



Indoor rangingsysteem op FPGA gebaseerd op Time Difference of Arrival en Code Division Multiple Access met ultrasone transducers als basis voor een indoor lokalisatiesysteem

David Van Bavegem

Promotors: Prof. An Braeken
Prof. Abdellah Touhafi
Begeleider: Laurent Segers

Masterproef ingediend voor het behalen van de graad van Master in de Industriële Wetenschappen: Elektronica – ICT: Ingebedde Systemen

Academiejaar 2014-2015



Abstract

In deze masterproef worden de mogelijkheden nagegaan om een FPGA-gebaseerd indoor lokalisatiesysteem te ontwikkelen via het principe Time Difference of Arrival met Code Division Multiple Access. Hierbij wordt er getracht om de beschikbare FPGA-hardware zo optimaal mogelijk te benutten om de modulator/demodulator op een ingebed platform te implementeren. Het systeem bestaat uit enkele zenders en een ontvanger. Elke zender zendt een unieke code uit, die de ontvanger toelaat de zenders te identificeren. Langs de ontvangstzijde zal het inkomend signaal ingelezen worden m.b.v. een analoog-naar-digitaal converter (ADC). Vervolgens zal een correlator het signaal vergelijken met enkele codes van zenders die men verwacht te ontvangen. Door het tijdsverschil tussen het zenden en het ontvangen te meten, kan de afstand tussen beide berekend worden. Voor de schaalbaarheid van het systeem wordt er bepaald welke componenten de meeste hardware in beslag nemen. Het hardwareverbruik heeft dan ook een essentiële rol en bepaalt hoeveel zenders er simultaan gedecodeerd kunnen worden. Resultaten tonen aan dat het mogelijk is om de afstand tot 4 zenders te bepalen met één FPGA-platform. Hierbij blijft het FPGA-verbruik onder de 30%. Er zijn zowel afstandsmetingen gebeurd met één zender en één ontvanger (single access), als met twee zenders en één ontvanger (multiple access). De afstand tussen elke zender en ontvanger wordt realtime bepaald. Voor single access zijn er metingen uitgevoerd van 0 cm tot 17,20 m. Er werd berekend dat de maximale theoretische nauwkeurigheid gelijk is aan 3,43 mm. De metingen bevestigen dit met een nauwkeurigheid die onder ongeveer 1 cm blijft. Voor de multiple access metingen wordt in het interval tussen 1,6 m en 8 m een nauwkeurigheid gehaald van 2 à 3 cm. Bij de metingen onder 1,6 m en boven 8 m zal enkel de dichtstbijzijnde zender herkend worden. Dit is te wijten aan het gekende near-far probleem. Dit systeem is momenteel geschikt als indoor rangingsysteem en kan als basis dienen voor een indoor lokalisatiesysteem mits enkele uitbreidingen.

Résumé

Dans cette thèse, les possibilités pour développer un système de localisation intérieure sont examinées. Le système est implémenté sur un FPGA d'après le principe de Time Difference of Arrival avec Code Division Multiple Access. Une tentative est faite pour utiliser les capacités disponibles de l'FPGA de manière optimale pour implémenter le modulateur/démodulateur sur une plate-forme embarquée. Le système est constitué de plusieurs émetteurs et d'un récepteur à ultrasons. Chaque émetteur émet un signal ultrasonique modulé d'après une séquence unique, propre à chaque émetteur. Grâce à cette séquence, le récepteur est capable de distinguer chaque émetteur. Le récepteur converti d'abord le signal ultrasonique par le biais d'un convertisseur analogique-digital. Ensuite, ce signal sera comparé avec une liste de séquences prédéterminées. Quand il y a concordance, le temps de parcours du signal entre l'émetteur et le récepteur est calculé, lequel donne la distance entre les 2 unités. Le degré d'utilisation de l'FPGA joue un rôle essentiel dans l'extensibilité du système. Dans cette recherche, les composants occupants une grande partie des ressources de l'FPGA et le nombre d'émetteurs pouvant être décodés simultanément sont déterminés. Les résultats démontrent qu'il est possible de déterminer la distance par rapport à 4 émetteurs simultanés, et ce, en temps réel et avec une utilisation des ressources de l'FPGA restant inférieure à 30%. Des analyses sont conduites suivant 2 configurations. D'une part, le récepteur calcule la distance par rapport à un émetteur. D'autre part, le récepteur calcule la distance par rapport à 2 émetteurs simultanés. Dans la première configuration, le système démontre qu'il est possible de calculer la distance de 0 cm jusqu'à 17,20 m, avec une marge d'erreur de moins de 1 cm. Cette marge correspond à la marge théorique de 3,43 mm. Dans la seconde configuration, les analyses démontrent qu'il est possible de calculer la distance entre émetteurs et récepteur dans une zone de 1,6 m à 8 m, avec une marge d'erreur de l'ordre de 2 à 3 cm. En dehors de cette zone, seul l'émetteur le plus proche par rapport au récepteur est perçu. Cette limitation est plus connu sous le phénomène near-far. Le système proposé constitue la base pour un système de localisation intérieure.

Abstract

In this master thesis the possibilities are examined in order to develop an FPGA-based indoor localization system using Time Difference of Arrival (TDoA) with Code Division Multiple Access (CDMA). An attempt is made to utilize the available FPGA resources as optimally as possible to implement the modulator/demodulator on an embedded platform. The system consists of several transmitters and one receiver. Each transmitter emits an ultrasound modulated signal which contains a unique sequence. This unique sequence allows the receiver to distinguish several transmitters at the same time. The ultrasound signal is first converted into a digital signal by an analog-to-digital converter. Next, the signal is correlated against unique sequences expected by the receiver. By measuring the time difference between transmitting and receiving the ultrasound signal, the distance between the transmitter and receiver can be calculated. For the scalability of the system, the hardware utilization plays a key role. There is determined which components occupy the most hardware resources and how many transmitters simultaneously can be decoded by the receiver. Results show that it is possible to determine the distance up to 4 transmitters where the hardware consumption of the FPGA remains below 30%. Measurements are done in 2 topologies. There are measurements done with one transmitter and one receiver (single access). There are also measurements done with two transmitters and one receiver (multiple access). The distance between each transmitter and the receiver is determined in real-time. For single access, measurements are done with distances ranging up to 17.20 m. It was calculated that the maximum theoretical accuracy is 3.43 mm. The measurements confirm this with an accuracy which remains below 1 cm. For the multiple access part, an accuracy of 2 to 3 cm is achieved in the interval between 1.6 m and 8 m. By the measurements under 1.6 m and over 8 m the receiver is only able to recognize the nearest sender. The range in which both transmitters are recognized is limited by the near-far problem. This system is currently used as an indoor ranging system and provides the basis for an indoor location system.

Voorwoord

Het realiseren en het schrijven van deze masterproef was niet altijd eenvoudig. Dit werk is dan ook het resultaat van vele uren en dagen programmeren, testen, schrijven.. Desondanks was het zeker een boeiende ervaring en heb ik er veel van geleerd.

Graag zou ik mijn ouders, vrienden en iedereen die me op één of andere manier geholpen heeft, willen bedanken. Ik dank mijn promotoren Prof. An Braeken en Prof. Abdellah Touhafi voor hun kritisch inzicht en goede raad. Ook ing. Yannick Verbelen, ing. Sam De Winne en ing. Niek Blondeel wil ik bedanken. Bij hen kon ik steeds terecht met vragen en problemen. In het bijzonder wil ik nog ing. Laurent Segers bedanken. Zonder zijn kennis in het vakgebied was deze thesis nooit geworden wat hij nu is. Ook bij hem kon ik steeds terecht met vragen en problemen.

Inhoudsopgave

1	Literatuurstudie	11
1.1	Indoor lokalisatie technieken	11
1.1.1	Time of Arrival (ToA)	11
1.1.2	Time Difference of Arrival (TDoA)	12
1.1.3	Received Signal Strength Indication (RSSI)	14
1.1.4	Angle of Arrival (AoA)	14
1.1.5	Fingerprinting	15
1.2	Bestaande systemen	16
1.2.1	Active Bat	16
1.2.2	Cricket	17
1.2.3	Dolphin	17
1.2.4	Multiple access	17
1.3	Gerealiseerd onderzoek	18
1.3.1	RF-studie	18
1.3.2	Ultrasoon studie	19
2	Breedband ultrasoon	23
2.1	Code Division Multiple Access (CDMA)	23
2.2	Gold codes	24
2.3	DSSS en FHSS	26
3	Hardware	31
3.1	Breedband ultrasoon transducers	31
3.1.1	Piëzo-elektrische kristaltransducers	31
3.1.2	Piëzopolymeerfilm transducers	33
3.1.3	Elektrostatistische transducers	33
3.1.4	Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS)	34
3.2	Gebruikte transducers	35
3.3	Zender	36
3.4	Ontvanger	37
4	Implementatie op FPGA	41
4.1	CDMA over FSK	42

4.1.1	Modulator	42
4.1.2	ADC	43
4.1.3	FIR filter	43
4.1.4	Correlator	48
4.1.5	Maximum correlatie en communicatie	52
4.1.6	Verbruik	52
5	Metingen en resultaten	57
5.1	CDMA over FSK	57
5.1.1	Single access (3,3 V): methode 1	59
5.1.2	Single access (12 V): methode 1	63
5.1.3	Single access (3,3 V): methode 2	65
5.1.4	Single access (12 V): methode 2	69
5.1.5	Multiple access (3,3 V)	71
6	Conclusie en toekomstig werk	74

Lijst van afkortingen

ACK Acknowledgement

ADC Analooog Digitaal Converter

AoA Angle of Arrival

BFSK Binary Frequency-Shift Keying

BPSK Binary Phase-Shift Keying

BPSK Binary Phase-Shift Keying

BRAM BlockRAM

CDMA Code Division Multiple Access

CS Chip Select

CSMA/CA Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance

Dolphin Distributed Object Locating system for Physical space Inter Networking

DSP Digital Signal Processing

DSSS Direct-Sequence Spread Spectrum

FDATool Filter Design & Analysis Tool

FHSS Frequency Hopping Spread Spectrum

FIR Finite Impulse Response

FPGA Field-Programmable Gate Array

FSK Frequency-Shift Keying

IC Integrated Circuit

IIR Infinite Impulse Response

LFSR Lineair Feedback Shift Register

LUT Lookup Table

MEMS Micro-Electro-Mechanical Systems

ML Maximum-Length

MUX Multiplexer

Opamp Operational amplifier

PN Pseudo-Noise

PVDF Polyvinylidene Fluoride

RF Radio Frequency

RLC Resistor Inductor Capacitor

RSSI Received Signal Strength Indication

SCLK Serial Clock

SDATA Serial Data

SPI Serial Peripheral Interface

TDMA Time Division Multiple Access

TDoA Time Difference of Arrival

ToA Time of Arrival

TTL Transistor-Transistor Logic

UART Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

Inleiding

Situering

Global Positioning System (GPS) is een Amerikaans systeem en valt onder de categorie Global Navigation Satellite Systems (GNSS). Het voorziet zijn gebruikers van positie, navigatie en tijdsynchronisatie. Een indoor lokalisatiesysteem is de indoor variant van het Global Positioning System. Er wordt getracht om de locatie te bepalen van voorwerpen of mensen in een gebouw en dit zo nauwkeurig mogelijk. Indoor lokalisatie kent vele toepassingen. Dit kan gaan van een interactief museumbezoek waarbij positie-afhankelijke informatie gegeven wordt over de museumstukken of het volgen van patiënten in ziekenhuizen tot toepassingen met augmented reality.

Naast het Amerikaanse GPS, dat hoofdzakelijk in Europa en Amerika wordt gebruikt, bestaat ook de Russische variant GLONASS (Global Navigation Satellite System). Op termijn zullen het Europese Galileo (2019) en het Chinese BeiDou (2020) ook operationeel zijn en kunnen deze zich aansluiten bij de lijst van GNSS. De Amerikaanse variant bestaat uit minstens 24 satellieten die zich in 6 banen rond de aarde bewegen. Controlesystemen op aarde zorgen ervoor dat de verschillende satellieten in hun baan blijven. Elke satelliet zendt een uniek signaal uit. De satellieten zijn zo geplaatst dat het mogelijk is om op elk punt van de aardoppervlakte het signaal van 4 satellieten te ontvangen. Aan de hand van de ontvangen signalen kan een 3-dimensionale positie en tijd worden bepaald. Ondanks de grote afstand van 20200 km tussen de satellieten en de aardoppervlakte, is het toch mogelijk om een nauwkeurigheid van enkele meters te bereiken.

Probleem- en doelstelling

Helaas kan dit systeem niet gebruikt worden als indoor lokalisatiesysteem. De uitgezonden signalen zullen sterk of zelfs volledig gedempt worden door o.a. het dak en de muren van het gebouw. Het systeem eist dat de GPS-ontvangers en de satellieten elkaar kunnen “zien” (line of sight). Dit is echter niet mogelijk en om deze reden moet een alternatief systeem worden gebouwd om indoor lokalisatie te verwezelijken.

Er bestaan reeds enkele indoor lokalisatiesystemen. Hierbij wordt vaak gebruik gemaakt van ultrasone en/of radiofrequente signalen om de locatie te bepalen. De meeste van deze

systemen zijn gebaseerd op het principe Time Division Multiple Access (TDMA). Elke zender krijgt een tijdslot toegewezen waarin deze zijn signaal kan uitzenden. Bij dergelijke systemen moeten tijdschema's worden opgesteld met welke zender wanneer mag uitzenden. Dit is complex en vereist de synchronisatie tussen elke zender en ontvanger. Er is reeds aangetoond dat door Code Division Multiple Access (CDMA) te gebruiken het aantal positie-updates en de nauwkeurigheid van het systeem toeneemt. Verschillende zenders zenden hun signaal tegelijk uit op zodanige manier dat de ontvanger deze verschillende signalen nog van elkaar kan onderscheiden. Hierdoor vallen ook de tijdschema's (gedeeltelijk) weg.

In deze thesis wordt er verder gebouwd op "Implementatie van een testbed voor een Indoor Localisatie Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival met RF en ultrasoon transceivers" (2012) [7] [8] en "Realisatie van een ingebed Indoor Ranging Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival met ultrasone transducers" (2014) [9]. Er wordt getracht de voordelen van beide systemen te combineren en dit te implementeren via een FPGA (Field-Programmable Gate Array). Ook zullen de voor- en nadelen van CDMA onderzocht worden.

Deze masterproef is opgebouwd uit 5 hoofdstukken. In het eerste hoofdstuk worden de technieken besproken die indoor lokalisatie mogelijk maken. Enkele bestaande systemen worden bestudeerd en de verbeteringen die reeds voorgesteld zijn in de literatuur zullen besproken worden. In hoofdstuk 2 worden onder andere de eigenschappen van breedband ultrasoon en CDMA toegelicht. Ook zullen enkele modulatie technieken uitgelegd worden a.d.h.v. enkele grafieken. Het volgende hoofdstuk bevat uitleg over de verschillende transducers. De pro's en contra's van elke transducer zullen opgelijst worden. Op basis hiervan worden de transducers langs de zend- en ontvangstzijde gekozen. Verder in dit hoofdstuk wordt de overige hardware besproken. Hoofdstuk 4 bevat de FPGA-implementatie. Alle deelcomponenten van zowel de zender, als de ontvanger, worden gedetailleerd toegelicht. Een voorbeeld hiervan is de correlator die gebruikt is. Ook het verbruik qua FPGA-hardware zal opgemeten worden. Tot slot hoofdstuk 5 waarin de afstandsmetingen uitgevoerd worden. Zowel single access, als multiple access metingen worden uitgevoerd. Op basis van o.a. de metingen zullen er conclusies getrokken worden en wordt er aangehaald wat er in de toekomst nog kan verbeterd worden. De resultaten uit deze en de voorgaande masterproeven zullen uiteindelijk gebundeld worden in de paper "An Ultrasonic Multiple-Access Ranging Core Based on Frequency Shift Keying Towards Indoor Localization" [1].

Literatuurstudie

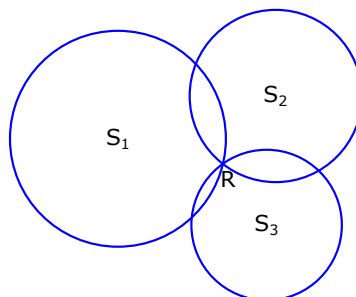
1.1 Indoor lokalisatie technieken

In de literatuur bestaan er reeds enkele meettechnieken die gebruikt kunnen worden voor indoor lokalisatie. Deze technieken zijn op te delen in de volgende categorieën: Time of Arrival (ToA), Time Difference of Arrival (TDoA), Received Signal Strength Indication (RSSI), Angle of Arrival (AoA) en fingerprinting.

Bij de technieken op basis van ToA, TDoA en RSSI zal de indoor lokalisatie gebeuren door eerst de afstand te meten tussen elke zender en ontvanger. Bij AoA is dit de uitzendhoek van elke zender. Vervolgens zal de indoor locatie berekend worden a.d.h.v. trilateratie, multilateratie of triangulatie. Fingerprinting zal eveneens de RSSIs meten, maar gebruikt nadien probabilistische en/of deterministische algoritmes om de indoor locatie te bepalen.

1.1.1 Time of Arrival (ToA)

Voor een afstandsbepaling met behulp van Time of Arrival maakt men gebruik van de propagatiesnelheid van een golf in een medium. De zender stuurt een signaal uit op een gekend tijdstip. De ontvanger weet wanneer de zender het signaal verzonden heeft en meet het tijdsverschil tussen het zenden en het ontvangen. Door dit tijdsverschil te vermenigvuldigen met de propagatiesnelheid wordt de afstand berekend.



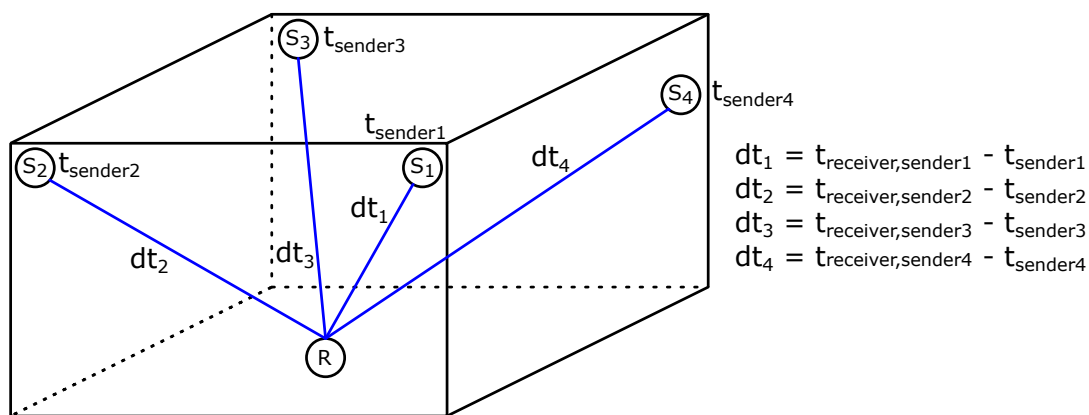
Figuur 1: 2D-trilateratie.

Vervolgens kan de positie bepaald worden d.m.v. trilateratie. Voor 2D-lokalisatie zijn 3 zenders voldoende, waarbij de zenders niet op één lijn gelegen zijn. De straal van een cirkel

in figuur 1 stelt de afstand voor tussen de desbetreffende zender en ontvanger. De positie van de ontvanger is het punt waar alle cirkels elkaar snijden.

3D-lokalisatie vereist een minimum van 4 zenders. In dit geval wordt de positie van de ontvanger niet bepaald door de intersectie van cirkels, maar vormen de mogelijke posities een bol rond de zender. Analooq aan 2D-positiebepaling zal bij 3D-positiebepaling het snijpunt van alle bollen de positie van de ontvanger bepalen.

De opstelling voor Time of Arrival wordt voorgesteld in figuur 2, met $t_{\text{sender1-4}}$ de tijdstippen waarop de signalen verzonden worden door de verschillende zenders en dt_{1-4} de tijdverschillen tussen het zenden en ontvangen.



Figuur 2: Opstelling Time of Arrival.

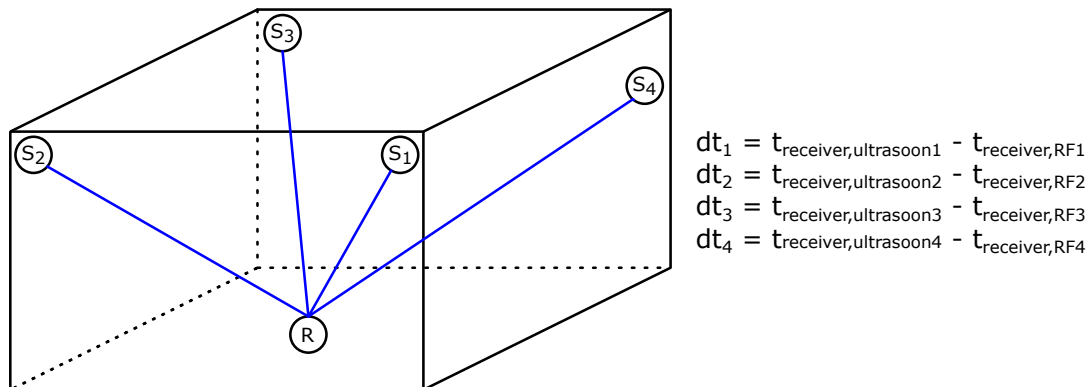
Het is reeds aangetoond dat het mogelijk is om met ToA een nauwkeurigheid van minder dan een centimeter te bereiken bij een afstand gaande van 2 tot 6 m [3]. Hierin wordt telkens een ultrasone puls uitgezonden door de zender voor een periode van 1 ms. Omdat er slechts één zender tegelijkertijd zendt, is het noodzakelijk om een tijdsschema bij te houden over welke zender er op welk tijdstip mag uitzenden. De methode vereist bovendien een volledige synchronisatie tussen elke zender en ontvanger [4].

1.1.2 Time Difference of Arrival (TDoA)

Bij Time of Arrival weet de ontvanger vaak niet wanneer de zender exact gestart is met zenden ($t_{\text{sender1-4}}$ zijn onbekend langs de ontvangerszijde). Om het probleem met de synchronisatie deels op te lossen wordt er bij Time Difference of Arrival telkens gewerkt met 2 signalen. Beide signalen hebben een andere propagatiesnelheid in hetzelfde medium. Indien het medium lucht is, dan wordt er typisch gewerkt met een RF-sigitaal en een ultrasoon sigitaal. Er wordt aangenomen dat het RF-sigitaal meteen aankomt, zodat dit sigitaal kan gebruikt worden als synchronisatie voor het ultrasone sigitaal. Het ultrasone sigitaal verplaatst zich met de geluidssnelheid. De ontvanger meet de aankomsttijd tussen

beide signalen en in combinatie met de propagatiesnelheden kan de afstand berekend worden. De positie kan ook hier bepaald worden d.m.v. trilateratie.

Dit is weergegeven in figuur 3. Er wordt om de beurt door de zenders S_{1-4} simultaan een RF-sigitaal en een ultrasoon sigitaal uitgezonden met $t_{\text{receiver,RF1-4}}$ de aankomsttijden van de RF-signalen en met $t_{\text{receiver,ultrasoon1-4}}$ de aankomsttijden van de ultrasone signalen bij de ontvanger R . De tijdsverschillen tussen beide signalen vormen dt_{1-4} . Op basis van deze tijdsverschillen kan de positie van de ontvanger bepaald worden.



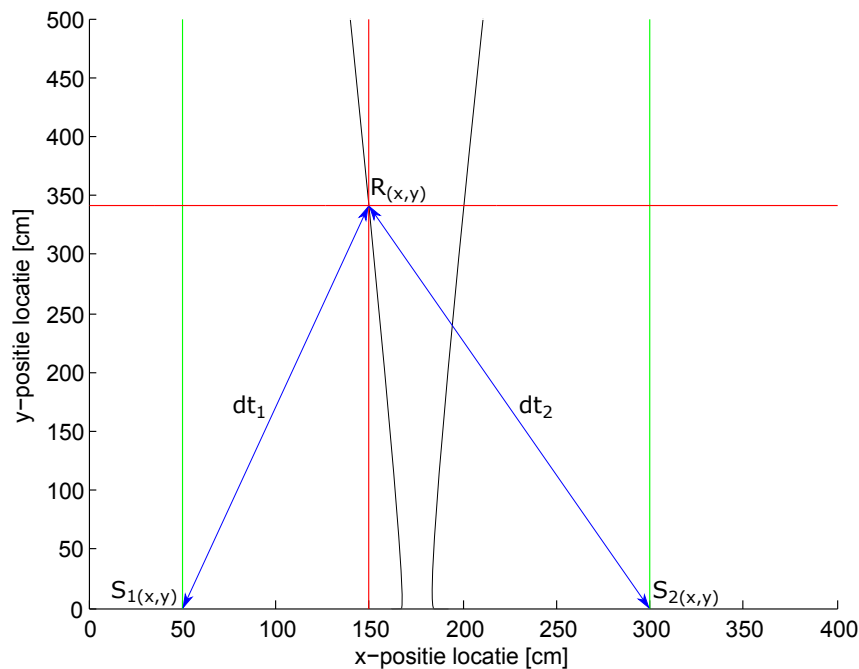
Figuur 3: Opstelling Time Difference of Arrival.

Er werd reeds aangetoond dat het mogelijk is om met deze techniek een nauwkeurigheid van enkele millimeters te bereiken tot een afstand van 5 m [7]. Ook in “Realisatie van een ingebed Indoor Ranging Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival met ultrasone transducers” is een nauwkeurigheid van 1,7 cm aangetoond [9]. Hierbij is het bereik beperkt tot 7 m.

Time Difference of Arrival is ook anders te interpreteren. De synchronisatie kan ook gebeuren op basis van de aankomsttijd van het eerste signaal. Als alle signalen tegelijkertijd verzonden worden bij alle zenders, dan zal eerst het signaal ontvangen worden van de zender die het dichtst gepositioneerd is bij de ontvanger. Vervolgens wordt het signaal ontvangen van de zender die het op-één-na dichtst gepositioneerd is bij de ontvanger. Op basis van deze tijdstippen kan het tijdsverschil bepaald worden. Aangezien de posities van de zenders gekend zijn, is het mogelijk om uiteindelijk de positie van de ontvanger te berekenen.

De simulatie in figuur 4 geeft dit weer. Hier zal de y-positie bepaald worden via multilateratie, het gaat hier dus om een afstandsmeting. Het tijdsverschil dt tussen beide ontvangen signalen is $500 \mu\text{s}$ ($dt = dt_2 - dt_1$). De y-positie van de ontvanger is dan te berekenen door dit tijdsverschil en de propagatiesnelheid van het geluid.

$S_{1(x,y)}$ en $S_{2(x,y)}$ zijn de zenders. De zwarte lijnen vormen een hyperbool die alle mogelijk posities voorstelt bij het desbetreffende tijdsverschil van $500 \mu\text{s}$. Omdat het hier gaat om een afstandsmeting, is de x-positie reeds gekend ($x = 150 \text{ cm}$). Dit heeft als gevolg dat er slechts



Figuur 4: Afstandsmeting m.b.v. multilateratie waarbij 2 zenders gelijktijdig zenden met een tijdsverschil van 500 μs .

één punt op de hyperbool overblijft. Dit punt komt overeen met de y-positie van de ontvanger $R_{(x,y)}$. Merk op dat de zenders zo geplaatst moeten worden, zodanig dat het tijdsverschil dt nooit gelijk wordt aan 0 seconden. In [2] wordt een VHDL-model voorgesteld waarbij het mogelijk is om via multilateratie de 3D-locatie van een mobiele ontvanger te bepalen m.b.v. 4 zenders. Dit model is ontworpen voor GPS-toepassingen en maakt gebruik van ToA, maar is mits wat aanpassingen ook bruikbaar voor indoor lokalisatie op basis van TDoA.

1.1.3 Received Signal Strength Indication (RSSI)

Bij RSSI zal de afstand tussen de zender en de ontvanger bepaald worden a.d.h.v. de ontvangen signaalsterkte. De signaalsterkte neemt kwadratisch af met de afstand en is onder andere afhankelijk van het zendvermogen, maar wordt ook sterk beïnvloed door het multipad-effect. Dit laatste zorgt voor een accuratesse tussen 1,5 en 2,0 m [5]. De metingen werden verricht in een kamer met afmetingen 5,5 m bij 8 m. In [6] wordt een systeem voorgesteld dat gebruik maakt van Bluetooth Low Energy RSSI. De metingen werden uitgevoerd in een ruimte van 8 m bij 12 m met hierin 3 zenders verspreid. Ook hier is de accuratesse ongeveer 1,5 m.

1.1.4 Angle of Arrival (AoA)

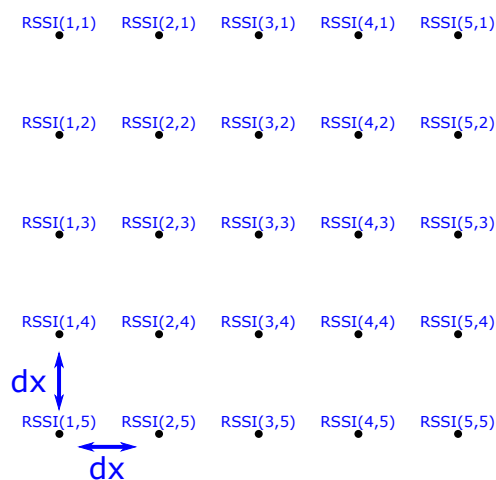
Bij Angle of Arrival tracht men de hoek te bepalen van het inkomend signaal. Een eerste methode om dit te realiseren is door gebruik te maken van een antenne-array. Verschillende

antennes ontvangen het signaal op een verschillend tijdstip en op basis van dit tijdsverschil kan de invalshoek berekend worden. Deze techniek heet triangulatie en maakt gebruik van Time Difference of Arrival (TDoA). Voor 2D-lokalisatie zijn 2 ontvangers met elk een één-dimensionale antenne-array voldoende. Voor 3D-lokalisatie zijn 2 ontvangers met elk een twee-dimensionale antenne-array voldoende. Een accuratesse van 62 cm is reeds aangetoond [15]. Hierbij werd een oppervlakte van 20 m bij 20 m gebruikt waarbij de vier vaste nodes aan de plafondshoeken werden bevestigd. De mobiele nodes werden verspreid in de binnenste oppervlakte van 10 m bij 10 m.

Een tweede methode maakt gebruik van een draaiende directionele antenne. Er zal getracht worden om de richting te bepalen waaruit het sterkste signaal ontvangen wordt. Het aantal assen waarrond de directionele antenne kan draaien, bepaalt de hoeveelheid ontvangers die nodig is. Via deze methode is het mogelijk om hoeken te meten met een nauwkeurigheid van gemiddeld 6° tot een afstand van 6 m [16]. Vervolgens kan de locatie van de zender bepaald worden door middel van triangulatie. De nauwkeurigheid is in dit geval vergelijkbaar met de nauwkeurigheid van RSSI (tussen 1,5 en 2,0 m) [5].

1.1.5 Fingerprinting

Bij fingerprinting zijn er 2 fases: de trainingsfase en de lokalisatiefase [12] [13]. Bij de eerste fase is het de bedoeling om een databank op te bouwen met verschillende fingerprints. Om dit te doen worden verschillende referentiepunten strategisch gekozen. Op al deze referentiepunten worden de signaalsterktes (RSSI) opgemeten bij verschillende ontvangers. Op basis van deze fingerprints in de databank wordt de meest waarschijnlijke locatie van de zender bepaald. Hiervoor wordt er gebruik gemaakt van deterministische of probabilistische algoritmes.



Figuur 5: Granulariteit bij fingerprinting.

Hoe fijner de granulariteit van de referentiepunten, hoe nauwkeuriger de lokalisatie te bepalen is. Dit heeft echter als nadeel dat de trainingsfase meer tijd in beslag neemt en dat

het aantal fingerprints in de databank toeneemt. In [11] is de invloed onderzocht van de granulariteit van de referentiepunten en de hoeveelheid ontvangers die noodzakelijk is. Dit wordt getest m.b.v. een grid waarbij dx varieert van 0,25 m tot 1,75 m, net zoals in figuur 5 met de volledige oppervlakte van het grid gelijk aan 4 m bij 4 m. Het blijkt dat een granulariteit van 1 m voldoende is en dat een hogere granulariteit slechts een beperkte hogere probabibiliteit oplevert. Er wordt ook aangetoond dat vanaf 5 ontvangers de probabibiliteit vrijwel constant blijft.

Uit bovenstaande technieken kan er besloten worden dat Time of Arrival (ToA) en Time Difference of Arrival (TDoA) de nauwkeurigste technieken zijn. De berekeningen voor deze technieken zijn minder complex dan bij de technieken AoA, RSSI en fingerprinting. Bovendien hebben ToA en TDoA geen trainingsfase nodig, wat wel het geval is bij fingerprinting. Op het vlak van de synchronisatie is TDoA voordeliger dan ToA. Bij TDoA kan er voor de synchronisatie zowel gebruik gemaakt worden van een RF-signaal, maar het is eveneens mogelijk om te synchroniseren op het signaal dat het eerst ontvangen wordt. Multilateratie laat vervolgens toe om de locatie van de zender te bepalen.

1.2 Bestaande systemen

Om de locatie te bepalen van mobiele nodes op basis van TDoA bestaan er reeds een aantal (experimentele) systemen. De bekendste zijn Active Bat, Cricket en Dolphin. Deze worden kort besproken:

1.2.1 Active Bat

Het lokalisatiesysteem Active Bat bestaat uit bats (mobiele nodes), ontvangers en een RF-base station. Er wordt getracht de locatie van de bats te bepalen. De ontvangers worden doorgaans vast aan het plafond bevestigd en worden gekoppeld aan het RF-base station. Het systeem is zo opgebouwd dat elke bat een uniek 48-bits adres krijgt. Het RF-base station zal een RF-signaal zenden naar een bepaalde bat. Deze bat antwoordt op zijn beurt met een ultrasone puls. Het tijdsverschil tussen het zenden van het RF-signaal en het ontvangen van de ultrasone puls wordt gemeten en bewaard in het RF-base station. Deze procedure wordt steeds herhaald voor alle bats. Op basis van alle tijdsverschillen wordt d.m.v. trilateratie de 3D-locatie bepaald.

Dus de berekeningen van de 3D-locatie gebeuren in het centraal RF-base station. Men spreekt hier van een gecentraliseerd systeem. De nauwkeurigheid van dit systeem is 9 cm (95% betrouwbaarheidsinterval) [14].

1.2.2 Cricket

Een systeem gelijkaardig aan Active Bat is Cricket. Cricket is ontworpen door het Massachusetts Institute of Technology (MIT) en gebruikt net zoals het Active Bat-systeem een combinatie van RF-signalen en ultrasone geluiden voor de indoor lokalisatie. Op het plafond en op de muren worden beacons bevestigd. Deze beacons zenden op random tijdstippen simultaan een RF-signaal en een ultrasoon signaal. Het RF-signaal bevat de positie van de beacon en/of een beacon-ID. Het ultrasone signaal is een puls, zonder data hierop te moduleren.

Vervolgens zullen de mobiele ontvangers, listeners genaamd, deze signalen ontvangen en het tijdsverschil tussen beide signalen meten. Op basis van verschillende tijdsverschillen wordt de locatie en/of de oriëntatie bepaald. De berekeningen worden in dit systeem bij de mobiele nodes uitgevoerd, wat voor een hogere schaalbaarheid zorgt. Hier spreekt men van een gedecentraliseerd systeem. De behaalde nauwkeurigheid is 3 cm [17].

1.2.3 Dolphin

Bij Active Bat en Cricket zijn de posities van de vaste nodes steeds op voorhand gekend. Dit vereist extra inspanningen bij het plaatsen van een nieuw systeem en de configuratie ervan. Bij Dolphin of Distributed Object Locating system for Physical space Inter Networking weten slechts enkele vaste voorgedefinieerde nodes hun positie. De andere vaste nodes bepalen hun positie op basis van dit klein aantal voorgedefinieerde nodes.

De configuratie neemt op deze manier minder tijd in beslag, maar de nauwkeurigheid van het systeem daalt. De totale nauwkeurigheid daalt tot ongeveer 15 cm [18], aangezien er een fout van 5 cm per node wordt gecascadeerd.

1.2.4 Multiple access

De tot nu toe besproken systemen werken allemaal op basis van Time Division Multiple Access (TDMA). Elke zender krijgt een bepaald tijdslot toegewezen. Er kan dus steeds slechts één zender tegelijk het medium gebruiken om data te zenden. Experimenten tonen aan dat door het gebruik van Code Division Multiple Access (CDMA) de nauwkeurigheid toeneemt [20] [19]. Verschillende nodes zenden hun signaal tegelijk uit op zodanige manier dat de ontvanger deze verschillende signalen nog van elkaar kan onderscheiden.

Een voorbeeld hiervan is [20], waarbij een nauwkeurigheid van 0,5 cm wordt gehaald (85% betrouwbaarheidsinterval). In dit experiment worden piëzo-elektrische transducers gebruikt met een resonantie-frequentie van 40,2 kHz en een bandbreedte van 1,7 kHz. Een ander voorbeeld is [19], hier wordt een systeem op basis van Dolphin aangepast voor multiple access. Hier zijn de gebruikte transducers een eigen ontwerp op basis van een polyvinylidene fluoride-film (PVDF-film). Deze synthetische polymeerfilms hebben

piëzo-elektrische eigenschappen en hebben het voordeel dat deze een hogere bandbreedte halen dan klassieke piëzo-elektrische transducers. Een bandbreedte van 76 KHz in dit geval. Een nauwkeurigheid van 2,17 cm wordt gehaald (93% betrouwbaarheidsinterval).

Zowel [20] en [19] zullen de te verzenden informatie eerst met een pseudo-random code moduleren. Vervolgens wordt het resultaat nogmaals gemoduleerd op een draaggolf. Dit signaal wordt uiteindelijk verzonden. De gebruikte modulatie techniek is in beide gevallen Binary Phase-Shift Keying (BPSK). Door de uniciteit van de pseudo-random codes kan men de zenders m.b.v. correlatie langs de ontvangerszijde herkennen. Met de tijdsverschillen tussen enerzijds het zenden van het signaal en anderzijds de hoogste correlatiepiek van een bepaalde code, kan de locatie van de mobiele node bepaald worden.

1.3 Gerealiseerd onderzoek

Dit werk is het vervolg op het ultrasoon gedeelte en bouwt verder op de masterproeven “Implementatie van een testbed voor een Indoor Localisatie Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival (TDOA) met RF en ultrasoon transceivers” (2012) [7] [7] en “Realisatie van een ingebed Indoor Ranging Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival met ultrasone transducers”(2014) [9]. De voorgaande jaren is er reeds heel wat onderzoek verricht in dit gebied en dit onderzoek is op te splitsen in twee hoofddomeinen: een RF-gedeelte en een ultrasoongedeelte. Het resultaat van zowel het RF-gedeelte en het ultrasoongedeelte wordt kort toegelicht.

1.3.1 RF-studie

Een essentieel onderdeel bij Time Difference of Arrival (TDoA) is het RF-signaal. Dit signaal zorgt voor de synchronisatie tussen zender en ontvanger. In de masterproef “Embedded Positioning Estimation Techniques for Patient Tracking” (2009) [10] is onderzocht hoe het Zigbee-protocol gebruikt kan worden om een accurate synchronisatie mogelijk te maken. Aangezien het Zigbee-protocol ontwikkeld is voor sensornetwerken, en deze vaak gevoed zijn door batterijen, is er getracht het vermogenverbruik zo laag mogelijk te houden.

In de eerste poging wordt een Zigbee-pakket van zender naar ontvanger verzonden, gelijktijdig met een ultrasone puls. Dit levert een onnauwkeurigheid op van ongeveer 100 ms, met als gevolg een mogelijke afstandsfout van 34 m. Deze fout is te wijten aan de volledige Zigbee-stack die doorlopen moet worden.

Er wordt vervolgens aangetoond dat een hogere nauwkeurigheid bereikt kan worden door de pakketten rechtstreeks vanuit de onderliggende IEEE 802.15.4 MAC-laag te versturen. Deze laag maakt gebruik van Carrier Sense Multiple Access met Collision Avoidance (CSMA/CA). Dit mechanisme houdt in dat de zender eerst “voelt” of het medium beschikbaar is, alvorens het pakket te verzenden. Indien het medium reeds in gebruik is, wordt er een random tijd gewacht

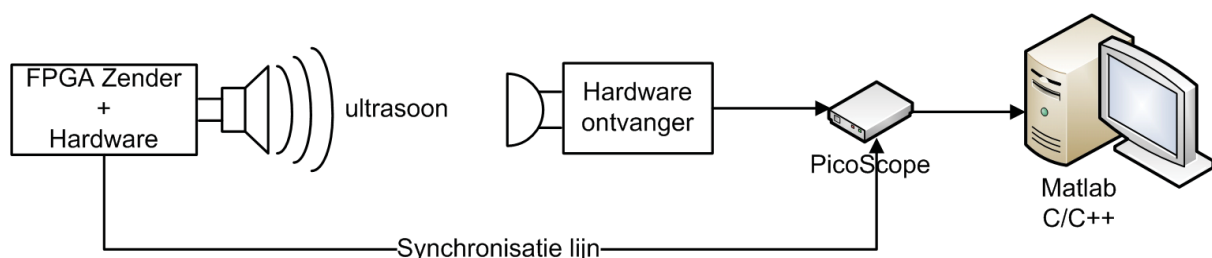
en vervolgens opnieuw geprobeerd. Met deze methode wordt een nauwkeurigheid tussen 1 en 4 ms bereikt, wat overeenkomt met een afstandsfout tot ongeveer 1 m.

In de oorspronkelijke methode wordt de ultrasone puls meteen uitgezonden na het versturen van het RF-pakket. Later werd ontdekt dat het acknowledgement-pakket (ACK), dat volgt op het RF-pakket, geen gebruik maakt van CSMA/CA. Een derde methode zal de ultrasone puls pas verzenden indien de ACK ontvangen wordt door de zender, met als gevolg dat er geen random tijd gewacht moet worden. Dit maakt het mogelijk om de onnauwkeurigheid terug te brengen tot ongeveer 160 μ s, wat overeenkomt met een mogelijke afstandsfout van ongeveer 5 cm. Daar deze fout vrijwel constant blijft, kan deze voorspeld worden en als een constante worden opgenomen bij de afstandsmetingen. De afwijking t.o.v. de gemiddelde fout van 5 cm is de resterende fout en bedraagt ongeveer 1 mm. Aangezien de afstandsfout herleid is tot 1 mm, kan beschouwd worden dat de fout ten gevolge van de RF-synchronisatie verwaarloosbaar is.

1.3.2 Ultrasoon studie

In [7] worden afstandsbepalingen gerealiseerd d.m.v. Code Division Multiple Access (CDMA). Meer bepaald CDMA over Binary Phase-Shift Keying (BPSK) en CDMA over Frequency-Shift Keying (FSK). Dit zijn breedbandige technieken die het mogelijk maken om meer informatie over te brengen dan bijvoorbeeld een puls. Op deze manier is het mogelijk om te achterhalen welke zender er exact een signaal verzonden heeft. Dit maakt het ook mogelijk om verschillende zenders simultaan te laten zenden en deze langs de ontvangstzijde nog te herkennen. Het is dus niet meer nodig om elke zender een bepaald tijdslot toe te wijzen, wat bij de meeste bestaande indoor lokalisatiesystemen wel noodzakelijk is. Een bijkomend voordeel is dat er meer positie-updates mogelijk zijn.

De hardware die gebruikt wordt, zijn analoge Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS) als ontvangers en elektrostatische transducers als zenders. Het voordeel van elektrostatische transducers is dat deze kunnen zenden over een relatief groot frequentiebereik, typisch enkele tientallen kHz. Hier tegenover staat dat de uitzendhoek beperkt is. De transducers gebruikt in [7] hebben een uitzendhoek van 10° . Bovendien hebben deze een hoge werkspanning nodig van typisch enkele honderden volts.

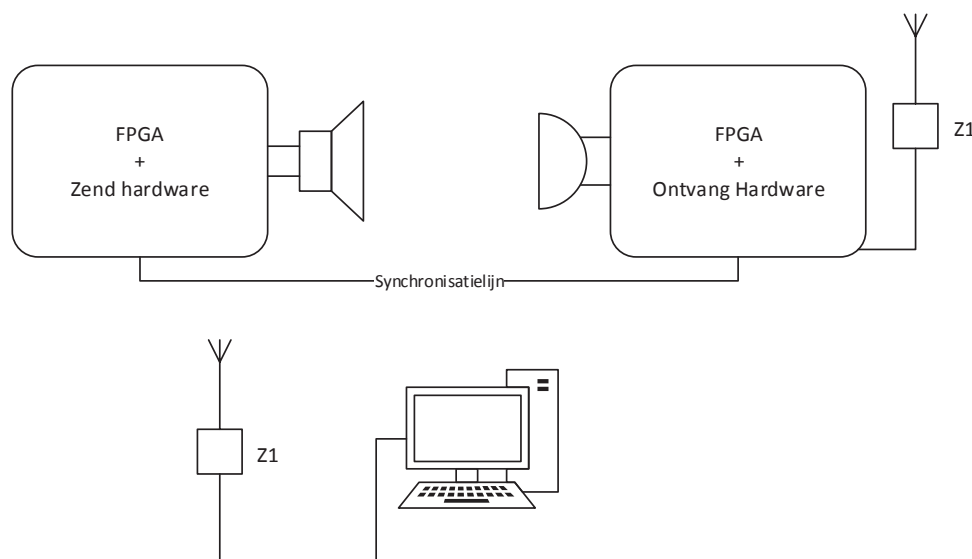


Figuur 6: Opstelling die gebruikt wordt in [7].

De gebruikte opstelling is weergegeven in figuur 6. De zender is geïmplementeerd op FPGA. Hier wordt de data op een draaggolf gemoduleerd, versterkt m.b.v. een boost converter en uiteindelijk uitgezonden via een elektrostatische transducer. Het ontvangen signaal wordt opgevangen door de MEMS, versterkt, gefilterd en vervolgens ingelezen met een picoscoop. Deze data wordt vervolgens verder verwerkt met Matlab of via een C/C++ applicatie. Aangezien de nadruk hier vooral ligt op het ultrasoon gedeelte, zal de synchronisatie gebeuren door een synchronisatielijijn.

Er wordt vastgesteld dat zowel CDMA over BPSK, als CDMA over FSK tot een bepaalde afstand gelijkaardige resultaten opleveren. Dit zowel in de point-to-point, als in de multiple-access analyses. Er wordt in de metingen ook vastgesteld dat CDMA over BPSK een grotere afstand dekt dan zijn tegenhanger. Op deze manier zijn metingen tot op 2 mm nauwkeurig gebeurd. Dit werk levert goede resultaten op, maar is niet meteen praktisch inzetbaar. Aangezien de data-aquisitie gebeurt d.m.v. een picoscoop en de verdere dataverwerking gebeurt op een PC. De volledige opstelling levert een groot systeem op.

In [9] is getracht om dit systeem compacter te maken. Om dit te realiseren zijn beide methoden (CDMA over BPSK en CDMA over FSK) geïmplementeerd op FPGA. Ook de data-aquisitie en verdere signaalverwerking is geïmplementeerd op FPGA. Hierdoor kan een hoge graad van parallelisme bereikt worden.



Figuur 7: Opstelling die gebruikt wordt in [9].

De verwerkte data wordt vervolgens doorgestuurd via een Zolertia Z1 [21]. Deze Zolertia Z1 is een general purpose ontwikkelingsplatform voor draadloze sensornetwerken en is opgebouwd rond een MSP430 low-power microcontroller en een CC2400 RF-transceiver.

De elektrostatische transducers, gebruikt in [7] worden ook vervangen door piëzo-elektrische transducers. De hoofdreden hiervoor is de hoge werkspanning die vereist

is, waardoor deze transducers niet bruikbaar zijn voor mobiele apparaten. Het genereren van deze hoge werkspanning zorgt bovendien voor extra elektromagnetische ruis. De gebruikte opstelling is weergegeven in figuur 7.

In dit systeem is het inkomend signaal omgevormd naar een blokgolf m.b.v een comparator en ingelezen in de FPGA. Dit heeft als nadeel dat multiple access wegvalt. De pseudo-random codes die worden uitgezonden dienen hier voor identificatie van de zender. Op het ogenblik dat een bepaalde code herkend wordt, is dit op te merken door een correlatiepiek. De correlator bepaalt deels de nauwkeurigheid en het maximum aantal gebruikers dat simultaan mogelijk is. Het is dus belangrijk om de correlator zo compact mogelijk te ontwerpen.

Twee versies van correlatoren zijn geïmplementeerd. De eerste correlator berekent in parallel de totale correlatiewaarde en maakt gebruik van de parallelle rekenkracht van een FPGA. Een nadeel is dat voor een redelijke nauwkeurigheid, de correlator slechts één gebruiker aankan. Bij de tweede correlator worden enkel de berekeningen uitgevoerd die echt nodig zijn. Dit gebeurt door de correlatie per bit van de pseudo-random code op te slaan en enkel de nieuwe correlatie-sample erbij te tellen en de oudste correlatie-sample er af te trekken. Met deze correlator zijn er minder FPGA-resources nodig, maar het aantal gebruikers is nog steeds beperkt tot 2 à 3.

Met deze opstelling is het mogelijk om een afstandsbepaling tot 7 m uit te voeren met een nauwkeurigheid van 1,7 cm bij CDMA over FSK. In het geval van CDMA over BPSK was het niet mogelijk om afstandsbepaling te verwezenlijken. Door de hoge gevoeligheid voor ruis en de inertie van de piëzo-elektrische transducers is het signaal niet meer herkenbaar langs de ontvangstzijde.

De systemen voorgesteld in [7] en [9] hebben beide hun voor- en nadelen. Langs de ene kant is het systeem in [7] veelbelovend door de hoge nauwkeurigheid en de mogelijkheid tot multiple-access, maar langs de andere kant heeft het ook nadelen zoals de beperkte zendhoek van de transducers en de hoge werkspanning die vereist is. Ook is het systeem groot, de data-aquisitie gebeurt via een picoscoop en via een PC worden achteraf de berekeningen uitgevoerd. De berekeningen gebeuren dus niet realtime, waardoor het niet mogelijk is om de locatie van een node realtime te updaten of deze node te tracken. Dit en de hoge energie- en systeemkost zorgen ervoor dat dit systeem enkel toepassingen kent in labo-verband.

Het systeem voorgesteld in [9] is in vergelijking met het vorige systeem compacter, de transducers hebben een wijdere zendhoek en vereisen geen hoge werkspanning. Als systeemkost moet men nu enkel het aantal Zolertia-nodes, de FPGA's en de externe zend- en ontvangsthardware, zoals de ultrasone transducers, in rekening brengen. Het energieverbruik ligt ook lager. Bovendien worden de afstandsmetingen realtime berekend op de FPGA. De nadelen die met dit systeem verbonden zijn, is onder andere de nauwkeurigheid die daalt tot 1,7 cm en de mogelijkheid tot multiple-access die wegvalt.

In dit werk zal getracht worden om de voordelen van beide systemen te combineren. Het is reeds aangetoond dat het op een FPGA mogelijk is om efficiënt en realtime de data-aquisitie en de correlatieberekeningen uit te voeren. De hoge graad van parallelisme is hier verantwoordelijk voor. Om deze reden zal ook in dit werk gebruik gemaakt worden van een FPGA voor zowel de zenzijde en ontvangstzijde. Aangezien er bij beide systemen goede resultaten zijn bekomen bij CDMA over FSK, met zowel elektrostatische als piëzo-elektrische transducers, zal deze techniek gebruikt worden.

Het inkomend signaal zal na versterking via een analoog-naar-digitaal converter (ADC) in de FPGA worden ingelezen. Vervolgens zal er gebruik gemaakt worden van FIR filters om het signaal te splitsen in verschillende kanalen. De data van de verschillende kanalen zal op hun beurt verder verwerkt worden in multi-bit correlatoren. De bruikbaarheid en nauwkeurigheid van dit systeem zal zowel bij point-to-point, als bij multiple-access onderzocht worden met als finale toepassing een indoor lokalisatiesysteem.

Breedband ultrasoon

Uit de literatuurstudie blijkt dat systemen zoals Active Bat, Cricket en Dolphin gebruik maken van Time Division Multiple Access (TDMA). Elke zender krijgt een bepaald tijdslot toegewezen, waarin de desbetreffende zender het communicatiemedium opeist en zijn data kan uitzenden. Via RF-synchronisatie en een ultrasone puls wordt de locatie van de mobiele node bepaald. Aangezien het hier gaat over een ultrasone puls spreekt men van smalband (narrowband) ultrasoon. Ondanks de goede resultaten die reeds behaald zijn met deze systemen, zijn er enkele beperkingen aan verbonden:

- Gebrek aan identificatie. Het zenden van een ultrasone puls laat de ontvanger niet toe om te bepalen welke zender er exact gezonden heeft.
- Single-user access. Indien meerdere zenders simultaan een puls uitzenden, zal er interferentie optreden. Het is moeilijk of niet te voorspellen welke invloed de interferentie op het signaal heeft, aangezien dit afhankelijk is van de omgeving door o.a. reflecties op de muren.
- Gevoelig voor ruis. Aangezien de pulsen niet gemoduleerd zijn, zullen deze systemen niet goed functioneren bij de minste aanwezigheid van ultrasone ruis. De ruis kan door de ontvanger herkend worden als pulsen.

Deze tekortkomingen kunnen opgelost worden door te werken met Code Division Multiple Access (CDMA). Deze techniek maakt gebruik van breedband (broadband) ultrasoon waarin een orthogonale sequentie verwerkt is. Op die manier is men er in geslaagd om het signaal ruisbestendiger te maken, en het probleem met de identificatie op te lossen. Door CDMA is het zelfs mogelijk om multiple-access te realiseren. Dit wordt aangetoond in [19]. Een bijkomend gevolg van multiple-access is het aantal positie-updates dat verhoogd kan worden. Om deze techniek toe te passen moeten de transducers uiteraard beschikken over een voldoende grote bandbreedte.

2.1 Code Division Multiple Access (CDMA)

CDMA kent heel wat toepassingen, maar wordt voornamelijk gebruikt bij het verzenden van informatie over radiosignalen. Het is een coderingstechniek die het mogelijk maakt om

over hetzelfde communicatiemedium verschillende zenders simultaan te laten zenden in dezelfde range van frequenties. Dit is mogelijk door gebruik te maken van codes met specifieke eigenschappen:

- Lage crosscorrelatie. Crosscorrelatie is een maat voor hoe sterk twee signalen met onderling een eventuele verschuiving in de tijd met elkaar overeenkomen.

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot b_{n+k} \quad (2.1)$$

- Lage autocorrelatie. Autocorrelatie is een maat voor hoe sterk een signaal met een in de tijd verschoven kopie van zichzelf met elkaar overeenkomen. Dit is gelijk aan de crosscorrelatie van het signaal met zichzelf.

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot a_{n+k} \quad (2.2)$$

Hierbij zijn a en b twee verschillende discrete codes en N de lengte van de codes. Er zijn verschillende reeksen codes die deze eigenschappen (deels) bezitten. De bekendste zijn Hadamard-Walsh codes, Gold codes en Kasami codes [35].

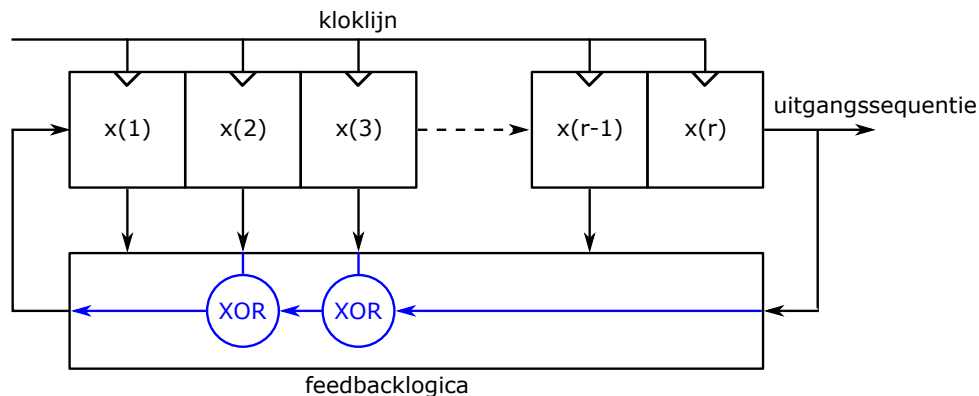
Bij Hadamard-Walsh codes wordt er een matrix gevormd waarbij elke rij van de matrix een code vormt. Bij een volledige synchronisatie is de cross-correlatie van een rij t.o.v. een andere rij uit de matrix steeds gelijk aan 0. Deze ideale nul-cross-correlatie betekent orthogonaliteit tussen de codes. Echter, deze orthogonaliteit is niet meer geldig wanneer er geen volledige synchronisatie is. De cross-correlatie is dan niet meer gelijk aan nul. Gold codes hebben dit synchronisatieprobleem niet en hebben betere eigenschappen op het vlak van autocorrelatie dan Hadamard-Walsh codes. Ook Kasami codes hebben gelijkaardige eigenschappen als Gold codes, maar deze zijn moeilijker genereerbaar [35]. Uit de vergelijking van deze drie reeksen codes is het duidelijk dat de Gold codes de beste keuze zijn.

2.2 Gold codes

Voor het genereren van Gold codes worden twee Maximum-Length (ML) sequenties gecombineerd d.m.v. een XOR-operatie van elke bit. Maximum-Length (ML) sequenties worden op hun beurt gegenereerd d.m.v. een Lineair Feedback Shift Register (LFSR) zoals in figuur 8. De ingangsbit is steeds afhankelijk van de voorgaande toestand en de feedbacklogica. De huidige toestand wordt voorgesteld door de bits in het schuifregister. De feedbacklogica is een cascadering van XOR-poorten.

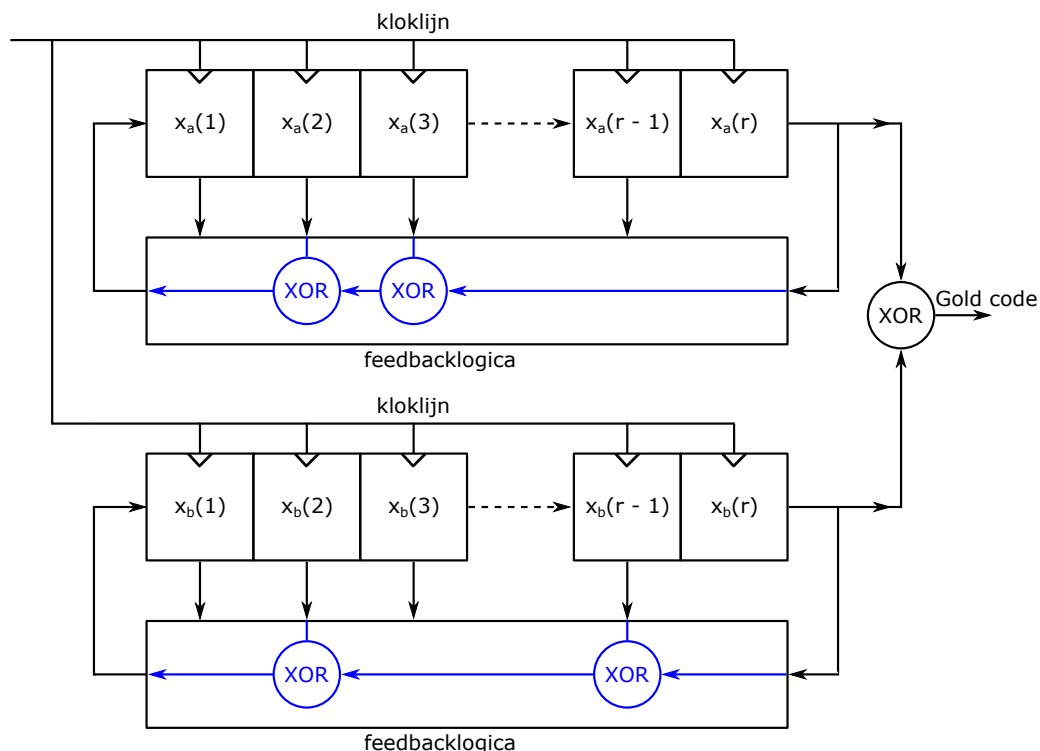
De bits die worden teruggekoppeld, worden bepaald door een feedbackpolynoom. Het LFSR in figuur 8 wordt bijvoorbeeld voorgesteld door de polynoom $1 + x^2 + x^3 + x^r$. De macht

van x stelt hier de uitgang voor van de r -de flipflop. Vervolgens wordt de uitgangssequentie gevormd door steeds de laatste bit bij de huidige uitgangssequentie toe te voegen. Dit gebeurt bijvoorbeeld bij elke stijgende flank van de kloklijn.



Figuur 8: Lineair Feedback Shift Register (LFSR).

Niet alle uitgangssequenties van een LFSR zijn Maximum-Length sequenties. Alle uitgangssequenties zijn wel Pseudo-Noise (PN) sequenties, ook wel Pseudo-Random sequenties genoemd. De sequentie is niet random, maar lijkt wel random voor mensen die de code niet kennen. Hoe groter de periode van een PN sequentie, hoe meer random de code lijkt. Bij een PN sequentie met de periode van $2^m - 1$ spreekt men van een Maximum-Length sequentie, met m het totaal aantal flipflops waaruit het schuifregister bestaat. Met bepaalde Maximum-Length sequenties is het mogelijk om Gold codes te vormen. Men spreekt dan over geprefereerde feedbackpolynomen [22].

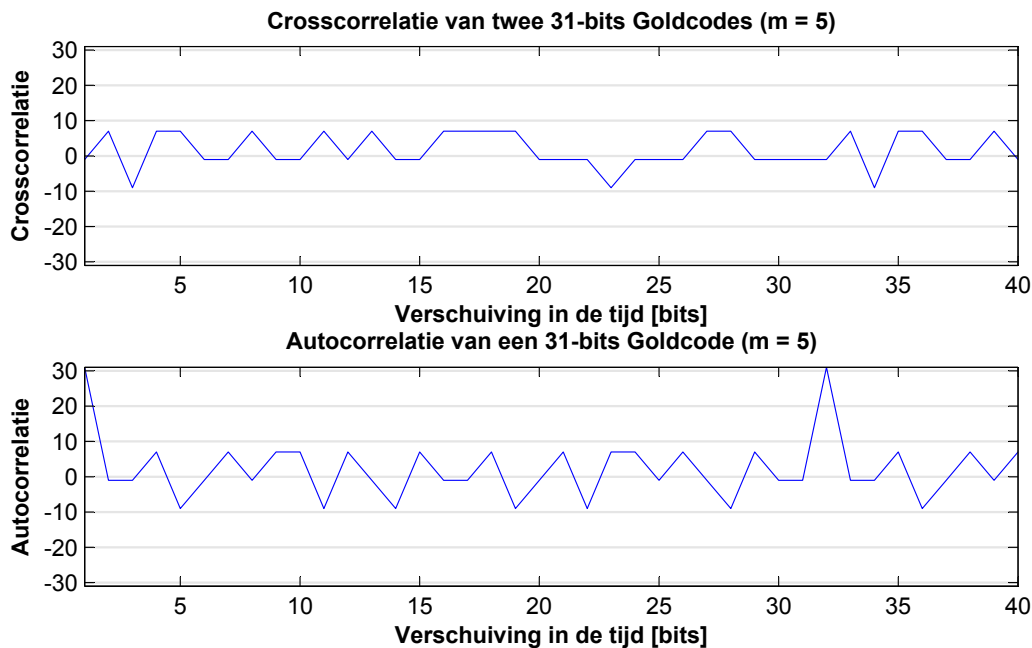


Figuur 9: Gold code generator m.b.v. Lineair Feedback Shift Registers (LFSR)

De laatste stap om een Gold code te genereren is dan om steeds op beide bits van deze sequenties een XOR-operatie uit te voeren, zoals reeds aangehaald in het begin van deze sectie. Dit wordt weergegeven in figuur 9. Waarom deze Gold codes zo belangrijk zijn, is omdat er slechts een beperkt aantal correlatiewaarden mogelijk zijn. Zowel bij de crosscorrelatie, als bij de autocorrelatie. Dit wordt weergegeven in figuur 10.

$$\text{Mogelijke crosscorrelatie-waarden: } \begin{cases} (-1, -(2^{\frac{(m+1)}{2}} + 1), (2^{\frac{(m+1)}{2}} - 1)) & \text{als } m \text{ oneven is} \\ (-1, -(2^{\frac{(m+2)}{2}} + 1), (2^{\frac{(m+2)}{2}} - 1)) & \text{als } m \text{ even is} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\text{Mogelijke autocorrelatie-waarden: } \begin{cases} (-1, -(2^{\frac{(m+1)}{2}} + 1), (2^{\frac{(m+1)}{2}} - 1), (2^m - 1)) & \text{als } m \text{ oneven is} \\ (-1, -(2^{\frac{(m+2)}{2}} + 1), (2^{\frac{(m+2)}{2}} - 1), (2^m - 1)) & \text{als } m \text{ even is} \end{cases} \quad (2.4)$$

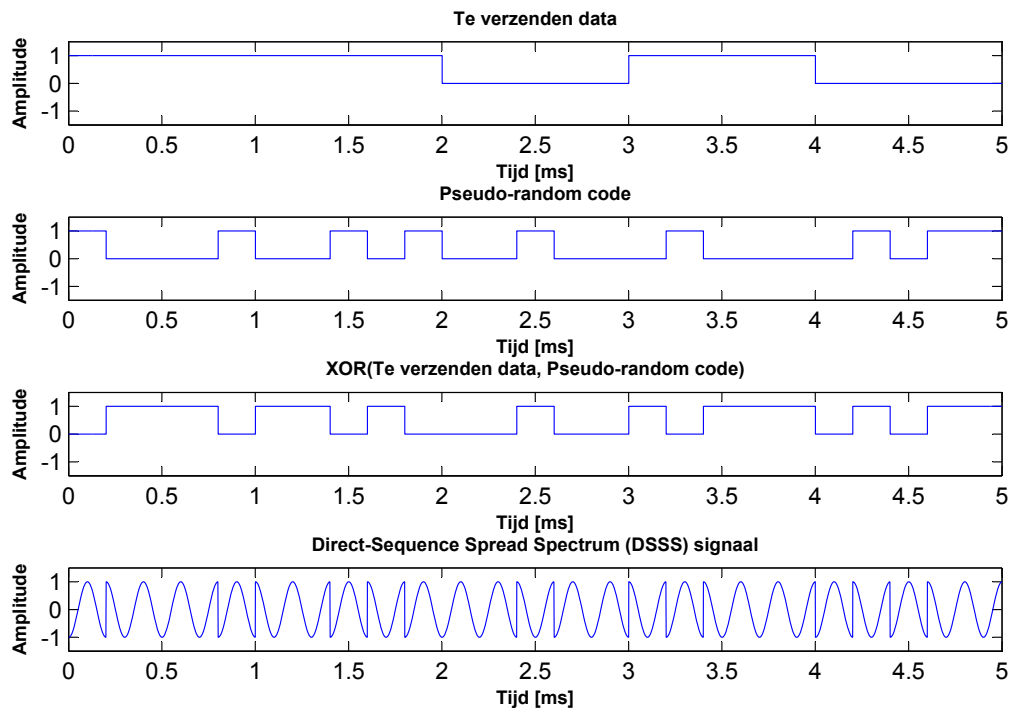


Figuur 10: Crosscorrelatie en Autocorrelatie van 31-bits Gold codes ($m = 5$).

2.3 DSSS en FHSS

Om gebruik te kunnen maken van de voordelen van CDMA, zal het te verzenden signaal gespreid worden over een grotere bandbreedte. In plaats van de toegewezen frequentieband op te splitsen in verschillende kanalen, zal de volledige toegewezen frequentieband gebruikt worden. Elke zender gebruikt dus de volledige toegewezen frequentieband. De twee voornaamste technieken om een signaal te spreiden over een grotere bandbreedte zijn Direct-Sequence Spread Spectrum (DSSS) en Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS).

Bij DSSS zal elke bit van het te verzenden signaal voorgesteld worden door meerdere bits m.b.v. een pseudo-random code. Door meer bits per seconde te verzenden, zal de bandbreedte toenemen. Vervolgens zal dit signaal gemoduleerd en verzonden worden. Dit is weergegeven in figuur 11. De gebruikte modulatietechniek is in dit geval Binary Phase-Shift Keying (BPSK).

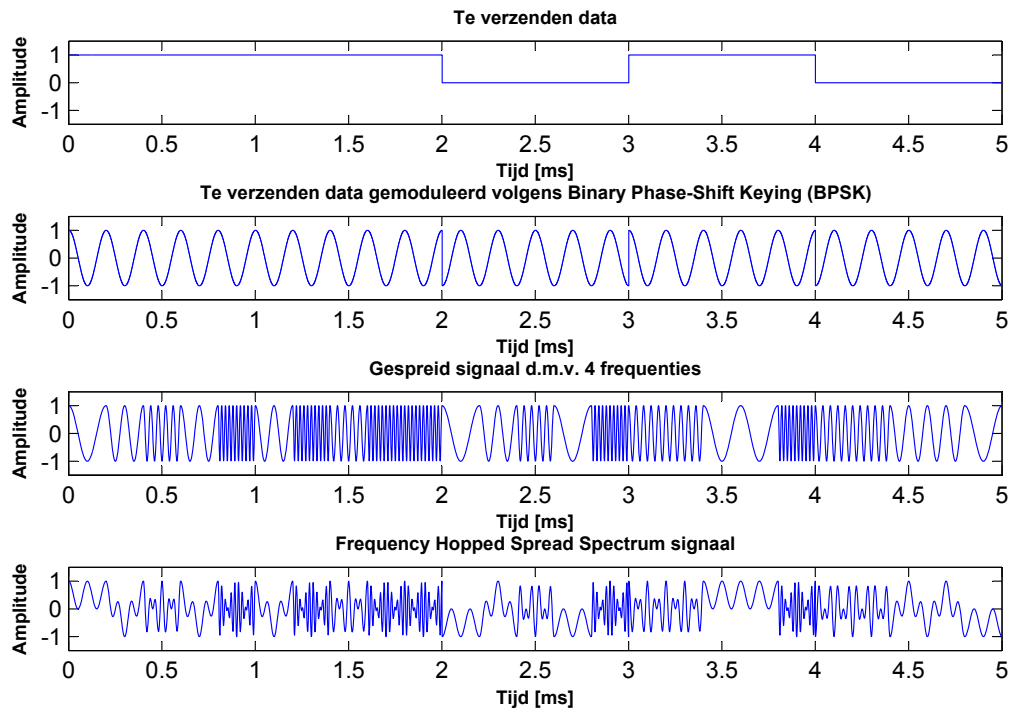


Figuur 11: Voorbeeld van een signaal dat gespreid wordt over een grotere bandbreedte d.m.v. Direct-Sequence Spread Spectrum (DSSS).

Bij FHSS zal de te verzenden data eerst gemoduleerd worden. In figuur 12 wordt bijvoorbeeld gebruik gemaakt van BPSK. Eenmaal de te verzenden data gemoduleerd is, dan zal dit signaal vermenigvuldigd worden met een bepaald frequentiepatroon. Dit frequentiepatroon is pseudo-random en is enkel gekend door de desbetreffende zender en ontvanger. Dit is meteen één van de voordelen van spread spectrum technieken. Indien iemand de informatie wil onderscheppen, dan moet deze de pseudo-random code of het frequentiepatroon kennen.

Een ander voordeel is de betere bestandheid tegen ruis en het multipad-effect. Wanneer de frequentieband gesplitst wordt in kanalen, en één van deze kanalen heeft last van interferentie, dan is het lastig om de data te recupereren. De spread spectrum technieken hebben minder last van dit soort van interferentie, aangezien de volledige toegewezen frequentieband gebruikt wordt.

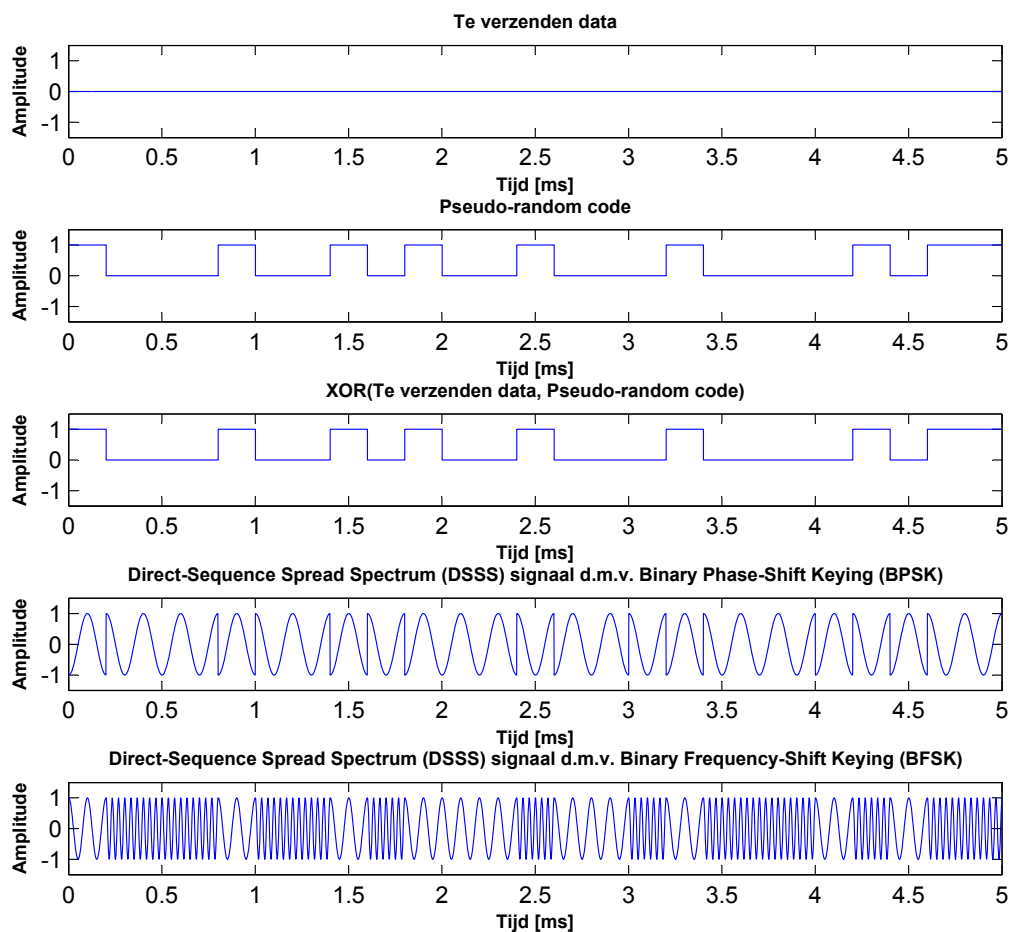
In combinatie met CDMA kunnen deze technieken gebruikt worden om de data, simultaan verzonden door de verschillende zenders met per zender een andere pseudo-random code of een ander frequentiepatroon, langs de ontvangstzijde te recupereren.



Figuur 12: Voorbeeld van een signaal dat gespreid wordt over een grotere bandbreedte d.m.v. Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS).

Maar aangezien het enkel nodig is om de zenders te identificeren bij een indoor lokalisatie systeem, is het dus niet noodzakelijk om gemoduleerde data van zender naar ontvanger over te brengen. De pseudo-random code of het frequentiepatroon is reeds uniek per zender, waardoor op dit niveau de identificatie al gebeurt. Om deze reden is het voldoende om de te verzenden data constant te houden, en toch nog te profiteren van de voordelen van de spread spectrum technieken en CDMA.

In figuur 13 wordt de te verzenden data constant op '0' gehouden. Dit heeft als gevolg dat het signaal na de XOR-operatie met de pseudo-random code nog steeds gelijk is aan de pseudo-random code. De XOR-operatie is bijgevolg niet meer nodig in de zendprocedure. Vervolgens wordt deze pseudo-random code gemoduleerd d.m.v. Binary Phase-Shift Keying (BPSK) en Binary Frequency-Shift Keying (BFSK). Merk op dat er hier gewerkt wordt met slechts 2 mogelijke frequenties. Het is ook mogelijk om met meer frequenties te werken. Ook bij BPSK, waarbij steeds gewerkt wordt met een cosinus in fase of een cosinus in tegenfase, is het mogelijk om uit te breiden naar verschillende faseverschuivingen.



Figuur 13: Voorbeeld van een constant signaal dat gespreid wordt over een grotere bandbreedte d.m.v. DSSS met als modulatietechniek BPSK en BFSK.

In “Realisatie van een ingebed Indoor Ranging Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival met ultrasonische transducers” [9] zijn zowel CDMA over BPSK en CDMA over FSK getest. Omdat er gebruik gemaakt wordt van piezo-elektrische kristaltransducers, was het door de inertie van dit soort transducers echter niet mogelijk om met CDMA over BPSK afstandsmetingen te realiseren. Met CDMA over FSK was dit wel mogelijk en leverde een nauwkeurigheid op van ongeveer 1,7 cm [9].

Als pseudo-random code zullen verschillende Gold codes gebruikt worden. De frequentie van het uiteindelijke signaal zal wijzigen in functie van de waarde van de Gold code bit. De ontvanger moet enkel luisteren naar de range van verschillende mogelijke frequenties. Aangezien een Gold code bestaat uit bits, zijn er minstens 2 frequenties nodig. Doorgaans wordt er wel een stukje bandbreedte vrijgehouden om goed het onderscheid te kunnen maken tussen de verschillende frequenties.

Aangezien het hier gaat om frequenties kan het inkomend signaal op een eenvoudige manier gedemoduleerd worden in het frequentiedomein. De frequentiecomponent met de hoogste amplitude zal de waarde in het tijdsdomeinsignaal bepalen. Het is eveneens mogelijk om het inkomend signaal meteen te demoduleren in het tijdsdomein. Door te werken met een bandpasfilter, die afgestemd is op één bepaalde frequentie en nadien dit signaal door een envelope detector te sturen. De envelope detector zal enkel de omhullende van het ingangssignaal overhouden. In ideale omstandigheden zal het signaal langs de ontvangszijde er uitzien zoals grafiek 5 in figuur 13 en na demodulatie gelijkaardig als grafiek 3 in figuur 13.

Hardware

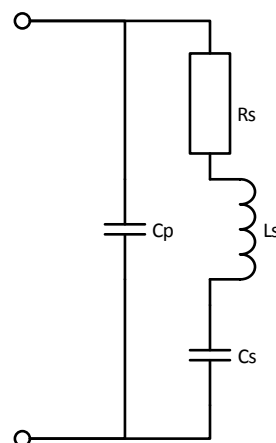
3.1 Breedband ultrasoon transducers

Om de werking van transducers te begrijpen, is enige voorkennis van geluid vereist. Geluid is een longitudinale golf en weerspiegelt variaties in druk in een medium. Dit wil zeggen dat de golfbeweging van de golf plaatsvindt in dezelfde richting als waarin de energie zich voortplant. De voortplantingssnelheid van geluidsgolven in een medium hangt onder andere af van de temperatuur en de dichtheid.

Om (ultrasone) geluidsgolven te produceren zijn er verschillende types transducers op de markt. Deze verschillen onderling met elkaar door onder andere de opbouw, de gebruikte materialen, de bandbreedte, de gevoeligheid en de afmetingen. De meest voorkomende ultrasoon transducers zijn piëzo-elektrische kristaltransducers, piëzopolymeerfilm transducers en elektrostatische transducers.

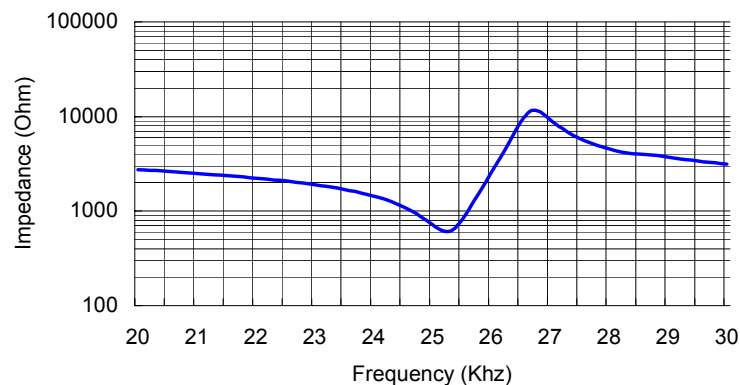
3.1.1 Piëzo-elektrische kristaltransducers

Zoals de naam al doet uitschijnen maken deze transducers gebruik van het piëzo-elektrisch effect. Bepaalde materialen zullen onder invloed van een externe druk een bepaalde elektrische spanning produceren en andersom. Dit piëzo-elektrisch effect komt voor bij bepaalde types kristallen zoals kwarts.



Figuur 14: Het equivalent schema van een piëzo-elektrische kristaltransducer [24].

Het equivalent schema van een piëzo-elektrische kristaltransducer is weergegeven in figuur 14 en bestaat uit een RLC kring in parallel met een capaciteit. Een RLC kring is een tweede-orde systeem dat ook bekend is als een resonantiekring. De spoel L_s en condensator C_s vormen samen met weerstand R_s de eerste resonantiekring. Op een bepaalde frequentie zullen de impedanties van L_s en C_s gelijk zijn aan elkaar en elkaar opheffen. Bij deze frequentie is het piëzo-elektrisch kristal in resonantie. De totale impedantie is minimaal en het piëzo-elektrisch kristal converteert bij deze frequentie het efficiëntste elektrische spanning naar mechanische energie [23].



Figuur 15: De impedantie in functie van de aangelegde frequentie van de Prowave 250ST180 piëzo-elektrische kristaltransducer [25].

De combinatie van de eerste resonantiekring en de condensator C_p vormen de tweede resonantiekring. Op een iets hogere frequentie dan de resonantiefrequentie ligt de anti-resonantiefrequentie van het piëzo-elektrisch kristal waar de totale impedantie maximaal is. Het werkgebied van het piëzo-elektrisch kristal ligt rond zijn resonantiefrequentie en wordt beperkt door zijn anti-resonantiefrequentie.

Een voorbeeld hiervan is weergegeven in figuur 15. Dit zijn de Prowave 250ST180 transducers die gebruikt worden in [9]. De bandbreedte van deze transducers is ongeveer 1,5 kHz. Deze beperkte bandbreedte is eigen aan piëzo-elektrische kristaltransducers. Het voordeel van dit soort transducers is dat deze goedkoop zijn, geen hoge werkspanning nodig hebben (typisch enkele volts to enkele tientallen volts) en over een wijde zendhoek beschikken. De Prowave 250ST180 transducer, gebruikt in [9], hebben bijvoorbeeld een zendhoek van 95° [25].

In [26] wordt aangetoond hoe deze bandbreedte verhoogd kan worden door in serie met de piëzo-elektrische kristaltransducer een weerstand en een spoel te plaatsen. Door deze techniek ontstaan er twee resonantiefrequenties op ongeveer 20 kHz van elkaar. De gevoeligheid van de frequenties tussen deze twee resonantiefrequenties zal echter een dal vormen.

3.1.2 Piëzopolymeerfilm transducers

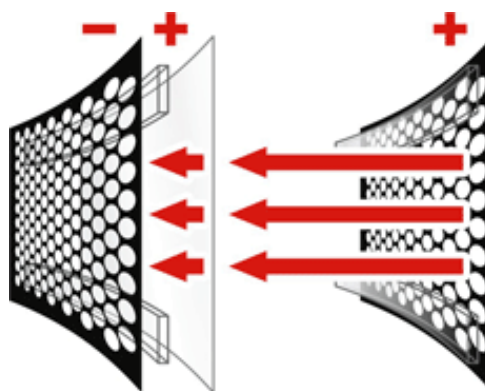
Bepaalde synthetische polymeerfilms hebben piëzo-elektrische eigenschappen. Vaak voorkomende polymeerfilms zijn Polyvinylidene Fluoride (PVDF) films. Het voordeel van dit soort films is dat de vorm kan aangepast worden naargelang de toepassing. Net zoals bij piëzo-elektrische kristaltransducers zal het materiaal vervormen bij het aanleggen van een wisselende spanning, waardoor het mogelijk wordt geluidsgolven te produceren.

In vergelijking met piëzo-elektrische kristaltransducers zijn deze piëzopolymeerfilm transducers echter niet efficiënt. Er moet een hoge werkspanning worden aangelegd voor slechts een kleine zendafstand. Het voordeel is de grotere bandbreedte die beschikbaar is. In [19] wordt bijvoorbeeld een transducer ontworpen met een maximale zendafstand van ongeveer 150 cm en met een bandbreedte van 76 kHz. Verder wordt er in [33] onderzocht hoe een conische reflector de zendafstand kan verhogen. Het type transducer dat hiervoor gebruikt wordt is US40KT-01 [34] met zijn resonatiefrequentie op 40 KHz en een bandbreedte van 8 KHz. Dit is vrij beperkt voor PVDF-film transducers. De werkspanning bedraagt in dit geval tussen 150 en 300 volt.

3.1.3 Elektrostatische transducers

Het principe achter elektrostatische transducers berust op de elektrostatische interactie tussen een beweegbaar plaatje en twee vaste plaatjes. Onder invloed van het aangelegde wisselende elektrische veld zal het beweegbaar plaatje trillen.

Het beweegbaar plaatje, beter bekend als het diafragma, bestaat uit een plasticfilm geïmpregneerd met een elektrisch geleidend materiaal. Een vaak voorkomend materiaal gebruikt voor deze plasticfilm is Mylar. De vaste plaatjes, beter bekend als statoren, zijn geperforeerde geleidende plaatjes. De statoren worden van het diafragma gescheiden d.m.v. een luchtspleet. In deze luchtspleet worden spacers geplaatst om te vermijden dat het diafragma te dicht bij de statoren zou komen. De opbouw van een elektrostatische transducer is weergegeven in figuur 16.



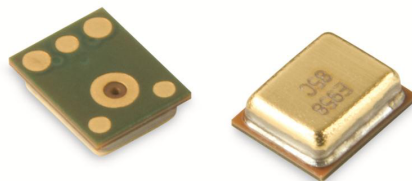
Figuur 16: Opbouw van een elektrostatische transducer.

Om het diafragma te laten trillen is een hoge spanning vereist. Deze spanning is typisch tussen 100 en 1000 volt. In [7] worden elektrostatische transducers gebruikt. De biasspanning bedraagt hier ongeveer 200 volt, de maximale spanning over de klemmen van de transducer mag maximaal 400 volt bedragen. Tegenover de hoge spanning die vereist is, staat een grote bandbreedte van ongeveer 100 KHz. De zendhoek is beperkt tot maximaal 10°.

3.1.4 Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS)

Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS) is de verzamelnaam van geminiaturiseerde mechanische en elektromechanische elementen. Ze variëren in grootte van enkele micrometers tot enkele millimeters. De enige hoofdvoorwaarde om te voldoen aan de benaming MEMS is dat er minstens één onderdeel van de MEMS een mechanische functie moet hebben. Bij MEMS wordt er gebruik gemaakt van de huidige technologieën die ook gebruikt worden om geïntegreerde schakelingen (IC's) te fabriceren. Alle componenten zijn samen op een silicium substraat geëetst via microfabricatie-technologie.

De laatste jaren zijn er tal van nieuwe MEMS-sensoren en MEMS-actuatoren op de markt gebracht. Het toepassingsgebied is dan ook extreem breed. Bijvoorbeeld accelerometers, gyroscopen, magnetometers, druksensoren, temperatuursensoren en vochtigheidssensoren. Ze worden zelfs gebruikt voor biomedische toepassingen, in dat geval spreekt men over bio-MEMS [27]. Ondanks de lage kostprijs van MEMS en hun beperkte grootte zijn deze in staat zeer goede sensordata te produceren. Ze zijn dan ook talrijk aanwezig in de elektrische apparaten rondom ons.



Figuur 17: Knowles SPU0410LR5H-QB MEMS [28].

Ook voor geluidstoepassingen zijn er reeds MEMS beschikbaar. Dit soort MEMS zijn vaak omnidirectioneel, ze kunnen geluid van alle richtingen waarnemen, en hebben een grote bandbreedte. Knowles is één van de bedrijven die zich gespecialiseerd heeft op deze technologie. Zowel in [7], als in [9], worden MEMS gebruikt langs de ontvangtzijde. In [7] worden Knowles SPM0404UD5 MEMS gebruikt met een frequentiebereik tussen 20 en 65 kHz. In [9] worden Knowles SPU0410LR5H-QB MEMS gebruikt met de resonantiefrequentie op ongeveer 25 kHz. Deze is weergegeven op figuur 17. Aangezien hier piëzo-elektrische kristaltransducers worden gebruikt met de resonantiefrequentie ook op ongeveer 25 kHz is dit ideaal. De spanning waarop deze MEMS gevoed worden is 1,5 tot 3,6 volt.

De hiernet opgesomde MEMS zijn analoog. Dit wil zeggen dat het uitgangssignaal een variabele spanning is in functie van de te meten variabele. Dit uitgangssignaal is zeer gevoelig voor ruis, waardoor filtering noodzakelijk is. Nadien moet dit signaal versterkt worden voor het naar de FPGA gestuurd wordt. Bovendien zijn de meeste FPGA's niet uitgerust met analoge pinnen of interne analoog-naar-digitaal converters (ADC), waardoor een externe ADC tussen de versterkingstrap en de FPGA moet geplaatst worden.

Sinds enkele maanden (2015) heeft Knowles een persbericht gelanceerd [29] waarin staat dat ze een digitale MEMS ontwikkeld hebben, specifiek voor ultrasone toepassingen. Deze Knowles SPH0641LU4H-1 heeft een frequentiebereik tot 80 kHz met een serieel Pulse-Density Modulation (PDM) signaal. Deze digitale MEMS heeft het voordeel dat het signaal meer bestand is tegen ruis en dat zowel de versterkerstrap, als de eventuele ADC, overbodig is geworden. De digitale MEMS kan dus rechtstreeks verbonden worden met een FPGA, maar zijn helaas nog niet verkrijgbaar voor het grote publiek.

Zijn voorganger, waarop de Knowles SPH0641LU4H-1 gebaseerd is, is echter wel reeds beschikbaar. Dit is de Knowles SPH0641LM4H-1 [30]. Deze heeft een vlakke frequentierespons tot 20 kHz, maar is ook bruikbaar tot frequenties tot ongeveer 25 kHz. Indien er gewerkt wordt met een piëzo-elektrische kristaltransducers met de resonantiefrequentie op 25 kHz is dit voldoende.

Momenteel is er ook onderzoek aan de gang door o.a. Apple Inc. om MEMS als zendtransducer te gebruiken. Deze technologie is nog vrij nieuw (2014) en nog in ontwikkeling. Er is dus nog weinig informatie over te vinden. Er zijn wel al enkele patenten omtrend dit thema te vinden [31].

3.2 Gebruikte transducers

Type transducer	Maximale reikwijdte	Frequentiebereik	Maximale zendhoek
Piëzo-elektrisch kristaltransducer	0 - 20 m	Afhankelijk van de resonantiefrequentie, typisch een bandbreedte van 2 kHz	95°
Piëzopolymeerfilm transducer	40 - 150 cm	20 - 100 kHz	Afhankelijk van de opstelling van de film
Elektrostatistische transducer	0 - 12 m	Tot enkele MHz	10°
MEMS	Enkel als ontvanger bruikbaar	20 Hz - 100 kHz	Omnidirectioneel

Tabel 3.1: Kort overzicht van de vermelde transducers.

Om CDMA over FSK mogelijk te maken, dienen er twee transducers gekozen te worden. Een voor de zenzijde en één voor de ontvangstzijde. De eigenschappen van alle vermelde transducers zijn weergegeven in tabel 3.1. Voor de zenzijde is er gekozen voor de Prowave 250ST180 [25], een piëzo-elektrische kristaltransducer. Dit type transducer is eenvoudig in gebruik en heeft reeds zijn nut bewezen in [9], waarbij een afstand van ongeveer 7 meter overbrugd wordt bij een aangelegde wisselende spanning van 5 volt.



Figuur 18: Prowave 250ST180 piëzo-elektrische kristaltransducer [25].

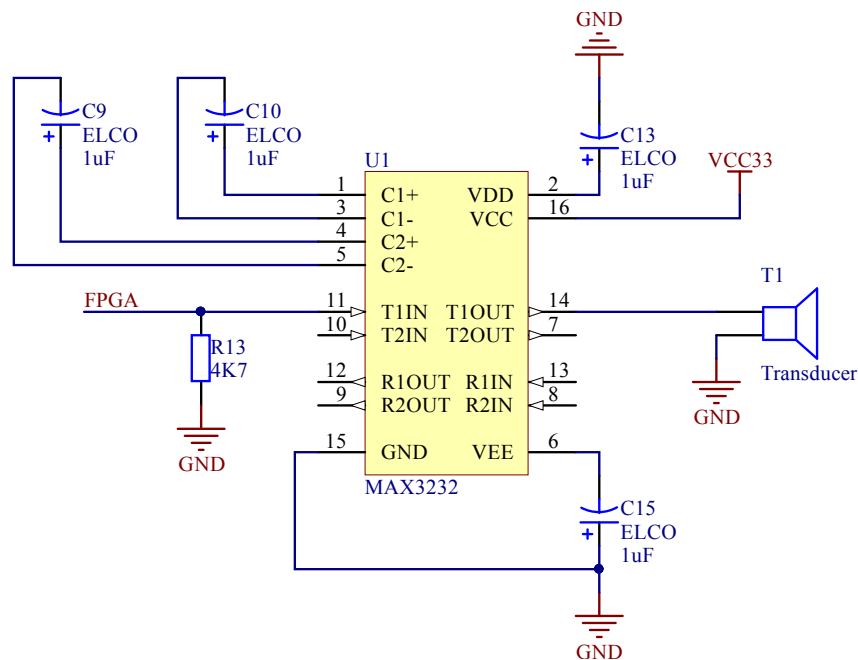
Indien er zou gekozen worden voor piëzopolymeerfilm transducers of elektrostatische transducers is het noodzakelijk om een boost converter te voorzien om de spanning te verhogen tot de werkspanning van de transducers. De gekozen piëzo-elektrische kristaltransducers hebben een resonantiefrequentie gelegen op ongeveer 25 kHz, een bandbreedte van 2 kHz en een zendhoek van 95°. Hun maximale voedingsspanning bedraagt 20 volt. Deze transducer wordt weergegeven op figuur 18.

Voor de ontvangerszijde wordt gekozen voor de analoge Knowles SPU0410LR5H-QB MEMS [28], aangezien de digitale variant nog niet beschikbaar is. Deze MEMS is omnidirectioneel en kan gevoed worden tussen 1,5 en 3,6 volt. De resonantiefrequentie is gelegen op ongeveer 25 KHz en heeft een frequentiebereik tot ongeveer 80 kHz. Deze MEMS wordt weergegeven op figuur 17.

3.3 Zender

Voor de zendhardware is er gekozen voor een MAX3232 [36]. Dit is de 3,3 volt variant van de klassieke MAX232 die gevoed wordt op 5 volt. De MAX232 wordt zeer vaak gebruikt om spanningen om te zetten van TTL-niveau naar RS-232-niveau. Door middel van de elektrolytische condensatoren die fungeren als een ladingspomp is het mogelijk om de inkomende spanning te verhogen of te verlagen. Het schema van de zendhardware is weergegeven op figuur 19.

Dit principe wordt ook gebruikt voor het aansturen van de piëzo-elektrische kristaltransducers via een FPGA. De spanning van het digitaal signaal van een FPGA uitgang bedraagt 0 volt bij een logisch laag signaal en 3,3 volt bij een logisch hoog signaal. De MAX3232 zal dit omvormen naar een spanning van ongeveer 6 volt voor een logisch laag signaal en -6V voor een logisch hoog signaal. Het signaal is echter geïnverteerd.

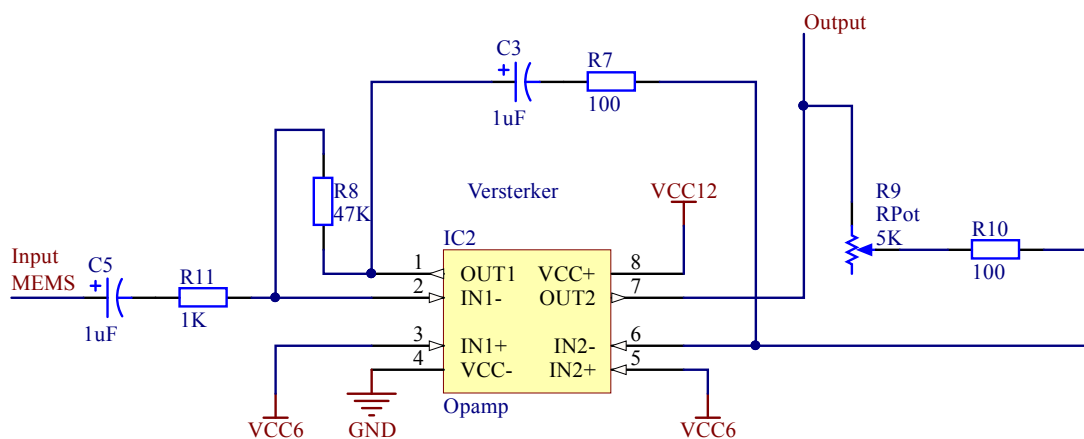


Figuur 19: Zendhardware voor een piëzo-elektrische kristaltransducer, aangestuurd door een FPGA via een MAX3232 [36].

De FPGA die in dit geval gebruikt is, is de Spartan-6. Het is eveneens mogelijk om een kleinere FPGA te gebruiken zoals een Spartan-3, aangezien de modulatie van het zendsignaal op een draaggolf via Frequency-Shift Keying (FSK) het enige is wat op de FPGA van de zender moet gebeuren. Dit vraagt niet veel resources van de FPGA.

3.4 Ontvanger

Langs de ontvangstzijde zal het signaal, afkomstig van de MEMS, eerst en vooral versterkt worden. Hiervoor zijn twee inverterende versterkers gecascadeerd (*IC2*). De eerste versterkingstrap heeft een versterkingsfactor van 47. De tweede versterkingstrap heeft een variabele versterkingsfactor die manueel in te stellen is door potentiometer *R9*.



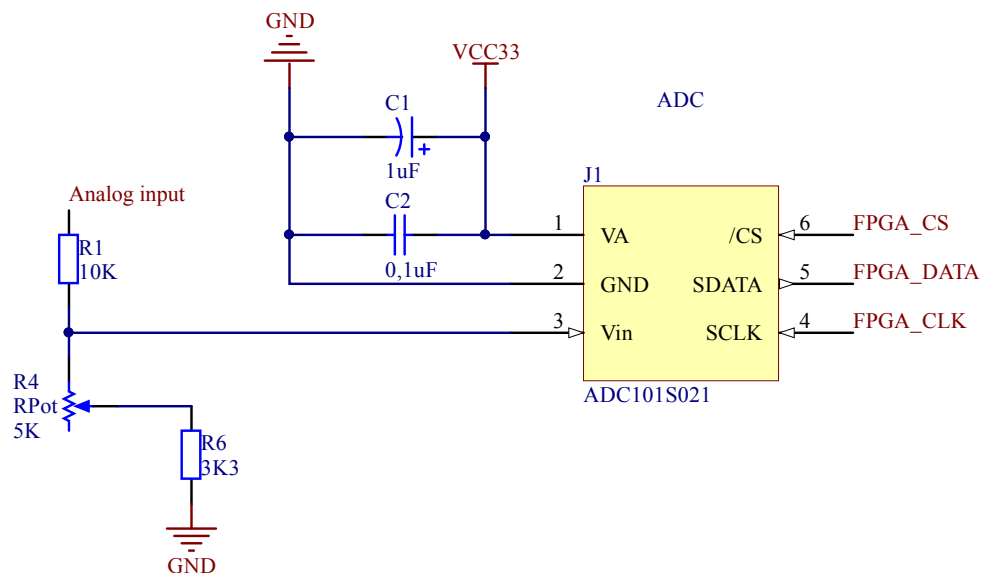
Figuur 20: Schakeling die het signaal van de MEMS zal versterken.

De versterkingstrappen worden geïmplementeerd door een NE5332 opamp. Om te vermijden dat een symmetrische voeding (bijvoorbeeld 12 V en -12 V) nodig is om de opamps te voeden, wordt IN+ van de opamp gebiased op de helft van de voedingsspanning (6 V). Het schema van de versterkingsschakeling is weergegeven op figuur 20. De versterkingsfactoren $A1$ en $A2$ zijn te berekenen door:

$$A1 = -\frac{R8}{R11} \quad (3.1)$$

$$A2 = -\frac{R10 + R9}{R7} \quad (3.2)$$

Het signaal na de versterkingsschakeling moet vervolgens in de FPGA ingelezen worden. Dit wordt gerealiseerd door een analoog-naar-digitaal converter (ADC). Hiervoor is gekozen voor de ADC101S021 van Texas Instruments. Deze ADC heeft een resolutie van 10 bits en heeft een samplefrequentie gelegen tussen 50 kSps en 200 kSps. De data wordt serieel naar buiten gestuurd via een bepaald tijdsdiagram. De interface van de ADC bestaat uit drie pinnen. *SCLK* zorgt voor het kloksignaal van de ADC. Afhankelijk van de samplefrequentie is de klokfrequentie gelegen tussen 1 en 4 MHz. *CS* staat voor Chip Select en wordt logisch laag gezet wanneer de FPGA de data wenst uit te lezen. Vervolgens wordt de data serieel over *SDATA* verzonden en ingelezen in de FPGA. Het schema van de ADC is weergegeven op figuur 21.

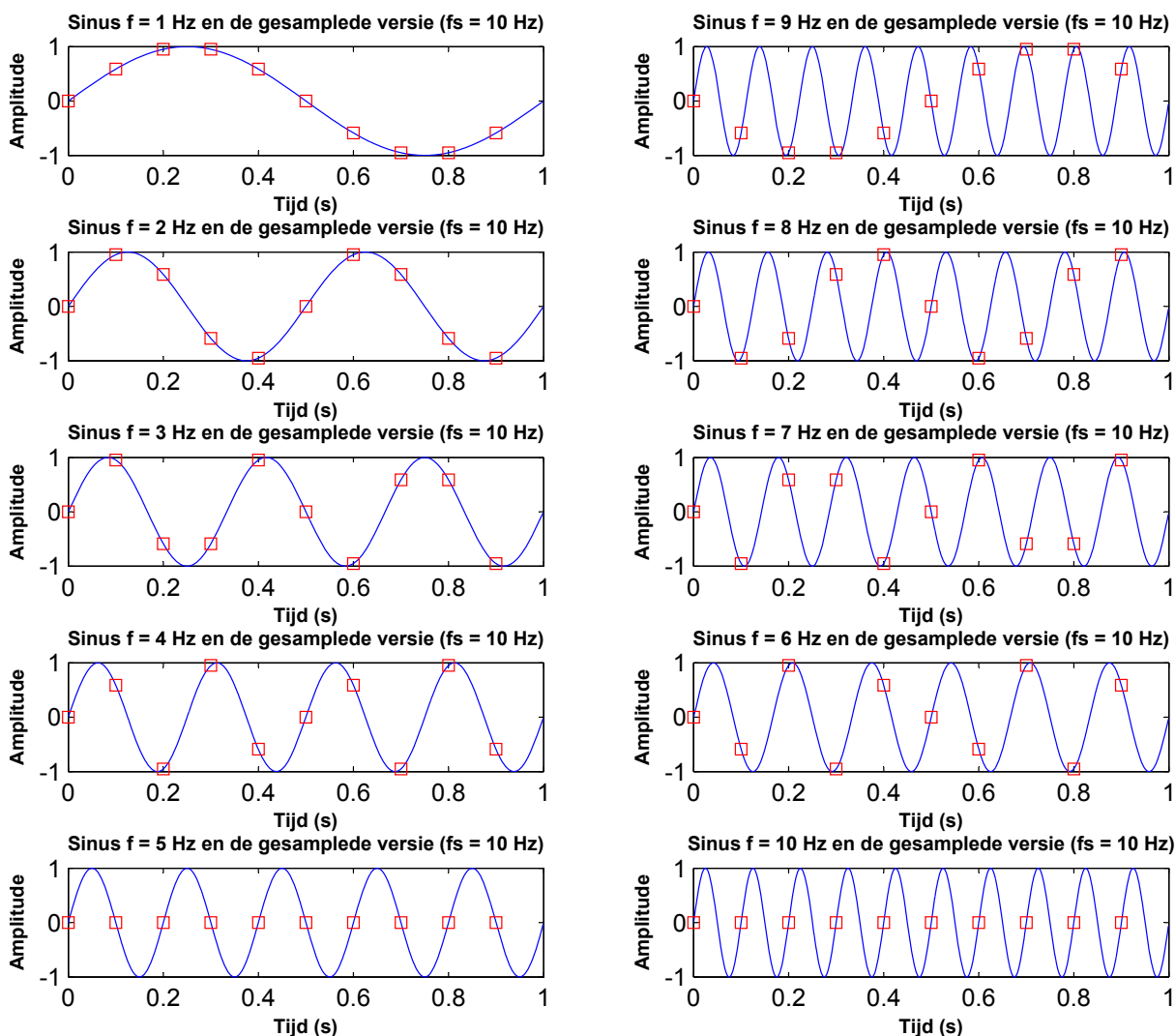


Figuur 21: Schakeling van een analoog-naar-digitaal converter om de data na de versterking in de FPGA in te lezen.

Aangezien er gewerkt wordt met de piëzo-elektrische kristaltransducer met een resonantiefrequentie op ongeveer 25 kHz en een bandbreedte van 1,5 kHz is de hoogste frequentie die gebruikt zal worden ongeveer 26,5 kHz. Om te voldoen aan het bemonsteringstheorema van Nyquist-Shannon moet de samplefrequentie minstens tweemaal zo hoog zijn als de hoogste frequentie die in het signaal voorkomt. Deze hoogste

frequentie noemt men de nyquistfrequentie. De samplefrequentie moet dus minstens 53 kHz bedragen. Aangezien 53 kHz theoretisch de minimum samplefrequentie is, zal een samplefrequentie van 100 kHz worden gekozen.

Indien er frequenties boven de nyquistfrequentie voorkomen, dan treedt er aliasing op. Het fenomeen aliasing is weergegeven in figuur 22. In dit voorbeeld is de samplefrequentie gelijk aan 10 Hz. Bij een inkomend signaal met een frequentie gaande van 1 tot 5 Hz blijft de frequentie onder de helft van de samplefrequentie. Indien de frequentie van het inkomend signaal hoger is dan de helft van de samplefrequentie, dan treedt er aliasing op. De gesamplede versies van de signalen op de rechtste grafieken lijken op de gesamplede versies van de signalen op de linkse grafieken met een lagere frequentie, maar dan verschoven in de tijd.



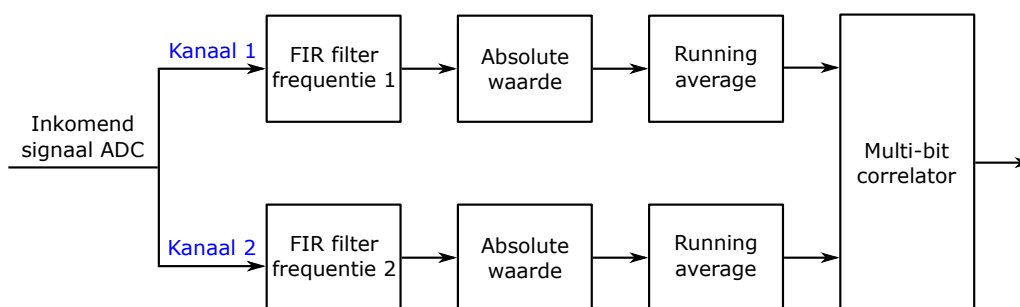
Figuur 22: Voorbeeld dat het fenomeen aliasing uitlegt. Sinussen met frequenties tussen 1 en 10 Hz worden gesampled bij een samplefrequentie van 10 Hz.

Om dit fenomeen op te lossen moet er in theorie een anti-aliasing filter voor de ADC geplaatst worden. Dit is een laagdoorlaatfilter die enkel de frequenties onder de nyquistfrequentie doorlaat. In de schakeling op figuur 22 wordt deze filter weggelaten omdat de MEMS deze filtering al voor zich neemt. Deze filtering door de MEMS houdt in dat er al een verschil van 17 dB is in gevoeligheid tussen de resonantiefrequentie van ongeveer 25 kHz en de nyquistfrequentie van 50 kHz. Dit komt overeen met een verzwakking van ongeveer een factor 7.

Implementatie op FPGA

Naast de hardware die besproken werd in het vorige hoofdstuk, zullen in dit hoofdstuk ook de geïmplementeerde FPGA-modules besproken worden. Deze modules zijn noodzakelijk om afstandsmetingen te realiseren d.m.v. Time Difference of Arrival (TDoA) via Code Division Multiple Access (CDMA) over Frequency-Shift Keying (FSK). Wanneer een nieuwe meting moet worden uitgevoerd, dan zal langs de zenzijde enerzijds de data gemoduleerd worden op een draaggolf via FSK en zal dit vervolgens uitgezonden worden. Anderzijds worden de zenders en de ontvangers gesynchroniseerd met elkaar. In dit werk wordt de synchronisatie uitgevoerd door middel van een synchronisatielijn, daar dit werk vooral de nadruk legt op het ultrasone gedeelte.

Na de synchronisatie zal langs de ontvangstzijde de correlatiewaarde en de afstandsmeting gereset worden. Vervolgens zal het ultrasone signaal via de ontvangsthardware ingelezen worden op de FPGA en afgetakt worden naar verschillende kanalen. Elk kanaal bestaat uit een filter dat enkel de gewenste frequentie doorlaat. In onze opstelling worden twee kanalen gebruikt. Het eerste kanaal is afgestemd op 24,5 kHz en het tweede kanaal is afgestemd op 26,5 kHz. Beide frequenties zijn empirisch bepaald. Vervolgens zal bij elk kanaal overgegaan worden naar de absolute waarde van het signaal. De laatste stap is het uitmiddelen van al deze absolute waarden door middel van een running average (lopend gemiddelde) filter. Deze uitgemiddelde signalen worden uiteindelijk naar een multi-bit correlator gestuurd, waarin de hoogste correlatie met een verwacht signaal bepaald wordt. De afstandsmeting die overeenkomt met deze hoogste correlatie wordt serieel via UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) vanuit de FPGA verzonden. Het blokschema op figuur 23 geeft dit schematisch weer. Al deze blokken zullen in het verdere verloop van de tekst meer in detail overlopen worden.

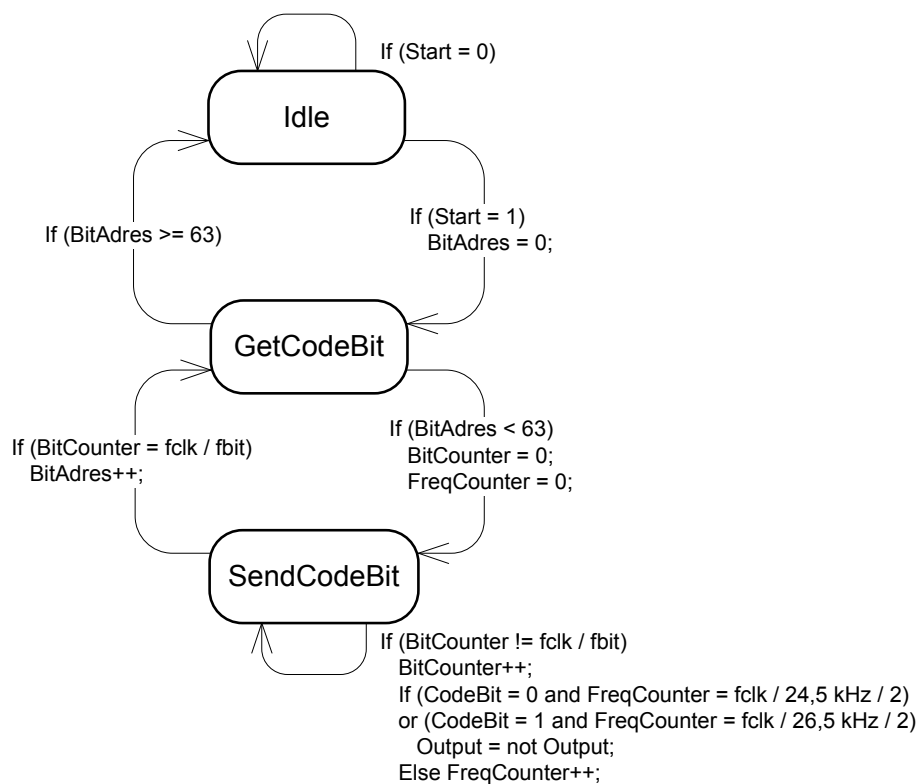


Figuur 23: Blokschema van de geïmplementeerde modules op FPGA langs de ontvangstzijde.

4.1 CDMA over FSK

4.1.1 Modulator

Om een FSK gemoduleerd signaal te genereren, wordt afhankelijk van de Gold code bit een andere frequentie verzonden door de piëzo-elektrische kristaltransducer. Een signaal met een frequentie van 24,5 kHz stelt een logische '0' voor en een signaal met een frequentie van 26,5 kHz stelt een logische '1' voor. Er wordt gekozen voor een constante datarate van 250 bits per seconde. Dit heeft als gevolg dat er meer perioden van het 26,5 kHz signaal moeten uitgezonden worden dan van het 24,5 kHz signaal. Het volledige toestandsdiagramma van de modulator is weergegeven in figuur 24.

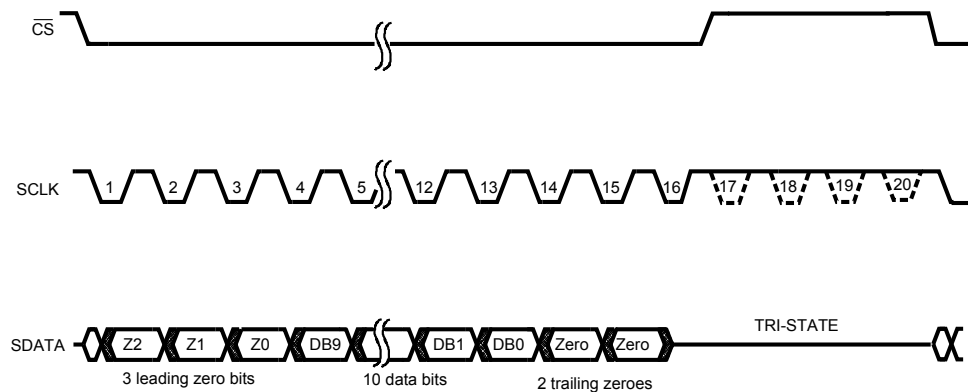


Figuur 24: Het toestandsdiagramma van de FSK modulator.

Indien er een nieuwe afstandsmeting moet gebeuren, dan zal het signaal *start* logisch hoog worden gezet. Dit heeft als gevolg dat alles gereset wordt en de staat overgaat van *Idle* naar *GetCodeBit*. Uit een geheugentje zal vervolgens de desbetreffende Gold code bit gelezen worden. Afhankelijk of de waarde van deze bit '0' of '1' is, zal er een bepaalde frequentie aangelegd worden aan de uitgang van de FPGA. Hiervoor zorgt de teller *FreqCounter*, die het aantal clockticks bijhoudt, zodanig dat het uitgangssignaal tijdig geïnverteerd wordt. De teller *BitCounter* houdt het aantal clockticks bij om de datarate van 250 bits per seconde te verzekeren. De Gold code die gemoduleerd wordt, heeft een totale lengte van 63 bits. De teller *BitAdres* houdt de huidige stand bij van de uitgezonden Gold code. Eenmaal de volledige gemoduleerde Gold code uitgezonden is, zal de staat terug wijzigen naar *Idle*.

4.1.2 ADC

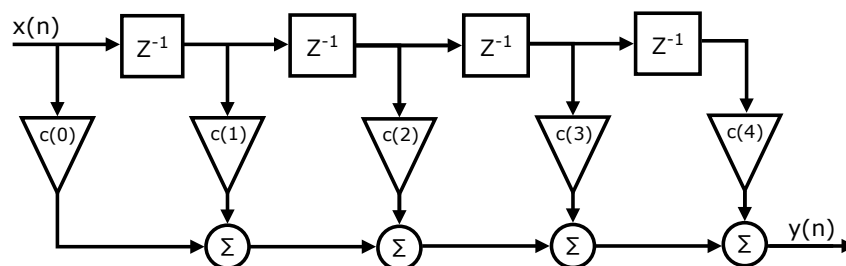
Nadat het inkomend signaal ontvangen en versterkt is door de ontvangsthardware, moet dit analoge signaal omgezet worden naar een digitaal signaal zodat dit bruikbaar is in de FPGA. Zoals eerder vermeld zal hiervoor de 10-bits ADC101S021 van Texas Instruments gebruikt worden bij een samplefrequentie van 100 kHz. Deze ADC kan door de FPGA aangestuurd worden door het tijdsdiagramma op figuur 25 te respecteren. De seriële communicatie is compatibel met verschillende standaarden, zoals SPI en MICROWIRE.



Figuur 25: Tijdsdiagramma om de ADC101S021 uit te lezen [32].

4.1.3 FIR filter

De 10-bits samples worden vervolgens gefilterd per kanaal. Hiervoor worden FIR (Finite Impulse Response) filters gebruikt. Een FIR filter kan een gesampled signaal filteren op een digitale wijze. Bij het aanleggen van een puls aan de ingang van de filter, zal het uitgangssignaal na een bepaalde tijd nul worden. De impulsrespons is eindig. Vandaar de naam FIR (Finite Impulse Response) filter. Een veralgemening hierop zijn de IIR (Infinite Impulse Response) filters, waarbij de impulsrespons oneindig lang ongelijk aan nul kan blijven.



Figuur 26: Opbouw van een FIR filter.

In figuur 26 is de opbouw van een 4de-orde FIR filter weergegeven. Hierbij stellen de blokken Z^{-1} een tijdsvertraging voor van één sample. De inkomende samples $x(n]$ worden vermenigvuldigd met bepaalde constante waarden $c(k)$ en worden vervolgens opgeteld tot

$y(n)$. De samples $y(n)$ stellen het gefilterde signaal voor en zijn te berekenen door onderstaande formule:

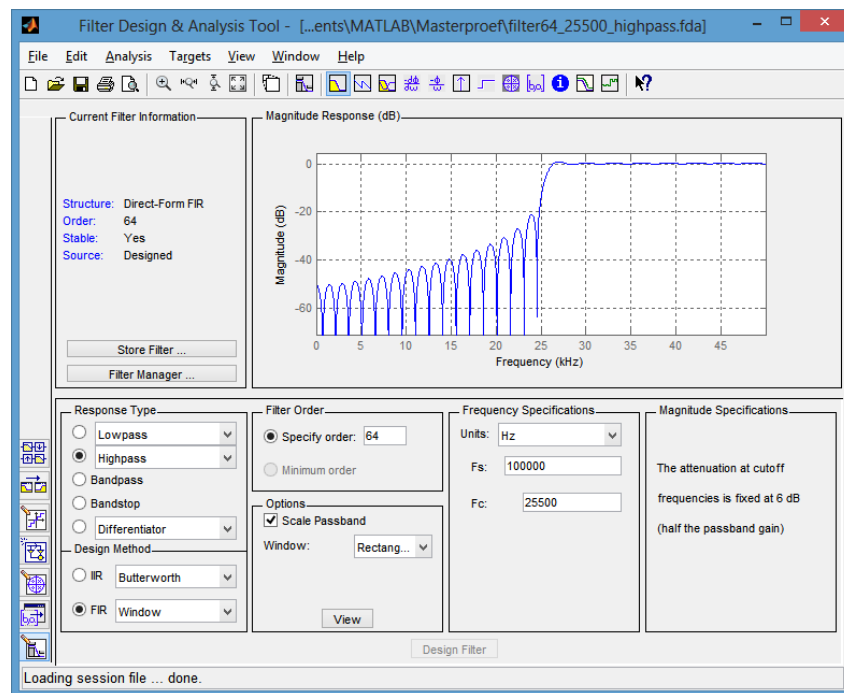
$$y(n) = \sum_{k=0}^N c(k) \cdot x(n - k) \quad (4.1)$$

In tegenstelling tot FIR filters, worden bij IIR filters de uitgangssamples $y(n)$ teruggekoppeld en mee in rekening gebracht bij de berekening van de nieuwe uitgangssamples. Dit is af te leiden uit formule 4.2 en 4.3. Wanneer een filter ontworpen moet worden met bepaalde eisen zoals de stopband, de doorlaatband en de maximale toegelaten rimpel, dan kan deze zowel geïmplementeerd worden met een FIR filter, als met een IIR filter. Maar typisch zal de IIR filter van een lagere orde zijn dan de FIR filter om aan dezelfde eisen te voldoen. IIR filters hebben echter in tegenstelling tot FIR filters niet altijd een lineaire fasekarakteristiek en ze kunnen onstabiel worden door de terugkoppeling van de uitgangssamples [38].

$$c_a(0) \cdot y(n) = \sum_{k=0}^N c_b(k) \cdot x(n - k) - \sum_{l=1}^M c_a(l) \cdot x(n - l) \quad (4.2)$$

$$y(n) = \frac{\sum_{k=0}^N c_b(k) \cdot x(n - k) - \sum_{l=1}^M c_a(l) \cdot x(n - l)}{c_a(0)} \quad (4.3)$$

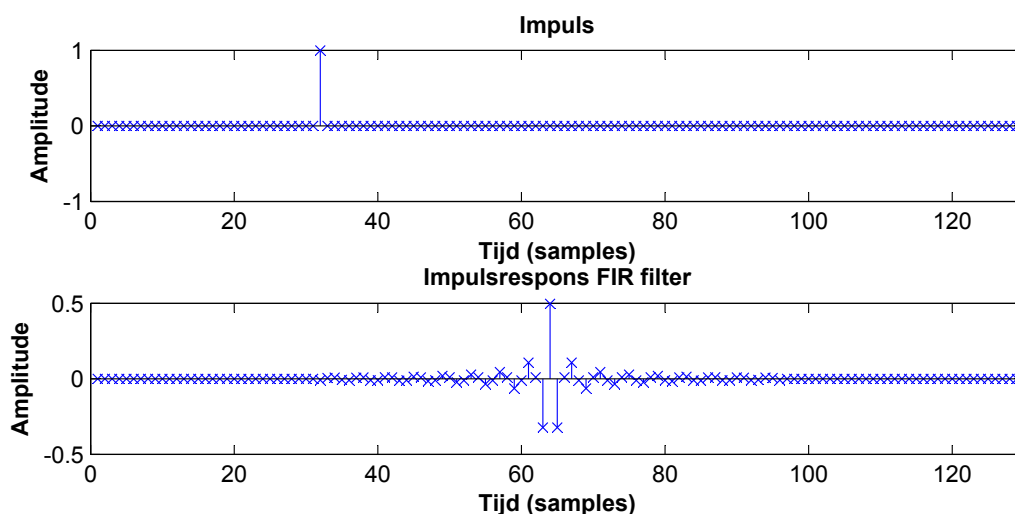
Bij het ontwerpen van een filter, dan is het voldoende om enkel de coëfficiënten aan te passen. Het is dus eenvoudig om van een hoogdoorlaatfilter over te gaan naar een banddoorlaatfilter zonder de hardware aan te passen. Dit is een groot voordeel van FIR filters.



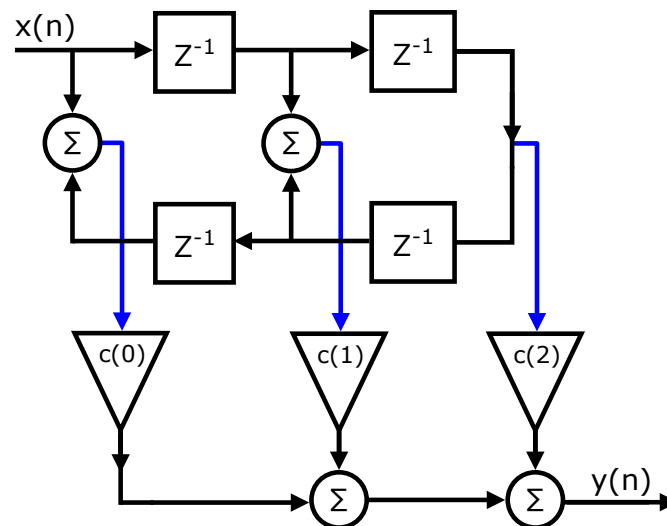
Figuur 27: Filter Design & Analysis Tool (Fdatool) van MATLAB [37].

Deze coëfficiënten zijn handmatig uit te rekenen, maar bij een filter met een hogere orde (bijvoorbeeld orde 64) gaat het sneller om hiervoor een software tool te gebruiken, zoals de “Filter Design & Analysis Tool (FDATool)” van MATLAB [37]. In figuur 27 wordt deze tool gebruikt om een hoogdoorlaatfilter te ontwerpen met orde 64, een afsnijfrequentie (-3dB punt) van 25,5 kHz en bij een samplefrequentie van 100 kHz. Hoe hoger de orde van de filter, hoe scherper en hoe idealer de filter is. Maar een hogere orde van filter, verhoogt ook het aantal vermenigvuldigers en optellers. Bovendien moet er naast de inkomende sample, er ook evenveel voorgaande samples bewaard worden als de orde van de filter. Bij een filter met een orde van 64 zijn zowel de inkomende sample als de 64 voorgaande samples noodzakelijk voor een correcte filtering te realiseren. Het is dus belangrijk om filters te ontwerpen met een zo laag mogelijke orde, maar zodat deze toch nog voldoende geschikt is voor zijn toepassing.

Voor deze toepassing zal er voor elk frequentiekanaal een banddoorlaatfilter ontworpen worden. Indien er slechts twee frequentiekanalen gebruikt worden, is het ook mogelijk om voor het eerste kanaal een laagdoorlaatfilter en voor het tweede kanaal een hoogdoorlaatfilter te gebruiken. Dit halveert de orde van de FIR filters. Afhankelijk van de voorgaande hardware, kan er nog een gemeenschappelijke banddoorlaatfilter geplaatst worden, die de frequenties van beide kanalen doorlaat en de frequenties lager dan die van het eerste kanaal en hoger dan die van het tweede kanaal onderdrukt. Ook hierbij worden de coëfficiënten bepaald m.b.v. de “Filter Design & Analysis Tool (FDATool)” van MATLAB [37]. Het aantal coëfficiënten is steeds gelijk aan de orde van de filter plus één. In het geval van een filter met orde 64, dan is het aantal coëfficiënten gelijk aan 65. Vaak is het zo dat de coëfficiënten symmetrisch zijn t.o.v. de middelste coëfficiënt. Dit is onder andere af te leiden uit de impulsrespons van de filter die weergegeven is op figuur 28. Het aantal vermenigvuldigers daalt bij een filter met orde 64 hiermee van 65 tot 33. Dit is ongeveer een factor twee. Het aantal optellers blijft gelijk. De vereenvoudigde opbouw van de FIR filter is weergegeven in figuur 29.



Figuur 28: Impulsrespons FIR filter met orde 64, waarbij de afsnijfrequentie is ingesteld op 25,5 kHz en de samplefrequentie gelijk is aan 100 kHz.



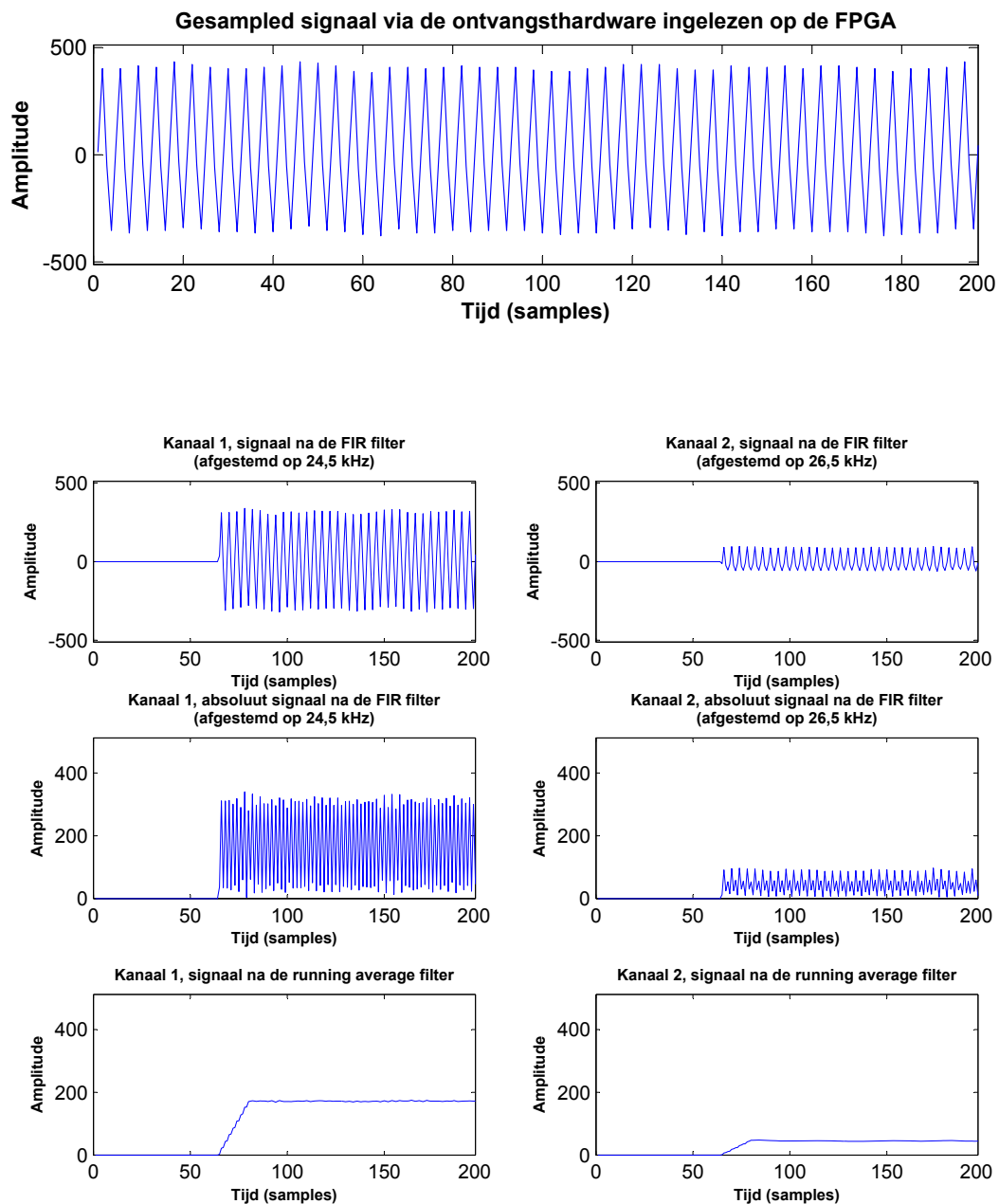
Figuur 29: Opbouw van een FIR filter met symmetrische coëfficiënten.

Wanneer de Gold code gemoduleerd wordt via FSK en dit signaal na versterking gesampled wordt m.b.v. de ADC, zal het signaal dus gesplitst worden in verschillende frequentiekanalen d.m.v. FIR-filters. Vervolgens wordt van het gefilterde signaal de absolute waarde genomen en wordt elk signaal uitgemiddeld d.m.v. een running average (lopend gemiddelde) filter. Een running average filter is een speciaal type FIR filter, waarbij alle coëfficiënten gelijk zijn aan elkaar. De waarde van deze coëfficiënten is gelijk aan:

$$c(k) = \frac{1}{N+1} \quad (4.4)$$

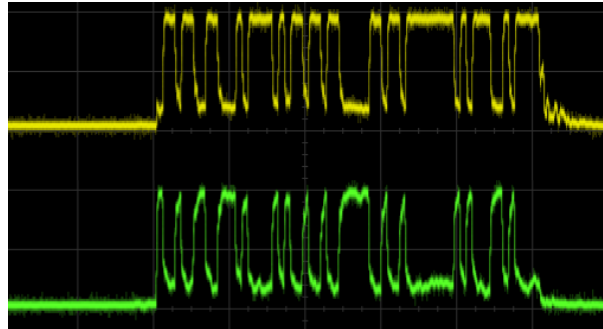
Hierbij stelt N de orde van de filter voor. Wanneer de orde van de running average filter bijvoorbeeld gelijk is aan 15, dan zijn de coëfficiënten gelijk aan $1/16$. Vermenigvuldigen met $1/16$ of delen door 16, komt overeen met een getal 4 keer te shiften naar rechts (2^4). Dus wanneer de orde goed gekozen wordt, zijn er geen vermenigvuldigers nodig om dit type filter te implementeren. Door het gebrek aan vermenigvuldigers, zal de filter minder hardware vereisen en hierdoor efficiënter gebouwd kunnen worden.

Het uiteindelijke resultaat van al de voorgaande stappen is weergegeven in figuur 30. Hier wordt er bijvoorbeeld een sinus van 25 kHz via de ontvangsthardware in de FPGA gestuurd. Merk op dat de filter die afgestemd is op 24,5 kHz het signaal veel beter doorlaat dan de filter die afgestemd is op 26,5 kHz. Dit resulteert in een hoger signaal na de running average filter bij kanaal 1 in vergelijking met het signaal bij kanaal 2. Wat ook opvalt is de tijdsverschuiving bij de filtering. Dit komt omdat er gebruik gemaakt is van een FIR filter met orde 64, waardoor de filter eerst moet beschikken over voldoende samples alvorens er gestart kan worden met filteren.



Figuur 30: De signalen na de verschillende modules op FPGA van de ontvangstzijde.

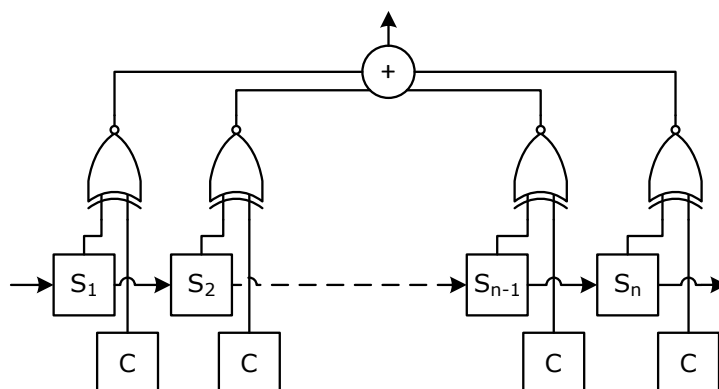
Bij het ontvangen van een Gold code zullen de resulterende signalen er uitzien als op figuur 31. Het gele signaal stelt het eerste kanaal voor en het groene signaal het tweede kanaal. Het is duidelijk te zien dat beide kanalen elkaars geïnverteerde zijn. Ondanks er hier slechts gewerkt wordt met twee kanalen, te wijten aan de beperkte bandbreedte van de piëzo-elektrische kristaltransducers, is het eveneens mogelijk dit principe uit te breiden naar meerdere kanalen.



Figuur 31: Het inkomend signaal wordt gesplitst in twee kanalen d.m.v. FIR filters. Vervolgens wordt van de absolute waarden van de resterende signalen het lopend gemiddelde berekend. Het gele signaal stelt het eerste kanaal voor, het groene signaal het tweede kanaal.

4.1.4 Correlator

De signalen van de verschillende frequentiekanalen worden uiteindelijk gecorreleerd met de verwachte signalen. De verwachte signalen zijn de verschillende Gold codes. In [9] werden reeds twee verschillende types van correlatoren geïmplementeerd. Omdat het daar gaat om 1-bit correlatoren, is het mogelijk om elke sample te vergelijken met de verwachte waarde d.m.v. een XNOR-poort. Indien beide bits gelijk zijn aan elkaar, is de uitgang van de XNOR-poort hoog. In het andere geval is de uitgang laag. Het eerste type correlator dat geïmplementeerd is, wordt weergegeven in figuur 32.



Figuur 32: Correlatie d.m.v. XNOR-poorten met S de samples en C de Gold code bit. Deze hardware wordt gerepliceerd voor elke Gold code bit. [9]

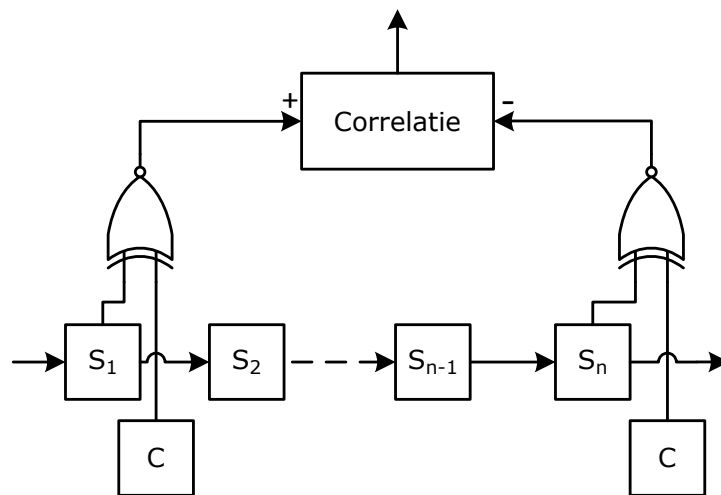
Bij een data rate R van 250 bits per seconde en een samplefrequentie f_s van 100 kHz, is het aantal samples l dat bewaard moet worden per Gold code bit gelijk aan 400. Dit is te

berekenen met formule 4.5. Indien men dit vermenigvuldigt met de Gold code lengte van 63, dan zijn dit 25200 samples die bewaard moeten worden.

$$l = \frac{f_s}{R} \quad (4.5)$$

Indien de datarate R hoger wordt gekozen bij dezelfde samplefrequentie f_s , dan zal het mogelijk zijn om in dezelfde periode meer positie-updates te realiseren. Als consequentie ligt het aantal samples per Gold code bit l lager, wat weer gevolgen heeft op de FIR filters en de multi-bit correlator. Bij minder samples per Gold code bit heeft de correlator minder informatie per bit en is het dus moeilijker de Gold codes in het inkomend signaal te detecteren.

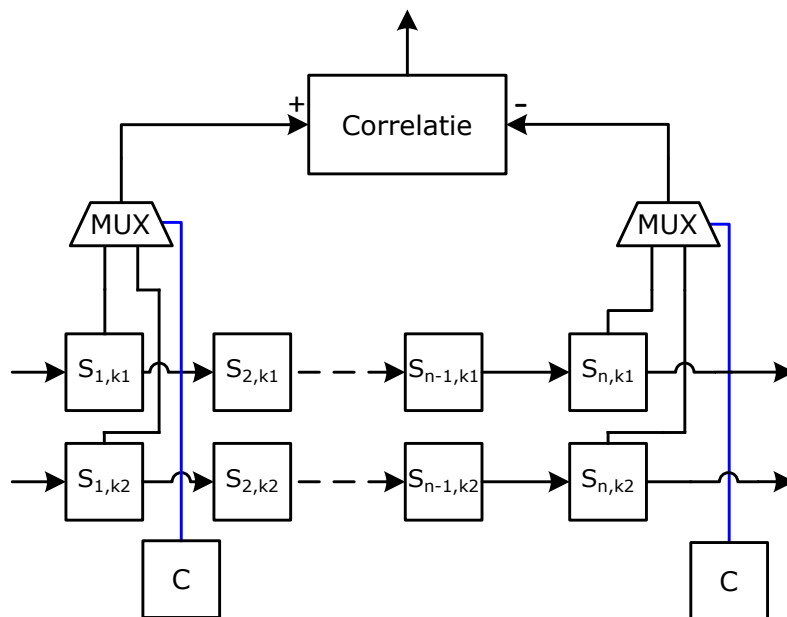
Naast dit groot aantal samples, zijn er evenveel XNOR-poorten noodzakelijk. De uitgang van elke XNOR-poort wordt opgeteld en vormt de correlatiewaarde. Hoe hoger de correlatiewaarde, hoe meer het inkomend signaal overeenkomt met het verwachte signaal. Dit type correlator is echter inefficiënt en vergt veel hardware. De implementatie is bijgevolg niet schaalbaar. Een tweede type correlator probeert deze inefficiëntie deels op te lossen. Per correlatieblok van 400 samples, is het te verwachte signaal constant. Het is dus mogelijk om enkel de nieuwe inkomende correlatie bij de totale correlatie bij te tellen en de oudste correlatie ervan af te tellen. Dit reduceert het aantal XNOR-poorten en het aantal optellers enorm. De exacte getallen van de hoeveel benodigde hardware, zoals het aantal registers en lookup tables (LUTs) is terug te vinden in [9].



Figuur 33: Correlatie d.m.v. XNOR-poorten met S de samples en C de Gold code bit. Deze efficiëntere correlator zal enkel berekeningen uitvoeren op de inkomende en uitgaande sample. Deze hardware wordt gerepliceerd voor elke Gold code bit. [9]

Dit tweede type correlator vormt de basis van de multi-bit correlator. Maar aangezien het niet meer gaat om een 1-bit correlator, maar om een multi-bit correlator, kan de correlatiewaarde per sample niet meer berekend worden met een XNOR-poort. Bij een twee-kanaals multi-bit correlator, zal wanneer de Gold code bit gelijk is aan '0', de sample

van het eerste kanaal opgeteld worden bij de totale correlatiewaarde. Wanneer de Gold code bit gelijk is aan '1', dan zal de sample van het tweede kanaal worden opgeteld bij de totale correlatiewaarde. Dit is realiseerbaar met een multiplexer, zoals weergegeven in figuur 34. $S_{x,k1}$ zijn de samples uit het eerste kanaal en $S_{x,k2}$ de samples uit het tweede kanaal. Het ontwerp is uitbreidbaar naar meerdere kanalen door de 2-naar-1 multiplexer bijvoorbeeld te vervangen door een 4-naar-2 multiplexer in het geval van 4 kanalen. De Gold code bit zal dan vervangen moeten worden naar een 2-bits versie.



Figuur 34: Correlatie d.m.v. multiplexers met S de multi-bit samples en C de Gold code bit. Deze correlator zal enkel berekeningen uitvoeren op de inkomende en uitgaande sample. Deze hardware wordt gerepliceerd voor elke Gold code bit.

Het resterende probleem is het grote aantal samples dat bewaard moeten worden. De 25200 samples zijn nu 10-bits breed, maar door eerder de absolute waarde van deze samples te nemen, blijven er 9 bits per sample over. Om deze samples efficiënter te stockeren wordt er gebruik gemaakt van blockRAM. Het blockRAM kan tot 18 kilobits per blok stockeren en kan in verschillende vormen geconfigureerd worden [39]. Bijvoorbeeld 1 kb x 16 bits met optioneel 2 pariteitsbits per woord, maar het is eveneens mogelijk om 16 kb x 1 bit te configureren. Hier is het niet mogelijk om pariteitsbits toe te voegen, waardoor 2 kb niet bruikbaar is.

Voor onze toepassing gebruiken we 1 kb x 16 bits. Elk woord bevat de 9-bits samples van beide kanalen, wat gelijk is aan 18 bits. Merk op dat we de minst significante bit van elke 9-bits sample verwerpen om de samples in het blockRAM te laten passen. Om 25200 samples te stockeren, zijn er dus 25 blokken blockRAM noodzakelijk. Maar omdat al deze blokken gecombineerd worden tot één groot geheel en de adressering een macht van 2 is, zal er standaard meer blockRAM voorzien worden. Het aantal blokken blockRAM b dat gebruikt wordt, is te berekenen door formule 4.7. De adresbreedte a in dit geval is dan gelijk aan 15 bits (formule 4.6).

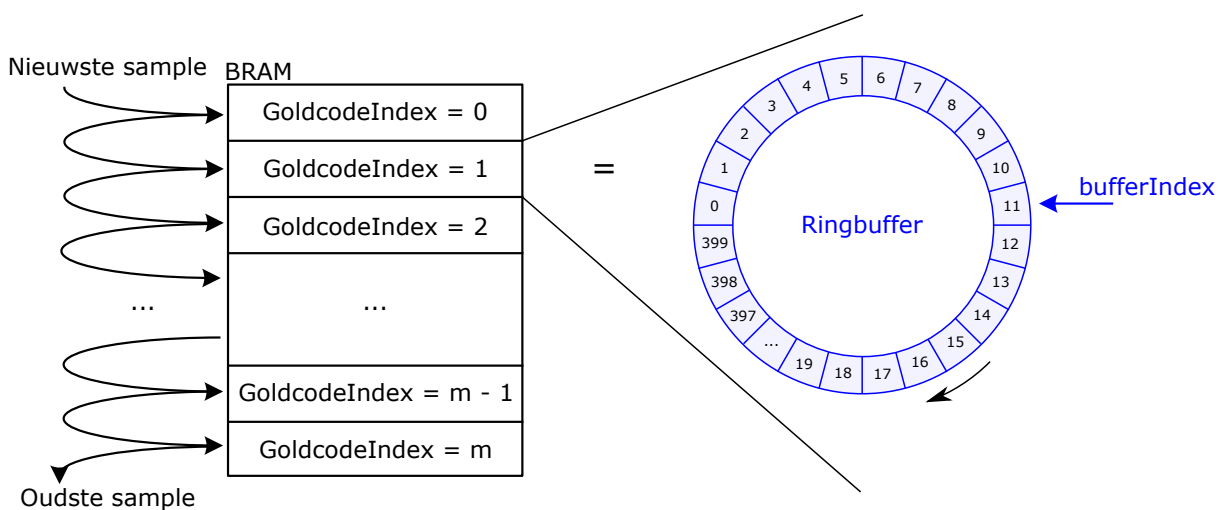
$$a = \text{ceil}(\log_2(25200)) = 15 \quad (4.6)$$

$$b = \frac{2^{\text{ceil}(\log_2(25200))}}{1024} = 32 \quad (4.7)$$

De praktische testopstelling is gerealiseerd met een Xilinx Spartan 6 FPGA (xc6slx45) op een Atlys ontwikkelingsbord, ontworpen door Digilent. De FPGA heeft 54576 slice registers, 27288 slice lookup tables (LUTs), 6822 slices en 116 blockRAM modules van elk 18 kb ter beschikking. Het aantal blockRAM modules is dus ruim voldoende voor onze toepassing. Er wordt 27,6% van de totale hoeveelheid blokken blockRAM gebruikt.

Naast het blockRAM blijven enkel nog de multiplexers, de correlatieblok en het geheugentje voor de Gold code bits over. Voor alle 63 Gold code bits zal de correlatieblok uit figuur 34, 63 keer in parallel geplaatst worden. De klokfrequentie van het Atlys ontwikkelingsbord is vastgelegd op 100 MHz en de samplefrequentie f_s is gelijk aan 100 kHz. Tussen elke nieuwe sample en dus tussen elke nieuwe correlatieberekening, zijn er nog 1000 clockticks die bruikbaar zijn voor de correlator. Alhoewel de kracht van een FPGA juist zijn hoge graad van parallelisme is, zoals die gebruikt wordt bij de FIR filters, kunnen deze 1000 clockticks ook gebruikt worden om elke deelcorrelatie sequentieel uit te voeren met slechts één correlatieblok.

De deelcorrelatie is de correlatiewaarde van één bepaalde Gold code bit. Het globale beeld van de correlator kan dan worden weergegeven door figuur 35. De *GoldcodeIndex* stelt de index voor van de desbetreffende Gold code bit. Dus bij een *GoldcodeIndex* van 0 wordt de deelcorrelatie van de eerste Gold code bit berekend.



Figuur 35: Deze correlator zal enkel berekeningen uitvoeren op de inkomende en uitgaande sample. De samples worden gestockeerd in blockRAM met als structuur een ringbuffer waarvan de index *bufferIndex* aangepast wordt bij elke nieuwe sample. De deelcorrelatie per Gold code bit wordt sequentieel berekend.

Om de samples niet door te moeten schuiven naar de volgende geheugenplaats zoals bijvoorbeeld bij een schuifregister het geval is, zal er gebruik gemaakt worden van een ringbuffer. Hierbij zullen de samples niet steeds verplaatst worden naar een volgende geheugenplaatst, maar zal enkel de index van de geheugenplaats aangepast worden. De index wordt bijgehouden in de variabele *bufferIndex*. Door al deze aanpassingen door te voeren, zal er een minimum aan logica verbruikt worden.

4.1.5 Maximum correlatie en communicatie

Wanneer de synchronisatie wordt ontvangen en bijgevolg een nieuwe afstandsmeting zal uitgevoerd worden, zal de vorige afstandsmeting met de bijhorende correlatiewaarde gereset worden. De afstandsmeting wordt gerealiseerd door middel van een counter. Deze counter wordt verhoogd bij elke nieuwe sample en vormt een maat voor de afstand. Bij een nieuwe sample zal er steeds een nieuwe correlatiewaarde berekend worden in de correlator. Indien deze correlatiewaarde groter is dan de hoogste correlatiewaarde die reeds voorgekomen is, dan zal deze hoogste waarde vervangen worden door de nieuwe waarde. Deze correlatiewaarde is een maat voor hoe goed het inkomend signaal lijkt op het verwachte signaal. De stand van de counter die overeenkomt met de hoogste correlatiewaarde wordt eveneens bijgehouden en wordt op regelmatige basis doorgestuurd naar een PC via seriële communicatie. Meer bepaald met UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) bij een baudrate van 115200 baud. De pakketten die naar de PC worden gestuurd bevatten zowel de hoogste correlatiewaarden, als de afstandsmetingen tussen elke zender en ontvanger.

4.1.6 Verbruik

Het verbruik van al de deelblokken waaruit het volledige ontwerp is opgebouwd, kan opgedeeld worden in twee delen. Het eerste deel is de zender, het tweede deel de ontvanger. Eerst wordt het verbruik van het zendgedeelte onder de loep genomen voor één zender:

Deelblok	Slices	Slice registers	Lookup tables	BlockRAM 18 kb	DSP48A1
Toplevel	38	41	125	0	0
Packet_CLK_Divider	19	28	59	0	0
Goldcode_memory	2	0	3	0	0
Volledige ontwerp	59 (0,9%)	69 (0,1%)	187 (0,7%)	0 (0%)	0 (0%)

Tabel 4.1: Overzicht van het verbruik langs het zendgedeelte door het verbruik van alle deelblokken op te tellen.

De deelblok *Goldcode_memory* stockeert de Gold codes die, na modulatie, verzonden zullen worden. Deze Gold codes zijn 63 bits lang. *Packet_CLK_Divider* vormt een klokdeler die de FPGA klok met een frequentie van 100 MHz zal omvormen naar een tragere klok zodat

bijvoorbeeld elke 400 ms een nieuw datapakket kan uitgezonden worden. Het *Toplevel* is een toestandsdiagramma dat de Gold code volgens FSK zal moduleren. Het gedetailleerde toestandsdiagramma is reeds aangehaald op figuur 24.

Om het verbruik te weten te komen van het volledige ontwerp van de zender, kan men het volledige project laten synthetiseren en dit verbruik meten. In het rapport dat gegenereerd wordt, is ook het verbruik van alle deelblokken opgelijst. Het valt op het verbruik langs de zenzijde beperkt blijft (tabel 4.1). Er wordt geen gebruik gemaakt van blockRAM of DSP-blokken. Dit is echter te verwachten, aangezien langs deze zijde geen intensieve berekeningen plaatsvinden. Het is dus mogelijk om dit ontwerp op een zeer kleine FPGA te implementeren zoals op een Spartan 3.

Het ontvangstgedeelte is echter veel reken-intensiever. Het verbruik van de ontvanger waarbij er met één Gold code gecorreleerd wordt, is weergegeven in de tabel 4.2. Het verbruik van de deelblokken valt relatief goed mee. Als men bijvoorbeeld het percentage van gebruikte hardware bekijkt bij de twee-kanaals multi-bit correlator, dan worden er 143/6822 slices, 110/54576 slice registers en 407/27288 lookup tables verbruikt. Dit komt overeen met ongeveer 2,1% van de slices, 0,2% van de slice registers en 1,5% van de lookup tables. Om de samples te stockeren, worden er 32/116 oftewel 27,6% van het totaal aantal blokken blockRAM verbruikt. Ook het verbruik van de running average filters is beperkt gebleven, dit komt voornamelijk omdat de vermenigvuldigers vervangen worden door schuifoperaties.

Deelblok	Slices	Slice registers	Lookup tables	BlockRAM 18 kb	DSP48A1
Toplevel	27	29	39	0	0
ADC101D021	15	35	50	0	0
Correlator	143	110	407	32	0
MaxCorrelation	48	145	135	0	0
RunningAverage (kanaal 1)	73	168	129	0	0
RunningAverage (kanaal 2)	69	168	133	0	0
TransmitterUART	36	84	115	0	0
FIR filter (kanaal 1)	541	631	1296	0	29
FIR filter (kanaal 2)	409	139	1193	0	29
Volledige ontwerp	1361 (19,9%)	1509 (2,8%)	3497 (12,8%)	32 (27,6%)	58 (100%)

Tabel 4.2: Overzicht van het verbruik langs het ontvangstgedeelte waarbij er met één Gold code gecorreleerd wordt.

De grootste verbruikers zijn echter de FIR filters die gebruikt worden om het signaal te splitsen in verschillende kanalen. Hiervoor worden gezamenlijk 950/6822 slices, 770/54576 slice registers en 2489/27288 lookup tables verbruikt. Dit komt overeen met ongeveer 13,9% van de slices, 1,4% van de slice registers en 9,1% van de lookup tables. Bovendien worden er

gezaamenlijk 58 DSP-blokken gebruikt. Dit zijn blokken die speciaal ontworpen zijn om operaties zoals optellingen en vermenigvuldigingen efficiënt te berekenen [41].

Tijdens de verbruiksmetingen van de ontvanger viel het op dat het aantal slice registers niet correct was. In Xilinx ISE wordt een rapport gegenereerd om het verbruik van het volledige ontwerp te weten te komen. Een tweede rapport dat gegenereerd kan worden is een gedetailleerder rapport waarin het verbruik van alle deelblokken afzonderlijk staat opgelijst. De data uit o.a. tabel 4.2 is hieruit afkomstig. Het aantal slice registers dat gebruikt wordt als AND/OR-poort is bij dit tweede rapport niet in rekening gebracht. Bij het eerste rapport worden deze wel in rekening gebracht.

Een slice register kan zowel gebruikt worden om een flipflop of een latch te implementeren. Maar het is eveneens mogelijk om deze latch te gebruiken als equivalent voor een AND/OR-poort d.m.v. de set-reset-ingang en de data-ingang aan te sturen. Meer informatie hierover is terug te vinden in “application note” UG384 van Xilinx [42]. Door latches als equivalent van AND/OR-poorten te gebruiken, is het mogelijk de logica-dichtheid te vergroten en de hoeveelheid benodigde lookup tables te verkleinen. Het is dus noodzakelijk om dit type slice registers ook in rekening te brengen bij het verbruik. Het verschil tussen beide rapporten is 870 slice registers. Dit zijn dus slice registers die gebruikt worden als AND/OR-poorten. Indien men deze wel in rekening brengt, dan moet het verbruik herbekeken worden. Het verbruik uit beide rapporten wordt weergegeven in tabel 4.3. Merk ook op dat het aantal slices bij het tweede rapport licht gedaald is van 1361 naar 1320 slices.

Methode	Slices	Slice registers	Lookup tables	BlockRAM 18 kb	DSP48A1
Verbruik excl. latches als AND/OR-poort	1361 (19,9%)	1509 (2,8%)	3497 (12,8%)	32 (27,6%)	58 (100%)
Verbruik inc. latches als AND/OR-poort	1320 (19,3%)	2379 (4,3%)	3497 (12,8%)	32 (27,6%)	58 (100%)

Tabel 4.3: Overzicht van het verbruik langs het ontvangstgedeelte waarbij er met één Gold code gecorreleerd wordt, gemeten volgens 2 methoden.

Uiteindelijk komt dit neer op 1320/6822 slices, 2379/54576 slice registers en 3497/27288 lookup tables. Qua verbruikspersentages van het Atlys ontwikkelingsbord is dit 19,3% van de beschikbare slices, 4,3% van de beschikbare slice registers en 12,8% van het totaal aantal lookup tables.

Deze metingen zijn uitbreidbaar voor 4 correlatoren, waardoor het mogelijk wordt om simultaan 4 Gold codes te correleren met het inkomende signaal. Aangezien er 4 zenders en bijgevolg 4 correlatoren nodig zijn om de 3D-locatie te bepalen bij een indoor lokalisatie systeem. Het verbruik is opgelijst in tabel 4.4. Zowel het verbruik aan slices, slice registers en lookup tables is toegenomen. Dit is vooral te wijten aan de correlator die nu 4 Gold codes correleert i.p.v. 1 Gold code. Ook de module *MaxCorrelation* is gestegen in verbruik,

aangezien er meer correlaties en afstandsmetingen bijgehouden worden. Bijgevolg is ook de module *TransmitterUART* gestegen in verbruik omdat deze meer data zal doorsturen naar de PC.

Deelblok	Slices	Slice registers	Lookup tables	BlockRAM 18 kb	DSP48A1
Toplevel	33	29	47	0	0
ADC101D021	15	35	50	0	0
Correlator	437	179	1308	32	0
MaxCorrelation	168	475	426	0	0
RunningAverage (kanaal 1)	68	168	136	0	0
RunningAverage (kanaal 2)	65	168	147	0	0
TransmitterUART	90	249	338	0	0
FIR filter (kanaal 1)	569	631	1315	0	29
FIR filter (kanaal 2)	399	139	1194	0	29
Volledige ontwerp	1844 (27,0%)	2073 (3,8%)	4961 (18,2%)	32 (27,6%)	58 (100%)

Tabel 4.4: Overzicht van het verbruik langs het ontvangstgedeelte door het verbruik van alle deelblokken op te tellen. In dit ontwerp is het mogelijk 4 Gold codes te correleren met het inkomende signaal.

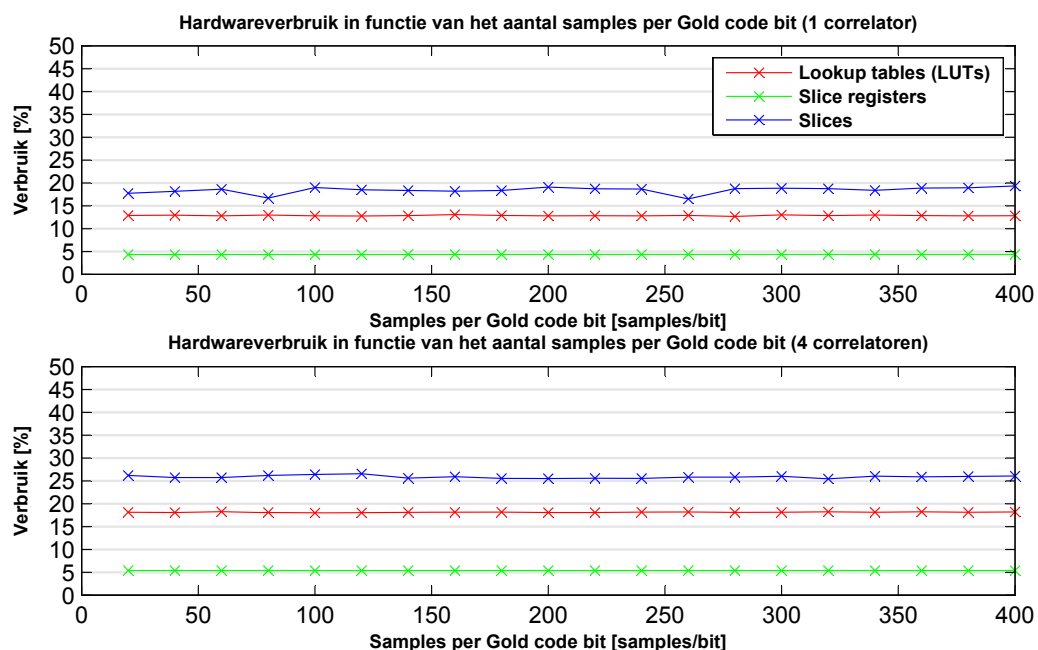
Tabel 4.5 lijst opnieuw het totale verbruik op van beide rapporten. Beide resultaten zijn gelijkaardig, op het aantal slice registers na. Dit is, zoals eerder vermeld, te wijten aan de slice registers die geïmplementeerd worden als AND/OR-poorten en niet in rekening worden gebracht bij het eerste rapport. In totaal worden er 1778/6822 slices, 2943/54576 slice registers en 4961/27288 lookup tables verbruikt. Dit komt neer op 26,0% van de beschikbare slices, 5,4% van de slice registers en 18,2% van de lookup tables. Het aantal blokken blockRAM is met 27,6% gelijk gebleven omdat er nog steeds gewerkt wordt met 2 kanalen. Het aantal samples blijft dus constant.

Methode	Slices	Slice registers	Lookup tables	BlockRAM 18 kb	DSP48A1
Verbruik excl. latches als AND/OR-poort	1844 (27,0%)	2073 (3,8%)	4961 (18,2%)	32 (27,6%)	58 (100%)
Verbruik inc. latches als AND/OR-poort	1778 (26,0%)	2943 (5,4%)	4961 (18,2%)	32 (27,6%)	58 (100%)

Tabel 4.5: Overzicht van het verbruik langs het ontvangstgedeelte, gemeten volgens 2 methoden. In dit ontwerp is het mogelijk 4 Gold codes te correleren met het inkomende signaal.

Bij de vorige metingen is het aantal samples per Gold code bit steeds vastgelegd op 400. Men kan zich afvragen hoe dit aantal samples het verbruik van de ontvanger beïnvloedt. Dit wordt in kaart gebracht door steeds het verbruik van de volledige ontvanger op te meten bij een variërend aantal samples per Gold code bit, gaande van 20 tot 400 in stappen van 20 samples. Dit wordt gemeten voor de ontvanger waarbij er gewerkt wordt met slechts één correlator en in het geval dat er gewerkt wordt met 4 correlatoren. De resultaten van beide gevallen wordt weergegeven in figuur 36. Het is opmerkelijk dat het verbruik vrijwel constant blijft bij een variërend aantal samples per Gold code bit. Dit constante verbruik is mede te verklaren door de samples die steeds gestockeerd worden in het blockRAM, waardoor er slechts weining aanpassingen doorgevoerd moeten worden die invloed hebben op het aantal slices, slice registers en lookup tables.

In het geval van één correlator, zijn er twee dalingen waarneembaar bij 80 en 260 samples per Gold code bit. Dit is te verklaren door de macht van twee die net overschreden wordt. Bij 80 is dit 64 (2^6) en bij 260 is dit 256 (2^8), waardoor er bij de synthetisatie nog enkele optimalisaties mogelijk zijn. Deze optimalisaties zijn echter niet meer mogelijk bij het ontwerp waarbij er 4 correlatoren geïmplementeerd worden.



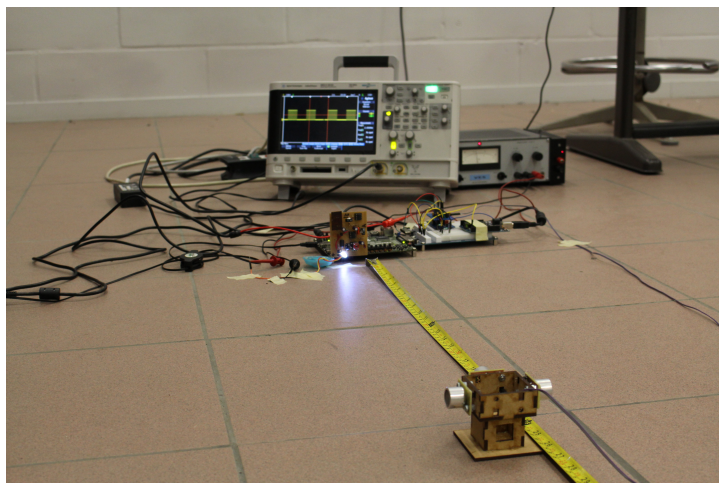
Figuur 36: Hardwareverbruik in functie van het aantal samples per Gold code bit.

Metingen en resultaten

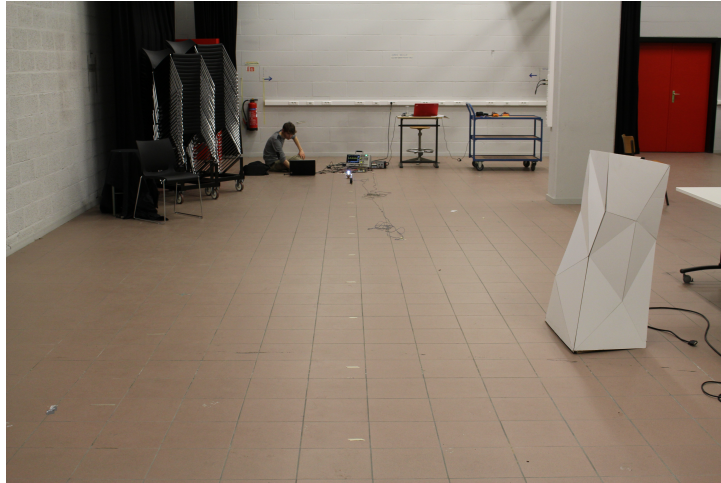
In dit hoofdstuk zal de hardware in combinatie met de implementaties op FPGA getest worden. Er zullen afstandsmetingen verricht worden tussen één zender en één ontvanger (single access) en afstandsmetingen met multiple access. Het gedeelte multiple access houdt in dat 2 of meer zenders simultaan een andere Gold code uitzenden. De logica van de ontvanger zal m.b.v. de filters en correlatoren de Gold codes proberen te herkennen en op basis van de hoogste correlatiesterkte de afstand tussen de zenders en de ontvanger meten.

5.1 CDMA over FSK

Er zijn verschillende reeksen meetwaarden met deze modulatietechniek uitgevoerd. Voor single access zijn er metingen uitgevoerd, gaande van 0 tot 17,20 m in stappen van 40 cm. De meetopstelling en ruimte waarin de metingen zijn uitgevoerd, zijn weergegeven op figuren 37 en 38. Deze metingen zijn zowel gebeurd bij een piek-tot-piekspanning van 3,3 volt en 12 volt over de piëzo-elektrische kristaltransducers. De versterkingsfactor van de ontvangsthardware wordt zo ingesteld dat het inkomend signaal op 1 m van de ontvanger maximaal versterkt is. Vanaf dit referentiepunt treedt er net geen clipping op en kan de invloed van de zendspanning onderzocht worden. Er is voor 1 m gekozen omdat onder deze afstand vrijwel geen metingen zullen voorkomen. Aangezien de zenders uiteindelijk aan het plafond zullen bevestigd worden en de te tracken objecten zich dichterbij de grond zullen bevinden.



Figuur 37: Testopstelling single access afstandsmetingen.



Figuur 38: Ruimte waarin de afstandsmetingen werden uitgevoerd.

Het tijdsverschil tussen het detecteren van de synchronisatiepuls en de hoogste correlatiewaarde wordt opgemeten en vormt een maat voor de afstand. Dit tijdsverschil wordt uitgedrukt in het aantal samples. Hierbij stelt elke sample een tijdspanne van $10 \mu\text{s}$ voor ($1/100 \text{ kHz}$). Er wordt verwacht dat er tussen het aantal gemeten samples en de afstand een lineair verband optreedt. Dit is aantoonbaar met de volgende vergelijkingen. Hierbij stelt d de afstand voor tussen zender en ontvanger, v_{geluid} is de geluidssnelheid en t stelt de reistijd voor van het uitgezonden signaal om zich van de zender voort te planten tot de ontvanger. Het aantal samples wordt voorgesteld door K en f_s is de samplefrequentie.

$$d = v_{\text{geluid}} \cdot t \quad (5.1)$$

$$t = \frac{K}{f_s} \quad (5.2)$$

Hieruit volgt dat:

$$d = v_{\text{geluid}} \cdot \frac{K}{f_s} + c \quad (5.3)$$

$$d = v_{\text{geluid}} \cdot \frac{K}{R \cdot l} + c \quad (5.4)$$

$$\alpha = \frac{v_{\text{geluid}}}{R \cdot l} \quad (5.5)$$

De constante c is een offset en wordt geïntroduceerd om de tijdsvertragingen van de hardware voor te stellen. De samplefrequentie f_s is afhankelijk van de datarate R en het aantal samples per Gold code bit l (zie formule 4.5). Een geluidssnelheid v_{geluid} van $343 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ wordt aangenomen, daar dit de geluidssnelheid is in lucht bij een temperatuur van $20 \text{ }^\circ\text{C}$. Hieruit is de richtingscoëfficiënt α te berekenen. De richtingscoëfficiënt α is meteen ook de maximale theoretische nauwkeurigheid van het systeem.

Het lineair verband is uiteindelijk te schrijven als volgt:

$$d = \alpha \cdot K + c \quad (5.6)$$

Wanneer we deze vergelijking oplossen door de gekende parameters in te vullen, dan bekomen we:

$$d = \frac{v_{\text{geluid}}}{R \cdot l} \cdot K + c = \frac{343 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{250 \frac{\text{bit}}{\text{s}} \cdot 400 \frac{\text{samples}}{\text{bit}}} = 0,00343 \cdot K + c \quad (5.7)$$

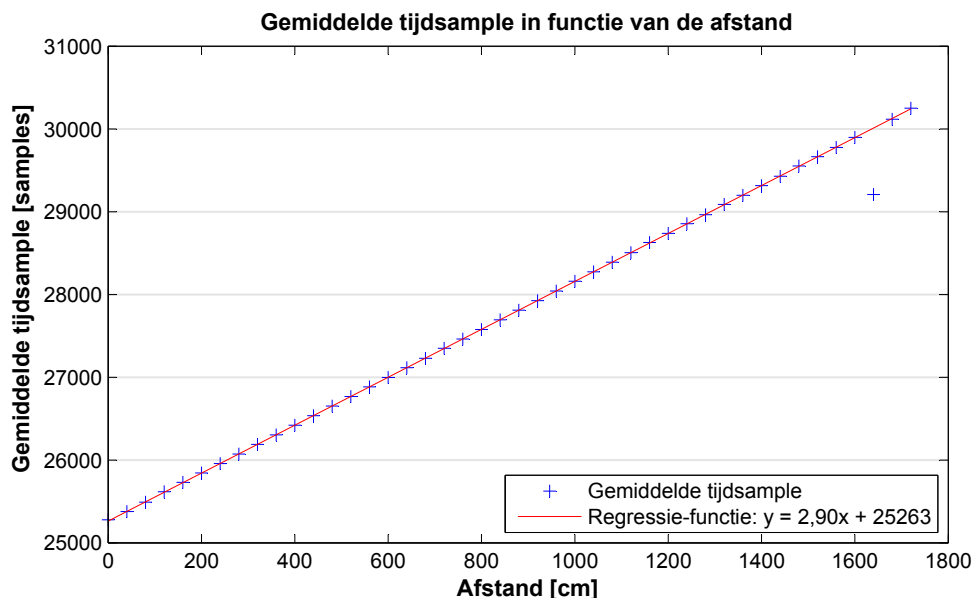
Uit vergelijking 5.7 is te besluiten dat de maximale theoretische nauwkeurigheid 0,00343 m of 3,43 mm is. De constante c zal experimenteel bepaald worden door de metingen. De metingen worden per afstand steeds 250 keer herhaald om toevallige meetfouten uit te sluiten. Nadien worden deze meetwaarden uitgemiddeld en is hieruit de regressierechte bepaald.

5.1.1 Single access (3,3 V): methode 1

De metingen en regressierechte van de eerste reeks zijn weergegeven in figuur 39. De gemiddelde tijdsample wordt uitgezet in functie van de afstand. Hieruit wordt de volgende regressierechte berekend met x de gemeten afstand en y de gemiddelde tijdsample.

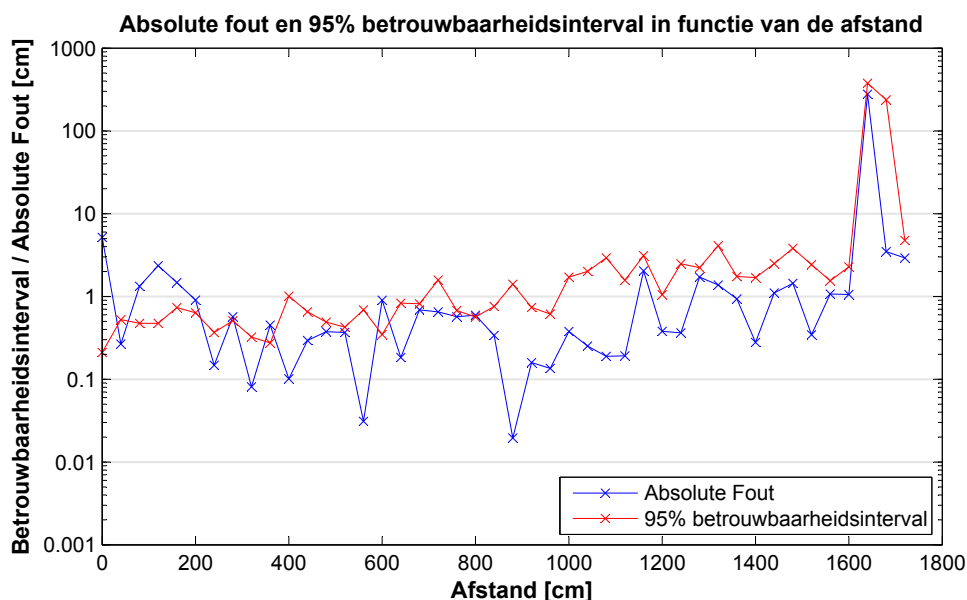
$$y = 2,90 \cdot x + 25263 \quad (5.8)$$

$$x = \frac{y - 25263}{2,90} = 0,345 \cdot y - 8726,26 \quad (5.9)$$



Figuur 39: Reeks 1: gemiddelde tijdsample in functie van de afstand (zendspanning 3,3 V).

De richtingscoëfficiënt van de regressierechte is gelijk aan 0,345 cm of 3,45 mm. Deze waarde komt, mits een kleine afwijking, overeen met de maximale theoretische nauwkeurigheid van 3,43 mm. De constante c is gelijk aan -8726,26 tijdsamples. Figuur 40 toont de fout en het 95% betrouwbaarheidsinterval in functie van de afstand. Tussen het interval gaande van 2 m tot 11,20 m ligt de nauwkeurigheid dicht bij de maximale theoretische nauwkeurigheid. Bij het interval gaande van 0 tot 1 m loopt de fout op tot ongeveer 5 cm. Dit is te wijten aan de opamps die het signaal te hard versterken. Aangezien de versterkingsfactor is gecalibreerd op 1 m, zal er clipping optreden bij afstanden kleiner dan 1 m. Hierdoor zal er geen sinus ontvangen worden, maar een golfvorm die ligt tussen een blokgolf en een sinus. Deze vervormde golfvorm zal moeilijker te correleren zijn omdat er informatie verloren gaat van het gemoduleerde signaal. Maar aangezien deze zenders aan het plafond zullen bevestigd worden en de te tracken objecten zich dicht bij de grond begeven, vormt dit geen probleem.

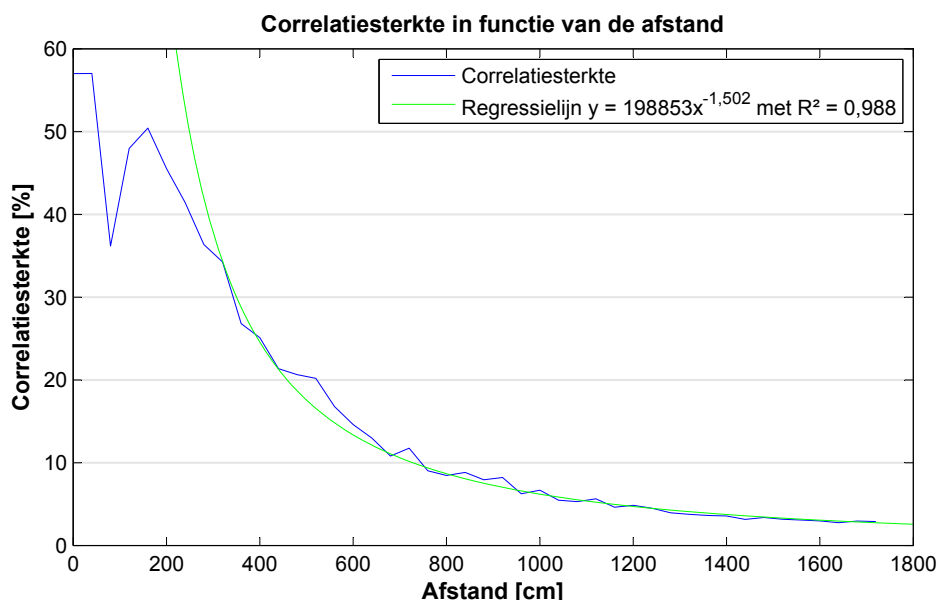


Figuur 40: Reeks 1: fout en 95% betrouwbaarheidsinterval op de gemeten afstand in functie van de echte afstand (zendspanning 3,3 V).

Tot 16 m blijft de nauwkeurigheid onder ongeveer 2 cm. Eenmaal voorbij 16 m is het signaal te zwak en qua amplitude langs de ontvangstzijde gelijk aan het ruisniveau. Bij de meetwaarden boven 16 m is de fout op de afstand dan ook groter dan 1 m. Vanaf deze afstand zijn de meetwaarden niet meer betrouwbaar. Bij het 95% betrouwbaarheidsinterval is een lichte stijging merkbaar indien de afstand toeneemt. Ook hier wordt aangetoond dat metingen boven 16 m onbetrouwbaar zijn.

Tot slot is de correlatiesterkte van de correlator opgemeten. Dit is het percentage van hoe goed een inkomend signaal lijkt op de verwachte Gold code. Er wordt verwacht dat het verloop van deze grafiek exponentieel dalend is. Dit is te wijten aan de geluidsintensiteit die kwadratisch daalt met de afstand tot de geluidsbron. Deze trend is zichtbaar in figuur 41 en

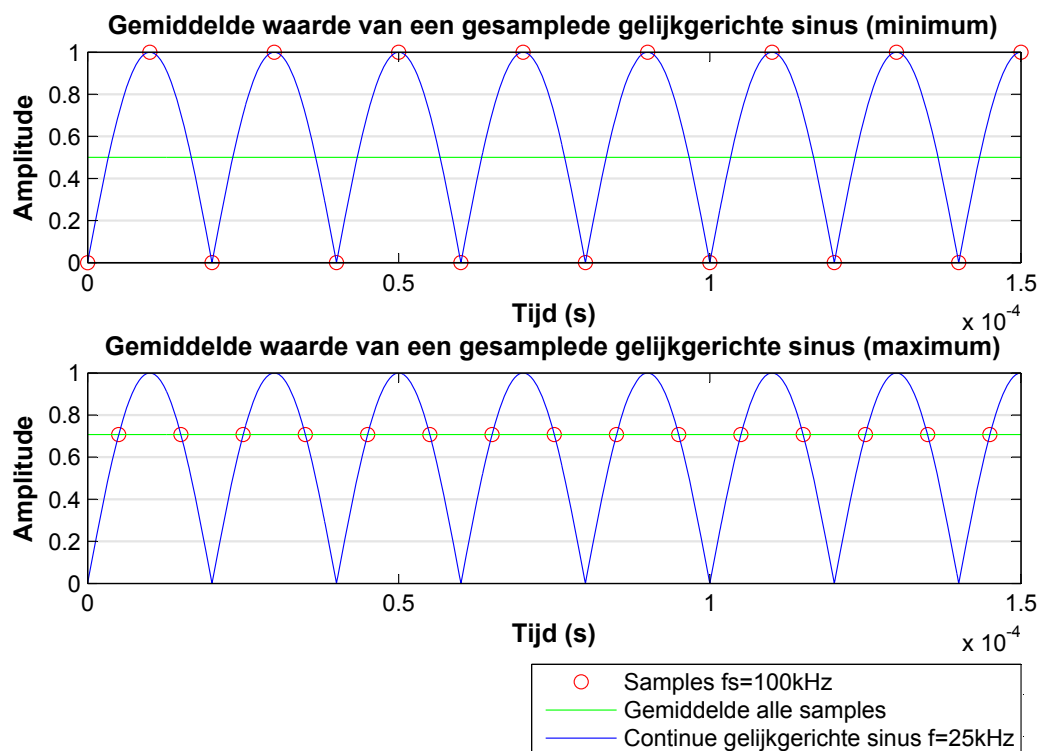
de regressielijn van de correlatiesterkte door de samplepunten bevestigt deze trend. De exponent is in deze vergelijking gelijk aan -1,502. Idealiter moet dit -2 zijn door de kwadratisch dalende geluidsintensiteit. Wat ook opvalt is de maximum correlatiesterkte van ongeveer 60%. Om dit te verklaren moet er terug worden gegaan naar de stappen die gebeuren voor de correlator. Nadat het inkomend signaal gefilterd en opgesplitst wordt in verschillende kanalen, zal de absolute waarde van elk signaal genomen worden. In het ideale geval is dit de absolute waarde van een gesampelde sinus. Vervolgens zal de running average filter deze signalen uitmiddelen. De gemiddelde waarde van een continue sinus (1 periode), waarvan de absolute waarde is genomen, is gelijk aan $\frac{2}{\pi}$, wat gelijk is aan 63,66% van de piekspanning. Dit percentage komt al aardig in de buurt bij een correlatiesterkte van 60%, maar in ons geval gaat het echter om een bemonsterde versie van dit signaal en niet om een continu signaal.



Figuur 41: Reeks 1: correlatiesterkte in functie van de afstand (zendspanning 3,3 V).

Afhankelijk van het inkomend signaal en welke samplepunten er genomen worden, zal de gemiddelde waarde van de samples wijzigen. Dit is te simuleren door de faseverschuiving van een sinus (1 periode) te laten variëren en deze vervolgens te samplen aan de samplefrequentie f_s van 100 kHz. Wanneer de frequentie f van het inkomend signaal 25 kHz is, dan ziet deze simulatie er uit als op figuur 42.

Bij een faseverschuiving van 0° is de gemiddelde waarde van de samples minimaal en gelijk aan 50% van de piekspanning. Bij een faseverschuiving van 45° is de gemiddelde waarde van de samples maximaal en gelijk aan 70,7% van de piekspanning ($\frac{\sqrt{2}}{2}$). Bij een ideale correlatie zal de correlatiesterkte dus gelegen zijn tussen 50% en 70,7%. Dit is wanneer de frequentie van het inkomend signaal gelijk is aan 25 kHz en de piekspanning van dit signaal overeenkomt met de grootst mogelijke waarde van de correlator.



Figuur 42: Minimale en maximale gemiddelde waarde van een gesamplede sinus.

Frequentie		Faseverschuiving	Gemiddelde waarde samples
24500 Hz	Minimum	0°	0,514
	Maximum	$47,70^\circ$	0,718
25000 Hz	Minimum	0°	0,500
	Maximum	45°	0,707
26500 Hz	Minimum	0°	0,394
	Maximum	$57,93^\circ$	0,743

Tabel 5.1: Overzicht van de minimale en maximale gemiddelde waarde van de samples bij verschillende frequenties.

De frequenties die in werkelijkheid worden gebruikt om de Gold code te moduleren zijn 24,5 kHz en 26,5 kHz. Ook bij deze frequenties wordt het gemiddelde van de samples berekend d.m.v. een simulatie in MATLAB. Zowel de minimum-, als de maximumwaarde. Het resultaat is weergegeven in tabel 5.1. Er wordt steeds één periode van het signaal gesampled. In figuur 42 is de samplefrequentie (100 kHz) echter een geheel veelvoud van de gekozen frequentie (25 kHz), waardoor het aantal periodes dat gekozen wordt voor de simulatie niet van belang is. Indien men enkel de drie frequenties uit tabel 5.1 zou aanleggen, dan is de minimale correlatiesterkte 39,4% (bij 26,5 kHz) en de maximale correlatiesterkte 74,3% (bij 26,5 kHz). Uiteraard zal het signaal, nadat het uitgezonden wordt, interfereren met onder andere zichzelf door het multipad-effect. De grafiek op figuur 41 heeft een maximale correlatiesterkte van 60%, wat tussen beide correlatiesterktes gelegen is.

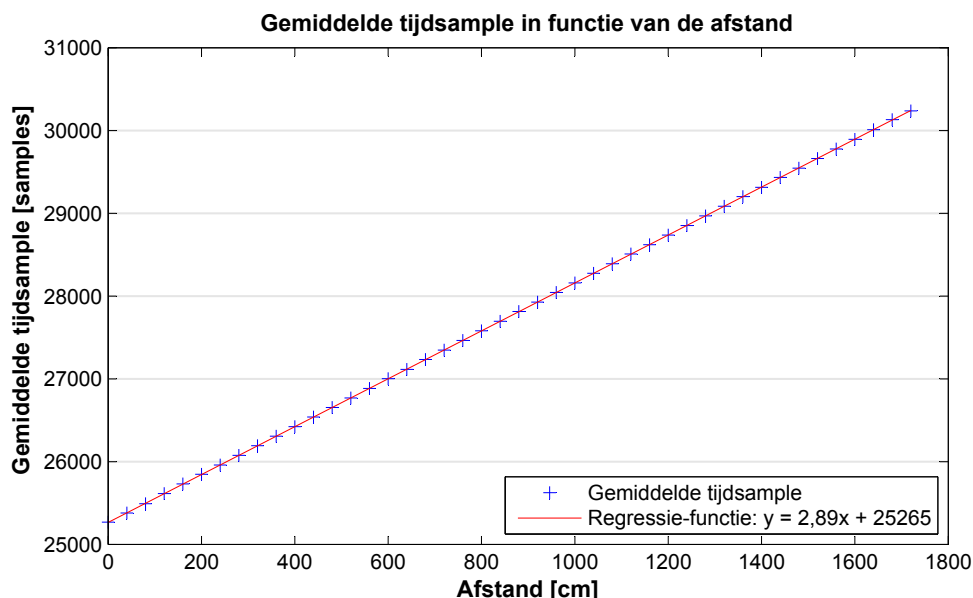
5.1.2 Single access (12 V): methode 1

Wanneer de piek-tot-piekspanning over de piëzo-elektrische kristaltransducers verhoogd wordt tot 12 V, dan is de regressierechte van de gemiddelde tijdsample in functie van de afstand (figuur 43) gelijk aan:

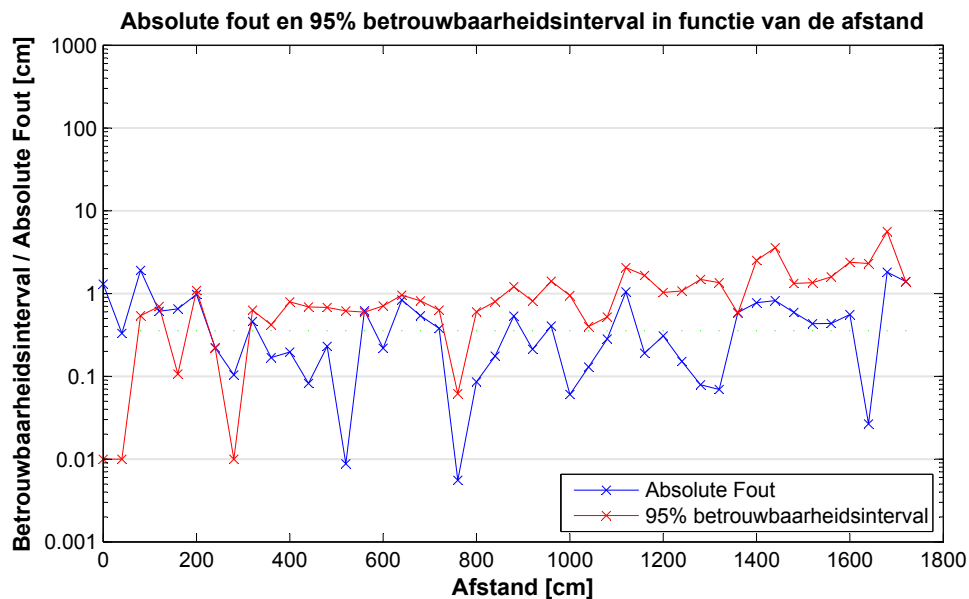
$$y = 2,89 \cdot x + 25265 \quad (5.10)$$

$$x = \frac{y - 25265}{2,89} = 0,346 \cdot y - 8732,99 \quad (5.11)$$

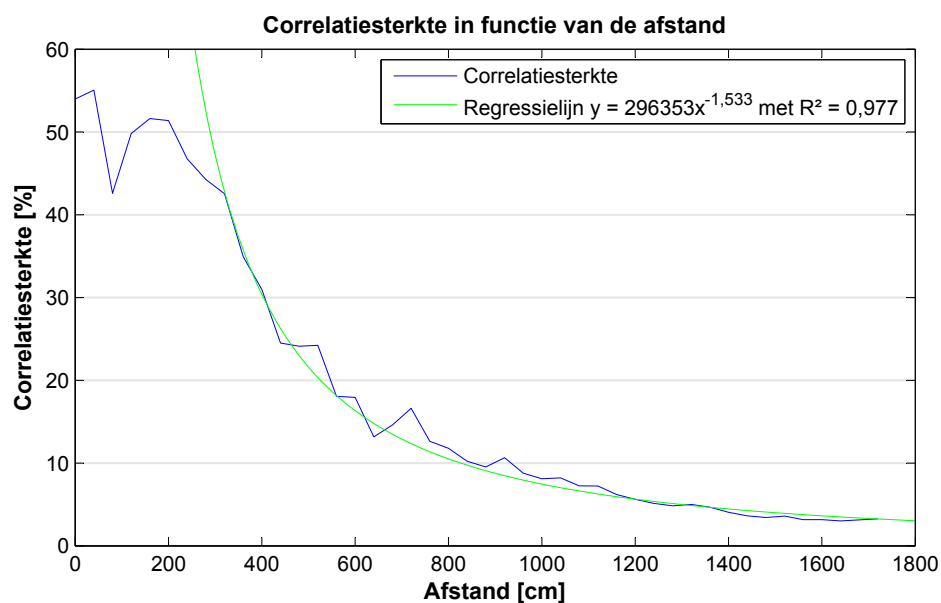
Hierin is x de afstand in cm en y de gemiddelde tijdsample. Hier is de richtingscoëfficiënt α gelijk aan 0,346 cm, oftewel 3,46 mm. Dit is vrijwel gelijk aan de maximale theoretische nauwkeurigheid van 3,43 mm. De constante c is gelijk aan -8732,99. Indien deze regressierechte vergeleken wordt met de regressierechte van de vorige reeks metingen, dan zijn beide rechten licht verschillend t.o.v. elkaar. Dit is te wijten aan de omgevingsfactoren zoals o.a. de temperatuur. Figuur 44 geeft de gemiddelde fout en het 95% betrouwbaarheidsinterval weer in functie van de afstand. Ook hier ligt de fout dicht bij de maximale theoretische nauwkeurigheid. In het betrouwbaarheidsinterval is een lichte verhoging zichtbaar naarmate de afstand toeneemt. In vergelijking met het betrouwbaarheidsinterval bij een piek-tot-piekspanning van 3,3 volt, ligt hier het uitgezonden signaal nog boven het ruisniveau. Om deze reden zijn de afstandsmetingen van meer dan 16 m nog relatief accuraat.



Figuur 43: Reeks 2: gemiddelde tijdsample in functie van de afstand (zendspanning 12 V).



Figuur 44: Reeks 2: fout en 95% betrouwbaarheidsinterval op de gemeten afstand in functie van de echte afstand (zendspanning 12 V).



Figuur 45: Reeks 2: correlatiesterkte in functie van de afstand (zendspanning 12 V).

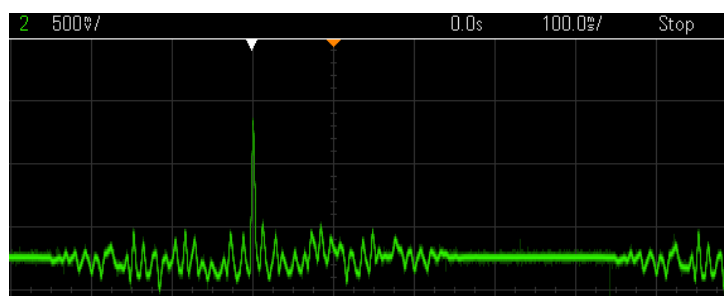
Het verloop van de correlatiesterkte in functie van de afstand is exponentieel dalend. De exponent van de regressielijn is -1,533. De waarde van deze exponent is net zoals bij de vorige reeks metingen minder dan de verwachte waarde van -2. De maximum correlatiesterkte is ook hier ongeveer 60%. Het enige verschil tussen beide reeksen metingen is de gemiddelde fout in functie van de afstand die constanter blijft bij een piek-tot-piekspanning van 12 volt. Beide reeksen metingen vertonen ook een dal in correlatiesterkte bij 80 cm. Vermoedelijk is dit te wijten aan reflecties en het multipad-effect.

In de eerste reeks metingen zijn afstandsmetingen boven 16 m onbetrouwbaar door de gemiddelde fout die te groot is. Bij een afstand van 16 m is de correlatiesterkte ongeveer gelijk aan 3%. Bij de tweede reeks metingen ligt deze 3% correlatiesterkte op een afstand van 18 m indien we de regressierechte van de correlatiesterkte in functie van de afstand extrapoleren (figuur 45). Vermoedelijk ligt op 18 m dan ook de afstandslimiet bij een piek-tot-piekspanning van 12 V over de transducers. Dit is slechts 2 m verder dan bij een piek-tot-piekspanning van 3,3 V over de transducers.

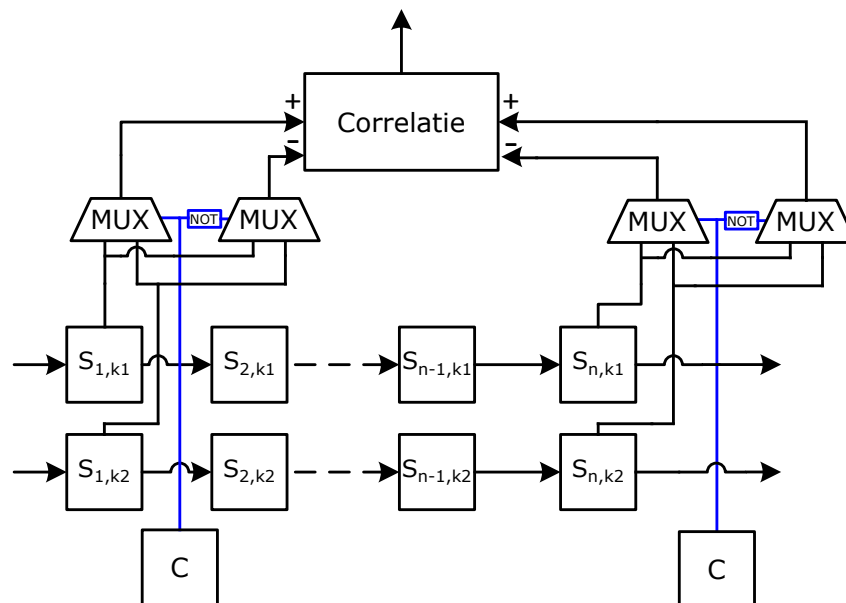
5.1.3 Single access (3,3 V): methode 2

Na de twee voorgaande reeksen metingen werd er opgemerkt dat de samples van het andere kanaal niet worden gebruikt in de correlatieberekening van de desbetreffende Gold code bit. Er is steeds gewerkt met de correlator die opgebouwd is volgens figuur 34. Afhankelijk van de Gold code bit, zal de sample uit een bepaald kanaal bij de correlatiewaarde worden opgeteld. Hierdoor gaat er nuttige informatie van het andere kanaal verloren bij het berekenen van de deelcorrelatie van de desbetreffende Gold code bit. De correlator kan aangepast worden zodat ook de samples van het andere kanaal in rekening worden gebracht. De nieuwe versie van de correlator is weergegeven in figuur 47. Merk op dat deze correlator in vergelijking met de correlator, gebruikt voor de voorgaande twee reeksen metingen, meer hardware vereist. Er zijn o.a. meer multiplexers nodig en de berekening van de totale deelcorrelatie wordt complexer.

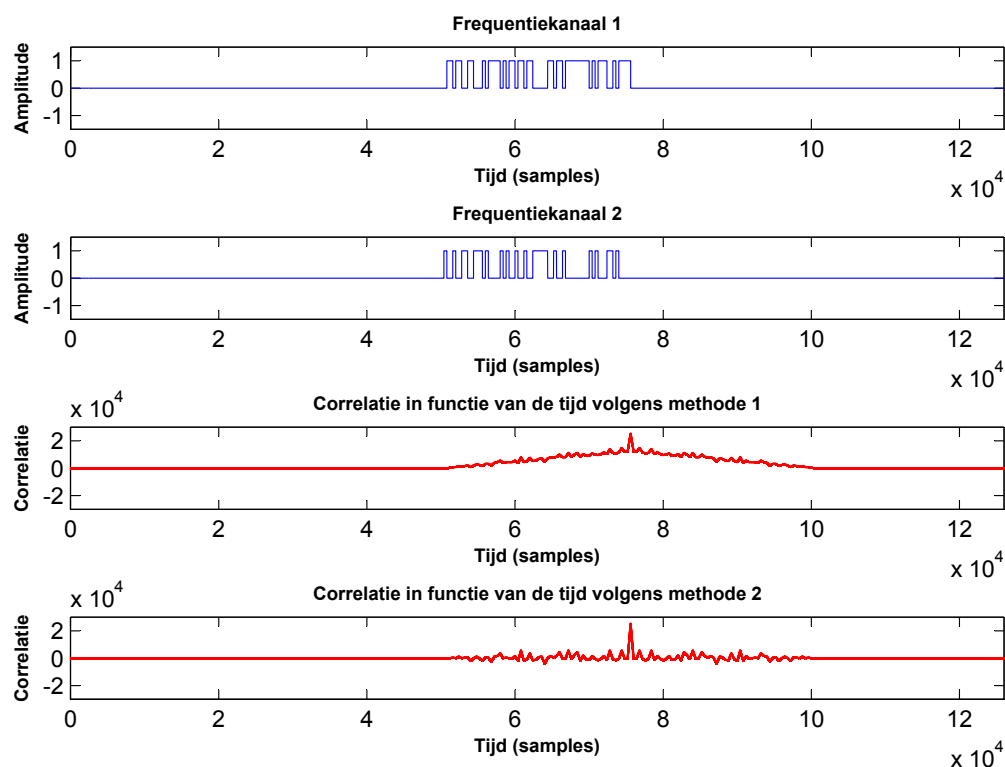
Indien we de correlatie van beide correlatoren vergelijken in een simulatie (figuur 48), dan is er bij beide methoden duidelijk een correlatiepiek merkbaar op het einde van de Gold code. Op dit punt komt de inkomende data van de frequentiekanalen het meeste overeen met de verwachte data. Bij de tweede methode valt ook op dat de overige correlatiewaarden dichter bij nul gelegen zijn dan bij de eerste methode. Ondanks de tweede methode meer hardware vereist dan de eerste methode, blijkt uit de simulatie dat deze betere correlatiewaarden geeft dan de eerste methode. Ook wanneer de tweede methode geïmplementeerd wordt op FPGA en het inkomend signaal gecorreleerd wordt met de verwachte Gold code, ziet het gecorreleerde signaal er gelijkaardig uit als op de simulatie (figuur 46). Daarom worden de voorgaande reeksen afstandsmetingen herhaald voor deze methode.



Figuur 46: Correlatiewaarden van het inkomend signaal gecorreleerd met een Gold code volgens de tweede methode, gemeten via een oscilloscoop.



Figuur 47: Correlatie d.m.v. multiplexers met S de multi-bit samples en C de Gold code bit. Deze correlator zal enkel berekeningen uitvoeren op de inkomende en uitgaande sample, hiervoor worden beide kanalen in rekening gebracht. Deze hardware wordt gerepliceerd voor elke Gold code bit.



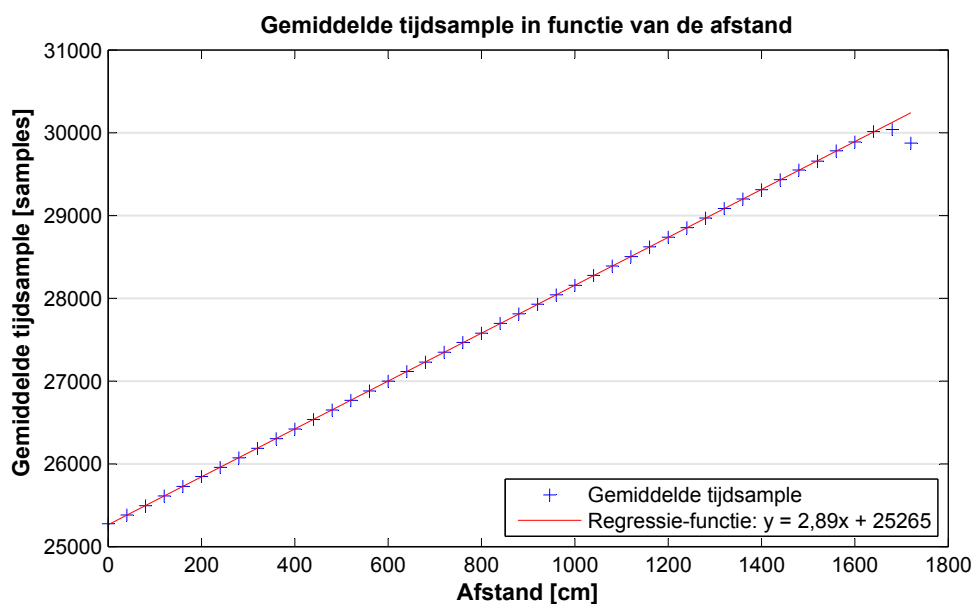
Figuur 48: Simulatie van de correlatiewaarde bij twee verschillende methodes. Bij de eerste methode zal er enkel rekening gehouden worden met één kanaal. Bij de tweede methode zal er rekening gehouden worden met beide kanalen.

Wanneer de tweede correlatiemethode gebruikt wordt en de piek-tot-piekspanning over de transducer gelijk is aan 3,3 volt, dan is de regressierechte op figuur 49 gelijk aan:

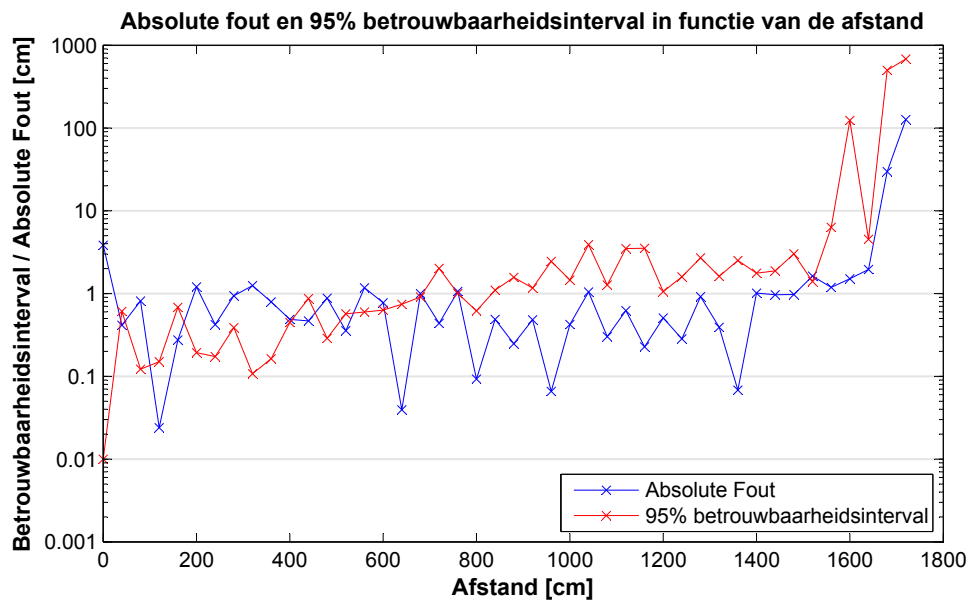
$$y = 2,89 \cdot x + 25265 \quad (5.12)$$

$$x = \frac{y - 25265}{2,89} = 0,346 \cdot y - 8733,67 \quad (5.13)$$

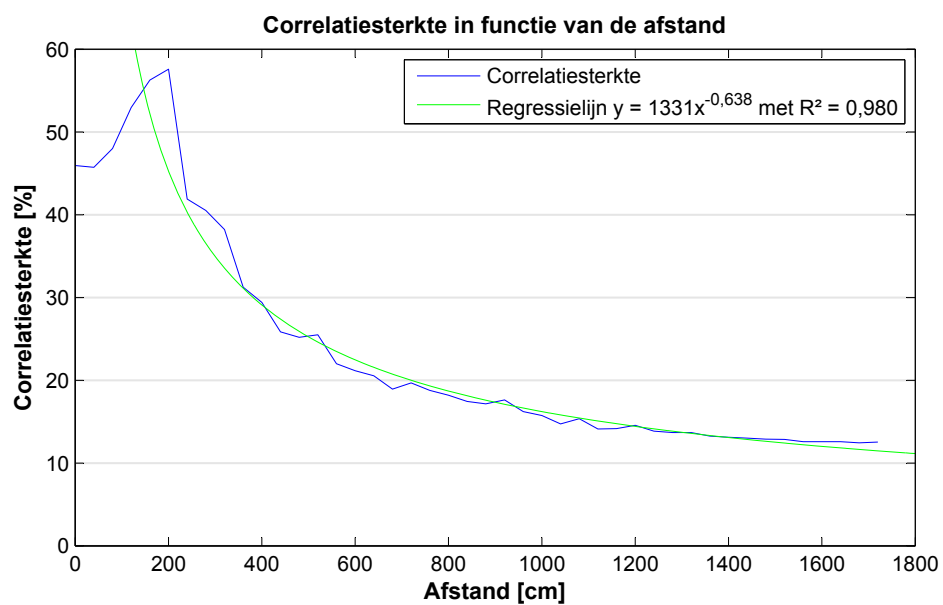
Hierbij stelt x de afstand en y de gemiddelde tijdsample voor. De fout op de gemeten afstand in functie van de echte afstand ligt hier (figuur 50) op ongeveer 1 cm, binnen een interval gaande van 1 m tot 16 m. Bij de metingen onder 1 m loopt de fout op tot ongeveer 4 cm. Bij meetwaarden hoger dan 16 m loopt de fout op tot meer dan 1 m, waardoor deze meetwaarden onbetrouwbaar zijn. Het betrouwbaarheidsinterval bevestigt dat metingen boven 16 m onbetrouwbaar zijn en vertoont een lichte stijging wanneer de afstand toeneemt. De correlatiesterkte heeft een exponentieel dalend verloop en heeft een maximumwaarde op 2 m. De exponent van de regressielijn is gelijk aan -0,638. Dit is te verklaren omdat er bij deze methode gebruik wordt gemaakt van de informatie uit beide kanalen. Bij metingen onder 1 m zal er informatie van het signaal verloren gaan door clipping. Dit verklaart het dal in correlatiesterkte in het begin van de grafiek. Als we deze methode vergelijken met de eerste methode, dan is de fout op de afstand voor beide vrijwel gelijk. Ook het betrouwbaarheidsinterval en de correlatiesterkte zijn gelijkaardig bij beide methoden. Bij de correlatiesterkte is wel op te merken dat minimale correlatiesterkte bij de eerste methode ongeveer stabilliseert bij 3%. Dit percentage is bij de tweede methode 12%.



Figuur 49: Reeks 3: gemiddelde tijdsample in functie van de afstand (zendspanning 3,3 V).



Figuur 50: Reeks 3: fout en 95% betrouwbaarheidsinterval op de gemeten afstand in functie van de echte afstand (zendspanning 3,3 V).



Figuur 51: Reeks 3: correlatiesterkte in functie van de afstand (zendspanning 3,3 V).

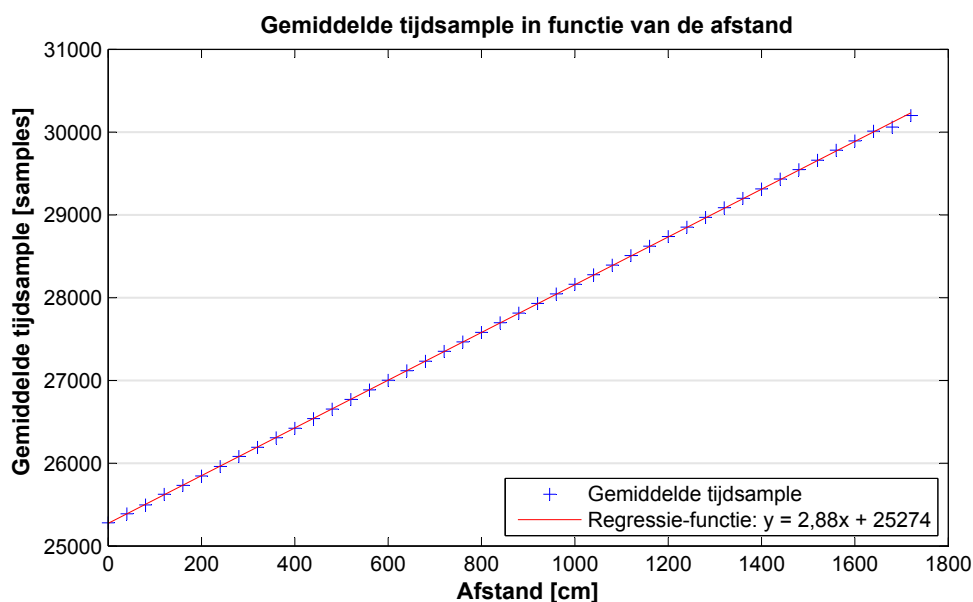
5.1.4 Single access (12 V): methode 2

Bij een verhoogde piek-tot-piekspanning (12 V) is de regressierechte in figuur 52 van de gemiddelde tijdsample in functie van de afstand gelijk aan:

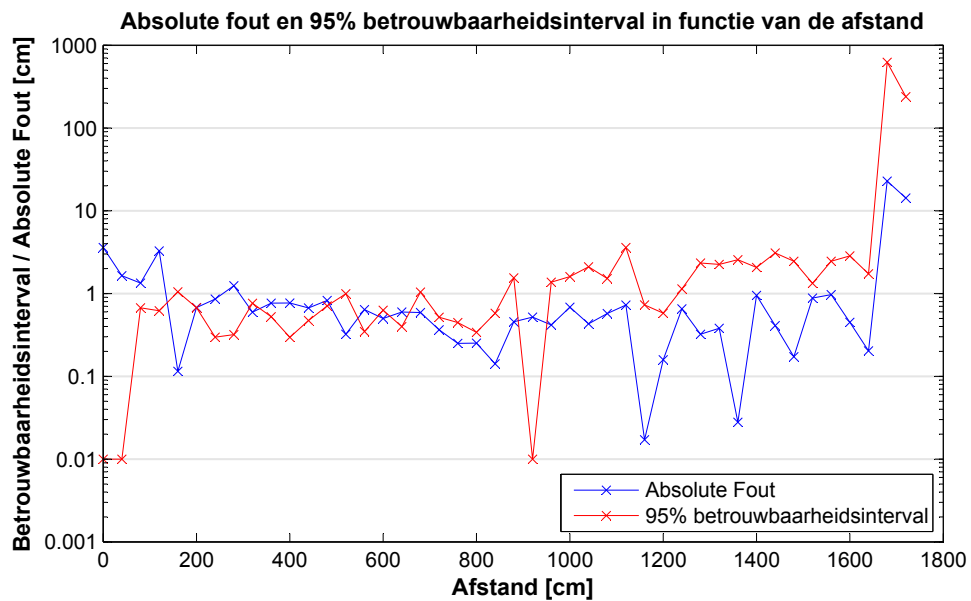
$$y = 2,88 \cdot x + 25274 \quad (5.14)$$

$$x = \frac{y - 25274}{2,88} = 0,347 \cdot y - 8766,60 \quad (5.15)$$

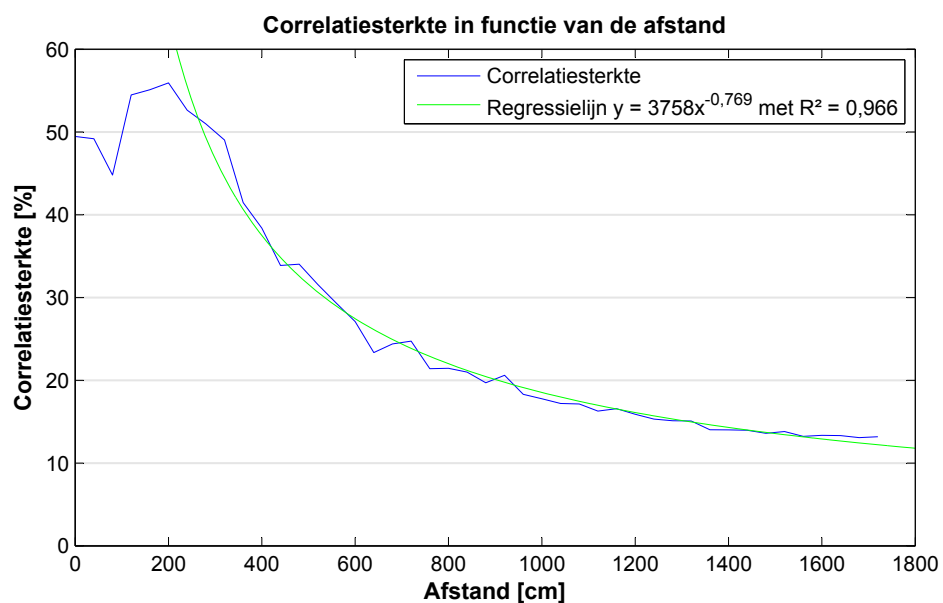
De gemiddelde fout is beperkt tot ongeveer 1 cm tot een afstand van 16,40 m en loopt op tot ongeveer 25 cm vanaf 16,80 m. Ondanks de grotere piek-tot-piekspanning van 12 V, zijn betrouwbare afstandsmetingen slechts mogelijk tot 16,40 m. Dit wordt bevestigd op het betrouwbaarheidsinterval op figuur 53. Het betrouwbaarheidsinterval is eveneens licht stijgend in functie van de afstand en piekt vanaf 16,80 m. Bij de correlatiesterkte is de calibratie op 1 m duidelijk zichtbaar door het dal van 0 tot 1 m. Hier is de exponent van de regressielijn gelijk aan -0,769. Dit is gelijkaardig aan de vorige reeks metingen met een piek-tot-piekspanning van 3,3 V over de zendtransducer. De minimale correlatiewaarde stabilliseert bij 13%. Dit is eveneens gelijkaardig als bij de vorige reeks metingen.



Figuur 52: Reeks 4: gemiddelde tijdsample in functie van de afstand (zendspanning 12 V).



Figuur 53: Reeks 4: fout en 95% betrouwbaarheidsinterval op de gemeten afstand in functie van de echte afstand (zendspanning 12 V).



Figuur 54: Reeks 4: correlatiesterkte in functie van de afstand (zendspanning 12 V).

5.1.5 Multiple access (3,3 V)

De testopstelling voor de multiple access metingen zijn zo opgebouwd dat er een stilstaande zender geplaatst wordt op 4 m afstand van de ontvanger. Een tweede dynamische zender zal in stappen van 40 cm in een rechte lijn verplaatst worden over een bereik van 0 tot 10 m. Beide zenders zenden een andere gemoduleerde Gold code uit en de ontvanger zal beide codes correleren en de afstand tussen de verschillende zenders en ontvanger proberen te achterhalen. Een piek-tot-piekspanning van 3,3 V over de zender wordt gekozen, aangezien de vorige reeksen metingen hebben aangetoond dat de nauwkeurigheid bij 12 V slechts beperkt beter wordt.

De regressierechte van de dynamische node is gelijk aan:

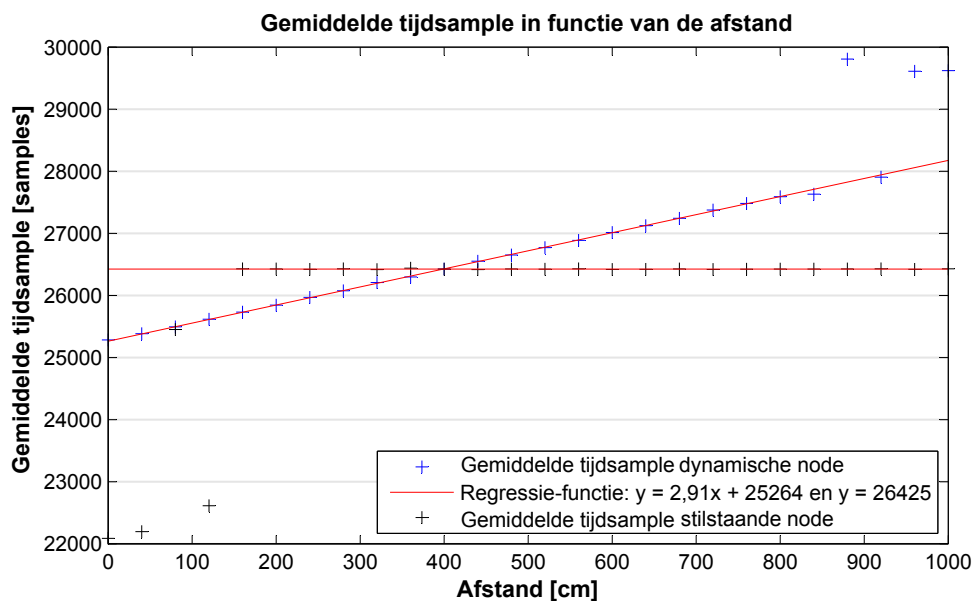
$$y = 2,91 \cdot x + 25264 \quad (5.16)$$

$$x = \frac{y - 25264}{2,91} = 0,344 \cdot y - 8679,55 \quad (5.17)$$

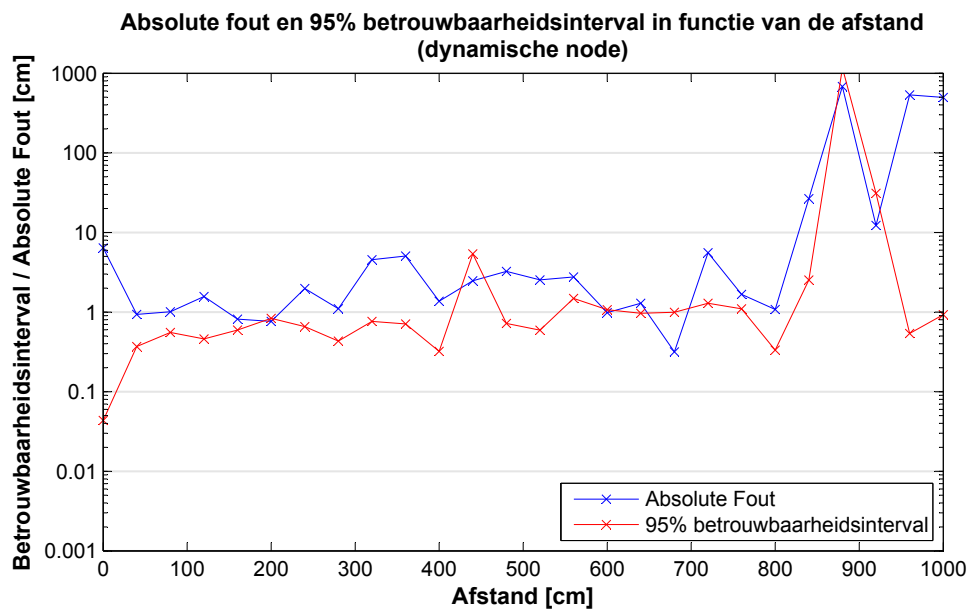
En de gemiddelde tijdsample van de stilstaande node is gelijk aan 26425. Als deze tijdsample wordt ingevuld in vergelijking 5.19, dan bekomen we als afstand tussen de stilstaande en de dynamische node 399,0 cm. Dit is slechts één cm naast de correcte waarde.

$$y = 26425 \quad (5.18)$$

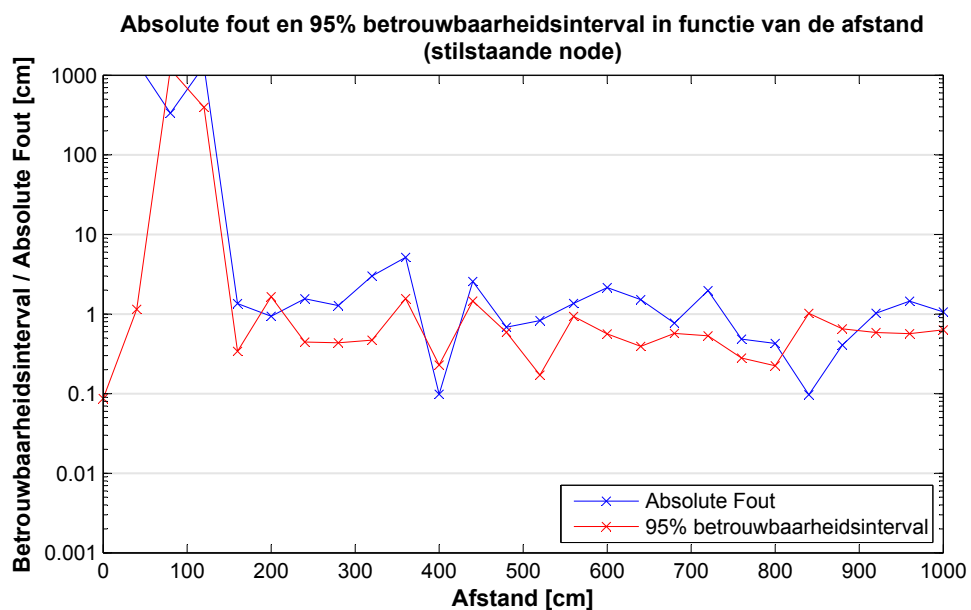
$$x = 0,344 \cdot 26425 - 8679,55 = 399,0 \quad (5.19)$$



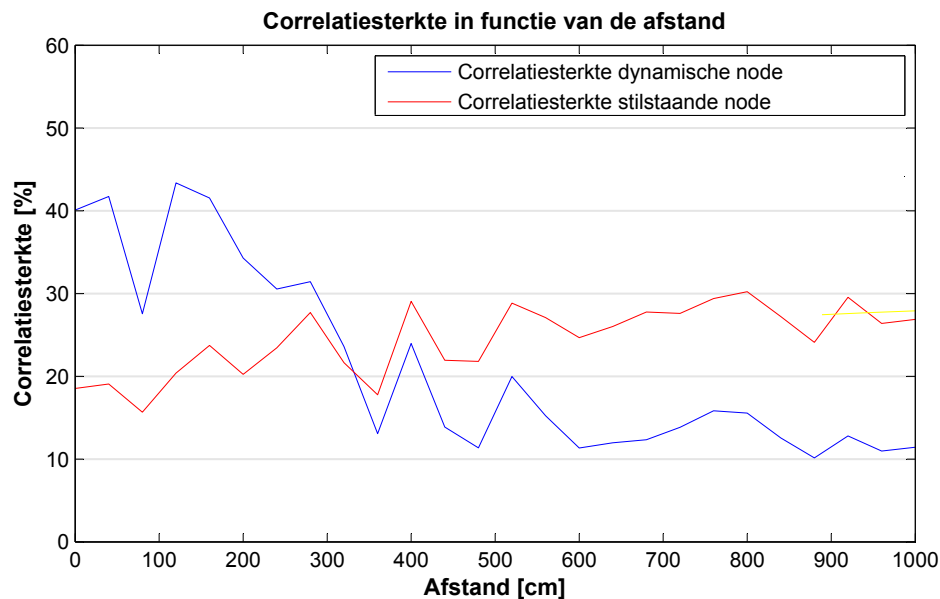
Figuur 55: Reeks 5: gemiddelde tijdsample in functie van de afstand (zendspanning 3,3 V).



Figuur 56: Reeks 5: fout en 95% betrouwbaarheidsinterval op de gemeten afstand in functie van de echte afstand (dynamische node en zendspanning 3,3 V).



Figuur 57: Reeks 5: fout en 95% betrouwbaarheidsinterval op de gemeten afstand in functie van de echte afstand (stilstaande node en zendspanning 3,3 V).



Figuur 58: Reeks 5: correlatiesterktes stilstaande en dynamische node in functie van de afstand (zendspanning 3,3 V).

De regressierechten zijn weergegeven in figuur 55. De afstanden van beide zenders zijn, mits een kleine fout, correct binnen een bereik van 1,6 m en 8 m. Voor afstanden buiten dit bereik wordt telkens de afstand tussen slechts één zender en ontvanger correct gemeten. Dit is steeds de dichtstbijzijnde zender. Bij een afstand kleiner dan 1,6 m is dit de afstand tussen de dynamische node en de ontvanger. Bij afstanden groter dan 8 m is dit de stilstaande zender. De gemiddelde fout in functie van de afstand ligt binnen het bereik van 1,6 m en 8 m op ongeveer 2 à 3 cm (figuur 56). Dit is hoger dan bij de single access metingen, maar valt goed mee. Hetzelfde fenomeen is duidelijk zichtbaar in het betrouwbaarheidsinterval op figuur 57. Het betrouwbaarheidsinterval binnen het bereik van 1,6 m en 8 m is gemiddeld 1 cm. De piek op 4,4 m is vermoedelijk te wijten aan omgevingsvariabelen zoals reflecties. De correlatiesterkte van de dynamische node ligt tussen 10% en 45%. De correlatiesterkte van de stilstaande node ligt tussen 15% en 30%. Wanneer de afstanden tussen de zenders en ontvanger vrijwel constant is (bij 4 m) zijn beide correlatiesterktes ongeveer gelijk.

Het bereik van de dynamische zender ligt vast op ongeveer tweemaal de afstand van de stilstaande zender (8 m t.o.v. 4 m). Dit is ook zo bij het bereik van de stilstaande node (4 m t.o.v. 1,6 m). Bij een verdubbeling van de afstand is de geluidsintensiteit gedaald tot een factor 4. Dit is het gekende near-far probleem. De ontvanger wordt overheersd door het luide, dichtstbijzijnde signaal. Het zwakkere signaal, afkomstig van een zender die verder gelegen is, is niet meer detecteerbaar door het luide signaal. Dit probleem is echter deels op te lossen door elke zender random te laten uitzenden. Hierdoor zullen de verschillende signalen minder met elkaar overlappen, maar blijft het mogelijk om te profiteren van de voordelen van CDMA. De onjuiste metingen zullen verworpen worden.

Conclusie en toekomstig werk

Er is in dit werk getracht om een ingebed indoor rangingsysteem te ontwikkelen op FPGA. Hierbij is gekozen voor het principe TDoA met als modulatietechniek CDMA over FSK. Voor single access zijn er afstandsmetingen gebeurd tot een afstand van 17,20 m. Hierbij is onderzocht welke invloed de piek-tot-piekspanning over de piëzo-elektrische kristaltransducer heeft. De gebruikte spanningen zijn 3,3 en 12 V. Dit is onderzocht bij twee verschillende correlatoren. De eerste correlator houdt enkel rekening met het frequentiekanaal van de desbetreffende Gold code bit. Het tweede type correlator neemt beide frequentiekanalen in rekening bij de correlatieberekening. Het geïmplementeerde systeem op FPGA met de eerste correlator kan een afstand tot 16 m overbruggen met een accuratesse van ongeveer 1 cm. Bij een verhoogde zendspanning zal de maximale overbrugbare afstand in beperkte mate toenemen. Bij het tweede type correlator is dit echter niet het geval. Ondanks dat beide frequentiekanalen in rekening worden gebracht en er extra hardware vereist is bij het tweede type correlator, zijn de resultaten qua afstand en accuratesse gelijkaardig. Meerdere frequentiekanalen in rekening brengen zal de accuratesse en/of overbrugbare afstand slechts beperkt bevorderen. Naast single access, zijn er ook multiple access afstandsmetingen uitgevoerd. Hierbij zenden twee zenders simultaan een verschillende Gold code uit. De afstand tussen elke zender en ontvanger wordt realtime bepaald. In het interval tussen 1,6 m en 8 m wordt een nauwkeurigheid gehaald van 2 à 3 cm. Bij de metingen onder 1,6 m en boven 8 m wordt enkel de dichtstbijzijnde zender herkend. Dit is te wijten aan het gekende near-far probleem.

Bij de implementatie is er getracht om het hardwareverbruik zo laag mogelijk te houden. De samples worden bijvoorbeeld bewaard in blockRAM in de vorm van een ringbuffer en er is aandacht besteed aan de implementatie van de correlatoren en de lengte van de filters. Door bij de totale correlatiewaarde enkel de nieuwste correlatiewaarde bij te tellen en er de oudste correlatiewaarde van af te trekken, is de benodigde logica beperkt. Bovendien wordt elke deelcorrelatie (correlatie per Gold code bit) sequentieel uitgevoerd. Dit is mogelijk door de hoge klokfrequentie van de FPGA. Omdat men bij indoor lokalisatie meestal geïnteresseerd is in de positie van de mobiele nodes, wordt er gekozen voor piëzo-elektrische kristaltransducers langs de zenzijde en MEMS langs de ontvangstzijde. Beide vereisen een lage werkspanning. De uitzendhoek van de kristaltransducers is voldoende groot (95°) en de MEMS zijn een goed alternatief voor ultrasone ontvangers. Deze zijn klein, beschikken over een grote bandbreedte en zijn bovendien omnidirectioneel.

Het signaal van de MEMS wordt ingelezen via een 10-bits ADC. Momenteel wordt er gewerkt met analoge MEMS als ontvangsttransducer. Analoge MEMS hebben het nadeel dat het ontvangen signaal eerst versterkt moet worden en vervolgens ingelezen op FPGA via een ADC. In de toekomst kan er gewerkt worden met digitale MEMS zoals de Knowles SPH0641LU4H-1. Deze heeft een frequentiebereik tot 80 kHz met een serieel PDM uitgangssignaal. Deze digitale MEMS heeft het voordeel dat het signaal meer bestand is tegen ruis en dat zowel de versterkertrap, als de ADC, overbodig is geworden. De digitale MEMS kan dus rechtstreeks verbonden worden met een FPGA. De implementatie op FPGA zal slechts in beperkte maten aangepast moeten worden, aangezien het systeem al voorzien is op multibit-samples.

In [10] is reeds een accurate synchronisatie aangetoond tussen verschillende RF-eenheden en in [9] wordt er gewerkt met Zolertia Z1 nodes. Beide vormen de basis van het RF-gedeelte. In dit werk is de klemtoon gelegd op het ultrasone gedeelte en is de synchronisatie gebeurd via een synchronisatielijn. Samen met het RF-gedeelte, vormt dit werk de basis voor de verdere implementatie van een indoor lokalisatiesysteem. Om een volledig systeem te bekomen, dient de RF-synchronisatie verder uitgewerkt te worden en moet het ultrasone systeem uit dit werk uitgebreid worden zodanig dat via trilateratie de 3D-positie van een object of persoon realtime bepaald kan worden. Het near-far probleem waarvan het systeem momenteel last van heeft, kan deels opgelost worden door elke zender random te laten uitzenden. Omdat het systeem gebruik maakt van CDMA, is het in de meeste gevallen geen probleem om de verschillende Gold codes te recupereren langs de ontvangstzijde. De foutieve metingen die te maken hebben met de effecten van het near-far probleem kunnen verworpen worden. Het systeem is momenteel geschikt als indoor rangingsysteem en kan als basis dienen voor een indoor lokalisatiesysteem mits enkele uitbreidingen.

Bibliografie

- [1] L. Segers, D. Van Bavegem, S. De Winne, A. Braeken, A. Touhafi, K. Steenhaut, "An Ultrasonic Multiple-Access Ranging Core Based on Frequency Shift Keying Towards Indoor Localization", 2015, in *Sensors Journal* [submitted]
- [2] R. Bucher, D. Misra, "A Synthesizable VHDL Model of the Exact Solution for Three-dimensional Hyperbolic Positioning System", 2002, in *VLSI Design*, vol. 15, no. 2, pp. 507-520, doi:10.1080/1065514021000012129
- [3] C. Medina, J. C. Segura, A. De la Torre, "Ultrasound Indoor Positioning System Based on a Low-Power Wireless Sensor Network Providing Sub-Centimeter Accuracy", 2013, in *Sensors Journal*, vol. 13, no. 3, pp. 3501-3526, doi:10.3390/s130303501
- [4] C. Medina, J. C. Segura, A. De La Torre, "Accurate time synchronization of ultrasonic TOF measurements in IEEE 802.15.4 based wireless sensor networks", 2013, in *Ad Hoc Networks*, vol. 11, no. 1, pp. 442-452, doi:10.1016/j.adhoc.2012.07.005, ISSN 1570-8705
- [5] M. Barralet, X. Huang, D. Sharma, "Effects of antenna polarization on RSSI based location identification", February 2009, *11th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, vol. 1, pp. 260-265
- [6] N. Cinefra, "An adaptive indoor positioning system based on Bluetooth Low Energy RSSI" [M.S. thesis], 2013, Polytechnic University of Milan
- [7] L. Segers, "Implementatie van een testbed voor een Indoor Localisation Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival (TDOA) met RF en ultrasoon transceivers" [M.S. thesis], 2012, Vrije Universiteit Brussel
- [8] L. Segers, J. Tiete, A. Braeken, A. Touhafi, "Ultrasonic Multiple-Access Ranging System Using Spread Spectrum and MEMS Technology for Indoor Localization", in *Sensors Journal*, vol. 14, no. 2, pp. 3172-3187, doi:10.3390/s1402031722182046
- [9] S. De Winne, "Realisatie van een ingebed Indoor Ranging Systeem gebaseerd op Time Difference of Arrival met ultrasone transducers" [M.S. thesis], 2014, Vrije Universiteit Brussel
- [10] F. X. Dominguez Bonini, "Embedded Position Estimation Techniques for Patient Tracking" [M.S. thesis], 2009, Vrije Universiteit Brussel

- [11] K. Kaemarungsi, P. Krishnamurthy, "Modeling of indoor positioning systems based on location fingerprinting", 2004, *23rd Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM)*, vol. 2, pp. 1012-1022, doi: 10.1109/INFOCOM.2004.1356988
- [12] S. Chan, G. Sohn, "Indoor localization using Wi-Fi based fingerprinting and trilateration techniques for LBS applications", 2012, *International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences*, Volume XXXVIII-4/C26
- [13] M. Adalja Disha, "A Comparative Analysis on indoor positioning Techniques and Systems", April 2013, in *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)*, vol. 3, no. 2, pp. 1790-1796
- [14] A. Harter, A. Hopper, P. Steggles, A. Ward, P. Webster, "The anatomy of a context-aware application", 2002, in *Wireless Networks*, vol. 8, no. 2/3, pp. 187-197, doi: 10.1145/313451.313476
- [15] I. Amundson, X. Koutsoukos, J. Sallai, A. Ledeczi, "Mobile Sensor Navigation using Rapid RF-based Angle of Arrival Localization", April 2011, *Real-Time and Embedded Technology and Applications Symposium (RTAS)*, pp. 316-325, doi: 10.1109/RTAS.2011.37
- [16] M. Malajner, P. Planinsic, D. Gleich, "Angle of Arrival Estimation Using RSSI and Omnidirectional Rotatable Antennas", June 2012, in *Sensors Journal*, vol. 12, no. 6, pp. 1950-1957, doi: 10.1109/JSEN.2011.2182046
- [17] A. Smith, H. Balakrishnan, M. Goraczko, N. Priyantha, "Tracking moving devices with the cricket location system", 2004, in *Proceedings of the 2nd international conference on Mobile systems, applications, and services (MobiSys 2004)*, pp. 190-202, doi: 10.1145/990064.990088
- [18] Y. Fukuju, M. Minami, H. Morikawa, T. Aoyama, "DOLPHIN: an autonomous indoor positioning system in ubiquitous computing environment", 2003, in *Software Technologies for Future Embedded Systems*, pp. 53-56, doi: 10.1109/WSTFES.2003.1201360
- [19] M. Hazas, A. Ward, "A Novel Broadband Ultrasonic Location System", 2002, in *Proceedings of the 4th international conference on Ubiquitous Computing (UbiComp 2002)*, pp. 264-280, doi: 10.1007/3-540-45809-3_21
- [20] O. A. M. Aly, A. S. Omar, "Spread Spectrum Ultrasonic Positioning System", 2005, in *Proceedings of the 2nd Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC 2005)*, pp. 109-114
- [21] Zolertia, "Zolertia Z1 Datasheet", March 2010, v1.1
- [22] M. George, P. Alfke, Xilinx, "Linear Feedback Shift Registers in Virtex Devices", April 2007, Application Note XAPP210 (v1.3)

- [23] W. P. Mason, "An Electromechanical Representation of a Piezoelectric Crystal Used as a Transducer", October 1935, in *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 23, no. 10, pp. 1252-1263, doi: 10.1109/JRPROC.1935.227273
- [24] Pro-Wave Electronics Corp., "Equivalent Circuit of Ultrasonic Transducers", August 2005, Application Note AP050913
- [25] Pro-Wave Electronics Corp., "Ultrasonic Transducers", March 2015
- [26] J. R. Gonzalez Hernandez, C. J. Bleakley, "Low-Cost, Wideband Ultrasonic Transmitter and Receiver for Array Signal Processing Applications", May 2011, in *Sensors Journal*, vol. 11, no. 5, pp. 1284-1292, doi: 10.1109/JSEN.2010.2084568
- [27] W. Wang, S. A. Soper, "Bio-MEMS: Technologies and Applications", 2007, ISBN 978-1-4200-1867-7
- [28] Knowles Electronics, "SPU0410LR5H-QB: Zero-Height SiSonic Microphone", March 2013, Revision H
- [29] Knowles Corporation, "New product: Ultrasonic MEMS Microphone SPH0641LU4H-1" [Press release], 2014
- [30] Knowles Corporation, "New product: Digital Multimode MEMS Microphone SPH0641LM4H-1" [Press release], 2014
- [31] D. Amm, H. Yang, M. E. Last, Apple Inc., "Ultrasonic MEMS Transmitter", June 2014, Patent Application Publication, Pub. No. US 2014/0157904 A1
- [32] Texas Instruments, "ADC101S021 Single Channel, 50 to 200 ksps, 10-Bit A/D Converter", January 2014
- [33] J. M. Villadangos, J. Urena, M. Mazo, A. Hernandez, C. De Marziani, A. Jimenez, F. Alvarez, "Improvement of Cover Area in Ultrasonic Local Positioning System Using Cylindrical PVDF Transducer", June 2007, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007)*, pp. 1473-1477, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374819
- [34] Measurement Specialties Incorporated, "40kHz Omni-Directional Ultrasound Transmitter US40KT-01", December 2001, Application Specification 20-03, Revision C
- [35] A. Kortun, "Spreading codes in CDMA detection", July 2003, <http://faraday.ee.emu.edu.tr/ee574/Projects/Kortun.pdf>
- [36] Maxim Integrated, "MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241", 2007, 19-0273, Rev 7
- [37] MathWorks MATLAB, "Using FDATool", 2015, <http://nl.mathworks.com/help/signal/ug/opening-FDATool.html>
- [38] Z. Milivojević, MikroElektronika, "Digital Filter Design", 2015, <http://www.mikroe.com/products/view/268/digital-filter-design/>

- [39] Xilinx, "Spartan-6 FPGA Block RAM Resources: User Guide", July 2011, UG383 (v1.5)
- [40] Digilent, "Atlys Board Reference Manual", August 2013
- [41] Xilinx, "Spartan-6 FPGA DSP48A1 Slice: User Guide", May 2014, UG389 (v1.2)
- [42] Xilinx, "Spartan-6 FPGA Configurable Logic Block: User Guide", February 2010, UG384 (v1.1)

Article

An Ultrasonic Multiple-Access Ranging Core Based on Frequency Shift Keying Towards Indoor Localization

Laurent Segers ^{1,*}, David Van Bavegem ¹, Sam De Winne ¹, An Braeken ¹, Abdellah Touhafi ¹ and Kris Steenhaut ^{1,2}

¹ Department of Industrial Sciences and Technology (INDI), Vrije Universiteit Brussel, Pleinlaan 2, Elsene 1050, Belgium; E-Mails: david.van.bavegem@vub.ac.be (D.V.B.); sam.de.winne@vub.ac.be (S.D.W.); an.braeken@vub.ac.be (A.B.); abdellah.touhafi@vub.ac.be (A.T.)

² Department of Electronics and Informatics (ETRO), Vrije Universiteit Brussel, Pleinlaan 2, Elsene 1050, Belgium; E-Mails: ksteenha@etro.vub.ac.be (K.S.)

* Author to whom correspondence should be addressed; E-Mail: laurent.segers@vub.ac.be; Tel.: +32-225-591-528.

Academic Editor: Leonhard M. Reindl

Received: 27 May 2015 / Accepted: 23 July 2015 / Published: 30 July 2015

Abstract: This paper describes a new approach and implementation methodology for indoor ranging based on the time difference of arrival using code division multiple access with ultrasound signals. A novel implementation based on a field programmable gate array using finite impulse response filters and an optimized correlation demodulator implementation for ultrasound orthogonal signals is developed. Orthogonal codes are modulated onto ultrasound signals using frequency shift keying with carrier frequencies of 24.5 kHz and 26 kHz. This implementation enhances the possibilities for real-time, embedded and low-power tracking of several simultaneous transmitters. Due to the high degree of parallelism offered by field programmable gate arrays, up to four transmitters can be tracked simultaneously. The implementation requires at most 30% of the available logic gates of a Spartan-6 XC6SLX45 device and is evaluated on accuracy and precision through several ranging topologies. In the first topology, the distance between one transmitter and one receiver is evaluated. Afterwards, ranging analyses are applied between two simultaneous transmitters and one receiver. Ultimately, the position of the receiver against four transmitters using trilateration is also demonstrated. Results show enhanced distance measurements with distances ranging from a few centimeters up to 17 m, while keeping a centimeter-level accuracy.

Keywords: indoor ultrasound localization; indoor ultrasound ranging; FPGA ranging; FPGA correlator; ultrasound orthogonal frequency shift keying; ultrasound MEMS

1. Introduction

Accurate indoor localization opens new perspectives towards location-aware applications. A non-exhaustive list of applications that might take advantage of accurate indoor localization solutions include automation, guidance and assistance of people, virtual reality, *etc.* Examples of automation include indoor cleaning robots; where the robots clean a well-defined area, indoor navigation for automated assistance robots in hospitals and retirement homes. Indoor localization can also be used in combination with other technologies, like smart glasses towards virtual reality applications. Furthermore, the indoor remote guidance of drones could benefit from this technology, since the exact location of the drone against walls can be defined. Other usages include patient tracking in hospitals and the automated guidance of blind people into busy and complex environments. More generally, people can actively benefit from this technology by using it as a guidance system in route retrieval in complex buildings and by using it as an extension of the ubiquitous available Global Positioning System (GPS).

GPS allows one to plan a route to a given destination. Although GPS is a well-established system, the system lacks accurate positioning in buildings. Several systems and implementations have been proposed to alleviate this shortcoming. These systems can be classified by the approach used, the accuracies they can deliver, the real timeliness, the required amount of computational capabilities and the cost to implement such systems. The most common techniques used in the literature are based on the time difference of arrival (TDoA). This technique uses two different transmission media, where the fast transmission medium (generally radio communication) is used as a synchronization between devices and a slower transmission medium (e.g., ultrasound) is used for distance ranging.

In the class of TDoA techniques, several topologies have been developed. Some techniques use a rather simple ranging scheme, where an ultrasonic pulse at a given frequency is sent [1–4]. A hardware-based envelope detector detects the presence of an incoming signal. When a pulse is detected, the receiver is triggered, and an estimation of the ranging is performed. This technique does not involve expensive computational power to achieve indoor localization. However, the ultrasound pulse is prone to in-band noise, which may affect the accuracy of the system. Another approach proposed in the literature makes use of ultrasound signals, which are modulated using orthogonal sequences [5–9]. This technique is commonly referred to as code division multiple access (CDMA). Two major CDMA techniques have been proposed so far. The first one uses the direct sequence spread spectrum approach (DSSS). The DSSS method uses a single carrier on which an orthogonal sequence is modulated. The second approach is referred to as frequency hopping spread spectrum (FHSS) and involves several rapidly-switching frequency carriers on which data are modulated [9]. Both implementations offer a better reliability against noise, but have the major disadvantage of requiring more computational power. Therefore, distance ranging is mostly performed offline, which reduces the possibilities to integrate this technique into real-time and low-power implementations.

In order to alleviate these shortcomings, we implement a novel FHSS ranging approach. Our implementation consists of combining the strengths of the orthogonal ultrasound modulated signal with the computational processing capabilities of field programmable gate arrays (FPGAs). FPGAs offer the possibility to apply parallel processing in a real-time fashion. However, FPGAs are limited in the amount of available resources. Therefore, we optimize the processing of the signal demodulation and ranging in order to fit our system into medium-sized FPGAs. Our new implementation is evaluated using statistical analysis. Besides the computational implementations, a low-power and low-cost hardware solution will be investigated in order to augment the possibilities of integration with other existing systems.

The results show that our system can perform ultrasound ranging within distances from a few centimeters up to 17 m. The overall accuracy remains constant at a level of 1 to 2 cm. The implementation allows one to calculate the distance against four simultaneous transmitters, while keeping the required logic gates of a Spartan-6 XC6SLX45 below 30%. A test case showing the feasibility towards indoor localization with position retrieval onto a map is also demonstrated.

The paper is structured as follows. Section 2 presents some background and related work. In Section 3, we give an brief overview of the implemented system. In Section 4, we focus on the FPGA receiver logic, the mathematical background for adequate signal correlation and ranging and the optimizations performed. In Section 5, the FPGA resource utilization in terms of maximum attainable clock speed and logic requirements are shown. We apply analysis with our new implementation measurements (Section 6), where we determine that accurate ranging up to the centimeter level is possible. Finally, in Section 7, we present our conclusions and present possibilities towards a useful implementation.

2. Background and Related Work

Several indoor localization techniques have been implemented and reported in the literature. Some of these techniques are based on the principle of range estimation between two devices. These techniques comprise time of arrival (ToA) [10], time difference of arrival (TDoA) and received signal strength indicator (RSSI) [11,12]. Among other techniques, one can find the angle of arrival (AoA) to estimate the orientation of devices against other devices, which leads to a position estimation [11,13,14]. Within the range estimation techniques, the TDoA technique has been reported to be able to achieve centimeter to sub-centimeter accuracy.

TDoA generally uses two different propagation media in order to estimate the distance between two devices. These two propagation media, mostly radio frequency (RF) combined with an ultrasonic signal (US), have different propagation speeds. This difference in propagation speed is used to calculate the distance between a transmitter and a receiver. Although much research has been done in the field of indoor localization techniques, the TDoA ranging technique remains the most accurate and one of the most promising techniques for indoor localization [1–9,15].

Several time difference of arrival methods have been proposed. The Active Bat [1], Dolphin [2], Cricket [3] and iLoc [4] use an ultrasonic pulse in combination with an RF packet to achieve accurate ranging up to centimeter-level ranging. However, since the ultrasonic signal is a pulse, the systems are allowed to have only one active ultrasonic transmitter at a given timeslot. This principle is also known

as time division multiple access (TDMA). With an increasing number of transmitters, the refresh rate diminishes, which has led to different timing schemes. Moreover, the use of an ultrasonic pulse at a given frequency reduces the robustness against in-band noise.

Others reported another approach to alleviate these shortcomings by applying code division multiple access (CDMA) [5–9]. CDMA has been proven to be an efficient technique within the field of telecommunications and consists of spreading the data by using orthogonal codes. Depending on the application, FHSS and DSSS are the main techniques developed. The former method spreads the data onto several rapidly-switching carriers, where the switching pattern follows a given orthogonal code. The second method spreads the data with an orthogonal code onto a single carrier. The DSSS method has been implemented by several research teams [5–8]. The reported accuracies range from a few millimeters to a few centimeters. FHSS has been reported to achieve comparable results [9].

In a previous work, a comparison between DSSS and FHSS has been done [9]. Results have shown that both methods achieve comparable results while only one ultrasonic transmitter is active. When two devices are sending simultaneously, results show that DSSS yields a better accuracy compared to FHSS. However, the experiments also demonstrate that FHSS achieves a better reliability over longer distances compared to DSSS. This can be due to the fact that FHSS uses several carriers on which data are modulated. This modulation scheme makes it less prone to in-band noise, which is the case with DSSS when one transmitter interferes with another transmitter. In [16], FHSS has been simulated against DSSS, whereas in [17], FHSS has been used in combination with AoA. The latter system uses an array of MEMS microphones and calculates the reception angle using the MUSIC algorithm.

The Active Bat, Cricket Dolphin and iLoc use an ultrasonic pulse for distance calculations. The travel time of that pulse gives an estimation of the distance between transmitter and receiver. This rather simple approach can be implemented using conventional micro-controllers. The FHSS and DSSS approaches however, require advanced computational capabilities in order to perform the distance calculations. Several implementations require off-line calculation infrastructure in order to process the ultrasonic data. With the upcoming embedded FPGA-based computational accelerators, these techniques can be applied within the embedded systems. Andy Ward *et al.* have successfully implemented an adaptive despreader technique for the DSSS approach on FPGA using the finger-printing approach [5].

In [9], the authors used an electrostatic transducer for the transmitters. This electrostatic transducer offers a 20 kHz to 100 kHz frequency range and is primarily used to access the broader frequency ranges required. However, the major disadvantages of this transducer are the small beam angle of 15 degrees and the high operation voltages required. These make the electrostatic transducer unsuitable for embedded systems. Other methods mainly use piezocrystal transducers [1–4,7].

New technologies, like smartphones, have been demonstrated to be capable of sending ultrasonic signals up to a frequency of 22 kHz [18]. The integration of the ubiquitous smartphones alongside with the emergence of MEMS-based sensors within indoor localization opens a new perspective for a variety of applications. Therefore, we will focus our research on ultrasonic indoor localization with the possible inclusion of smartphone technology. We propose a TDoA implementation that makes use of ultrasound CDMA-based signals, with frequencies between 24.5 kHz and 26 kHz. In order to demodulate such signals at lower calculation costs and in a real-time fashion, we implement a spread spectrum demodulator onto an FPGA. We also choose MEMS technology for receiving together

with piezoelectric crystals for sending ultrasound signals. Both transducers are low cost, offer the requested frequency range and have proven their capabilities in similar implementations. The next sections provide a detailed overview of our implementation, ranging from the transducer level up to the FPGA implementation.

3. System Description

Our ultrasonic ranging system is composed of one receiver (Figure 1) and multiple transmitters. The transmitters emit an orthogonal ultrasonic coded signal, which is received and processed by the receiver. Both transmitters and receiver are equipped with an embedded FPGA, which has two major purposes. On the one hand, it facilitates the generation of the orthogonal ultrasonic signal, while on the other hand, due to the high degree of parallel processing capabilities, the FPGA enables the real-time embedded processing of the orthogonal ultrasonic signals. Transmitters and receiver are synchronized by means of a wire, which minimizes the synchronization error during the experiments. Both the transmitters and the receiver are equipped with additional hardware, which consists of a piezoelectric crystal for the transmitters, a MEMS transducer for the receiver and the interfacing hardware between the transducers and the FPGAs. The different parts of our orthogonal ultrasonic ranging method will be detailed in the following paragraphs. One should note that for simplicity, only one transmitter will be used in the system description of the following sections. Adding transmitters to this system is done by duplicating the transmitter system and its synchronization wire.

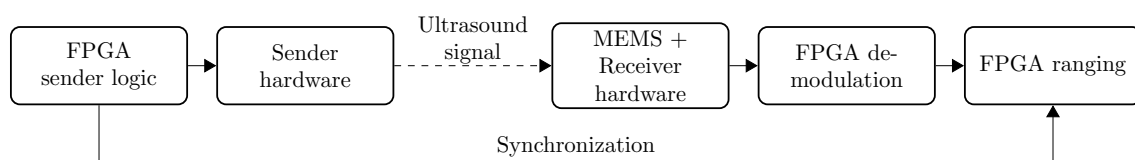


Figure 1. Setup of our experiments. For simplicity, only one transmitter and one receiver are represented in the Figure 1.

3.1. Hardware

Both the transmitter and receiver are equipped with transducers capable of sending and receiving ultrasonic signals. At the receiver side, we choose to implement two different topologies based on MEMS transducers.

In the first receiver topology, we use the omnidirectional analog SPU0410LR5H-QB MEMS transducer from Knowless [19]. The transducer offers a usable frequency range between 20 kHz and 30 kHz. The output signal is amplified with a factor of 1000 and filtered by hardware in order to allow only the desired frequency range. The signal is then compared to a given threshold and converted into a binary signal. This method enables one to convert analog sinusoidal waves into square waves, where the upper side of the wave represents a logical “1” and the lower side a logical “0”. After this conditioning, the signal is processed by the FPGA. The FPGA platform chosen is the Atlys board provided by Digilent. This board consists of a Xilinx Spartan 6 XC6SLX45 FPGA running at a clock speed of 100 MHz [20].

Although this method eliminates the need for an analog-to-digital converter (ADC), the receiver loses the ability to clearly identify multiple simultaneous transmitters.

For the second receiver topology, the comparator has been changed with an ADC. The ADC that we use is the 10-bit ADC101S021 from Texas Instruments [21] with a sampling rate set at 100 kS/s. The ADC can be interfaced through a serial communication, which is compatible with several standards, such as the serial peripheral interface (SPI). The 10-bit samples are then processed by the FPGA. With a 10-bit sample width resolution, the principle of superposition can remain. This allows the system to identify several simultaneous transmitters.

At the transmitter side, we choose the Prowave 250ST180 piezocrystal as the transmitters' transducer [22]. This ultrasonic transducer is capable of producing sound waves in a frequency range of 24 kHz to 26 kHz. The transducer offers a large beam angle of 90 degrees with operation voltages up to 20 Vrms. These properties make this transducer much more suited for embedded applications than the electrostatic counterparts. Moreover, this operating frequency range matches the frequency range proposed by the smartphone implementation [18] and the chosen SPU0410LR5H-QB MEMS transducer.

3.2. Frequency Shift Keying Modulation

In [9], FHSS has been used in combination with orthogonal codes in order to estimate the range between two devices. When several transmitters are simultaneously transmitting, the receiver is able to distinguish the streams from the different transmitters by filtering the incoming ultrasonic signal. In the FHSS modulation scheme, data are modulated alongside an orthogonal sequence onto several given frequency channels. In our implementation, the data are omitted (*i.e.*, always equal to "1"), which turns the FHSS modulation scheme into a frequency shift keying (FSK) modulation scheme where the data are given by the orthogonal code itself. The modulator of the transmitter is implemented onto an FPGA, and is composed of three components. The first component is the frequency generator. Depending on the input data, this component generates a predefined frequency. The code for the FSK scheme is stored in the code memory. This code memory issues a new code symbol when a given address is applied. This address is bounded by the length of the orthogonal code. The last component is the master module. The master module controls the transmitter logic and issues an incrementing symbol address at regular time intervals. When all symbols are issued, the master module pauses the system during a given amount of time and pulls a synchronization line to zero. After this pause, the master restarts the process, and the synchronization line is raised to "1". This process is repeated every time as long as the system is enabled. Figure 2 gives an overview of the implemented transmitter logic. All of the modules developed can be adapted to match any needs. The amount of carrier frequencies, the baud rate (*i.e.*, time between two consecutive frequency hops) and the length of the orthogonal code are parametrized in order to allow more flexibility during the design and implementation phase.

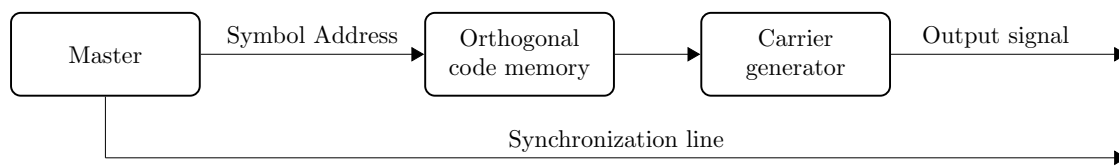


Figure 2. FPGA transmitter logic.

3.3. FSK Demodulation

An FHSS demodulation scheme has been proposed in [9]. The proposed demodulation scheme is partially based on work that has been achieved within ultrasonic ranging with DSSS. The system is composed of a picoscope, which acts as an analog-to-digital converter, a set of bandpass finite impulse response (FIR) filters, a correlator and a synchronization module. All operations are performed off-line on a computer. The samples are stored in a file and processed with a MATLAB script. This technique requires computational capabilities that are typically not available on embedded systems. Our novel approach consists of porting the complete calculation chain onto an FPGA-based calculator. This FPGA calculator correlates the incoming ultrasonic signal against the desired orthogonal code and delivers a distance estimation together with a correlation quality, which is proportional to the length of the correlator. The FSK demodulation and ranging implementation is composed of three major modules: the signal conditioning, the signal correlator and the ranging module. These modules are detailed in the following subsections. A general overview of the system is given in Figure 3.

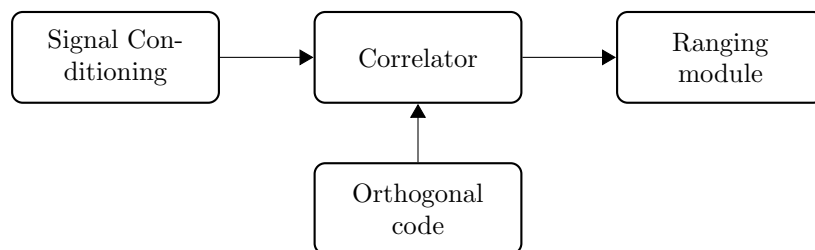


Figure 3. Range estimation.

4. Ranging Implementation

4.1. Signal Conditioning

The signal conditioning is implemented using two different methods. The first implementation uses a simplified methodology, which makes use of the first hardware topology. The digital signal provided by the hardware removes the necessity of an ADC interface, and the ultrasonic signal is directly processed by the FPGA. The incoming signal is processed by a frequency finder, which allows detecting the availability of a signal in a given frequency channel. The output of the frequency finder is composed of a set of one-bit signals, where each signal reflects the availability of a signal in each frequency channel. Although this method has the advantage of simplifying the approach for the analog-to-digital conversion,

this implementation uses a one-bit signal from the hardware. Information about signal superposition is lost, and thus, this method allows one to track only one transmitter at a given time.

In the second topology, the analog signal is converted to a digital signal using an ADC. This ADC provides a 10 bit-wide signal, which is processed by the FPGA. The signal is first filtered by a series of parallel FIR bandpass filters. Each filter is centered around a frequency channel and has an order of 64. This filter order offers enough steepness to efficiently discriminate the available frequency channels. The absolute value is taken from the output of the FIR filters, and a running average smooths the signals. This results in a certain signal level when a signal is detected or zero when no signal has been processed. Figure 4 depicts this approach.

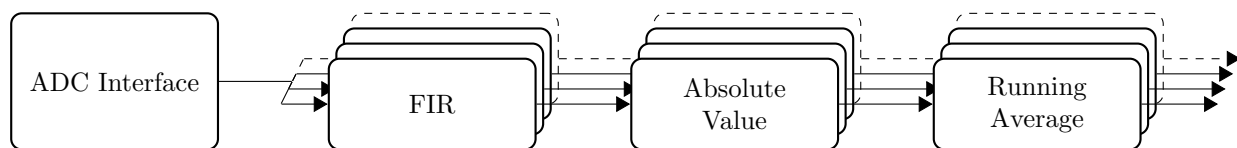


Figure 4. Signal conditioning based on the FIR filter approach. The output of the running average is processed by the signal correlator.

The output of the running average is composed of n bit-wide buses, where each bus represents one frequency channel. When a signal is present, the samples reach a value closer to the maximum, while an empty signal is represented by values close to zero.

4.2. Signal Correlation

After the signal conditioning, the correlator module tracks the incoming signal for the highest probability of orthogonal code occurrence. Equation (1) represents the discrete time domain correlation of two signals f and g .

$$(f * g)[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} f[n + k] \cdot g[k] \quad (1)$$

The correlation operation for the ranging method can be summarized as follows:

- (a) Prepare the orthogonal sequence.
- (b) Shift the samples one position against the orthogonal sequence.
- (c) Multiply all of the samples with their corresponding orthogonal code value.
- (d) Sum all of the obtained values.
- (e) Keep track of the time.
- (f) When a correlation peak is found, store it with the corresponding time index.
- (g) Repeat the operations from (b) to (f) for all of the input samples.

FPGAs offer the possibility to enable parallel processing. This is especially the case for the correlator module, where the multiplications can be done in parallel. The above-described method presumes an infinite amount of samples. However, an FPGA contains a limited amount of logic cells. Therefore, the length of the correlation is limited to a value proportional to the length of the orthogonal code. The orthogonal code is stored in the reference signal buffer, and the samples are correlated against the

reference signal. By doing so, the amount of samples stored corresponds to the length of the correlator. When a new sample is available, all of the samples are shifted with one position in the correlator, and a new correlation is recalculated. The correlation also starts from time zero (*i.e.*, the initialize timestamp of the FPGA).

The correlation as stated in Equation (1) requires a given amount of multiplications and additions to compute each correlation, where each code symbol is represented as a binary signal (*i.e.*, logic “1” or a logic “0”). The multiplication process of each sample (i) can therefore be translated into a multiplexer operation (Equation (2)), which results in a value c_i .

$$c_i = \begin{cases} \text{sample}(i), \text{codebit} = 1 \\ -\text{sample}(i), \text{codebit} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

The naive method utilizes two buffers to store the reference signal (*i.e.*, the orthogonal code) and the samples. The orthogonal code is expanded so that the complete reference buffer is populated. To facilitate this expansion, the correlator is subdivided into n correlation modules. Each module corresponds to the correlation of one orthogonal code symbol, which is in turn subdivided into m correlation cells. The total correlation C is calculated by summing all of the individual correlations cell results c_i (Equation (3)).

$$C = \sum_{i=0}^{i < n \cdot m} (c_i) \quad (3)$$

The amount of correlation cells m is given by the relationship between the bitrate B of the signal and the sampling rate f_s (Equation (4)). Figure 5 gives an overview of the implementation of the naive correlator.

$$m = \frac{f_s}{B} \quad (4)$$

The amount of calculation logic scales linearly with the sampling rate and the amount of code symbols used. Therefore, we propose an optimized design in which we reduce this amount of operations. In the naive method, all correlation modules compute each sample against a given correlation symbol. Each sample is correlated m times within each correlator module. Thus, each sample results in the same correlation value as long as it remains in the same correlation module. Redundant calculations can be avoided by storing the samples in a cyclic buffer and by calculating the correlations only on the first and last sample within each module. The intermediate results however need to be stored in an accumulator, so the correlator module can keep track of the total correlation. This is done by adding the correlation to a result register. The correlation of the last element is subtracted from this register when it leaves the correlation module. The total correlation difference (C_{diff}) over all n correlation modules is given in Equation (5). The amount of calculations is thus reduced to n correlation operations. The use of a cyclic buffer enables the VHDL (Very high speed integrated circuit Hardware Description Language) synthesizer to allocate block RAM modules instead of logic gates. A block RAM (BRAM) module is an entity within the FPGA dedicated to fast data storage and retrieval. This approach is demonstrated in Figure 6.

$$C_{diff} = \sum_{i=0}^{i < n} \begin{cases} \text{sample}(i)_{in} - \text{sample}(i)_{out}, \text{codebit}(m) = 1 \\ -(\text{sample}(i)_{in} - \text{sample}(i)_{out}), \text{codebit}(m) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

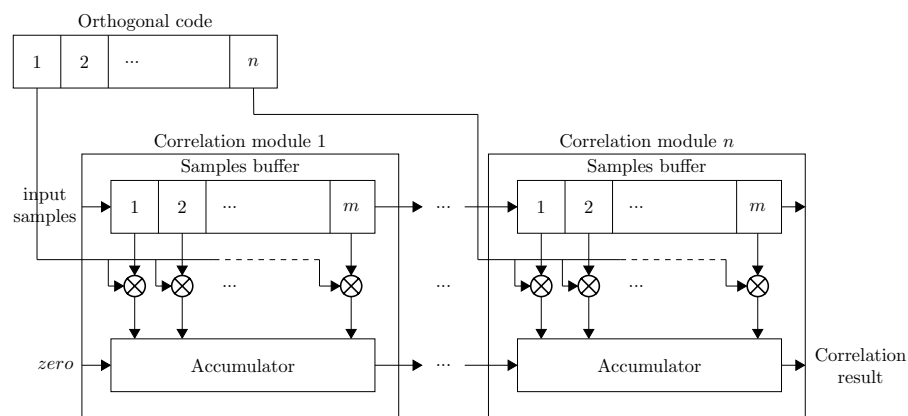


Figure 5. Naive correlator implementation.

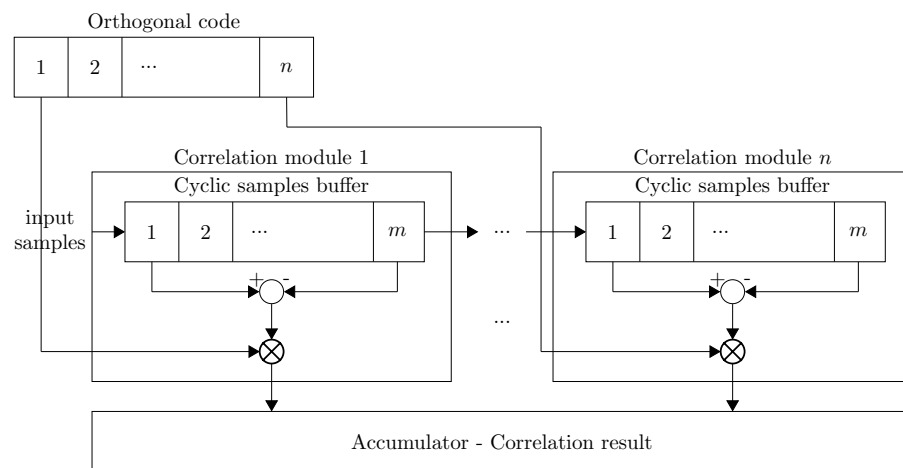


Figure 6. Optimized correlator implementation.

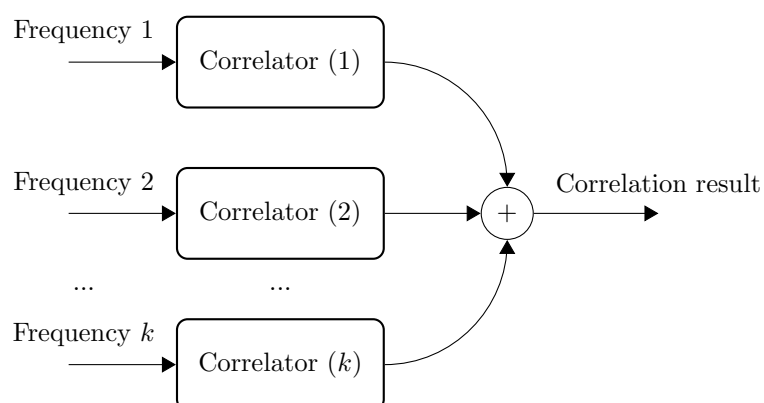


Figure 7. Correlation of multiple (k) frequency channels.

The conditioning modules propose samples of variable precision. The optimized correlator therefore offers a parameterizable bus width for both the input samples and the accumulator result. Aside from the bus width, the conditioning module offers a given amount of FSK frequency channels. Therefore, each frequency channel is theoretically processed by a dedicated correlation chain (Figure 7), where each of

the different correlation chains performs the same operation. The results from the different correlation chains are added together. The result is then processed by the timer module.

4.3. Correlation Optimizations towards Multiple Simultaneous Transmitters

The proposed optimization from the previous section allows one to reduce the amount of correlation operations involved in the range estimation process between one transmitter and the receiver. Further optimizations can be achieved by calculating the commutative correlations for each frequency channel in a sequential manner (Figure 7) and, thus, to restrict the amount of required logic to only one correlator chain. The counterpart for this operation is an augmentation of the amount of clock ticks involved for computing the multichannel correlations. Equation (6) gives the relationship between the amount of clock ticks (C_{ticks}), the length of the orthogonal code (n) and the amount of frequency channels (n_f) used.

$$C_{ticks} = n_f \cdot n \quad (6)$$

In our setup, $n_f = 2$ and $n = 63$, leading to $C_{ticks} = 126$. To estimate the distance against several transmitters, one could duplicate the correlator in order to obtain several parallel correlators. However, the amount of required logic to implement such a design would augment linearly with the amount of transmitters. Another approach consists of using additional clock cycles. The correlator computes a new correlation value when a new sample is available. Depending on the implemented system, the time delay between two consecutive samples is given by the ADC interface or the frequency finder.

In order to implement both optimizations, a state machine is added to the correlator, which controls the data flow of the correlator and registers involved in the correlation against different transmitters (Figure 8). A dedicated control signal allows one to trigger a “ready” signal when all correlations have been processed (Figure 9). The amount of transmitters (S) that can be processed within two consecutive samples is given by the sampling speed (f_s), the FPGA clock speed (F_{FPGA}) and the amount of clock ticks required to compute the correlation of one transmitter (C_{ticks}) (Equation (7)).

$$S < \frac{F_{FPGA}}{C_{ticks} \cdot f_s} \quad (7)$$

The theoretical amount of transmitters that can be processed in our system, can be calculated with the following values:

- $C_{ticks} = 126$,
- $F_{FPGA} = 100 \text{ MHz}$ (Atlys board oscillator frequency),
- $f_s = 100 \text{ kHz}$ (ADC sample frequency).

This leads to a value of $S = 7.94$ transmitters. This value is floored to seven, since the amount of clock ticks involved to calculate the correlations against all transmitters may not exceed the amount of clock ticks between two consecutive samples (*i.e.*, 1000 clock ticks per sample).

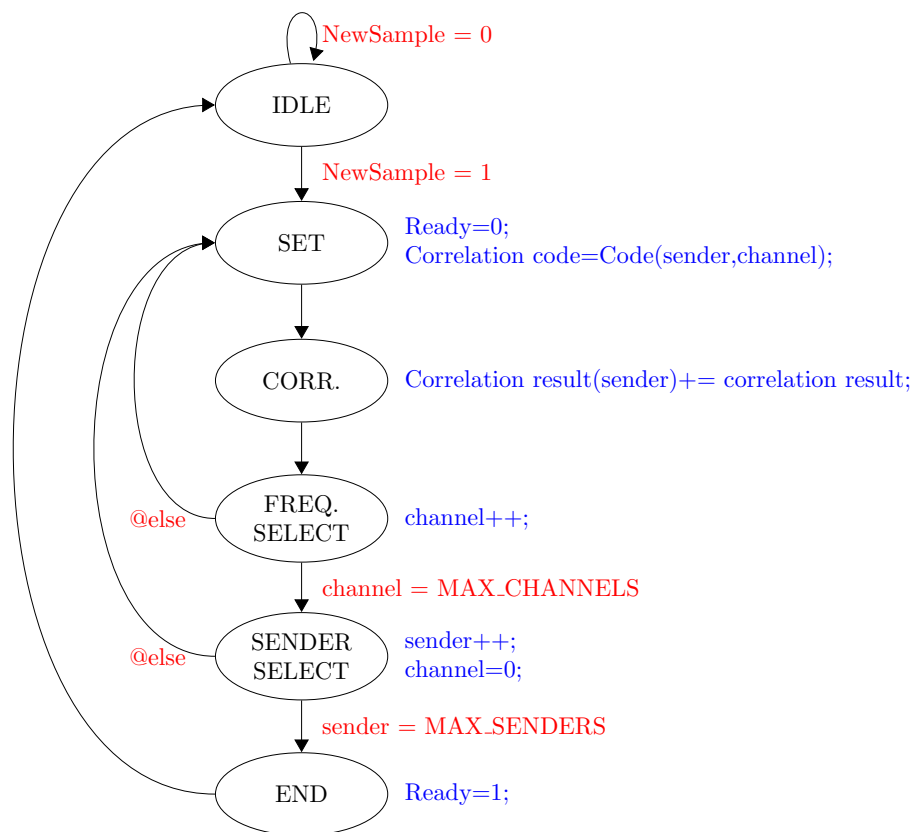


Figure 8. State machine of the correlation controller. Blue labels indicate the state operations, while the red labels refer to conditions between state transitions.

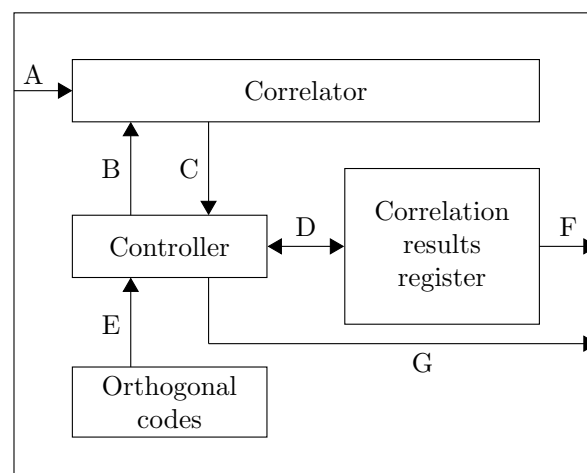


Figure 9. Complete correlation implementation with the controller, the correlator and result registers. The submodules are connected through the input samples (A); the code symbols of the current transmitter (B); the current correlation result (C); the access to the correlation results register of all transmitters (D); access to all orthogonal codes (E); the correlation results towards the timing module (F); and a signal indicating that the correlation is ready (G).

4.4. Range Estimation

Distance estimation requires time synchronization, a correlator peak detector and a timer module. Time synchronization enables the devices to have a common time reference between transmitter and receiver, which is used to estimate the time of travel of an ultrasonic signal. In our implementation, we choose to synchronize the devices by means of wires. The transmitter pulls the wire to a logic “1” while sending and to “0” when idle. The receiver synchronizes itself against the transition from “0” to “1”, and the correlator calculates the signal equality against a given orthogonal code. When the signal shows a strong correlation with the code, a correlation peak occurs. The time difference between the time synchronization and the correlation peak is proportional to the distance between transmitter and receiver. In order to keep track of this time difference, a module keeps track of the highest correlation peak time. This module is reset when the receiver is synchronized with the transmitter. In order to track several simultaneous transmitters, this module is duplicated for each transmitter, where each of the transmitters can reset the corresponding module by a dedicated synchronization line. Figure 10 shows the timing module implementation at the receiver’s node for multiple simultaneous transmitters.

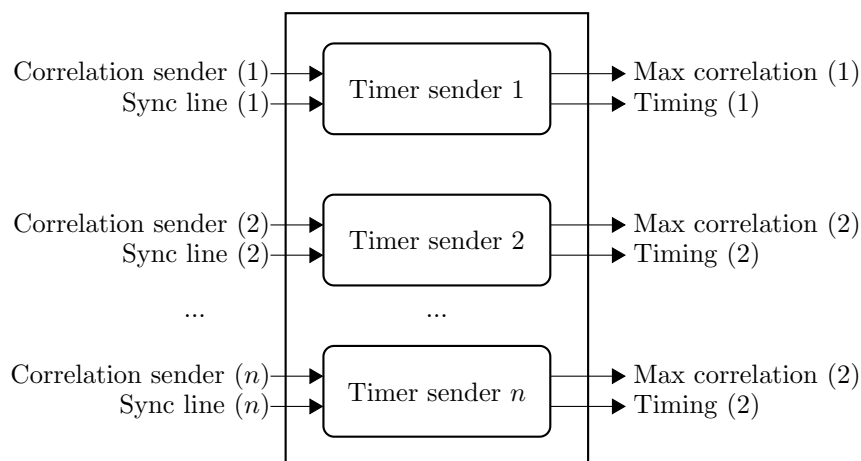


Figure 10. Timing module. Each of the submodules calculates the distance relative to one transmitter and the best achieved correlation.

5. FPGA Resource Utilization

In our experiments, we use the Xilinx Spartan 6 XC6SLX45 FPGA Atlys board provided by Digilent [20]. The FPGA offers 54,576 slice registers, 27,288 slice lookup tables (LUT), 6822 slices and 232 BRAM modules of eight bits. We compare the occupation ratio of the naive correlation method, the optimized method, which allows one to track one transmitter, and the optimized method, which allows one to track four simultaneous transmitters. The first two methods utilize a two bit-wide sample buffer, whereas the last method is implemented using an eight bit-wide sample buffer. All methods are implemented comprising their respective signal conditioning and timing modules. The ranging system is implemented using one to four orthogonal codes (*i.e.*, four simultaneous transmitters) with a length of 63 symbols, while two parallel frequency channels are processed by the correlator. Although the theoretical limit of our system is bounded to detect seven simultaneous transmitters, the correlation for four simultaneous transmitters is

implemented, since this amount corresponds to the required amount of transmitters for effective localization. In the first method, we choose a sample frequency of 25 kS/s, while in the optimized implementation, a sample frequency of 100 kS/s is chosen. For optimal correlation accuracy, a buffer length for each correlation module of respectively 100 samples and 400 samples is preferred (Equation (4)). All implementations are written in VHDL, are synthesized using the Xilinx ISE tools [23] and have been downloaded onto the Atlys board.

In the implementation using the naive method, the amount of required logic increases linearly with the amount of samples to be buffered, which agrees with the assumptions from Section 4.2. However, the VHDL synthesizing tools could not implement a system where the correlation modules utilize a sample buffer of a length beyond 23 samples (Figure 11). One of the reasons is that the required amount of interconnections between the FPGA modules overpass the availability of the FPGA. The maximum attainable clock speed for the implementation with a sample buffer length of 20 drops below 50 MHz. Since the amount of required samples to be stored in each correlation module does not reach the minimal requirements, this method will not be implemented for ranging analysis.

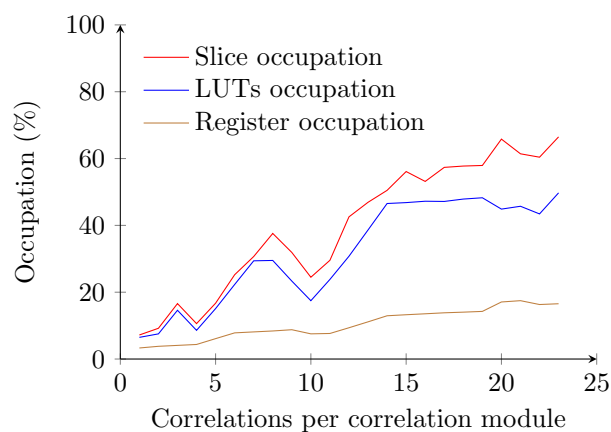


Figure 11. Occupation of the receiver using the naive correlator implementation. The graph covers a range from one correlation per correlation module up to 23 correlations per correlation module.

By contrast, using the optimized method with a two bit-wide sample buffer allows one to reduce the occupation ratio to less than 3% of the total FPGA. The amount of required logic gates increases up to a sample buffer length of 120. From a length of 130 samples, the occupation ratio drops and stagnates at values inferior to 3% on average (Figure 12). For lengths inferior to 130, the synthesizer allocates more slices to store the samples, whereas for lengths starting at 130, the BRAM modules of the FPGA are utilized. A total of 63 BRAM modules are required to store the samples for correlations. The length required for each correlation module (*i.e.*, 400) is also fulfilled.

By extending this optimized implementation to four transmitters, one can notice that the required amount of logic slightly increases to an average of approximately 5%. This is mainly due to the amount of registers necessary to store the orthogonal codes and the results of the correlations and timing. A decrease in logic occupation is also noticeable from a sample buffer length of 130 (Figure 12). The amount of block RAM required equals the amount required for estimating the distance to one transmitter.

The maximum attainable clock speed of the optimized implementations for one transmitter remains constant at 177 MHz, well above the oscillator speed of the Atlys board.

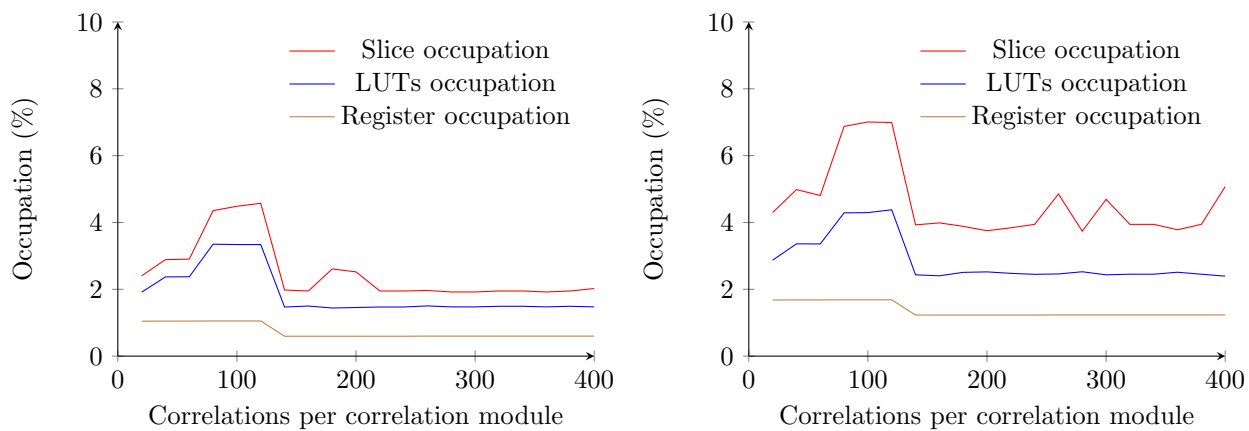


Figure 12. Occupation of the receiver using the optimized correlation implementation with a two bit-wide sample buffer. One transmitter correlation (**left**) and four transmitters correlation (**right**) are shown.

When the eight bit-wide sample buffer is used, a sample frequency of 100 kS/s is chosen. Since we work with two frequency channels, the total length of the combined samples is 16 bits wide. For this reason, the sample buffer is always implemented in BRAM. The maximum attainable clock speed for this design is 142 MHz, which is lower than the previous implementation, but still above the oscillator speed of the Atlys board. If we increase the length of the correlations modules, starting from 20 and up to 400, the amount of required logic gates remains almost constant (Figure 13).

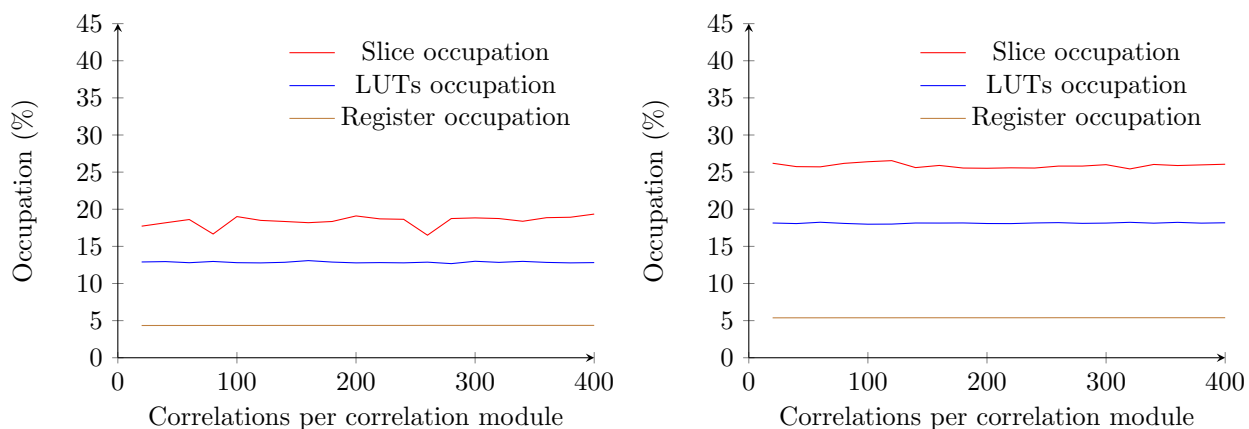


Figure 13. Occupation of the receiver using the optimized correlation implementation with an eight bit-wide sample buffer. One transmitter correlation (**left**) and four transmitters correlation (**right**) are shown.

In the case of one transmitter, there are a few drops noticeable in the slice occupation. This can be explained since at these points, the length of the correlations module m exceeds a power of two, and some optimizations are possible. When extending this implementation to four transmitters, these optimizations are not possible any more. Furthermore, the amount of slices, LUTs and registers increase

when the number of transmitters is increased to four and remain below 30%. Furthermore, here, all of the samples are stored in 63 BRAM modules.

6. Ranging Analysis

In our analysis, we compare the two proposed ranging methods. In the first set of analyses, we estimate the distance using the first implementation case. This enables us to better estimate the correlator efficiency. However, this approach only enables a single transmitter single receiver topology. In the second set of analysis, the second method using the ADC and FIR filtering is implemented. This second topology allows one to implement a system where multiple transmitters may simultaneously send ultrasonic coded signals while the receiver is capable of discriminating the different signals (*i.e.*, multiple access). In this set, we investigate the efficiency of the receiver by first estimating the distance against one transmitter. Afterwards, two transmitters are used in order to estimate the robustness of our implementation against the near-far phenomenon.

A few aspects need to be taken into account while applying the ranging analysis. The first aspect concerns the amount of samples *versus* the distance. As the distance d between the transmitter and receiver increases, the time difference between the correlation peak and the synchronization increases. This time difference is expressed as a linear relationship against the distance (d) between transmitter and receiver and the amount of samples. This relationship is given in Equation (8), where α (*i.e.*, slope) and c (*i.e.*, offset) are calculated through regression analysis.

$$d = \alpha \cdot \text{samples} + c \quad (8)$$

A second aspect of concern is the attainable precision and accuracy. In ideal circumstances, the theoretical maximum precision is given by the component with the lowest precision. Components affecting the precision are the correlator and the signal conditioning (*i.e.*, analog-to-digital conversion speed rate). The highest attainable precision is given in Equation (9), where the “Min” function takes the lowest value. In the case that the correlator length matches (Equation (4)) the sampling frequency, both the correlator and analog-to-digital conversion result in the same level of precision. The attainable precision p is determined by:

$$p = \frac{v_{\text{sound}}}{\text{Min}(f_s, m \cdot B)} \quad (9)$$

with v_{sound} the speed of sound and f_s the sampling frequency. The precision also corresponds to the minimal distance step between two consecutive samples (*i.e.*, the slope α in Equation (8)).

Another aspect regarding the measurements concerns the correlation quality. The correlator compares the ultrasonic signal against a given orthogonal code. The positive correlation result is bounded between zero and 100% and is therefore used as a metric to estimate the quality of the measurement. The last aspect that influences the measurements is the piezoelectric crystal used at the transmitter side. This crystal suffers from inertia when a frequency shift occurs. This phenomenon causes a signal degradation during the first 10 to 20 cycles when a new frequency is applied. To compensate this inconvenience, a lower baud rate (*i.e.*, frequency shift rate) than proposed in a previous work is chosen [9].

All measurements are repeated 250 times. This enables us to detect faulty measurements. The Gaussian distribution is applied to calculate the 95% confidence interval, and the average of each

250 measurements is taken and compared to the real distance between transmitter and receiver. This gives an estimation of the accuracy. In the first setup, measurements are taken at an interval of 20 cm, ranging from 0 cm up to a distance of 9.00 m. In the other setups, the measurements are taken at an interval of 40 cm, starting at a distance of 0 cm and ranging up to a distance of 17.20 m. The range of 17.20 m corresponds to the diagonal of the largest room available at our disposal. In a final experiment, the location of the receiver is estimated by using the trilateration approach.

The orthogonal codes are used to provide the ability to distinguish different transmitters at the receiver side. At the transmitter side, the code is used to generate the appropriate carrier frequency. In our implementations, we use a Gold code of 63 symbols. Each of the symbols specifies which of the carrier frequencies is used. Due to the narrow bandwidth of the piezocrystal transducer, we choose 24.5 kHz and 26 kHz as carrier frequencies around the resonance frequency (*i.e.*, 25 kHz) of the transducer. Both frequencies also delivered the best correlation results during preliminary tests.

6.1. Single Transmitter, Single Access Receiver Implementation

The first set of measurements concerns the implementation where the receiver is implemented using the first demodulation topology and where the sampling frequency of the frequency finder is set at 25 kSps. This sampling frequency therefore results in a maximum attainable precision of 1.4 cm (Equation (9) at 20 °C). The experiment shows a linear relationship between the measured distance and the distance from 0 cm up to 6.60 m (Figure 14). However, the 95% confidence interval (Figure 14) indicates a less precise measurement for the 0-cm distance, which accords with a previous work [9]. The 95% confidence interval and correlation quality strongly deteriorate at a distance beyond 6.60 m (Figure 14). Therefore, the zero distance and values beyond the 6.60-m boundary are omitted in the regression analysis. One should also note that correlation quality, accuracy and precision remain constant within the interval of 20 cm and 6.60 m. The precision obtained is in the best case comparable to the maximum attainable precision, which corresponds to the slope obtained with the regression analysis.

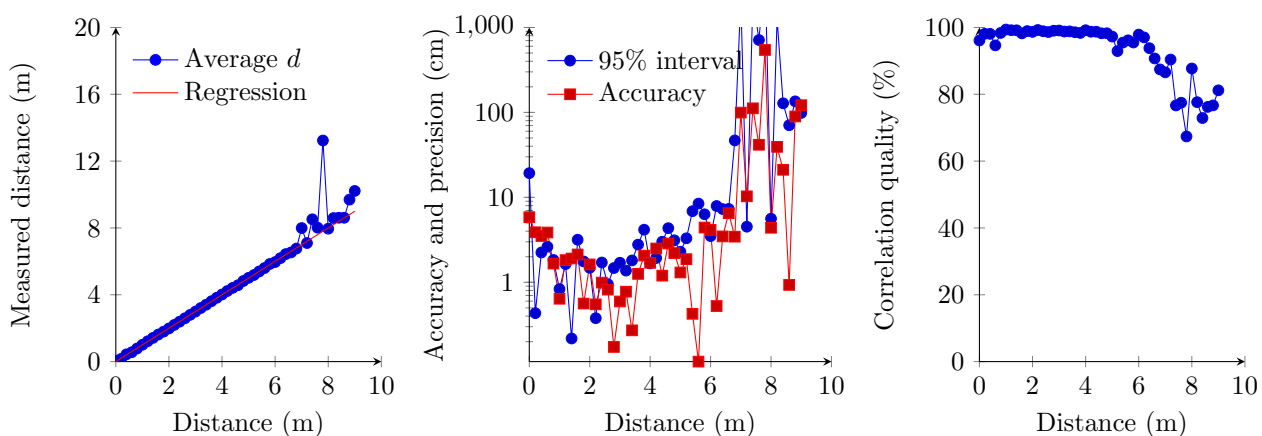


Figure 14. Linear regression of the measured distances (**left**); accuracy and the 95% confidence interval (**middle**); and correlation quality (**right**).

During these measurements, we also observed abnormalities beyond the 6.60-m boundary. We measured several times a positive offset of approximately 2 m compared to the real distance. The

correlation quality at these measurements also decreased drastically below 70%. This constant offset could be caused by autocorrelation due to a lower ultrasonic signal quality.

6.2. Single Transmitter at 3.3 V, Multiple Access Receiver Implementation

These measurements concern the implementation where the receiver supports multiple simultaneous transmissions from several transmitters. In this setup, a sampling frequency of 100 kHz is chosen, leading to a maximum precision of 3.43 mm (Equation (9) at 20 °C). We use a single transmitter that emits ultrasound signals with the transducer set at a 3.3-V amplitude. The experiment shows a linear relationship between the measured distance and the distance from 0 cm up to 17.20 m (Figure 15). In these measurements, the 95% confidence interval (Figure 15) again indicates a less precise measurement for the 0-cm distance. The 95% confidence interval and accuracy strongly deteriorate at distances beyond 16.00 m (Figure 15). Therefore, the zero distance and values beyond the 16.00-m boundary are omitted in the regression analysis. The slope of the regression analysis (Equation (8)) is also quite close to the predicted maximum precision value (Equation (10)).

$$d = 0.34542 \cdot \text{samples} - 8726.26 \quad (10)$$

The correlation quality in Figure 15 drops exponentially. This is due to the sound intensity, which is inversely proportional to the square of the distance from the sound source.

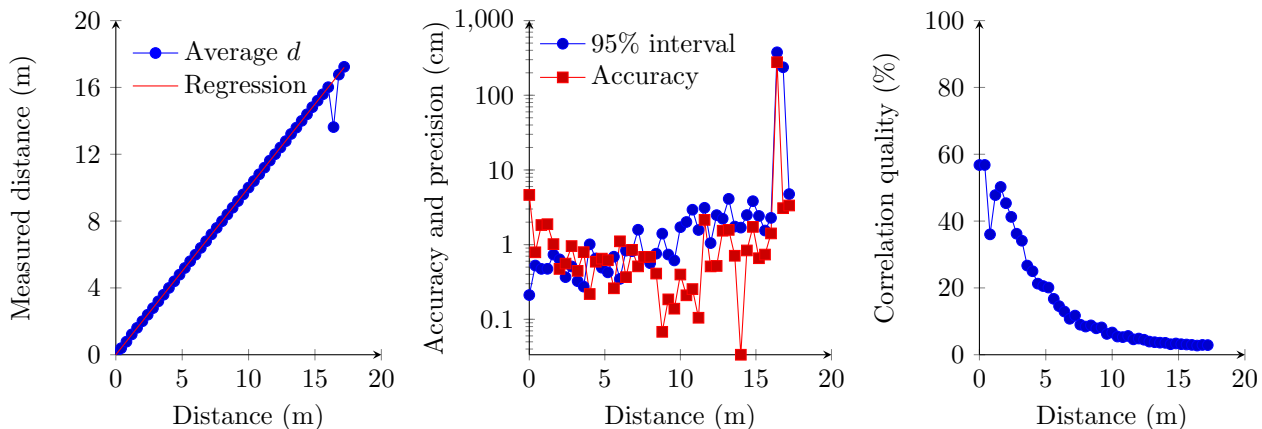


Figure 15. Linear regression of the measured distances (**left**); accuracy and the 95% confidence interval (**middle**); and correlation quality (**right**). In these measurements, the amplitude of the transmitter is 3.3 V in a single access topology.

6.3. Single Transmitter at 12 V, Multiple Access Receiver Implementation

These measurements also concern the implementation where the receiver supports multiple simultaneous transmitters. Compared to the previous set of measurements, the only difference is the transmitters' transducer amplitude, which is set at 12 V. However, the amplitude of 12 V on the transmitters' transducer is only applied in order to compare against the amplitude of 3.3 V from the previous set of measurements. Since the FPGA is already fed by a 3.3-V power supply, 12 V requires more hardware (*i.e.*, level shifters) to interface the transducer together with an additional power supply.

The same sample frequency as in the 3.3-V setup is used, and thus, the same level of precision can be obtained. The experiment shows a linear relationship between the measured distance and the distance from 0 cm to 17.20 m (Figure 16). The 95% confidence interval (Figure 16) indicates more precise measurements for the 0-cm distance. For the other distances, the values of the 95% confidence interval slightly decrease to 5.6 cm when the distance between the transmitter and the receiver ranges beyond 16 m. Due to the higher transmission power of the transmitter, the accuracy remains stabler at distances between 16.00 and 17.20 m. The slope of the regression analysis (Equation (8)) is also quite close to the predicted maximum precision value (Equation (11)).

$$d = 0.34565 \cdot \text{samples} - 8732.99 \quad (11)$$

The correlation quality trend (Figure 16) is similar to the correlation quality trend obtained in the previous section (Figure 15).

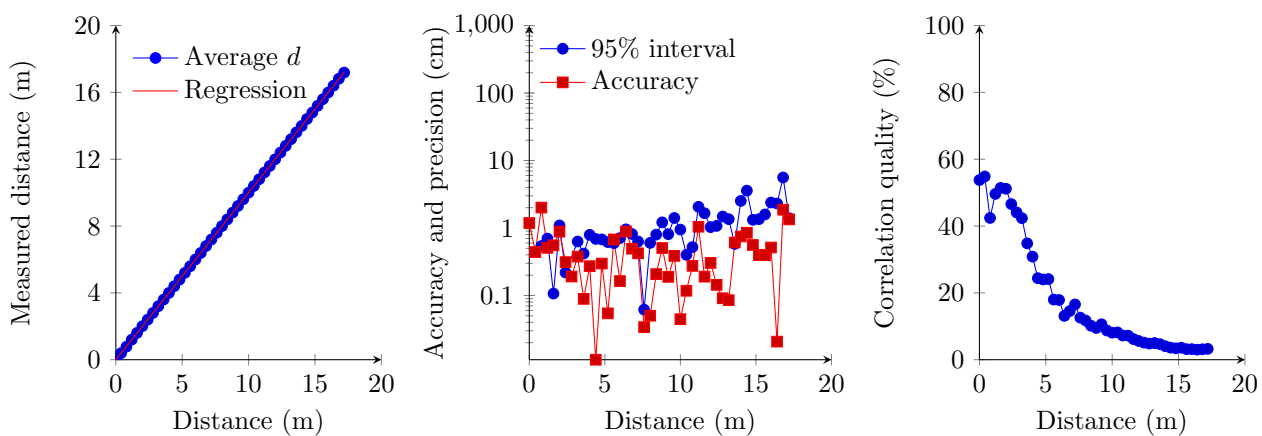


Figure 16. Linear regression of the measured distances (**left**); accuracy and the 95% confidence interval (**middle**); and correlation quality (**right**). In these measurements, the amplitude of the transmitter is 12 V in a single access topology.

6.4. Multiple Transmitter, Multiple Access Receiver Implementation

In these last series of measurements, we estimate the distance between two transmitters against one receiver. The transmitters modulate the ultrasound signals using an amplitude of 3.3 V. An amplitude of 12 V is also possible, but this requires additional hardware and power supplies. Therefore, we only measure the distance with the transducers set at an amplitude of 3.3 V. The receiver and the first transmitter are set at a fixed distance of 4 m. The second transmitter is set at increasing distances from the receiver, with intervals of 40 cm and ranging from 0 cm up to 10 m. Both transmitters are transmitting their respective orthogonal sequence simultaneously and, thus, interfere with each other. Results show that measuring the distance between both transmitters and the receiver is possible from 1.6 m up to 8 m (Figure 17). The fixed transmitter is detected when the second transmitter is at approximately 1.6 m from the receiver. In the opposite way, the range between the second transmitter and the receiver can be obtained up to a distance of 8 m. The overall distance accuracy and precision remain both at the centimeter level in the 1.6 m to 8 m range. The correlation quality of both signals, however, drops compared to previous measurements. This is due to the interference caused by both transmitters.

The correlation quality of the fixed transmitter augments following an asymptotic curve when the other transmitter is moved from the receiver. By contrast, the correlation quality of the moving transmitter follows the same trend as in previous multiple access implementations. One should also remark that the correlation quality of both transmitters does not decrease below a threshold of 10%. This can be due to interference, which contaminates the correlation of both transmitters. The problem of detecting only the nearest transmitter is also known as the near-far problem within CDMA.

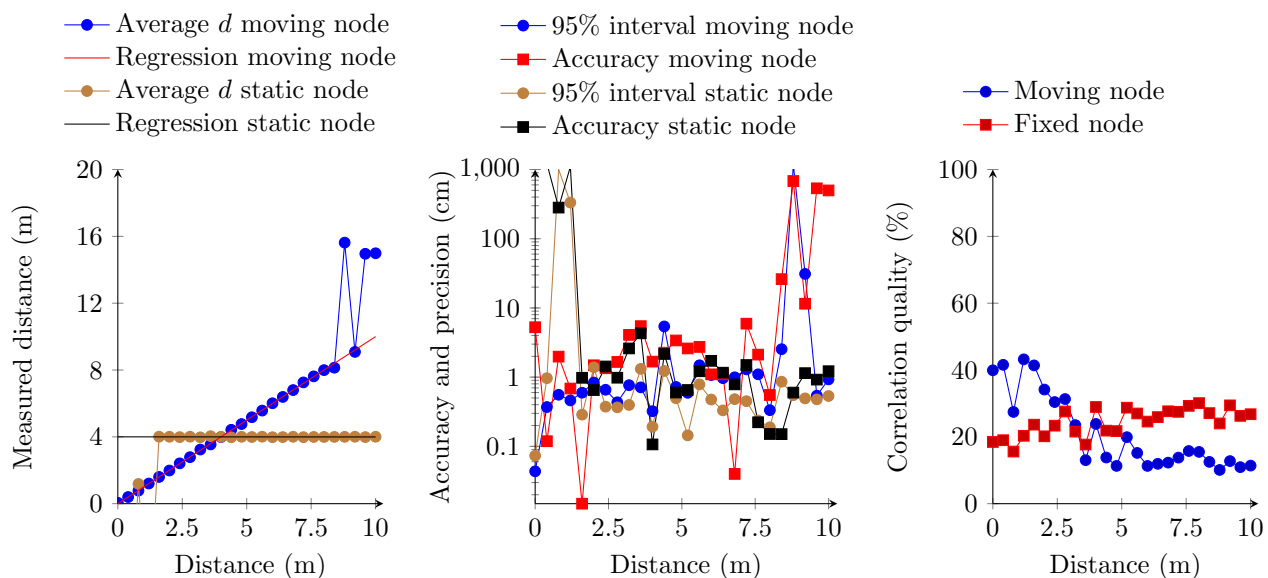


Figure 17. Linear regression of the measured distances (**left**); accuracy and the 95% confidence interval (**middle**); and correlation quality (**right**). In these measurements, the amplitude of the transmitters equals 3.3 V and is put into a multiple access topology.

All of the measurements show a strong relationship between the measured distance and the real distance between transmitters and receiver. In the first set of measurements, the receivers' hardware digitizes the analog signal into a logic "1" or "0". This reduces the amount of required FPGA logic. However, this removes the receivers' ability to identify two simultaneous transmitters. This digitization at the hardware level enables one to have a correlation quality of almost 100% for short distances. This correlation suddenly drops beyond a distance of 6.60 m. At this same distance, the accuracy and precision of the measurements also strongly deteriorate. This drop is mainly due to the signal degradation, which causes the hardware to generate random ones and zeros instead of a periodic signal. The latter also affects the attainable distance between transmitter and receiver. In all other measurements, the correlation quality decreases exponentially. Here, the hardware delivers an analog signal, which is digitized by means of an ADC. As such, the system still detects the signal until it reaches the noise floor of the MEMS microphone. This enables the system to measure distances beyond 15 m in single access mode and up to 8 m in multiple access mode. In these measurements, the correlation quality does not exceed a threshold of 60%. This threshold is due to the signal conditioning modules, which decreases the signal amplitude during the filtering, by taking the absolute values of the signal and especially by averaging the signal for each frequency channel. The signal averaging reduces the signal amplitude to

a theoretical maximum of 70.7% of its amplitude. Other factors, like the hardware, may also slightly influence the signal quality.

6.5. Indoor Localization

The ultimate goal of our implementation is to allow a device to retrieve its current position in a room. In order to demonstrate the feasibility of our system, we also apply indoor localization analysis. We build a grid of 6 m by 6 m, with four transmitters placed at each corner of the grid. The receiver is placed at intervals of 1 m onto the grid. The setup is depicted in Figure 18, where each measurement point is shown with a black thick dot. Figure 19 depicts the setup equipment in our lab. All transmitters send their corresponding ultrasound signal at a random interval. The position of the receiver is calculated with the following steps:

1. Each distance estimation against all transmitters is calculated.
2. The three closest positive distances are kept.
3. 2D trilateration is calculated with these three measurements by calculating the intersection point of three circles. The Gaussian elimination is used during this process. A 2D position is obtained from this process.
4. The average and the 95% confidence interval are calculated following the Gaussian distribution. During this stage, outliers are eliminated. These outliers include the positions that are outside the grid and the positions that are outside the 95% confidence interval.
5. The average position and the 95% confidence interval are recalculated on the remaining positions, and the amount of successful trilateration attempts is also calculated.

The measurements are applied by taking 250 distance measurements against each transmitter at each location on the grid. The relative amount of successful trilateration attempts is shown in Figure 18. A higher amount of successful attempts indicates a more reliable localization.

Results show a tendency of a higher reliability of localization when the receiver is located towards the center of the grid. At each corner of the grid, the amount of successful attempts drops, and at position (5,5), the location of the receiver could not be retrieved. This phenomenon depicts the near-far problem previously mentioned in this paper.

The accuracy and precision are represented, respectively, by a red dot and a red circle on the map. The accuracy and precision generally remain below 5 cm.

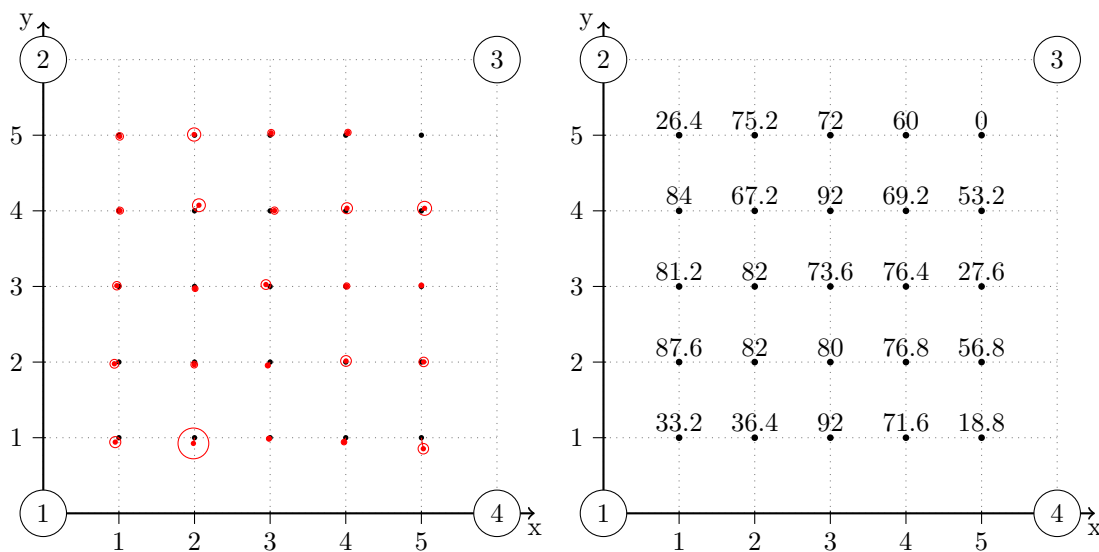


Figure 18. Accuracy and precision of the trilateration process at each point of the grid (**left**); The ratio of successful trilateration attempts (**right**). A total of 250 attempts were issued for each location on the grid. Transmitters are represented by a big circle with the corresponding ID.

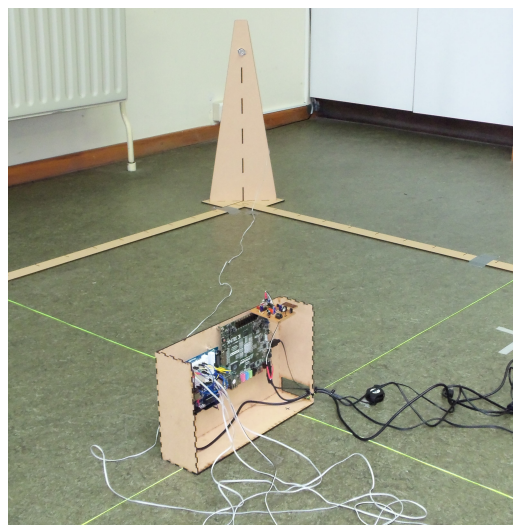


Figure 19. Test setup of the indoor localization implementation showing the receiver and one transmitter in one corner of the map.

7. Conclusions

In this paper, we proposed a novel implementation approach for ultrasound orthogonal ranging towards indoor localization using FPGAs. The implemented system is composed of one or two transmitters that are sending ultrasound signals using conventional piezoelectric transducers. On the receiver side, a MEMS transducer converts the ultrasound signals into electrical signals. These signals are processed by the FPGA in order to apply range estimation. The ultrasound signals are composed of FSK-modulated signals, where the carrier frequency sequences are specified by orthogonal Gold

codes. The FPGA demodulation on the receiver side consists of a conditioning module followed by the correlation module. The demodulator allows one to track up to four transmitters simultaneously, while keeping the required FPGA resources below a threshold of 30%. Several ranging experiments have been set up, including the retrieval of the location of the receiver on a map. In the single transmitter ranging measurements, the maximal attainable distance depends on the receivers' topology and on the signal amplitude emitted by the transmitter, where a distance range of more than 10 m could be obtained. When two transmitters are sending simultaneously, this range decreases to approximately 8 m. This limitation is due to the near-far problem. This limitation could also be verified when attempting to retrieve the location of the receiver on a map. However, the obtained ranges allow one to cover small to medium-sized rooms. All of these advantages together allow the deployment of an indoor localization system by implementing the computational requirements of the orthogonal signals' demodulation and, thus, by proposing a more noise-robust system, on a low-power embedded system. The system however utilizes a wire to synchronize the transmitters with the receiver. In real-world implementations, one expects a wireless device for indoor localization. Our system also implements the position retrieval based on the Gaussian elimination scheme. For real-world applications these shortcomings need to be alleviated. Although the ranges proposed in this work allow one to apply ranging to small to medium-sized rooms, a combination of a radio frequency (RF)-based synchronization and smart trilateration algorithms based on statistical approaches is necessary to augment the reliability towards indoor localization.

Acknowledgments

The authors would like to thank the Vrije Universiteit Brussel for giving access to Fablab Brussels, where the electronics and other necessary components have been developed.

Author Contributions

All contributions to this work were made by the authors, and the individual tasks were divided as follows: David van Bavegem and Sam de Winne realized the major part of the implementations and measurements for their respective masters' theses. Laurent Segers supervised both theses and wrote the final paper, while An Braeken helped with the statistical analysis of the measurement results. Abdellah Touhafi and An Braeken were both the official advisors of this work.

Conflicts of Interest

The authors declare no conflict of interest.

References

1. Harter, A.; Hopper, A.; Steggles, P.; Ward, A.; Webster, P. The anatomy of a context-aware application. *Wirel. Netw.* **2002**, *8*, 187–197.

2. Fukuju, Y.; Minami, M.; Morikawa, H.; Aoyama, T. Dolphin: An autonomous indoor positioning system in ubiquitous computing environment. In Proceedings of the 2003 IEEE workshop on Software Technologies for Future Embedded Systems, Hakodate, Japan, 15–16 May 2003; pp. 53–56.
3. Priyantha, N.B.; Balakrishnan, H.; Demaine, E.; Teller, S. Anchor-free distributed localization in sensor networks. In Proceedings of the 1st International Conference on Embedded Networked Sensor Systems, Los Angeles, CA, USA, 5–7 November 2003; pp. 340–341.
4. Knauth, S.; Hussmann, J.S.; Jost, C.; Klapproth, A. Applications of the iLoc indoor localization system in the area of assistance systems. In Proceedings of the 5th BMI, Workshop on Behaviour Monitoring and Interpretation, Karlsruhe, Germany, 21 September 2010; pp. 75–82.
5. Alloulah, M.; Hazas, M. An efficient CDMA core for indoor acoustic position sensing. In Proceedings of 2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), Zürich, Switzerland, 15–17 September 2010; pp. 15–17.
6. Aly, O.A.M.; Omar, A.S. Spread spectrum ultrasonic positioning system. In Proceedings of the 2nd Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC05), Magdeburg, Germany, 17 March 2005; pp. 109–114.
7. Gonzalez Hernandez, J.R.; Bleakley, C.J. Low-cost, wideband ultrasonic transmitter and receiver for array signal processing applications. *IEEE Sens. J.* **2011**, *11*, 1284–1292.
8. Hazas, M.; Ward, A. A novel broadband ultrasonic location system. In *UbiComp 2002: Ubiquitous Computing*; Springer: Berlin, Germany, 2002; pp. 264–280.
9. Segers, L.; Tiete, J.; Braeken, A.; Touhafi, A. Ultrasonic multiple-access ranging system using spread spectrum and mems technology for indoor localization. *Sensors* **2014**, *14*, 3172–3187.
10. Lanzisera, S.; Lin, D.T.; Pister, K.S.J. RF time of flight ranging for wireless sensor network localization. In Proceedings of the 2006 International Workshop on Intelligent Solutions in Embedded Systems, Vienna, Australia, 30 June 2006; pp. 1–12.
11. Huang, X.; Barralet, M.; Sharma, D. Accuracy of location identification with antenna polarization on RSSI. In Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, Hong Kong, China, 18–20 March 2009.
12. Zàruba, G.V.; Huber, M.; Kamangar, F.A.; Chlamtac, I. Indoor location tracking using rssi readings from a single Wi-Fi access point. *Wirel. Netw.* **2007**, *13*, 221–235.
13. Peng, R.; Sichitiu, M.L. Angle of arrival localization for wireless sensor networks. In Proceedings of the 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks (SECON'06), Reston, VA, USA, 28 September 2006; pp. 374–382.
14. Xu, J.; Ma, M.; Law, C.L. AOA cooperative position localization. In Proceeding of the Global Telecommunications Conference, New Orleans, LO, USA, 30 November–4 December 2008; pp. 1–5.
15. Medina, C.; Segura, J.C.; de la Torre, A. Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy. *Sensors* **2013**, *13*, 3501–3526.

16. Gonzalez Hernandez, J.R.; Bleakley, C.J. Accuracy of spread spectrum techniques for ultrasonic indoor location. In Proceedings of the 2007 15th International Conference on Digital Signal Processing, Cardiff, UK, 1–4 July 2007; pp. 284–287.
17. Gonzalez Hernande, J.R.; Bleakley, C.J. High-precision robust broadband ultrasonic location and orientation estimation. *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.* **2009**, *3*, 832–844.
18. Filonenko, V.; Cullen, C.; Carswell, J.D. Indoor positioning for smartphones using asynchronous ultrasound trilateration. *ISPRS Int. J. Geo-Inf.* **2013**, *2*, 598–620.
19. MEMS SPU0410LR5H-QB Datasheet. Available online: <http://www.knowles.com/kor/content/download/5755/91802/version/3/file/SPU0410LR5H-QB+revH.PDF> (accessed on 12 January 2015).
20. Atlys FGPA Board. Available online: <http://www.digilentinc.com/Products/Detail.cfm?NavPath=2,400,836&Prod=ATLYS&CFID=10184552&CFTOKEN=d9dfb5bdd2b5e41a-9D1D2398-5056-0201-0209778A50D40CB5> (accessed on 27 February 2015).
21. ADC101S021 Datasheet Texas Instruments. Available online: <http://www.ti.com/product/adc101s021> (accessed on 13 February 2015).
22. Prowave 250ST180 Piezo Crystal Transducer Datasheet. Available online: <http://www.farnell.com/datasheets/81154.pdf> (accessed on 14 February 2015).
23. Xilinx ISE Development Environment. Available online: <http://www.xilinx.com/products/design-tools/ise-design-suite.html> (accessed on 27 February 2015).

© 2015 by the authors; licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).