



Vrije Universiteit Brussel

Faculteit Ingenieurswetenschappen
Elektronica en informatietechnologie

Lock-in versterker ontwerp

- Fotonische 'lab-on-a-chip' systemen -

Eindwerk ingediend voor het behalen van de graad van Master in de Ingenieurswetenschappen:
Elektronica en informatietechnologie, keuzepakket fotonica

Diane De Coster

Promotoren: Prof. Dr. ir. Heidi Ottevaere
(Promotor - TONA)
Prof. Dr. ir. Gerd Vandersteen
(Co-promotor - ELEC)
Begeleidster: Dr. ir. Sara Van Overmeire (TONA)

Academiejaar 2009-2010



Dankwoord

Dit afstudeerwerk is tot stand gekomen door een samenwerking tussen het departement van de TONA en de ELEC. Hierbij wil ik mijn promotor, Prof. Dr. ir. Heidi Ottevaere, bedanken voor het aanreiken van het onderwerp en voor de opvolging van mijn thesis. Ook wil ik mijn co-promotor, Prof. Dr. ir. Gerd Vandersteen, bedanken voor de goede en enthousiaste begeleiding doorheen mijn thesis en voor de frequente feedback.

Verder wil ik Dr. ir. Sara Van Overmeire graag bedanken die mij -tussen het doctoreren door- een volledige uiteenzetting heeft gegeven in het labo en steeds bereid was om de F en G gebouwen door te lopen om storende luchtbelletjes of lekkende connecties in de opstelling te komen verwijderen.

Ook wil ik Prof. Dr. ir. Yves Rolain niet vergeten. Zijn kritische raad en motivatiespeeches gaven me steeds weer een energieboost. Eveneens een dikke merci aan Dr. ir. Ludwig De Locht, die mij geduldig de wondere wereld van de USB heeft ingeleid en aan Johan, die twee dagen heeft besteed aan het frezen van mijn PCB.

Mijn drie klasgenootjes van de ‘e-klas’, Maarten, Stijn en Anton, wil ik bedanken voor de leuke thesis pauzes op het zesde verdiep in de K en de tips & tricks tijdens de maxima van mijn dynamische ‘thesis stress’ curve.

Mijn vriendinnen waren er steeds om mij telkens opnieuw vriendelijk aan mijn thesis te herinneren en om een paar woensdagavonden in de K door te brengen in plaats van naar de dansles te gaan. Ook de motivatieslogans en de smileys op het bord heb ik enorm geapprecieerd!

En dan wil ik zeker mijn familie niet vergeten. Mijn grootouders die steeds zo trots zijn geweest gedurende de voorbije vijf jaar. Mijn ouders die ons hebben gesteund en het ons zo gemakkelijk mogelijk hebben gemaakt tijdens deze burgiejaartjes om ons volop te doen genieten van het studentenleven. Merci!

Mijn zus, Aurélie, die de voorbije vijf jaar het ideale studie- en thesisgenootje was, nooit ver voor een babbel pauze en steeds op dezelfde golflengte. En mijn broertje, Arnaud, die altijd zo geduldig is geweest met de blok- en thesis kuren van zijn twee zussen.

Samenvatting

In dit eindwerk wordt een elektronische detectiemodule ontworpen en gerealiseerd voor het detecteren van biomoleculen in fotonische ‘lab-on-a-chip’ systemen. Dit omvat de signaal conditionering van de optische detectoren, de detectie met behulp van een lock-in versterker, de acquisitie van de signalen via een Programmable Interface Controller (PIC) en het transfere- ren van de data naar een PC via een USB connectie.

‘Lab-on-a-chip’ (LOC) componenten integreren verschillende chemische processen op een chip met een oppervlakte die niet groter is dan enkele vierkante cm. Deze systemen zijn geschikt voor ‘in-the-field’ toepassingen. LOC systemen worden sinds enkele decennia ontwikkeld. Voor het detecteren van de kleine hoeveelheden moleculen in de microkanalen op deze LOC componenten zijn detectie eenheden nodig. De eerste prototypes van plastic micro-optische detectie-eenheden met geïntegreerde lenzen zijn gerealiseerd binnen de vakgroep Toegepaste Natuurkunde en Fotonica aan de Vrije Universiteit Brussel met behulp van Deep Proton Wri- ting. De detectie-eenheden bevatten geïntegreerde optica voor de combinatie van fluorescentie- en absorptie detectie in microcapillairen voor microfluidische toepassingen zoals bijvoorbeeld analytische chromatografie. Op deze manier is het detectie systeem voor fluorescentie en ab- sorptie geïntegreerd en gealigneerd. Het fluorescentie licht wordt kwantitatief gedetecteerd met behulp van een photomultiplier tube. Voor een absorptiemeting wordt een photodiode gebruikt om het licht op te vangen.

In de huidige proof-of-concept demonstratie opstelling worden de biomoleculen geëxciteerd door gemoduleerd laserlicht. De informatie over de concentratie aan biomoleculen bevindt zich bijgevolg op de modulatiefrequentie. Doordat de intensiteit van het licht bij fluorescentie- en absorptie metingen klein is, is er naast het gewenste signaal veel ruis aanwezig in de sig- nalen die door de optische detectoren worden opgevangen.

Om het informatiesignaal uit deze interfererende ruis te halen, wordt vaak een lock-in detectie techniek gebruikt. Voor metingen ‘in-the-field’ echter heeft men nood aan een geminiaturi- seerde lock-in detector.

Het geminiaturiseerde aspect van deze lock-in detectie is één van de doelen van dit eindwerk, samen met de realisatie van de basisfunctionaliteiten die de lock-in versterker in de huidige

opstelling aanbiedt. Indien de frequentie en de fase van het informatiesignaal gekend zijn, kan de lock-in versterker het signaal uit de omgevingsruis halen en dit signaal versterken. Deze lock-in detectie is een draagbaar, goedkoop systeem en specifiek voor het microcapillair LOC systeem ontworpen.

Drie kanalen zijn op de lock-in detector voorzien om een gelijktijdige meting uit te voeren van de referentie-, fluorescentie- en absorptiesignalen. Met elk kanaal komt een detectiemodule overeen waar een duale fase detectie van het signaal wordt aangeboden.

In dit eindwerk wordt het volledige ontwerp proces van de geminiaturiseerde lock-in detectie doorlopen. Eerst worden de specificaties voor de lock-in detectie verzameld en worden metingen uitgevoerd om een concreet beeld te vormen van de signalen bij fluorescentie- en absorptie metingen. Vervolgens wordt het eigenlijke ontwerp van de geminiaturiseerde lock-in detectie besproken, dat zowel een analoog als een digitaal deel bevat. Het analoge deel zorgt voor de conditionering van de signalen uit de optische detectoren en voor de lock-in detectie. Een Programmable Interface Controller, die verschillende functies op zich neemt, wordt in C geprogrammeerd om o.a. de geconditioneerde signalen te digitaliseren. De data wordt vervolgens via een USB connectie getransfereerd terwijl de detectie gevisualiseerd wordt voor de gebruiker. Voor de realisatie van het uitlezen van de data wordt er geprogrammeerd in C en C#. Uiteindelijk wordt de geminiaturiseerde lock-in detectie, na het testen van de analoge componenten m.b.v. een experimenteer platform 'NI ELVIS II' en het programmeren van de PIC, gerealiseerd op een Printed Circuit Board, wat de elektronische detectiemodule klaar maakt om te gebruiken voor fluorescentie- en absorptiemetingen in microfluidische lab-on-a-chip toepassingen.

Abstract

The purpose of this work is the design and realization of an electronic detection module for detecting biomolecules in photonic ‘lab-on-a-chip’ systems. This comprises the signal conditioning of the optical detectors, the detection using a lock-in amplifier, the acquisition with a Programmable Interface Controller (PIC) and the transfer of the data to a PC via an USB connection.

‘Lab-on-a-chip’ (LOC) systems integrate several chemical processes on a chip of the size of few square cm. These miniaturized systems are suitable for in-the-field applications.

LOC systems have been manufactured for several decennia. In order to detect the small concentrations of molecules in the microchannels on these LOC components, detection units are necessary on the chip. These units have to be miniaturized and integrated within the system. The first prototypes of the plastic micro-optical detection units with integrated lenses have been realised by the Department of Applied Physics and Photonics of the Vrije Universiteit Brussel using Deep Proton Writing.

The detection units contain integrated optics in order to obtain a combination of fluorescence and absorption measurements in microchannels for microfluidic applications such as analytical chromatography. In this way the detection system for both types of measurements (fluorescence and absorption) is integrated and aligned. The fluorescence is detected quantitatively by a photomultiplier tube. For the absorption measurements, a photodiode is used to measure the light.

In the current proof-of-concept demonstration setup, the biomolecules are excited by modulated laserlight. The information about the concentration of the biomolecules can therefore be found on the modulation frequency. Because the intensity of the light for fluorescence and absorption measurements is small, there will be a lot of noise present besides the desired signal in the signals that are determined by the detectors.

In order to recover the small information signal from the interfering noise, a miniaturized lock-in detection technique is applied. For using the LOC systems in the field miniaturization of the lock-in detection unit is also necessary.

The miniaturized aspect of this lock-in detection is one of the goals of this work, along with

the realisation of the basic functionalities of the lock-in amplifier used in the current proof-of-concept demonstration setup. If the frequency and phase of the information signal are known, the lock-in amplifier can extract the signal from the interfering noise and amplify this signal. The presented lock-in detection is a portable, low-cost system and specific for the microfluidic channel based microsystem it has been designed for.

Three channels are provided on the lock-in detection to allow a simultaneous measurement of the reference-, fluorescence- and absorption signals. For each channel, a corresponding detection module has been designed with which a dual phase detection of the signal is offered. In this work the whole design of the miniaturized lock-in detection is handled. First the specifications for the lock-in detection are collected and measurements are performed to know the resulting signals when the fluorescence or absorption of the biomolecules is measured. Thereafter the actual design of the miniaturized lock-in detection is explained. This design contains both an analog and a digital part. The analog part provides the signal conditioning of the optical detectors and the lock-in detection.

A PIC, that performs several functions, is programmed in C. One of the functions of the PIC is digitizing the conditioned signals. After digitizing, the data samples are read out by a USB connection while the detection is visualized for the user. In order to realise the data transfer, there has been programmed in C and C#. Finally, after testing the different components on an experimental platform 'NI ELVIS II' and programming the PIC, the miniaturized lock-in detection is realized on a Printed Circuit Board and ready to make the first fluorescence and absorption measurements in microfluidic lab-on-a-chip applications.

Résumé

Ce mémoire présente le design et la réalisation d'un module de détection électronique, ayant pour but de détecter des biomolécules dans les systèmes 'lab-on-a-chip' photonics. Ceci comprend l'adaptation des signaux des détecteurs optiques, la détection à l'aide d'un amplificateur lock in, l'acquisition des signaux via un 'Programmable Interface Controller' (PIC) et le transfert des données vers le PC par une connexion USB. Les composants 'lab-on-a-chip' (LOC) intègrent différents processus chimiques sur une puce d'une surface de quelques cm carré. De tels systèmes sont appropriés pour les applications 'sur-le-champ'.

Les systèmes LOC sont réalisés depuis quelques décennies. Pour pouvoir détecter de si petites quantités de molécules dans les micros canaux de ces composants LOC, des unités de détection sont nécessaires sur la puce.

Les premiers prototypes des unités de détection micro optiques en plastique, comprenant des lentilles intégrées, ont été réalisées au département 'Toegepaste Natuurkunde en Fotonica' à la Vrije Universiteit Brussel à l'aide de la technique Deep Proton Writing.

Les unités de détection contiennent de l'optique intégré pour permettre une combinaison des mesures de fluorescence et d'absorption dans de micros canaux pour des applications microfluidiques comme par exemple la chromatographie analytique. C'est ainsi que le système de détection est intégré et aligné pour ces deux sortes de mesures. La fluorescence est détectée quantitativement à l'aide d'un tube photomultiplicateur. Pour les mesures d'absorption, une photodiode est utilisée pour capter la lumière laser.

Dans le système actuel de la preuve de concept, les biomolécules sont excitées à l'aide de lumière laser modulée. L'information sur la concentration des biomolécules se trouve donc sur la fréquence de modulation. Etant donné que l'intensité de la lumière est petite lors d'une mesure de fluorescence ou d'absorption, beaucoup d'interférences seront présentes parallèlement au signal désiré dans les signaux captés par les détecteurs.

Pour extraire le signal d'information de ces bruits perturbateurs, une détection lock est souvent utilisée. Cependant, pour des mesures immédiates, un détecteur lock-in miniaturisé est nécessaire.

L'aspect miniaturisé de cette détection lock in est un des objectifs du mémoire ainsi que la

réalisation des fonctions de base que l'amplificateur lock in propose dans sa conception actuelle. Si la fréquence et la phase du signal d'information sont connues, l'amplificateur lock in peut en effet extraire le signal du bruit perturbateur. Ensuite, seul ce signal est amplifié. Cette détection lock in est portable, à faible coût et spécifique au système LOC qui est un système basé sur un canal microfluidique.

Trois canaux sont prévus dans le détecteur lock in pour pouvoir effectuer une mesure simultanée des signaux de la référence, la fluorescence et l'absorption. A chaque canal correspond un module de détection qui propose une détection à deux phases du signal capté.

Dans ce mémoire, l'ensemble du modèle de la détection lock in miniaturisée est parcouru. Tout d'abord, les spécifications pour la détection lock in sont rassemblées. Des mesures sont effectuées pour avoir une idée des signaux qui résultent des mesures de fluorescence et d'absorption des biomolécules. Ensuite, le modèle de la détection lock in miniaturisée est étudié. La détection est constituée à la fois d'une partie analogique et digitale. La partie analogique réalise l'adaptation des signaux des détecteurs optiques et la détection lock in. Un PIC qui effectue plusieurs fonctions est programmé en C pour entr'autres numériser les signaux adaptés. Les signaux numérisés sont ensuite transférés vers le PC à l'aide d'une connexion USB. Simultanément, la détection est visualisée pour l'utilisateur. La réalisation du transfert de données a été programmée en C et C#.

Enfin, après que les différents composants aient été testés à l'aide d'une plate-forme expérimentale 'NI ELVIS II' et que le PIC aie été programmé, la réalisation du circuit imprimé de la détection lock in miniaturisée est produite.

Le module de détection électronique est ainsi prêt pour être utilisé pour des mesures de fluorescence et d'absorption dans des applications 'lab-on-a-chip' microfluidiques.

Lijst van afkortingen

ADC	Analoog-digitaal converter
APD	Avalanche photodiode
CCP	Capture/Compare/PWM
DPW	Deep Proton Writing
DSP	Digitale signaal processing
ELVIS II	Educational Laboratory Virtual In-strumentation Suite II
GRIN	Gradient-Index
GSEL	Gain Select
GUI	Grafische user interface
ICD	In-Circuit Debugger
ICSP	In-Circuit Serial Programming
IDE	Integrated Development Environment
LED	Light-Emitting Diode
LOC	Lab-on-a-chip
MMF	Multi Mode Fiber
NI	National Instruments
PD	Photodiode

PIC	Programmable Interface Controller
PLL	Phase-locked loop
PMMA	Poly(Methyl MethAcrylaat)
PMT	Photomultiplier tube
SIE	Serial Interface Engine
SMD	Surface-mounted component
SMF	Single Mode Fiber
SMT	Surface-mount technologie
THT	Through-hole technologie
TIR	Totale Interne Reflectie
USB	Universal Serial Bus
VGA	Variabele gain versterker

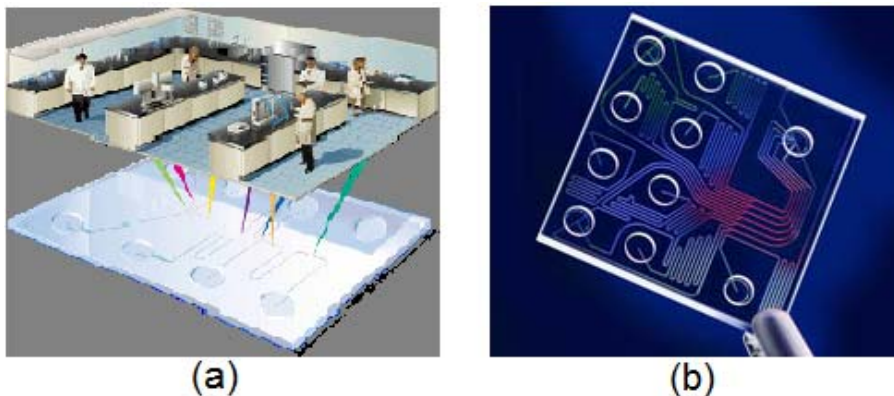
1	Inleiding en doelstellingen	1
1.1	'Lab-on-a-chip' systemen	1
1.2	Context van het afstudeerwerk	3
1.3	Doelstellingen en verloop van het afstudeerwerk	3
2	De huidige proof-of-concept demonstratie setup voor het 'lab-on-a-chip' systeem van bron tot detectie	6
2.1	De excitatiebron	7
2.2	De PMMA micro-optische detectie eenheid	8
2.2.1	Fluorescentie	9
2.2.2	Absorptie	11
2.2.3	De detectielimieten voor de fluorescentie- en absorptiemetingen	12
2.3	De detectoren voor het opvangen van het fluorescentielicht en niet-geabsorbeerde excitatielicht	13
2.3.1	PhotoMultiplier Tube	13
2.3.2	Photodiode	14
2.3.3	Avalanche photodiode	14
2.4	De lock-in detectie	15
2.4.1	Waarom is een lock-in detectie nodig?	15
2.4.2	De SR830 DSP lock-in versterker	16
2.4.3	De geminiaturiseerde lock-in versterkers op de markt	19
2.5	Metingen op het 'lab-on-a-chip' systeem met het huidige systeem voor de kwan- tatisatie van de signalen	21
2.5.1	Fluorescentie metingen	21

2.5.2	Absorptie metingen	22
2.5.3	Conclusies	24
3	Ontwerp geminiaturiseerde lock-in detectie	
	voor het microcapillair gebaseerd detectie systeem	25
3.1	Inleiding ontwerp	25
3.1.1	Overzicht doelstellingen en specificaties	25
3.1.2	Het ontwerp op systeemniveau	25
3.1.3	Het ontwerp op blokschema niveau	27
3.2	Analoog deel van het ontwerp	30
3.2.1	Photomultiplier tube-, photodiode- en avalanche photodiode ‘modules’ .	30
3.2.2	Ontwerp van het banddoorlaat filter	31
3.2.3	AD630 gebalanceerde modulator/demodulator	32
3.2.4	Ontwerp van het laagdoorlaat filter	35
3.2.5	Variabele gain versterker	36
3.3	Digitaal deel van het ontwerp	39
3.3.1	Programmable Interface Controller	39
3.3.1.1	Inleiding PIC18F4550	39
3.3.1.2	Oscillator configuratie van de PIC18F4550	41
3.3.1.3	Algemene structuur van de firmware	43
3.3.1.4	Analoog-digitaal conversie	45
3.3.1.5	Multiplexing van de zes uitgangen van de drie detectiemodules	51
3.3.1.6	Selectie van de centerfrequentie van het banddoorlaat filter . .	52
3.3.1.7	Referentiesignalen van de synchrone demodulatoren en modu- latiesignalen van de laser	52
3.3.1.8	Aansturing van de gain select ingang van de variabele gain versterker	54
3.3.1.9	Real-time visualisatie van de lock-in detectie	56
3.3.2	USB connectie: De commando’s en de verwerking over de USB kabel heen	57
3.3.2.1	Inleiding	57
3.3.2.2	‘Software’matig	57
3.3.2.3	‘Hardware’matig deel	59
3.3.3	Analyse van de gemeten data	60
3.3.4	De gebruikersinterface	61
3.4	Experimentele verificaties van het ontwerp	62

3.4.1	De synchrone demodulator en het laagdoorlaat filter	62
3.4.2	De variabele gain versterker met de automatische gain controle	67
3.4.3	Uitlezing van de geconverteerde datasamples	70
3.4.4	Multiplexing van de drie paar analoge signalen	72
4	Realisatie Printed Circuit Board	76
4.1	Inleiding realisatie	76
4.2	Realisatie van de geminiaturiseerde lock-in detectie in Multisim	76
4.2.1	De toewijzing van de pinnen van de PIC	76
4.2.2	Specificaties van de componenten	80
4.2.3	De voedingen	85
4.2.4	De gehele schakeling in Multisim	86
4.3	Realisatie van de layout in Ultiboard	89
4.4	Realisatie van de schakeling op een Printed Circuit Board	91
5	De Printed Circuit Board testen	93
5.1	Banddoorlaat filter	93
5.2	De kern van de lock-in detectie: AD630 gevolgd door het laagdoorlaat filter	95
5.3	De volledige detectietak met IQ detectie, van buffer tot uitlezing, met blokvoermige signalen	97
5.4	De Printed Circuit Board op het microcapillair gebaseerde detectiesysteem	99
6	Conclusie en toekomstperspectieven	102

1.1 ‘Lab-on-a-chip’ systemen

Dit afstudeerwerk omvat het ontwerp van een elektronische detectiemodule met een lock-in versterker in het kader van fotonische ‘lab-on-a-chip’ systemen voor het detecteren van bi-moleculen. ‘Lab-on-a-chip’ (LOC) componenten kunnen verschillende chemische processen integreren op een chip met een oppervlakte die niet groter is dan enkele vierkante cm [1], zoals weergegeven in figuur 1.1.

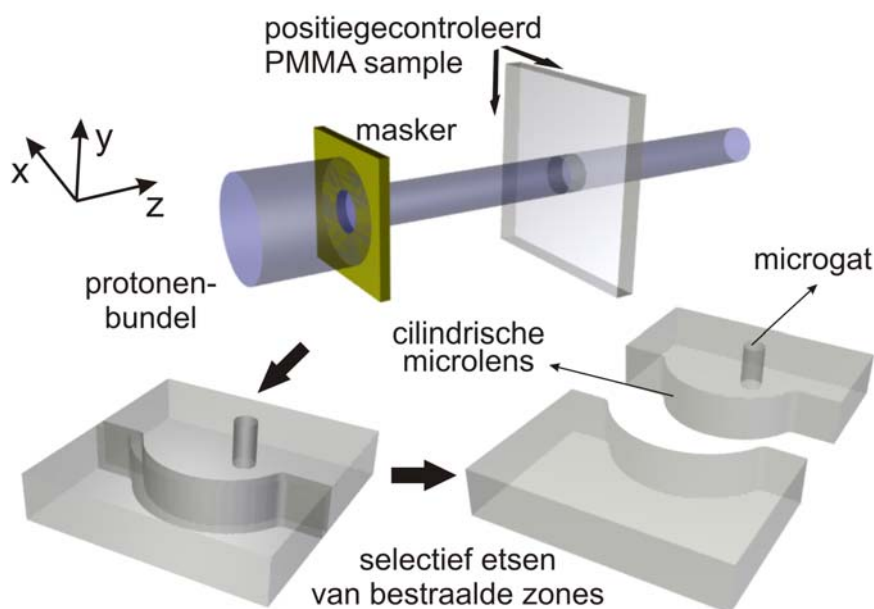


Figuur 1.1 – (a) Een ‘Lab-on-a-chip’ component integreert een labo op één chip [2], Een praktisch voorbeeld van een lab-on-a-chip [3].

Deze miniaturisatie en integratie van de processen heeft een aantal voordelen. Het maakt bijvoorbeeld ‘point-of-care’ toepassingen mogelijk. Voor deze toepassing is het ogenblikkelijk en ter plaatse uitvoeren een belangrijke factor. Dit wordt benaderd door LOC systemen. Deze systemen verminderen immers de volumes moleculen die gebruikt worden, waardoor ze

geschikt zijn voor ‘in-the-field’ toepassingen. Ze doen eveneens de verwerkingstijd dalen waardoor de performantie en snelheid van het systeem stijgt. Andere voordelen zijn de reductie in grootte en gewicht van het systeem, de draagbaarheid, de lage kost door de mogelijkheid van massaproductie, eenvoudige werking,... LOC systemen worden sinds enkele decennia ontwikkeld. Voor het detecteren van de kleine hoeveelheden moleculen in de microkanalen op deze LOC componenten zijn er detectie eenheden nodig. Vandaag wordt nog vaak een standaard microscoop gebruikt voor de detectie van fluorescentie. Maar aangezien miniaturisatie en integratie van het LOC systeem steeds belangrijker worden, werden de eerste stappen reeds gezet naar detectie op de chip.

De eerste prototypes van plastic micro-optische detectie-eenheden met geïntegreerde lenzen werden gefabriceerd in het departement binnen de vakgroep Toegepaste Natuurkunde en Fotonica aan de Vrije Universiteit Brussel. Om deze prototypes te realiseren, wordt Deep Proton Writing (DPW) gebruikt. DPW is een rapid prototyping techniek, die gebruikt wordt voor de fabricatie van micro-optische componenten die bestaan uit Polymethylmethacrylaat (PMMA). Deze techniek maakt gebruik van hoogenergetische protonen die het PMMA substraat rechtstreeks door een masker bestralen. De bestraalde zones worden in een tweede stap selectief weggeëtsd. De basis verwerkingsstappen van de DPW techniek worden weergegeven in figuur 1.2.



Figuur 1.2 – Basis verwerkingsstappen van DPW: vormen van een polymeer fotore-sist door middel van proton bestraling, gevolgd door een chemische etsing van de bestraalde zones [7].

De ontwikkelde detectie-eenheden bevatten geïntegreerde optica voor de combinatie van fluorescentie-

en absorptie metingen in microcapillairen voor microfluidische toepassingen zoals bijvoorbeeld analytische chromatografie. Op deze manier is het detectie systeem voor fluorescentie- en absorptie geïntegreerd en gealigneerd.

Voor kleine concentraties van gelabelde moleculen is een hoge gevoeligheid fluorescentie meting nodig en een absorptiemeting wordt uitgevoerd voor samples moleculen met hogere concentraties. Het fluorescentie licht wordt kwantitatief gedetecteerd met behulp van een photomultiplier tube (PMT). Voor het opvangen van het getransmitteerde licht wordt een photodiode (PD) gebruikt. De prototypes werden succesvol gebruikt in proof-of-concept demonstratie opstellingen.

1.2 Context van het afstudeerwerk

Er zou geëvolueerd willen worden naar een volledig draagbaar systeem. De lock-in detectie is dit niet. De lock-in detectie bevindt zich na de photomultiplier tube en photodiode detectoren. De moleculen die door het microcapillair lopen worden geëxciteerd door laserlicht dat op een bepaalde frequentie gemoduleerd wordt. Dit is bijgevolg ook het signaal dat de informatie zal bevatten over de fluorescentie intensiteit van de gelabelde moleculen of over de hoeveelheid geabsorbeerd licht door de moleculen na interactie met deze moleculen. Vermits kleine concentraties moleculen gedetecteerd moeten worden, zal de uitzonden hoeveelheid fluorescentie licht klein zijn en dus ook de signalen, op de gepaste frequentie, die door de PMT en de PD geproduceerd worden. Doordat de intensiteit van het uitgezonden fluorescentie licht zo klein is, zal er naast het gewenste signaal ook veel ongewenste ruis aanwezig zijn in de signalen die door deze detectoren worden opgevangen. Het is hier dat de lock-in detectie zijn functie vervult. Indien de frequentie en de fase van het gewenste signaal gekend zijn, kan de lock-in versterker het signaal uit de omgevingsruis halen en dit signaal versterken.

De huidige lock-in detectie die in het microcapillair gebaseerd microsysteem gebruikt wordt is omvangrijk. Dit zou zoals de LOC component en de micro-optische detectie eenheid ook draagbaar moeten worden. Dit is het onderwerp van dit afstudeerwerk geworden. In de volgende sectie wordt het verloop van dit afstudeerwerk besproken.

1.3 Doelstellingen en verloop van het afstudeerwerk

Het ontwerp en de realisatie voor een draagbare lock-in detectie wordt in dit afstudeerwerk voorgesteld, dat specifiek ontworpen is voor het microcapillair LOC systeem. Er wordt rekening gehouden met de specificaties voor dit systeem en de opgemeten signalen van het opgevangen fluorescentie- en getransmitteerde licht.

De detectielimieten (met een $\text{SNR} = 3.3$) die bereikt moeten worden met het micro-optische detectie systeem voor een capillair met een doorsnede van $150\mu\text{m}$, bedraagt 6pM voor de fluorescentiemetingen en $1\mu\text{M}$ voor de absorptiemetingen. Hiernaar werd gestreefd bij het ontwerp van de geminiaturiseerde lock-in detectie.

Drie kanalen zijn op de lock-in detector voorzien om een gelijktijdige meting uit te voeren van de referentie-, fluorescentie- en absorptiesignalen. Met elk kanaal komt een detectiemodule overeen waar een duale fase detectie van het signaal wordt aangeboden.

Vermits de geminiaturiseerde lock-in detectie specifiek wordt ontworpen voor het microcapillair LOC systeem voor het detecteren van biomoleculen, worden de functies in vergelijking met de commerciële geminiaturiseerde lock-in versterkers op de markt beperkt tot de uiterst nodige functies voor deze toepassing. Dit heeft een goedkope en geoptimaliseerde lock-in detectie voor het beschouwde LOC systeem als gevolg.

In het vervolg van dit afstudeerwerk wordt de volledige opstelling van de proof-of-concept demonstratie overlopen (figuur 2.1) in hoofdstuk 2, waarbij de verschillende onderdelen van de opstelling van bron tot detectie uiteengezet worden. De micro-optische detectie-eenheid zal samen met de PMT en PD dieper besproken worden. In deze sectie over de detectie eenheid zal eveneens het fluorescentieverschijnsel van de moleculen en de absorptie van het excitatielicht aan bod komen. Ook de huidige lock-in detectie zal besproken worden bij het overlopen van de onderdelen van de setup, waarbij een kleine studie wordt uitgevoerd over de commerciële geminiaturiseerde lock-in versterkers op de markt. Voordat het ontwerp van de draagbare lock-in detectie van start kon gaan, moest er een duidelijk beeld gevormd worden van de specificaties en van de signalen die door de PMT en PD geproduceerd worden. Ook moesten mogelijke stoorsignalen gedetecteerd worden. Om hier een beeld van te kunnen scheppen zijn metingen uitgevoerd met de huidige setup. Deze metingen worden eveneens in hoofdstuk 2 samengevat.

Na de uitvoering van de gepaste metingen en het bekomen van de gewenste resultaten, kon het ontwerp van de elektronische detectiemodule beginnen. Het ontwerp proces van de geminiaturiseerde lock-in detectie wordt in hoofdstuk 3 uitgewerkt, waarbij het analoge en digitale deel van de geminiaturiseerde lock-in detectie in twee verschillende secties worden behandeld. Het analoge deel zorgt voor de conditionering van de signalen uit de optische detectoren en voor de detectie met behulp van een lock-in detectie versterker.

Het digitale deel bevat een Programmable Interface Controller (PIC), die verschillende functies op zich neemt. Deze PIC wordt in C geprogrammeerd m.b.v. de MPLAB Integrated Development Environment (IDE) om o.a. de geconditioneerde signalen te digitaliseren. De

data wordt vervolgens via een USB connectie getransfereerd naar de host PC terwijl de detectie gevisualiseerd wordt voor de gebruiker. Voor de realisatie van het uitlezen van de data wordt er geprogrammeerd in C en C#. De programmatie in C# gebeurt in de Visual Studio programmeerontwikkelomgeving.

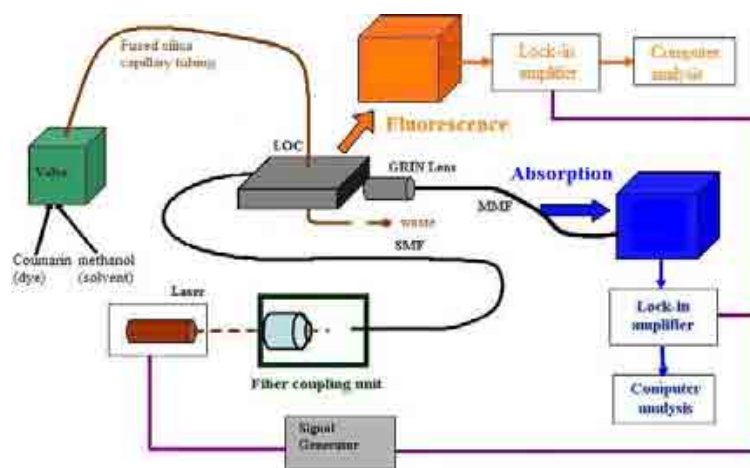
Zowel het analoge als het digitale deel wordt experimenteel geverifieerd in hoofdstuk 3 met behulp van het NI ELVIS II experimenteer platform en het PICDEM 2 Plus Demonstration Board.

In hoofdstuk 4 wordt de realisatie van de geminiaturiseerde lock-in detectie op een Printed Circuit Board (PCB) besproken. Dit gebeurde m.b.v. de programma's Multisim en Ultiboard van National Instruments.

Na de realisatie van het PCB wordt de geminiaturiseerde lock-in detectie getest op de proof-of-concept demonstratie opstelling met het microcapillair gebaseerde systeem. Deze testen van het PCB worden in hoofdstuk 5 overlopen. Om af te sluiten, volgen de conclusies en toekomstperspectieven van dit afstudeerwerk in hoofdstuk 6.

De huidige proof-of-concept demonstratie setup voor het 'lab-on-a-chip' systeem van bron tot detectie

In dit hoofdstuk worden de verschillende onderdelen van de proof-of-concept demonstratie opstelling overlopen en in detail bekeken. Deze opstelling wordt weergegeven in figuur 2.1. Eerst wordt de excitatiebron besproken. Vervolgens wordt de LOC component en de micro-optische detectie-eenheid met een gradiënt index (GRIN) lens beschouwd. Na een toelichting van de gebruikte photomultiplier tube en photodiode voor de detectie van het uitgezonden fluorescentie en het niet-geabsorbeerde licht, wordt eveneens het huidige lock-in systeem besproken. De signalen die door de lock-in versterker worden opgevangen, worden verwerkt en geanalyseerd met behulp van een PC.



Figuur 2.1 – Overzicht proof-of-concept demonstratie opstelling.

2.1 De excitatiebron

Om de moleculen in het microcapillair te exciteren wordt de 'iPulse-405-S'-laser (Toptica) als excitatiebron gebruikt (figuur 2.2). Deze laser zendt licht uit op een golflengte van 405nm en heeft een regelbaar vermogen tot 50 à 60mW. In de opstelling wordt er gewerkt met een vermogen van 10mW. De laserstraal wordt digitaal op de gewenste frequentie gemoduleerd



Figuur 2.2 – 'iPulse-405-S'-laser[5].

door de signaalgenerator, zodat er steeds omgeschakeld wordt van het maximaal ingestelde laservermogen naar een heel laag laservermogen van een aantal microwatt. Modulatie van het laserlicht is noodzakelijk om een onderscheid te kunnen maken tussen het omgevingslicht en de eigenlijke respons van het systeem. Het switching niveau van de laser ligt ongeveer bij 1.1V. De 'iPulse' TTL modulatie-ingang is getermineerd op 50 Ω . De laser wordt aangestuurd via een RS 232 interface (Recommended Standard 232). De RS 232 is een standaard voor seriële binaire single-ended data en controlesignalen tussen een DTE (Data Terminal Equipment) en een DCE (Data Circuit-terminating Equipment). Het gewenste vermogenniveau van de laser kan bijgevolg met behulp van deze interface ingesteld worden door de iPulse-software.

In de huidige proof-of-concept demonstratie opstelling wordt de laser gemoduleerd met een frequentie rond 1kHz. Voor deze frequentie wordt een efficiënte extractie en een goede filtering bekomen [7]. In sectie 2.4.2 wordt de interferentie van de ruiscomponent met het gemoduleerde signaal besproken.

Het excitatielicht wordt via een inkoppel eenheid in een monomode optische vezel (Single mode fiber (SMF): Corning SMF-28 optical fiber) gestuurd. Deze standaard optische vezel heeft een lage dispersie en is geoptimaliseerd voor gebruik in het 1310nm golflengte regio, het Near Infrared (NIR) regio. Door de absorptie van het blauwe licht in de SMF zijn er verliezen bij propagatie van het licht door de vezel. Ondanks deze verliezen is er genoeg vermogen aan het uiteinde van de vezel om de moleculen te exciteren. In het labo werden de metingen uitgevoerd met een laservermogen van 10mW en bleef er ongeveer 5mW over aan het uiteinde van de SMF.

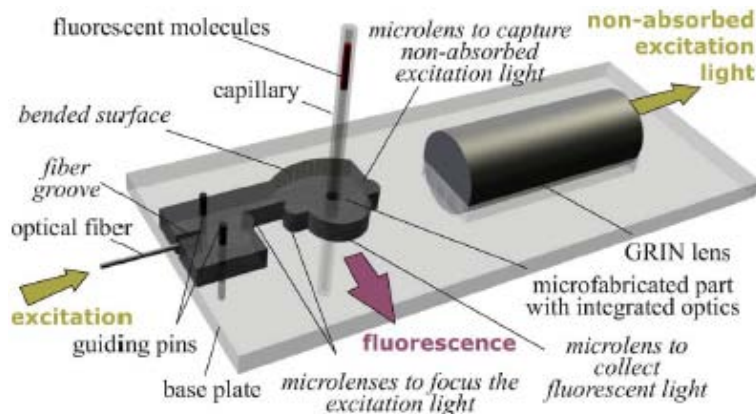
Er wordt voor een SMF gekozen omdat deze - dankzij de kleinere doorsnede van de kern - het licht beter kan focuseren op het microcapillair. Het uiteinde van de SMF wordt in de vezelgleuf gestoken van de micro-optische detectie-eenheid. Op deze manier is de optische vezel automatisch gealigneerd met de rest van het micro-optische detectiesysteem.

2.2 De PMMA micro-optische detectie eenheid

In de proof-of-concept demonstratie opstelling wordt gewerkt met een microcapillair gebaseerd systeem. Dit wordt weergegeven in figuur 2.3. Het micro-optische detectiesysteem bestaat uit twee PMMA platen. De grote en onderste plaat is de basisplaat en de bovenste plaat bevat het microgefabriceerde deel met de geïntegreerde optica. De micro-optica is de kern van het systeem.

Het microgefabriceerde deel bevat de vezelgroef zodat het excitatielicht aan de detectie eenheid wordt geleverd. Geïntegreerde lenzen en een opening - die ook in de basisplaat aanwezig is - voor het microcapillair bevinden zich eveneens in dat deel. Via dit capillair wordt de sample moleculen aangevoerd. Door de integratie van deze componenten in het microgefabriceerde deel wordt een perfecte alignatie van de micro-optica en excitatiebron met het microfluidisch capillair verzekerd. Zowel in de bovenste plaat als de basisplaat worden openingen voorzien voor de guiding pinnen die ervoor zorgen dat beide platen gealigneerd zijn ten opzichte van elkaar. In de basisplaat is er een groef voor de gradiënt index (GRIN) lens voor de absorptie-metingen. Een GRIN lens bezit een gradueel stijgende brekingsindex naar de kern van de lens toe. Het focuseert het licht in alle richtingen en is gemakkelijk te aligneren. Als deze lens met een kleine afstand verschuift, heeft het volledige systeem nog steeds een goede totale efficiëntie.

Het huidige microcapillair waarmee gewerkt wordt, heeft een binnendiameter van $75\mu\text{m}$. Dit



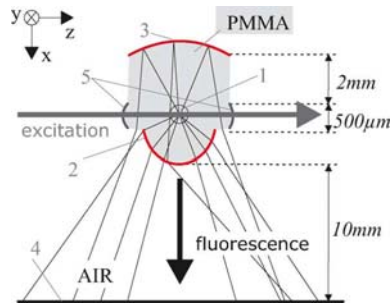
Figuur 2.3 – Capillair gebaseerd micro-optisch systeem [6].

capillair wordt in de opening in de micro-optische component geschoven en is geconnecteerd met een switching valve (zie 'valve' links in figuur 2.1 op pagina 6). Twee spuiten zijn aan deze valve verbonden. Eén spuit bevat het solvent en de andere spuit bevat een oplossing van de fluorescerende moleculen. Voor de moleculen worden Coumarine moleculen voorzien die zijn opgelost in methanol. Om de vloeistof in het microfluidisch kanaal te krijgen, wordt deze valve gebruikt. In een eerste stap wordt methanol doorheen het capillair gestuurd om dit te spoelen. Op deze manier wordt vermeden dat de metingen verstoord worden door resten van een vorige sample moleculen met een andere concentratie. Nadat dit voltooid is, wordt de stand van de valve veranderd en wordt de oplossing met fluorescerende moleculen in een sampleloop gespoten. Deze sampleloop heeft een binnendiameter van $150\mu\text{m}$ en lengte van 30cm , zodat steeds een volume oplossing van ongeveer $5\mu\text{l}$ door het microcapillair vloeit voor een fluorescentie- of absorptiemeting. In een laatste stap wordt dit volume in het microcapillair geduwd door de stand van de valve opnieuw te verzetten. De methanol duwt de sample moleculen voort door het kanaal. De sample moleculen komt binnen bovenaan het microkanaal. Na doorgang door het microcapillair, komt de vloeistof terecht in de waste. Door op deze manier te werken worden stabiele metingen met een herhaalbaar patroon verkregen.

Het excitatielicht dat uit de SMF komt, wordt door middel van twee cilindrische microlenzen als een verticale lijn gefocuseerd op het centrum van het microcapillair. De kleinste focusering wordt bereikt met microlenzen met een focale lengte van $750\mu\text{m}$. Het gefocuseerde excitatielicht zorgt voor een uniforme excitatie van de sample fluorescerende moleculen die in het capillair vloeit. Door deze excitatie treedt het fluorescentieverschijnsel op. Tijdens de interactie van het excitatielicht met de oplossing moleculen, wordt een deel van dit licht geabsorbeerd. In de secties 2.2.1 en 2.2.2 wordt er verder ingegaan op de manier waarop het fluorescentielicht en het niet-geabsorbeerde licht worden opgevangen. Ook worden beide effecten kort besproken.

2.2.1 Fluorescentie

Fluorescentie is een verschijnsel waarbij de moleculen licht absorberen op een bepaalde golflengte en vervolgens licht uitzenden met een grotere golflengte doordat de moleculen terugvallen naar hun grondtoestand. Door het absorberen van het licht, komen de moleculen immers in een aangeslagen toestand terecht. Het terugvallen van de moleculen naar hun grondtoestand gebeurt na een kort tijdsinterval, de fluorescentie leefduur. Wanneer de oplossing fluorescerende moleculen interageert met het excitatielicht, zenden ze het fluorescentielicht isotroop uit.



Figuur 2.4 – Schema met de stralengang van de gesimuleerde setup voor fluorescentie detectie (1 = microcapillair met fluorescerende moleculen, 2 = cilindrische microlens voor fluorescentie collectie, 3 = extra-gebogen oppervlak, 4 = detector, 5 = cilindrische microlenzen voor de excitatie en absorptie metingen) [6].

In figuur 2.4 ziet men de schematische voorstelling met de stralengang van de gesimuleerde setup voor de fluorescentie detectie. Het detectiesysteem wordt vanuit het bovenaanzicht gezien. Het schema is niet op schaal getekend. In het midden wordt het microcapillair weergegeven (1). Het uitgezonden fluorescentielicht wordt door een cilindrische microlens gefocuseerd naar de detector ((2), zie ook ‘microlens to collect fluorescent light’ op figuur 2.3). Dit gebeurt orthogonaal ten opzichte van het excitatielicht. De fluorescentiecollectie wordt verbeterd door het gebruik van een gebogen oppervlak aan de overzijde van het capillair (3). Doordat het fluorescentielicht isotroop wordt uitgezonden zal een deel van dit licht immers niet in de richting van de PMT detector (4) gestuurd worden. Omdat zoveel mogelijk fluorescentielicht gecollecteerd wenst te worden, zorgt het gebogen oppervlak ervoor dat dit licht terug naar de PMT gereflecteerd wordt door middel van totale interne reflectie (TIR). Er wordt echter slechts een beperkt aantal stralen door TIR gereflecteerd, waardoor men een groot deel van het fluorescentielicht verliest. Een efficiëntie van 14% wordt bereikt met de TIR. Om de reflectie en zo ook de collectie efficiëntie verder op te drijven, wordt een coating aangebracht op de keerzijde van het gebogen oppervlak. Zowel metallische coatings als diëlektrische coatings zijn mogelijk.

Diëlektrische coatings bezitten een grote reflectantie doordat deze coatings uit meerdere lagen bestaan. De optische dikte van deze lagen wordt zo ontworpen dat een constructieve interferentie bestaat tussen de lichtstralen die gereflecteerd worden op de verschillende lagen. Het gebruik van diëlektrische coatings geven echter niet de verwachte verbetering van de fluorescentie collectie efficiëntie. Dit komt door het feit dat diëlektrische coatings enkel een hoge efficiëntie hebben bij kleine invalshoeken. Doordat de fluorescentie isotroop uitgezonden wordt, zijn de invalshoeken willekeurig en is een brede waaier van hoeken mogelijk.

Daarom werd in dit systeem voor een aluminium metallische coating gekozen, die minder invalshoek afhankelijk is.

Voor metallische coatings zijn de kromtestralen van het gebogen oppervlak en van de lens om het fluorescentie licht naar de detector te focuseren geoptimaliseerd om een maximale fluorescentie collectie efficiëntie te bekomen.

Een efficiëntie van 25% wordt bereikt met een metallisch gecoat gebogen oppervlak met een kromtestraal van $1980\mu\text{m}$, dat zich op een afstand van $1400\mu\text{m}$ bevindt van het centrum van het microcapillair en met een cilindrische microlens met een kromtestraal van $700\mu\text{m}$, dat zich op een afstand van $500\mu\text{m}$ bevindt van het centrum.

In figuur 2.4 zorgen de cilindrische microlenzen (5) voor en na het capillair, voor het focuseren van het excitatielicht (linkse microlens) en voor het opvangen van het niet-geabsorbeerde licht (rechtse microlens).

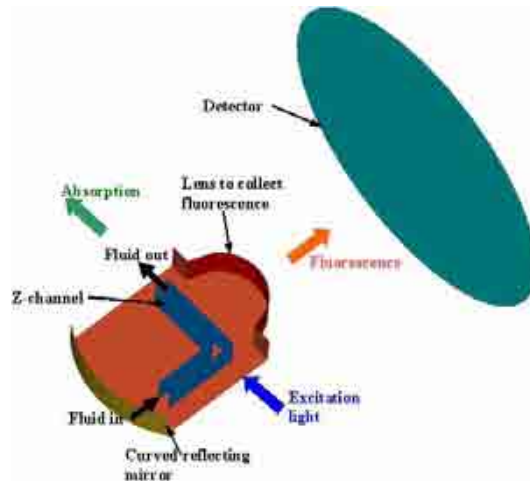
Een hele goede gevoeligheid en een goede selectiviteit zijn de voordelen van fluorescentie. Hele kleine concentratieverschillen tussen verschillende samples moleculen kunnen opgemeten worden. Er moet daarentegen soms wel gebruik gemaakt worden van fluorescentielabeling voor de moleculen, die meestal niet intrinsiek fluorescerend zijn.

2.2.2 Absorptie

Naast de fluorescentie, wordt ook het niet-geabsorbeerde excitatielicht dat doorheen het capillair propageert en de absorptie detector bereikt, opgevangen door de combinatie van een cilindrische microlens en een GRIN lens. Op deze manier wordt de absorptie van het excitatielicht door de moleculen opgemeten.

Het niet-geabsorbeerde licht wordt in een multimode optische vezel (MMF) gekoppeld, die het licht naar de detector leidt. Er werd geopteerd voor een MMF omdat deze een grotere numerische aperture bezit dan een SMF. Hierdoor kan het niet-geabsorbeerde licht gemakkelijker gecollecteerd worden.

Voor absorptie is fluorescerende labeling niet nodig. Deze labeling is in sommige gevallen niet geschikt voor biologische toepassingen. Bij de absorptiemetingen is er echter een hele korte interactielengte tussen het excitatielicht en de moleculen door de korte optische padlengte van het microcapillair. We werken immers met een capillair met een binnendiameter van slechts $75\mu\text{m}$. Dit heeft hoge detectielimieten als gevolg, wat een groot nadeel is van de absorptiemetingen. Om deze korte interactielengte te voorkomen, kan de optische padlengte van het microkanaal verlengd worden. Een Z-kanaal gebaseerde planaire configuratie werd ontworpen om de optische padlengte te vergroten en om een volledig planair detectiesysteem te realiseren [4].



Figuur 2.5 – Schema van de Z-kanaal gebaseerde detectie eenheid [4].

Met dit ontwerp breidt de interactielengte tussen het excitatielicht en de moleculen zich uit over de volledige lengte van het kanaal. In figuur 2.5 is dit het deel van het Z-kanaal parallel met het excitatielicht. Zoals bij het microcapillair gebaseerd systeem bemerkt men hier de microlens om het fluorescentielicht te collecteren voor de detector en het gebogen, reflecterend oppervlak aan de overzijde van het kanaal om de fluorescentie collectie te verbeteren.

Ook in dit ontwerp moeten de moleculen uniform geëxciteerd worden voor de fluorescentie- en absorptie metingen. In de Z-gebaseerde planaire configuratie gebeurt dit door de laserstraal te collimeren zodat deze begrensd blijft gedurende de interactie met de moleculen over de lengte van het kanaal. Dit gebeurt door middel van een microlens met een kromtestraal die zo geoptimaliseerd is dat een maximale hoeveelheid licht met een minimale divergentie de andere kant van het kanaal bereikt. Op deze manier wordt de sample moleculen uniform geëxciteerd over het hele kanaal. De Z-kanaal gebaseerde planaire configuratie is eveneens ontwikkeld met de DPW techniek.

In dit eindwerk wordt de geminiaturiseerde lock-in detectie experimenteel toegepast voor het microcapillair, in de toekomst ook op de Z-kanaal gebaseerde planaire configuratie.

2.2.3 De detectielimieten voor de fluorescentie- en absorptiemetingen

De detectielimiet (met een $SNR = 3.3$) die bereikt wordt met het micro-optische detectie systeem voor een capillair met een doorsnede van $150\mu\text{m}$, bedraagt 6pM voor de fluorescentiemetingen en $1\mu\text{M}$ voor de absorptiemetingen. Deze detectielimieten zouden bijgevolg ook bereikt moeten worden met de ontworpen geminiaturiseerde lock-in detectie.

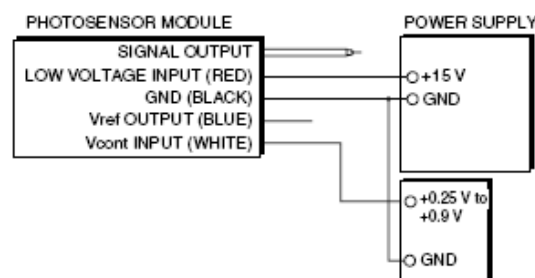
2.3 De detectoren voor het opvangen van het fluorescentielicht en niet-geabsorbeerde excitatielicht

In deze sectie worden de drie detectoren besproken die gebruikt worden voor het meten van het fluorescentielicht en de absorptie door de moleculen. De metingen die met deze detectoren zijn uitgevoerd, worden besproken in sectie 2.5.

2.3.1 PhotoMultiplier Tube

De detector die wordt gebruikt om het gefocuseerde fluorescentielicht op te vangen, is de photomultiplier tube (PMT). In de huidige opstelling wordt gewerkt met de H6780-01 photosensor module. Deze module bevat de PMT met een metalen package en een hoog voltage voedingcircuit. De PMT levert een hoge gain, heeft een grote dynamische range en bezit een snelle respons. De stijgtijd bedraagt typisch 0.78ns. Deze eigenschappen worden gecombineerd met dimensies die gelijkaardig zijn aan deze van de photodiode. Ook het interne hoog voltage voedingcircuit is compact. Dit alles maakt de H6780-01 photosensor module bijzonder draagbaar.

De module heeft een spectrale respons tussen 300nm en 850nm. De spectrale respons beschrijft de gevoeligheid van de PMT voor optische radiatie van verschillende golflengten. De golflengte waarbij de piekgevoeligheid voorkomt is 400nm. Coumarine moleculen zenden fluorescentie licht uit met een golflengte rond 480nm, wat in de spectrale respons range ligt van de PMT en vrij dicht bij de piekgevoeligheid golflengte. De totale radiantie gevoeligheid, de



Figuur 2.6 – Instellen van de gain van de PMT met behulp van een controlespanning [10].

anode radiantie gevoeligheid, geeft aan hoeveel stroom er opgewekt wordt voor een bepaald lichtvermogen dat door de PMT wordt opgevangen. De PMT produceert dus een stroom aan de uitgang, die maximaal $100\mu\text{A}$ kan bedragen. De radiantie gevoeligheid is afhankelijk van de ingestelde gain van de PMT en van de golflengte waarbij gewerkt wordt. De gain van de PMT kan ingesteld worden door middel van een controle spanning (figuur 2.6), die maximaal

1V kan bedragen. De radiantie gevoeligheid voor de H6780-01 module bedraagt bijvoorbeeld $3.0 \times 10^4 \text{ A/W}$ bij de piekgevoeligheid golflengte en met een controlespanning van 0.8V [10].

De photomultiplier tube kan kleine verschillen in concentraties van samples moleculen meten, maar satureert snel bij grotere signalen. Het uitgezonden fluorescentielicht heeft een zwakke intensiteit, waardoor we met kleine signalen te maken hebben. De PMT is bijgevolg de gepaste detector voor de fluorescentiemetingen, wat niet het geval is voor de absorptiemetingen. De detectie van het niet-geabsorbeerde licht produceert immers een groot signaal waardoor de PMT in vergelijking met de photodiode in saturatie zou treden. Bovendien produceert de PMT ruis aan de uitgang, die met het uitgangsignaal stijgt.

2.3.2 Photodiode

Voor de detectie van het niet-geabsorbeerde licht wordt met een photodiode gewerkt. Deze kan grotere signalen opmeten dan de PMT, produceert minder ruis aan de uitgang, maar is minder gevoelig dan de PMT. De ondergrens voor de limieten van de optische detectie worden bepaald door de ruiskarakteristieken van de detector. Voor niet-DC metingen wordt de licht detectie limiet uitgedrukt als de lichtintensiteit die nodig is om een stroom gelijk aan de ruisstroom te produceren. Dit is de 'Noise Equivalent Power' (NEP) en wordt uitgedrukt in optisch vermogen gedeeld door de vierkantswortel van de bandbreedte van de detector. Lock-in versterker technieken kunnen gebruikt worden om de NEP te benaderen [9].

De photodiode die in de opstelling gebruikt wordt, is een 818-UV model silicon photodiode (Newport). De NEP bedraagt $0.89 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$ voor deze photodiode. De photodiode bezit een responsiviteit van minstens 0.09 A/W in zijn spectrale range tussen 250 en 1100nm.

Zowel de photodiode als PMT hebben een grote spectrale range. Om deze reden worden spectrale filters zo dicht mogelijk bij het detectoroppervlak geplaatst om de gewenste golflengte te selecteren.

Het vermogen van het niet-geabsorbeerde licht wordt opgemeten met behulp van de optische vermogenmeter module 2832-C. Dit model voorziet een 0 tot 2.5V, in 50Ω , analoge uitgang. Deze analoge spanningsuitgang is het versterkte stroomsignaal dat door de photodetector geproduceerd wordt.

2.3.3 Avalanche photodiode

Een alternatieve detector voor de PMT is de avalanche photodiode (APD). Metingen zijn uitgevoerd met een demomodel van een APD module van het type C5460 van Hamamatsu. Deze detector heeft een radiantie gevoeligheid van 1.5×10^6 , gemeten bij de piekgevoeligheid

golflengte van 800nm en een gain van 30. De spectrale respons range strekt zich uit van 400 tot 1000nm [8]. De NEP voor de APD bedraagt typisch $0.2\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$, waarbij de bandbreedte zich uitstrekt van DC tot 10MHz. De NEP is lager dan deze van de photodiode, waardoor de APD meer gepast is voor fluorescentiemetingen waar de detectie van lage lichtintensiteiten essentieel is. De APD verdraagt typisch een lichtintensiteit van $6.0\ \mu\text{W}$ aan zijn input.

Naast de APD module bevat de C5460 serie een lage ruis transimpedantie versterker circuit, een ingebouwde temperatuurgecompenseerde bias power supply en een hoog voltage generator. De bias power supply wordt gecontroleerd door een thermosensor om de APD gain constant te houden. De gain van de APD wordt bepaald door een potentiometer.

2.4 De lock-in detectie

2.4.1 Waarom is een lock-in detectie nodig?

Lock-in amplificatie is een techniek die gebruikt wordt om een klein smalbandig signaal te scheiden van de interfererende ruis. De gewenste component van het signaal kan gedetecteerd worden in aanwezigheid van een grote hoeveelheid ongecorreleerde ruis indien de frequentie en de fase van het gewenste signaal gekend zijn. Lock-in metingen hebben bijgevolg een frequentiereferentie nodig (zie ook sectie 2.4.2). De ruissignalen op andere frequenties dan de referentiefrequentie worden verworpen en beïnvloeden de metingen bijgevolg niet. Nauwkeurige metingen kunnen zelfs uitgevoerd worden indien de gewenste component van het signaal bedolven zit onder ruissignalen die een aantal duizenden keren groter zijn [13].

Doordat de signalen die door de photomultiplier tube, photodiode en avalanche photodiode in de LOC opstelling worden opgevangen klein zijn, zal een grote hoeveelheid ruis aanwezig zijn naast deze signalen. Een lock-in versterker is dus ideaal om in deze opstelling het gewenste signaal uit deze ruis te extraheren door middel van de frequentie selectieve meettechniek.

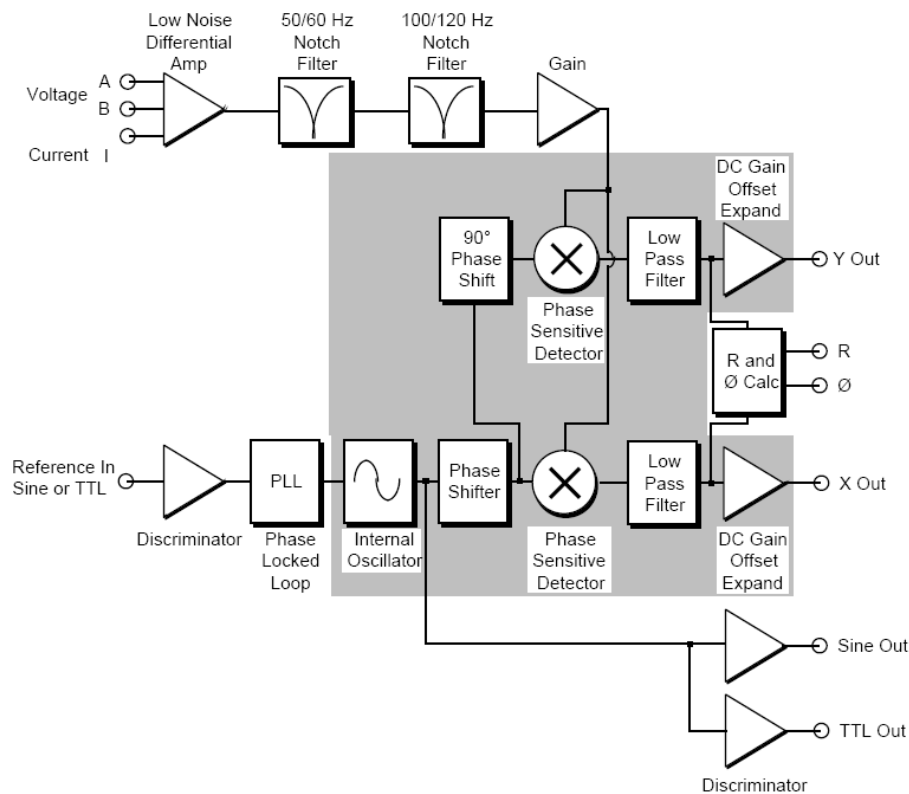
Zoals in sectie 1.1 vermeld wordt, is de laser die de moleculen exciteert in de proof-of-concept demonstratie opstelling direct gemoduleerd met behulp van een frequentie generator. Deze vaste modulatiefrequentie is gelijk aan de referentiefrequentie die gebruikt wordt voor de lock-in detectie. Door de modulatie van de laser zal de respons van het systeem, het referentie-, fluorescentie- en getransmitteerde signaal, zich op deze modulatiefrequentie bevinden. De lock-in versterker detecteert het signaal op de frequentiereferentie.

De signalen die bekomen worden uit de referentie-, fluorescentie- en absorptiemetingen worden in de huidige opstelling naar de lock-in versterker gestuurd. De lock-in versterker waarmee gewerkt wordt, is de 'SR830 DSP Lock-In Amplifier' (Stanford Research Systems), die in de volgende sectie meer in detail besproken wordt.

2.4.2 De SR830 DSP lock-in versterker

Het functionele blokdiagram van de SR830 vindt men terug in figuur 2.7. Het signaal uit de detector wordt eerst versterkt door een lage ruis differentiële versterker en vervolgens gefilterd door twee notch filters die het storende signaal op de netfrequentie en de dubbele netfrequentie verwijderen.

Uiteindelijk vindt men de eigenlijk kern van de lock-in versterking. Hierbij wordt het signaal eerst AC gekoppeld met een versterker en vervolgens relatief gemeten ten opzichte van het externe lock-in referentie signaal. Deze AC koppeling is nodig om de mogelijk aanwezige DC component in het signaal te verwijderen. Zonder AC koppeling zou de DC component in het signaal bij het vermenigvuldigen een component aan de uitgang veroorzaken op de referentiefrequentie. Deze component moet door het laagdoorlaat filter verwijderd worden, wat bij een grote amplitude van deze DC component een grote tijdsconstante zou vereisen.



Figuur 2.7 – Functioneel blokdiagramma van de SR830 [13].

Het AC gekoppelde signaal wordt vermenigvuldigd met de referentiefrequentie van de lock-in versterker door middel van de fase gevoelige detector (PSD). De output van de PSD (V_{out}) is

het product van het lock-in referentie signaal en het AC gekoppelde signaal.

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{sig}V_{ref}\sin(\omega_{sig}t + \theta_{sig})\sin(\omega_{ref}t + \theta_{ref}) \\ V_{out} &= 1/2V_{sig}V_{ref}\cos([\omega_{sig} - \omega_{ref}]t + \theta_{sig} - \theta_{ref}) \\ &\quad -1/2V_{sig}V_{ref}\cos([\omega_{sig} + \omega_{ref}]t + \theta_{sig} + \theta_{ref}) \end{aligned}$$

waarbij V_{sig} , ω_{sig} en θ_{sig} respectievelijk de amplitude, frequentie en de fase zijn van hetingangssignaal en V_{ref} , ω_{ref} en θ_{ref} respectievelijk de amplitude, frequentie en de fase zijn van het lock-in referentie signaal, dat gelijk is aan de uitgang van de Phase Locked Loop (PLL) die gelocked is met de externe referentiefrequentie van de lock-in versterker.

Zoals uit de formule blijkt zal de uitgang van de PSD uit twee AC signalen bestaan, één signaal op de verschilfrequentie ($\omega_{sig}-\omega_{ref}$) en één op de somfrequentie($\omega_{sig}+\omega_{ref}$). Doordat de uitgang van de PSD door een laagdoorlaat filter gestuurd wordt, worden de AC signalen verwijderd. In het algemeen zal alles verwijderd worden, behalve in het geval ω_{sig} en ω_{ref} gelijk zijn. De verschilfrequentie component is dan een DC signaal en wordt niet mee weggefilterd door het laagdoorlaat filter. De gefilterde uitgang is in dit geval:

$$V_{out} = 1/2V_{sig}V_{ref}\cos(\theta_{sig} - \theta_{ref})$$

We bekomen een DC signaal evenredig met de amplitude van het signaal en de amplitude van het referentiesignaal.

De externe referentiefrequentie moet dus gelijk gemaakt worden aan de frequentie van het signaal, $\omega_{sig}=\omega_{ref}$. Niet alleen de frequenties van beide signalen moeten gelijk zijn, maar ook de fase tussen de twee signalen zou niet mogen veranderen in de tijd. Indien de fase verandert, zou $\cos(\omega_{sig}-\omega_{ref})$ veranderen en V_{out} zou geen DC signaal meer zijn. De lock-in referentie moet bijgevolg fase gelocked zijn met het signaal. Om deze reden gebruikt de lock-in versterker een PLL die de externe referentie volgt waardoor veranderingen in de referentiefase de meting niet beïnvloeden.

Stel dat hetingangssignaal van de SR830 bestaat uit het gewenste signaal en ruis. Door middel van de PSD en het laagdoorlaat filter worden enkel de frequenties dicht bij de referentiefrequentie van de lock-in versterker gedetecteerd. Ruissignalen die zich ver van de referentiefrequentie bevinden worden onderdrukt door het laagdoorlaat filter vermits zowel de som- als verschilfrequentie zich ver van DC bevinden. Ruis op frequenties dicht bij de referentiefrequentie resulteren echter in heel lage AC signalen aan de uitgang van de PSD. De onderdrukking van deze AC signalen is afhankelijk van de bandbreedte en de roll-off van het laagdoorlaat filter. De bandbreedte van het laagdoorlaat filter bepaalt dus de bandbreedte

van de detectie. Om een efficiënte lock-in versterking te bekomen, zou de modulatie frequentie dus gekozen moeten worden in een regio waar er niet te veel ruis aanwezig is. In de SR830 kan het filter wel zo ingesteld worden dat het filteren van de ruis op frequenties dicht bij de referentiefrequentie geoptimaliseerd wordt. Een grote tijdsconstante voor het filter zal zorgen voor een efficiënte filtering. Er zal echter steeds een compromis gemaakt moeten worden tussen de efficiëntie en de snelheid van de filteractie. In de huidige proof-of-concept demonstratie opstelling wordt gewerkt met een tijdsconstante van 10ms en een roll-off van 18dB.

In de kern van de lock-in versterking wordt het AC gekoppelde signaal niet naar één PSD gestuurd maar naar twee PSD's. Door θ_{ref} te shiften zal $\theta_{sig}-\theta_{ref}$ (θ) bij de ene mixer gelijk zijn aan 0 waardoor we V_{sig} meten. Moest de lock-in versterker slechts één mixer bezitten dan spreekt men over een 'single-phase' lock-in.

Er is echter een tweede mixer waarbij de referentie oscillator met 90° verschoven is ten opzichte van de referentie oscillator van de eerste mixer. Hierdoor is θ gelijk aan 90° met als gevolg dat er aan de uitgang van deze mixer geen signaal zal zijn. De twee uitgangen $V_{sig}\cos\theta$ (X) en $V_{sig}\sin\theta$ (Y) stellen het signaal voor als een vector relatief ten opzichte van de referentiefrequentie. X is de 'in fase' component en Y is de 'quadratuur' component. Indien $\theta=0$, meet X immers het signaal terwijl Y gelijk is aan nul. Het gebruik van een tweede mixer zorgt ervoor dat zowel de amplitude van het signaal (R) als de fase tussen het signaal en het lock-in referentie signaal (θ) gemeten kan worden:

$$R = (X^2 + Y^2)^{1/2} = V_{sig} \quad (2.1)$$

$$\theta = \tan^{-1}(Y/X) \quad (2.2)$$

Door de amplitude (R) van de signaal vector te berekenen, wordt de afhankelijkheid van de fase tussen het signaal en het referentie signaal verwijderd.

Het gedetecteerde en versterkte signaal wordt uiteindelijk door een PC uitgelezen via een GPIB (General Purpose Interface Bus) connectie door gebruik te maken van de LabVIEW software. De uitgelezen data wordt verder verwerkt in Matlab.

2.4.3 De geminiaturiseerde lock-in versterkers op de markt

Vermits in dit afstudeerwerk een ontwerp wordt voorgesteld van een geminiaturiseerde lock-in versterkers, is het belangrijk om te onderzoeken welke miniatuur lock-in versterkers er reeds op de commerciële markt bestaan. In deze sectie volgt een kleine studie over een aantal miniatuur lock-in versterkers die er beschikbaar zijn. Op deze manier wordt een beeld gevormd van wat er reeds bestaat, wat de functionaliteiten zijn en wat de verschillen zijn met het ontwerp dat in dit afstudeerwerk wordt voorgesteld.

Het Duitse bedrijf 'Femto' ontwikkelt o.a. lock-in versterkers voor wetenschappelijke en industriële toepassingen. De 'Miniatuur Module LIA-MV-150', de 'Module LIA-MV-200' en de 'Single-Board LIA-BV-150' zijn zo'n versterkers. Hieronder worden hun voornaamste eigenschappen samengevat [11].

Miniatuur Module LIA-MV-150

- Werkingsfrequentie: 10Hz - 45kHz
- Stroom- en spanningsingang
- Spanning ingang range: $3\mu\text{V}$ tot 100mV (AC gekoppeld)
- Spanningsingang impedantie: $1\text{M}\Omega // 4\text{pF}$
- Stroom ingang range: 3nA tot $100\mu\text{A}$
- Transimpedantie versterker bij stroomingang: -1kV/A
- Single phase
- Bezit een PLL en fase shifter
- Afmetingen en gewicht van de module: 170 x 60 x 30 mm (L x W x H), 370g

Module LIA-MV-200 en Single-Board lock-in amplifier Series LIA-BV-150

- Werkingsfrequentie: 5Hz - 120kHz
- Stroom- en spanningsingang
- Spanning ingang range: $3\mu\text{V}$ tot 1V (AC en DC gekoppeld bij de LIA-BV-150, AC gekoppeld bij de LIA-MV-200)
- Spanning ingang impedantie: $1\text{M}\Omega // 4\text{pF}$

- Stroom ingang range: 30pA tot 10 μ A
- Transimpedantie versterker bij stroomingang: -100kV/A
- Enkele en duale fase
- Bezitten een PLL en fase shifter
- Afmetingen en gewicht van de LIA-MV-200: 223 x 105 x 65 mm (L x W x H), 1000g
- Afmetingen en gewicht van de LIA-BV-150: 160 x 100 x 20 mm (L x W x H), 100g

Men somt eveneens de belangrijkste eigenschappen op van de lock-in versterker waarmee in de huidige opstelling gemeten wordt.

SR830 DSP Lock-in amplifier

- Werkingsfrequentie: 1mHz - 102kHz
- Stroom- en spanningsingang
- Spanning ingang range: 2nV tot 1V
- Spanning ingang impedantie: 10M Ω // 25pF (AC of DC gekoppeld)
- Stroom ingang: 10⁶ or 10⁸ V/A
- Stroom ingang impedantie: 1k Ω naar virtuele grond
- Duale fase
- Bezit een PLL
- Bezit een 50 Hz en 100 Hz notch filter (Q = 4)

De belangrijkste voordelen van de lock-in detectie die in dit afstudeerwerk wordt voorgesteld rollen uit het feit dat het ontwerp voor een specifieke toepassing bestemd is, namelijk voor een microfluidisch LOC systeem voor het detecteren van biomoleculen. De functies worden in vergelijking met de commerciële geminiaturiseerde lock-in versterkers op de markt beperkt tot de uiterst nodige functies voor de toepassing. Dit zorgt voor een goedkope en geoptimaliseerde geminiaturiseerde lock-in detectie voor het beschouwde LOC systeem. In het ontwerp van deze lock-in detector worden drie kanalen voorzien om de referentie-, fluorescentie- en absorptiesignalen in één meting te detecteren. Met elk kanaal komt een detectiemodule overeen waar een duale fase (IQ) detectie van het signaal wordt aangeboden.

2.5 Metingen op het 'lab-on-a-chip' systeem met het huidige systeem voor de kwantisatie van de signalen

2.5.1 Fluorescentie metingen

Fluorescentie metingen zijn uitgevoerd met samples Coumarine moleculen met een concentratie van $60\mu\text{M}$, $6\mu\text{M}$ en 6nM . Dit gebeurde bij verschillende controle spanningen van de PMT. De opgemeten amplitudes van de stroomsignalen uit de PMT worden weergegeven in tabel 2.1.

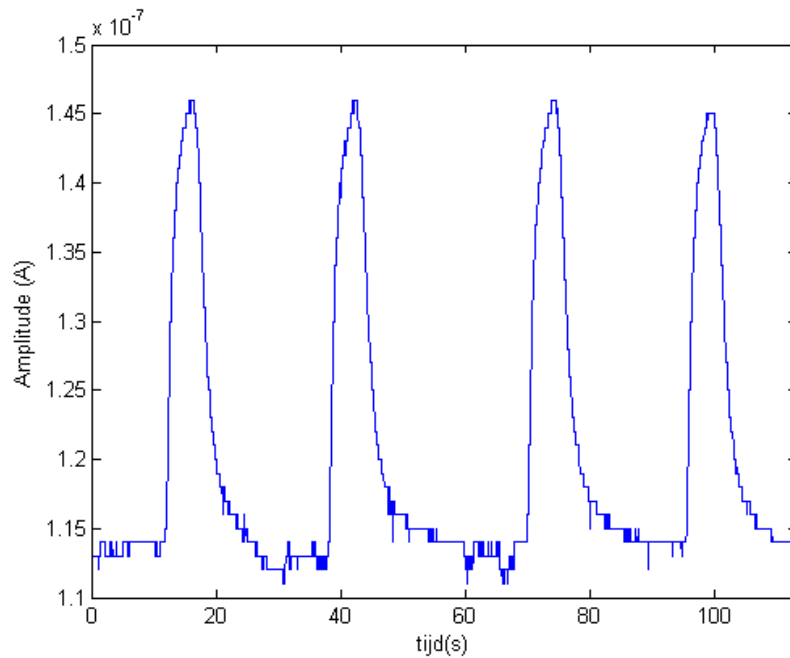
Concentratie	Controlespanning (V)	I_{AC} (μA)
6e-5M	0.4	0.170
	0.5	0.365
	0.6	0.755
	0.7	1.05
6e-6M	0.4	0.035
	0.5	0.052
	0.6	0.087
	0.7	0.145
6e-9M	0.4	0.017
	0.5	0.035
	0.6	0.060
	0.7	0.090

Tabel 2.1 – Fluorescentiemetingen met een concentraties Coumarine moleculen van $60\mu\text{M}$, $6\mu\text{M}$ en 6nM bij verschillende controle spanningen.

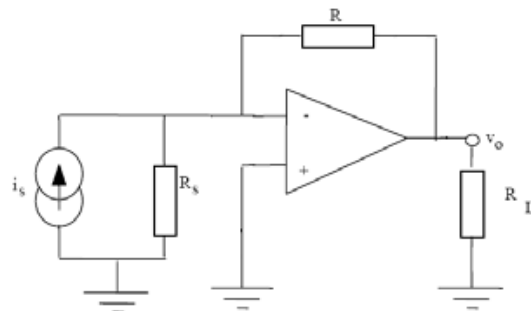
In figuur 2.8 wordt een fluorescentie meting weergegeven met een concentratie Coumarine moleculen van $6\mu\text{M}$ en een controlespanning van 0.7V . Hierbij vloeiden vier samples Coumarine moleculen in het microcapillair. De verticale as duidt de amplitude aan van het uitgangssignaal van de PMT. De stroom wordt via een transimpedantie versterker omgezet naar een spanningssignaal volgens:

$$v_o = -R \cdot i_s$$

Er werd een weerstand van $1\text{M}\Omega$ in de feedback lus geplaatst (figuur 2.9). Een typisch spanningssignaal dat resulteert uit het stroomsignaal van de PMT wordt weergegeven in figuur 2.10. Dit signaal komt overeen met één punt uit de grafiek in figuur 2.8.



Figuur 2.8 – Fluorescentiemeting met een concentratie Coumarine moleculen van $6\mu\text{M}$ en met een PMT controlespanning van 0.7V.



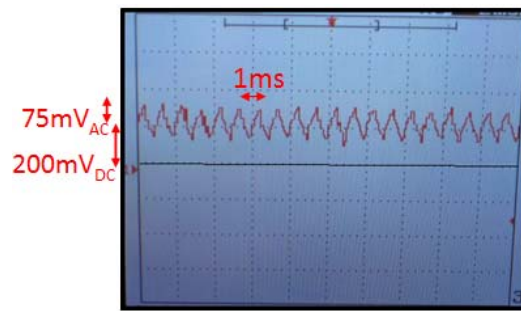
Figuur 2.9 – Transimpedantie versterker voor de conversie van het PMT stroomsignaal naar een spannings signaal.

2.5.2 Absorptie metingen

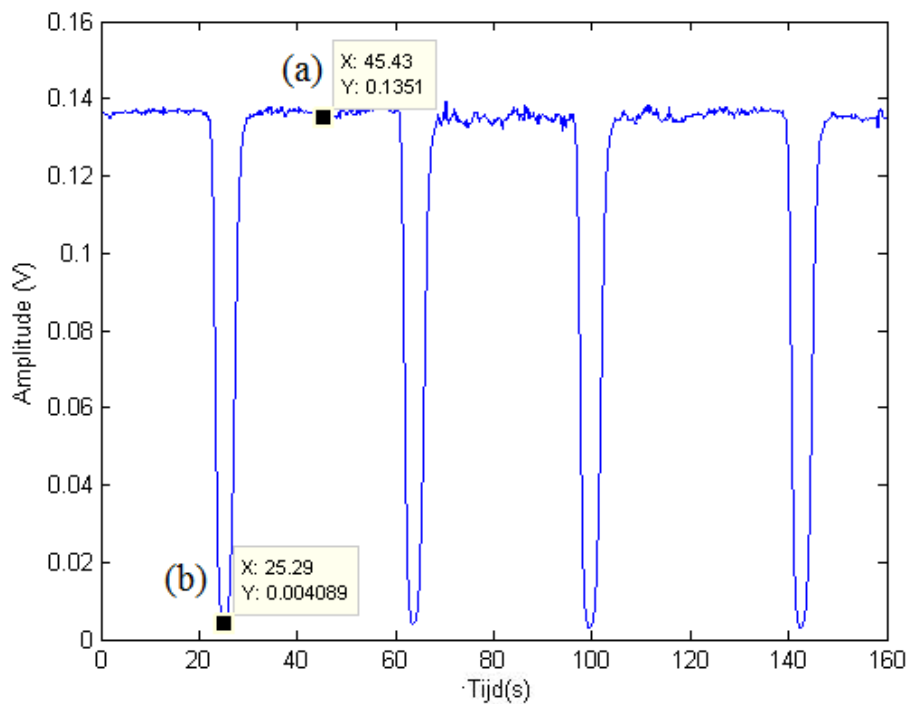
De absorptie metingen zijn uitgevoerd met samples moleculen met een concentratie van 6mM, 0.6mM en $60\mu\text{M}$. In figuur 2.11 wordt een absorptiemeting weergegeven met een concentratie Coumarine moleculen van 6mM. Hierbij vloeiden eveneens vier samples Coumarine moleculen in het microcapillair. Tussen de samples vloeit er enkel methanol door het capillair. De verticale as duidt de amplitude aan van het uitgangssignaal van de photodiode.

Het spannings signaal dat resulteert uit de uitgangsstroom van de photodiode, wordt via een buffer opgemeten aan de analoge spanningsuitgang van de vermogenmeter.

De waarden voor het vermogen, de AC spanning en de DC spanning ziet men in tabel 2.2.



Figuur 2.10 – Spanningssignaal dat uit de stroomuitgang van de PMT resulteert na de transimpedantie versterker bij een Coumarinemoleculen concentratie van 6mM.



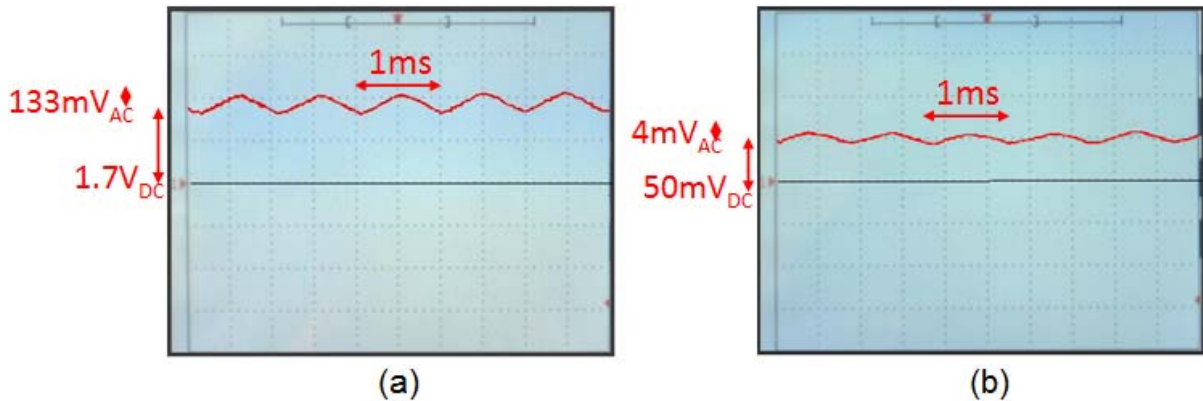
Figuur 2.11 – Absorptiemeting met een concentratie Coumarine moleculen van 6mM.

De eerste rij in deze tabel geeft de waarden weer die bekomen worden indien methanol door het microcapillair vloeit.

In figuur 2.11 wordt het uitgangssignaal van de photodiode weergegeven indien er methanol (a) of een sample Coumarine moleculen met een concentratie van 6mM (b) in het microcapillair vloeit. Deze zijn de DC en AC spanningen die in de eerste en de tweede rij van tabel 2.2 staan. In figuur 2.11 is de schaal voor de tijdsas 1ms/div en voor de amplitude as 1V/div. De 0 DC waarde wordt aangeduid door de rode pijl. De signalen die men ziet op deze figuur komen elk overeen met één punt van de absorptiemeting, zoals aangeduid in figuur 2.11 met (a) en (b).

Concentratie	Vermogen (μW)	V_{AC} (V)	V_{DC} (V)
≈ 0 (methanol)	50	0.133	1.7
6e-3M	1	0.004	0.050
6e-4M	24	0.065	0.95
6e-5M	46	0.120	1.6

Tabel 2.2 – Absorptiemetingen met een concentratie Coumarine moleculen van 6mM, 0.6mM en 60 μ M.



Figuur 2.12 – (a) Uitgangssignaal van de photodiode met methanol (b) Uitgangssignaal van de photodiode met een Coumarinemoleculen concentratie van 6mM.

2.5.3 Conclusies

Uit de uitgevoerde fluorescentie- en absorptiemetingen kunnen drie conclusies genomen worden over de uitgangssignalen van de PMT en de PD:

- De signalen bevatten een DC component. Deze component zal weggefilterd worden vermits deze component geen informatie bevat over de fluorescentie- of absorptie van de biomoleculen.
- Voor de amplitudes van de signalen na de buffer (bij de absorptiemeting) of na de transimpedantie versterker (bij de fluorescentiemeting) werden spanningen gemeten in de range van $8mV_{pp}$ tot $2V_{pp}$
- Het 50Hz frequentiesignaal is een stoorcomponent.

Met deze conclusies wordt rekening gehouden bij het ontwerp van de geminiaturiseerde lock-in detectie in hoofdstuk 3.

Ontwerp geminiaturiseerde lock-in detectie voor het microcapillair gebaseerd detectie systeem

3.1 Inleiding ontwerp

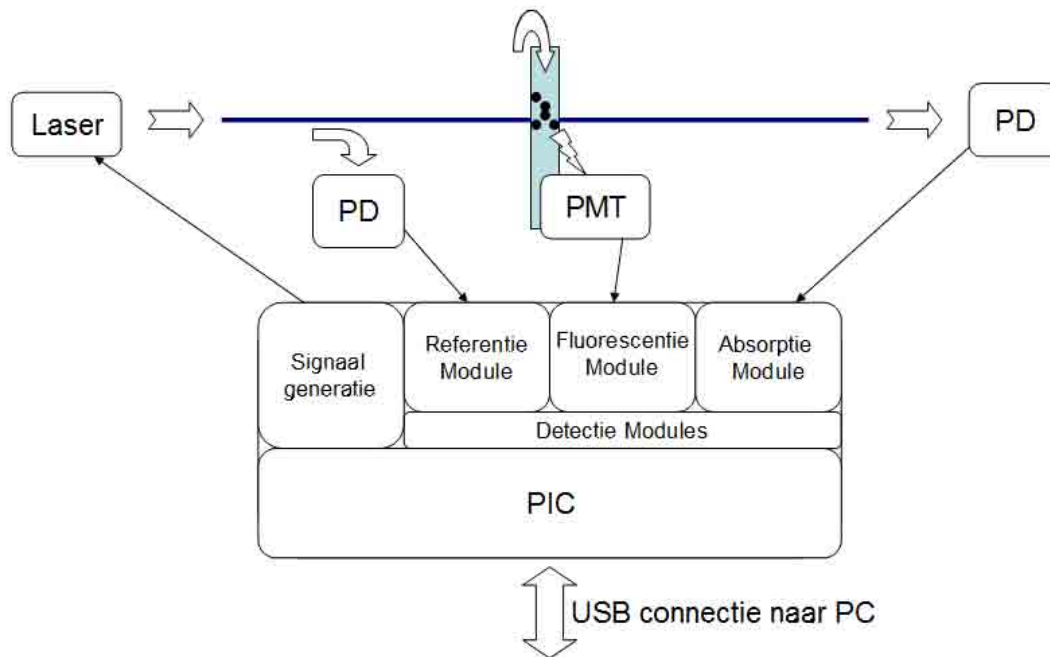
3.1.1 Overzicht doelstellingen en specificaties

De reden om de lock-in detectie te miniaturiseren is om de proof-of-concept demonstratie opstelling in zijn geheel zo draagbaar mogelijk te maken. Deze opstelling omvat de ‘Lab-on-a-chip’ (LOC) component, de detectoren (PMT, photodiode, APD), de lock-in versterker en de computer voor de analyse van de opgemeten data. Dit werd uitgebreid in ‘Hoofdstuk II’ besproken. De LOC component op zich is geminiaturiseerd en de verschillende detectoren die gebruikt worden om het fluorescentie- en getransmitteerde licht op te vangen zijn eveneens draagbaar. Enkel de lock-in detectoren die zich achter deze optische detectoren bevinden zijn, evenals de communicatie met de PC in de huidige proof-of-concept demonstratie opstelling nog niet draagbaar. In dit afstudeerwerk wordt bijgevolg een geminiaturiseerde lock-in detectie voorgesteld met karakteristieken die eigen zijn voor de LOC component met het microcapillair gebaseerd detectiesysteem.

Voor de fluorescentiemetingen moet een detectielimiet kleiner dan een nM concentratie gehaald worden en voor de absorptiemetingen wordt gestreefd naar een detectielimiet van een $10\mu\text{M}$ concentratie.

3.1.2 Het ontwerp op systeemniveau

In een eerste stap wordt het ontwerp op systeemniveau besproken. De verschillende onderdelen waaruit het ontwerp op dit niveau bestaat, vindt men terug in figuur 3.1. De laser wordt



Figuur 3.1 – Systeemniveau van het ontwerp.

gemoduleerd met een aan-uit modulatie door middel van de ‘Signaal generatie’ module. Deze signaal generatie zal ook dienen als referentieklok voor de kern van de lock-in detectie, namelijk de synchrone demodulator en het laagdoorlaat filter. Dit wordt in sectie 3.3.1.7 besproken.

Voordat het excitatielicht interageert met de moleculen wordt de intensiteit van het laserlicht opgemeten met een eerste photodiode. Het excitatielicht wordt via een ‘fiber splitter’ afgetakt naar deze photodiode. Door het excitatielicht vóór en na interactie op te meten, zorgt men ervoor dat er steeds met verhoudingen wordt gemeten in plaats van met absolute metingen. Schommelingen van het laservermogen zal hierdoor geen invloed hebben op de metingen en er worden bijgevolg vergelijkbare metingen bekomen, onafhankelijk van het vermogen dat beschikbaar is aan het uiteinde van de singlemode fiber (SMF). Het licht dat door deze photodiode opgevangen wordt, wordt naar de ‘Referentie Module’ geleid.

Zoals vermeld in hoofdstuk 2 wordt bij interactie tussen het excitatielicht en de moleculen fluorescentielicht uitzonden met een intensiteit die afhankelijk is van de concentratie aan moleculen in de bestudeerde sample. Dit licht wordt door de PMT opgevangen en de overeenstemmende signalen worden naar de ‘Fluorescentie Module’ gestuurd. De PMT wordt gebruikt om het fluorescentie licht op te vangen door de lagere intensiteit van dit licht.

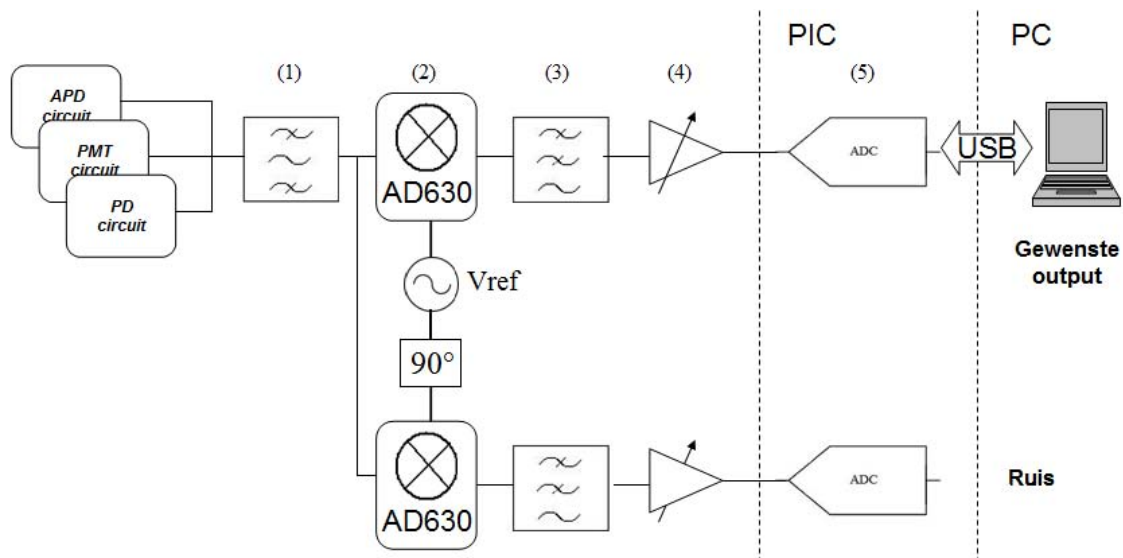
Tijdens de interactie met de moleculen wordt een deel van het excitatielicht door deze moleculen geabsorbeerd. Het getransmitteerde licht wordt opgevangen door een tweede photodiode

en naar de ‘Absorptie Module’ geleid. Gezien de relatief grote intensiteit van dit lichtsignaal, wordt voor deze module opnieuw voor een photodiode gekozen.

De referentie-, fluorescentie- en absorptie modules vormen de overgangschakelingen tussen de verschillende detectoren en de detectiemodules. In de detectiemodules gebeurt de eigenlijke lock-in detectie van de opgevangen signalen samen met de nodige conditionering van deze signalen. De gedetecteerde en geconditioneerde signalen worden vervolgens gestuurd naar de Programmable Interface Controller (of kortweg PIC) waar de nodige digitalisatie, controle en communicatie gebeurt. Deze digitale datasignalen worden via een USB connectie naar de computer gestuurd om er verder geanalyseerd te worden. De verschillende modules zullen in het vervolg van deze tekst besproken worden.

3.1.3 Het ontwerp op blokschema niveau

Het ontwerp van de geminiaturiseerde lock-in detectie in zijn geheel wordt in deze sectie meer in detail bekeken. Figuur 3.2 toont een detectiemodule die de signalen van één van de detectoren detecteert en conditioneert. De PD-, PMT- en APD signaalconditioneringsschakelingen, die zich voor de detectiemodule en respectievelijk in de referentie-, fluorescentie- en absorptie modules bevinden, worden in de volgende paragraaf besproken.



Figuur 3.2 – Blokschema van het ontwerp.

De metingen die met de verschillende detectoren uitgevoerd zijn, tonen aan dat de signalen aan de uitgang van de drie detectoren een DC component bevatten. Ook bleek de aanwezige 50Hz frequentie de grootste stoorcomponent te zijn. Men is echter enkel geïnteresseerd in het

signaal dat zich op de modulatiefrequentie bevindt. Dit is immers de respons van het beschouwde systeem, namelijk het microcapillair gebaseerd ‘lab-on-a-chip’-systeem waarbij de biomoleculen in dit capillair gemoduleerd worden met een bepaalde frequentie. Bijgevolg is de amplitude van dit signaal de enige maat voor de opgevangen lichtintensiteiten van het laser-, fluorescentie- en getransmitteerde licht. Om deze redenen vindt men in het blokschema een banddoorlaat filter (1) na de PD-, PMT- en APD schakelingen om zowel de DC component als de 50Hz component in het opgevangen signaal te verwijderen.

Na het banddoorlaat filter, dat gecentreerd is rond de blokfrequentie van de referentieklok, wordt het signaalpad in twee gesplitst waarbij elk van deze paden naar een analoge AD630 component (2) leidt. De AD630 is een synchrone modulator/demodulator die samen met het laagdoorlaat filter (3) de kern van de lock-in detectie vormt. De AD630 component vergelijkt het signaal aan zijn ingangen met een referentiesignaal. Hetingangssignaal wordt vermenigvuldigd met dit referentiesignaal, zodat er aan de uitgang de som- en verschilfrequenties van deze twee signalen verschijnen. Indien de frequentie van de ingang en het referentiesignaal gelijk zijn, bestaat het uitgangssignaal uit een DC signaal en een signaal op de dubbele frequentie van het ingangssignaal. De somfrequentie wordt weggefilterd met behulp van een laagdoorlaat filter zodat enkel het DC signaal overblijft. De DC waarde is evenredig met de amplitude van het ingangssignaal en is dus een maat voor de opgevangen lichtintensiteit.

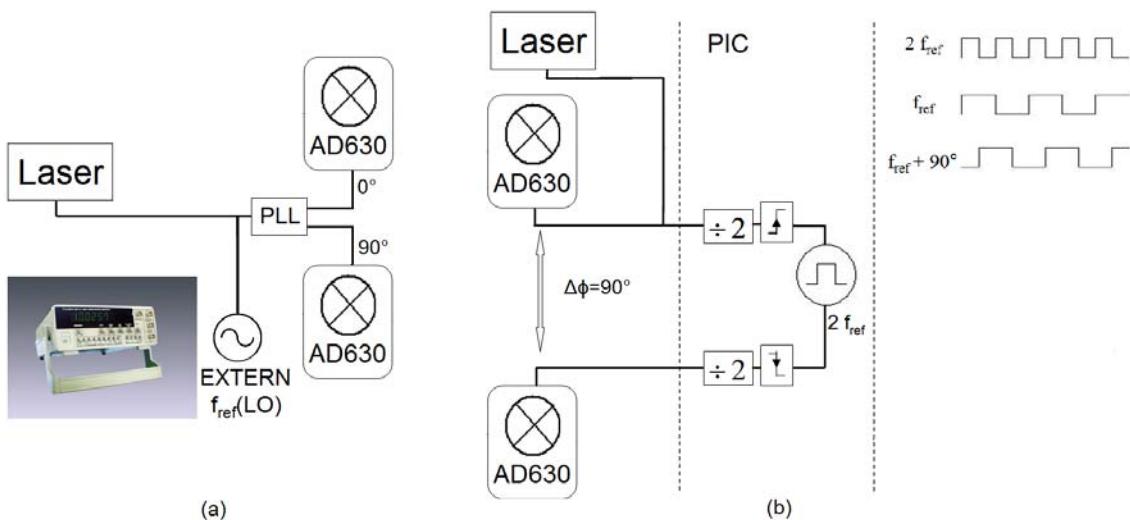
Het ingangssignaal wordt naar twee synchrone modulator/demodulator componenten gestuurd om een IQ detectie door te voeren. Eén van de twee AD630 componenten maakt gebruik van het referentiesignaal (V_{ref}), dat in fase of in tegenfase is met het modulatiesignaal van de laser. Dit hangt af van de overgangsschakelingen in de referentie-, fluorescentie- en absorptie modules, zoals besproken zal worden in sectie 3.3.1.7. In deze tak gebeurt de detectie in fase.

Het referentiesignaal van de tweede AD630 component is met 90° verdraaid ten opzichte van het referentiesignaal voor de ‘in fase’ detectie. De detectie gebeurt bij deze in kwadratuur. Wanneer het signaal en het referentiesignaal identisch zijn in frequentie, zal er na de synchrone demodulator en laagdoorlaat filter bij de ‘in fase’ detectie een DC signaal overblijven evenredig met de lichtintensiteit. Bij de ‘in quadratuur’ detectie zal er in dat geval enkel ruis aanwezig zijn. Door middel van deze IQ detectie, kan de fase van het opvangen signaal opgemeten worden. Dit werd eveneens besproken bij de SR830 lock-in versterker in sectie 2.4.2.

Voor de generatie van de referentiefrequenties zijn er twee mogelijk opties. Deze zijn weergegeven in figuur 3.3 (a) en (b).

Bij de optie (a) wordt de externe frequentiegenerator behouden en wordt er met behulp van een PLL een analoge faseverschuiving van 90° gerealiseerd tussen de referentiefrequenties van de twee AD630's.

Optie (b) maakt geen gebruik van de externe frequentiegenerator. De referentiefrequenties worden door de PIC zelf gegenereerd. Door de dubbele werkingsfrequentie in de PIC te genereren, kan de faseverschuiving van 90° gemakkelijk gerealiseerd worden. De werkingsfrequentie is de frequentie waarmee de laser gemoduleerd wordt tijdens de metingen. Door optie (b) te gebruiken is de frequentiegenerator niet meer nodig en is de modulatie van de laser automatisch gesynchroniseerd met de referentiefrequenties van de AD630's. Hierdoor is de detector automatisch in lock met het ingangssignaal indien er licht door de detectoren wordt opgevangen. Enkel in het geval er geen licht wordt opgevangen, zal men te maken hebben met een non-lock situatie. Er wordt bijgevolg voor optie (b) gekozen. De generatie van de referentie- en modulatiesignalen en de visualisatie van de lichtdetectie worden besproken in secties 3.3.1.7 en 3.3.1.9.



Figuur 3.3 – (a) Modulatie van de laser door een externe frequentie generator (a) Modulatie van de laser door de PIC.

Voordat het signaal aan de uitgang van het laagdoorlaat filter gedigitaliseerd kan worden door een analoog/digitaal converter (ADC), moet het door de variabele gain versterker (4) al dan niet versterkt worden zodat het de dynamische range van de ADC (5) zo goed mogelijk benut. De A/D conversie en het instellen van de gepaste gain voor de variabele gain versterker gebeurt in de PIC. Deze genereert eveneens de gepaste referentiesignalen voor de synchrone demodu-

latoren en het selecteren van de gewenste centerfrequentie voor de banddoorlaat filters. In de volgende secties wordt dieper ingegaan op de verschillende componenten waaruit de lock-in detectie opgebouwd is. Eerst wordt het analoge deel van het ontwerp besproken in sectie 3.2, waarbij de PD-, PMT en APD schakelingen kort worden aangehaald. Ook het banddoorlaat filter, de synchrone demodulator, het laagdoorlaat en de variabele gain versterker horen hier bij. Nadat het deel over de analoge componenten is afgerond, wordt er overgegaan naar het digitale deel van het ontwerp van de miniatuur lock-in detectie. Alle acties die in de PIC worden ondernomen, worden in sectie 3.3 besproken alsook de USB communicatie tussen de PIC en de host PC.

3.2 Analooq deel van het ontwerp

3.2.1 Photomultiplier tube-, photodiode- en avalanche photodiode ‘modules’

Photomultiplier tube vereist een transimpedantie versterker

De PMT, die de fluorescentie van de biomoleculen detecteert, heeft een stroom als uitgangssignaal. Om deze stroom om te zetten naar een spanningssignaal en het gelijktijdig te versterken, wordt een transimpedantie versterker achter de PMT module geplaatst.

Afhankelijk van de concentratie van de biomoleculen in het microcapillair kan de gewenste gain ingesteld worden. Er kan gekozen worden tussen drie verschillende versterkingen, door de gepaste waarde voor de feedbackweerstand te kiezen, zoals bijvoorbeeld $10\text{k}\Omega$, $100\text{k}\Omega$ en $1\text{M}\Omega$. De transimpedantie versterker introduceert een faseverschuiving van 180° in het opgevangen signaal. Hiermee zal rekening gehouden worden bij de generatie van het modulatiesignaal van de laser.

Photodiode vereist een spanningsbuffer

De stroom uit de photodiode wordt omgezet in een spanningssignaal door de vermogenmeter. De optische vermogenmeter module 2832-C heeft immers een 0 tot 2.5V, in 50Ω , analoge uitgang. Tussen deze analoge uitgang en het eigenlijke lock-in amplifier circuit wordt een buffer geplaatst.

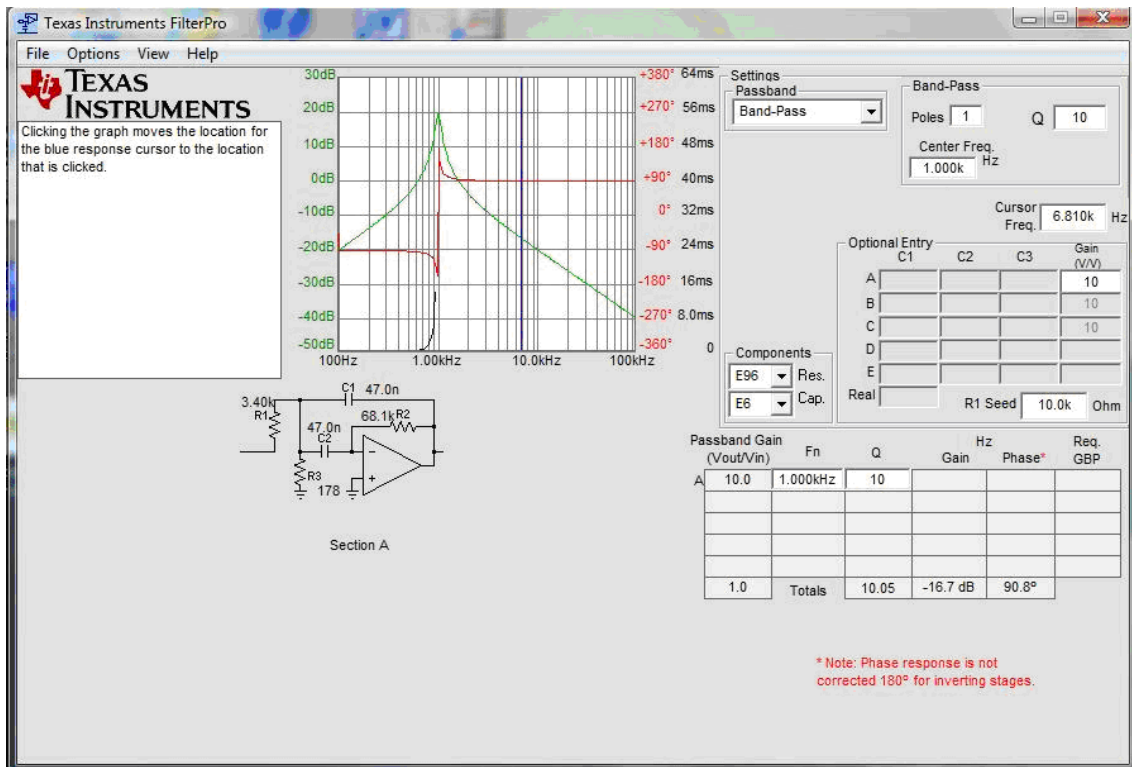
Avalanche photodiode vereist een transimpedantie versterker

De APD heeft zoals de PMT een stroomuitgang, dus zal er na de APD eveneens een transimpedantie versterker geplaatst worden om deze stroom naar een spanning om te zetten.

3.2.2 Ontwerp van het banddoorlaat filter

Zoals vermeld wordt in de inleiding, plaatsen we een banddoorlaat filter achter de referentie-, fluorescentie- en absorptie modules om de DC component die aanwezig is in het uitgangssignaal te verwijderen en om de stoorcomponent op 50Hz te onderdrukken. De 50Hz stoorcomponent wordt hierbij met ongeveer 50dB onderdrukt. Ideaal zou deze stoorcomponent onderdrukt moeten worden tot onder de detectiegrens van het systeem.

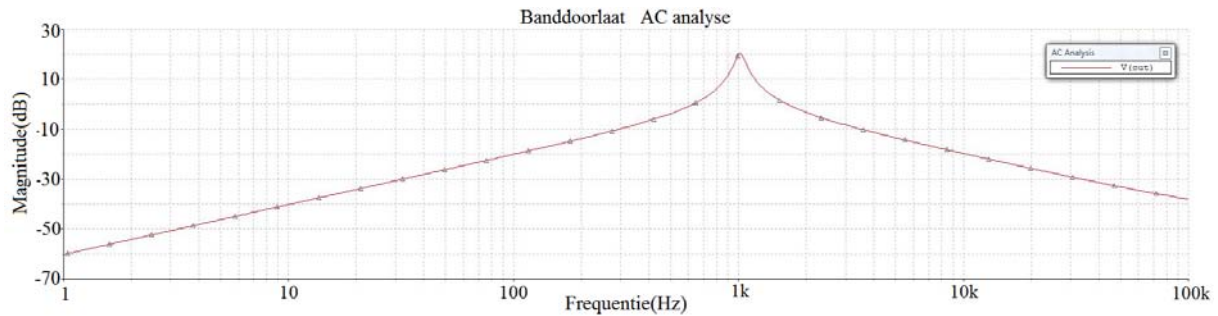
Het banddoorlaat filter werd ontworpen met behulp van het programma 'FilterPro' van Texas Instruments. Dit wordt weergegeven in figuur 3.4.



Figuur 3.4 – Banddoorlaat filter met FilterPro.

De centerfrequentie wordt bepaald door de modulatiefrequentie van de laser. Naargelang de frequentie waarmee het laserlicht gemoduleerd wordt, kunnen vier verschillende frequenties ingesteld worden. Dit gebeurt met behulp van vier analoge CMOS schakelaars, die via twee lijnen vanuit de 'Programmable Interface Controller' (PIC) bestuurd worden. De centerfrequentie kan op 720Hz, 830Hz, 1kHz of 1.2kHz ingesteld worden via de gebruikersinterface. Deze centerfrequenties werden met behulp van Multisim gesimuleerd. Het instellen van de centerfrequenties van het filter, wordt in sectie 3.3.1.6 en sectie 3.3.2 besproken.

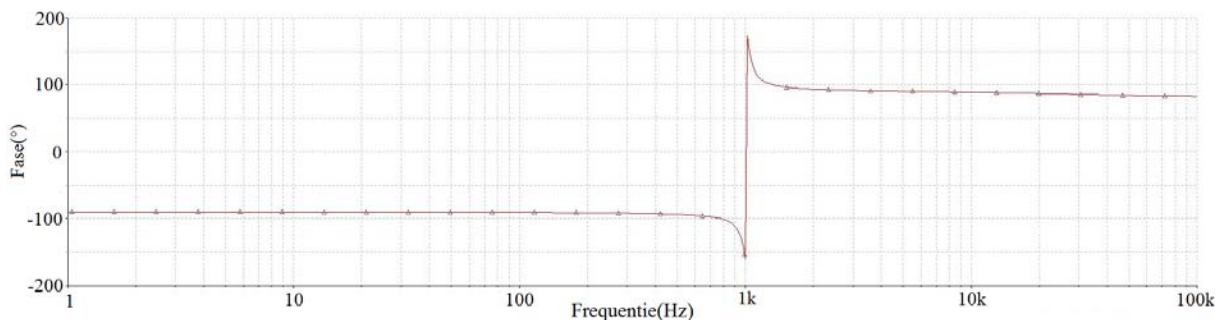
In het ideale geval zou het banddoorlaat filter een zo smal mogelijke band moeten vertonen rond de centerfrequentie. Op deze manier zou enkel de frequentie, waarmee de referentie- fluo-



Figuur 3.5 – Transferfunctie van het banddoorlaat filter met centerfrequentie van 1kHz met MultiSim.

rescentiemetingen worden uitgevoerd, overgehouden worden. Er werd een compromis gesloten tussen het aantal secties van het filter, hun kwaliteitsfactor (Q-factor) en centerfrequentie en de onderdrukking van de stoorcomponent. Het banddoorlaat filter bezit een Q-factor van 10, zodat de tolerantie van de componenten van het filter redelijk blijft. Het filter bestaat uit één sectie, heeft een bandbreedte van 70Hz een gain van 20dB. Een onderdrukking van de 50Hz stoorcomponent met 46dB wordt voldoende geacht. De transferfunctie van het banddoorlaat filter ziet men op figuur 3.5.

Het banddoorlaat filter introduceert een faseverschuiving van 180° op de resonantiefrequentie. Dit ziet men in figuur 3.6. Met deze fasedraaiing zal eveneens rekening gehouden worden bij de generatie van het modulatiesignaal voor de laser.



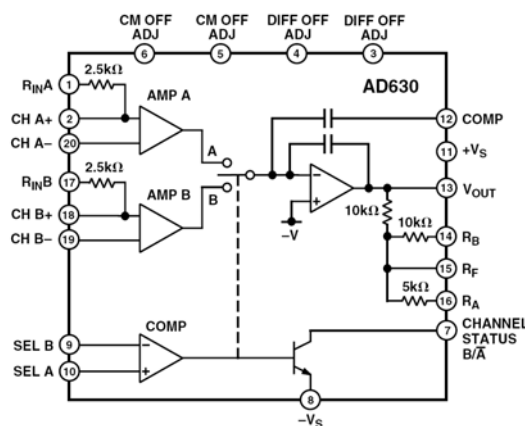
Figuur 3.6 – Simulatie faseverloop van het banddoorlaat filter met centerfrequentie van 1kHz met MultiSim.

3.2.3 AD630 gebalanceerde modulator/demodulator

Voor de lock-in versterking wordt de AD630 gebalanceerde modulator/demodulator gebruikt. Deze component combineert een flexibele commuterende architectuur met een goede nauwkeurigheid en temperatuurstabiliteit.

Onder zijn signaalverwerkingstoepassingen bevindt zich o.a. de lock-in amplificatie. De lock-

in versterker bestaat uit een synchrone demodulator gevolgd door een laagdoorlaat filter. De dynamische range van de multiplier is een belangrijke maat voor de performantie van de lock-in amplifier. In deze configuratie kan de AD630 een klein signaal uit 100dB interferentie ruis detecteren en meten [17]. De AD630 is bijgevolg te gebruiken in toepassingen met een grote dynamische range. Lock-in amplificatie is immers een techniek die wordt gebruikt om een klein smalbandig signaal te scheiden van de interfererende ruis. Het signaal kan gedetecteerd worden in aanwezigheid van een grote hoeveelheid ongecorreleerde ruis indien de frequentie en de fase van het gewenste signaal gekend zijn [17].



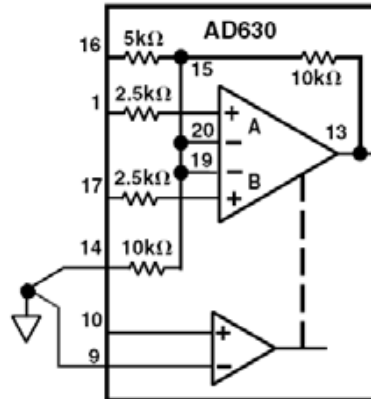
Figuur 3.7 – AD630 gebalanceerde modulator/demodulator: functioneel blokdiagramma [17].

De analoge component AD630 bestaat uit twee onafhankelijke differentiële ingangstrappen, de kanaal preversterker. Een precisiecomparator selecteert één van de twee ingangstrappen zodat een feedbackconnectie wordt gelegd. Dit ziet men in figuur 3.7. Aan de positieve ingang van de comparator wordt het referentiesignaal, waarmee de laser wordt gemoduleerd, aangelegd. De negatieve ingang wordt aan de DC waarde van het referentiesignaal gehangen. Door de ingangen van de comparator op deze manier aan te sluiten, bekomt men aan de uitgang, V_{out} , een signaal met een positieve DC-waarde. Dit is nodig voor de variabele gain versterker die later in de schakeling volgt. Deze versterker heeft immers een voeding van 0V (GND) en 5V (V_{EE}). De analoge signalen aan zijn ingang kunnen een minimale en maximale waarde bedragen van respectievelijk $GND-1.0V$ en $V_{EE}+1.0V$ [15].

Door de snelle responstijd van de precisiecomparator van de AD630, de hoge slew rate en korte settling time van de lineaire versterkers, wordt de distorsie van het schakelen geminimaliseerd. Afhankelijk van de uitgang van de spanningscomparator wordt de ene of andere gain trap ingeschakeld. Het circuit wisselt zo tussen een inverterende en niet-inverterende gain.

Dit switchen zorgt voor de basis van de demodulatiefunctie. De gebruikte configuratie heeft een gain van plus of min twee.

De schakeling in figuur 3.8 is de lock-in versterker configuratie van de AD630. Op pin 1



Figuur 3.8 – AD630 gebalanceerde modulator/demodulator: lock-in configuratie [17].

en 16 wordt het ingangssignaal aangesloten. Dit ingangssignaal is de spanning golf afkomstig van het banddoorlaatfilter. Pin 9, 14 en 17 worden aan de grond gehangen. Pin 10 van de component komt overeen met de positieve ingang van de comparator, waarop het referentiesignaal wordt aangelegd.

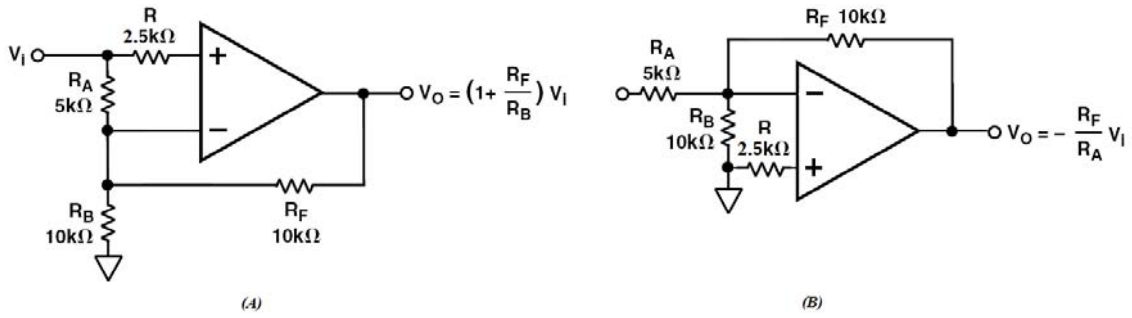
Aangezien de referentiesignalen door de PIC worden genereerd, bezitten deze signalen een spanningsniveau tussen 0V en 5V. Om deze reden wordt pin 9 in de uiteindelijke realisatie van de geminiaturiseerde lock-in detectie op PCB niet aan de grond gehangen, maar wordt er een spanning aangelegd gelijk aan de helft van de spanning tussen grond en voedingsspanning van 5V.

De weerstanden van 2.5kΩ aan de niet-inverterende ingangen van de comparator worden gebruikt om de fouten als gevolg van de biasstromen aan de ingangen te minimaliseren.

Indien de comparator naar versterker A schakelt wordt de niet-inverterende gain configuratie bekomen met een gain van +2. In het andere geval wordt er geschakeld naar versterker B en hebben we een inverterende configuratie met een gain van -2. Dit wordt in figuur 3.9 getoond. In sectie 2.4.2 werden de formules neergeschreven voor het uitgangssignaal dat ontstaat indien het ingangssignaal wordt vermenigvuldigd met de referentiefrequentie van de lock-in versterker door middel van de fase gevoelige detector (PSD). In geval van de AD630 wordt het volgende bekomen:

$$V_{in} = A_{in} \sin(\omega_{in} t + \theta)$$

$$V_{ref} = A_{ref} \sin(\omega_{ref} t)$$



Figuur 3.9 – Niet-inverterende (A) en inverterende (B) gain configuratie van de AD630.

$$V_{out} = 2.A_{in}\sin(\omega_{in}t + \theta)\sin(\omega_{ref}t)$$

$$V_{out} = 2.A_{in}\cos([\omega_{in} - \omega_{ref}]t + \theta) - 2.A_{in}\cos([\omega_{in} + \omega_{ref}]t + \theta) \quad (3.1)$$

Hierbij is θ de faseverschuiving van het ingangssignaal t.o.v. het referentiesignaal. De uitgang van de AD630 bevat dus in het algemeen twee AC signalen, de som($\omega_{in} + \omega_{ref}$)- en verschil($\omega_{in} - \omega_{ref}$) frequenties van het ingangssignaal en het referentiesignaal.

Indien deze door een laagdoorlaat filter gestuurd worden, worden de AC signalen onderdrukt. De onderdrukking is afhankelijk van de bandbreedte en de roll-off van het laagdoorlaat filter. Als het ingangs- en het referentiesignaal zich op de dezelfde frequentie bevinden, dan zal de output een DC spanning bevatten en een AC signaal op de dubbele frequentie van het ingangssignaal:

$$V_{out} = 2.A_{in}\cos(\theta) - 2.A_{in}\cos(2\omega_{in}t + \theta) \quad (3.2)$$

Na het laagdoorlaat filter blijft bijgevolg enkel een DC signaal over. Deze DC spanning is proportioneel met de amplitude van het ingangssignaal en met het faseverschil tussen de twee signalen:

$$V_{out} = 2.A_{in}\cos(\theta) \quad (3.3)$$

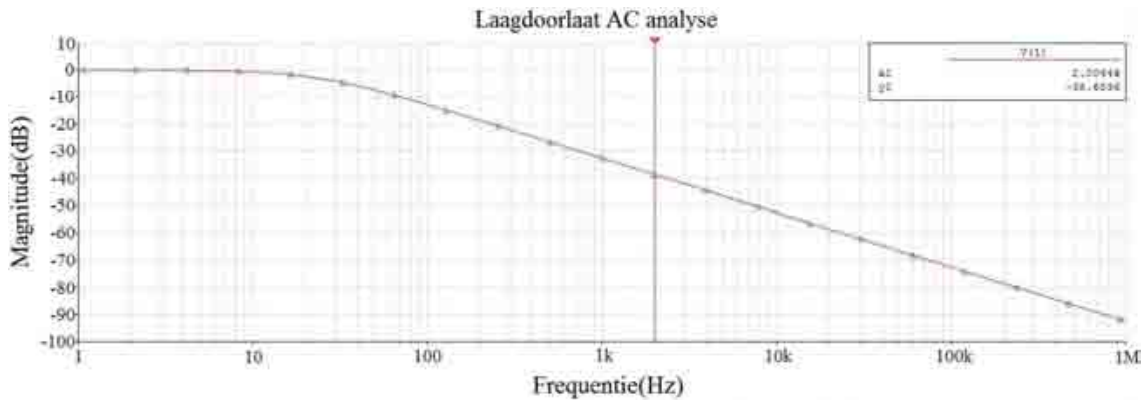
De experimentele verificatie van de synchrone demodulator wordt samen met het laagdoorlaat filter behandeld in sectie 3.4

3.2.4 Ontwerp van het laagdoorlaat filter

Na de lock-in versterker wordt een laagdoorlaat filter geplaatst om de somfrequentie aan de uitgang van de gebalanceerde demodulator weg te filteren. In een lock situatie is dit de dubbele frequentie van het referentie- of ingangssignaal. Men is enkel geïnteresseerd in de DC component in het uitgangssignaal, wat in de lock situatie de verschilfrequentie is, die

proportioneel is met de amplitude van hetingangssignaal.

Men kiest voor een RC laagdoorlaat filter met een afsnijfrequentie van 25Hz. Dit filter



Figuur 3.10 – Transferfunctie van het laagdoorlaat filter met een afsnijfrequentie van 1kHz.

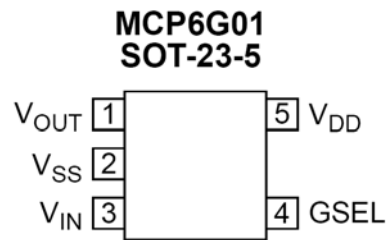
bestaat uit een weerstand van $100\text{k}\Omega$ en een capaciteit van 68nF en heeft een tijdsconstante van 6.8ms . Een kleine bandbreedte zorgt ervoor dat ruisbronnen dicht bij de referentiefrequentie verwijderd worden. Een bredere bandbreedte laat deze signalen door. De bandbreedte van het filter bepaalt de bandbreedte van de detectie.

Figuur 3.10 geeft de simulatie in Multisim weer van de transferfunctie van het laagdoorlaat filter. De onderdrukking van een signaal op 2kHz is aangeduid. Deze bedraagt ongeveer 40dB . In sectie 3.4 wordt de experimentele verificatie van het laagdoorlaat filter besproken.

3.2.5 Variabele gain versterker

Door de grote range aan concentratie biomoleculen die opgemeten moeten kunnen worden, wordt een variabele gain versterker (VGA) gebruikt vóór de analoog-digitaal conversie. Afhankelijk van deze concentratie wordt de gain van de VGA ingesteld. Bij een grote concentratie biomoleculen zal een kleinere gain gewenst zijn zodat saturatie van de versterker vermeden wordt. In het geval van een geringe concentratie, wordt de gain zo ingesteld dat het kleine ingangssignaal wordt versterkt tot een degelijk signaal voor de daaropvolgende analoog-digitaal conversie. Op deze manier wordt het signaal goed geconditioneerd en wordt de resolutie van de analoog-digitaal conversie verbeterd. De enkele MCP6G01 variabele gain versterker is beschikbaar in SOT-23-5 package (figuur 3.11). De analoge ingang van de analoge MCP6G01 VGA is een hoogimpedante CMOS input met een lage bias stroom. De gain van de versterker kan ingesteld worden via één pin, de 'GSEL' pin. Afhankelijk van de toestand van deze pin (laag, hoog, hoog impedant), bekomt men een gain van $+1\text{V/V}$, $+10\text{V/V}$ of $+50\text{V/V}$.

Het aansturen van de waarde op deze pin gebeurt vanuit de PIC. Bij andere soorten VGA's



Figuur 3.11 – Package type voor de variabele gain versterker [15].

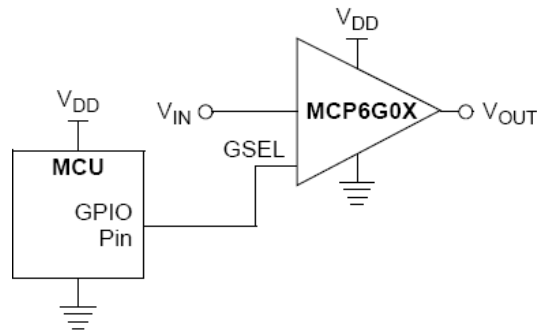
zijn er soms meerdere lijnen aanwezig om de gain in te stellen van de versterker om meer gain instellingen mogelijk te maken. Een compromis werd hiervoor afgesloten tussen het aantal mogelijke instellingen voor de gain en het aantal uitgangen van de PIC die in beslag genomen zouden worden om het aansturen van de gain te realiseren. Drie verschillende gains zijn voldoende voor de toepassing waarvoor de geminiaturiseerde lock-in detectie ontworpen wordt. De gain en het ingangssignaal bepalen de waarde van de laagimpedante spanningsbron, de uitgangspin V_{out} . De mogelijk gaininstellingen worden voorgesteld in tabel 3.12 op pagina. De range van $+1V/V$ tot $+50 V/V$ is geschikt voor de toepassing waarvoor de lock-in detectie ontworpen wordt.

Gain (V/V)	GSEL Voltage (Typ.) (V)
1	$V_{DD}/2$ (or open)
10	0
50	V_{DD}

Figuur 3.12 – Mogelijke gains voor de variabele gain versterker [15].

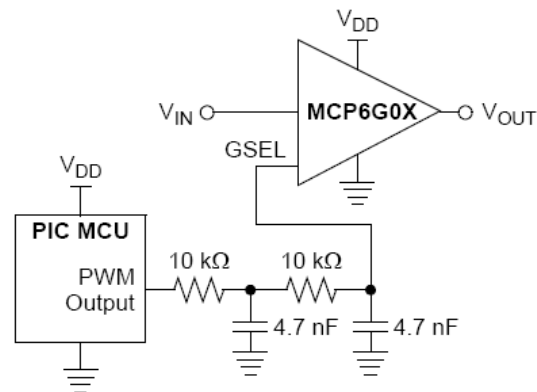
De gain select ingang van de VGA kan ofwel met een GPIO pin van de microcontroller aangestuurd worden ofwel met een pulse width modulator signaal (PWM signaal) uit de microcontroller. In het geval de aansturing met de GPIO pin gebeurt (zie figuur 3.13 op pagina 38), wordt deze pin logic low, hoogimpedant of logic high gezet. Dit geeft een spanning van respectievelijk $0V$, $V_{DD}/2$ of V_{DD} aan de GSEL pin, waardoor een gain van $+10V/V$, $+1V/V$ of $+50V/V$ bekomen wordt.

Indien een PWM uitgang van de microcontroller gebruikt wordt om de gain select ingang aan te sturen (zie figuur 3.14), dan wordt de duty cycle van het PWM signaal ingesteld op 0%, 50% of 100% voor een GSEL spanning van respectievelijk $0V$, $V_{DD}/2$ of V_{DD} . De frequentie van het PWM signaal moet ingesteld worden met een hoge frequentie voor een eenvoudige filtering, doch laag genoeg voor een goede nauwkeurigheid en een lage crosstalk. Dankzij het 2de orde RC filter met een afsnijfrequentie van $1.27kHz$ zou de rimpel verlaagd kunnen worden



Figuur 3.13 – GSEL pin aansturing met een GPIO pin van de microcontroller [15].

tot 7mV_{pp} bij een voedingspanning V_{DD} van 5V. Het filter bepaalt hoe snel de gaininstelling veranderd kan worden [15].



Figuur 3.14 – GSEL pin aansturing met een PWM signaal uit de microcontroller [15].

De microcontroller heeft slechts twee PWM uitgangen, de CCP1 pin en de CCP2 pin (zie verder in de paragraaf ‘Programmable Interface Controller’). Vermits de geminiaturiseerde lock-in detectie drie modules bevat met elk een paar VGA’s die dezelfde gain bezitten, worden GPIO uitgangen van de microcontroller gebruikt om de gewenste gain te bekomen voor de 3 paar VGA’s.

De reden waarom in één detectiemodule dezelfde gain wordt opgelegd aan beide VGA’s in de twee takken, is dat men op deze manier de lock-in detectie duidelijk merkt bij het uitlezen van de opvangen signalen. In de lock situatie zal het analoge signaal aan de uitgang van de ‘in fase’ detectietak immers een quasi DC signaal zijn met een grootte die evenredig is met de amplitude van het opgevangen signaal. Het signaal aan de uitgang van de ‘in quadratuur’ detectietak zal daarentegen nul zijn in deze situatie. Dit kan enkel bekomen als de signalen in beide takken overal aan dezelfde gain onderworpen worden.

In sectie 4.2.2 worden de specificaties van de VGA besproken. De experimentele verificatie van de VGA wordt besproken in sectie 3.4, samen met de automatische instelling van zijn gain.

3.3 Digitaal deel van het ontwerp

In deze sectie wordt het digitale deel van het ontwerp verduidelijkt, dat bestaat uit de Programmable Interface Controller (PIC) en de USB communicatie tussen de PIC en de user interface, geïmplementeerd op een standaard PC. Eerst wordt de PIC in detail bekeken in sectie 3.3.1 en vervolgens de USB communicatie in sectie 3.3.2. Uiteindelijk wordt de grafische user interface in sectie 3.3.4 en de analyse van de gemeten data in sectie 3.3.3 besproken.

3.3.1 Programmable Interface Controller

3.3.1.1 Inleiding PIC18F4550

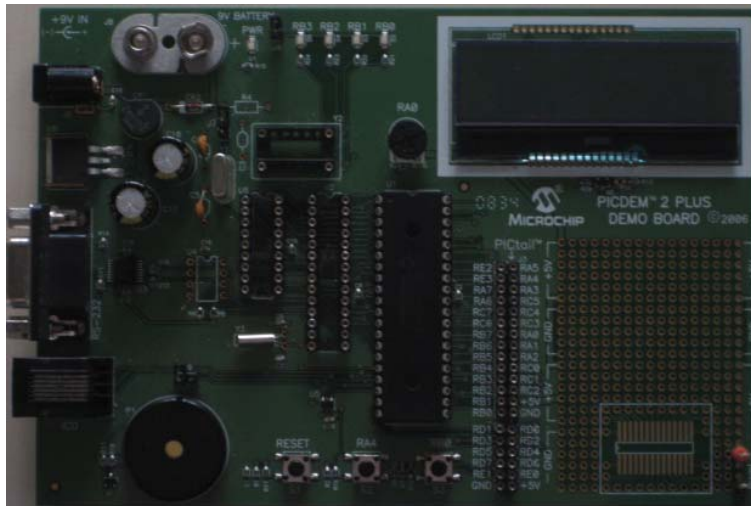
In de geminiaturiseerde lock-in detectiemodule wordt gewerkt met de Programmable Interface Controller (PIC) 'PIC18F4550' van Microchip. Deze PIC is een 40-pin, hoog performante, verbeterde flash USB microcontroller met nano Watt technologie. De microprocessor is uitgerust met interne peripheralen en is geheel programmeerbaar [12]. Het blokdiagramma van de PIC18F4550 wordt geïllustreerd op figuur 3.25 op pagina 55. In dit afstudeerwerk wordt de PIC gebruikt om een aantal functies binnen de lock-in detectie uit te voeren.

Zo gebeurt de analoog-digitaal conversie van het uitgangssignaal van de variabele gain versterker in de microcontroller. Uit het gedigitaliseerde signaal wordt bepaald of de ingestelde gain van de variabele gain versterker geschikt is voor het ingangssignaal van de versterker. Indien dit niet het geval is, wordt de gain uit het uitgangssignaal berekend en de gain select pinnen van de PIC worden vervolgens ingesteld.

Een andere functie van de PIC is de generatie van de signalen voor het moduleren van de laser en de referentiesignalen van de synchrone demodulators. Het is eveneens mogelijk om via de gebruiksinterface een keuze te maken tussen vier modulatiefrequenties voordat de meting gestart wordt. Afhankelijk van deze keuze worden twee pinnen van de PIC ingesteld om de centerfrequentie van het banddoorlaat filter en de frequentie generatie door de PIC voor de referentiesignalen van de AD630 te verschuiven naar de gewenste frequentie.

Ook de ogenblikkelijke visualisatie van de detectie gebeurt m.b.v. de PIC. Een laatste belangrijke functie is de Universal Serial Bus (USB) communicatie tussen de PIC en de user interface, geïmplementeerd op een standaard PC, voor het uitlezen van de gedigitaliseerde signalen. Via de grafische user interface heeft de gebruiker de controle over de frequentie waarop de metingen worden uitgevoerd en de uitlezing van de data.

Om de bovengenoemde functies te programmeren in de PIC werd er gebruik gemaakt van de MPLAB Integrated Development Environment (IDE). Dit is een toolset voor het ontwikkelen van ‘embedded’ toepassingen die gebruik maken van de PIC microcontrollers van Microchip. De MPLAB IDE draait als een 32-bit applicatie op Microsoft Windows en heeft verschillende software componenten voor applicatie ontwikkeling, voor het emuleren van hardware en voor het debuggen van de software. Met MPLAB IDE kan zowel in assembler, als in C geprogrammeerd worden. In dit afstudeerwerk wordt de PIC in C geprogrammeerd. Om in deze taal te programmeren, gebruikt men een MPLAB C Compiler, die geoptimaliseerd is voor de PIC18 series microcontrollers. Deze compiler is compatibel met de MPLAB IDE wat het hardware- en software debuggen van de PIC mogelijk maakt. Voor het hardware debuggen, gebruikt men de MPLAB ICD3, een optionele hardware component.



Figuur 3.15 – PICDEM 2 Plus Demonstration Board.

Voor het eerste prototype werd er gewerkt met het PICDEM 2 Plus Demonstration Board. Dit is een bord dat de mogelijkheden van o.a. de PIC18F4550 aan de dag legt en dat gebruikt kan worden met de in-circuit debugger MPLAB ICD3 [16]. Het PICDEM 2 Plus Demonstration Board wordt weergegeven in figuur 3.15.

In de onderstaande secties wordt eerst de gebruikte oscillator configuratie van de PIC18F4550 verduidelijkt. Vervolgens volgt een overzicht en de uitwerking van de verschillende functies die in de PIC uitgevoerd worden. Deze functies werden eerder in deze sectie opgesomd.

Het sturen en verwerken van de commando's, om de verschillende acties te controleren voor het uitvoeren van de functies, wordt beschouwd in sectie 3.3.2.

3.3.1.2 Oscillator configuratie van de PIC18F4550

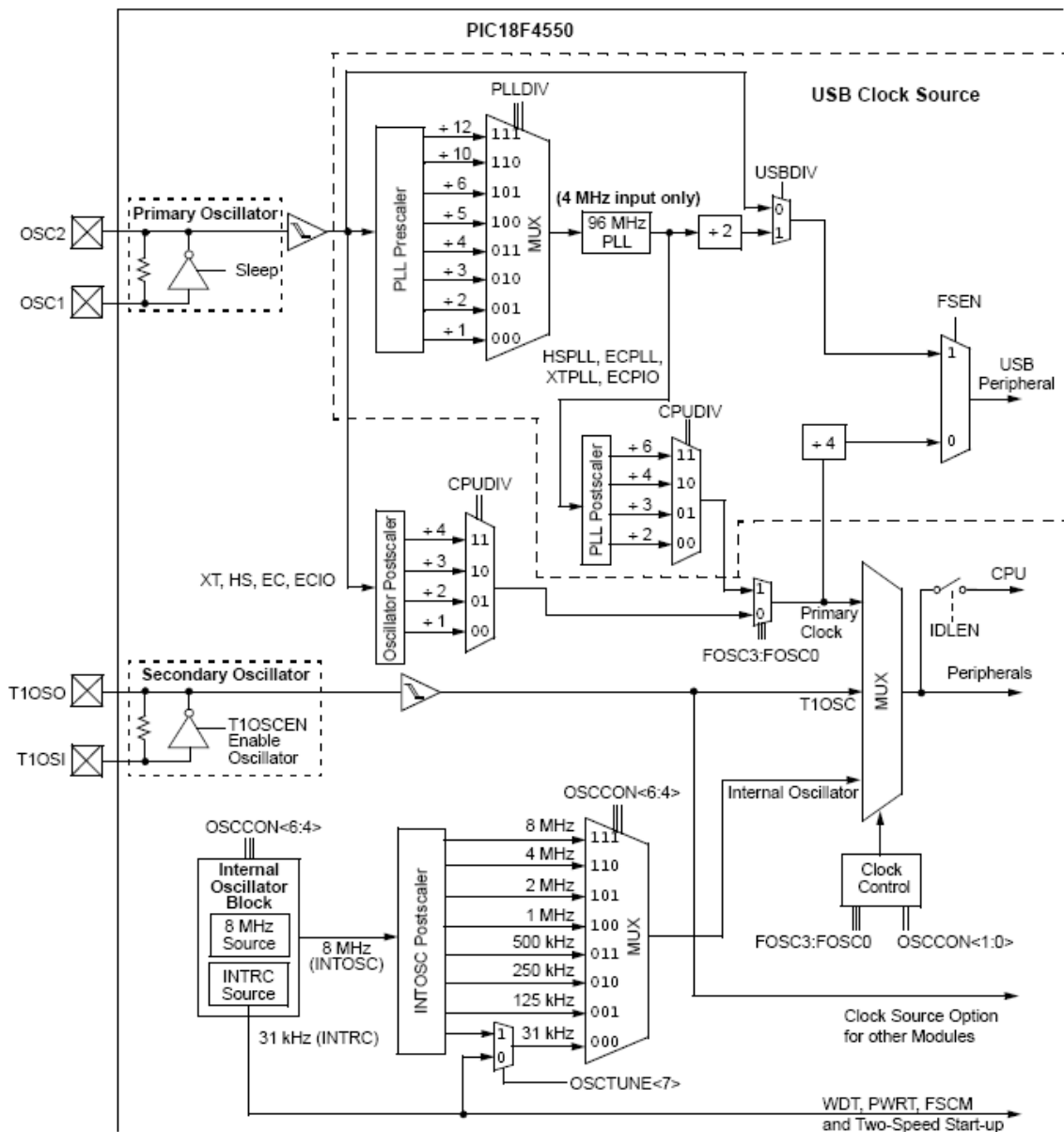
In de PIC18F4550 zijn verschillende oscillator configuraties mogelijk. De werking van de oscillator wordt gecontroleerd met behulp van twee configuratie registers en twee controle registers. De configuratie registers CONFIG1L en CONFIG1H selecteren de mode van de oscillator en de gewenste USB prescaler en postscaler opties. Deze configuratieregisters worden ingesteld bij het programmeren van de component en blijven in dezelfde configuratie tot de PIC opnieuw geprogrammeerd wordt. Het controleregister OSCCON selecteert de actieve klokmode en het OSCTUNE register wordt gebruikt om de INTRC frequentiebron te trimmen en de laagfrequente klok te selecteren die verschillende speciale kenmerken van de PIC aanstuurt. Men gebruikt echter geen interne klok, maar de klok afkomstig van een externe 20MHz oscillator.

De verschillende oscillator configuraties worden weergegeven in figuur 3.16.

Door de aanwezigheid van de USB module bevat de PIC18F4550 een verschillend oscillator- en microcontroller klok systeem dan vorige PIC18F componenten. De USB module heeft immers een stabiele klok nodig, dus is het nodig om een aparte klok te voorzien die compatibel is met zowel low speed als full speed USB. Om deze reden bezit de microcontroller een sub-circuit voor de klok configuratie om een 48MHz klok te voorzien voor full speed USB werking waarmee gewerkt wordt (USB Clock Source in figuur 3.16).

Deze 48 MHz klok wordt gestuurd door een andere klok, de primaire klok, waardoor pre- en postscalers nodig zijn om een range van oscillator frequenties te voorzien. De primaire klok die gebruikt wordt op het PICDEM 2 Plus Demonstration Board is een kristal dat oscilleert op 20MHz. Deze klok wordt aan de twee oscillator pinnen van de microcontroller aangesloten (pinnen OSC1 en OSC2 op figuur 3.16).

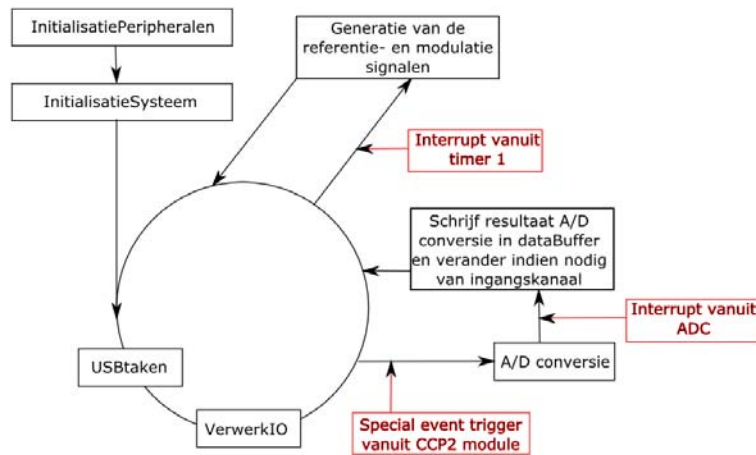
De PIC18F4550 bezit een Phase Locked Loop (PLL) schakeling die ontworpen is om uit een 4MHz ingangsfrequentie een 96 MHz referentieklok te produceren. Om de 4MHz te bekomen uit de 20MHz klok worden de PPLDIV configuratiebits in het CONFIG1L register zo ingesteld dat de PLL prescaler de 20MHz klok door vijf deelt. De bekomen 96 MHz referentieklok wordt vervolgens door twee gedeeld voor de USB klok en eveneens door twee gedeeld via de CPUDIV configuratiebits in het CONFIG1L register voor klok van de CPU. Zowel de USB als de CPU werken dus op 48MHz.



Figuur 3.16 – Klokschema van de PIC18F4550 [12].

3.3.1.3 Algemene structuur van de firmware

De verschillende functies die in de PIC worden uitgevoerd, moeten goed georganiseerd zijn. Voordat deze functies uitgewerkt worden, wordt in deze sectie een overzicht gegeven van alle functies. De grote lijnen van de ondernomen acties worden eveneens in deze sectie meegegeven. Op figuur 3.17 ziet men het overzicht van de functies die door de PIC worden uitgevoerd.



Figuur 3.17 – Schema van de functies in de PIC.

Initialisatie van het systeem en de peripheralen

Voordat de periferele modules en de USB module gebruikt kunnen worden, moeten deze ingesteld worden. Dit gebeurt respectievelijk in de functies ‘InitialisatiePeripherals’ en ‘InitialisatieSysteem’.

USB taken en verwerking van de IO

Na de initialisatie, komt men terecht in een oneindige lus. In deze lus wordt de ‘USBTaken’ functie en de ‘VerwerkIO’ functie bij elke doorgang uitgevoerd.

In de eerste functie worden de nodige stappen voor de USB connectie ondernomen, waarbij een eerste routine de USB module beschikbaar stelt door het power signaal van de USB te besturen. In een volgende stap wordt er gecheckt of er een dienst verleend kan worden aan de USB kabel. Indien de USB kabel niet is aangesloten, de kabel in suspend mode zit of er geen bus reset ontvangen is geweest vanuit de host, zal er niets uitgevoerd worden in deze routine. De USB kabel kan zowel een interrupt- als een polling methode gebruiken. In dit afstudeerwerk wordt de polling methode gebruikt, waarbij vanuit de PIC gekeken wordt of er een commando vanuit de host verstuurd is geweest. Indien interrupts gebruikt zouden worden, zou de USB kabel zelf een interrupt genereren om activiteit op de kabel te melden.

In de ‘VerwerkIO’ functie wordt de toestand van de USB kabel gevisualiseerd door de overeenstemmende LEDs aan- en uit te zetten. Indien er commando’s van de host naar de PIC gestuurd worden, worden deze eveneens in de ‘VerwerkIO’ functie verwerkt. Deze commando’s zijn de `FREQ_SEL-`, `READ_DATA-`, `STOP_READ-`, `CHECK_DATASIZE` commando’s. Deze worden verder besproken in sectie 3.3.2.3.

Special event trigger vanuit de CCP2 module en interrupt vanuit de ADC module

Op bepaalde tijdstippen wordt de oneindige lus onderbroken door een special event trigger vanuit de CCP2 module of door een interrupt vanuit de timer 1 module.

De special event trigger van de CCP2 triggert de ADC module, waardoor bij elke trigger een sample wordt genomen van het analoge signaal aan de ingang van de ADC, gevolgd door een 10-bit conversie. Bij het voltooiën van de conversie genereert de ADC module een interrupt, waarbij het 10-bit resultaat wordt weggeschreven naar de voorziene buffer in het datageheugen van de PIC. Dit wordt in sectie 3.3.1.4 besproken.

Interrupt vanuit timer 1

De interrupt van timer 1 activeert de interrupt routine waar de referentiesignalen voor de synchrone demodulatoren en de modulatie signalen voor de laser worden gegenereerd. Dit wordt verduidelijkt in sectie 3.3.1.7.

In de volgende paragrafen worden de verschillende functies in de PIC verder besproken. De initialisatie van de perifere modules wordt beschouwd bij het uitdiepen van de verschillende acties en bijhorende modules.

Eerst wordt de analogoog-digitaal conversie van de opgevangen signalen uiteengezet, waarbij de triggering door de CCP2 eveneens wordt verduidelijkt. Vervolgens wordt de generatie van de modulatiesignalen van de laser en van de referentiesignalen voor de synchrone demodulatoren bestudeerd. Ook wordt de multiplexing van de zes uitgangen van de drie detectiemodules, de selectie van de centerfrequentie van de banddoorlaat filters en de aansturing van de gain select pin van de variabele gain versterkers beschouwd.

De beschrijving van de functie die de commando’s van de host verwerkt, wordt in sectie 3.3.2 besproken.

3.3.1.4 Analooq-digitaal conversie

De PIC18F4550 bezit een analooq-digitaal conversie (ADC) module, die het analoge uitgangssignaal van de variabele gain versterker omzet naar een reeks van overeenstemmende 10-bit digitale waarden. Men vindt de interne ADC module terug op figuur 3.25 op pagina 55. De ADC module gebruikt vijf registers van de PIC: drie controle registers ADCON0, ADCON1 en ADCON2 en twee registers waar het resultaat van de conversie terechtkomt, ADRESL en ADRESH.

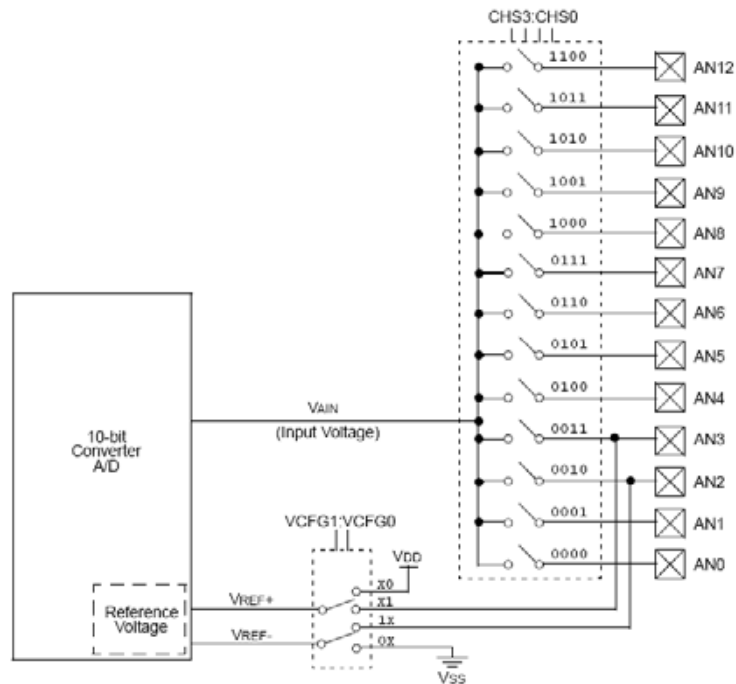
A) Configuratie van de A/D module

De analooq-digitaal converter wordt vóór gebruik geconfigureerd in de ‘OpenADC’ functie. In deze functie wordt de kloksnelheid, de justificatie van het resultaat, de acquisitietijd, het ingangskanaal, de referentiespanningen en de interrupt ingesteld voor de A/D conversie. De ‘OpenADC’ functie is één van de zaken die uitgevoerd worden in de ‘InitialisatiePeripheralen’ functie.

The A/D conversie tijd per bit wordt gedefinieerd als T_{AD} , waardoor de A/D conversie 11 T_{AD} vereist voor een 10-bit conversie. Zeven mogelijke A/D conversie klokken zijn mogelijk, die via de software selecteerbaar zijn. Men stelt de klok voor de A/D conversie in op 24MHz. Het resultaat van de AD conversie wordt in de registers ADRESL en ADRESH opgeslaan. De ‘OpenADC’ functie specificeert of de Least Significant Bits (LSB) of de Most Significant Bits (MSB) zich in ADRESH of ADRESL bevinden. De laagste byte van het resultaat bevindt zich in ons geval in ADRESL.

Het kanaal waar het te converteren analoge signaal zich bevindt, wordt gedefinieerd met behulp van de CHS3 tot CHS0 configuratiebits in het nulde controle register van de A/D module, register ADCON0. Elke poortpin die geassocieerd is met de A/D converter kan geconfigureerd worden als een analoge ingang of als een digitale I/O. In de geminiaturiseerde lock-in detector zijn er zes variabele gain versterkers aanwezig, twee in elke detectiemodule. Er worden bijgevolg zes pinnen van de PIC als analoge ingang gedefinieerd om de signalen van de drie detectiemodules tot de A/D module te brengen. Voor de detectiemodule van de eerste photodiode worden de pinnen 2 en 3 van de PIC gebruikt. Deze komen overeen met analoge ingang 0 en 1 (AN0 en AN1). De PMT detectiemodule gebruikt de pinnen 7 en 8, dit zijn de analoge ingangen 4 en 5 (AN4 en AN5). Voor de laatste detectiemodulen worden de pinnen 9 en 10 van de PIC bezet, die de AN6 en AN7 vormen van de A/D module.

Voor de conversie is er een analoge referentiespanning nodig. Deze is via de software selec-



Figuur 3.18 – Instelling van de analoge ingangen en de referentiespanning voor de A/D module [12].

teerbaar. Voor de referentiespanning kan ofwel de positieve en negatieve voeding (V_{dd} en V_{ss}) gebruikt worden, ofwel de spanning die aangesloten wordt op de V_{ref+} en V_{ref-} pinnen. Dit wordt bepaald door de bits VCFG1 tot VCFG0 in het eerste controleregister van de A/D module, register ADCON1. De pinnen V_{ref+} en V_{ref-} zijn pinnen 4 en 5 van de PIC. Er wordt gekozen om de analoge grond en de analoge voeding aan de V_{ref+} en V_{ref-} pinnen aan te sluiten. Op deze manier worden mogelijke zwevingen van de analoge grond en voeding in rekening gebracht tijdens de metingen.

Het instellen van de kanalen voor de ingangssignalen van de A/D module en het instellen van de referentiespanningen voor de A/D conversie wordt geïllustreerd in figuur 3.18.

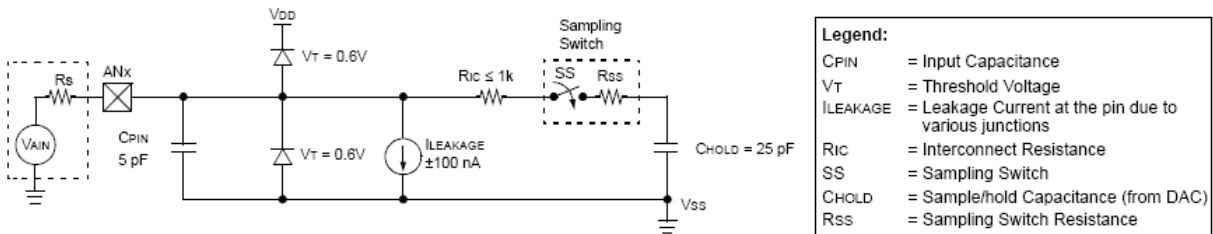
Met behulp van de ‘OpenADC’ functie kan eveneens de interrupt generatie van de A/D converter ingesteld worden. Om de A/D conversie van het analoge signaal uit te voeren werden twee methodes uitgetoetst. Afhankelijk van de methode wordt de generatie van de interrupt door ADC module al dan niet enabled.

Bij de eerste methode wordt de AD conversie in een interrupt routine uitgevoerd. Hierdoor blijft men lang in deze routine. De tweede methode maakt gebruik van CCP2 module om de ADC module te triggeren. Op deze manier gebeurt de AD conversie in de achtergrond terwijl de PIC andere functies uitvoert.

Er werd geopteerd voor de laatste methode, waarbij de interrupt generatie door de ADC mo-

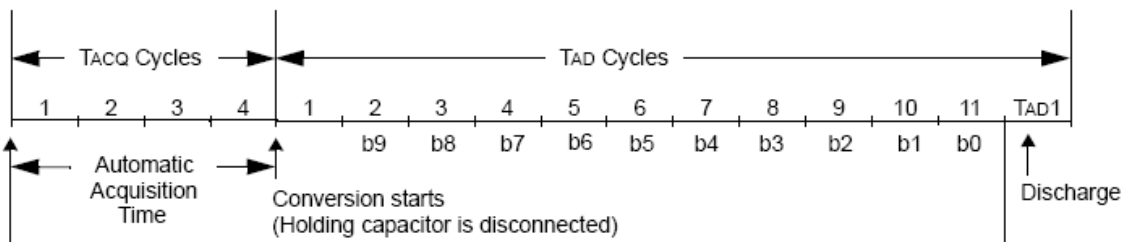
dule wordt enabled. Beide methodes worden in paragrafen B en C besproken in deze sectie. Om een A/D conversie te kunnen starten moet de A/D module enabled worden, wat gebeurt door de ADON bit in het ADCON0 register op één te zetten.

Nadat de A/D module geconfigureerd is, is een zekere acquisitie tijd vereist vóór de eigenlijke conversie van het analoge signaal naar het 10bit digitaal signaal. Dit is de laatste parameter in de ‘OpenADC’ functie. Het gekozen ingangskanaal moet minstens de minimale acquisitie tijd voor de start van de conversie gesampled worden. Om de A/D converter een specifieke nauwkeurigheid te doen bereiken, moet er immers toelaten worden dat de charge holding capaciteit (C_{HOLD}) de tijd heeft om zich op te laden tot het spanningsniveau van het ingangskanaal (RC tijdsconstante). Een signaal acquisitie tijd van $4 T_{AD}$ is voldoende voor het opladen van de C_{HOLD} capaciteit [12]. Het analoge ingangsmodel van de pin waarop het analoge signaal voor A/D conversie wordt aangesloten is weergegeven in figuur 3.19.



Figuur 3.19 – Het analoge ingangsmodel voor het ingangskanaal van de A/D converter [12].

In het begin van de acquisitie tijd wordt de $\overline{GO/DONE}$ bit van de A/D module op één gezet. Gedurende deze tijd blijft C_{HOLD} de ingang volgen, waarna C_{HOLD} na $4 T_{AD}$ wordt losgekoppeld van de ingang en de conversie start. Na de elf T_{AD} cycli voor de AD conversie wordt het resultaat van de conversie in ADRESH:ADRESL opgeslaan, de $\overline{GO/DONE}$ bit wordt op nul gezet indien de A/D conversie voltooid is en de ADIF bit (de interrupt flag van de A/D module) op één. De charge holding capacitor wordt opnieuw geconnecteerd met de analoge ingang. De A/D conversie T_{AD} cycli worden weergegeven in figuur 3.20.



Figuur 3.20 – De TAD cycli voor de A/D conversie met een acquisitie tijd van $4 T_{AD}$ [12].

B) De A/D conversie in een interrupt routine

Een eerste methode voor het uitvoeren van de A/D conversie gebeurt in een interrupt routine. Voor het oproepen van deze interrupt routine wordt timer 0 gebruikt. Bij een overflow van deze timer wordt een interrupt gegenereerd. Het tijdsinterval tussen twee overflows van timer 0 wordt ingesteld afhankelijk van de gewenste samplefrequentie voor het analoge ingangssignaal. In de interrupt wordt de conversie gestart met behulp van de routine ‘ConvertADC’, waarna er gewacht wordt tot de conversie beëindigd is met behulp van de routine ‘BusyADC’. Na de conversie wordt het resultaat, dat is opgeslaan in ADRESH:ADRESL, uitgelezen met de routine ‘ReadADC’. Bij deze methode blijft men gedurende de volledige AD conversie in de interrupt routine. Hierdoor kan de USB connectie niet meer tot stand gebracht worden doordat deze een zekere time out tijd bezit. The USB timeout is the maximale tijd in milliseconden dat een USB request kan bestaan.

Een efficiëntere methode bekommt men door de AD conversie uit de interrupt routine te halen en het op de achtergrond door de ADC module te laten uitvoeren. Dit wordt in paragraaf C behandeld.

C) De A/D conversie getriggerd vanuit de CCP2 module

Om de USB timeout problemen op te vangen wordt er voor een tweede methode gekozen. Hierbij worden zoveel mogelijk functies door hardware van de PIC uitgevoerd. Op deze manier worden de interrupt routines zo kort mogelijk gehouden zodat de USB timeout niet wordt overschreden.

Hiervoor wordt gebruik gemaakt van de CCP2 trigger. Een A/D conversie kan immers gestart worden door de special event trigger van de CCP2 module.

De ADC module converteert de sample van het analoge ingangssignaal terwijl de PIC andere functies kan uitvoeren. Bij voltooiing van de conversie, wordt het resultaat in een korte interrupt routine uit het ADRESH:ADRESL register paar gehaald en weggeschreven naar de voorziene buffer in het datageheugen van de PIC.

De PIC18F4550 heeft twee CCP (Capture/Compare/PWM) modules, waarvan elke module een 16-bit register bevat, dat als een 16-bit capture-, 16-bit compare- of een PWM Master/Slave Duty Cycle register kan werken. De CCP2 module is geassocieerd met een controle register CCP2CON (figuur 3.21) en een data register CCPR2. Het data register bestaat uit twee 8-bit registers: CCPR2L (laagste byte) and CCPR2H (hoogste byte).

CCPxCON: STANDARD CCP CONTROL REGISTER

U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—(1)	—(1)	DCxB1	DCxB0	CCPxM3	CCPxM2	CCPxM1	CCPxM0
bit 7							bit 0

Figuur 3.21 – Het controleregister voor de CCP modules [12].

De special event trigger van de CCP2 module kan gegenereerd worden indien de module zich in ‘compare mode’ bevindt. Om de special event trigger te enablen wordt de ‘Compare Special Event Trigger mode’ geselecteerd door de bits CCP2M3 tot CCP2M0 in het CCP2CON register in te stellen als ‘1011’. In ‘compare mode’ wordt de waarde van het CCPR2 register voortdurend vergeleken met de waarde in het registerpaar timer 3, TMR3H en TMR3L. Indien de waarde in het CCPR2 register en de waarde van timer 3 gelijk zijn, wordt een special event trigger gegenereerd, waarbij timer 3 gereset wordt en de A/D acquisitie en conversie wordt gestart.

Timer 3 moet in ‘Timer mode’ of in gesynchroniseerde ‘Counter mode’ ingesteld worden en moet geassocieerd worden met de CCP2 module. Dit wordt bereikt met behulp van het controleregister van timer 3.

In dit controleregister wordt timer 3 aangesteld tot de compare klok voor de CCP2 module

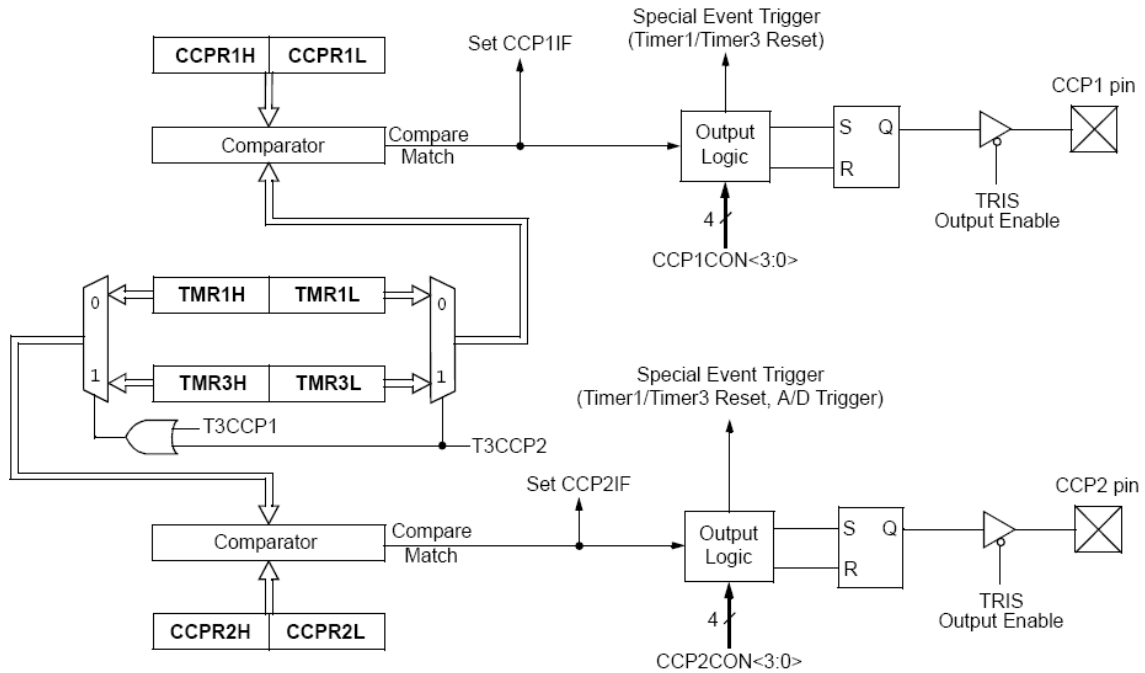
T3CON: TIMER3 CONTROL REGISTER

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
RD16	T3CCP2	T3CKPS1	T3CKPS0	T3CCP1	$\overline{T3SYNC}$	TMR3CS	TMR3ON
bit 7							bit 0

Figuur 3.22 – Het controleregister voor timer 3 [12].

en wordt een prescale van 1:8 gekozen voor de timer. Ook wordt de interne klok (FOSC/4) geselecteerd en start of stopt men de timer. De werking van de compare mode van de CCP2 wordt verduidelijkt door het schema op figuur 3.23.

Door te werken met de CCP2 module wordt de nodige software voor de A/D conversie geminimaliseerd. Enkel het 10-bit resultaat dat zich in de registers ADRESH en ADRESL bevindt, moet bij het beëindigen van de A/D conversie naar de gewenste locatie in het geheugen verplaatst worden. De voltooiing van de conversie kan op twee manieren aangeduid worden. Enerzijds door polling van de $\overline{GO/DONE}$ bit, vermits deze na de conversie op nul wordt gezet. Anderzijds kan het ook gebeuren door de A/D module een interrupt te doen genereren. Er wordt gekozen voor de tweede optie. Deze optie is mogelijk indien de interrupt

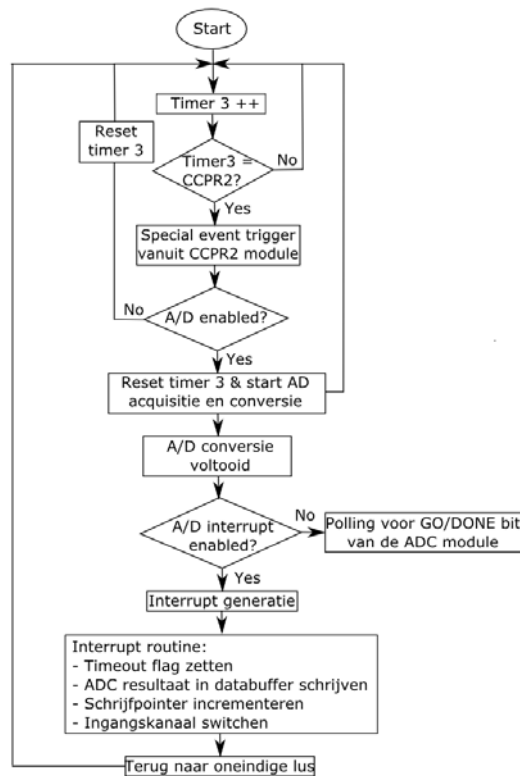


Figuur 3.23 – Het blokschema voor de compare mode werking van de CCP2 module [12].

van A/D module wordt enabled.

De lage prioriteit ‘InterruptHandlerLow’ interrupt routine wordt hierdoor opgeroepen na de A/D conversie. Op dat moment bevindt het resultaat zich in ADRESH en ADRESL. De enige actie die in deze routine ondernomen wordt, is het verplaatsen van het resultaat naar de databuffer die aangemaakt is voor het opslaan van de verschillende samples van de A/D conversie. Dit gebeurt via een schrijfpunter. Het is mogelijk om de interrupt routine zo beknopt te houden vermits de rest door de hardware zelf wordt afgehandeld.

In dezelfde interrupt routine wordt de multiplexing van de 6 analoge signalen verzorgd, zoals besproken zal worden in sectie 3.3.1.5. In Figuur 3.24 ziet men het schema voor de generatie van samples met behulp van de ADC module die getriggerd wordt door de CCP2 module. Het schema geeft weer dat timer 3 gereset wordt bij een special event trigger van de CCP2 module. Na voltooiing van de AD conversie wordt de interrupt routine uitgevoerd en komt men opnieuw terecht in de oneindige lus in figuur 3.17 op pagina 43 tot een nieuwe special event trigger wordt gegenereerd. In figuur 3.25 op pagina 55 ziet men de CCP2-, timer0- en timer3 module in het blokdiagramma van de PIC.



Figuur 3.24 – Schema van de triggering van de ADC module door de CCP2 module.

D) De circulaire databuffer voor het opslaan van de AD conversie resultaten

Zoals vermeld in de vorige paragraaf maakt men gebruik van een databuffer om de bytes van de AD conversie resultaten twee aan twee op te slaan. De resultaten moeten immers in een buffer weggeschreven worden om ze achteraf via de USB kabel te kunnen uitlezen. De databuffer is een circulaire buffer, zodat er efficiënt uit deze buffer gelezen en geschreven kan worden en heeft een grootte van 192 bytes.

Telkens een byte van het resultaat in de buffer weggeschreven wordt, incrementeert men de schrijfpunter. Eén resultaat van de conversie wordt opgeslaan in twee bytes van deze buffer, waarbij eerst de laagste byte van het resultaat wordt opgeslaan en vervolgens de byte die de twee MSB van het resultaat bevat.

Via de schrijf- en leespointers wordt er naar deze circulaire buffer geschreven en uitgelezen. Dit wordt verder besproken in sectie 3.3.2.

3.3.1.5 Multiplexing van de zes uitgangen van de drie detectiemodules

Zoals reeds vermeld bestaat de geminiaturiseerde lock-in detectie uit drie detectiemodules. In elke module is er een detectie ‘in fase’ en ‘in quadratuur’, waardoor er in totaal zes analoge signalen zijn aan de uitgang van het analoge deel van de schakeling. Deze analoge uitgangen

moeten allen gedigitaliseerd worden door de ene A/D module die de PIC bezit. Hiervoor moeten de zes ingangen als één ingang voorgesteld worden aan de A/D module. Dit wordt bekomen door hetingangskanaal, dat voor de analoog-digitaal conversie wordt gedefinieerd, te switchen tussen de zes analoge signalen die klaar staan om gedigitaliseerd te worden.

In het programma gebeurt dit eveneens in de ‘InterruptHandlerLow’ interrupt routine nadat het resultaat van de AD conversie is verplaatst naar de gespecificeerde geheugenplaats.

3.3.1.6 Selectie van de centerfrequentie van het banddoorlaat filter

Via de gebruiksinterface kan de gebruiker een keuze maken tussen vier frequenties waarmee de metingen kunnen uitgevoerd worden, namelijk 730Hz, 817Hz, 1kHz en 1.2kHz. De PIC krijgt via de USB kabel een commando binnen samen met de gekozen frequentie. Afhankelijk van de keuze moeten de centerfrequenties van de analoge filters immers verschoven worden.

De PIC krijgt twee datapakketten binnen, het commando gevolgd door het frequentiedatapakket. Afhankelijk van dit datapakket, worden pinnen 27 en 28 van de PIC ingesteld. Het commando voor het selecteren van de centerfrequentie voor het filter is het ‘FREQ_SEL’ commando. Dit wordt in sectie 3.3.2 besproken en is terug te vinden in het schema van figuur 3.27 op pagina 61.

De signalen op de pinnen 27 en 28 van de PIC vormen de controlesignalen van de ‘Quad analoge switch’ 40666BD component. Deze component bestaat uit vier onafhankelijk schakelaars die digitale of analoge signalen kunnen schakelen. Wanneer beide controlesignalen hoog zijn, geleiden de vier schakelaars van de 4066BD component en bekomen we de laagste frequentie waarmee de metingen uitgevoerd kunnen worden. Indien de controlesignalen echter op een lage spanning worden gezet, wordt er voor metingen met de hoogste frequentie gewerkt.

3.3.1.7 Referentiesignalen van de synchrone demodulatoren en modulatiesignalen van de laser

Op basis van de gekozen frequentie worden de referentiesignalen van de AD630 componenten en het modulatiesignaal van de laser gegenereerd. Elke detectiemodule gebruikt de twee referentiesignalen. De twee referentiesignalen vertonen een faseverdraaiing van 90° t.o.v. elkaar. Op deze manier wordt de IQ detectie van het signaal bekomen.

Afhankelijk van de meting die uitgevoerd wordt (referentie-, fluorescentie- of absorptiemeting) is het modulatiesignaal van de laser in fase of in tegenfase met het referentiesignaal van de synchrone demodulator in de ‘in fase’ detectietak.

De buffer in de PD schakeling verandert de fase van het signaal niet. De transimpedantie versterker in de PMT- en APD schakeling daarentegen introduceert een faseverschuiving van

180°. Ook het daaropvolgende banddoorlaat filter zorgt voor een bijkomende faseverschuiving van 180°. Dit werd in secties 3.2.1 en 3.2.2 beschouwd.

Bij een fluorescentiemeting wordt de laser bijgevolg gemoduleerd met hetzelfde signaal als het referentiesignaal van de synchrone demodulator voor de ‘in fase’ detectie. In dit geval compenseren de faseverschuivingen van de transimpedantie versterker en het banddoorlaat filter elkaar immers. Op deze manier zijn het ingangs- en referentiesignaal van de AD630 in fase indien het signaal dat door de detectoren opgevangen worden, geen fasedraaiing heeft ondergaan tussen de uitgang van de laser en de detectoren.

Bij een referentie- of absorptiemeting zal het modulatiesignaal in tegenfase zijn t.o.v. dit referentiesignaal. Hiervoor wordt een extra signaalgeneratie voorzien.

Om de juiste referentiefrequenties te genereren, wordt timer 1 ingesteld volgens de frequentie die de PIC ontvangt via de USB kabel. Dit gebeurt in dezelfde functie als voor het selecteren van de centerfrequentie voor het banddoorlaat filter. De ‘InterruptHandlerHigh’ interrupt routine wordt op de vierdubbele frequentie van de referentiesignalen gegenereerd, zodat de 90° faseverdraaiing tussen de twee referentiesignalen eenvoudig bekomen wordt.

Voor de generatie van de referentiesignalen werd eerst een alternatieve methode uitgeprobeerd. Hierbij werd er gebruik gemaakt van de twee CCP (Capture/Compare/PWM) modules van de PIC, ECCP en CCP21. Deze modules bevinden zich onderaan in het blokdiagramma van de PIC in figuur 3.25 op pagina 55.

De CCP2 module kan bijvoorbeeld ingesteld worden in PWM mode. De timer die in deze mode gebruikt wordt, is timer 2. De PWM uitgang heeft een bepaalde periode en duty cycle. In ons geval is de duty cycle 50%. De periode van de PWM wordt bepaald door in het PR2 register te schrijven, volgens volgende formule [12]:

$$PWMPeriode = [(PR2) + 1] \cdot 4 \cdot T_{OSC} \cdot (TMR2PrescaleWaarde) \quad (3.4)$$

Elke keer timer 2 gelijk is aan de waarde in het PR2 register, wordt de CCP2 pin gezet. Na de gespecificeerde duty cycle wordt deze opnieuw nul.

Met formule 3.4 kan er aangetoond worden dat de minimale frequentie, die door de PWM geleverd wordt, ongeveer 3kHz bedraagt. Dit kan berekend worden indien de maximale prescale waarde van 16 wordt ingesteld voor timer 2 en de maximale waarde in register PR2 wordt geschreven. Een frequentie van 3kHz ligt te hoog voor onze toepassing.

Om verschillende redenen werd er voor de eerstgenoemde methode in deze sectie gekozen. De generatie van de referentiesignalen door middel van de interrupt routine bezorgt onmiddellijk

de juiste frequenties voor de metingen. Bovendien zijn er door de vereiste faseverschuivingen van 90° en 180° meer dan twee uitgangen nodig voor de generatie van de referentiesignalen en modulatiesignalen. De PIC bezit slechts twee PWM uitgangen. Met de interrupt methode kunnen de faseverschuivingen efficiënt bekomen worden.

3.3.1.8 Aansturing van de gain select ingang van de variabele gain versterker

In de PIC wordt er voor gezorgd dat de opgevangen signalen naar een degelijk signaalniveau gebracht worden voordat ze door de ADC geconverteerd worden. De ADC module verwacht een signaal tussen 0V en 5V aan zijn ingang, dus bekomt men een betere resolutie van het resultaat als deze volledige range benut wordt. Om het gewenste signaalniveau te bekomen, wordt de gain van de variabele gain versterker gecontroleerd via zijn ‘gain select’ (GSEL) pin. Dit werd reeds besproken in sectie 3.2.5.

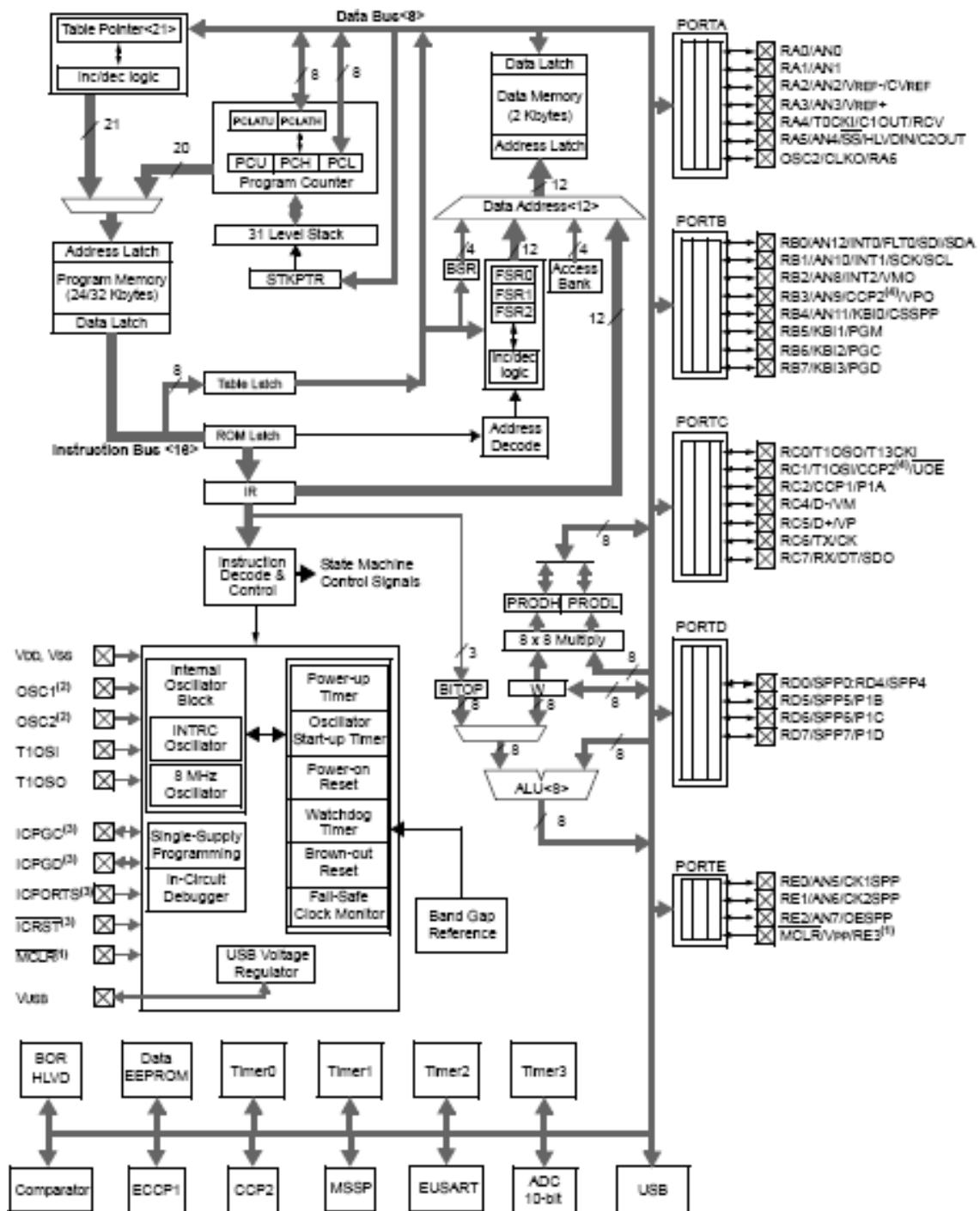
Voor de realisatie van een automatische gain instelling, wordt gebruik gemaakt van de ADC resultaten van de ‘in fase’ detectietak. Telkens 32 samples zijn geconverteerd en weggeschreven in de circulaire databuffer, wordt het gemiddelde van deze 32 samples berekend. De circulaire databuffer werd in sectie 3.3.1.4 geïntroduceerd. Bij het uitmiddelen worden de 10-bit getallen van de samples gemapt op 8-bit getallen, waardoor het uitmiddelen efficiënter kan gebeuren. Indien dit zes keer gebeurd is, dus wanneer twee databuffers (192 waarden) zijn weggeschreven en uitgemiddeld, wordt gecontroleerd of het gemiddelde van deze 192 waarden niet te laag uitvalt. De resolutie van de A/D conversie zal in dit geval immers slecht zijn. In het geval het gemiddelde aanduidt dat het analoge signaal aan de ingang van de ADC satureert, dan zal de VGA uit saturatie gehaald moeten worden door de gain van de VGA te verlagen.

Na het uitmiddelen van de 192 waarden, wordt er gekeken naar de huidige gain van de VGA. Aan de hand van deze gain en het berekende gemiddelde wordt bepaald om de gain van de VGA te verhogen of verlagen voor de volgende AD conversies. Indien het signaal herleidt is naar een degelijk signaal, blijft de gain constant.

De pinnen 19, 20 en 21 van de PIC zijn verantwoordelijk voor de instelling van de gain van één van de versterkers in elke detectiemodule, namelijk van de variabele gain versterker die verantwoordelijk is voor de ‘in fase’ detectie. De versterker die zich in de ‘kwadratuur’ tak van dezelfde detectiemodule bevindt, wordt aan dezelfde gain onderworpen. Deze pin toewijzing wordt in sectie 4.2.1 herhaald.

De drie pinnen voor de gaininstelling behoren tot poort D, die één van de vijf poorten is die de PIC bezit. Deze poorten zijn 8-bit, bidirectionele poorten waarbij elke bit overeen komt met een pin van de PIC. Elke poort bevat drie registers die het gedrag van de poort bepalen: een datarichting register (TRIS), een poortregister (PORT) en een LAT register. Met behulp

HOOFDSTUK 3. ONTWERP GEMINIATURISEERDE LOCK-IN DETECTIE VOOR HET MICROCAPILLAIR GEBASEERD DETECTIE SYSTEEM



Figuur 3.25 – Blokdiagramma van de PIC18F4550 [12].

van de bits in het TRISD register, kunnen de overeenstemmende PORTD pinnen als ingang of uitgang gedefinieerd worden. Indien een uitgang wordt gedefinieerd wordt de inhoud van de output latch (het LAT register) op de geselecteerde pin gezet.

De ingestelde gain wordt via de USB kabel naar de host gecommuniceerd. De automatische gain controle is getest op een VGA met behulp van het PICDEM 2 Plus Demonstration Board en het NI ELVIS II bord. Dit wordt in sectie 3.4.2 besproken.

3.3.1.9 Real-time visualisatie van de lock-in detectie

Met behulp van de real-time visualisatie van de licht detectie ziet de gebruiker tijdens de metingen wanneer er licht door de lock-in detector gedetecteerd wordt. Achteraf kan de detectie ook gecontroleerd worden door de uitgelezen data te analyseren, zoals besproken wordt in sectie 3.3.3.

Voor het bepalen van de detectie van het licht, wordt het gemiddelde en de standaardafwijking van de ADC resultaten berekend in de ‘in fase’ en ‘in quadratuur’ detectietak. Dit gebeurt op dezelfde manier als voor het automatiseren van de gain instelling van de VGA. Dit werd besproken in sectie 3.3.1.8.

Indien beide gemiddeldes en standaardafwijkingen kleiner zijn dan enkele mV, dan wordt er geen licht gedetecteerd. De grenzen tussen wel of geen detectie werden bepaald door de signalen in deze twee situaties te observeren met behulp van de schakeling van één detectietak op het NI ELVIS II bord.

3.3.2 USB connectie: De commando's en de verwerking over de USB kabel heen

3.3.2.1 Inleiding

Het aansturen van de PIC gebeurt over de USB kabel heen en wordt voor een deel bepaald door de gebruiker.

In zowel de PIC als de PC wordt een databuffer voorzien voor de USB communicatie, de zogenaamde endpoints. In dit afstudeerwerk is de transfermode van de USB kabel 'interrupt mode'. De maximale grootte van een data pakket voor full speed componenten dat tijdens één transactie gestuurd kan worden, is in deze mode 64 bytes.

In deze sectie worden de acties over de USB kabel heen besproken, namelijk welke commando's er naar de PIC gestuurd kunnen worden, hoe deze verwerkt worden en wat er als respons teruggestuurd wordt naar de host. Dit zal uit twee standpunten bekeken worden: vanuit het standpunt van de host (in sectie 3.3.2.2) en van het device, de PIC18F4550 (in sectie 3.3.2.3).

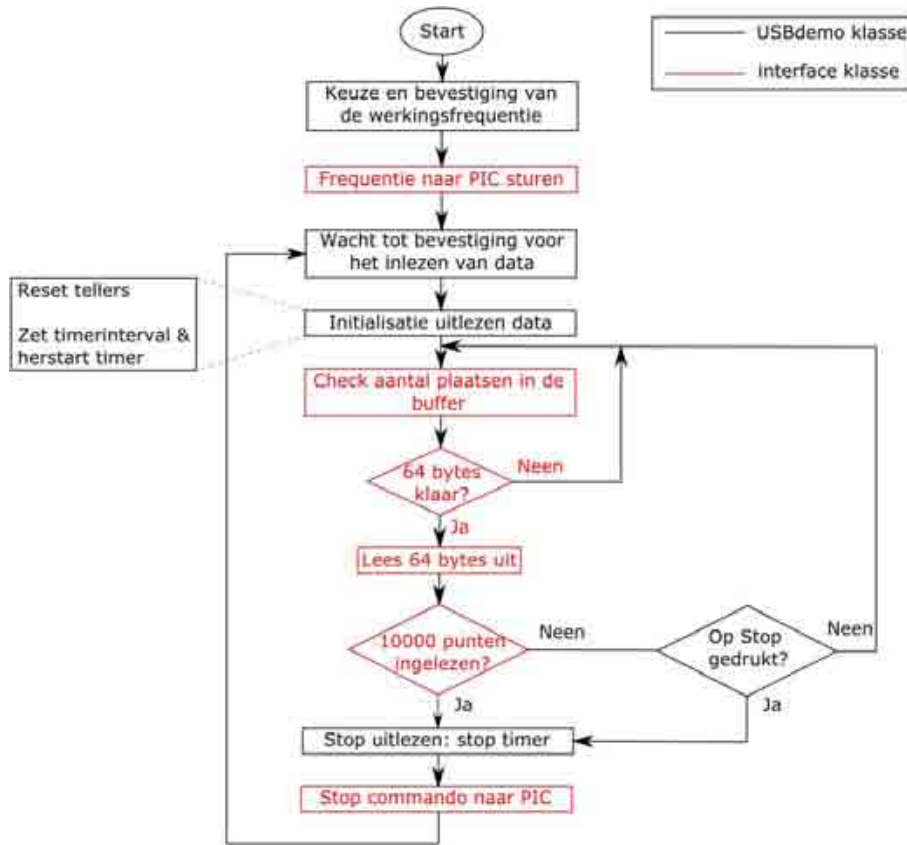
3.3.2.2 'Software'matig

Voor het versturen van de commando's worden de nodige functies geprogrammeerd. Dit gebeurt in de programmeerontwikkelomgeving 'Visual Studio' en als programmeertaal wordt C# gebruikt. Het programma heeft een eenvoudige structuur, die uit twee klassen bestaat, de USBdemo- en interface klasse. De USBdemo klasse staat in voor het verzorgen van de gebruiksinterface en voor het doorsturen van de handelingen van de gebruiker naar de onderliggende logica, de interface klasse, die deze handelingen zal verwerken.

Figuur 3.26 verduidelijkt de structuur van het programma op hoog niveau. De zwart gekleurde acties worden uitgevoerd in de USBdemo klasse en de rood gekleurde acties gebeuren in de interface klasse.

Via de gebruiksinterface kiest de gebruiker de werkingsfrequentie uit de vier aangeboden frequenties. De keuze wordt doorgegeven aan de onderliggende laag van het programma, de interface klasse, waar het `FREQ_SEL` commando naar de PIC wordt gestuurd. Het inlezen van de data kan pas beginnen wanneer dit bevestigd wordt door de gebruiker.

Bij bevestiging wordt het lezen geïnitieerd. Hierbij worden de gebruikte tellers voor het inlezen gereset en de timer gestart. Voor deze timer is een tijdsinterval vastgelegd, dat de periode bepaalt waarop gecheckt wordt of er datapunten uit de databuffer van de PIC uitgelezen kunnen worden. Het uitlezen van de data gebeurt in pakketten van 64 bytes. Dit is dan ook het maximaal aantal bytes die in één leesoperatie uitgelezen kunnen worden. Bij het bepalen



Figuur 3.26 – Schema programma in Visual Studio.

van het tijdsinterval moet naar een evenwicht gezocht worden. Indien dit interval te groot is, en er bijgevolg te weinig gecheckt wordt of er 64 bytes geschreven zijn in de buffer, wordt er te traag uitlezen en zullen er waarden overgeschreven worden in de circulaire buffer. Indien het tijdsinterval echter te klein wordt gekozen, zullen er vaak onnodige check commando's naar de PIC gestuurd worden om te checken of de 64 bytes reeds beschikbaar zijn. Bij een samplefrequentie van de 150Hz wordt een initieel tijdsinterval van 20ms gekozen. Indien het uitlezen op een bepaald ogenblik te traag gebeurt, wordt er vanuit de PIC een waarschuwing teruggestuurd bij het checken van het aantal geschreven datapunten in de databuffer. In dat geval wordt het tijdsinterval automatisch met een factor twee verkleind.

Eens tellers en timers zijn ingesteld, wordt er om de 20ms gecontroleerd of er 64 bytes in de databuffer van de PIC zijn weggeschreven. Dit gebeurt met het CHECK_DATA commando. Indien dit het geval is en het antwoord op deze vraag vanuit de PIC positief is, wordt een READ_DATA commando naar de PIC gestuurd om de 64 bytes uit te lezen. In het andere geval wordt het aantal plaatsen in de buffer opnieuw gecheckt nadat het tijdsinterval van timer verlopen is. De uitgelezen data (64 bytes) worden in een buffer opgeslaan die alle datapunten van de meting verzameld.

Op deze manier wordt er verder uitgelezen totdat een voorafbepaald aantal datapunten zijn uitgelezen of wanneer de gebruiker het inlezen van de data zelf stopzet. In beide gevallen wordt de timer uitgezet zodat er geen CHECK_DATA en READ_DATA commando's meer naar de PIC worden gestuurd. Uiteindelijk wordt een STOP_READ commando naar de PIC gestuurd, die de analoog digitaal conversie stillegt. Eens alle databytes zijn uitgelezen, kunnen deze verwerkt worden, zoals besproken in sectie 3.3.3.

3.3.2.3 'Hardware'matig deel

In deze sectie wordt uiteengezet hoe de ontvangen commando's door de PIC worden verwerkt indien de USB kabel geconfigureerd is.

Het verwerken van de ontvangen commando's gebeurt door de 'VerwerkIO' functie in het user.c bestand. De verschillende functies die gedefinieerd zijn, worden in de overeenstemmende header file gedeclareerd. De variabelen worden hier eveneens gedeclareerd.

De verschillende commando's die ontvangen kunnen worden vanuit de host, worden vermeld in figuur 3.27. Het zijn de volgende commando's die gebruikt worden voor het uitlezen van de data. Het sturen van commando's en uitlezen van de data gebeurt via de pinnen 23 en 24 van de PIC. Deze pinnen komen overeen met USB differentiële min- (D-) en plus (D+) lijn. De toewijzing van de pinnen van de PIC wordt in sectie 4.2.1 besproken.

- FREQ_SEL

Dit commando stelt de werkingsfrequentie van de meting in. Volgens de geselecteerde frequentie worden de spanningen op de pinnen, die voorbehouden worden voor het instellen van de centerfrequentie van het banddoorlaat filter, gezet. Dit werd reeds besproken in sectie 3.3.1.6.

- CHECK_DATA

Dit commando start de AD conversie. Dit gebeurt enkel bij de eerste keer dat dit CHECK_DATA commando wordt ontvangen door de PIC. De ADC module blijft vervolgens actief tot de module gedesactiveerd wordt door het STOP_READ commando. Bij het eerste CHECK_DATA commando worden eveneens de schrijf-en leespointers en verwanten gereset.

Bij het ontvangen van dit commando, wordt er ook gecontroleerd of er reeds 64 databytes in de databuffer zijn geschreven, m.a.w. of er 32 analoge signaalwaarden door ADC module gedigitaliseerd zijn. Indien dit zo is, stuurt de PIC een positief antwoord terug naar de host. Enkel in dit geval is het volgend commando, dat de PIC vanuit de host ontvangt, het READ_DATA commando. In het andere geval zal het negatieve antwoord

naar de host ervoor zorgen dat de host opnieuw een CHECK_DATA commando stuurt in plaats van een READ_DATA commando.

Bij het ontvangen van dit commando, wordt in de PIC eveneens gecontroleerd of de uitlezing van de data niet te traag gebeurt. Dit is bijvoorbeeld het geval indien er tussen twee CHECK_DATA commando's meer dan twee derde van de databuffer wordt volgeschreven. Met het positieve antwoord op het CHECK_DATA commando wordt dan een waarschuwing meegestuurd dat de uitlezing versneld moet worden.

Wat de host hiermee doet, werd besproken in sectie 3.3.2.2.

- READ_DATA

Indien de PIC dit commando ontvangt, worden 64 databytes, dus 32 samples uitgelezen.

- STOP_READ

In het geval dat de PIC een STOP_READ commando ontvangt, wil dit zeggen dat een voorafbepaald aantal datapunten zijn ingelezen of dat de gebruiker zelf het inlezen heeft onderbroken. Dit werd eveneens besproken in het 'Software'matig deel van de sectie 3.3.2. De AD conversie wordt stilgelegd en er wordt geen data meer uitgelezen. De generatie van de signalen voor de referentie frequenties van de lock-in versterkers en de modulatie van de laser blijven bestaan.

3.3.3 Analyse van de gemeten data

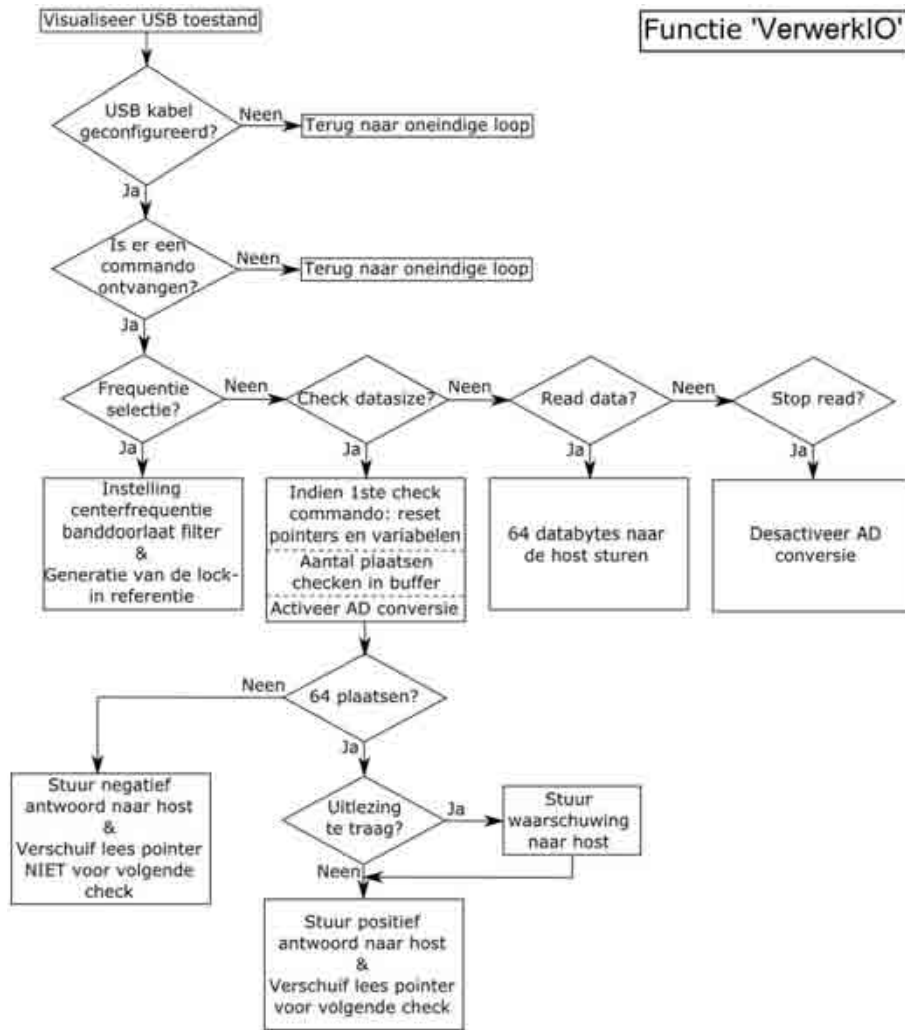
De verwerking van de ontvangen databytes gebeurt in Matlab en de uitgelezen datapunten worden gevisualiseerd in een grafiek. Voordat dit gebeurt, moeten twee zaken gebeuren in C#.

Eerst worden de databytes omgezet naar hun oorspronkelijke waarde, namelijk het resultaat van de analoog digitaal conversie. Zoals reeds besproken werd in sectie 3.3.1.4, wordt dit 10-bit digitaal getal immers in twee bytes opgeslaan in de PIC. Deze bytes worden bijgevolg twee aan twee omgezet naar hun overeenstemmende gehele waarde, nadat het uitlezen van de data voltooid is. Vervolgens wordt deze waarden omgezet naar hun decimale voorstelling en in een tekst bestand weggeschreven.

Dit bestand wordt in Matlab geladen waarbij de IQ gedetecteerde signalen uitgezet worden, alsook de amplitude als de fase van de signalen.

In sectie 3.3.1.5 werd vermeld dat er steeds geswitcht wordt tussen zes kanalen vermits men te maken heeft met zes analoge kanalen. Op deze manier worden ze als één signaal aangeboden aan de ADC module.

Het uitgelezen signaal bestaat dus uit datapunten van de zes kanalen. Dit wordt in Matlab



Figuur 3.27 – Schema van de functie ‘VerwerkIO’ voor het verwerken van de ontvangen commando’s vanuit de host.

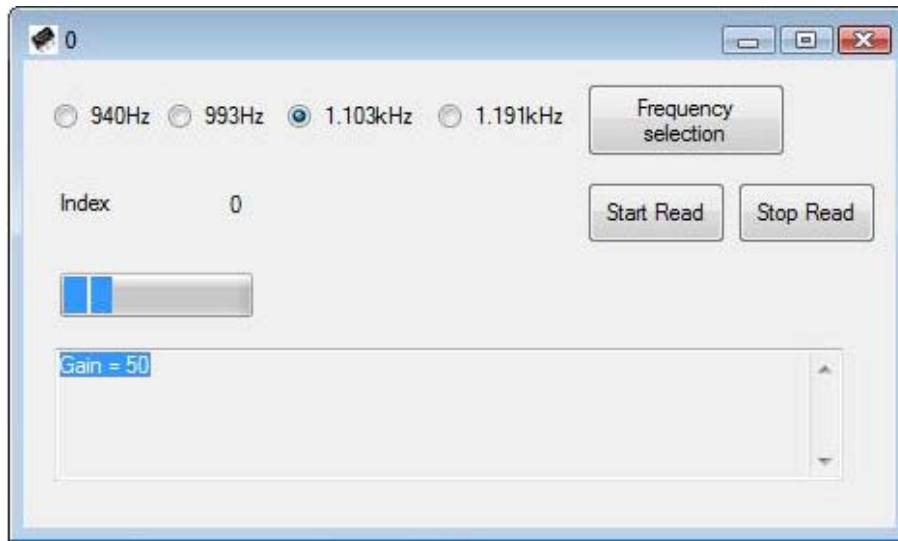
weer opgesplitst in de zes oorspronkelijke signalen.

Na deze demultiplexing wordt de amplitude van de signalen en de fase tussen de signalen en het referentie signaal in de ‘in fase’ detectietak berekend. Dit gebeurt volgens de formules 2.1 en 2.2 in sectie 2.4.2.

3.3.4 De gebruikersinterface

In sectie 3.3.1 en 3.3.2 werd vermeld dat de frequentie waarop de metingen worden uitgevoerd door de gebruiker wordt ingesteld. Het starten en stoppen van het uitlezen van de datasamples gebeurt eveneens door de gebruiker. Dit gebeurt via de gebruikersinterface (GUI) die in figuur 3.28 wordt weergegeven.

Op de GUI ziet men eveneens ‘Index’ staan. Dit schrijft de index van de databuffer in de PIC neer waar op dat moment uit deze circulaire databuffer uitgelezen wordt. Deze circulaire



Figuur 3.28 – De gebruikersinterface.

databuffer werd geïntroduceerd in sectie 3.3.1.4. Ook kan de gebruiker het verloop van het inlezen van de data volgen met behulp van de voortgangsbalk. In de kader onderaan in de GUI wordt de huidige gain van de VGA meegegeven aan de gebruiker.

3.4 Experimentele verificaties van het ontwerp

In deze sectie worden verschillende componenten en acties in de lock-in detectie experimenteel geverifieerd.

Zo wordt de AD630 component en het laagdoorlaat filter in drie mogelijke situaties besproken. Het ingangs- en referentiesignaal kunnen een identieke of verschillende frequentie bezitten. Bij een gelijke frequentie kunnen beide signalen een verschillende faseverdraaiing vertonen. Ook wordt de VGA samen met zijn automatische gain instelling experimenteel gecontroleerd.

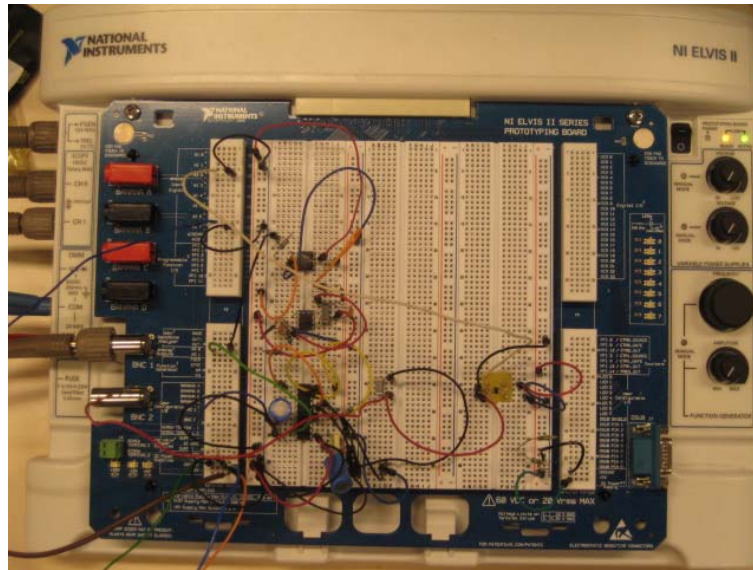
Vervolgens wordt het uitlezen van de signalen in een lock- en non-lock situatie getest. Uiteindelijk wordt de multiplexing en demultiplexing van de zes kanalen geverifieerd.

Deze testen gebeuren met behulp van de National Instruments Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite II (NI ELVIS II) en het PICDEM 2 Plus Demonstration Board. In figuur 3.29 ziet men het NI ELVIS II experimenteer platform.

3.4.1 De synchrone demodulator en het laagdoorlaat filter

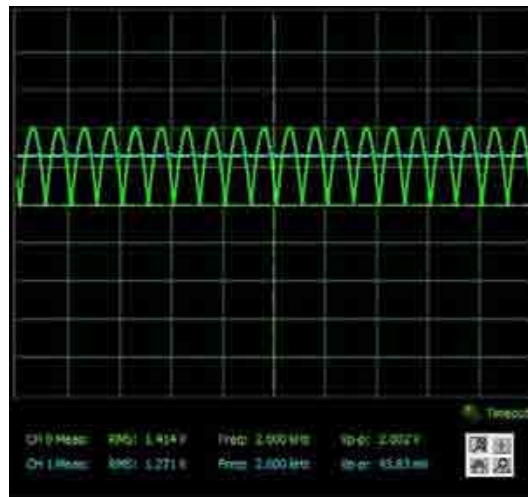
Ingangs- en referentiesignaal met een identieke frequentie en fase

Indien de laser voor de metingen bijvoorbeeld gemoduleerd wordt op 1kHz, dan zal het gewenste signaal - de gemoduleerde spanning afkomstig van de fluorescentie en absorptie metin-



Figuur 3.29 – Het NI ELVIS II experimenteer platform.

gen - zich ook op 1kHz bevinden. In het geval dat het ingangssignaal ook eenzelfde fase bezit als de referentiefrequentie, dan bevat het uitgangssignaal van de AD630 een DC component en een component op de dubbele frequentie van het ingangssignaal (formule 3.2). Dit wordt weergegeven in de meting in figuur 3.30 (groene curve). Om dit uitgangssignaal te bekomen,



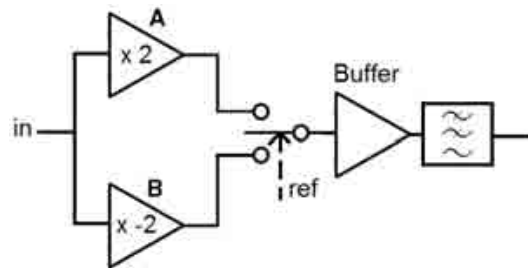
Figuur 3.30 – Uitgang van de gebalanceerde demodulator AD630 (groene curve) en het uitgangssignaal na het laagdoorlaat filter (blauwe curve) in de lock situatie.

werd een signaal met een frequentie van 1kHz en een amplitude van 100mV aangelegd met behulp van de functiegenerator van het NI ELVIS II bord. Het signaal wordt eerst door het banddoorlaat filter met een gain van 20dB, dat in sectie 3.2.2 besproken werd, gestuurd voordat het met een factor twee versterkt wordt door de gebalanceerde demodulator AD630. Hierdoor heeft het omgeklapte uitgangssignaal een peak-to-peak spanning van ongeveer 2V.

Het positief omgeklapt signaal komt er door de synchronisatie tussen het ingangs- en het referentiesignaal. Bij de positieve halve periode van het ingangssignaal, is de uitgang van de comparator die één van de ingangstrappen selecteert eveneens positief, vermits referentie- en ingangssignaal in fase zijn. De kanaal preversterker A wordt hierdoor geselecteerd en er wordt gewerkt met de niet-inverterende gain configuratie met een spanningsgain van 2. Aan de uitgang verschijnt bijgevolg een positieve halve periode die met een factor twee versterkt is.

Bij het switchen van het ingangssignaal naar de negatieve halve periode is de uitgang van de comparator negatief, waardoor dit negatieve ingangssignaal wordt versterkt in de inverterende gain configuratie met een gain van -2. Aan de uitgang verschijnt bijgevolg eveneens een positieve halve periode die met een factor twee versterkt is.

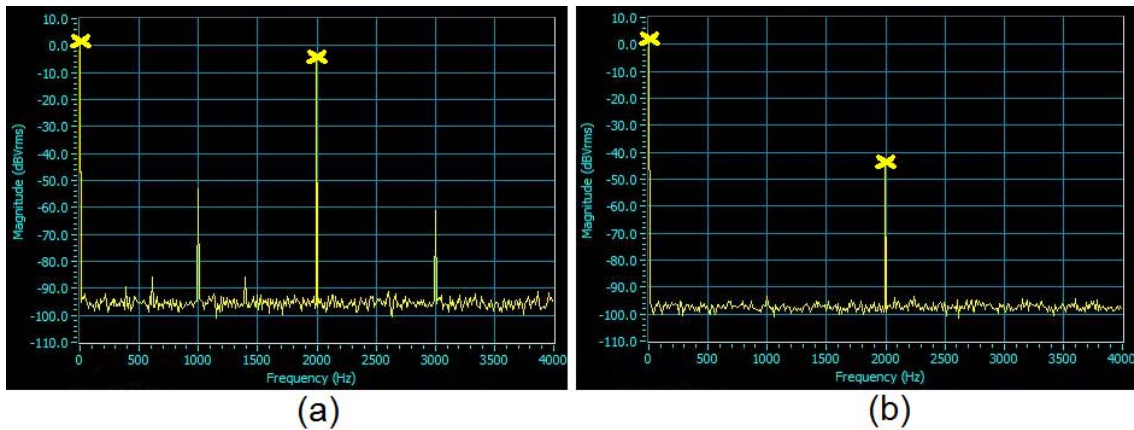
Het switchen tussen de twee kanaal preversterkers volgens de frequentie van het referentiesignaal wordt verduidelijkt aan de hand van figuur 3.31. Indien het laagdoorlaat filter, besproken



Figuur 3.31 – Schematische voorstelling van het switchen tussen de A en B kanaal preversterkers.

in sectie 3.2.4, na de AD630 wordt toegevoegd, dan wordt de 2kHz frequentie onderdrukt. Het overblijvende DC signaal geeft dan een maat voor de opgevangen signalen die opgewekt worden door de fluorescentie of absorptie van de biomoleculen. Dit ziet men eveneens in figuur 3.30 (blauwe curve).

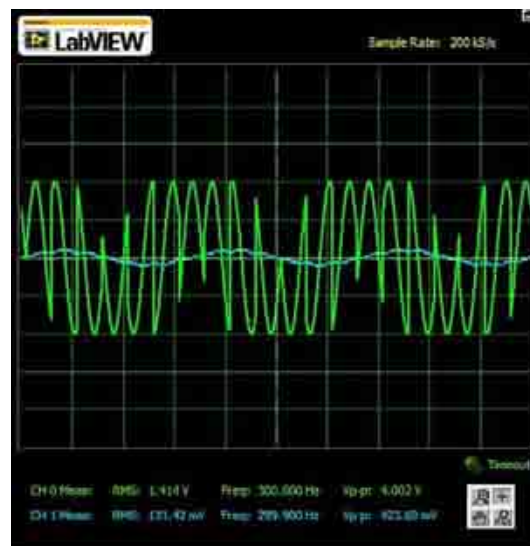
In figuur 3.32 ziet men de onderdrukking van de dubbele frequentie met behulp van de Dynamic Signal Analyzer van het ELVIS bord. De somfrequentie op 2kHz is nog steeds aanwezig na het laagdoorlaat filter. Deze component wordt wel degelijk met 39dB onderdrukt (zoals ontworpen, zie sectie 3.2.4), maar de DC waarde is een factor twee groter dan het AC signaal. In figuur 3.32 stelt (a) het spectrum voor van het ongefilterde uitgangssignaal van de AD630 en (b) het uitgangssignaal na het laagdoorlaat filter.



Figuur 3.32 – (a) Spectrum uitgangssignaal AD630, (b) Spectrum uitgangssignaal AD630 na laagdoorlaat filter in de lock situatie.

Ingangssignaal en referentiesignaal met een verschillende frequentie

Indien referentie- en ingangssignaal een verschillende frequentie bezitten, zal het uitgangssignaal van de AD630 geen DC component bevatten. Dit wordt weergegeven door formule 3.1 op pagina 35. Met de Arbitrary Waveform Generator van het ELVIS bord wordt een ingangssignaal met een frequentie van 1.3kHz en een amplitude van 1V aangelegd aan de gebalanceerde demodulator. Voor het referentiesignaal wordt nog steeds een signaal op 1kHz gegenereerd met behulp van de functiegenerator. Het resulterend uitgangssignaal en het gefilterde uitgangssignaal worden getoond in figuur 3.33.

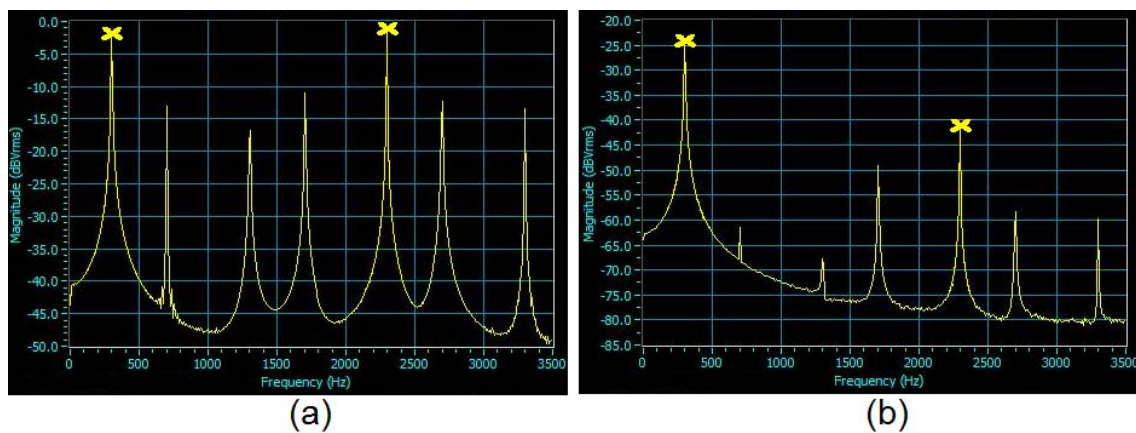


Figuur 3.33 – Uitgang van de gebalanceerde demodulator (groene curve) en het uitgangssignaal na het laagdoorlaat filter (blauwe curve) in de non-lock situatie.

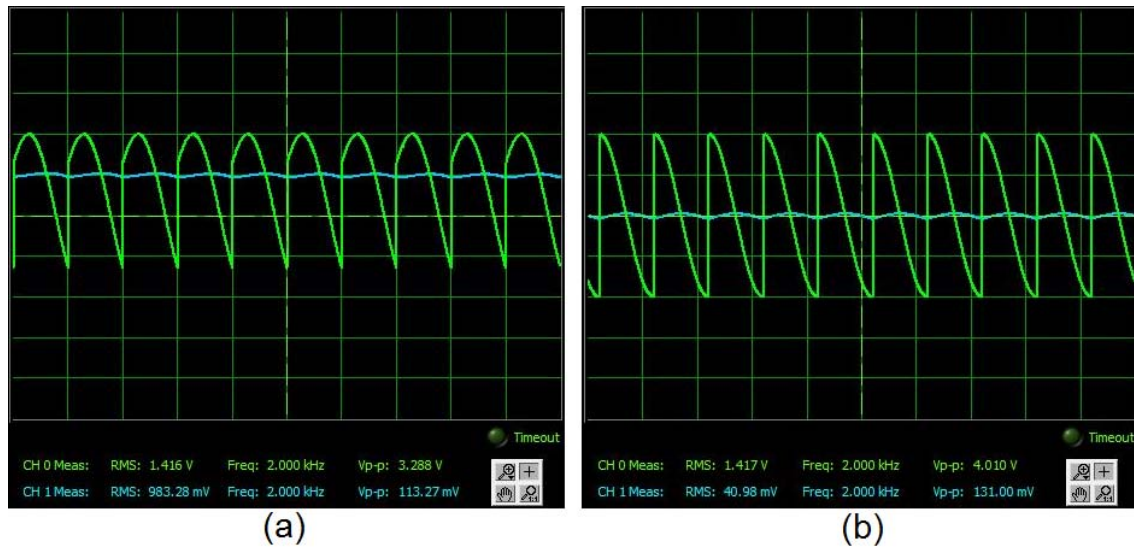
Doordat referentie- en ingangssignaal een verschillende frequentie bezitten, is het switchen voor de selectie van de kanaal preversterkers niet meer gesynchroniseerd met het ingangssignaal. Aan de uitgang van de AD630, wordt nog steeds een signaal op de verschilfrequentie van het referentie- en ingangssignaal bekomen, doch niet langer met een component op DC. Dit ziet men duidelijk wanneer het signaal wordt gefilterd door het laagdoorlaat filter. Op figuur 3.33 is de blauwe curve het gefilterde uitgangssignaal. De 300Hz frequentie, de verschilfrequentie, is hier duidelijk te zien, doch 22dB geattenuëerd. Dit komt overeen met de gesimuleerde onderdrukking op 300 Hz (zie sectie 3.2.4). Dit wordt weergegeven met behulp van de ‘Dynamic Signal Analyzer’ in figuur 3.34 (a) en (b) waarbij (a) het spectrum voorstelt van het ongefilterde uitgangssignaal van de AD630 en (b) het uitgangssignaal na het laagdoorlaat filter.

Naast de verschilfrequentie bezit de uitgang ook de somfrequentie van het referentie- en het ingangssignaal op 2.3kHz. Doordat de 2.3kHz frequentie sterk geattenuëerd wordt door het laagdoorfilter is deze component klein ten opzichte van de verschilfrequentie. De somfrequentie wordt met 41dB geattenuëerd.

Indien hoogfrequente storingen aanwezig zijn aan de uitgang van de gebalanceerde demodulator, dan worden deze door het laagdoorlaat filter verwijderd.



Figuur 3.34 – (a) Spectrum uitgangssignaal AD630, (b) Spectrum uitgangssignaal AD630 na laagdoorlaat filter in de non-lock situatie.



Figuur 3.35 – Niet-gefilterd en gefilterd signaal met een identieke frequentie en verschillende fase: (a) faseverschuiving van 40° , (b) faseverschuiving van 90° .

Ingangssignaal en referentiesignaal met een identieke frequentie en verschillende fase

Zoals aangetoond door formule 3.3 op pagina 35 bevat het uitgangssignaal van de AD630 eveneens een DC component indien ingangs- en referentiesignaal dezelfde frequentie bezitten, maar een verschillende fase. Indien deze 90° bedraagt, bevindt men zich in het geval van de ‘in quadratuur’ detectie.

Dit wordt weergegeven in figuur 3.35. Hierbij bezit het ingangs- en referentiesignaal van de AD630 een amplitude van 1V en een frequentie van de 1kHz. In (a) bedraagt de faseverschuiving 40° en in (b) bedraagt deze 90° . Indien de fase tussen beide nul wordt, zit men in het eerste geval dat in deze sectie werd besproken en is de DC waarde maximaal. Bij 90° is er geen DC waarde aanwezig.

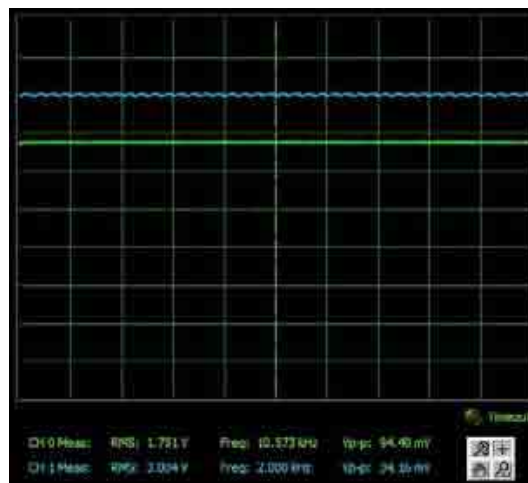
3.4.2 De variabele gain versterker met de automatische gain controle

Voor de beschrijving over de automatische gain controle wordt er verwezen naar sectie 3.3.1.8. Om deze test uit te voeren werd de PIC op het PICDEM 2 Plus Demonstration Board geprogrammeerd.

In eerste instantie wordt voor de VGA een gain van 1 ingesteld door de GSEL pin hoogimpedant te zetten via de PIC. Men legt volgende signalen achtereenvolgens aan aan de ingang van de VGA.

- 2kHz, 30mV_{pp}, 3V_{DC}
- 2kHz, 30mV_{pp}, 300mV_{DC}
- 2kHz, 30mV_{pp}, 20mV_{DC}

Dit zijn mogelijke signalen die aan de uitgang van de synchrone demodulator zouden kunnen verschijnen indien er een signaal vanuit de detectoren opgevangen wordt. Op figuur 3.36 ziet men de spanning op de GSEL pin (groene curve) tussen 0V en V_{DD} en het spanningsignaal aan de uitgang van de VGA (blauwe curve) bij een gain van 1 indien het eerste van de hierboven opgesomde signalen aan de ingang wordt aangelegd.

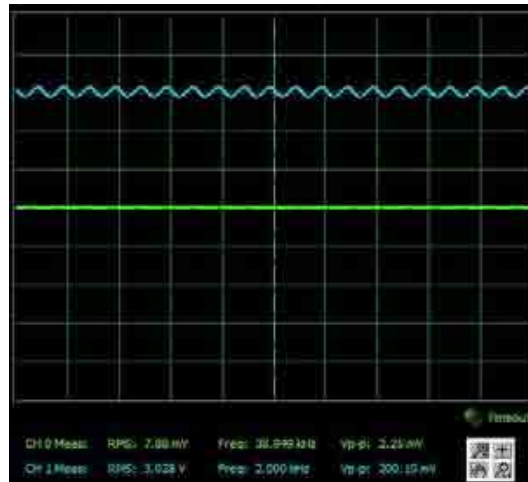


Figuur 3.36 – Gaininstelling en uitgangssignaal van de VGA met een spanningsgain van 1.

Vervolgens laat men het DC niveau van het signaal zakken. Indien het signaal onder een bepaald spanningsniveau zakt, wordt een grotere versterking door de PIC ingeschakeld om het signaal te versterken. De ondergrens voor het spanningsniveau is geprogrammeerd op 0.4V. De volledige range bedraagt 5V. Indien het ingangssignaal zakt tot de DC waarde van 300mV, schakelt de gain van een factor 1 naar 10.

Zowel de AC- als DC waarde van het ingangssignaal wordt met deze factor versterkt. Dit ziet men op figuur 3.37. Voor deze gain van 10, is de spanning op de GSEL pin (groene curve) gelijk aan 0V en is het uitgangssignaal (blauwe curve) met een factor 10 versterkt t.o.v het ingangssignaal.

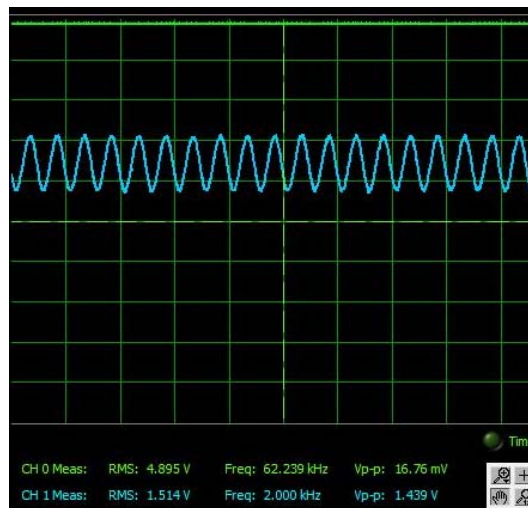
Laat men het DC niveau van het signaal verder zakken tot 20mV, dan is een gain van 10 niet voldoende meer om het uitgangssignaal van de VGA boven de ingestelde ondergrens van het spanningsniveau te houden. De gain schakelt van een factor 10 naar een factor 50. Dit wordt in figuur 3.38 weergegeven. De spanning op de GSEL (groene curve) is nu door de PIC op



Figuur 3.37 – Gaininstelling en uitgangssignaal van de VGA met een spanningsgain van 10.

5V gezet, waardoor het uitgangssignaal, zowel DC als AC, met een factor 50 versterkt is t.o.v het ingangssignaal.

Men ziet dat bij elke versterking, het signaal meer gebruik maakt van de ingangsrang van de ADC conversie die op de VGA volgt. Dit komt de resolutie van de conversie ten goede, zoals besproken in sectie 3.2.5.



Figuur 3.38 – Gaininstelling en uitgangssignaal van de VGA met een spanningsgain van 50.

3.4.3 Uitlezing van de geconverteerde datasamples

In deze sectie wordt het uitlezen van de gedigitaliseerde signalen getest. Hierbij wordt de data zowel in een lock als in een non-lock situatie uitgelezen.

Ingangssignaal en referentiesignaal met identieke frequentie

Men legt een signaal aan met een amplitude van 1V en een frequentie van 1kHz aan de ingang van de synchrone demodulatoren. Deze demodulatoren hebben een referentiefrequentie van 1kHz. Er wordt een IQ detectie uitgevoerd. In figuur 3.39 ziet men de uit te lezen signalen. Deze worden gemultiplixt en gedigitaliseerd. Vervolgens worden de gedigitaliseerde signalen



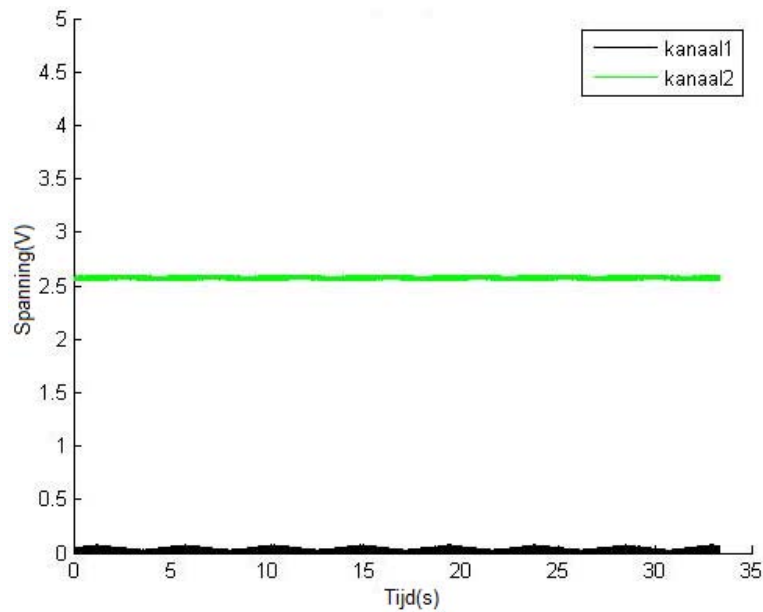
Figuur 3.39 – Uit te lezen signalen in een lock situatie, $f_{sig} = 1\text{kHz}$ en $f_{ref} = 1\text{kHz}$.

via de USB connectie uitgelezen en gedemultiplixt, zoals weergegeven in figuur 3.40. Twee quasi DC signalen worden uitgelezen (kanaal 1 en kanaal 2 in figuur 3.40). Kanaal 1 komt overeen met de Q detectie. De amplitude van het signaal wordt berekend volgens de formule 2.1 in sectie 2.4.2. Deze wordt voor dit geval weergegeven in figuur 3.41.

Ingangssignaal en referentiesignaal met een verschillende frequentie

Indien een signaal aan beide synchrone demodulatoren wordt aangelegd met een bepaald frequentieverschil t.o.v. van de referentiesignalen, zal zowel de I- als de Q-detectie een signaal op de som- en verschilfrequenties van het ingangs- en referentiesignaal bevatten, zoals besproken in sectie 3.2.3. Dit wordt weergegeven in figuren 3.42, 3.44 en 3.45.

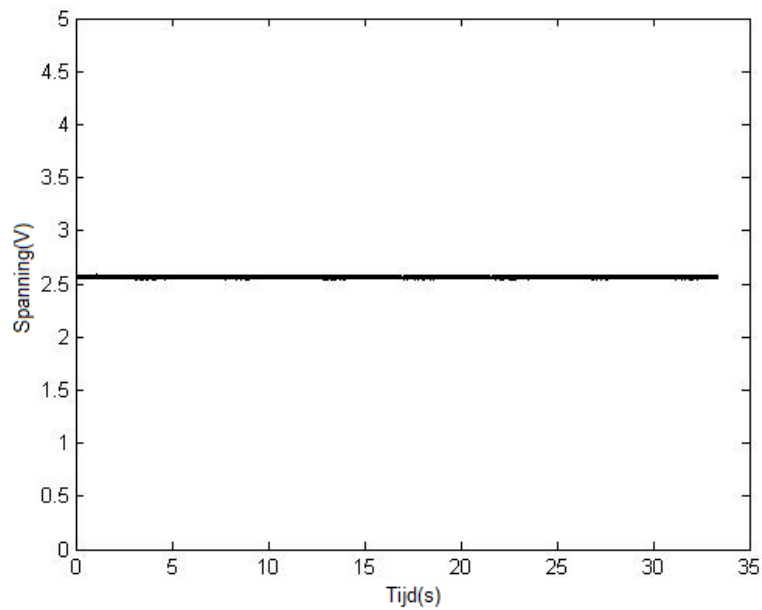
Om het uitgelezen signaal in figuur 3.42 te bekomen, wordt aan de AD630 een signaal aangelegd met een amplitude van 3V en een frequentie van 1.005kHz. De frequentie van het



Figuur 3.40 – Uitgelezen signalen in een lock situatie, $f_{sig} = 1\text{kHz}$ en $f_{ref} = 1\text{kHz}$.

referentiesignaal is nog steeds 1kHz. Het verschilsignaal van 5Hz aan de uitgang van de AD630 wordt in dit geval niet onderdrukt door het laagdoorlaat filter. Hierdoor kan tijdens de analyse van de data geen constante amplitude berekend worden van het ingangssignaal aan de synchrone demodulatoren zoals weergegeven in figuur 3.43. De negatieve halve periode van het signaal in figuur 3.42 wordt op nul afgebeeld doordat de PIC een ingangsspanning range bezit van 0V tot 5V.

Indien het verschil in frequentie tussen ingangs- en referentiesignaal groter wordt, worden de som- en verschilfrequenties meer onderdrukt door het laagdoorlaat filter. In figuur 3.45 ziet men de uitgangssignalen bij een verschilfrequentie van 200Hz. Deze verschilfrequentie wordt hierbij met 18dB onderdrukt, wat overeenkomt met de gesimuleerde onderdrukking van het laagdoorlaat filter in sectie 3.2.4. Doordat de samplefrequentie van het gemultiplext signaal 150Hz bedraagt, zijn de uitgelezen signalen ondersampled.

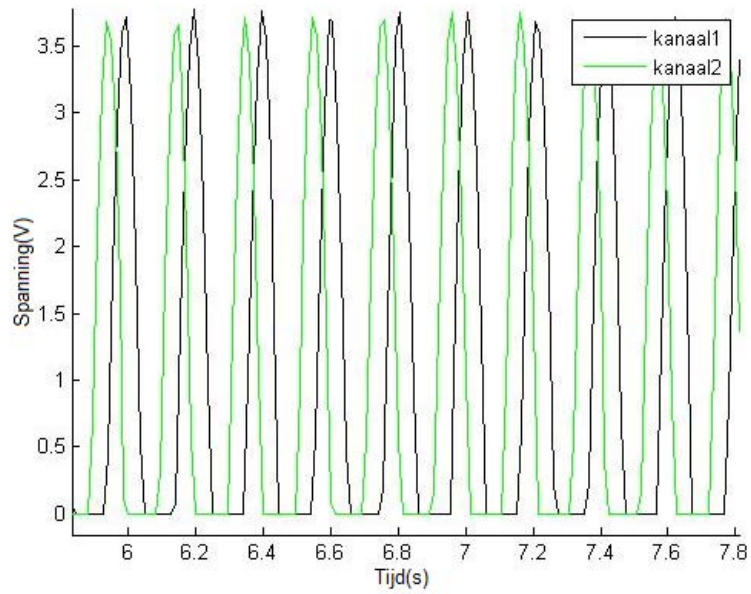


Figuur 3.41 – Amplitude van het IQ gedetecteerde signaal in een lock situatie, $f_{sig} = 1\text{kHz}$ en $f_{ref} = 1\text{kHz}$.

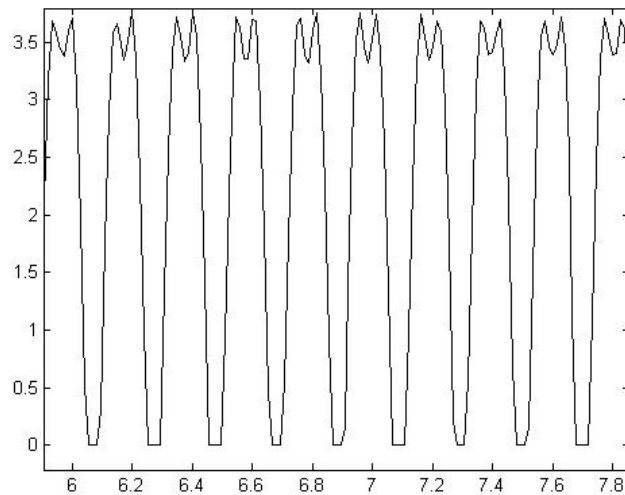
3.4.4 Multiplexing van de drie paar analoge signalen

In deze sectie wordt de multiplexing van de drie paar analoge signalen getest, die in sectie 3.3.1.5 werd besproken. Om dit te testen legt men zes equidistante DC spanningen aan tussen 0V en 5V aan de ingangskanalen van de AD conversie. Men switcht tussen deze kanalen om de zes verschillende signalen te multiplexen tot één signaal dat wordt aangeboden aan de ADC module. Het gemultiplext signaal wordt uitgelezen en ingeladen in Matlab. Dit wordt weergegeven in figuur 3.46, waarbij vijf keer tussen de zes kanalen geswitcht wordt. Voor deze meting werden de signalen gesampled met een samplefrequentie van 150Hz.

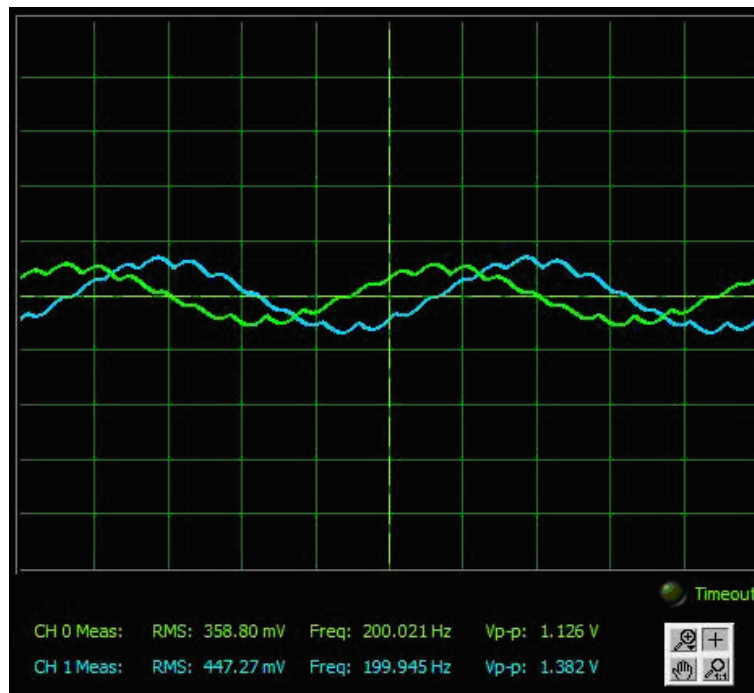
De demultiplexing van de zes signalen gebeurt in Matlab.



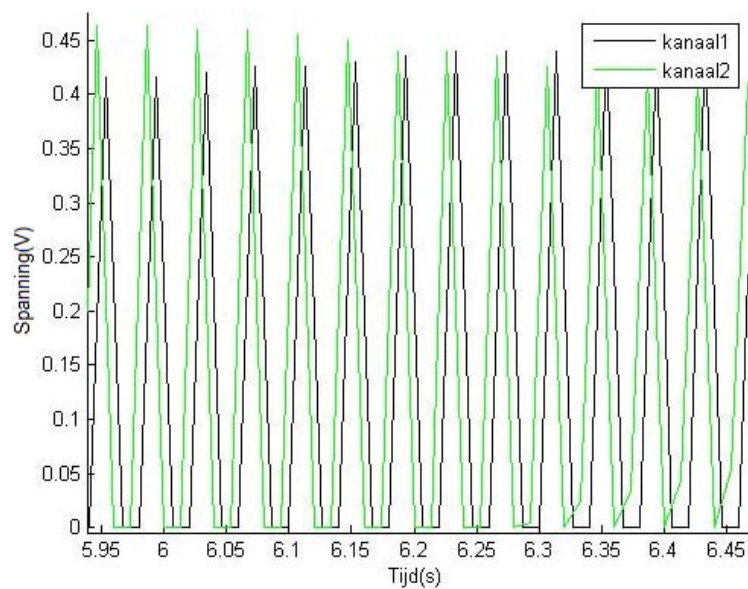
Figuur 3.42 – Uitgelezen signalen een non-lock situatie, $f_{sig} = 1.005\text{kHz}$ en $f_{ref} = 1\text{kHz}$.



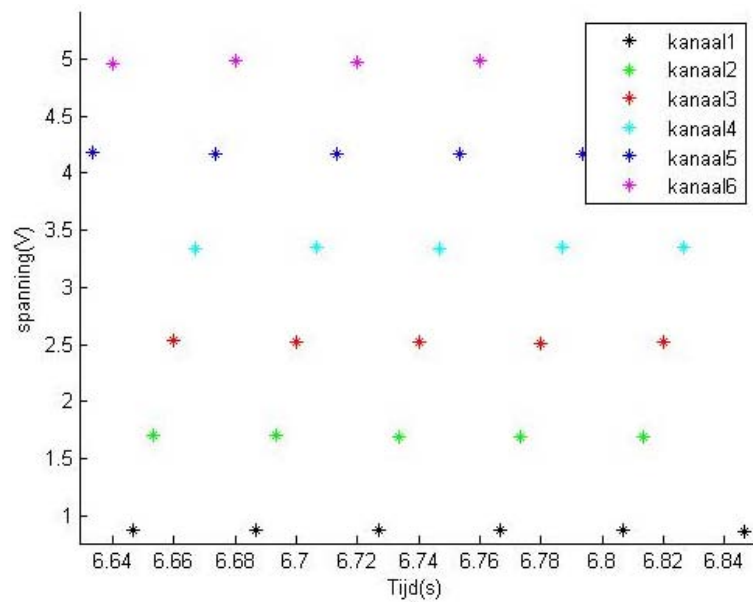
Figuur 3.43 – Amplitude van het IQ gedetecteerde signaal in non-lock situatie, $f_{sig} = 1.005\text{kHz}$ en $f_{ref} = 1\text{kHz}$.



Figuur 3.44 – Uit te lezen signalen in een non-lock situatie, $f_{sig} = 1.2\text{kHz}$ en $f_{ref} = 1\text{kHz}$.



Figuur 3.45 – Uitgelezen signalen in een non-lock situatie, $f_{sig} = 1.2\text{kHz}$ en $f_{ref} = 1\text{kHz}$.



Figuur 3.46 – Gemultiplext signaal na AD converie en uitlezing via de USB kabel.

4.1 Inleiding realisatie

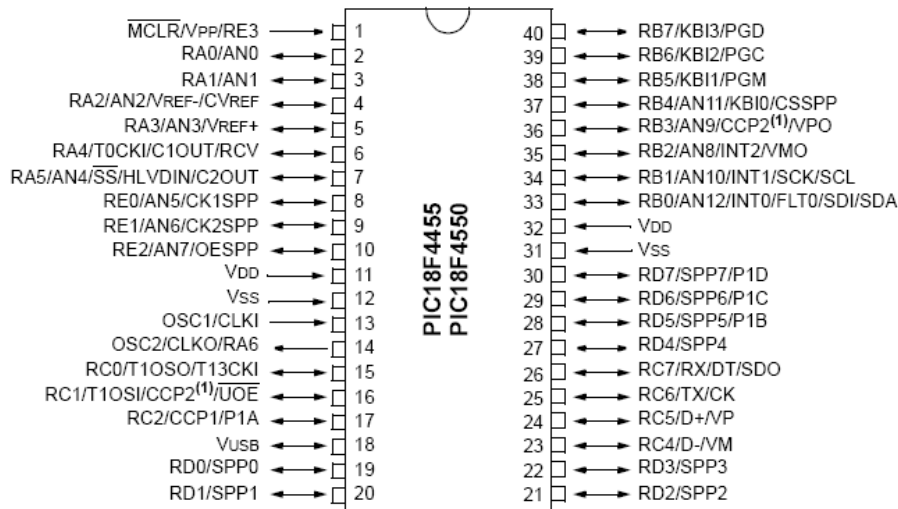
De verschillende componenten van de schakeling werden apart getest op het NI ELVIS II bord, evenals één tak van één detectiemodule, van het banddoorlaat filter tot het uitlezen van de datapunten. Deze testen werden in sectie 3.4 besproken.

Dezelfde schakeling met drie detectiemodules, die elk twee detectietakken bevatten, wordt op een Printed Circuit Board (PCB) gerealiseerd. Hiervoor worden de programma's 'Multisim' en 'Ultiboard' van National Instruments gebruikt. Met behulp van Multisim worden de schakelingen schematisch getekend en kunnen deze schakelingen gesimuleerd worden om hun gedrag te analyseren. Nadat de schakeling getekend is in Multisim, wordt de layout van het PCB en het routen van de signalen verzorgd met behulp van Ultiboard.

4.2 Realisatie van de geminiaturiseerde lock-in detectie in Multisim

4.2.1 De toewijzing van de pinnen van de PIC

Op het uiteindelijk PCB vormt de PIC een belangrijke functie. Eén van de eerste stappen is het toewijzen van de pinnen van de PIC aan de verschillende functies die in hoofdstuk 3 werden besproken. Hierbij wordt rekening gehouden met het feit dat sommige pinnen voor specifieke modules van de PIC gereserveerd worden. Ook moeten voedingslijnen, oscillatoren,... aangesloten worden aan de hiervoor toegewezen pinnen. De toewijzing van de gebruikte pinnen wordt in figuur 4.1 verduidelijkt en in het verder verloop van deze tekst overlopen.



Figuur 4.1 – De 40-pin PDIP Programmable Interface Controller [12].

Connectoren voor de ICD en de USB

- ICD: pinnen 1, 39 en 40:

Om de PIC te kunnen debuggen en programmeren moet de MPLAB ICD geconnecteerd worden met deze drie pinnen, de \overline{MCLR} , PGC en PGD pin van de PIC. Pin 1 is de Master Clear input (Reset). Deze pin is actief laag en reset de PIC indien nodig. De PGC pin is de klokpin voor de ‘In-Circuit Debugger’ en voor het programmeren van de PIC door gebruik te maken van ‘In-Circuit Serial Programming’ (ICSP). De PGC pin is de datapin voor zowel de debugger als de programmer.

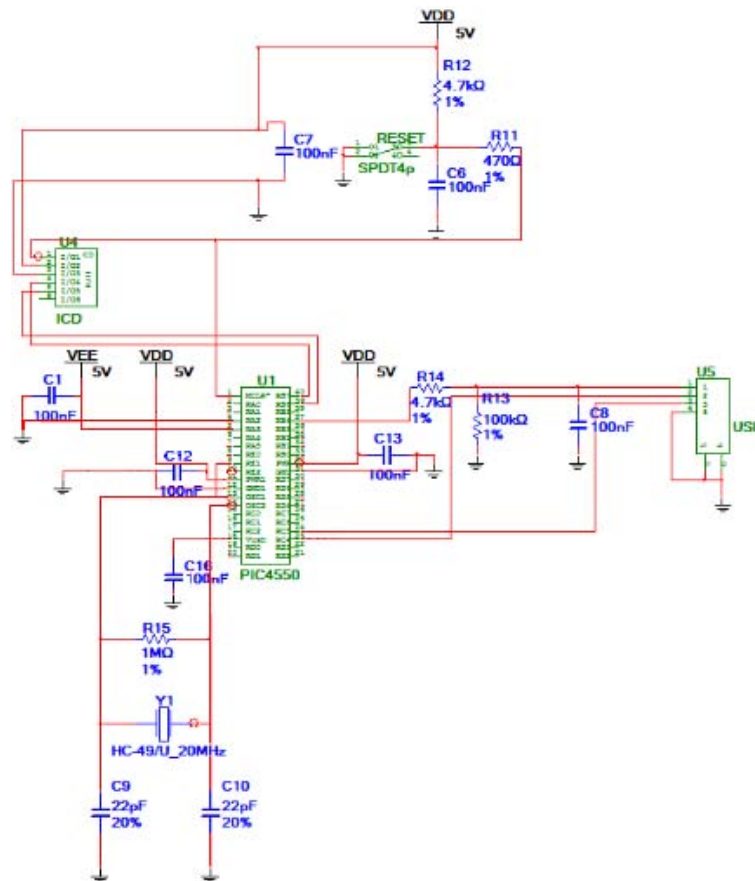
- USB: pinnen 16,23, 24 en 37:

Pin 16 is de uitgang van de interne USB 3.3V spanningsregulator. De USB specificatie vraagt een 3.3V werking voor communicaties [12]. Deze spanning voedt de interne transceiver in 5V applicaties. De transceiver zorgt voor de interface van de USB Serial Interface Engine (SIE) met de USB-kabel met de twee signaallijnen D+ en D-.

Pinnen 23 en 24 zijn respectievelijk de USB differentiële min- (D-) en plus (D+) lijn (ingang/uitgang).

Via pin 37 detecteert de PIC de USB kabel door de spanning van 5V die op deze pin komt te staan wanneer de USB kabel wordt aangesloten.

De connectie van de PIC met de MPLAB ICD en de USB kabel wordt verduidelijkt in figuur 4.2. De reset knop is hier eveneens te bemerken.



Figuur 4.2 – De PIC met kristal oscillator en reset schakeling, samen met de MPLAB ICD en de USB connectoren.

Oscillatoren, voedingslijnen en referentiespanningen

- Oscillator kristal van 20MHz: pinnen 13 en 14:

Zoals besproken werd in sectie 3.3.1.2, is er voor de USB communicatie een klokfrequentie van 48MHz nodig. Om tot deze frequentie te komen, wordt een oscillator kristal van 20MHz aangesloten tussen de pinnen 13 en 14. Dit kristal moet zo dicht mogelijk bij de PIC geplaatst worden.

- V_{DD} : pinnen 11 en 32:

De positieve voeding voor de logica en de I/O pinnen wordt aangesloten aan de pinnen 11 en 32 van de PIC. Deze spanning bedraagt 5V. De realisatie van een stabiele voeding wordt besproken in sectie 4.2.3.

- V_{SS} : pinnen 12 en 31:

De grondreferentie voor de logica en de I/O pinnen wordt aangesloten aan de pinnen 12 en 31.

- Referentiespanningen voor de AD conversie: pinnen 4 en 5:

Voor de AD conversie is er een positieve en negatieve referentiespanning nodig. Voor deze referentiespanning wordt gekozen voor externe referentie spanningen in plaats van gebruik te maken van de positieve voeding en de grondreferentie van de PIC. Dit werd reeds besproken in 3.3.1.4. De analoge voeding wordt aangesloten aan V_{ref+} (pin 5) en de analoge grond wordt verbonden met V_{ref-} (pin 4) zodat mogelijke zweepingen van de analoge grond en voeding in rekening gebracht worden tijdens de metingen.

De ingangssignalen van de PIC

- Analoge uitgangen van de detectiemodules: pinnen 2 en 3, 6 en 7, 8 en 9:

Met elke detectiemodule komen twee analoge uitgangen overeen: één analoge uitgang van de detectie in fase en één van de detectie in kwadratuur. De pinnen, die voorbehouden zijn voor de analoge ingangen van de AD conversie, zijn zo veel mogelijk gescheiden gehouden van de snel variërende digitale signalen. De lijnen tussen het eigenlijke oscillator kristal en deze pinnen lopen echter langs de pinnen van de PIC met de analoge ingangen van de AD conversie. Om overspraak te voorkomen van de digitale lijnen van de oscillator naar de analoge ingangen, loopt er een grondlijn (groundshield) tussen de lijnen naar het kristal en de pinnen met de analoge ingangen.

De lijnen met de frequentiegeneratie voor de referentiesignalen van de synchrone demodulators bevinden zich veel verder van de pinnen met de analoge ingangen voor de AD conversie.

De referentie- en controlesignalen uit de PIC

- Selectie van de gain voor de variabele gain versterkers: pinnen 19 tot 21:

Deze pinnen worden gebruikt voor het instellen van de gepaste gain voor elke variabele gain versterker. Het signaal op één pin zorgt voor het instellen van de gain van de twee variabele gain versterkers in één detectiemodule. Het selecteren van de gain 3.2.5 behandeld.

- Instelling van de centerfrequentie van de banddoorlaat filters: pinnen 27 en 28:

Sectie 3.3.1.4 vermeldt dat de gebruiker een keuze kan maken tussen vier mogelijke frequenties. Dit werd verder beschreven in het 'Software'matig en 'Hardware'matig deel van sectie 3.3.2. Deze frequenties worden ingesteld door de gepaste spanningen op de pinnen 27 en 28 van de PIC aan te leggen.

- Signalen voor het moduleren van de laser en de referentiefrequentie van de synchrone demodulators: pinnen 25 en 26, 29 en 30:

Het signaal op pin 29 wordt gebruikt voor de referentiefrequentie voor de synchrone demodulator in de ‘in fase’ detectietak van de detectiemodules. Het signaal op pin 30 is de referentiefrequentie voor de synchrone demodulator in de ‘in kwadratuur’ detectietak en is bijgevolg met 90° in fase verschoven t.o.v. het ‘in fase’ signaal. Pin 25 genereert een signaal in tegenfase t.o.v. referentiefrequentie voor de synchrone demodulator in de ‘in fase’ detectietak. Vermits pin 26 nog vrij is, wordt deze gebruikt voor het genereren van een signaal dat met 90° in fase verschoven is t.o.v. het signaal op pin 25. De generatie van het modulatiesignaal van de laser en de referentiesignalen van de synchrone demodulators werd besproken in sectie 3.3.1.7.

- Aansturing van de LED's: pinnen 33 tot 36:

Twee van de vier LED's worden gebruikt voor de visualisatie van de toestand van de USB kabel. Indien deze twee LED's afwisselend knipperen, dan is de USB kabel geconfigureerd. Vanaf dit moment kan er data uitgelezen worden.

Voor de visualisatie van de lock-in detectie, wordt eveneens een LED gebruikt. Vanaf het moment dat de detectiemodule in lock is, zal deze LED oplichten.

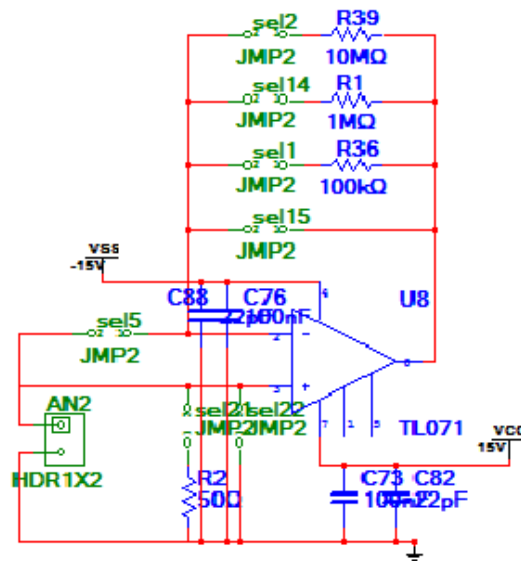
4.2.2 Specificaties van de componenten

Op het PCB worden verschillende componenten gebruikt voor het realiseren van de transimpedantie versterker, het banddoorlaat filter, de lock-in detectie en de variabele gain versterker. Deze componenten en de specificaties worden hier overlopen.

Transimpedantie versterker en buffer

Voor de transimpedantie versterker en de buffer wordt de TL071 gebruikt, een lage ruis j-fet operationele versterker (opamp). Deze versterker wordt gevoed op $\pm 15V$ (V_{SS} en V_{CC}) en verdraagt signalen tot $\pm 15V$ aan zijn ingangen. Het gain-bandwidth product (GBP) van de versterker bedraagt typisch 4 MHz. Het GBP van een versterker is het product van de closed-loop gain en zijn 3 dB bandbreedte.

De realisatie van de transimpedantie versterker en de buffer ziet men in figuur 4.3. Indien een referentie- of absorptiemeting wordt uitgevoerd, werkt men met een photodiode om het licht om te zetten naar een spanningsuitgang tussen 0 en 2.5 door de vermogenmeter. Dit werd in sectie 2.3 besproken. Hiervoor wordt de eerste trap van de analoge schakeling (transimpedantie versterker/buffer) als buffer ingesteld: het opgevangen signaal wordt aan de positieve



Figuur 4.3 – De transimpedantie versterker in multisim.

klem gehangen. Via jumper ‘sel21’ maakt men een verbinding met de 50Ω vermits de vermogenmeter een 50Ω uitgang heeft en men onderbreekt het signaalpad naar de negatieve klem van de opamp met behulp van jumper ‘sel5’.

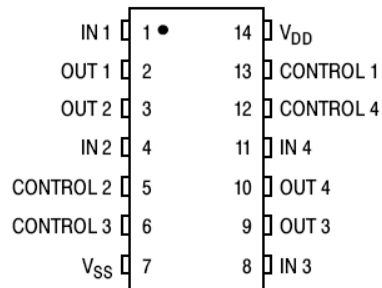
De unity feedback wordt vervolgens bekomen via jumper ‘sel15’. Bij een fluorescentiemeting, bezorgt de gebruikte detector, de photomultiplier tube, ons een stroomuitgang. De eerste trap moet bijgevolg als transimpedantie versterker ingesteld worden. De positieve klem wordt aan de grond gehangen via jumper ‘sel22’ De opgevangen stroom loopt door het pad met de gewenste weerstand door verbinding te maken via jumper sel5 en via de gekozen jumper in één van de takken van de feedbackloop van de transimpedantie versterker.

Banddoorlaat filter

De TL071 operationele versterker wordt eveneens gebruikt voor het banddoorlaat filter dat volgt op de transimpedantie versterker. Voorheen werd vermeld dat de gebruiker via de gebruiksinterface een keuze kan maken tussen vier referentiefrequenties. Deze keuze wordt naar de PIC doorgestuurd, die de twee overeenstemmende controlespanningen genereert voor de 4066BD, viervoudige analoge CMOS schakelaar. De pintoekenning van deze component ziet men in figuur 4.4 en het gebruik van de component in de schakeling wordt aan de hand van figuur 4.5 verduidelijkt.

Elke schakelaar in de 4066BD component bezit een ingangs-, een uitgangs- en een controle-sig-naal. Vermits de controlesignalen van de PIC komen, wordt de voeding van de viervoudige

analoge schakelaar op 5V (V_{EE}) gezet. De controlesignalen van de PIC bevinden zich immers tussen 0V en 5V. Indien de 4066BD component gevoed wordt met een spanning van 5V, bevindt de vereiste logic low en de logic high van de controlespanning zich tussen 0V en V_{EE} [14], wat met behulp van de PIC mogelijk is. De component heeft een bandbreedte van 65 MHz. Op het schema van figuur 4.5 ziet men dat de 4066BD component bepaalt welke

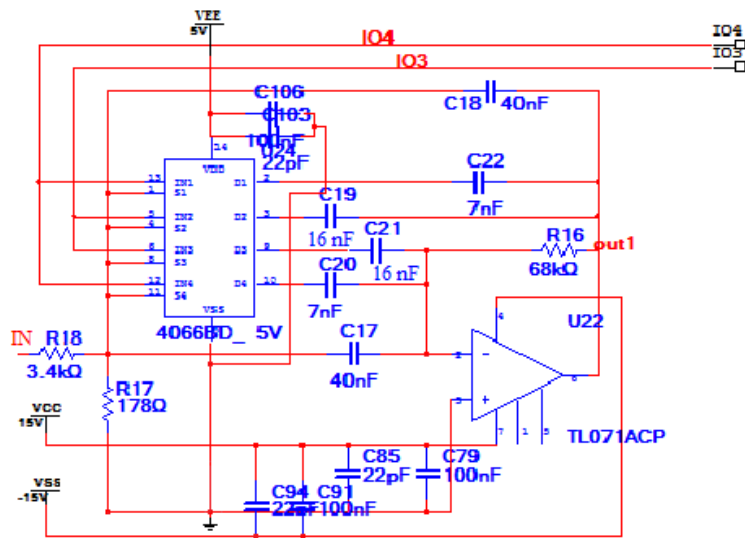


Figuur 4.4 – De toekenning van de pinnen van de 4066BD viervoudige analoge schakelaar [14].

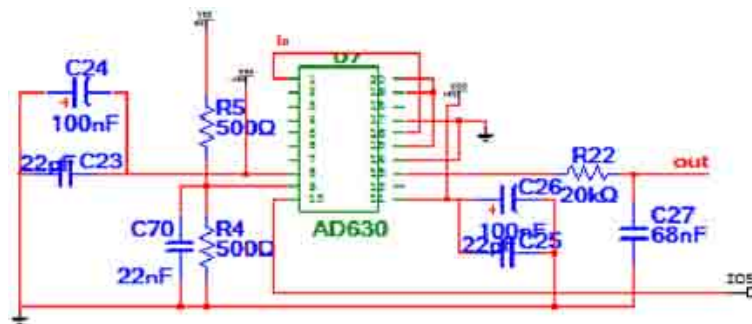
capaciteiten worden ingeschakeld voor het banddoorlaat filter. Dit wordt gecontroleerd via de twee controlespanningen (in dit schema worden de spanningen op de lijnen IO3 en IO4 gezet, die vanuit de pinnen 27 en 28 van de PIC komen). De signaalpaden die dezelfde capaciteiten bevatten, worden gecontroleerd door één controlesignaal. Indien er gekozen wordt om de metingen op de hoogste frequentie uit te voeren, worden beide controlespanningen op 0V gezet. Hierdoor worden de capaciteiten met de kleinste waarde in het filter ingeschakeld, zodat de centerfrequentie van het filter naar de geselecteerde hoge frequentie verschuift.

AD630 gebalanceerde modulator/demodulator

De synchrone demodulator heeft een symmetrische voeding (V_{SS} en V_{CC}), waarbij een voedingsstroom van 4 mA loopt. De AD630 component kan signalen tussen ($V_{SS} + 4V$) en ($V_{CC} - 1V$) aan zijn ingangen verdragen. Deze component heeft een unity gain bandbreedte van 2 MHz. De component werd uitgebreid behandeld in sectie 3.2.3. De realisatie van de kern van de lock-in detectie, de AD630 synchrone demodulator en het laagdoorlaat filter, wordt getoond in figuur 4.4. De referentiefrequentie wordt tot de demodulator gebracht via lijn die aangesloten is met IO5. Deze lijn komt van één van de frequentie generatie pinnen van de PIC.



Figuur 4.5 – Schema van het banddoorlaat filter in multisim met het gebruik van de 4066BD viervoudige analoge schakelaar.



Figuur 4.6 – De kern van de lock-in detectie in multisim.

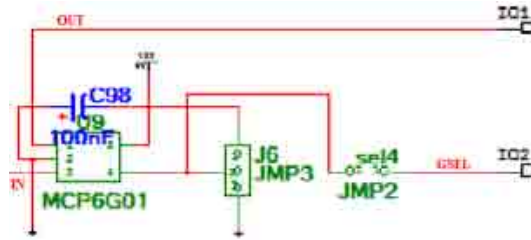
MCP6G01 variabele gain versterker

De laatste component die zich in een detectiemodule bevindt, is de variabele gain versterker. De gaininstelling van deze component werd reeds uitgebreid besproken in hoofdstuk 3.

De positieve voeding V_{EE} is 5V hoger dan de negatieve voeding, die aan de grond gehangen wordt. De voedingsstroom die hieruit volgt is typisch $110\mu A$. De maximale uitgangsspanningszwaai van de versterker bevindt zich tussen 10mV en $V_{EE}-10mV$.

De VGA bezit een ingangsrage van -1V tot 6V. In de uiteindelijke realisatie van het PCB worden twee protectiediodes voorzien aan de ingang van de VGA om deze te beschermen tegen spanningen die buiten deze range vallen. Indien hetingangssignaal van de VGA groter wordt dan 4.7V of negatiever van de -0.7V, geleiden de diodes en wordt het signaal beperkt tot de range tussen grond en V_{EE} . De diodes zijn niet aanwezig in het schema van de VGA in figuur 4.7.

Afhankelijk van de gain, +1V/V, +10V/V of +50V/V heeft de VGA een bandbreedte van respectievelijk 900kHz, 350kHz en 250kHz. De uitgang van deze versterker wordt via IO1



Figuur 4.7 – De MCP6G01 variabele gain versterker in multisim.

naar de PIC gebracht om daar vervolgens gedigitaliseerd te worden. Via IO2 wordt de gain ingesteld. Indien dit manueel gebeurt, zorgt men ervoor dat de jumper sel4 de verbinding tussen de gain controle lijn van de PIC en de GSEL pin onderbreekt zodat de gepaste spanning op de GSEL kan gezet worden via jumper J6.

In het geval een automatische gain instelling gewenst is maakt men via jumper sel4 de verbinding met de gain controle lijn van de PIC.

De realisatie van de automatische gain controle werd reeds besproken in sectie 3.3.1.8.

Conclusies van de specificaties

Uit bovenstaand overzicht van de specificaties van de verschillende componenten kunnen een aantal conclusies getrokken worden.

Op het PCB zullen vier voedingen vereist zijn: drie analoge voedingen V_{EE} (5V), V_{SS} (-15V) en V_{CC} (+15V) en één digitale voeding V_{DD} (+5V). De digitale voeding van de PIC werd reeds vermeld in de sectie 4.2.

De ontkoppelcapaciteiten kunnen eveneens uit de specificaties bepaald worden. Voor de componenten met een bandbreedte kleiner dan 1MHz, wordt ervoor gekozen een ontkoppelcapaciteit van 100nF te plaatsen. Dit geldt voor de MCP6G01 variabele gain versterker.

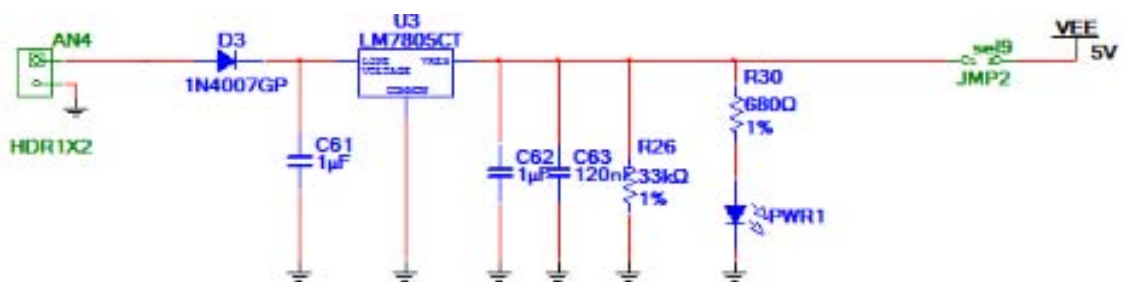
Indien de bandbreedte van de componenten 1MHz overschrijdt, wordt de 100nF capaciteit bijgestaan door en kleinere capaciteit van 22pF om de hoogfrequente storingen op te vangen. Dit is zo voor de TL071 opamp, de 4066BD viervoudige analoge schakelaar en de AD630 synchrone demodulator.

4.2.3 De voedingen

In de vorige sectie werd besloten dat drie analoge voedingen en één digitale voeding nodig zijn voor de geminiaturiseerde lock-in detectie. Er wordt gekozen voor aparte voedingen van +5V voor het analoge en digitale deel van de schakeling om deze twee delen zo apart mogelijk te houden. Op deze manier worden storingen tussen het digitale en analoge deel zo veel mogelijk vermeden.

Voor de realisatie van de positieve voedingen gebruikt men de componenten LM7805 voor V_{EE} en V_{DD} en LM7815 voor V_{CC} . Dit zijn positieve spanningsregulators met drie pinnen met een uitgangsstroom tot 1A. In deze schakeling wordt de TO-220 package gebruikt. Voor een voeding van +5V legt men een spanning van +9V aan aan de protectiediode die zich juist voor de spanningsregulator bevindt. Om daarentegen een stabiele voeding van +15V te verkrijgen wordt een spanning van de 18V aangelegd aan de ingang. De nodige ont-koppelcapaciteiten worden voorzien voor en na de spanningsregulator. Vóór de spanningsregulators wordt eveneens een diode geplaatst die als bescherming dient tegen tegengestelde spanningen die op deze spanningsregulators worden aangesloten. De toestand van de voedingen wordt gevisualiseerd door de LED's.

Het schema in Multisim voor de realisatie van een stabiele analoge voeding van +5V vindt men terug in figuur 4.8. Op dit schema ziet men rechts van de spanningsregulator een weerstand in parallel met de twee ont-koppelcapaciteiten. Deze weerstand zorgt voor een minimaal verbruik om een goede werking van de regulator te verzekeren, indien de LED voor de voedingsindicatie weggelaten wordt in een later stadium van de realisatie van de PCB.



Figuur 4.8 – De generatie van een stabiele analoge voeding van +5V in Multisim.

4.2.4 De gehele schakeling in Multisim

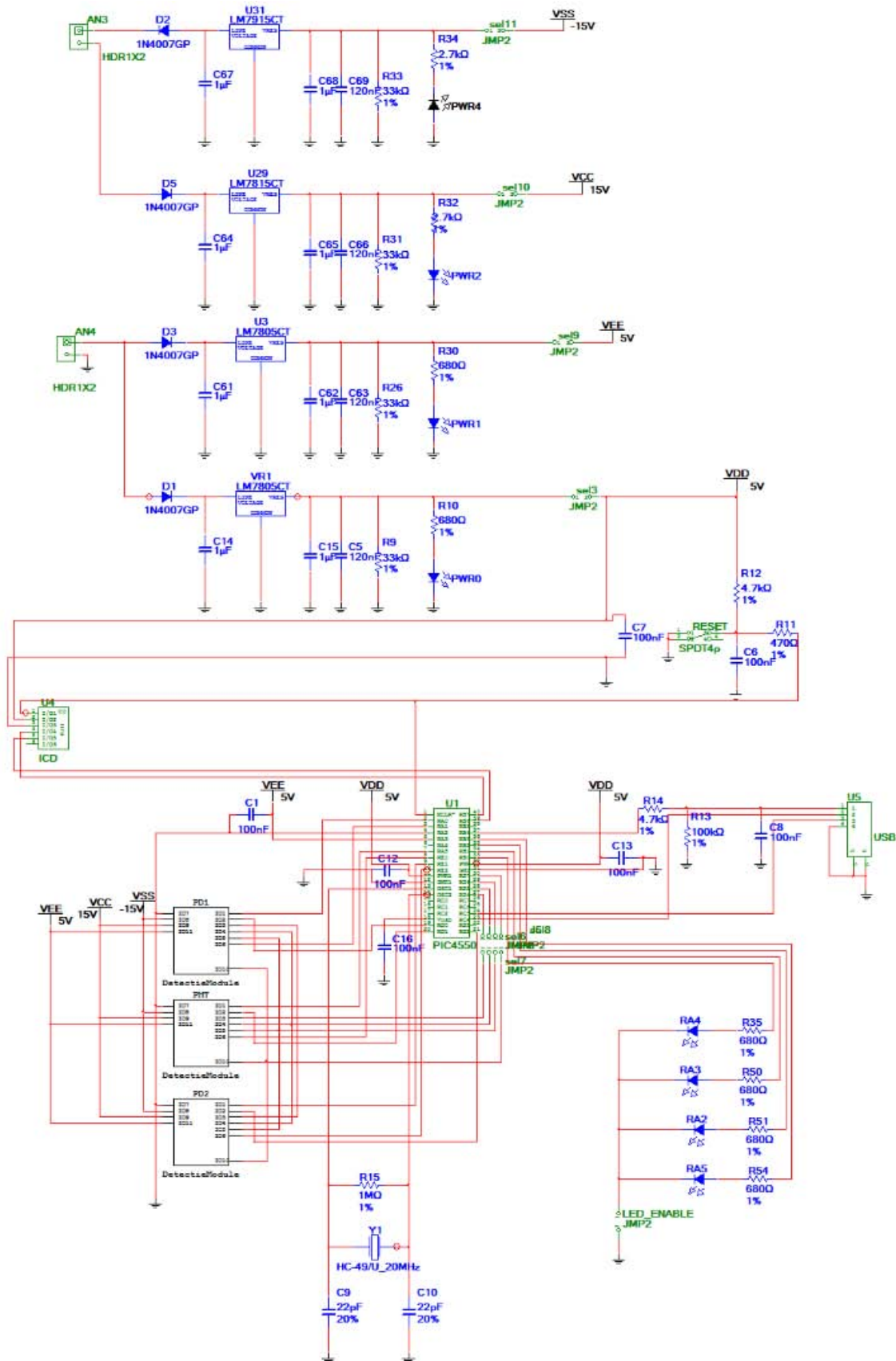
De uiteindelijke realisatie van de volledige schakeling in Multisim wordt samengevat in figuren 4.9 en 4.10. Figuur 4.9 toont de reeds besproken delen van de schakeling, zoals de PIC met de IDC- en USB connectoren, de oscillator, de referentiespanningen voor de AD conversie,... Bovenaan ziet men de verschillende voedingen die gebruikt worden. Rechts onderaan bevinden zich de gele LED's voor de visualisatie van de toestand van de USB kabel en de lock-in detectie. De referentie-, fluorescentie- en absorptie detectiemodules vindt men in de drie subcircuits die links onderaan op het schema geplaatst zijn.

Indien men één van deze subcircuits bekijkt, vindt men de schakeling van één detectiemodule terug, weergegeven in figuur 4.10. De aparte componenten werden behandeld in sectie 4.2.2. In het subcircuit ziet men een deel van de schakeling twee keer voorkomen: de bovenste tak van de twee identieke delen is de 'in fase' detectietak. De referentiefrequentie voor de synchrone demodulator van deze detectietak is immers dezelfde als het signaal waarmee de laser gemoduleerd wordt. In dit schema komt de referentiefrequentie binnen via IO5. De onderste tak is de 'in quadratuur' detectietak. De referentiefrequentie wordt gestuurd via IO10.

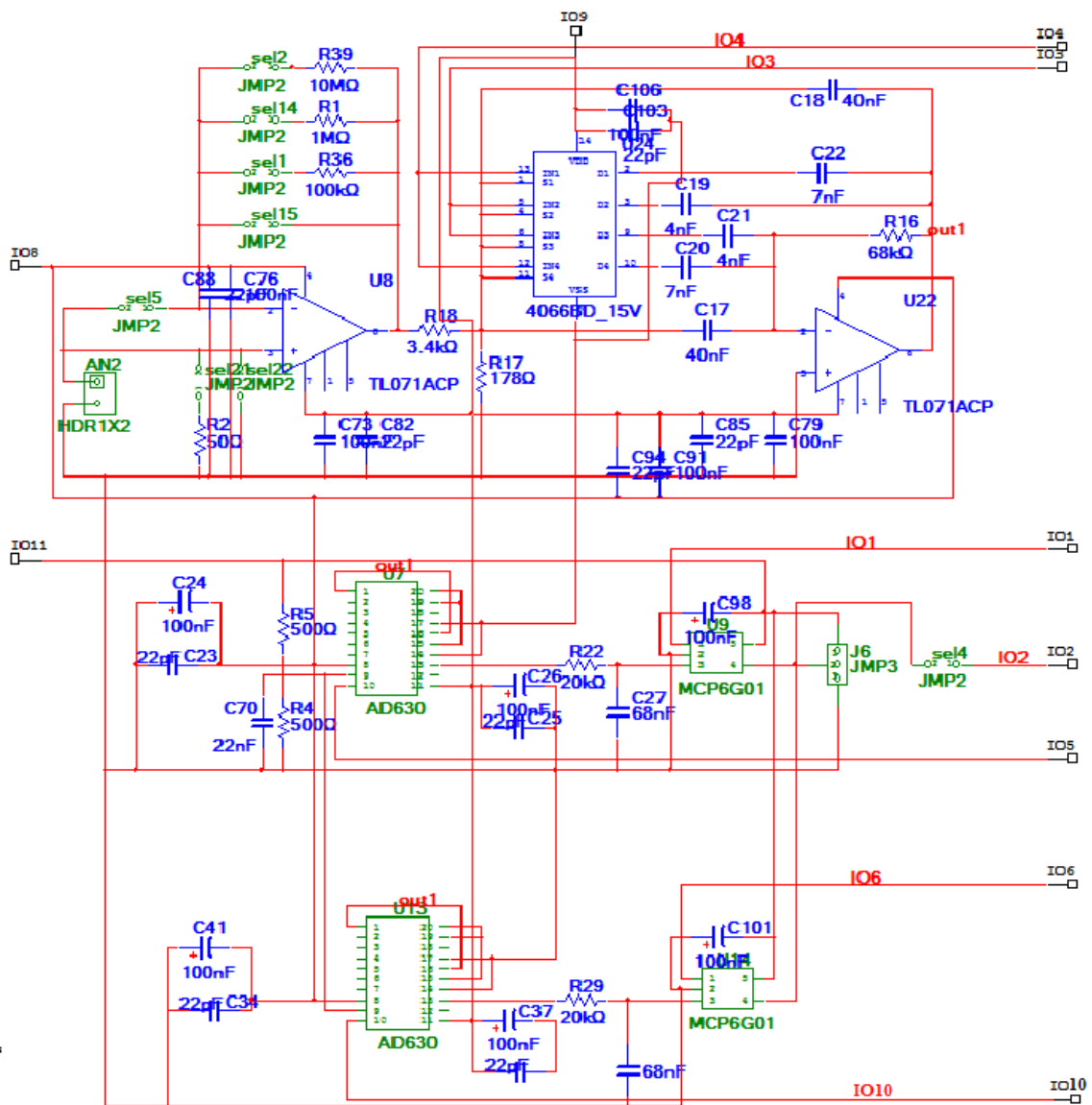
De overige detectiemodules zien er identiek uit. Eén van de verschillen tussen de referentie-, fluorescentie- en absorptie detectiemodules is de ingangstrap. Afhankelijk van de gebruikte detector wordt de ingangstrap immers als buffer of transimpedantie ingesteld. Na deze eerste trap, vervolgen de signalen hun weg langs dezelfde componenten.

De twee variabele gain versterkers voor de IQ detectie in één detectiemodule worden daarentegen wel onderworpen aan dezelfde gain. Dit werd reeds behandeld in de sectie 3.2.5.

HOOFDSTUK 4. REALISATIE PRINTED CIRCUIT BOARD



Figuur 4.9 – Het schema van de schakeling in Multisim.



Figuur 4.10 – Het schema van de ‘in fase’ en ‘in quadratuur’ detectietakken in één detectiemodule in Multisim.

4.3 Realisatie van de layout in Ultiboard

Het finale schema betreffende componenten en verbindingen, wordt voor de realisatie van Multisim naar Ultiboard getransfereerd.

Elke component moet hierbij zo efficiënt mogelijk geplaatst worden in Ultiboard, zodat de signalen achteraf de kortst mogelijke weg volgen op het PCB. Ook moet voor elke component de juiste footprint gebruikt worden. Op deze manier passen de componenten bij het solderen juist in de voorziene footprint.

Tijdens het layouten worden een aantal belangrijke zaken in het achterhoofd gehouden. Zoals vermeld in sectie 4.2.3 worden aparte voedingen voorzien voor het analoge en digitale deel van de geminiaturiseerde lock-in detectie. Men wilt deze delen immers zo gescheiden mogelijk houden om mogelijke storingen tussen beide te vermijden.

Ook analoge en digitale gronden worden eveneens zo veel mogelijk apart gehouden en zo veel mogelijk in sterformaat geconnecteerd.

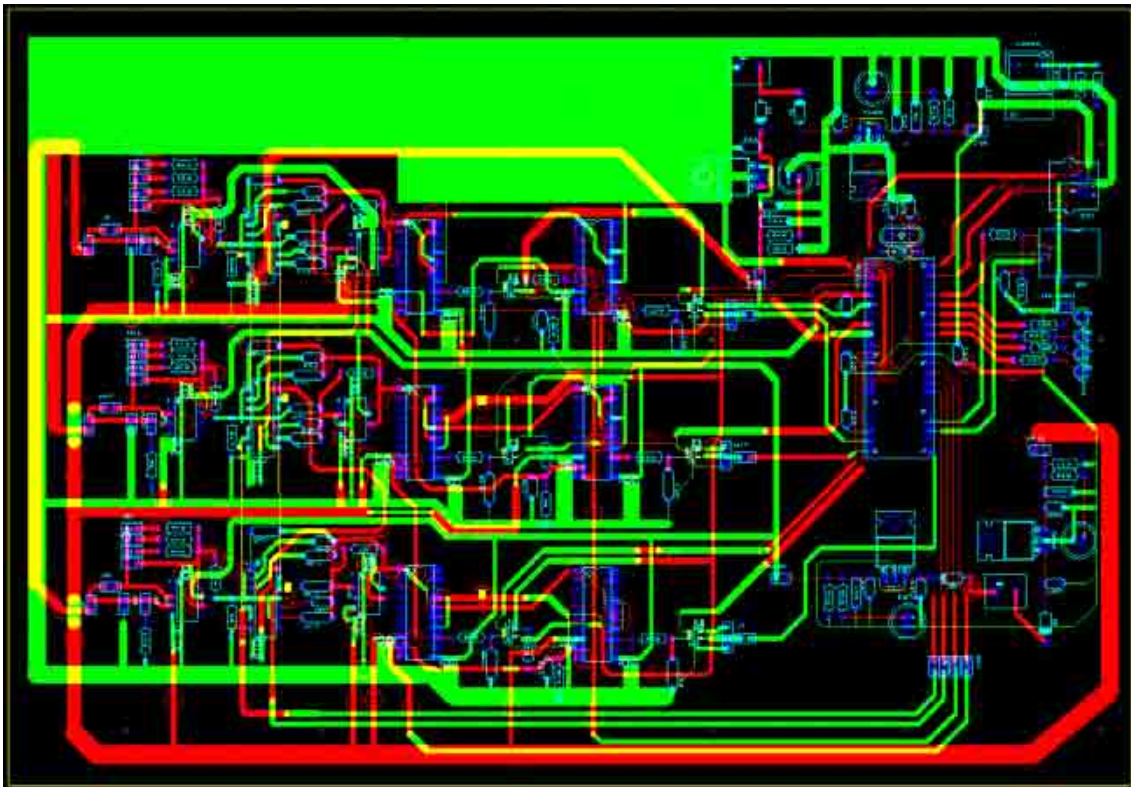
In sectie 3.3.1.4 wordt vermeld dat de analoge grond en de analoge voeding van +5V tot aan de pinnen V_{ref-} en V_{ref+} van de PIC worden gebracht. Deze dienen immers als referentiespanningen voor de AD conversie.

Om een stabiele grond te voorzien op het hele PCB wordt gebruikt gemaakt van een grondvlak. Vanuit dit grondvlak wordt de grond naar de drie analoge ingangen geleid van de referentie-, fluorescentie- en absorptie modules via een sterstructuur. Hierbij worden drie brede grondbanen tot aan de analoge ingangen getrokken. Deze ingangssignalen bezitten een kleine amplitude en ze zijn bijgevolg gevoelig aan storingen in de grondaansluiting.

Indien niet verder gegaan kan worden met de sterstructuur vanwege beperkingen in afmeting van het PCB, brengt men de grond naar de verschillende analoge componenten via één grondbaan. In dit geval moeten de componenten met de sterkste stroomprofielen indien mogelijk eerst worden geplaatst op deze grondbaan. Op deze manier worden de grootste stromen onmiddellijk naar de grond geleid.

Elke component wordt lokaal ontkoppeld met behulp van ontkoppelcapaciteiten. Deze werden besproken in sectie 4.2.2.

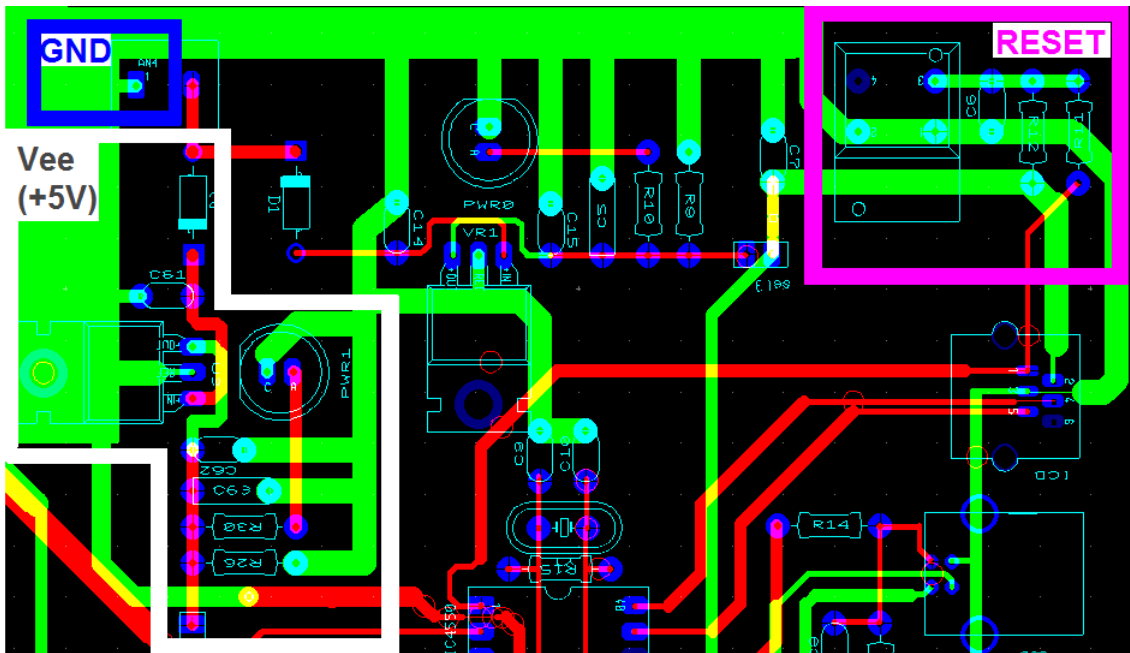
De layout in Ultiboard van de gehele schakeling is weergegeven in figuur 4.11. De koperlaag op de bovenste laag van het PCB is in het groen getekend. De onderste koperlaag van het PCB is in het rood. Het digitale deel van de lock-in detectie vindt men rechts op het PCB, bestaande uit de PIC en het oscillator kristal juist boven de PIC. De ICD- en USB connector en de LED's voor het visualeren van de lock-in bevinden zich rechts aan de rand van het PCB. Het analoge deel bevindt zich links van de PIC. Hier ziet men de drie detectiemodules boven



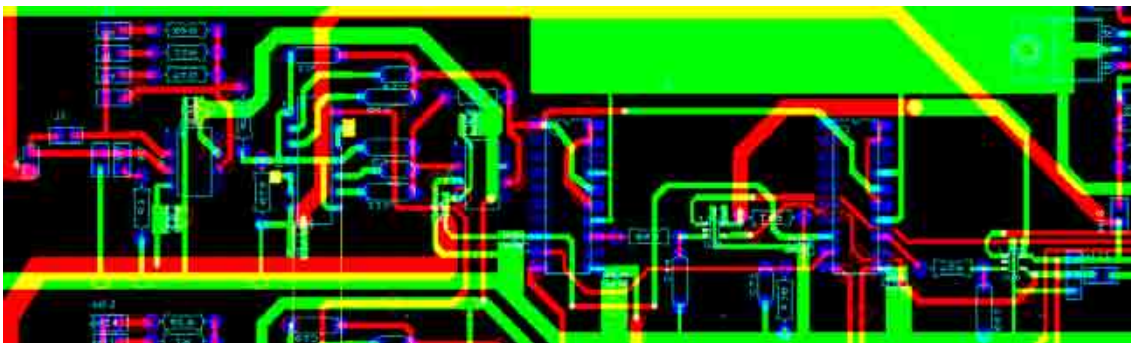
Figuur 4.11 – Layout van de geminiaturiseerde lock-in detectie in Ultiboard.

elkaar. Onder elke detectiemodule ziet men de grondbaan lopen die gemeenschappelijk is voor alle analoge componenten in die detectiemodule. Het grondvlak is het groene vlak linksboven. Hieruit ziet men links de drie dikke grondbanen (in het rood) vertrekken naar de drie analoge ingangen. De voedingen zijn eveneens zichtbaar in figuur 4.11. De analoge en digitale voeding van +5V staan boven de PIC en de analoge voedingen van $\pm 15V$ vindt men onder de PIC. Hier is op ingezoomd in de figuur 4.12. De analoge voeding van +5V (V_{EE}) is aangeduid door de witte polygoon. Ook zien we hier rechts bovenaan het reset circuit van de ICD en de PIC (paarse rechthoek). De hierboven besproken connectie tussen de analoge en digitale gronden vindt men links bovenaan in figuur 4.12, aangeduid door de blauwe rechthoek. Op deze manier worden de gronden zo ver mogelijk van het analoge en digitale deel van de schakeling geconnecteerd.

In figuur 4.11 ziet men in het analoge deel de detectiemodules voor zowel de referentie-, fluorescentie- als absorptie meting. Er wordt in figuur 4.13 op één detectiemodule ingezoomd.



Figuur 4.12 – Layout van de analoge en digitale voeding van +5V in Ultiboard.



Figuur 4.13 – Layout van één detectiemodule in Ultiboard.

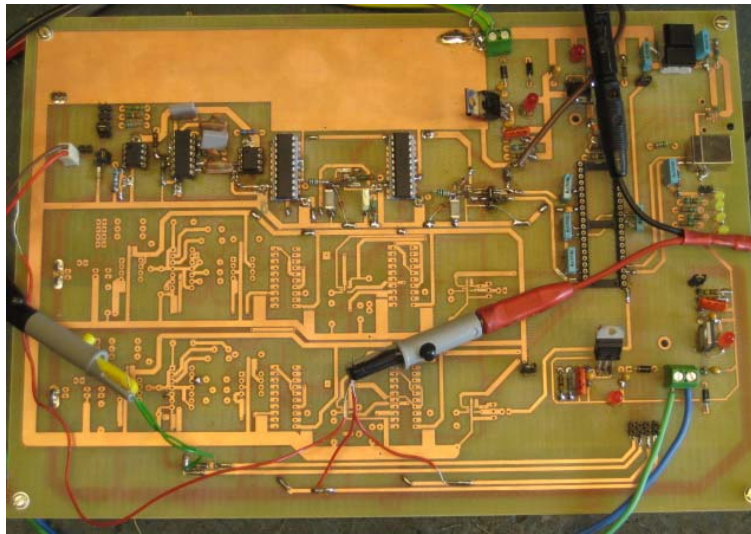
4.4 Realisatie van de schakeling op een Printed Circuit Board

Na het ontwerp het schema van de schakeling in Multisim en de layout in Ultiboard, wordt de PCB gerealiseerd. De twee lagen van de PCB worden gefreesd.

Men begint met het solderen van de voedingen. Eens deze in orde in zijn, wordt een eerste detectiemodule gesoldeerd. Het resultaat hiervan wordt weergegeven figuur 4.14.

De gebruikte technologie is voor de meeste componenten de ‘through-hole technologie’ (THT). Bij deze technologie worden de componenten in de gaten geplaatst die geboord zijn in het PCB en gesoldeerd aan de paden op de onderste laag van de PCB.

Voor de VGA’s en de ontkoppelcapaciteiten in de detectiemodules wordt de ‘surface-mount technologie’ (SMT) gebruikt. Hierbij worden de elektronische componenten op het oppervlak van het PCB aangebracht.



Figuur 4.14 – Realisatie van de voedingen en één detectiemodule op het PCB.

Door de aanwezigheid van vier verschillende voedingen op het PCB, zijn via's gebruikt om de voedingen zo efficiënt mogelijk te routen naar de verschillende componenten. Deze zijn manueel gesoldeerd, alsook de SMD capaciteiten en VGA's. Voor het solderen van de SMD capaciteiten, wordt HF32-SMD draad gebruikt met een diameter van 0.32mm en de soldeerbout met de fijnste punt. Voor de THT componenten gebruikt men HS10 soldeerdraad met een diameter van 0.6mm.

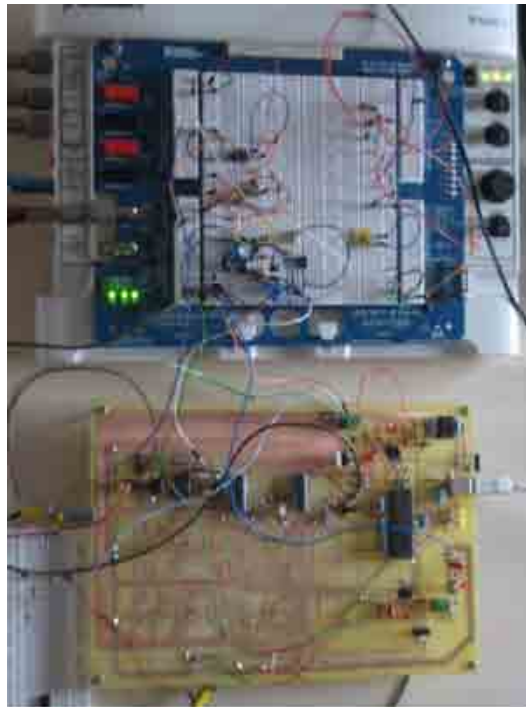
De Printed Circuit Board testen

Voordat de lock-in versterker wordt aangesloten op het microcapillair LOC systeem, wordt het PCB volledig getest. Eerst worden de voedingen samen met het banddoorlaat filter getest. Vervolgens wordt de geprogrammeerde PIC aan het analoge deel van de geminiaturiseerde lock-in detector toegevoegd om de referentiesignalen van de synchrone demodulatoren te genereren. Het volledige analoge deel van de schakeling wordt hierbij getest.

De laatste test controleert de werking van de AD conversie en het uitlezen van de gedigitaliseerde signalen vanuit de PIC op het PCB naar de host PC. Het ingangssignaal van het banddoorlaat filter wordt hierbij gegenereerd vanuit de PIC. Bij het gebruik van de geminiaturiseerde lock-in detector op het microcapillair LOC systeem, zal het excitatiesignaal immers gemoduleerd worden door de PIC.

5.1 Banddoorlaat filter

De vier mogelijke centerfrequenties van het banddoorlaat filter worden in deze sectie nagegaan. De centerfrequenties worden via de 4066BD analoge switch ingesteld. Hierbij worden de controlesignalen van de vier switchen manueel ingesteld in plaats van door de PIC. De spanningen worden via de gele krokodillenklem op figuur 4.14 (links onderaan) aangesloten. Men merkt dat de centerfrequenties die in de praktijk bekomen worden, niet exact overeen komen met de gesimuleerde frequenties. Tabel 5.1 geeft de gesimuleerde en de gemeten resonantiefrequenties van het filter weer, samen met de gemeten gain op deze resonantiefrequenties. Bij de resonantiefrequentie voert het banddoorlaat filter een faseverschuiving in van 180° . Dit heeft als gevolg dat het ingangs- en het referentiesignaal van de AD630 in tegenfase



Figuur 5.1 – De gerealiseerde PCB met één detectiemodule.

$f_{ontworpen}^{res}$ (Hz)	$f_{gemeten}^{res}$ (Hz)	g^{res} (dB)
730	940	20
820	993	20
1000	1103	19.5
1200	1191	20

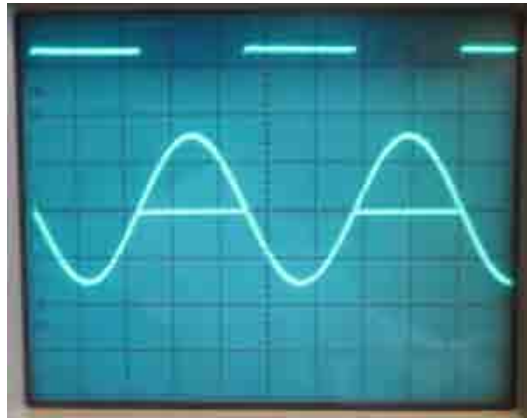
Tabel 5.1 – Gesimuleerde versus gemeten centerfrequenties van het banddoorlaat filter.

zijn. Uit de geobserveerde centerfrequenties en de geïntroduceerde faseverschuiving worden twee conclusies getrokken.

- Men werkt verder met de gemeten resonantiefrequenties. Hiervoor wordt immers de maximale gain van het filter bereikt.
- Bij de generatie van de signalen voor de modulatie van de laser en de referentiesignalen van de AD630's zal men rekening houden met de faseverschuiving die het banddoorlaat filter introduceert. Ook de transimpedantie versterker, die voor het banddoorlaat filter staat, introduceert een faseverschuiving waarmee rekening gehouden moet worden, zoals besproken in sectie 3.3.1.7.

In figuur 5.2 geeft de oscilloscoop zowel het referentiesignaal (blok golf) als hetingangssignaal (sinusgolf) van de AD630 weer, die perfect in tegenfase zijn t.o.v elkaar en een frequentie van

1191Hz bezitten. Hetingangssignaal heeft een amplitude van 300mV. Het referentie- en hetingangssignaal worden gegenereerd door een externe functiegenerator.



Figuur 5.2 – Ingangs- en referentiesignaal van de AD630 in tegenfase t.o.v. elkaar als gevolg van de faseverschuiving van het banddoorlaat filter.

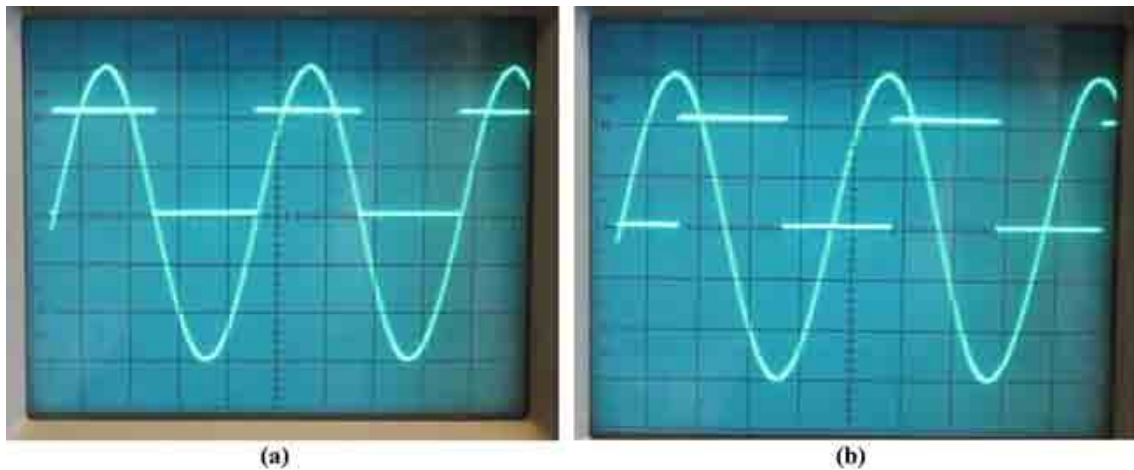
5.2 De kern van de lock-in detectie: AD630 gevolgd door het laagdoorlaat filter

In deze sectie wordt de eigenlijke lock-in detectie toegevoegd aan het banddoorlaat filter op het PCB: de AD630 gevolgd door het laagdoorlaat filter. Ook wordt de IQ detectie hierbij getest. Voor de generatie van de referentiesignalen wordt de externe functiegenerator vervangen door de PIC. De referentiesignalen worden via de twee onderste koperbanen op het PCB naar de synchrone demodulators geleid (figuur 4.14). Hetingangssignaal wordt nog steeds door de externe functiegenerator gegenereerd.

De onderstaande figuren geven de verschillende signalen weer bij het testen van de AD630 gevolgd door het laagdoorlaat filter op het PCB. Hiervoor wordt het signaal aan de ingang van de buffer in tegenfase gegenereerd t.o.v. het referentiesignaal van de AD630 in de ‘in fase’ detectietak om rekening te houden met de 180° faseverschuiving die het banddoorlaat filter introduceert. Dit werd reeds besproken in sectie 3.2.2 en 3.3.1.7. De amplitude van het signaal aan de buffer is dubbel zo groot dan de amplitude bij het testen van het banddoorlaat filter in sectie 5.1.1.

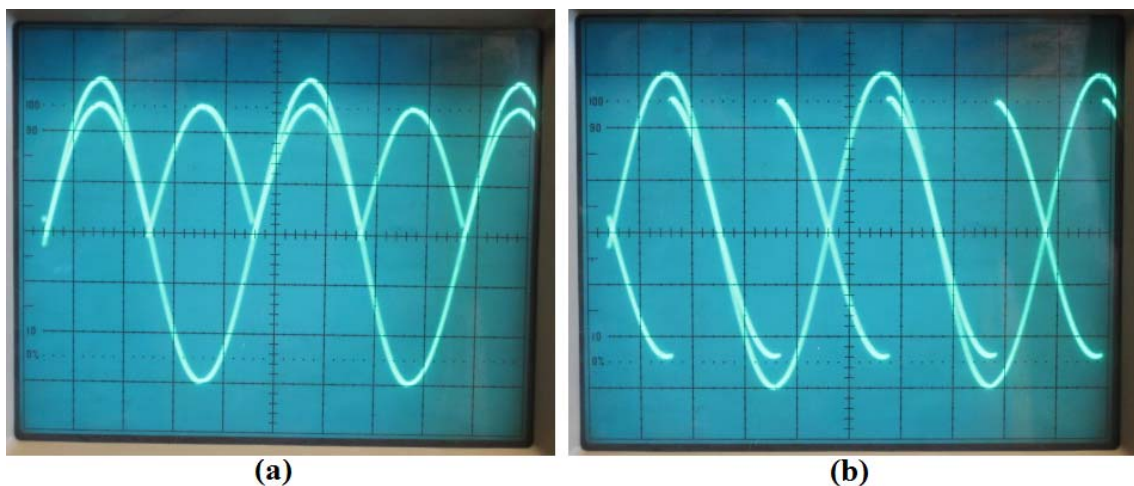
In figuur 5.3 ziet men hetingangssignaal (sinusgolf) en het referentiesignaal (blokgolf) van de AD630 componenten in de ‘in fase’ (a) en ‘in quadratuur’ (b) detectietakken. Het signaal heeft een amplitude van 600mV en een frequentie van 1191Hz, gesynchroniseerd met de frequentie van de referentiesignalen vanuit de PIC.

Vervolgens worden de uitgangssignalen van de AD630 componenten bestudeerd in de IQ



Figuur 5.3 – Ingangs- en referentiesignaal van de AD630 componenten in de I detectietak (a) en Q detectietak (b).

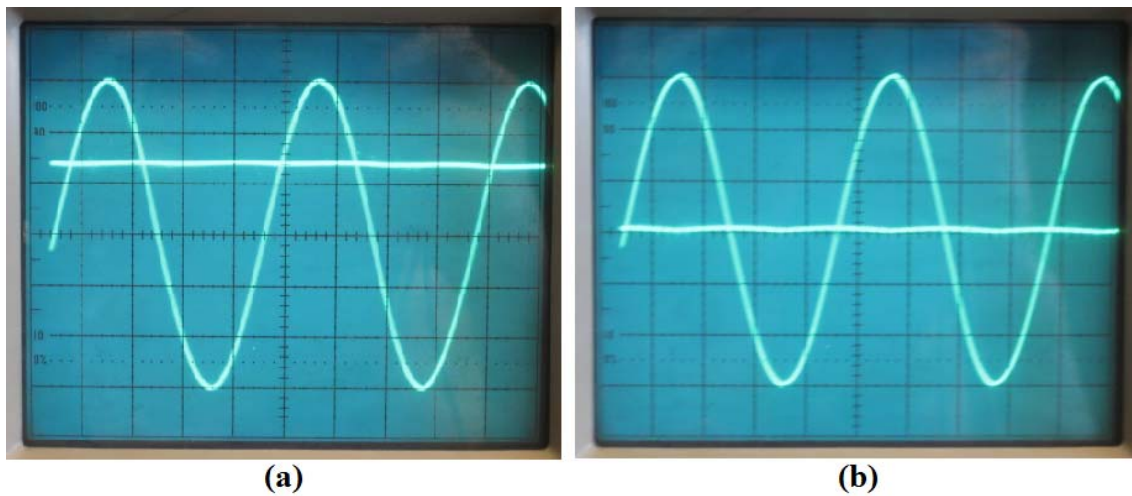
detectie. Deze worden weergegeven in figuur 5.4. Indien de detectie in fase gebeurt ziet men het omgeklapte positieve uitgangssignaal op de dubbele frequentie (a). In de quadratuur detectietak schakelt de precisiecomparator van de AD630 component op de maxima en minima van het ingangssignaal, waarvoor een uitgangssignaal zoals weergegeven in (a) bekomen wordt. De signalen ondergaan een spanningsgain van ± 2 . De twee gevallen werden eerder besproken in sectie 3.4.1. In de figuur is de schaal van de spanning aangepast van 0.2V/div naar 0.5V/div t.o.v. van figuur 5.3.



Figuur 5.4 – Ingangs- en uitgangssignaal van de AD630 componenten in de I detectietak (a) en Q detectietak (b).

Men filtert de uitgangssignalen van beide AD630's componenten om enkel de DC component in het uitgangssignaal over te houden. Dit wordt weergegeven in figuur 5.5. Zoals verwacht is het signaal bij de I-detectie (a) in de lock-situatie een DC spanning die evenredig is met

de amplitude van hetingangssignaal. Bij de Q-detectie (b) is het signaal na het laagdoorlaat filter nul.



Figuur 5.5 – Ingangs- en gefilterd uitgangssignaal van de AD630 componenten in de I detectietak (a) en Q detectietak (b).

5.3 De volledige detectietak met IQ detectie, van buffer tot uitlezing, met blokvormige signalen

Voor deze laatste test wordt de functiegenerator ook voor de generatie van het signaal aan de ingang van de buffer vervangen door de PIC. Via een spanningsdeler, wordt een amplitude van 24mV en een DC spanning van 34mV opgelegd aan de ingang van de buffer. Dit signaal ligt in de signaalrange die aan de uitgang van de buffer achter de photodiode (tabel 2.2 op pagina 24) of aan de uitgang van de transimpedantie versterker achter de PMT kunnen verschijnen tijdens een absorptie- of fluorescentie meting. Op deze manier worden de uitgangssignalen van de optische detectoren geëmuleerd.

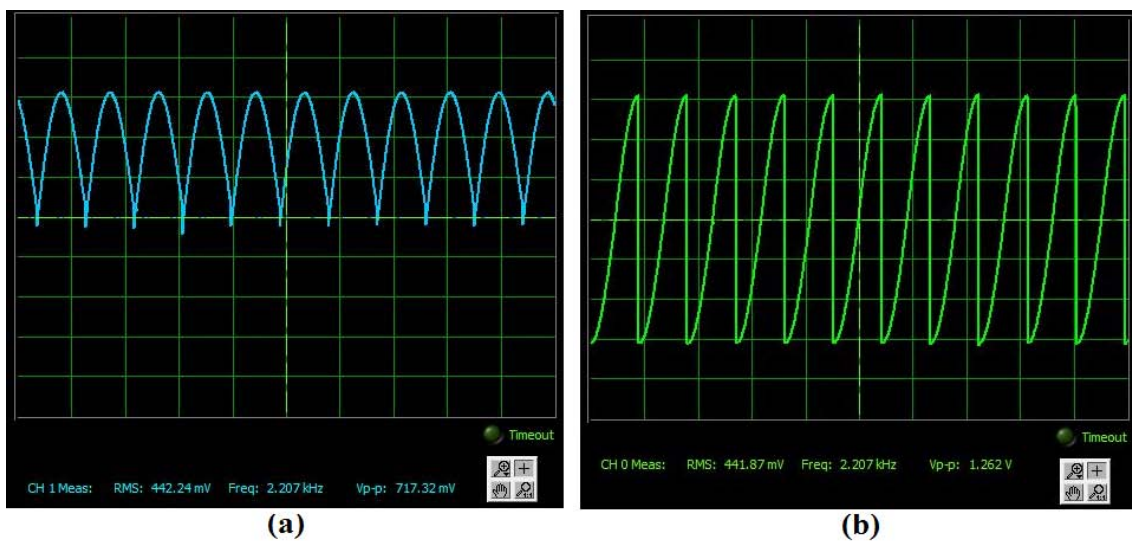
In figuur 5.6 ziet men hetingangssignaal aan de buffer en het referentiesignaal van de synchrone demodulator in de ‘in fase’ detectietak, in tegenfase t.o.v. elkaar. In de ‘in quadratuur’ detectietak is het referentiesignaal met 90° verschoven. De uitgangssignalen van de synchrone demodulatoren in beide detectietakken worden weergegeven in figuur 5.7. Na het laagdoorlaat filter bekomt men de signalen in figuur 5.8. Het zijn deze signalen die vervolgens via de USB connectie door de host PC worden uitgelezen. De uitgelezen signalen worden weergegeven in figuur 5.9.

Indien de amplitude van dit IQ gedetecteerde signaal berekend wordt, zou deze amplitude overeenkomen met één punt uit een absorptie- of fluorescentie meting zoals in figuur 2.11 op pagina 23 en figuur 2.8 op pagina 22. De amplitudeberekening van een IQ gedetecteerd

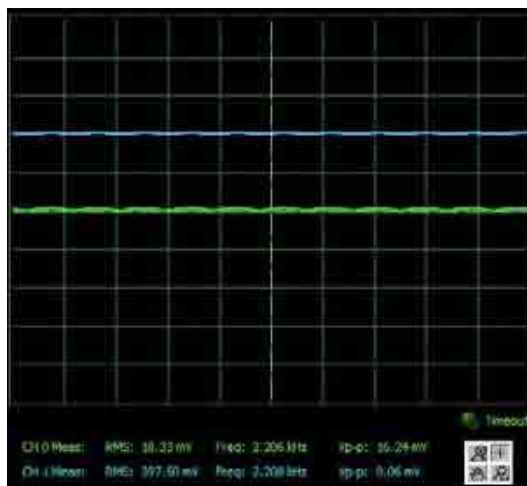
signaal in een lock en non-lock situatie werd experimenteel geverifieerd in sectie 3.4.



Figuur 5.6 – Ingangssignaal aan de buffer en referentie signaal van de AD630 voor de I detectie.



Figuur 5.7 – Uitgangssignalen van de AD630's in de I detectietak (a) en Q detectietak (b).

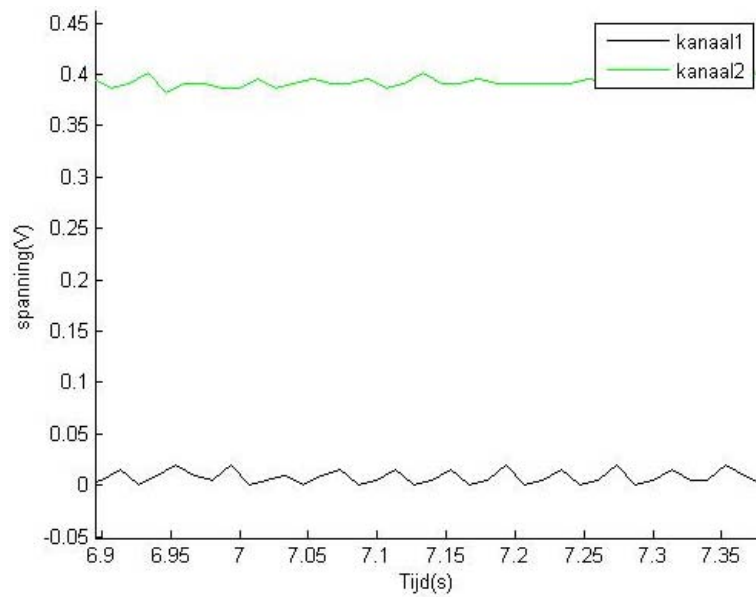


Figuur 5.8 – Uitgangssignalen na laagdoorlaat filtering in de I detectietak (blauwe curve) en Q detectietak (groene curve).

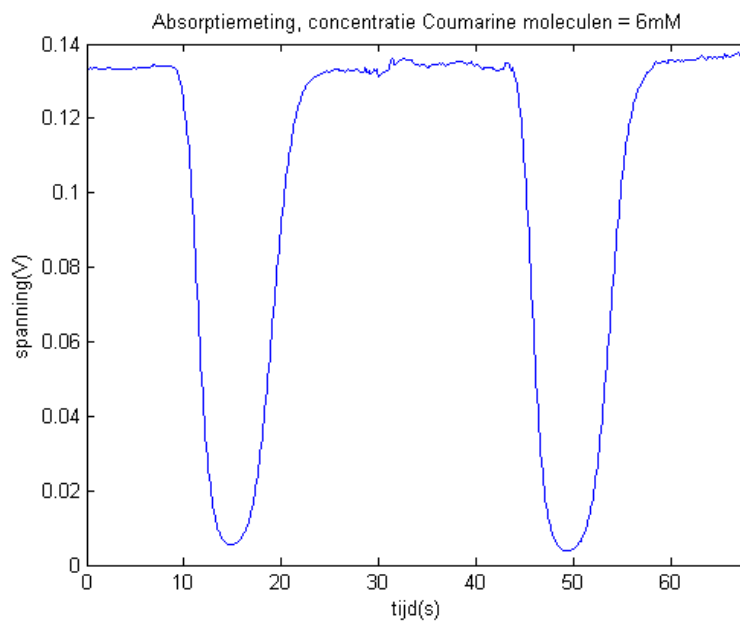
5.4 De Printed Circuit Board op het microcapillair gebaseerde detectiesysteem

Nadat de geminiaturiseerde lock-in detectiemodule op PCB succesvol getest werd met het aanleggen van blokvormige signalen, werd de PCB op het microcapillair gebaseerde detectiesysteem aangelegd.

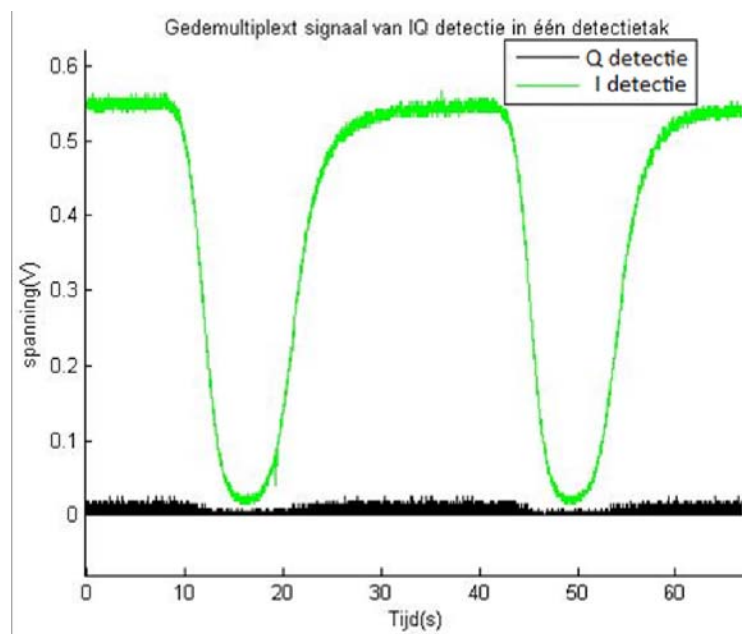
Bij de test op het microcapillair gebaseerde detectiesysteem wordt een absorptiemeting uitgevoerd. In figuur 5.10 wordt de absorptiemeting weergegeven met de commerciële SR830 DSP lock-in versterker en in figuur 5.11 de IQ detectie met de gerealiseerde lock-in detectiemodule op PCB. In beide gevallen vloeiden twee samples Coumarine moleculen met een concentratie van 6mM door het microcapillair. Het verschil in amplitude tussen beide absorptiemetingen ligt aan de signaalconditionering en -versterking in het analoge deel van de geminiaturiseerde lock-in detectiemodule.



Figuur 5.9 – Uitgelezen signalen van de I detectietak (groene curve) en de Q detectietak (zwarte curve) via de USB connectie.



Figuur 5.10 – Absorptiemeting met SR830 DSP lock-in versterker



Figuur 5.11 – Absorptiemeting met geminiaturiseerde lock-in detectiemodule op PCB.

Conclusie en toekomstperspectieven

Een eerste prototype van de geminiaturiseerde elektronische detectiemodule met een lock-in detectie is gerealiseerd in het kader van fotonische ‘lab-on-a-chip’ systemen voor het detecteren van biomoleculen. Dit systeem werd specifiek ontworpen voor de plastic micro-optische detectie-eenheden met geïntegreerde lenzen.

Het ontwerp en de realisatie van de elektronische detectiemodule bestaat uit drie detectiemodules, die elk een IQ detectie van het opgevangen signaal aanbieden. De opgevangen signalen worden geconditioneerd in de analoge schakeling en gedetecteerd door een lock-in versterker. De signalen worden vervolgens gedigitaliseerd door de ‘Programmable Interface Controller’. Deze microcontroller genereert hierbij de nodige signalen voor de modulatie van de excitatiebron en de generatie van de referentiesignalen voor de synchrone demodulatoren. Het controleert eveneens de signalen voor het instellen van de banddoorlaat filters en de variabele gain versterkers.

Het uitlezen van de gedigitaliseerde signalen komt tot stand via een USB connectie tussen de PIC en de host PC. De uitgelezen datapunten worden geanalyseerd op de PC. Dit vereiste de programmatie van de PIC in C en van de PC in C#.

Bij het indienen van dit eindwerk, werd reeds één detectiemodule met IQ detectie succesvol getest en het opgevangen signaal getransfereerd naar de PC voor verdere analyse. Dit gebeurde eerst met de schakeling op het NI Elvis II bord en vervolgens op het ontworpen PCB.

In de toekomst zijn er enkele zaken die toegevoegd of verbeterd kunnen worden.

- Een eerste verbetering ligt in het analoge deel van de schakeling. De volledige signaal-

range in de detectiemodules zou herschaald moeten worden naar een spanning tussen 0V en 5V zodat dit voldoet aan de signaalrange van de PIC. Dit verkleint ondermeer het aantal nodige voedingsregulatoren en voorkomt potentiële problemen bij het overschakelen van één spanningsdomein naar een ander.

- De analoge signalen kunnen sneller gesampled worden om vervolgens laagdoorlaat gefilterd te worden door een digitaal filter dat geïmplementeerd kan worden in de PIC. Dit vereist eventueel het gebruik van een dsPIC met geïntegreerde DSP mogelijkheden. Met behulp van dit digitaal filter, wordt een variabele bandbreedte voor het laagdoorlaat filteren bekomen.
- De snelheid van uitlezing van de gedigitaliseerde signalen kan opgedreven worden. In dit afstudeerwerk is de transfer mode van de USB kabel de ‘interrupt mode’. Voor het sturen van grote hoeveelheden data, is de ‘isochrone mode’ echter beter geschikt.
- De gedigitaliseerde data zou eventueel realtime afgebeeld kunnen worden op een LCD display, rechtstreeks aangestuurd door de PIC.

Bibliografie

- [1] Manz. A., Graber. N and Widmer. H.M. Miniaturized total chemical analysis systems: a novel concept for chemical sensing, *Sensors and Actuators B* 1990, 244-248.
- [2] R. van Merkerk, Ontwikkeling van Lab-on-a-chip technologie, [Online] <http://loc-workshop.geo.uu.nl/>, geraadpleegd in maart 2010.
- [3] Agilent Life Sciences and Chemical Analysis, [Online] www.chem.agilent.com, geraadpleegd in maart 2010.
- [4] Santhosh Kumar Goud Manikonda, "Integrated Photonic Bio-Chip for detecting biomolecules in microchannels", Master thesis, Vrije Universiteit Brussel, Academic Year 2008-2009.
- [5] Toptica, [Online] http://www.toptica.com/products/itemlayer/140/AppL1003_disc-mastering_Jan_2007.pdf, geraadpleegd in december 2009.
- [6] S. Van Overmeire et al., "Miniaturized detection system for fluorescence and absorbance measurements in chromatographic applications", *IEEE J. Sel. Top. Quant.*, 14, pp. 140-150, 2008.
- [7] Sara Van Overmeire, "Novel micro-optical detection systems for microfluidic applications", PhD thesis, Vrije Universiteit Brussel, 2010.
- [8] Hamamatsu, APD module C5460 series
- [9] Newport, 818 Series Photodetector Guide Rev E.
- [10] Hamamatsu, Photomultiplier Tube Modules, PMT_modules_TPMO0008E02.

- [11] FEMTO, [Online] http://www.femto.de/index.html?../products/lia_mv_150.html, geraadpleegd in maart 2010.
- [12] Microchip, PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet, “28/40/44-Pin High-Performance, Enhanced Flash USB Microcontrollers with nanoWatt Technology”.
- [13] Stanford Research Systems, SR830 DSP Lock-In Amplifier, Revision 2.2 (6/2005).
- [14] ON Semiconductor, Datasheet MC14066BDG - Quad Analog Switch/Quad Multiplexer.
- [15] Microchip, Datasheet MCP6G01/1R/1U/2/3/4 - 110 μ A Selectable Gain Amplifier.
- [16] Microchip, PICDEMTM 2 Plus Demonstration Board User’s Guide, 2006.
- [17] Analog Devices, Datasheet AD630 - Balanced Modulator/Demodulator.