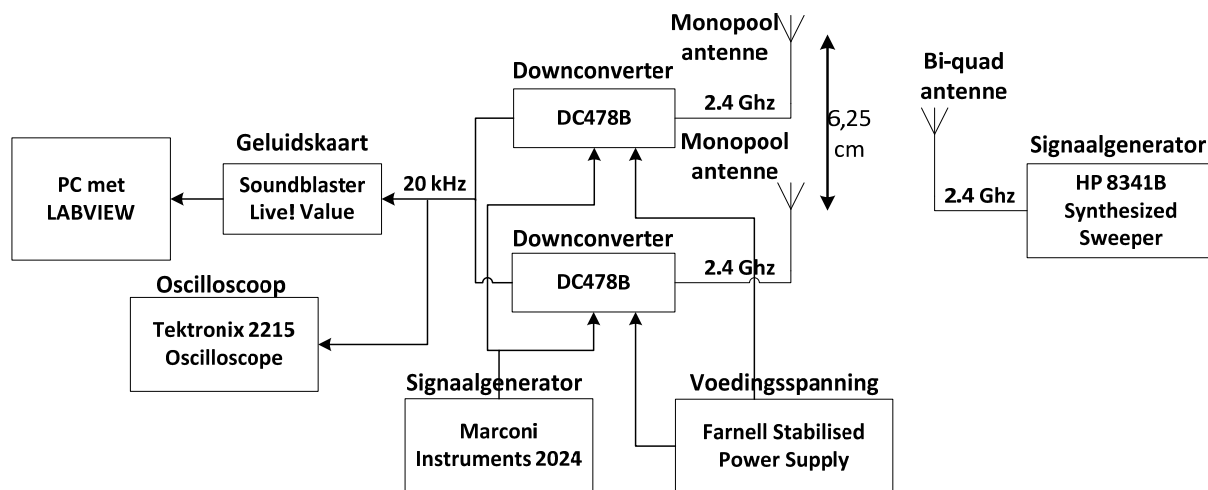
9 Concept demonstrator ChildFinder

In paragraaf 8.2.1 is al het concept van de ChildFinder in LABVIEW gesimuleerd. Daar werd van de ideale situatie uitgegaan. Maar de werkelijkheid wijkt bijna altijd van de ideale situatie af, wat betekent dat het concept van de ChildFinder misschien in de werkelijkheid niet werkt. Daarom zal in dit hoofdstuk het concept met hardware getest worden. Een andere vraag is of de concept demonstrator wel net zoals de ChildFinder hardware werkt. Daarom zal aan het einde van dit hoofdstuk de analogie tussen de concept demonstrator en de ChildFinder hardware worden gegeven.

Eerst zal het blokschema van de concept demonstrator gegeven worden, en alle componenten worden uitgelegd. Vervolgens wordt de testopstelling uitgelegd. Ten slotte wordt de concept demonstrator vergeleken met de ChildFinder hardware.

9.1 Opstelling en componenten concept demonstrator

De concept demonstrator zal veel lijken op de LABVIEW opstelling in bijlage 2. Het verschil is dat de signaalgeneratoren vervangen zijn door echte hardware. Ook zullen de signaalbewerkingselementen ingewikkelder zijn. Wel zal nog steeds gebruik worden gemaakt van LABVIEW. De opstelling van de concept demonstrator is gegeven in figuur 9.1. Eerst zullen de componenten apart worden uitgelegd, zodat de werking beter begrepen kan worden. De gebruikte componenten zijn weergegeven in bijlage 5.



Figuur 9.1: De opstelling van de concept demonstrator voor de ChldFinder hardware

9.1.1 HP 8341B Synthesized Sweeper

De 8341B Synthesized Sweeper van Hewlett Packard wordt in de concept demonstrator gebruikt als een signaalgenerator voor een signaal van 2.4 Ghz, dat verzonden kan worden via de antenne. Het signaal dat gegenereerd is, moet sterk genoeg zijn om ontvangen te worden door de andere antennes.

9.1.2 Bi-quad antenne

Deze antenne is een directionele antenne. Om het signaal zo sterk mogelijk aan te laten komen, zal deze antenne gericht zijn op de monopoolantennes. In alle andere richtingen zal de antenne veel minder vermogen uitzenden. Dit is een passieve antenne, dus het heeft geen gain.

9.1.3 Monopoolantenne

In de opstelling worden twee monopoolantennes gebruikt, zodat een faseverschil tussen de signalen, die door de antennes zijn ontvangen, gemeten kan worden. Om dit te kunnen meten, staan de antennes een halve lambda van elkaar (Çetin & Zor, 2009). De antennes zijn resonante antennes met een resonantiefrequentie op 2.45 Ghz. Voor een maximale ontvangstvermogen zouden de ontvangen signalen ook een frequentie van 2.45 Ghz moeten hebben. Volgens formule 8.8 komt de golflengte lambda overeen met 12.2 cm. Daarom moeten de antennes 6.1 cm van elkaar af staan. Het probleem is dat de Marconi Instruments 2024 signaal generator een signaal met een maximale frequentie van 2.4 GHz kan genereren. De antennes vrij breedbandig, dus kan er ook gewerkt worden op 2.4 GHz.

De antennes zijn passief en hebben zelf geen gain. Met deze informatie en de gemeten signaalsterktes kan de afstand van de zender worden bepaald (Çetin & Zor, 2009). Dit zal gebeuren in LABVIEW.

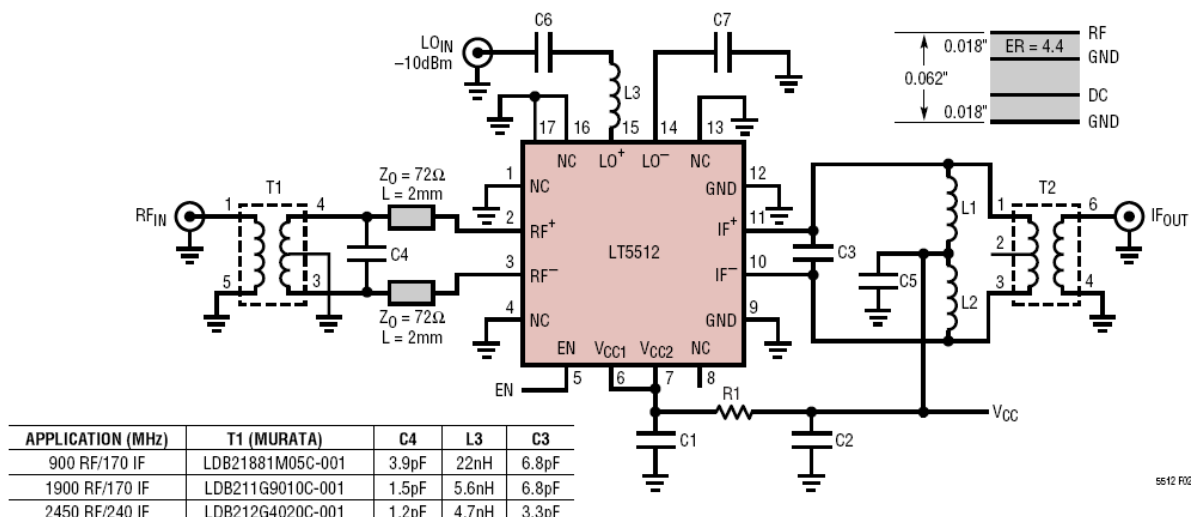
De monopoolantenne is een omnidirectionele antenne in het horizontale vlak. Bij het gebruik van een omnidirectionele antenne kunnen multipaths ontstaan, wat het signaal verstoort. Deze verstoringen kunnen met algoritmes worden weggehaald. Deze algoritmes zullen toegepast worden in LABVIEW (Blocq & Simons, 2009).

9.1.4 Farnell Stabilised Power Supply

De downconverters zijn actief, en moeten dus gevoed worden met een spanning van maximaal +5,2 Volt. Hierbij wordt de Farnell Stabilised Power Supply gebruikt, die een maximale uitgangsspanning van +5 Volt heeft. Zo kan de downconverter niet opgeblazen worden.

9.1.5 DC478B Demo circuitboard

De DC478B is een product van Linear Technology. Het is een evaluatiebord voor het product LT5512 van Linear Technology. In figuur 9.2 is het schema van de DC478B gegeven.

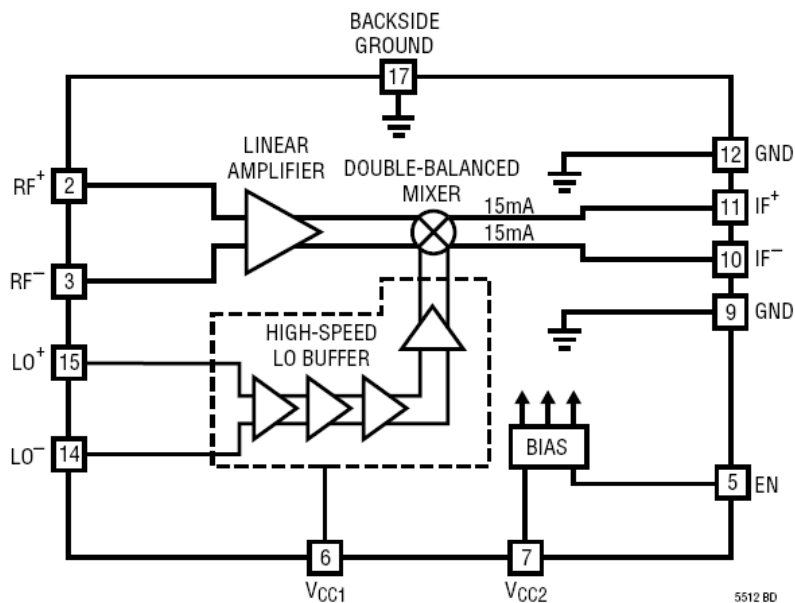


Figuur 9.2: Het schema van de DC478B van Linear Technology (Datasheet LT5512, 2009)

9 Concept demonstrator ChildFinder

In figuur 9.2 is te zien dat het bord drie poorten heeft, namelijk een RF, LO en IF-poort. In de RF-poort komt het signaal van de antenne binnen. De LO-poort is verbonden met de Marconi Instruments 2024. De IF-poort is de uitgangspoort van de DC478B, wat verbonden is aan de geluidskaart. De DC478B kost 125 US dollars per stuk en is alleen te verkrijgen via Linear Technology.

Het hart van de DC478B is de LT5512 downconverterchip. Een blokschema van de LT5512 is gegeven in figuur 9.3. Om de chip goed te laten werken, moeten alle verbindingen gematched zijn. Deze matching verschilt per frequentie, en in de datasheet van de LT5512 zijn verschillende circuits gegeven voor het matchen op bepaalde frequenties. De relevante delen van de datasheet van de LT5512 zijn gegeven in bijlage 6. De DC478B is al voor de gebruiker gematched voor RF-signalen van 900Mhz tot 2.5Ghz. De frequentie van het signaal in de concept demonstrator, 2.45Ghz, zit binnen dit bereik.



Figuur 9.3: Het blokschema van de LT5512 van Linear Technology (Datasheet LT5512, 2009)

In figuur 9.3 zijn slechts twee elementen van belang. De linear amplifier dient in de chip als een Low Noise Amplifier (LNA). Het signaal wordt versterkt met zo min mogelijk ruis. De double-balanced mixer vermenigvuldigd de signalen uit de RF en LO-poort, wat betekent dat de frequenties van die signalen van elkaar worden afgetrokken en bij elkaar worden opgeteld. De som- en verschilfrequenties van de signalen komt vervolgens op de IF-poort. Het verschilfrequentie moet onder de 20 kHz zijn voor de geluidskaart. Dit is mogelijk met de LT5512, die zo laag kan gaan als 1 kHz.

De double-balanced mixer zorgt ervoor dat het signaal uit de RF-poort zo min mogelijk lekt naar de LO-poort en andersom. In de datasheet is gegeven hoeveel vermogen er wordt gelekt in deze chip. Deze gegevens en andere prestatieparameters zijn nog eens in grafieken weergegeven in de datasheet.

9.1.6 Marconi Instruments 2024 signal generator

De Marconi Instruments 2024 signal generator is een signaalgenerator dat wordt gebruikt als de lokale oscillator (LO) van het systeem. Het signaal van de Marconi Instruments 2024 gaat naar de downconverter. Omdat de downconverters synchroon moeten lopen, moet de Marconi

Instruments 2024 met beide downconverters verbonden worden. Het signaal uit deze signaalgenerator moet een frequentie hebben, waarbij het verschil frequentie uit de downconverter 20 kHz is. Dit betekent dat als het RF-signaal 2.400.000 kHz is, moet het LO-signaal 2.400.020 kHz of 2.499.980 kHz zijn.

9.1.7 Tektronix 2215 Oscilloscope

De oscilloscoop wordt gebruikt om de vorm van het signaal uit de mixers te tonen. Als het signaal niet de mooie vorm van een sinussignaal heeft, betekent dat er elementen in de mixer zijn die het signaal storen. Hiermee kan gekeken worden of de uitgang van de mixer aangepast moet worden voor een goede overdracht van het signaal.

9.1.8 Soundblaster Live! Value

De Soundblaster Live! Value is een geluidskaart van Creative Labs. De geluidskaart wordt gebruikt als een AD-converter, waarbij het signaal gesampled wordt en naar de PC wordt gestuurd. De samplingfrequentie van deze geluidskaart is 48 kHz, wat voldoet aan het Nyquist criterium met een ingangssignaal van 20 kHz.

De geluidskaart zal signalen met een frequentie, waarbij niet aan het Nyquist criterium voldaan kan worden met de gegeven samplefrequentie, wegfilteren. Dit gedraagt zich als een laagdoorlaatfilter. Hierdoor wordt de ongewenste somfrequentie uit de downconverter weggehaald.

De geluidskaart wordt eigenlijk als een data-acquisitiekaart gebruikt. Wetenschappelijke data-acquisitiekaarten zijn heel duur; hierbij neemt de prijs toe met de samplefrequentie van deze kaarten.

9.1.9 PC met LABVIEW

Om de signalen gesampled signalen te kunnen bewerken, wordt er gebruik gemaakt van LABVIEW 8.6. Met LABVIEW kan een blokschema worden gemaakt, waaraan allerlei bewerkingen met het signaal uitgevoerd kan worden. LABVIEW heeft een ingebouwde blok, waarmee gelijk het signaal van de geluidskaart gesampled en geïmporteerd kan worden. Dit blok is in figuur 9.4 te zien.



Figuur 9.4: Het blok in LABVIEW 8.6 om signalen te samplen van de geluidskaart (LABVIEW 8.6).

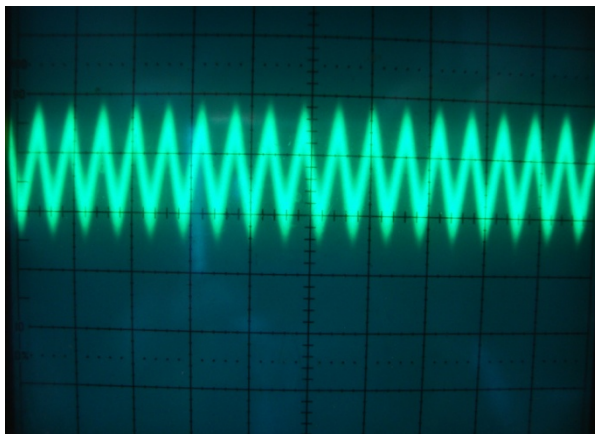
Ook kan LABVIEW 8.6 Matlab codes uitvoeren. Met een ingebouwde functie genaamd MathScript en het bouwblok MathScript Node kunnen Matlab codes in het blok worden gezet en verbonden worden met andere bouwblokken. De evaluatieversie van LABVIEW 8.6 is gratis te downloaden via de site van National Instruments, en geldig voor 30 dagen.

9.2 Werking van de concept demonstrator

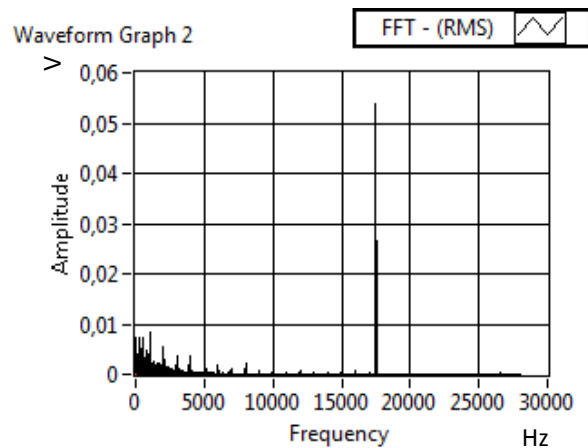
Met de concept demonstrator zal de hoek- en afstandsbepaling uit het ontvangen signaal worden bepaald. Ook kunnen multipathalgoritmes op het ontvangen signaal losgelaten worden. Eerst werden de onderdelen van de concept demonstrator afzonderlijk getest, en vervolgens werd de hele concept demonstrator in elkaar gezet en getest.

DC478B test en modificatie

Het element dat cruciaal is voor de concept demonstrator is de downconverter. Omdat data-acquisitiekaarten met hoge samplefrequenties erg duur zijn, moet het signaal gedownconvert worden naar 20 kHz voor de geluidskaart. Hierbij moet de uitgang van de downconverter geschikt zijn voor zulke lage frequenties. Dit is niet te bepalen met de testopstelling die in de handleiding van de DC478B staat beschreven. Deze testhandleiding is gegeven in bijlage 7. Daar wordt van een IF-frequentie van 170 Mhz uitgegaan. Wanneer in de RF-ingang een 2.000.020 kHz sinussignaal wordt gestuurd, en in de LO-ingang 2.000.000 kHz, komt het signaal in figuur 9.5 uit de IF-uitgang. Door dit te samplen met de geluidskaart wordt het frequentiespectrum in figuur 9.6 verkregen.



Figuur 9.5: Het 20 kHz signaal uit de IF-uitgang van de ongemodificeerde DC478B



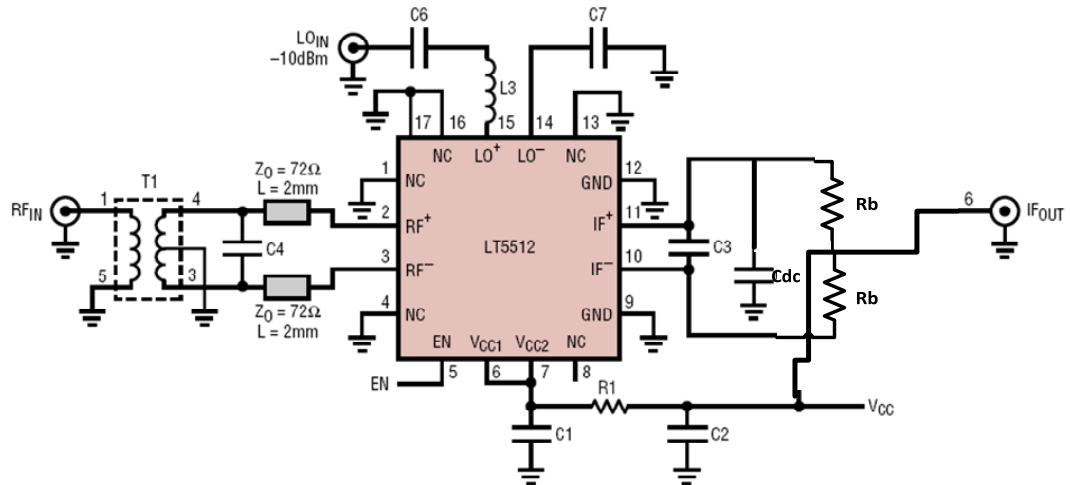
Figuur: 9.6: Het frequentiespectrum van het 20 kHz signaal uit de ongemodificeerde DC478B

In figuur 9.5 is te zien dat het sinussignaal vervormd is. De reden hiervoor is dat transformator **T2** in figuur 9.2 een werkgebied van 2 tot 500 Mhz heeft. Buiten dit gebied vertoont de transformator niet-lineaire effecten. Dit voegt ook niet-lineaire effecten aan het sinussignaal toe. Deze effecten zijn ook te zien in het frequentiespectrum van het signaal. Op de lage frequenties zijn veel kleine pieken. Omdat **T2** een 8:1 transformator is, verzwakt het ook nog eens het uitgangssignaal met een factor 8.

Verder is op de IF-uitgang een banddoorlaatcircuit aangesloten. Deze wordt gevormd door **L1** en **L2** vormen samen met **C3**. De middenfrequentie van dit banddoorlaatcircuit kan worden benaderd door:

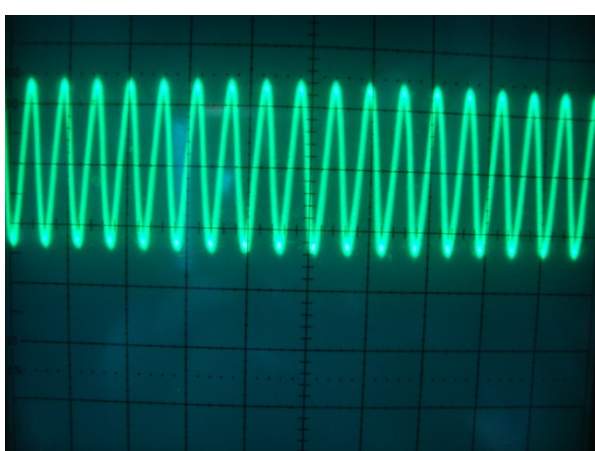
$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3(L_1 + L_2)}} \quad (9.1)$$

In de DC478B is dit banddoorlaatcircuit ingesteld voor 170 Mhz, wat het signaal, dat op 20 kHz aan de IF-uitgang doorgelaten kan worden, beperkt. Door de componenten aan de IF-uitgang aan te passen, en de transformator **T2** weg te halen, kan het schema in figuur 9.7 worden verkregen.

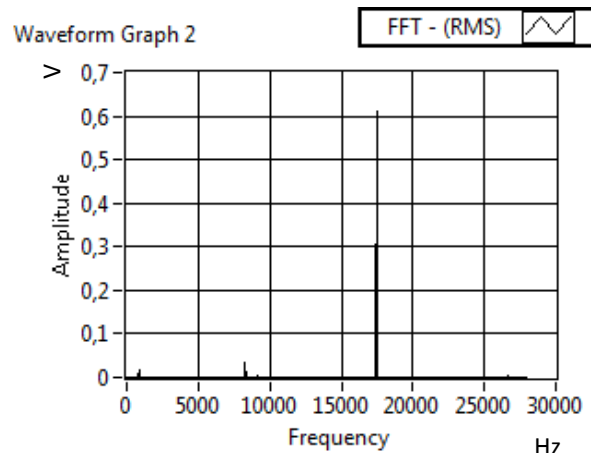


Figuur 9.7: Het gemodificeerde schema van de DC478B

Doordat de transformator nu is weggehaald, worden er vrijwel geen niet-lineaire effecten aan het signaal meer toegevoegd. In figuur 9.7 is ook te zien dat de spoelen **L1** en **L2** zijn vervangen door weerstanden. **L1** en **L2** dienen naast het vormen van het banddoorlaatcircuit ook als biasing voor de voedingspanning. Zoals in bijlage 6 is beschreven, hoeft bij frequenties lager dan 100 Mhz op de IF-uitgang geen banddoorlaatcircuit aangesloten te worden. Daarom kunnen **L1** en **L2** vervangen worden door weerstanden, omdat deze weerstanden nu alleen dienen voor biasing. De weerstanden hebben een waarde van 100 Ω , hoog genoeg om er voor te zorgen dat niet een te hoge stroom ontstaat in het circuit. **Cdc** is een condensator die voorkomt dat een DC-signaal op de IF-uitgang komt te staan, zodat de geluidskaart niet wordt beschadigd. Het dient dus als een DC-blocker. Hiervoor is een condensator met een capaciteit van 1 μF gebruikt. Voor DC-blocking kan een willekeurige waarde voor de condensator gekozen worden. Met deze modificaties is komt nu het signaal in figuur 9.8 uit de IF-uitgang, met het bijbehorende frequentiespectrum in figuur 9.9. De signalen uit de signaalgeneratoren hebben hetzelfde vermogen als in figuur 9.5 en 9.6.



Figuur 9.8: Het 20 kHz signaal uit de IF-uitgang van de gemodificeerde DC478B



Figuur 9.9: Het frequentiespectrum van het 20 kHz signaal uit de gemodificeerde DC478B

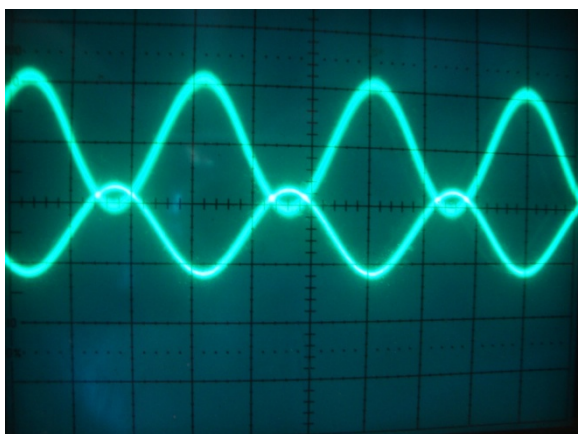
9 Concept demonstrator ChildFinder

In figuur 9.8 is te zien dat het sinussignaal nu minder verstoord is. Dit is ook terug te zien in figuur 9.9. De vele pieken in het lage frequentiegebied zijn vrijwel verdwenen, en de piek die hoort bij de frequentie van het signaal is duidelijk zichtbaar. In figuur 9.9 is ook te zien dat de amplitude van het signaal sterk is toegenomen. Het signaal wordt immers niet meer met een factor 8 verkleind en ook niet meer door het banddoorlaatfilter beperkt.

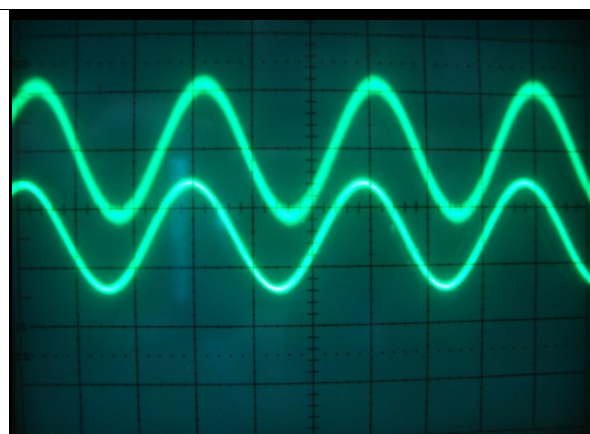
Wel moet opgemerkt worden dat hoewel het signaal uit de IF-uitgang 20 kHz moet zijn, is te zien in figuur 9.6 en 9.9 dat het afwijkt van 20 kHz. De downconverter is minder nauwkeurig bij de grenswaarden van de downconverter. Omdat 20 kHz vrij dichtbij de grenswaarde 1 kHz ligt, zal het signaal op de IF-uitgang een kleine frequentie-afwijking hebben. Dit is verder niet van belang voor de meting als beide downconverters dezelfde afwijking hebben. De frequentie van de signalen zijn niet van belang, maar de faseverschil tussen twee signalen. In de opstelling van de concept demonstrator zal verder met deze gemodificeerde DC478B downconverter worden gewerkt.

De concept demonstrator werkt als volgt; de HP 8341B Synthesized Sweeper zal via de bi-quad antenne een signaal zenden in een bepaalde richting. Dit is de richting waarin bi-quad antenne is gericht. Het signaal zal vervolgens ontvangen worden door de monopoolantennes. Hierbij moet opgelet worden dat de monopoolantennes precies op dezelfde manier zijn geplaatst, waarbij de polarisatie van de antennes maximaal is. Door de afstand tussen de twee antennes zal er een faseverschil zitten in het ontvangen signaal. Omdat er op 2.4 Ghz wordt gewerkt, zal het ontvangen signaal ook veel interferentie bevatten van bijvoorbeeld routers; Wi-Fi en Bluetooth werken ook in deze frequentieband. Ook zullen er multipathsignalen worden ontvangen, omdat de antennes omnidirectioneel zijn (Blocq & Simons, 2009).

De ontvangen signalen zullen eerst gedownconvert worden naar 20 kHz. Dit gebeurt door het signaal uit de Marconi Instruments 2024 en de ontvangen signalen te mixen. Omdat de signalen met hetzelfde signaal gemixed worden, zal de faseverschil tussen de signalen worden behouden. Eerst is de bi-quad antenne precies in het midden voor de antennes gezet. Het resultaat hiervan is zichtbaar op figuur 9.10. Daarna is de bi-quad antenne op eenzelfde lijn als de twee antennes gezet. Het signaal uit de downconverters in deze situatie is te zien in figuur 9.11.



Figuur 9.10: De signalen uit de DC478B-borden met de bi-quad antenne in het midden voor de monopoolantennes.



Figuur 9.11: De signalen uit de DC478B-borden met de bi-quad antenne op eenzelfde lijn als de monopoolantennes.

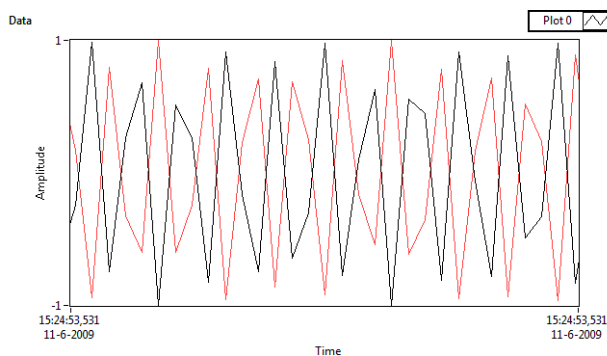
De verwachting is dat bij de eerste meting de signalen precies in fase moeten zijn, en bij de tweede meting 180° uit fase. Dit lijkt eerder andersom te zijn in de metingen. Ergens in het

systeem zorgt een component voor een faseverschuiving van 180° . Omdat de downconverters op dezelfde signaalgenerator zijn aangesloten, is waarschijnlijk de oorzaak andersom aangesloten condensatoren of spoelen. Hiermee wordt rekening gehouden in de software, en kan gecorrigeerd worden. Er moet opgemerkt worden dat aan de signalen op de oscilloscoop niet gezien kan worden of de signalen van voor of achter komen. Op een vlak van 180° kan het faseverschil uniek worden bepaald, maar op een vlak van 360° is er een ambiguïteit.

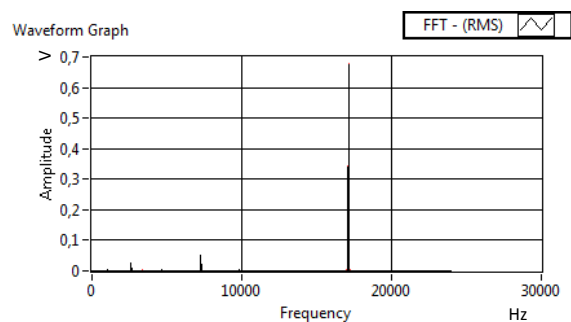
Ook is te zien dat de signalen niet even sterk zijn. Dit heeft te maken met de oriëntatie van de monopoolantennes. De antennes stonden niet precies even recht, waardoor de polarisatie bij de ene antenne sterker was dan bij de andere.

De signalen uit de downconverters worden vervolgens samengebracht tot een stereosignaal. Dit is gebeurd door een kabel met een SMA-connector en female RCA-connector te gebruiken. Vervolgens kan een male RCA-connector naar klink kabel gebruikt worden. Het signaal in deze kabel is een signaal met twee kanalen, waarbij het signaal uit de ene downconverter op het linker kanaal zit, en het andere signaal op de rechter kanaal. Dit stereosignaal gaat vervolgens naar de stereo ingang van de geluidskaart.

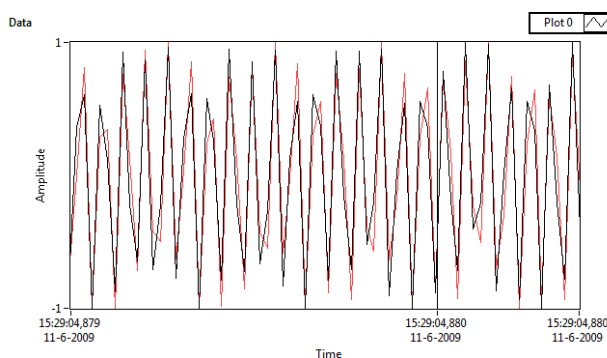
Met LABVIEW kan dan worden ingesteld op welke samplefrequentie de geluidskaart moet samplen. Het signaal komt op twee verschillende kanalen binnen, en het faseverschil tussen de signalen is ook zichtbaar in LABVIEW. Figuur 9.12 komt overeen met de het signaal op de oscilloscoop in figuur 9.10. Het bijbehorende frequentiespectrum is gegeven in figuur 9.13. Figuur 9.14 komt overeen met de tweede meting, waarvan de signalen op figuur 9.11 te zien zijn. Het bijbehorende frequentiespectrum is in figuur 9.15 gegeven.



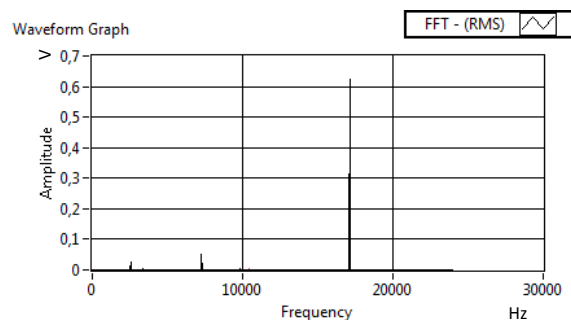
Figuur 9.12: De gesampled signalen met de bi-quad antenne in het midden voor de monopoolantennes.



Figuur 9.13: Het frequentiespectrum van de signalen met bi-quad antenne in het midden voor de monopoolantennes.



Figuur 9.14 De gesampled signalen met de bi-quad antenne op één lijn met de monopoolantennes.



Figuur 9.15: Het frequentiespectrum van de signalen met bi-quad antenne op één lijn met de monopoolantennes.

9 Concept demonstrator ChildFinder

Het zwarte signaal is het linkerkanaal en het rode signaal het rechterkanaal van het stereokanaal in de figuren 9.12 en 9.14. Wel moet opgemerkt worden dat de signalen geen mooie sinussignalen zijn, zoals op de oscilloscoop, maar puntige signalen. Dit komt omdat de signalen gesampled zijn, en LABVIEW verbindt deze samples met rechte lijnen aan elkaar, wat leidt tot een puntig signaal. Ook is te zien dat de signalen uit de downconverter wel dezelfde frequentie hebben, maar niet op 20 kHz. In figuur 9.13 en 9.15 ligt de piek in het frequentiespectrum op 17 kHz. De downconverters hebben dus dezelfde onnauwkeurigheid in de frequentie, maar dit maakt niet uit voor de concept demonstrator. De signalen hebben dezelfde frequentie.

De twee verschillende signalen kunnen vervolgens worden opgesplitst. Door het realtime signaalsamples om te zetten naar een array, kan dit verbonden worden met de MathScript Node. In dit blok kunnen signaalbewerkingen (Çetin & Zor, 2009) en multipathalgoritmes (Blocq & Simons, 2009) op het signaal worden uitgevoerd. Uiteindelijk wordt de richting en de afstand op een indicator van LABVIEW weergegeven.

9.3 Analogie concept demonstrator met ChildFinder hardware

De concept demonstrator is een representatie van de ChildFinder hardware. In de concept demonstrator wordt echter alleen de ontvangstfunctie van de interrogator getest. De zendfunctie van de interrogator is hetzelfde als de tag. Omdat in de concept demonstrator het mogelijk moet zijn de signaalbewerkingen en multipathalgoritmes van de andere ChildFinder groepen te testen, is er voor een concept demonstrator met LABVIEW gekozen.

De HP 8341B Synthesized Sweeper en de bi-quad antenne zijn representatief voor de ChildFinder tag. In de concept demonstrator zendt de tagrepresentatie constant een signaal, terwijl in de ChildFinder hardware de tag alleen een signaal zendt als het een signaal ontvangt van de interrogator. Wel zenden ze allebei een signaal in de 2.4-2.4835 Ghz bandbreedte.

Aan de ontvangstkant van de concept demonstrator staan de antennes net als in de ChildFinder interrogator een halve lambda van elkaar. Vervolgens gaat het signaal door de LNA in beide diagrammen. De concept demonstrator zal dan het signaal downconverteren naar een lage frequentie met de Marconi Instruments 2024. Deze signaalgenerator moet de RF-synthesizer in de ChildFinder hardware voorstellen. Het IF-filter van de ChildFinder interrogator is een laagdoorlaatfilter die op de geluidskaat van de concept demonstrator zit. De geluidskaat is ook gelijk de AD-converter.

In de concept demonstrator vinden de signaalbewerkingen en multipathalgoritmes plaats in LABVIEW. Dit staat gelijk aan de DSP-processor, wat deel uit maakt van de MCU. Het hele linkerdeel van figuur 9.1 is representatief voor de ChildFinder interrogator.

Door de tagrepresentatie de hele tijd heen en weer te bewegen, kan een variatie in de ontvangen signalen worden gemeten. Hiermee kan worden bepaald wanneer het kind uit de veilige zone is en wanneer de richting moet worden bepaald. Met de concept demonstrator kunnen de Matlab codes voor signaalbewerkingen (Çetin & Zor, 2009) en multipathalgoritmes (Blocq & Simons, 2009) worden getest.

10 Conclusies

De keuze van hardwarecomponenten is tot stand gekomen door eerst keuzes te maken op drie niveaus van technologieën. Hierbij moeten de keuzes voldoen aan het Programma van Eisen. Het Programma van Eisen zal nog eens kort samengevat worden.

- De zenders moeten een bereik tot 20 meter hebben, waarbij met de zender van de ouder de veilige zone ingesteld moet kunnen worden met een nauwkeurigheid van een meter.
- De ChildFinder moet het kind binnen de veilige zone detecteren, en wanneer het kind deze verlaat, moet een alarm worden afgegeven en de richting van het kind worden aangegeven.
- De ChildFinder moet in een drukke omgeving werken, waarbij ook meerdere ChildFinders tegelijk kunnen werken.
- De zenders moeten voldoen aan de regels van de Federal Communication Commission (FCC) en de Europese Commissie (EC) voor zendvermogen, en zo min mogelijk vermogen uitzenden.
- De ChildFinder moet klein, licht en waterdicht zijn. Ook moet het niet schadelijk voor het kind zijn.
- De ChildFinder moet betaalbaar zijn voor een modaal gezin en niet duurder dan de serieuze concurrenten zijn.

Vervolgens zijn er keuzes voor de technologieën gemaakt. Deze keuzes kunnen in stappen worden weergegeven.

1. Als lokalisatietechnologie is er gekozen voor Radiofrequency Identification (RFID). Dit systeem wordt tegenwoordig vaak gebruikt voor Real Time Locationing System (RTLS) om objecten te volgen. De voornaamste argumenten voor deze keuze is de draagbaarheid en nauwkeurigheid van het systeem. Door een extra antenne aan het RFID-systeem toe te voegen kan het worden gebruikt voor de ChildFinder.
2. Tussen de twee RFID-technologieën narrowband en ultra wideband (UWB) is er gekozen voor narrowband RFID. UWB is nauwkeuriger en heeft minder last van storingen, maar omdat een erg nieuwe technologie is voor commercieel gebruik, zijn UWB-componenten nog erg duur. Dit is de voornaamste reden voor de keuze voor narrowband RFID.
3. Een RFID-systeem bestaat voor het grootste deel uit een interrogator en een tag. Voor de tag kan gekozen worden uit verschillende soorten, waarbij is gekozen voor de actieve tag. In deze keuze woog het bereik van de tags het zwaarst mee.

Daarna zijn blokschema's voor de interrogator en de tag ontworpen. Eerst is de werking van het concept, waarbij door twee antennes het verschil in fase in de hoek berekend kan worden, gesimuleerd en geverifieerd in het softwareprogramma LABVIEW.

Het blokschema van de ChildFinder interrogator transmitter en receiver is eerst apart ontworpen, en vervolgens zijn gemeenschappelijke componenten samengevoegd. Hetzelfde is gebeurd voor de ChildFinder tag. Voor de ChildFinder is de vrije frequentieband 2,4-2,4835 Ghz gekozen, die bepaald is door de FCC en EC. Met deze gegevens werd de afstand tussen de twee antennes van de interrogator maximaal 6,25 cm, wat overeenkomt met een halve golflengte. Deze afstand tussen de antennes is klein genoeg, zodat de ChildFinder draagbaar is. Omdat er

twee antennes gebruikt moeten worden, kunnen geen kant-en-klare transceiverchips worden gebruikt voor de interrogator. Dit kan wel voor de tag, omdat daar maar één antenne nodig is.

Het concept van de ChildFinder is ten slotte getest met een concept demonstrator. Met een simpele testopstelling is de richtings- en afstandsbepaling met twee antennes op 2,4 Ghz getest, waaruit bleek dat het concept achter de ChildFinder goed werkte. De signaalbewerkingsgroep (Çetin & Zor, 2009) en de multipathalgoritmegroep (Blocq & Simons, 2009) van de ChildFinder konden hiermee hun Matlab codes testen. Hieruit kon geconcludeerd worden dat het concept achter de ChildFinder werkt, en dat de ChildFinder geïmplementeerd kan worden met een narrowband RFID-systeem met actieve tags.

Aanbevelingen

In paragraaf 6.2.2 zijn de voor- en nadelen voor UWB gegeven. Hierin lagen de grootste nadelen bij de kosten van UWB. Door de snelle ontwikkelingen die nu in het gebied van UWB plaatsvinden, zouden de hoge kosten die aan het commercieel gebruik van UWB zijn verbonden op den duur verdwijnen. Wanneer dit gebeurt, zullen steeds meer producten gebruik maken van UWB, en zullen de FCC en EC regels hiervoor worden versoepeld. Hiermee verdwijnen vrijwel alle nadelen van UWB, en kan er nog eens worden overwogen om de ChildFinder met UWB-technologie te implementeren. Dit betekent wel dat het hardware ontwerp voor de ChildFinder opnieuw gemaakt moet worden.

Mochten in de toekomst kant-en-klare transceiverchips op de markt komen met twee of meer antenne-ingangen die parallel werken, dan wordt er aangeraden om te kijken of deze chips geschikt zijn voor de ChildFinder interrogator. Een eigen chip samenstellen uit aparte componenten is vaak duurder dan een kant-en-klare chip. Er kan gekeken worden welke componenten uit het ChildFinder interrogator blokschema de transceiverchip bevat, en kunnen de nodige componenten eraan worden gekoppeld. Dit scheelt in de kosten van de ChildFinder en is beter voor de concurrentiepositie.

Literatuur

- Abedin, M.F. & Ali, M. (2003). Modifying the Ground Plane and Its Effect on Planar Inverted-F Antennas (PIFAs) for Mobile Phone Handsets. *IEEE Antennas and wireless propagation Letters*, vol. 2, blz. 226-229.
- Abusitta, M.M., Abd-Alhameed, A., Alkhambashi, M.S., See, C.H., Usman, M., Zainal Abidin, Z. & Zhou, D. (2009). Meander-line Antenna Design for UHF RFID tag Using a Genetic Algorithm. *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, Beijing, China, March 23-27, blz. 1253-1256.
- Airborne Early Warning Association (2009). Radar Frequency Bands. http://www.aewa.org/Library/rf_bands.html Geraadpleegd 18 mei 2009.
- Ansoft (2001). Smart Antenne Design. http://www.ansoft.com/thewave/New_Integrated_smart_antenne_analysis.pdf Geraadpleegd 31 mei 2009.
- Atlantik Elektronik GmbH (2009). Contact over email op 14 april 2009.
- Baek, Y. & Cho, H. (2003). Design and Implementation of an Active RFID System Platform. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Applications and the Internet Workshops (SAINTW'06)*.
- Barney, J., Fontana, J. & Richley, E. (2003). Commercialization of an ultra wideband precision asset location system. *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, November 2003, Reston, Virginia.
- Bhargava, H., Campbell, A., Das, A.M., Haines, B., Kleinschmidt, J., Sanghera, P. & Thornton, F. (2007). *How to Cheat at Deploying and Securing RFID*. Burlington: Syngress Publishing, Inc. & Elsevier, Inc.
- Bilanovskii, N. M., Yena, G.A. & Shovgun, V.A. (2007). An algorithm for eliminating the ambiguities of bearing measurement by a direction finder in a wide range of target distances. *Journal of Radioelectronics and Communication Systems*, volume 50 nr. 2, 67-71.
- BioSono Inc.(2009). Ultrasound Physics. <http://www.biosound.com/UltrPhys/UltrPhysMain.htm> Geraadpleegd 18 mei 2009.
- Blocq, G. J. & Simons, C.A.B.A.E. (2009). Betrouwbaarheid van positionering in multipath omgeving.
- Çetin, H. & Zor, E. (2009). Plaatsbepalingstechniek voor de ChildFinder.
- Cheong, J. H., Law, C. L. & Low, Z. N. (2005). Low-Cost PCB Antenne for UWB Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, volume 4, 2005, blz. 237-239.

- Cho, Y. J., Park, S.O. & Hwang, S.H. (2005). A Printed Miniature Dual-Band Antenna with Folded Meander-line Dipole type for 2.4/5GHz WLAN Bands. Proceedings of ISAP2005, Seoul, Korea, blz. 557-580.
- Couch, L.W. II (2007). Digital and Analog Communication Systems. Chapter 4-16 Transmitters and Receivers. New Jersey: Pearson Prentice Hall.
- De Carlo, R.A. & Lin,P.(2001). Linear circuit analysis: time domain, phasor, and Laplace transform approaches, Edition: 2, illustrated. Gepubliceerd door Oxford University Press.
- Dobkin, D.M. (2007). The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice. Gepubliceerd door Newnes.
- El-Rabbany, A. (2006). Introduction to GPS: The global positioning system. Chapter 1, Introduction to GPS. Chapter 4, GPS Errors and Biases. 2^e dr. Norwood: Artech House Publishers.
- Federal Aviation Agency (2009). Navigation Services, GPS – How It Works. http://www.faa.gov/about/office_org/headquarters_offices/ato/service_units/techops/navservices/gnss/gps/howitworks/ Geraadpleegd 16 mei 2009.
- Federal Communication Commission (2008). FCC rules Part 15, Subpart F – Ultra-Wideband Operation. Section 15.501 – 15.525, blz. 132-144.
- Federation of American Scientists (2009). ES310 Introduction to Naval Weapons Engineering. Bi-Static Sonar. http://www.fas.org/man/dod-101/navy/docs/es310/asw_sys/asw_sys.htm Geraadpleegd 18 mei 2009.
- Ficzperich, L. (2007). Narrowband and wideband systems.
- Garfinkel, S. & Rosenberg, B.(2005). RFID:Application,Security and Privacy, chapter 2,understanding RFID technology.Addison-Wesley.
- Garmin (2009). About GPS – What is WAAS? <http://www8.garmin.com/aboutGPS/waas.html> Geraadpleegd 16 mei 2009.
- Ghavami, M., Michael, L.B. & Kohno R. (2007). Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering. Chapter 1 Basic properties of UWB signals and systems. Chapter 2 Generation of UWB waveforms. Chapter 7 UWB antennes and arrays. 2^e dr. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd.
- Glover, B. & Bhatt, H. (2006). RFID essentials. Gepubliceerd door O'Reilly.
- Goldsworthy A. (2008), The Cell Phone and the Cell: the Role of Calcium.
- GPS Systems (2009). How GPS Works? <http://www.gpssystems.org.uk/how-gps-works/> Geraadpleegd 16 mei 2009.
- Ha, D.S. & Schaumont, P.R. (2007). Replacing Cryptography with Ultra Wideband (UWB) Modulation in Secure RFID. 2007 IEEE International Conference on RFID, Gaylord Texan Resort, Grapevine, TX, USA. March 26-28 2007.

Literatuur

- Ha, D.S., Lee, H.J., Lee, H.S. & Marsden, K. (2003). Low Power CMOS Re-programmable Pulse Generator for UWB Systems. IEEE Int. Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies, November 2003, Reston, Virginia, blz. 443-447.
- Hassan, T. & Chatterjee S. (2006). A taxonomy for RFID. <http://e-articles.info/e/a/title/Narrowband-and-Wideband-Systems/>. Geraadpleegd 7 Mei 2009.
- Hunt, V., Puglia, A & Puglia, M (2007). RFID-A Guide to Radio Frequency Identification, illustrated edition. John Wiley & Sons Inc.
- Huynh, M.C. & Stutzman, W. (2003). Ground plane effects on planar inverted-F antenne (PIFA) performance. IEEE proc- Microwave, Antennas Propagation, vol. 150, no. 4, august 2003, blz 209-213.
- Iniewski, K. (2007). Wireless technologies: circuits, systems, and devices, CRC Press.
- Inition (2009). Example Package: UWB Location Research Package. http://www.inition.co.uk/inition/product.php?URL_=product_mocaptrack_ubisense&SubCatID_=21&cur=USD Geraadpleegd 23 mei 2009.
- International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (1998). Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz). Health Phys 74:494 -522.
- Kohno, R. & Yazdandoost, K.Y. (2004). Ultra wideband antenne. IEEE Communications Magazine, volume 42, issue 6, June 2004, blz. 29-32.
- Linear Technology (2009). Datasheet van de LT5512 1kHz-3GHz High Signal Level Active Mixer.
- Lu, T., Meng, J. & Zhang, Q. (2008). The Waveform Distortion of UWB Pulse through Reflection from a Smooth Surface. 4th IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, 2008. ICCSC 2008. March 26-28 2008.
- Manikas, A. (2008). PCM and PSTN. Compact lecture notes on Communication Theory. Imperial College London, Department of Electrical and Electronic Engineering.
- Maps-gps-info (2009). GPS Tracking Systems. <http://www.maps-gps-info.com/gp-trkg.html> Geraadpleegd 16 mei 2009.
- Marrocco, G. (2008). Emerging Technologies for Radio Frequency Identification, Research Report RR-08-69, Dipartimento di Informatica Sistemi e Produzione, Universita di Roma Tor Vergata, section 1, Reader and Tag Technology.
- Mautz, R. (2009). Overview of current indoor positioning systems. *Journal Geodesy and Carthography*, volume 35 nr. 1 2009, blz. 18-22.
- Meikle, H. (2001). Modern radar systems. Chapter 1, The radar and its ground environment. Chapter 14, Performance. 1^e dr. Norwood: Artech House, Inc.
- Multispectral Solutions, Inc. (2009). <http://www.multispectral.com/> Geraadpleegd 23 mei 2009

- Naval Electrical Engineering Training Series (2009). Chapter 1 Radar Fundamentals, Basic Radar Concepts. http://www.tpub.com/content/neets/14190/css/14190_14.htm Geraadpleegd 18 mei 2009.
- Nejad, M.B., Niu, Y., Tenhunen, H. & Zheng, L.R. (2007). Design of a Digital Baseband Processor for UWB Transceiver on RFID Tag. 21st International Conference on Advanced Information networking and Applications Workshops, 2007, AINAW'07, 21-23 May 2007, volume 2, blz. 358-361.
- Nikitin, P.V. & Rao, K.V.S. (2008). Lab-VIEW based UHF RFID tag test and measurement systems. IEEE publication on 11 November 2008.
- Nikookar, H. & Prasad, R. (2009). Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communication. Chapter 2, UWB For Wireless Communications. Chapter 7.3, Multiband OFDM. Springer Science+Business Media B.V. 2009
- Nordic Semiconductors (2009). Datasheet van nRF24LE1 transceiver chip.
- Official Journal of the European Union no. L 312 of 11 November, 2006/771/EC (2006). COMMISSION DECISION of 9 November 2006 on harmonisation of the radio spectrum for use by short-range devices: 66 -68.
- Official Journal of the European Union no. L 55 of 23 February, 2007/131/EC (2007). COMMISSION DECISION of 21 February 2007 on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonized manner in the Community: 33 - 36.
- Official Journal of the European Union no. L 151 of 11 June, 2008/432/EC (2008). COMMISSION DECISION of 23 May 2008 amending Decision 2006/771/EC on harmonisation of the radio spectrum for use by short-range devices: 49-54, 2008.
- OTA Training (2006) RFID+exam cram. Published May 16, 2006 by Pearson Certification. Part of the Exam Cram 2 series.
- Pozar, D. P. (2005) Microwave Engineering. 3e druk. John Wiley & Sons, Inc.
- Rao, K.V.S. An Overview of Backscattered Radio Frequency Identification Systems. Intermec Technologies Corporation, 3 Skyline Drive, Hawthorne, NY -1 0532, USA.
- Rappaport, T. (2001). Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd Edition. Cloth
- RFID Journal (2006). RFID News by Mary Catherine O'Connor, 20 december 2006. UWB Vendor Announces Pure RFID Platform. <http://www.rfidjournal.com/article/articleview/2913/1/1/> Geraadpleegd 23 mei 2009.
- RFID Journal (2009). RFID Glossary of Terms. <http://www.rfidjournal.com/glossary/129>. Geraadpleegd op 24 mei 2009.
- RFID Journal (2009). The Basics of RFID Technology. <http://www.rfidjournal.com/article/view/1337/1/129> Geraadpleegd 23 mei 2009.

Literatuur

- RFIDJournal (2009). Get Started. <http://www.rfidjournal.com/article/gettingstarted>.
Geraadpleegd 7 Mei 2009.
- Rosu, I. (2009). PIFA – Plane Inverted F Antenne.
http://www.qsl.net/va3iul/Antenne/PIFA/PIFA_Planar_Inverted_F_Antenne.pdf
Geraadpleegd 31 mei 2009.
- Schantz, H.G. (2003). Introduction to ultra-wideband antennas. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, November 16-19 2003, blz 1-9.
- Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks (2009). Health Effects of Exposure to EMF: 13-36.
- Tatar, F. (2006). Ultrasound 3D Positioning System for Surgical Instruments. Chapter 4, Distance detection using ultrasound. Delft: Sieca Repro.
- Time Domain (2009). <http://www.timedomain.com/> Geraadpleegd 23 mei 2009.
- Tipler, P.A. & Mosca, G. (2004). Physics for scientists and engineers, Edition: 5, illustrated. Gepubliceerd door W.H. Freeman.
- Ubisense (2009). <http://www.ubisense.net/index.php> Geraadpleegd 23 mei 2009.
- Waite, A.D. (2002). Sonar for Practising Engineers. Chapter 1, Sound. Chapter 8, Passive Sonar. Chapter 9, Active Sonar. 3^e dr. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd.
- Want, R. (2006a). RFID explained: a primer on radio frequency identification technologies. Gepubliceerd door Morgan & Claypool Publishers.
- Want,R. (2006b). An introduction to RFID technology. IEEE Cs and IEEE ComSoc.
- Watson, D.W. & Wright, H.E. (1971). Radio Direction Finding, blz. 1-32. London: Van Nostrand Reinhold Company Ltd.
- Weinstein, R.(2005). RFID: A technical overview and its applications to enterprise. IEEE Computer Society.
- Wittneben, A. (2008). Lab course Low Frequency RFID Systems. Swiss Federal Institute of Technology Zurich.

Bijlage 1: Evaluatieverslag ChildFinderproject

Het project, dat wij hadden gekozen, heet 'Where is my baby'. Dit project stond onder begeleiding van Dr. I.E. Lager. In dit project moesten we een systeem ontwerpen, en als er tijd was een prototype, waarmee een kind buiten een bepaalde straal van de moeder op een drukke strand gevonden kon worden. Hierbij hoefde alleen de richting van het kind weergegeven te worden. Het product dat we moesten ontwikkelen hebben wij vervolgens de ChildFinder genoemd. De theorie voor de richtingsbepaling werd uitgelegd, en het concept leek niet moeilijk. Dr. Lager had ook enkele PhD-studenten aan ons toegewezen, waarbij we terecht konden voor vragen.

De ChildFinder was het grootste project dat we tot nu toe hebben gedaan. Hierbij hebben wij gezien/geleerd wat de methodiek moest zijn om het zo makkelijk mogelijk te kunnen maken. Bijvoorbeeld in het begin van het project hebben we heel veel literatuur onderzoek gedaan en heel veel nieuwe dingen geleerd. Maar we hadden op dat moment niets opgeschreven, omdat we niet wisten wat nuttig voor de thesis zou zijn. Daarom moest we achteraf alweer nog een kleine literatuur onderzoek maken tijdens het schrijven van de thesis.

De theorie die nodig was om dit probleem op te lossen, hebben wij grotendeels in de afgelopen 3 jaar gekregen. Deze theorie was echter vrij abstract voor ons, en we konden de link tussen alle vakken niet altijd even goed zien. Tijdens het project Childfinder hebben wij alle losstaande theorie bij elkaar toegevoegd en gebruikt voor de oplossing. In dit aspect was ChildFinder een heel nuttig project.

Een andere belangrijke toegevoegde waarde van het ChildFinderproject was de praktijkervaring die wij hebben opgedaan tijdens implementatie van de concept demonstrator. Bij het opzoeken van de componenten hebben wij "geleerd" hoe wij datasheets moesten lezen, namelijk op welke punten we extra moeten letten. Tijdens de realisatie van de concept demonstrator zijn wij op veel praktische problemen gestuit die je nooit ziet in een boek. Bij de oplossingen van deze problemen was de begeleiding van Paul Hakkaart onmisbaar voor ons.

De praktijkervaring was niet alleen een belangrijk aspect dat wij in het project hebben opgedaan, maar ontbreken van deze praktijkervaring was in dit project ook het grootste probleem. In de afgelopen 3 jaar wel voldoende theorie hebben gekregen om het probleem op papier uit te werken, maar de praktijkervaring ontbreekt heel erg. We wisten niet wat voor soort hardware we moesten zoeken voor het project. Het was een beetje gissen in het donker welke componenten we nodig hadden. Ook de PhD-studenten wisten dit niet. Hiermee hadden we veel tijd in gestoken.

Ook wisten we aan het begin van het project niet welke kant we opmoesten. Er werd ons verteld dat we kant-en-klare producten moesten gebruiken, maar voor de toepassing voor de ChildFinder konden we geen geschikte producten vinden, of de producten waren ver boven het budget. We wisten wel dat we bij de presentaties wel hardware moesten laten zien, maar omdat we geen geschikte producten konden vinden, wisten we niet op welke manier. Hier zaten we een lange tijd vast. De eerste maand hebben we dan ook volledig gebruikt voor literatuuronderzoek en onderzoek naar mogelijke producten en componenten voor de ChildFinder. Uiteindelijk waren we wel op een oplossing gekomen, maar toen begon de tijd al te dringen. Om een product af te

leveren is de lengte van het bachelorproject zeker te kort. Het begrijpen en oriënteren in de goede richting voor het project nam ontzettend veel tijd in beslag.

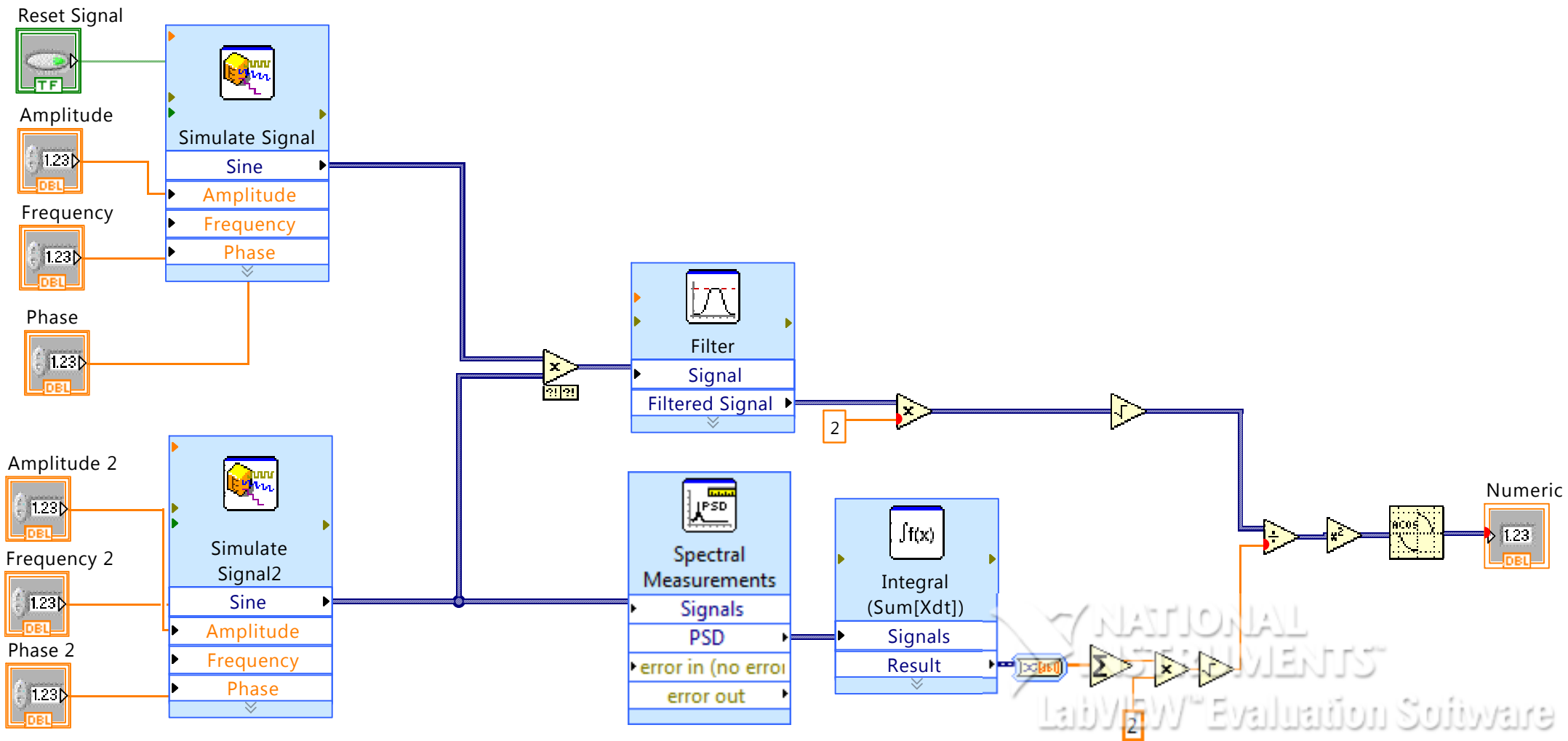
Het ChildFinder hardwareproject hebben wij met z'n tweeën gedaan. In groepswork is het heel belangrijk dat de groepsleden elkaar aanvullen. Bij ons is het prima gegaan. Na elk stuk geschreven tekst hebben we de stukken van elkaar gelezen en daarop feedback gegeven, en als het nodig was dingen toegevoegd.

In gehele projectgroep kon samenwerking beter. Nadat de taken in het project goed waren verdeeld, begon elk groepje afzonderlijk te werken. Wij hadden een werkruimte van Dr. Lager gekregen, maar één groepje was daar bijna nooit aanwezig. Eén van de belangrijkste redenen daarvoor was dat de werkruimte slechts één computer had, en iedereen een laptop mee moest nemen. Hierdoor wilden sommige groepsleden niet constant in de werkruimte aan de slag gaan, en sommigen hadden geen laptop. Het groepsgevoel was voor een deel niet echt aanwezig. Ook omdat één groepje telkens afzonderlijk werkte, konden de andere groepsleden geen feedback op hun onderdelen geven of erbij helpen. Hierdoor liep dat groepje op sommige punten niet erg synchron. Wat beter was geweest, was als de hele groep elke dag aan het begin en eind bij elkaar zou moeten komen om te vergaderen. Dan kon er feedback worden gegeven op alle dingen die waren gedaan of nog moesten gebeuren. Ook zou dit het groepsgevoel verbeteren.

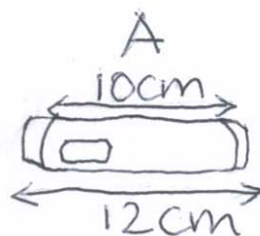
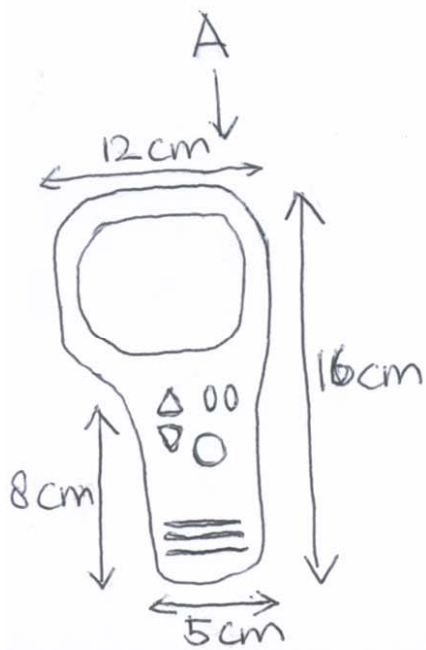
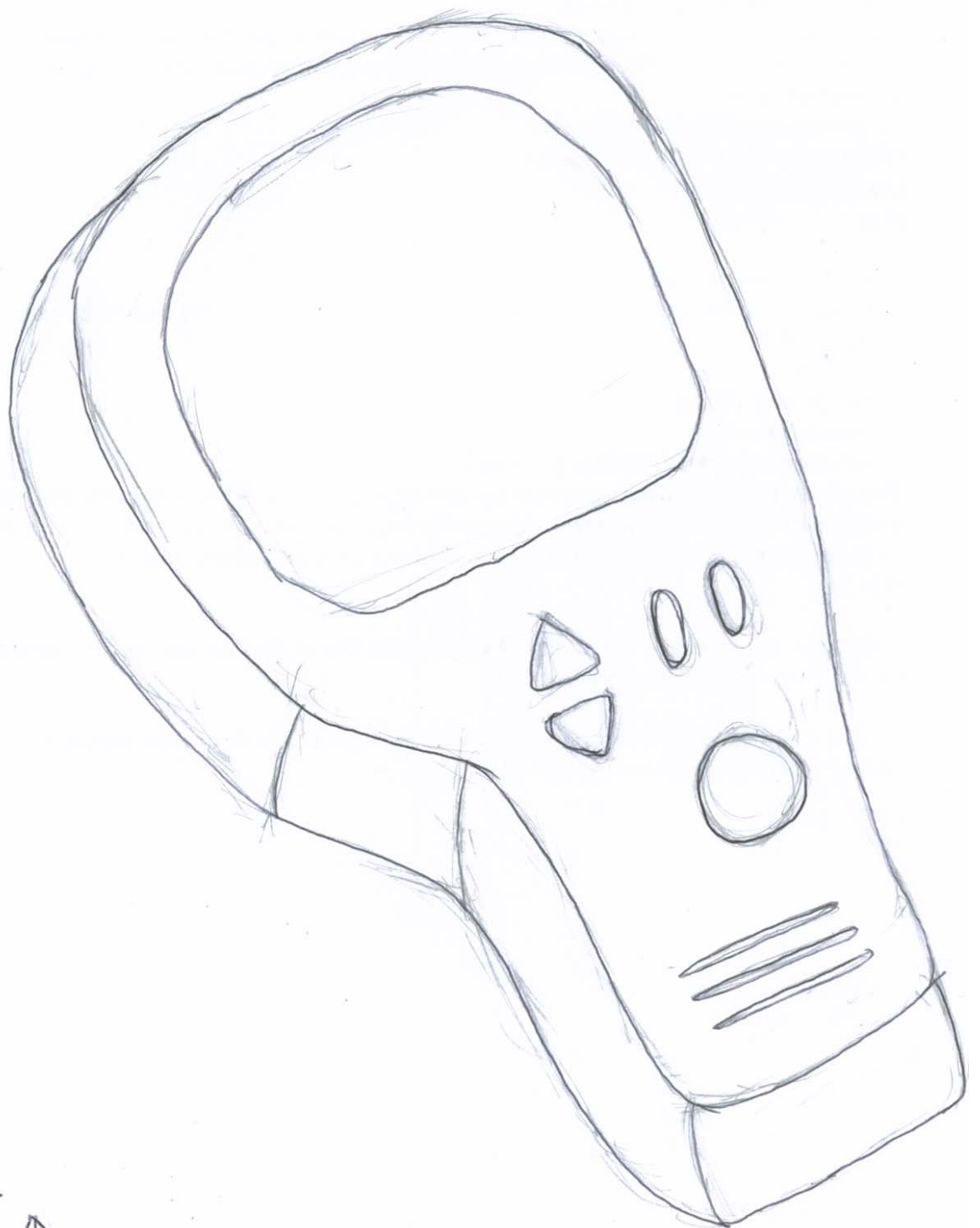
Ten slotte valt er nog aan toe te voegen dat alle docenten, PhD-studenten en medewerkers van de TU Delft erg behulpzaam waren. Wanneer wij naar hen toe gingen voor hulp, probeerden zij ons altijd te helpen, of met een mogelijke oplossing voor ons gestelde probleem te komen. Zij waren allemaal erg vriendelijk, en we konden zonder problemen telkens weer om hun hulp vragen.

In het project konden sommige dingen beter lopen. Wanneer we terugkijken, hebben we veel tijd verspild bij het oriënteren in de goede richting voor het project en de keuze van hardwarecomponenten. Ook kon de samenwerking als gehele groep veel beter. Desondanks hebben we veel geleerd in het project en zeer veel praktijkervaring opgedaan. Mochten we meer tijd en geld in dit project hebben, dan zouden we een daadwerkelijk prototype van de ChildFinder neer kunnen zetten.

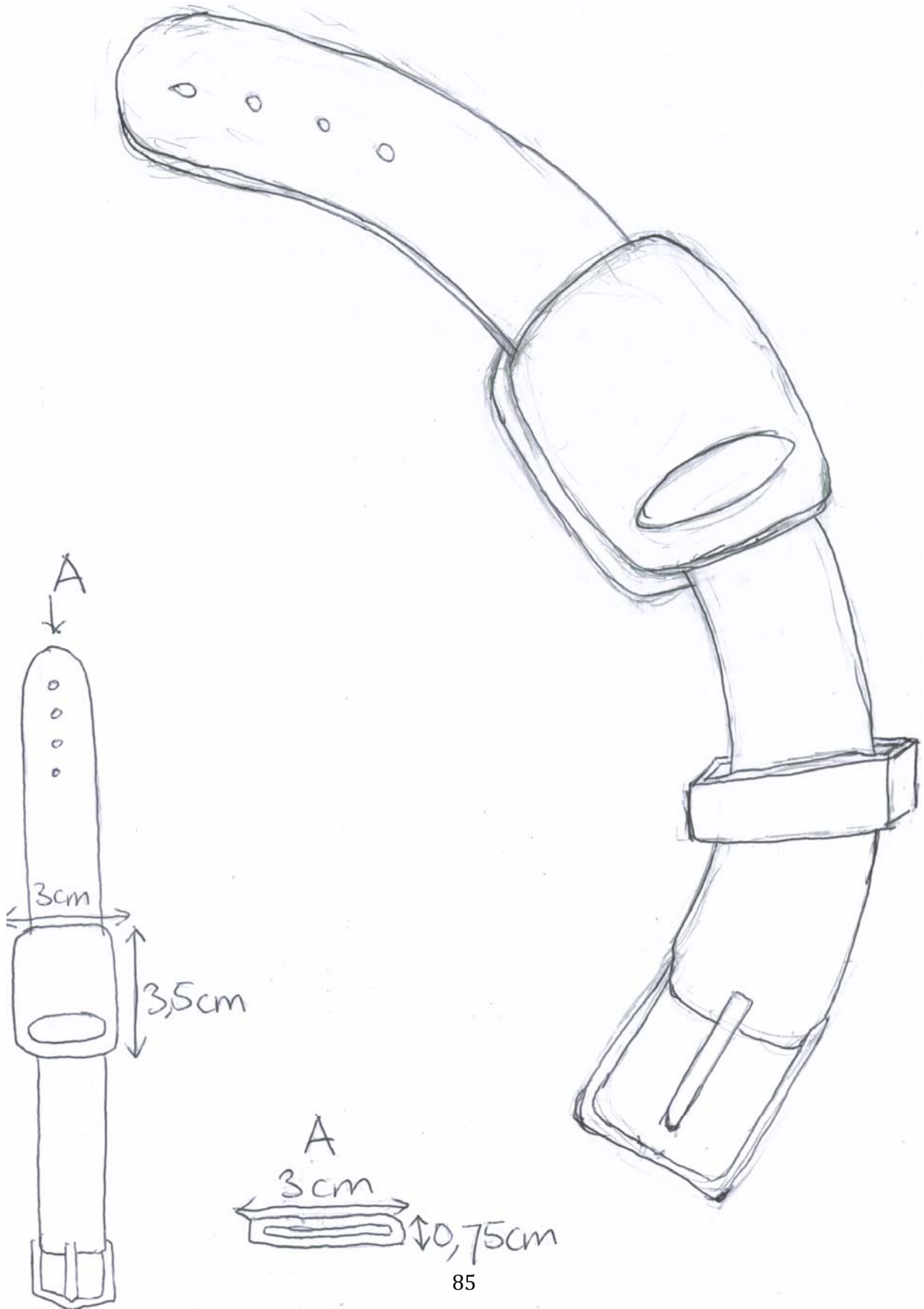
Bijlage 2: Blokschema LABVIEW simpel conceptontwerp



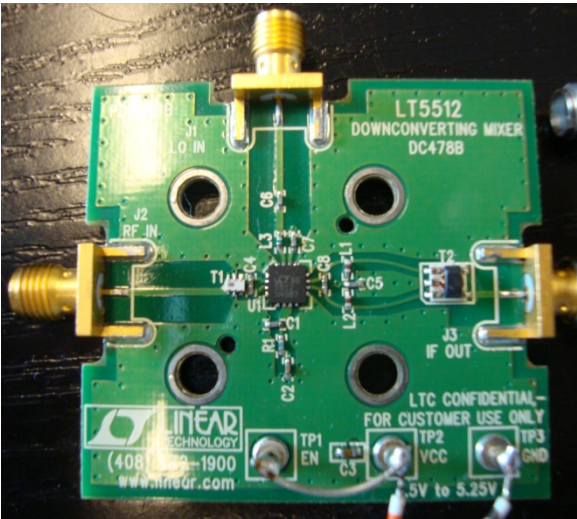
Bijlage 3: Ontwerp behuizing ChildFinder interrogator



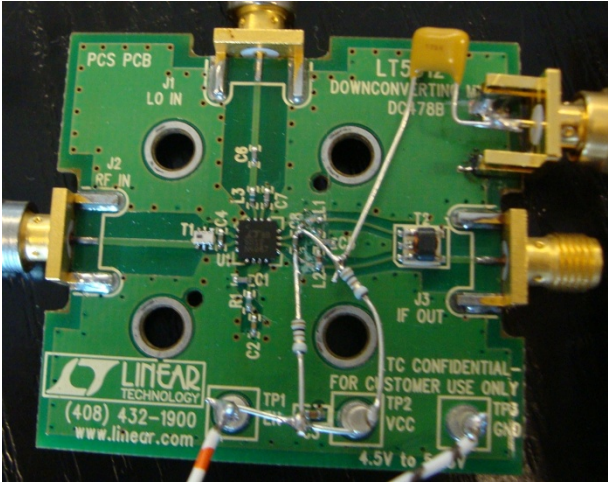
Bijlage 4: Ontwerp behuizing ChildFinder tag



Bijlage 5: Weergave componenten concept demonstrator



Figuur B5.1: De ongemodificeerde DC478B



Figuur B5.2: De gemodificeerde DC478B



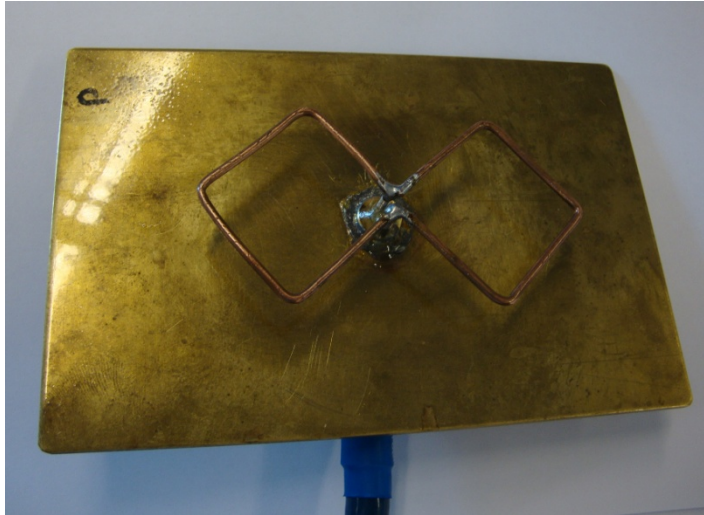
Figuur B5.3: Tektronix 2215 Oscilloscope



Figuur B5.4: Marconi Instruments 2024 Signal Generator



Figuur B5.5: Hewlett Packard 8341B Synthesized Sweeper



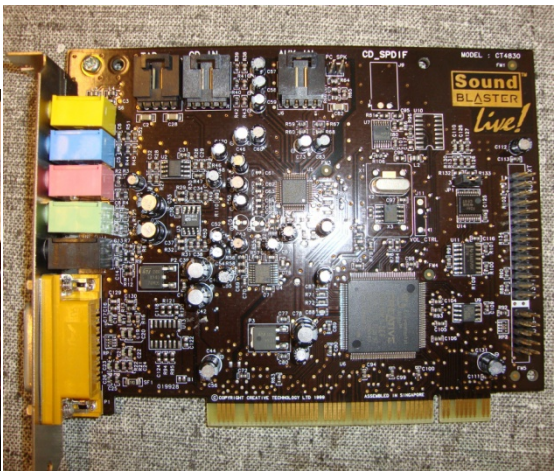
Figuur B5.6: Bi-Quad antenne



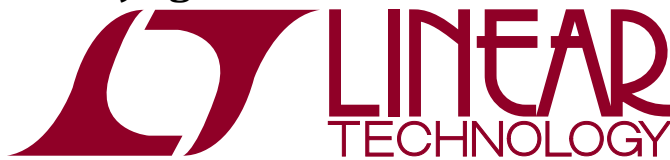
Figuur B5.7: Monopoolantenne



Figuur B5.8: Farnell Stabilised Power Supply



Figuur B5.9: Creative Labs Soundblaster Live! Value



FEATURES

- Broadband RF, LO and IF Operation
- High Input IP3: >20dBm from 30MHz to 900MHz
+17dBm at 1900MHz
- Typical Conversion Gain: 1dB
- SSB Noise Figure: 11dB at 900MHz
14dB at 1900MHz
- Integrated LO Buffer: Insensitive to LO Drive Level
- Single-Ended or Differential LO Drive
- High LO-RF Isolation
- Enable Function
- 4.5V to 5.25V Supply Voltage Range
- 4mm × 4mm QFN Package

APPLICATIONS

- HF/VHF/UHF Mixer
- Cellular/PCS/UMTS Infrastructure
- High Linearity Mixer Applications
- ISM Band Receivers
- Wireless Medical Telemetry System (WMTS)

DESCRIPTION

The LT[®]5512 is an active double-balanced mixer IC, optimized for high linearity HF, VHF and UHF applications. The IC includes an integrated LO buffer amplifier to drive the mixer and an RF buffer amplifier for improved LO-RF isolation. Internal bias circuits eliminate the need for precision external resistors and allow the device to be powered-down using the enable control (EN) pin.

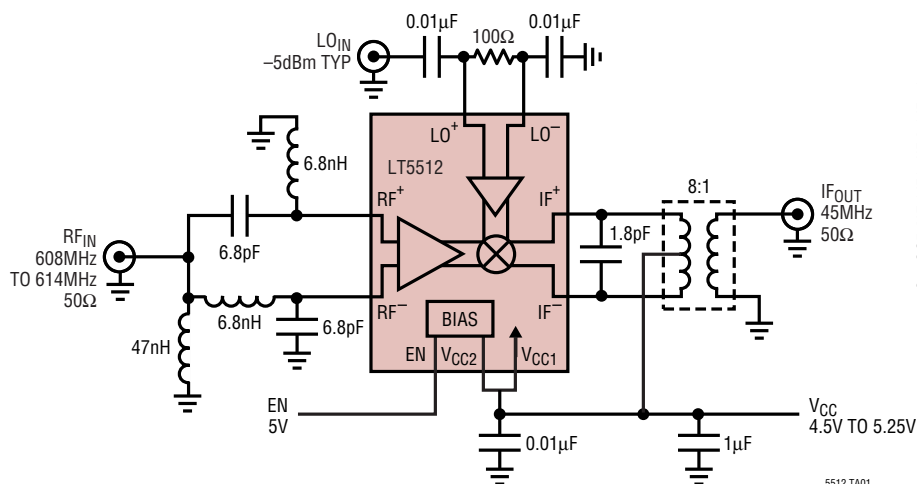
The externally matched RF and IF ports allow the mixer to be used at very low frequencies, below 1MHz or up to 3GHz. The differential LO input is designed for single-ended or a differential input drive.

The LT5512 is a high-linearity alternative to passive diode mixers. Unlike passive mixers, which have conversion loss and require high LO drive levels, the LT5512 delivers conversion gain and requires significantly lower LO drive levels.

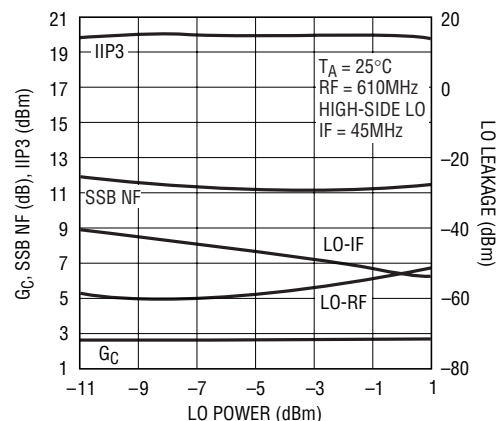
LT[®], LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

TYPICAL APPLICATION

High Signal-Level Downmixer for 600MHz Wireless Medical Telemetry System



Conv Gain, IIP3, NF and LO Leakage vs LO Power



5512 TA01a

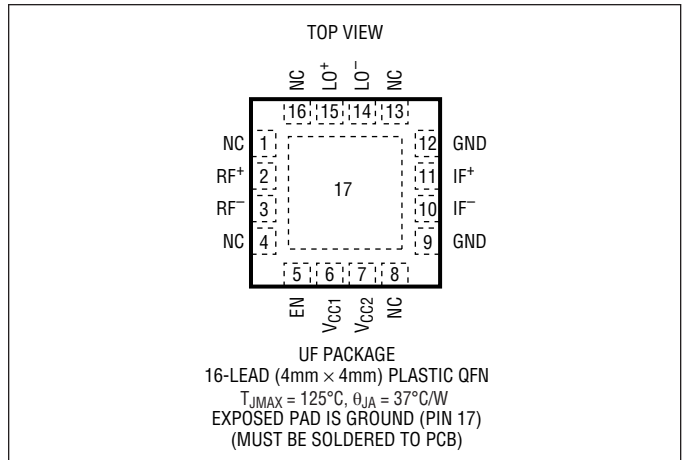
5512 TA01

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage (V_{CC1} , V_{CC2} , IF^+ , IF^-).....	5.5V
Enable Voltage	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
LO^+ to LO^- Differential Voltage	$\pm 1.5V$
..... (+6dBm equivalent)	
RF^+ to RF^- Differential Voltage	$\pm 0.7V$
..... (+11dBm equivalent)	
Operating Temperature Range	-40°C to 85°C
Storage Temperature Range.....	-65°C to 125°C
Junction Temperature (T_J)	125°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION



ORDER PART NUMBER	PART MARKING
LT5512EUF	5512
Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: http://www.linear.com/leadfree/	

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Test Circuit Shown in Figure 2) $V_{CC} = 5V$, $EN = High$,

$T_A = 25^\circ C$ (Note 3), unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Enable (EN) Low = Off, High = On					
Turn On Time			3		μS
Turn Off Time			13		μS
Input Current	$V_{ENABLE} = 5V$		50		μA
Enable = High (On)		3			V
Enable = Low (Off)				0.3	V
Power Supply Requirements (V_{CC})					
Supply Voltage		4.5		5.25	V
Supply Current			56	74	mA
Shutdown Current	$EN = Low$			100	μA

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RF Input Frequency Range	Requires Appropriate Matching		0.001 to 3000		MHz
LO Input Frequency Range	Requires Appropriate Matching		0.001 to 3000		MHz
IF Output Frequency Range	Requires Appropriate Matching		0.001 to 2000		MHz
LO Input Power	1kHz to 1700MHz (Resistive Match) 1200MHz to 3000MHz (Reactive Match)	-11 -18	-5 -10	1 -2	dBm dBm

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Downmixer Applications: (Test Circuits Shown in Figures 1 and 2)

$V_{CC} = 5V$, $EN = High$, $T_A = 25^{\circ}C$, $P_{RF} = -10dBm$ ($-10dBm/$ tone for two-tone IIP3 tests, $\Delta f = 200kHz$), High-Side LO at $-5dBm$ for 45MHz, 140MHz and 450MHz tests, Low-Side LO at $-10dBm$ for 900MHz, 1900MHz and 2450MHz tests, unless otherwise noted. (Note 2, 3 and 4)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Conversion Gain	RF = 45MHz, IF = 2MHz		1		dB
	RF = 140MHz, IF = 10MHz		2		dB
	RF = 450MHz, IF = 70MHz		1.1		dB
	RF = 900MHz, IF = 170MHz		0		dB
	RF = 1900MHz, IF = 170MHz	-1	1		dB
	RF = 2450MHz, IF = 240MHz		2		dB
Conversion Gain vs Temperature	$T_A = -40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$, RF = 900MHz		-0.011		dB/ $^{\circ}C$
Input 3rd Order Intercept	RF = 45MHz, IF = 2MHz		20.4		dBm
	RF = 140MHz, IF = 10MHz		20.7		dBm
	RF = 450MHz, IF = 70MHz		21.3		dBm
	RF = 900MHz, IF = 170MHz		21		dBm
	RF = 1900MHz, IF = 170MHz		17		dBm
	RF = 2450MHz, IF = 240MHz		13		dBm
Single-Sideband Noise Figure	RF = 140MHz, IF = 10MHz		10.3		dB
	RF = 450MHz, IF = 70MHz		10.3		dB
	RF = 900MHz, IF = 170MHz		11		dB
	RF = 1900MHz, IF = 170MHz		14		dB
	RF = 2450MHz, IF = 240MHz		13.4		dB
LO to RF Leakage	$f_{LO} = 250kHz$ to 700MHz (Figure 1)		≤ -63		dBm
	$f_{LO} = 700MHz$ to 2500MHz (Figure 2)		≤ -50		dBm
LO to IF Leakage	$f_{LO} = 250kHz$ to 500MHz (Figure 1)		≤ -35		dBm
	$f_{LO} = 500MHz$ to 1250MHz (Figure 1)		≤ -40		dBm
	$f_{LO} = 700MHz$ to 1500MHz (Figure 2)		≤ -45		dBm
	$f_{LO} = 1500MHz$ to 1950MHz (Figure 2)		≤ -40		dBm
	$f_{LO} = 1950MHz$ to 2500MHz (Figure 2)		≤ -32		dBm
RF to LO Isolation	$f_{RF} = 250kHz$ to 800MHz (Figure 1)		>61		dB
	$f_{RF} = 700MHz$ to 1200MHz (Figure 2)		>49		dB
	$f_{RF} = 1200MHz$ to 1700MHz (Figure 2)		>46		dB
	$f_{RF} = 1700MHz$ to 2500MHz (Figure 2)		>43		dB
2RF-2LO Output Spurious Product ($f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}/2$)	900MHz: $f_{RF} = 815MHz$ at $-12dBm$, $f_{IF} = 170MHz$		-66		dBc
	1900MHz: $f_{RF} = 1815MHz$ at $-12dBm$, $f_{IF} = 170MHz$		-59		dBc
3RF-3LO Output Spurious Product ($f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}/3$)	900MHz: $f_{RF} = 786.67MHz$ at $-12dBm$, $f_{IF} = 170MHz$		-83		dBc
	1900MHz: $f_{RF} = 1786.67MHz$ at $-12dBm$, $f_{IF} = 170MHz$		-58		dBc
Input 1dB Compression	RF = 10MHz to 500MHz (Figure 1)		10.5		dBm
	RF = 900MHz (Figure 2)		10.1		dBm
	RF = 1900MHz (Figure 2)		6.2		dBm

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: 45MHz, 140MHz and 450MHz performance measured on the test circuit shown in Figure 1. 900MHz, 1900MHz and 2450MHz performance measured on the test circuit shown in Figure 2.

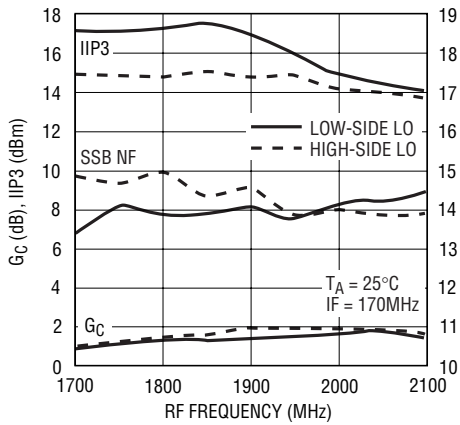
Note 3: Specifications over the $-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$ temperature range are assured by design, characterization and correlation with statistical process control.

Note 4: SSB Noise Figure measurements performed with a small-signal noise source and bandpass filter on RF input and no other RF signal applied.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (1900MHz Downmixer Application)

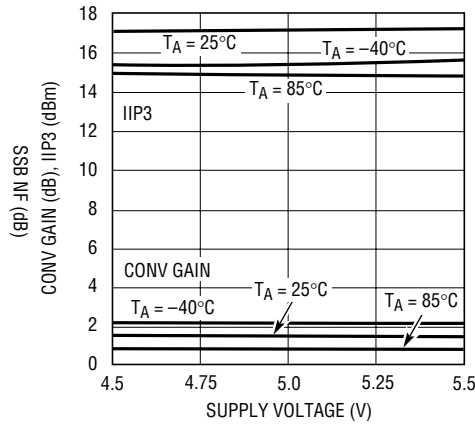
$V_{CC} = 5V$, EN = High, $T_A = 25^\circ C$, 1900MHz RF input matching, $P_{RF} = -10dBm$ (-10dBm/tone for 2-tone IIP3 tests, $\Delta f = 200kHz$), Low-Side LO, $P_{LO} = -10dBm$, IF output measured at 170MHz, unless otherwise noted. Test circuit shown in Figure 2.

Conv Gain, IIP3 and NF vs RF Frequency



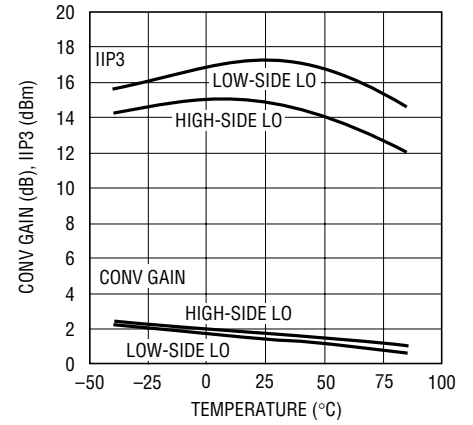
5512 G09

Conv Gain and IIP3 vs Supply Voltage



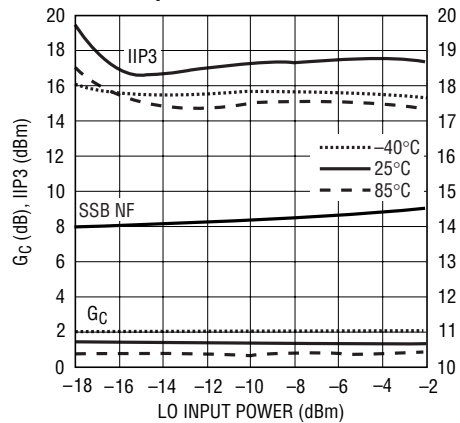
5512 G10

Conv Gain and IIP3 vs Temperature
RF = 1900MHz, IF = 170MHz



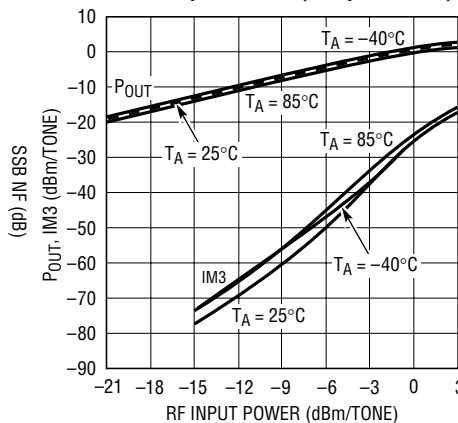
5512 G11

Conv Gain, IIP3 and NF vs LO Input Power



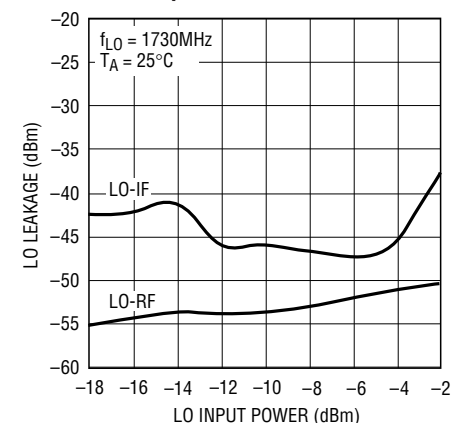
5512 G12

Output IF Power and Output IM3 vs RF Input Power (2 Input Tones)



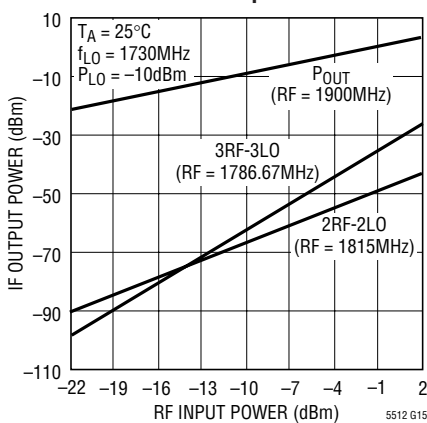
5512 G13

LO-IF and LO-RF Leakage vs LO Input Power



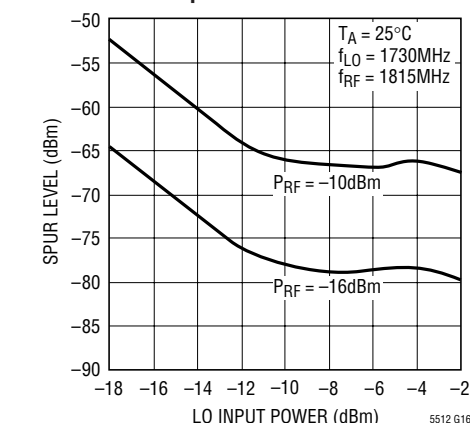
5512 G14

IF Output Power, 2RF-2LO and 3RF-3LO vs RF Input Power



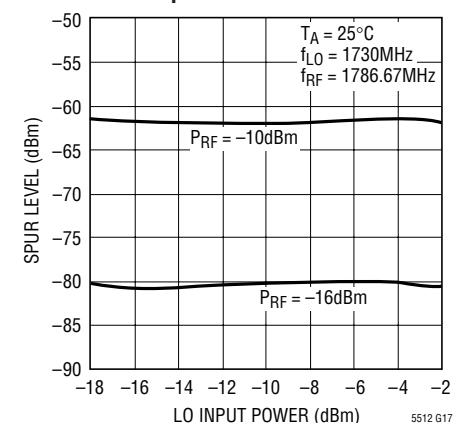
5512 G15

2RF-2LO (Half-IF) Spur Level vs LO Input Power



5512 G16

3RF-3LO Spur Level vs LO Input Power



5512 G17

PIN FUNCTIONS

NC (Pins 1, 4, 8, 13, 16): Not connected internally. These pins should be grounded on the circuit board for improved LO to RF and LO to IF isolation.

RF⁺, RF⁻ (Pins 2, 3): Differential Inputs for the RF Signal. These pins must be driven with a differential signal. Each pin must be connected to a DC ground capable of sinking 15mA (30mA total). This DC bias return can be accomplished through the center-tap of a balun, or with shunt inductors. An impedance transformation is required to match the RF input to 50Ω (or 75Ω).

EN (Pin 5): Enable Pin. When the input voltage is higher than 3V, the mixer circuits supplied through Pins 6, 7, 10, and 11 are enabled. When the input voltage is less than 0.3V, all circuits are disabled. Typical enable pin input current is 50μA for EN = 5V and 0μA when EN = 0V.

V_{CC1} (Pin 6): Power Supply Pin for the LO Buffer Circuits. Typical current consumption is 22mA. This pin should be externally connected to the other V_{CC} pins, and decoupled with 0.01μF and 1μF capacitors.

V_{CC2} (Pin 7): Power Supply Pin for the Bias Circuits. Typical current consumption is 4mA. This pin should be

externally connected to the other V_{CC} pins, and decoupled with 0.01μF and 1μF capacitors.

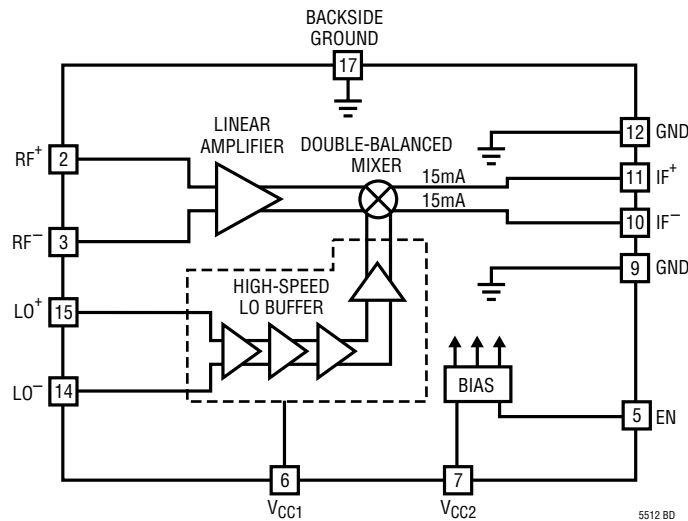
GND (Pins 9 and 12): Ground. These pins are internally connected to the backside ground for better isolation. They should be connected to RF ground on the circuit board, although they are not intended to replace the primary grounding through the backside contact of the package.

IF⁻, IF⁺ (Pins 10, 11): Differential Outputs for the IF Signal. An impedance transformation may be required to match the outputs. These pins must be connected to V_{CC} through impedance matching inductors, RF chokes or a transformer center-tap.

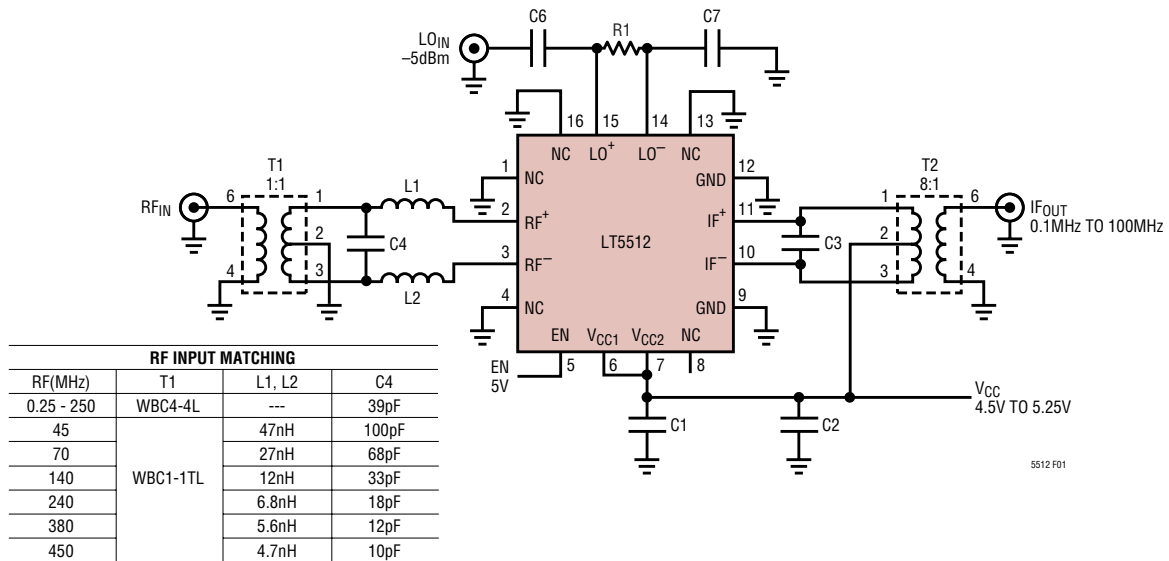
LO⁻, LO⁺ (Pins 14, 15): Differential Inputs for the Local Oscillator Signal. They can also be driven single-ended by connecting one to an RF ground through a DC blocking capacitor. These pins are internally biased to 2V; thus, DC blocking capacitors are required. An impedance transformation or matching resistor is required to match the LO input to 50Ω (or 75Ω).

GROUND (Pin 17): (Backside Contact): Circuit Ground Return for the Entire IC. This must be soldered to the printed circuit board ground plane.

BLOCK DIAGRAM

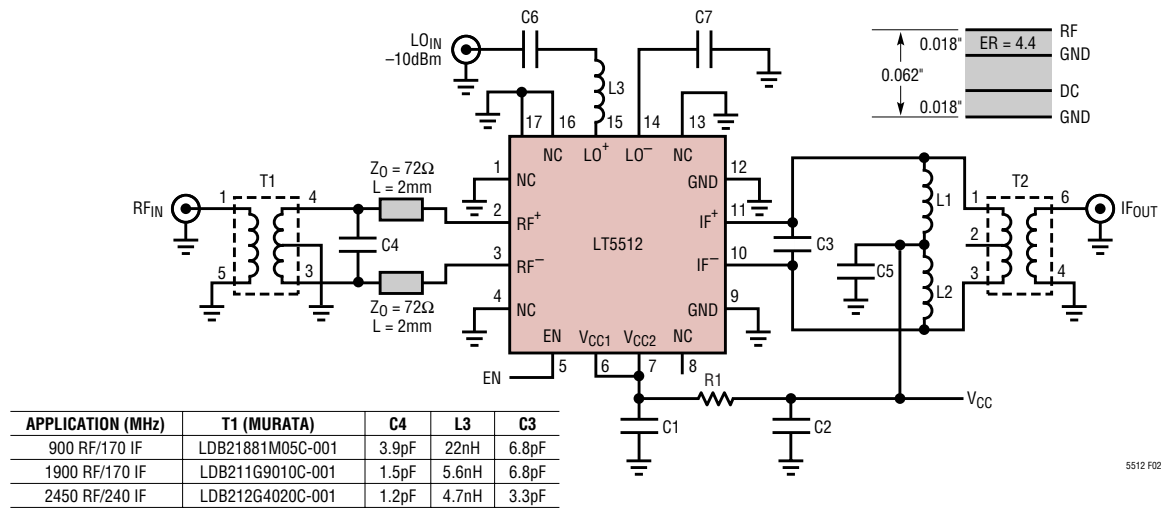


TEST CIRCUITS



REF DES	VALUE	SIZE	PART NUMBER	REF DES	VALUE	SIZE	PART NUMBER
R1	100Ω	0402	AAC CR05-101J	C4	See Table	0402	AVX 0402
C1, C6, C7	0.01μF	0402	AVX 04023C103JAT	L1, L2	See Table	0402	Toko LL1005-FH
C2	1μF	0603	AVX 0603ZD105KAT	T1	1:1		Coilcraft WBC1-1TL
C3	1.8pF	0402	AVX 04025A1R8BAT	T2	8:1		Mini-Circuits TC8-1

Figure 1. Test Schematic for HF/VHF/UHF Downmixer Applications



REF DES	VALUE	SIZE	PART NUMBER	REF DES	VALUE	SIZE	PART NUMBER
C5, C6, C7	100pF	0402	Murata GRP1555C1H101J	L1, L2	47nH	0402	Coilcraft 0402CS-47NX
C1	0.01μF	0402	Murata GRP155R71C103K	L3	See Table	0402	Toko LL1005-FH
C2	1.0μF	0603	Taiyo Yuden LMK107F105ZA	R1	10	0402	
C4	See Table	0402	Murata GRP1555C	T1	See Table		Murata LDB21 Series
C3	See Table	0402	Murata GRP1555C	T2	8:1		Mini-Circuits TC8-1

Figure 2. Test Schematic for 900MHz to 2.5GHz Downmixer Applications

APPLICATIONS INFORMATION

The LT5512 consists of a double-balanced mixer, RF buffer amplifier, high-speed limiting LO buffer and bias/enable circuits. The differential RF, LO and IF ports require simple external matching which allows the mixer to be used at very low frequencies, below 1MHz, or up to 3GHz. Low side or high side LO injection can be used.

Two evaluation circuits are available. The HF/VHF/UHF evaluation circuit is shown in Figure 1 and the 900MHz to 2.5GHz evaluation circuit is shown in Figure 2. The corresponding demo board layouts are shown in Figures 10 and 11, respectively.

RF Input Port

A simplified schematic of the differential RF input is shown in Figure 3, with the associated external impedance matching elements for a 450MHz application. Each RF input requires a low resistance DC return to ground

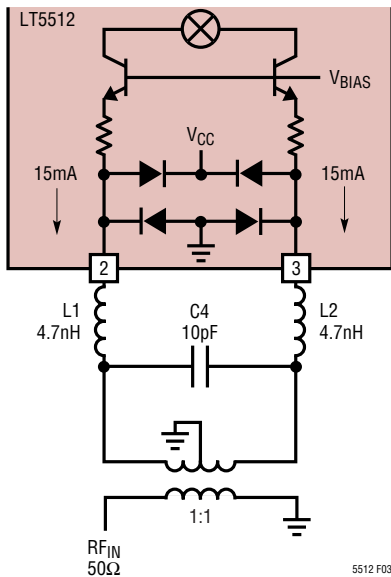


Figure 3. RF Input with External Matching for a 450MHz Application

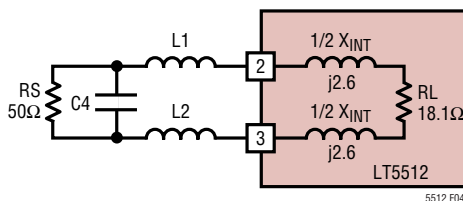


Figure 4. 450MHz RF Input Matching

capable of sinking 15mA. This can be accomplished with the center-tap of a balun as shown in Figure 3, or with bias chokes connected from Pins 2 and 3 to ground, if a differential RF input signal is available. The value of the bias chokes should be high enough to avoid reducing the input impedance at the frequency of interest.

Table 1 lists the differential input impedance and differential reflection coefficient between Pins 2 and 3 for several common RF frequencies. As shown in Figures 3 and 4, low-pass impedance matching is used to transform the differential input impedance up to the desired value for the balun input. The following example shows how to design the low-pass impedance transformation network for the RF input.

From Table 1, the differential input impedance at 450MHz is $18.1 + j5.2$. As shown in Figure 4, the 5.2Ω reactance is split, with one half on each side of the 18.1Ω load resistor. The matching network will consist of additional inductance in series with the internal inductance and a capacitor in parallel with the desired 50Ω source impedance. The capacitance (C4) and inductance are calculated as follows.

$$Q = \sqrt{(R_S / R_L) - 1} = \sqrt{(50 / 18.1) - 1} = 1.328$$

$$C4 = \frac{Q}{\omega R_S} = \frac{1.328}{2\pi \cdot 450\text{MHz} \cdot 50} = 9.4\text{pF (use 10pF)}$$

$$L1, L2 = \frac{R_L \cdot Q}{2\omega} = \frac{18.1 \cdot 1.328}{2 \cdot 2\pi \cdot 450\text{MHz}} = 4.2\text{nH (use 4.7nH)}$$

Table 1. RF Input Differential Impedance

Frequency (MHz)	Differential Input Impedance	Differential S11	
		Mag	Angle
10	$18.2 + j0.14$	0.467	179.6
44	$18 + j0.26$	0.470	178.6
240	$18.1 + j2.8$	0.471	172.6
450	$18.1 + j5.2$	0.473	166.3
950	$18.7 + j11.3$	0.479	150.8
1900	$20.6 + j22.8$	0.503	124.3
2150	$21.4 + j26.5$	0.512	116.9
2450	$22.5 + j30.5$	0.522	109.2
2700	$24.1 + j34.7$	0.530	101.7

5512fa

APPLICATIONS INFORMATION

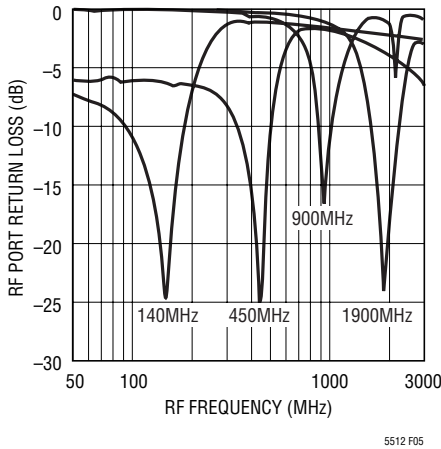


Figure 5. RF Input Return Loss (140MHz, 450MHz, 900MHz and 1900MHz Matching)

At high frequencies (greater than 900MHz), this same matching technique is used, but it is important to consider the IC's input reactance when calculating the external inductance. As shown in Figure 2, the high-frequency evaluation board uses short (2mm) 72Ω microstrip lines to realize the required inductance, instead of chip inductors.

External matching values for several frequencies, ranging from 45MHz to 2.45GHz are shown in Figures 1 and 2. Measured RF input return losses are plotted in Figure 5.

LO Input Port

The LO buffer amplifier consists of high-speed limiting differential amplifiers, designed to drive the mixer quad for high linearity. The LO⁺ and LO⁻ pins are designed for differential or single-ended drive. Both LO pins are internally biased to 2V_{DC}.

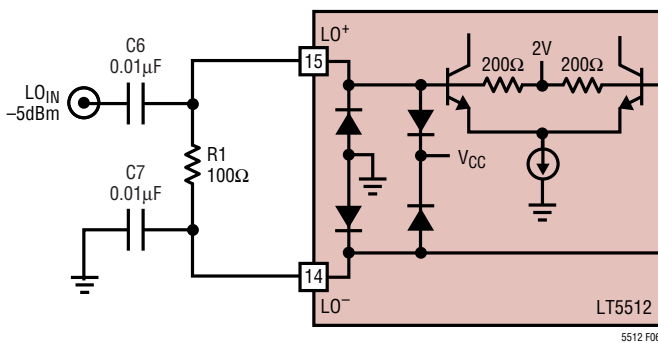


Figure 6. LO Input with Resistive Matching

Table 2. LO Input Differential Impedance

Frequency (MHz)	Differential Input Impedance	Differential S11	
		Mag	Angle
750	263 + j172	0.766	-10.2
1000	213 + j178	0.760	-13.4
1250	175 + j173	0.752	-16.6
1500	146 + j164	0.743	-19.8
1750	125 + j153	0.733	-22.8
2000	108 + j142	0.722	-25.8
2250	95 + j131	0.709	-28.9
2500	86 + j122	0.695	-31.8
2750	78 + j133	0.68	-34.6

A simplified schematic of the LO input is shown in Figure 6 with simple resistive matching and DC blocking capacitors. This is the preferred matching for LO frequencies below 1.5GHz. The internal (DC) resistance is 400Ω. The required LO drive at the IC is 150mV_{RMS} (typical) which can come from a 50Ω source, or a higher impedance source such as PECL. The external matching resistor is required only to reduce the amplitude of the LO signal at the IC, although the input stage will tolerate 10dB of overdrive without significant performance degradation. Resistive LO port matching is used on the low-frequency evaluation board (see Figure 1).

Above 1.5GHz, the internal capacitance becomes significant and reactive matching to 50Ω with a single series inductor and DC blocking capacitors is preferred. A schematic is shown in Figure 7. Table 2 lists the differential input

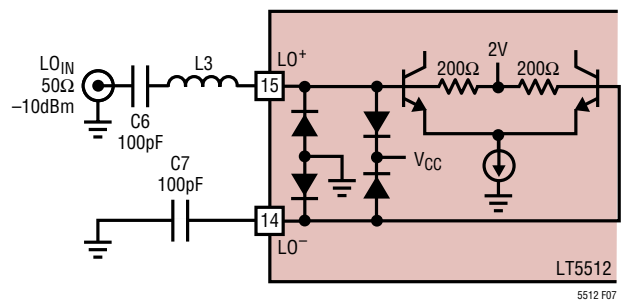


Figure 7. LO Input with Reactive Matching

APPLICATIONS INFORMATION

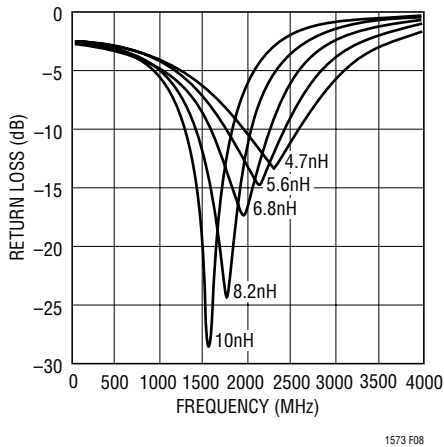


Figure 8. Single-Ended LO Port Return Loss vs Frequency for Various Values of L3

impedance and differential reflection coefficient between the LO⁺ and LO⁻ pins. This information can be used to compute the value of the series matching inductor, L3. Alternatively, Figure 8 shows measured LO input return loss versus frequency for various values of L3. Reactive LO port matching is used on the high-frequency evaluation board (see Figure 2).

IF Output Port

The differential IF outputs, IF⁺ and IF⁻, are internally connected to the collectors of the mixer switching transistors as shown in Figure 9. These outputs should be combined externally through an RF balun or 180° hybrid to achieve optimum performance. Both pins must be biased at the supply voltage, which can be applied through matching inductors (see Figure 2), or through the center-tap of an output transformer (see Figure 1). These pins are protected with ESD diodes; the diodes allow peak AC signal swing up to 1.3V above V_{CC}.

As shown in Table 3, the IF output differential impedance is approximately 390Ω in parallel with 0.44pF. A simple band-pass IF matching network suitable for wireless applications is shown in Figure 9. Here, L1, L2 and C3 set the desired IF output frequency. The 390Ω differential output can then be applied directly to a differential filter, or an 8:1 balun for impedance transformation down to 50Ω. To achieve maximum linearity, C3 should be located as

close as possible to the IF⁺/IF⁻ pins. Even small amounts of inductance in series with C3 (such as through a via) can significantly degrade IIP3. The value of C3 should be reduced by the value of internal capacitance (see Table 3). This matching network is simple and offers good selectivity for narrow band IF applications.

For IF frequencies below 100MHz, the simplest IF matching technique is an 8:1 transformer connected across the IF pins as shown in Figure 1. DC bias to the IF⁺ and IF⁻ pins is provided through the transformer's center-tap. A small value IF capacitor (C3) improves the LO-IF leakage and attenuates the undesired image frequency. No inductors are required.

Table 3. IF Output Differential Impedance (Parallel Equivalent)

Frequency (MHz)	Differential Output Impedance	Differential S11	
		Mag	Angle
10	396 -j10k	0.766	0
70	394 -j5445	0.775	-1.1
170	393 -j2112	0.774	-2.8
240	392 -j1507	0.773	-3.9
450	387 -j798	0.772	-7.3
750	377 -j478	0.768	-12.2
860	371 -j416	0.766	-14.0
1000	363 -j359	0.762	-16.2
1250	363 -j295	0.764	-19.6
1500	346 -j244	0.756	-23.6
1900	317 -j192	0.743	-29.9

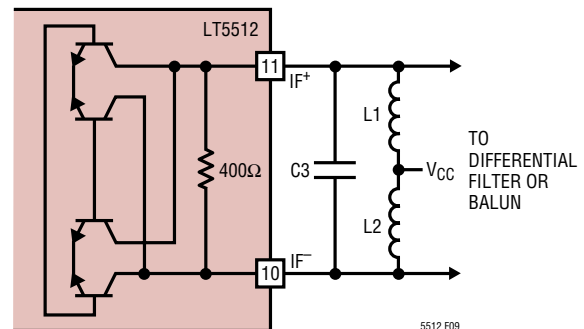


Figure 9. IF Output Equivalent Circuit with Band-Pass Matching Elements



DC478B DEMO BOARD QUICK START GUIDE

Description:

The DC478B demo circuit board is intended to demonstrate the capabilities of the LT5512 downconverting mixer IC for 1900MHz wireless infrastructure applications.

The LT[®]5512 (Figure 1) is a broadband high signal level mixer IC optimized for high linearity downconverter applications including wireless and cable infrastructure. The IC includes a differential LO buffer driving a double-balanced mixer. An integrated RF amplifier improves LO-RF isolation and eliminates the need for precision external bias resistors.

The LT5512 is a high-linearity alternative to passive diode mixers. Unlike passive mixers, which have conversion loss and require high LO drive level, the LT5512 delivers conversion gain and requires significantly lower LO drive levels.

The DC478B demo board downconverts 1700MHz-2100MHz RF input to 170MHz IF output. LO injection can be either high-side or low-side, ranging from 1500MHz to 2300MHz.

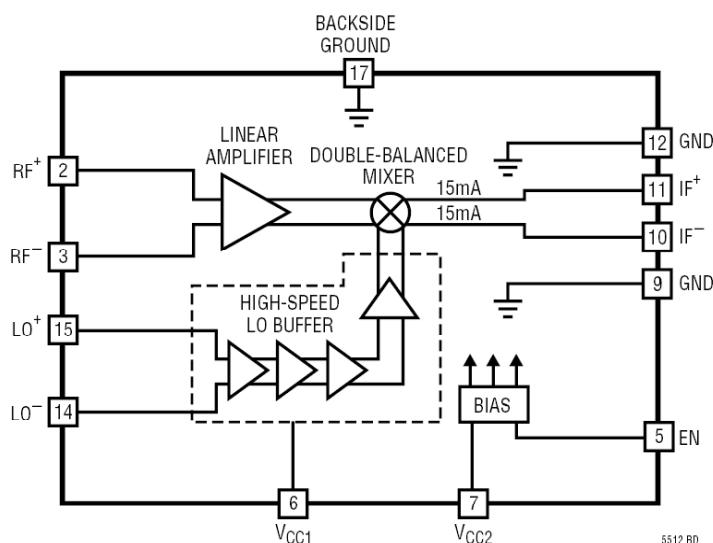


Figure 1. LT5512 IC Block Diagram

LT5512 Downconverting Mixer Single-Tone Measurements for 1900 MHz Band.

1. Connect all test equipment as shown in Figure 2.
2. Set the Power Supply output voltage to 5V, and set the current limit to 100mA.
3. Connect TP1 (EN) to the 5V power supply. Mixer is in ENABLE mode.
4. Set the Signal Generator #1 to provide a 1730MHz, -10dBm, CW signal to the demo board LOin port.
5. Set the Signal Generator #2 to provide a 1900MHz, -10dBm, CW signal to the demo board RFIn port.
6. Set the Spectrum Analyzer's center frequency to 170MHz. Perform mixer conversion gain, and 1dB compression measurements.
7. Set the Spectrum Analyzer's center frequency to 1730MHz. Perform mixer LO to IF leakage measurement.

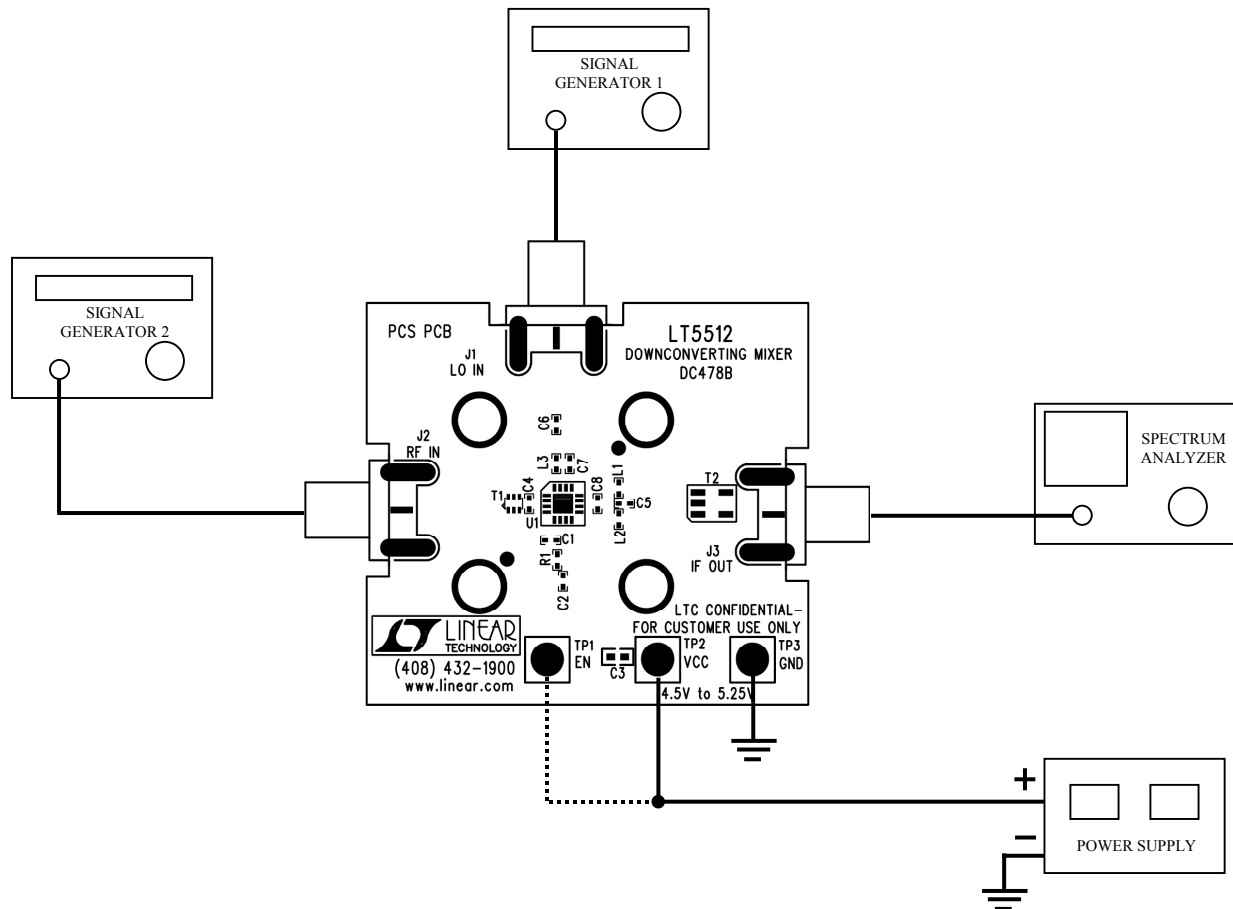


Figure 2. Test Set-Up for Mixer Single-Tone Measurements.

LT5512 Downconverting Mixer Two-Tone Measurements for 1900 MHz Band.

1. Connect all test equipment as shown in Figure 3.
 Note: 1). A high quality combiner that provides 50-ohm termination on all ports and has good port-to-port isolation should be used.
 2). The two 3dB attenuators on the inputs of the combiner are used to further improve source isolation.
2. Set the Power Supply output voltage to 5V, and set the current limit to 100mA.
3. Connect TP1 (EN) to the 5V power supply. Mixer is in ENABLE mode.
4. Set the Signal Generator #1 to provide a 1730MHz, -10dBm, CW signal to the demo board LOin port.
5. Set the Signal Generator #2 and #3 to provide two -10dBm CW signals to the demo board RFIn port—one at 1899.9MHz, and the other at 1900.1MHz.
6. Set the Spectrum Analyzer's center frequency to 170MHz. Perform input 3rd order distortion measurement. (IIP3 = $P_1 + (P_1 - P_3) / 2 - G_c$, where P_1 is the lowest power level of the two desired output tones at either 169.9MHz or 170.1MHz, P_3 is the largest 3rd order product at either 169.7MHz or 170.3MHz, and G_c is conversion gain. P_1 and P_3 are in units of dBm, and G_c is in dB.)

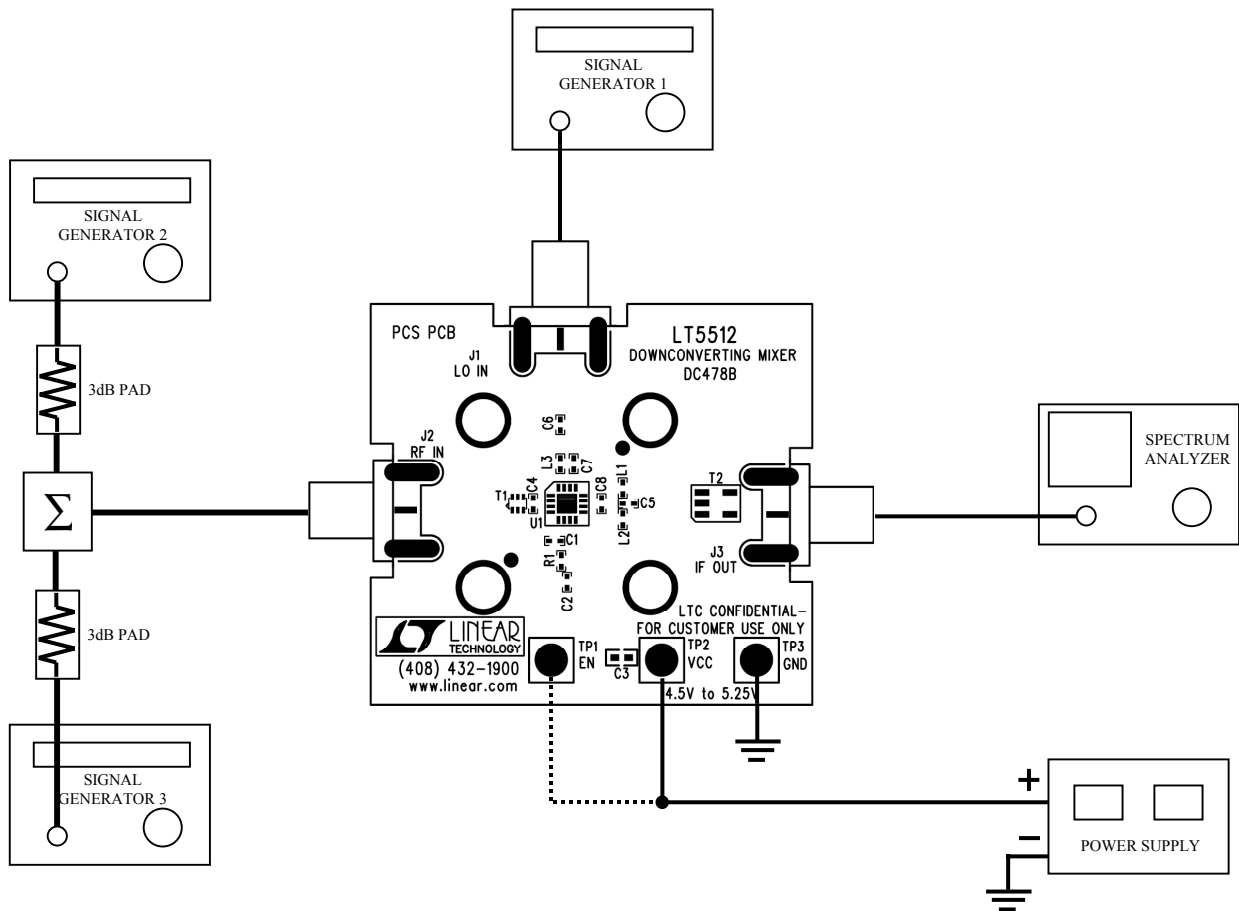


Figure 3. Test Set-Up for Mixer Two-Tone Measurements.