

Constructie van een benchtop NMR-toestel met een elektromagneet

Tristan Ceulemans

Promotoren: prof. dr. Yves De Deene, Luc Colman
Begeleider: Jan Vandecasteele

Masterproef ingediend tot het behalen van de academische graad van
Master in de ingenieurswetenschappen: elektrotechniek

Vakgroep Radiotherapie en Experimenteel Kankeronderzoek
Voorzitter: prof. dr. ir. Carlos De Wagter

Vakgroep Informatietechnologie
Voorzitter: prof. dr. ir. Daniël De Zutter

Faculteit Ingenieurswetenschappen en Architectuur
Academiejaar 2010-2011



Constructie van een benchtop NMR-toestel met een elektromagneet

Tristan Ceulemans

Promotoren: prof. dr. Yves De Deene, Luc Colman
Begeleider: Jan Vandecasteele

Masterproef ingediend tot het behalen van de academische graad van
Master in de ingenieurswetenschappen: elektrotechniek

Vakgroep Radiotherapie en Experimenteel Kankeronderzoek
Voorzitter: prof. dr. ir. Carlos De Wagter

Vakgroep Informatietechnologie
Voorzitter: prof. dr. ir. Daniël De Zutter

Faculteit Ingenieurswetenschappen en Architectuur
Academiejaar 2010-2011



Woord vooraf

Graag wil ik mijn oprechte dank betuigen aan alle mensen die geholpen hebben bij het tot stand komen van deze thesis.

In de eerste plaats gaat mijn dank uit naar prof. Yves De Deene die mij de mogelijkheid gaf deze thesis te maken. De tijd en het geduld die hij vrijmaakte om mij te helpen, NMR uit te leggen en om mijn teksten na te lezen, heb ik enorm gewaardeerd.

Daarnaast gaat mijn dank uit naar prof. Luc Colman(Hogeschool Gent) voor zijn goede raad en het gebruik van zijn labo. Dankzij zijn alom gewaardeerde praktische ervaring kreeg ik de elektronica aan de praat.

Ook dank ik Sam en Bart, technici van de dienst Radiotherapie en Experimenteel Kankeronderzoek, voor de hulp bij alle praktische zaken rond de constructie van het NMR-systeem.

Een speciaal woord van dank aan mijn moeder Marleen en mijn vriendin Eline om mij te steunen en mijn teksten te verbeteren.

Tot slot mag ik zeker Abderrahman van de schoonmaakdienst van het UZ Gent niet vergeten voor de praktische hulp.

Tristan Ceulemans, juni 2011

Toelating tot bruikleen

De auteur geeft de toelating deze masterproef voor consultatie beschikbaar te stellen en delen van de masterproef te kopiëren voor persoonlijk gebruik.

Elk ander gebruik valt onder de beperkingen van het auteursrecht, in het bijzonder met betrekking tot de verplichting de bron uitdrukkelijk te vermelden bij het aanhalen van resultaten uit deze masterproef.

Tristan Ceulemans, juni 2011

Constructie van een benchtop NMR-toestel met een elektromagneet

door

Tristan CEULEMANS

Masterproef ingediend tot het behalen van de academische graad van

MASTER IN DE INGENIEURSWETENSCHAPPEN:

ELEKTROTECHNIEK

Academiejaar 2010-2011

Promotoren: prof. dr. Yves DE DEENE, Luc COLMAN

begeleider: Jan VANDECASSEEELE

Faculteit Ingenieurswetenschappen

Universiteit Gent

Vakgroep Radiotherapie en Experimenteel Kankeronderzoek

Voorzitter: prof. dr. ir. Carlos DE WAGTER

Vakgroep Informatietechnologie

Voorzitter: prof. dr. ir. Daniël DE ZUTTER

Samenvatting

Nucleaire magnetische resonantie(NMR) is een fysisch verschijnsel dat voornamelijk wordt toegepast in de medische beeldvorming. Het bekendste voorbeeld is de MRI-scanner(Magnetic Resonance imaging). Ook in de chemie wordt NMR toegepast voor bijvoorbeeld spectroscopie.

Nucleaire magnetische resonantie wordt opgewekt door bepaalde atoomkernen, die zich in een statisch magnetisch veld bevinden, te exciteren door middel van een aangelegd wisselend magnetisch veld (excitatie). De frequentie van dit wisselend magnetisch veld is afhankelijk van de atoomkern en van de sterkte van het statisch magnetisch veld. Door deze excitatie gaan deze atoomkernen op hun beurt een wisselend magnetisch veld met dezelfde frequentie uitzenden. Door tenslotte dit magnetisch veld te detecteren kan informatie over de atoomkernen bekomen worden (detectie).

NMR-toestellen zijn meestal geavanceerde systemen waarvan de werking niet volledig gekend is. Voor veel gebruikers blijft dit een ingewikkelde „zwarte doos”. Het doel van deze masterproef is om een miniaturopstelling te maken van een NMR-systeem waarbij het principe achter MRI geïllustreerd wordt. Hierbij wordt gebruik gemaakt van een elektromagneet.

Een systeem werd ontworpen die wisselende magnetische velden kan zenden en ontvangen. Dit systeem wordt aangestuurd via een acquisitiekaart. Het vermogen van het uitgezonden magnetisch veld tijdens exitatie bedraagt maximaal 0.95W en de versterking van het ontvan-

gen magnetisch veld tijdens detectie bedraagt 66.2 dB.

Via de computer kunnen pulsen verstuurd worden en magnetische velden gedetecteerd worden. Verdere optimalisatie van het systeem is noodzakelijk om NMR-experimenten met succes te kunnen uitvoeren.

Trefwoorden

Nucleaire Magnetische Resonantie(NMR), Nucleaire Magnetische Beeldvorming (MRI), elektronmagneet, benchtop systeem

Construction of a NMR device with an electromagnet

Tristan Ceulemans

Supervisor(s): Yves De Deene, Luc Colman

Abstract—This article discusses the construction of a bench-top Nuclear Magnetic Resonance (NMR) system in which an electromagnet is used. This system demonstrates the principle of NMR and can be used for further research and educational purposes.

Keywords— Nuclear Magnetic Resonance (NMR), electromagnet, Nuclear Resonance Imaging(MRI), bench-top system

I. INTRODUCTION

NUCLEAR magnetic resonance is a phenomenon that is induced by emitting an oscillating magnetic field at a specific resonance frequency to certain nuclei that are exposed to a static magnetic field. Because of this oscillating magnetic field the nuclei start emitting an oscillating magnetic field themselves. By detecting this magnetic field, information about the nuclei can be gathered.

In the past decades NMR has found numerous applications. Examples are Magnetic Resonance Imaging(MRI), spectroscopy and relaxometry. For these applications state of the art commercial devices have been developed, for example a clinical MRI scanner. Because of their complexity and patents the operation and techniques of these devices are not completely known. Overall MRI scanners are very expensive which prevents the wide use for experimental research.

The aim of this master's thesis is to construct a basic NMR system that transparently demonstrates the principle of NMR. This system would be used for further research and educational purposes. Educational NMR systems are commercially available but are relatively expensive. Therefore the cost of the system has to be kept low.

The static magnetic field for this system is produced by an electromagnet of 75mT(figure 1). This system will use a Spincore Radioprocessor® acquisition card which is controlled by a personal computer.

II. ELECTROMAGNET

It is key that the static magnetic field is stable and homogeneous so that NMR experiments are possible. Therefore the magnetic field of the given electromagnet has been measured thoroughly.

The homogeneity of the magnetic field is good enough for NMR experiments. The magnetic field deviates less than 0.72% in the horizontal plane between the ferrite plates.

The stability of the magnetic field is not good enough for NMR. The magnetic field drifts away in time. This deviation has a maximum of 2.26%. It is possible to perform short NMR-experiments but on the longer term it is advised to optimize the current source of the electromagnet.



Fig. 1. Picture of the electromagnet used in this study.

III. DESIGN

A basic NMR sequence consists out of 3 stages. The first stage is excitation: an oscillating magnetic field is emitted to the nuclei. The next stage is detection: an oscillating magnetic field is produced by the nuclei and has to be detected. Finally the third stage is a period for the nuclei to get in their idle state. To be able to transmit and detect oscillating magnetic fields a system has been designed. A schematic overview is shown in figure 2. The designed system consists of the acquisition card that controls the system, the excitation circuit that delivers the energy in the excitation stage, the detection circuit that amplifies the captured energy from the nuclei and the coil that emits and detect magnetic fields. The static magnetic field determines the frequency of the oscillating magnetic field emitted by the nuclei. The Larmor frequency at 75 mT is 3.19 MHz.

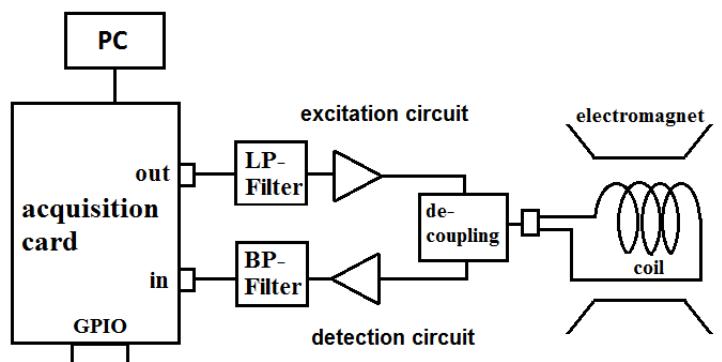


Fig. 2. Diagram of the designed system.

A. The coil

Coils are used to transduce electric energy into magnetic energy and vice versa. A high-Q solenoid that fits in the electromagnet has been designed. It produces a magnetic field of

$0.812 \frac{mT}{A}$. This coil will be used for both excitation and detection. In our setup we used a sample of water that is inserted into the coil. The coils impedance is matched to 50Ω by using an impedance matching network consisting of two variable capacitors.

B. The excitation circuit

The power that drives the coil during excitation has to be high enough in order to excite a broader bandwidth. The power from the RF-output of the acquisition card is too small. Therefore the excitation circuit is equipped with a power amplifier that allows to drive the 50Ω impedance of the matched coil. The input contains an interpolation filter that removes quantisation noise. The constructed amplifier has a gain of 27.4 dB and can deliver a power of 0.95 W into a 50Ω -load. This amplifier is a cascade of a voltage feedback opamp and a current feedback opamp.

C. The detection circuit

The received energy from the nuclei during detection is too weak to be sampled by the RF-input of the acquisition card. Therefore a high gain preamplifier has to be designed. This amplifier consists of multiple stages and must have a very low noise figure. To improve the signal-to-noise ratio the signal from the coil has to be filtered. This is possible because the energy from the nuclei has a very small bandwidth whereas the noise has a broad bandwidth.

The constructed amplifier has a gain of 66.2 dB and is a cascade of a smallband low noise RF-amplifier and a low noise voltage feedback opamp.

D. Decoupling

Both the output of the power amplifier of the excitation circuit and the input of the preamplifier of the detection circuit has to be connected to the coil but they should be decoupled from each other as the power of the power amplifier would destroy the input of the preamplifier. At the other hand, noise from the power amplifier would decrease the SNR during detection. Therefore a circuit has been constructed that decouples the power amplifier and the preamplifier(figure 3) [1].

At the output of the power amplifier are series crossed diodes connected which blocks the noise coming from the poweramplifier during detection. Crossed diodes conduct high power(excitation) but blocks small power(detection).

At the input of the preamplifier are shunt crossed diodes and a quarter wave transformer connected. These crossed diodes will conduct during excitation because of the high power. The crossed diodes will have a low impedance. The quarter wave transformer will invert this low impedance to a high impedance. The input of the detection circuit is now a high impedance during excitation, the power will go to the coil and not to the preamplifier. During detection the crossed diodes blocks and the quarter wave transformer acts as a 50Ω transmission line.

The common way to construct a quarter wave transformer is to take a transmission line with a quarter wave length. At 3.19 MHz this would be too long. Therefore this transmission line has been imitated by an artificial line which is composed out of reactive elements [2].

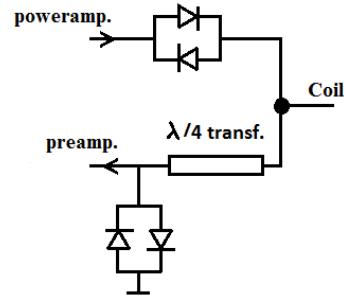


Fig. 3. Diagram of the decoupler.

E. Construction

The coil is very sensitive to its surroundings. In order to have reproducible results the coil has to be placed at an exact location. A housing for the coil, excitation circuit and detection circuit has been constructed. This housing can be slided in the electromagnet in a way that the coil will be on a fixed location in the electromagnet (figure 4).

The excitation circuit, the detection circuit and the decoupling circuit were placed in metal housings for EM-shielding. The acquisition card and the powersupply for the excitation and detection circuit are mounted into a $19''$ -module which can be inserted into a $19''$ -rack.

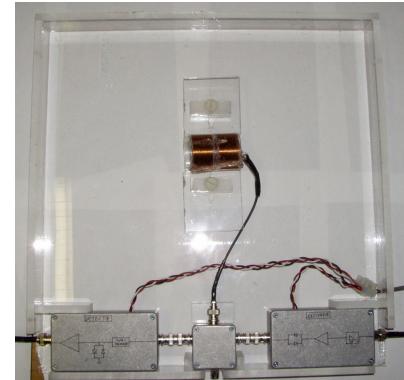


Fig. 4. Picture of the housing.

IV. CONCLUSIONS

A NMR system has been designed and constructed. The system can emit an oscillating magnetic field of 0.95 W and receives magnetic fields which are amplified by 66.2 dB . The received noise is high and there are interference problems. For basic NMR-experiments further development of the system is needed.

REFERENCES

- [1] Y. De Deene, *Magnetic Resonance Imaging: From basic principles to advanced techniques- a biomedical engineering perspective,[Teaching course]*, 2010.
- [2] D.D Griffin, R. L. Kleinberg en M. Fukuhara, *Low-frequency nmr spectrometer*, Meas. Sci Technol. 4 9968,1993

Inhoudsopgave

Woord vooraf	i
Toelating tot bruikleen	ii
Overzicht	iii
Extended abstract	v
1 Inleiding	1
I Theoretische beschouwing	3
2 Theoretische beschouwing van NMR	4
2.1 Het principe achter NMR	4
2.1.1 Nucleaire Spin	4
2.1.2 Magnetische resonantie	7
2.1.3 Excitatie en relaxatie	8
2.1.4 Tijdsconstanten	10
2.1.5 Pulssequenties	12
2.2 Beelvormingstechnieken	15
2.2.1 Ruimtelijke coderingsstappen met behulp van gradiëntspoelen	15
2.2.2 Beeldconstructie	17
3 Courante NMR-systemen	19
3.1 De klinische MRI-scanner	19
3.1.1 Types MRI-scanner	20
3.1.2 De magneet	20
3.1.3 Spoelen	21
3.1.4 Signaalverbetering	23
3.1.5 Het MRI-systeem	23
3.2 NMR-spectroscopie	25

3.3 Experimentele NMR-systemen	27
II Ontwerp	30
4 Ontwerpkeuzes	31
4.1 Beschikbare componenten	31
4.1.1 Elektromagneet en frequentie	31
4.1.2 Acquisitiekaart	33
4.2 Systeemontwerp	33
4.2.1 Het zendcircuit	34
4.2.2 Het ontvangstcircuit	34
4.2.3 De spoelen	35
4.2.4 scheiding tussen zenden en ontvangen	35
4.2.5 Constructie	37
5 De elektromagneet	38
5.1 Vereisten	38
5.2 De stroombron	39
5.3 Het magnetisch veld	40
5.3.1 De Hall-sensor	41
5.3.2 Meting van het magnetisch veld in de ruimte	42
5.3.3 Meting van het magnetisch veld in de tijd	44
5.4 Besluit	45
6 De spoel	47
6.1 Fysische eigenschappen van de spoel	47
6.2 Spoelkeuze	49
6.3 Aanpassingsnetwerk	51
7 Excitatie	54
7.1 Het vereiste wisselend magnetisch veld	54
7.2 Berekening van het zendvermogen en de bandbreedte	56
7.3 Schema van het zendcircuit	57
8 Detectie	59
8.1 Signaal-op-ruis verhouding (SNR)	59
8.1.1 Signaal	59
8.1.2 Ruis	61
8.1.3 SNR	61
8.2 Versterkerkeuze	62

8.3 Filter	67
9 Ontkoppeling	70
9.1 Ontkoppeling in het zendcircuit	71
9.2 Ontkoppeling in het ontvangstcircuit	73
9.2.1 Kwart-golf lengte transformator door een artificiële lijn	74
9.2.2 Simulaties	76
10 Constructie	81
10.1 Opsplitsing van het systeem	81
10.2 De voeding	82
10.3 Constructie van een 19"-module	84
10.4 Constructie van de schuifdoos	86
10.5 Modulaire opbouw	87
III Resultaten	89
11 Realisatie spoel	90
11.1 Metingen	90
11.2 Impedantieaanpassing	92
11.3 Resultaat	94
12 Realisatie zendcircuit	95
12.1 Constructie van de versterker	96
12.2 Meting van het zendcircuit	97
12.3 Resultaat	100
13 Realisatie ontvangstcircuit	102
13.1 Kwart-golf lengte tranformator	103
13.1.1 Afstelling	103
13.1.2 Meting van de kwart-golf lengte tranformator	105
13.2 Versterking	110
13.2.1 Constructie van de versterkertrappen	110
13.2.2 Constructie van de versterker	113
13.3 Meting van het ontvangstcircuit	114
13.4 Resultaat	116
14 Realisatie Constructies	118
14.1 19"-module	119
14.2 Schuifdoos	120

14.3 Resultaat	121
15 Eindresultaat	122
Slotbeschouwing	123
Bibliografie	125

Hoofdstuk 1

Inleiding

Nucleaire magnetische resonantie (NMR) is een fysisch verschijnsel dat voornamelijk toepassingen heeft in de medische beeldvorming en in de chemie. De meest bekende toepassing van NMR is MRI(Magnetic Resonance Imaging). Deze medische beeldvormingstechniek laat toe om nauwkeurige beelden te maken van zachte lichaamsweefsels op niet-invasieve wijze. In tegenstelling tot andere beeldvormingstechnieken heeft de MRI-scanner een lage stralingsbelasting voor de patiënt.

In de chemie wordt NMR gebruikt voor bijvoorbeeld spectroscopie. Dankzij de NMR-spectrometer wordt informatie verkregen over de moleculaire structuur van stoffen.

Nucleaire magnetische resonantie is een verschijnsel dat wordt bekomen door de te onderzoeken stof in een sterk statisch magnetisch veld te plaatsen. In het geval van MRI wordt de patiënt in een statisch magnetisch veld geplaatst.

Bepaalde atoomkernen, ook wel spins genoemd, gaan zich aligneren volgens dit statisch magnetisch veld. Deze spins worden blootgesteld aan een extern wisselend magnetisch veld met een frequentie bepaald door de atoomkern en de sterke van het statisch magnetisch veld. Door de toevoer van energie afkomstig van dit wisselend magnetisch veld treedt nucleaire resonantie op. De spins gaan op zichzelf ook een magnetisch veld uitzenden op dezelfde frequentie. Wanneer het extern magnetisch veld wordt afgezet kan het magnetisch veld afkomstig van de spins gedetecteerd worden. Hieruit wordt dan informatie gehaald over deze spins.

De onderzoeksgroep voor Kwantitatieve MRI in Biologie en Geneeskunde (QMRI, vakgroep Radiotherapie en Experimenteel Kankeronderzoek) van de Universiteit Gent verricht onderzoek naar verschillende aspecten van magnetische resonantie beeldvorming (MRI).

Commerciële MRI-scanners zijn complete systemen die in de eerste plaats ingezet worden in de medische diagnostiek. De onderzoeksgroep QMRI heeft zich toegelegd op het bestuderen van de relatie tussen fysiologie en meetbare MRI parameters en ondersteunt ook andere onderzoeksgroepen in de toepassing van MRI technologie. De onderzoeksgroep QMRI verzorgt tevens onderwijs over MRI.

Voor veel gebruikers van MRI blijft de MRI-scanner een ingewikkelde „zwarte doos”. Het

doel van deze masterproef is om een miniatuuropstelling te maken van een NMR-systeem waarbij het principe achter MRI geïllustreerd wordt. Deze opstelling zou dan verder kunnen gebruikt worden zowel voor didactische doeleinden als voor onderzoek.

Binnen deze thesis wordt onder andere gebruikgemaakt van een elektromagneet (75 mT) en een data acquisitiekaart die het systeem aanstuurbare maakt via een computer.

In eerste instantie is het de bedoeling om een NMR signaal op te meten. Dit NMR signaal kan het resultaat zijn van een „Free Induction Decay” of een „Spin Echo” experiment (zie hoofdstuk 2.1.5).

Bijkomende uitdagingen bij het ontwikkelen van het benchtop NMR systeem zijn de kosten zo laag mogelijk te houden en het systeem modulair op te bouwen zodat de werking van elke component duidelijk aantoonbaar is.

In het eerste deel van deze masterproef zal de fysica achter NMR beknopt besproken worden. Ook voorbeelden van bestaande bench-top NMR systemen worden belicht.

In het tweede deel volgt het ontwerp van het NMR-systeem. De onderdelen van het voorgesteld systeem worden eerst globaal besproken. Vervolgens wordt elk onderdeel apart in detail besproken, gedimensioneerd en gesimuleerd indien mogelijk.

Tot slot werd het ontworpen systeem gerealiseerd en in het slotdeel worden de metingen en conclusies hiervan toegelicht.

Deel I

Theoretische beschouwing

Hoofdstuk 2

Theoretische beschouwing van NMR

In dit hoofdstuk wordt de theorie en fysica achter MRI beknopt besproken vertrekende van de atoomkern tot het construeren van beelden van het menselijk lichaam. Voor een meer gedetailleerde uiteenzetting van de MR-fysica wordt verwezen naar de vakliteratuur en gespecialiseerde werken ([1],[2]).

2.1 Het principe achter NMR

Het verhaal achter NMR kan teruggevonden worden op atomair niveau. Het zijn de magnetische eigenschappen van de atoomkernen die NMR mogelijk maken. Deze eigenschappen zullen dan ook als eerste belicht worden. Hierbij zal vooral de atoomkern van waterstof aangehaald worden omdat bij conventionele MRI, de waterstofkern gedetecteerd wordt. De atoomkern van waterstof bestaat uit één enkel proton.

2.1.1 Nucleaire Spin

Atomen bestaan uit een aantal welbekende elementen: protonen, neutronen en elektronen. De protonen en neutronen vormen de kern en de elektronen bevinden zich rond deze kern. Atoomkernen met een oneven aantal neutronen en protonen bezitten een angulair moment. Doordat de kern een lading heeft zal deze lading ook ronddraaien en ontstaat er een magnetisch moment μ . Volgens een klassiek mechanisch model kan de kern voorgesteld worden door een ronddraaiende bol(zie figuur 2.1). Het moment van deze bol stelt het magnetisch moment voor van de atoomkern. Deze ronddraaiende kern wordt ook wel een spin genoemd. De vector door deze ronddraaiende bol stelt het magnetisch moment voor. Vanuit het punt van de externe waarnemer lijkt het alsof in deze bol een ronddraaiend magneetje zit.



Figuur 2.1: Atoomkern met magnetische veldvector.

Naast bovenstaande eigenschappen hebben atoomkernen ook eigenschappen die slechts via een kwantummechanisch model verklaard kunnen worden. Volgens zo een model bezit een kern ook een intrinsiek spinmoment welke beschreven wordt door \vec{I} . Bij waarneming kan deze positieve hele of halve waarden aannemen. Voor de waterstof atoomkern is $I_z = \pm \frac{1}{2}$ met I_z de z-component van \vec{I} . Voor atoomkernen met een even aantal protonen en neutronen is $\vec{I} = 0$. Volgende formule wordt bekomen voor het magnetisch moment van de kern:

$$\vec{\mu} = \gamma \hbar \vec{I} \quad (2.1)$$

μ = magnetisch moment van een spin

γ = gyromagnetische ratio (Hz/T)

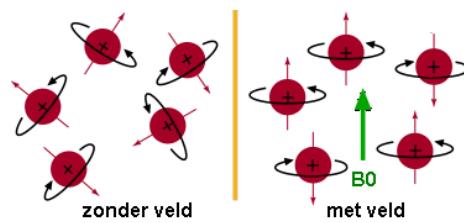
\hbar = gereduceerde constante van Planck($\frac{h}{2\pi}$)

\vec{I} = intrinsiek spinmoment

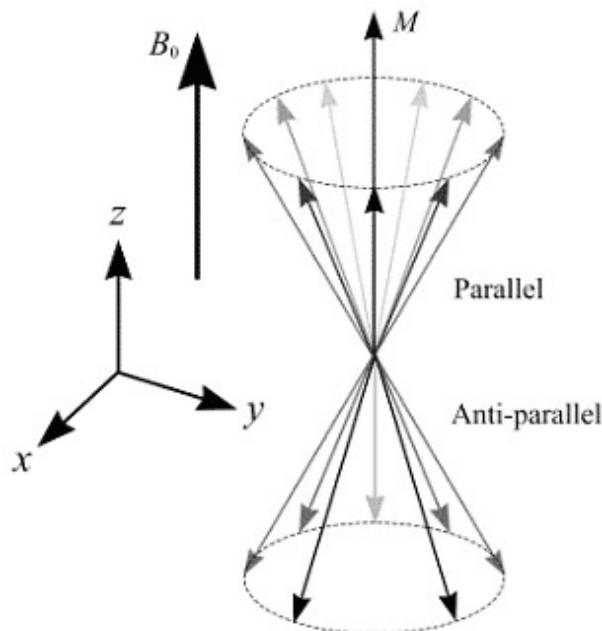
De gyromagnetische ratio is eigen aan de kern en is de verhouding tussen het magnetisch dipoolmoment en het angulair moment. Voor waterstof is dit $\gamma = 2\pi \cdot 42,567 \text{ MHz/T}$.

Het is dit magnetisch moment dat aan de basis ligt van NMR. Als men het totaal magnetisch veld van bijvoorbeeld een volume water wil weten kan dit door de vectoren van de individuele spins op te tellen. In afwezigheid van een extern magnetisch veld zijn de nucleaire magnetische dipoolmomenten uniform verdeeld. Ze wijzen dus in alle mogelijke richtingen. Hierdoor heffen ze elkaar zo goed als volledig op en is het resulterend magnetisch moment gelijk aan 0.

Wordt er over het volume water een statisch magnetisch veld aangebracht dan zullen de spins zich aligneren in de zin van dit magnetisch veld. Sommigen gaan zich in de richting van het veld polariseren(parallel) terwijl anderen zich in de tegenovergestelde richting gaan polariseren(antiparallel). Dit komt omdat spins die parallel zijn gealigneerd een intrinsiek spinmoment $I_z = \frac{1}{2}$ hebben terwijl bij antiparallele spins $I_z = -\frac{1}{2}$ hebben. Hierbij is de z-as de zin waarin het magnetisch veld is aangelegd.



Figuur 2.2: De spins aligneren zich volgens het veld



Figuur 2.3: De spins worden opgeteld tot 1 magnetisch momentvector

Naarmate dit statisch magnetisch veld, ook wel het B_0 -veld genoemd, groter wordt zullen zich meer spins polariseren. De sterkte van het signaal waarmee een beeld kan gevormd worden hangt af van het aantal gepolariseerde spins. In commerciële MRI-scanners waar bijvoorbeeld velden van 3 Tesla gebruikt worden, polariseren slechts 1/10000 spins. Hierdoor werkt men met relatief zwakke signalen waardoor de signaal-op-ruis verhouding een belangrijke rol speelt. Dit komt later uitgebreid aan bod.

De grootte van het totaal magnetisch moment van een monster onder invloed van een statisch magnetisch veld bij thermisch equilibrium¹ wordt mede bepaald door de Boltzmann factor. Deze stelt de populatie voor van deeltjes in een energietoestand E . De hieruit afgeleide nucleaire magnetisatie van spin- $\frac{1}{2}$ in een magnetisch veld B_z is:

¹thermisch equilibrium: Wanneer het systeem en zijn omgeving dezelfde temperatuur hebben.

$$M_{eq}^{nucl} = \frac{N\gamma^2\hbar^2B_z}{4kT} \quad (2.2)$$

N = totaal aantal spins

γ = gyromagnetische ratio (Hz/T)

\hbar = gereduceerde constante van Planck($\frac{\hbar}{2\pi}$)

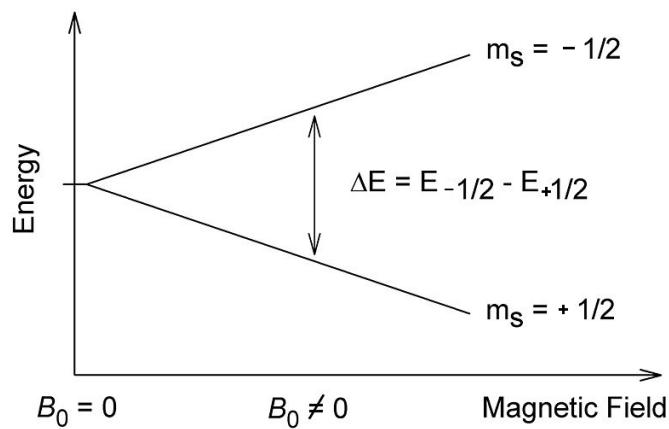
B_z = z-component van het B_0 -veld

k = constante van Boltzmann($1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$)

Het totaal magnetisch moment stelt de vectoriële som voor van alle spinmomenten.

2.1.2 Magnetische resonantie

Algemeen wordt gesteld dat resonantie optreedt wanneer een systeem tussen twee energie-opslagmodi makkelijk energie kan opslaan en uitwisselen en dit bij een specifieke frequentie. Bij NMR slaat dit op de transities tussen twee verschillende energetische toestanden van de atoomkern opgewekt door een RF-golf waarvan de magnetische component loodrecht op het B_0 -veld staat (zie verder). Deze twee verschillende energetische toestanden ontstaan door Zeeman-splitsing van de kwantum energieniveau's onder invloed van het aangelegd B_0 -veld. In figuur 2.4 stelt de bovenste staat deze voor van de antiparallel gepolariseerde spins en de onderste deze van de parallel gepolariseerde spins. De antiparallele spins bevinden zich dus in een hogere energietoestand. Merk op dat naarmate het B_0 -veld toeneemt er een groter energieverlieschil heerst tussen de twee toestanden.



Figuur 2.4: Het B_0 -veld zorgt voor een energieverlieschil tussen de twee spintoestanden.

Waarbij:

$$\Delta E = \gamma \hbar B_0 \quad (2.3)$$

Hierbij is ΔE het energieverschil tussen de twee energietoestanden die evenredig is met het B_0 -veld.

Transities tussen de energieniveaus kunnen optreden onder invloed van een EM-golf die deze energie bezit. Volgens de wet van Planck is de energie van een EM-golf evenredig met de frequentie van de golf. De proportionaliteitsconstante γ , ook nog de gyromagnetische constante genoemd, is afhankelijk van het type kern en het B_0 -veld. Bij NMR is het van cruciaal belang om een zo constant mogelijk magnetisch veld te hebben zodat er zo veel mogelijk spins gaan resoneren bij eenzelfde frequentie.

Deze frequentie, de larmorfrequentie genaamd, kan afgeleid worden door formule 2.3 en de wet van Planck ($E = h \cdot f$).

$$f_L = \frac{\gamma}{2\pi} B_0 \quad (2.4)$$

of:

$$\omega_L = \gamma B_0 \quad (2.5)$$

De elektromagneet gebruikt in dit werk kan een veld van 75mT produceren. Dit wil zeggen dat het systeem resoneert op een frequentie van 3,193 MHz voor waterstofprotonen.

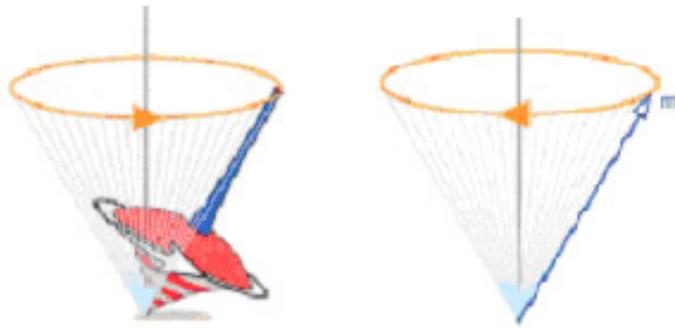
2.1.3 Excitatie en relaxatie

In evenwicht en in de aanwezigheid van een (extern) magnetisch veld zal het ensemble van spins die in een klein volume elementje aanwezig zijn resulteren in een nucleair magnetisch dipool moment waarvan de sterkte gegeven wordt door vergelijking 2.2. Dit magnetisch dipoolmoment zal in evenwicht gealigneerd zijn in de richting van het aangelegd statisch magnetisch veld (B_0 -veld). Wanneer nu een EM-golf met de Larmorfrequentie wordt ingestuurd op het ensemble van spins zal de magnetische component van de EM-golf (B_1 -veld) het nucleair magnetisch dipoolmoment uit evenwicht brengen.

Dit fenomeen kan worden voorgesteld door het uit evenwicht brengen van de as waar rond de spin draait. Deze as stelt het magnetisch moment voor van de spin (zie figuur 2.1). De assen waar rond de spins draaien zijn in rust gepolariseerd volgens het B_0 -veld. Door de toegevoerde energie van het wisselend magnetisch dwarsveld (B_1 -veld) zal deze as afwijken. De vector van de spin krijgt namelijk een component in de richting van dit wisselend dwarsveld. Deze is in praktijk loodrecht op het B_0 -veld.

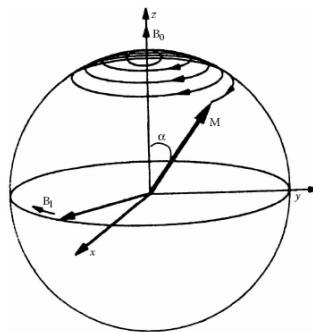
De assen van de dipoolmomenten wijken niet zomaar af van hun zin in rust. Ze beschrijven hierbij een precessiebeweging. Deze beweging kan men het best visualiseren door de spin voor te stellen als een draaiende tol. Wanneer je een tik geeft aan de punt van de ronddraaiende tol wijkt de as van de tol uit en dit met een draaiende beweging rond de oorspronkelijke as

in rust. Een precessiebeweging is het draaien van de as rond de oorspronkelijke as in rust. Deze beschrijft een cirkel. De as maakt dus een precessiebeweging bij het neerdalen naar de omgekeerde richting van de as in rust.



Figuur 2.5: Precessiebeweging van een tol en van het totaal magnetisch moment.

Hoe langer het wisselend magnetisch dwarsveld(B_1 -veld) wordt aangelegd hoe groter de uitwijking van de as van de spin. Belangrijk hierbij is dat alle kernmagnetische dipoolmomenten in fase draaien wat ervoor zorgt dat het totaal magnetisch moment ook een precessiebeweging maakt.

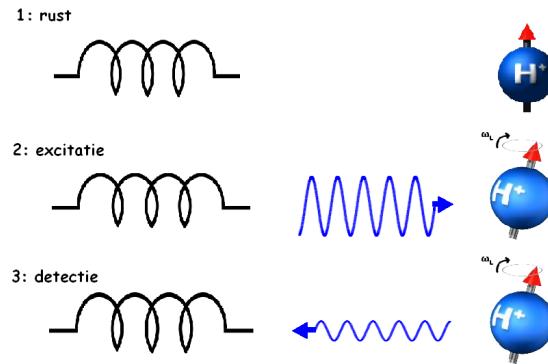


Figuur 2.6: Het B_1 -veld zorgt voor een transversale component.

Wanneer het B_1 -veld stopt gaan de spins met een precessiebeweging terugkeren naar de oorspronkelijke rusttoestand. Het totaal magnetisch moment richt zich terug naar het B_0 -veld. Dit heet relaxatie. Tijdens deze relaxatie verliezen de spins hun energie door middel van voornamelijk thermische verliezen. Het wisselend magnetisch veld tijdens dit proces kan gedetecteerd worden door middel van detectiespoelen waarmee eventueel via ruimtelijkecoderingstechnieken een beeld kan gevormd worden.

Samengevat bestaat een basisdetectie uit 3 stappen. In een eerste stap zijn de spins in rust en gepolariseerd volgens het B_0 -veld. Vervolgens worden de spins geëxciteerd met een wisselend

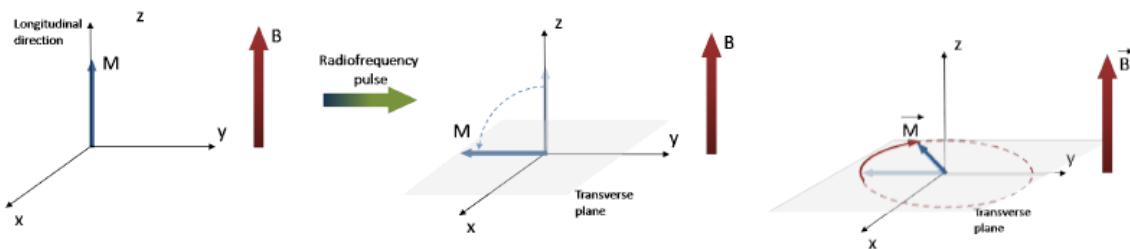
dwarsveld, ook wel het B_1 -veld genoemd. De spins wijken af en volgen een precessiebeweging. Tot slot stopt het B_1 -veld. De spins keren terug naar hun oorspronkelijke situatie. Hierbij geven ze energie af door het opwekken van een wisselend magnetisch veld die wordt gedetecteerd door ontvangstspoelen.



Figuur 2.7: De drie stappen in een basis MRI-experiment.

Door repetitief pulsen te sturen(excitatie) en het opgewekte veld te ontvangen(detectie) kan informatie worden vergaard van het medium.

Om de oriëntatie van het totaal magnetisch moment eenduidig voor te stellen worden een aantal conventies ingevoerd. Zo zal het B_0 -veld steeds volgens de z-as gekozen worden. Het B_1 -veld dat zich dwars op de z-as bevindt zal dan in het transversaal vlak georiënteerd zijn. Wanneer via het B_1 -veld de juiste energiehoeveelheid aan het systeem wordt toegevoegd zal het totaal magnetisch veld in het xy-vlak ronddraaien met een hoeksnelsnelheid gelijk aan de Larmorhoeksnelheid.



Figuur 2.8: Het totaal nucleair magnetisch dipoolmoment draait rond de z -as na de rf-puls

2.1.4 Tijdsconstanten

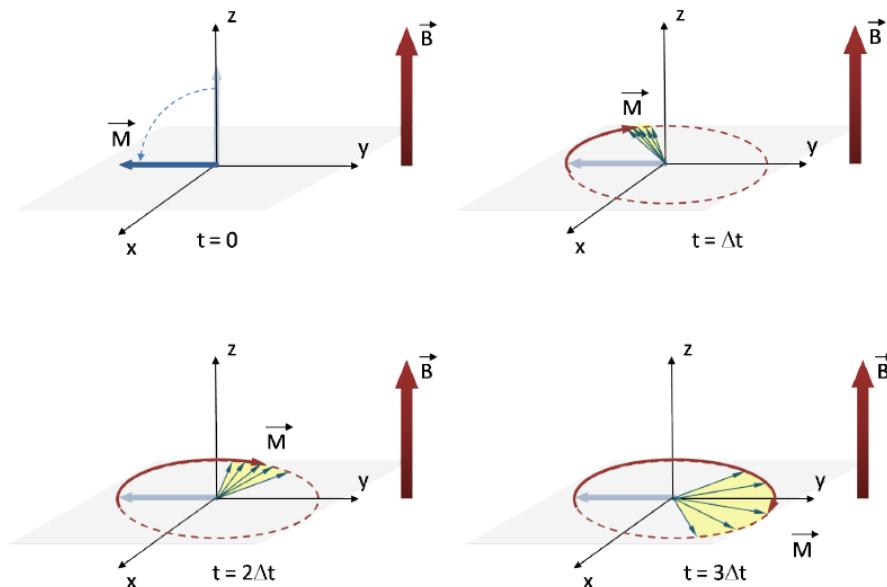
Bovenstaande stappen vormen de basis van NMR. Hieruit kunnen een aantal belangrijke tijdsconstanten worden gehaald.

Een eerste tijdsconstante is de T_1 -tijdsconstante, ook wel de spin-rooster relaxatietijdconstante of longitudinale relaxatietijdconstante genoemd. Deze beschrijft de tijd die nodig is om na een RF-puls het totaal magnetisch veld van het xy-vlak terug te laten komen tot de oorspronkelijke rusttoestand op de z-as. Dit fenomeen wordt beschreven door formule 2.6. De tijdsconstante T_1 beschrijft hoe lang het duurt voordat de z-component van het totaal magnetisch moment is (M_{eq}^{nucl}) 63% van zijn oorspronkelijke waarde heeft bereikt.

$$M_z^{nucl}(t) = M_{eq}^{nucl}(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}) \quad (2.6)$$

Waarbij M_{eq}^{nucl} het totaal magnetisch moment voorstelt (zie vergelijking 2.2).

Wanneer men in de relaxatiefase zit zal de xy-component van het totaal magnetisch moment (het dwars magnetisch moment) sneller dalen dan de cosinus van de hoek die het totaal magnetisch moment maakt met het transversaal vlak. Dit wordt verklaard doordat niet alle spins hetzelfde statisch magnetisch B_0 -veld ondervinden (zie verder). Elke spin zal daardoor aan een lichtjes verschillende Larmorfrequentie draaien waardoor ze niet meer synchroon draaien. Ze krijgen in functie van de tijd een groter faseverschil ten opzichte van elkaar. Omdat het resulterend magnetisch moment de vectoriële som is van al deze spinmomenten zal het resulterend magnetisch moment dalen.



Figuur 2.9: Het resulterend magnetisch moment daalt door de toenemende faseverschillen tussen de individuele spins.

De daling van de transversale component van het magnetisch moment beschrijft ook een

logaritmische functie en wordt beschreven door de T_2^* -tijdsconstante(zie formule 2.7). Deze bepaalt wanneer de transversale nucleaire magnetisatie met 63% is gedaald.

$$M_{\perp}(t) = M_{\perp 0}(e^{-\frac{t}{T_2^*}}) \quad (2.7)$$

De defasering van de spins kan toegeschreven worden aan 2 fysische oorzaken. Een eerste oorzaak zijn de snel variërende inhomogeniteiten veroorzaakt door de bewegende elektronen en kernen. Deze zijn onomkeerbaar en worden gekarakteriseerd door de T_2 -tijdsconstante of spin-spin relaxatietijdsconstante.

Een tweede oorzaak komt door de lokale inhomogeniteiten van het statisch magnetisch veld geïndiceerd aan heterogene weefsels. Deze hebben een verschillende magnetische susceptibiliteit wat voor variaties in het magnetisch veld zorgt. Dit fenomeen wordt door de T'_2 tijdsconstante beschreven. Uiteindelijk wordt formule 2.8 verkregen.

$$\frac{1}{T_2^*} = \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T'_2} \quad (2.8)$$

De T_2^* -tijdsconstante is altijd kleiner of gelijk aan de T_1 -tijdsconstante. Bij detectie wordt enkel het transversaal magnetisch moment ontvangen. Deze heeft een verval te wijten aan T_2^* en T_1 . Er wordt een gedempte oscillatie gedetecteerd die de 'free induction decay' of FID heet.

Weefsels met veel vrij water gaan doorgaans lange T_1 - en T_2 -relaxatietijden hebben, terwijl weefsels met veel proteïnes korte T_1 - en T_2 -relaxatietijden hebben.

2.1.5 Pulssequenties

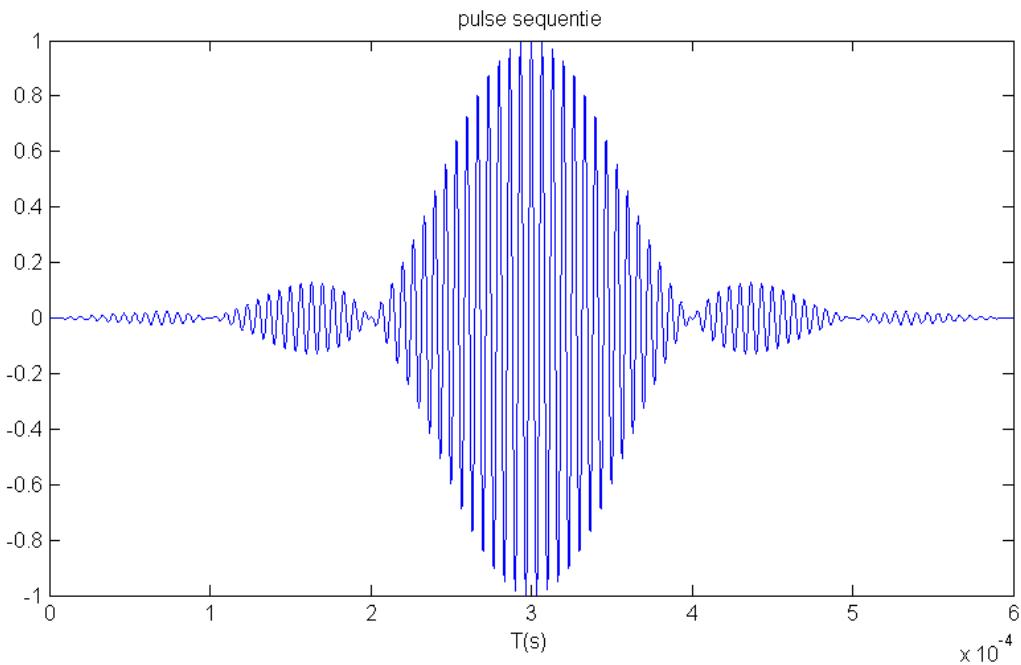
Om informatie te verkrijgen van het medium herhaalt men de 3 stappen (rust, excitatie, detectie) tot alle informatie verkregen is. Hiervoor worden verschillende soorten pulsen gebruikt die elk verschillende reacties uitlokken in de detectiefase. Een pulssequentie is dus een opeenvolging van verschillende pulsen waarbij de soort puls, het aantal pulsen en de tijd tussen de pulsen de ene pulssequentie van de andere onderscheidt. Dikwijls worden pulsen herhaald om de ontvangen signalen te kunnen uitmiddenen wat tot een hogere SNR leidt. In de volgende paragrafen worden enkele basis pulsquenties besproken.

In deze pulsquenties worden voornamelijk 2 soorten pulsen gebruikt: de $\frac{\pi}{2}$ -puls en de π -puls. De $\frac{\pi}{2}$ -puls is een puls die de juiste hoeveelheid energie naar de spins stuurt zodat hun totaal magnetisch moment uiteindelijk een hoek van 90° met de z-as maakt via een precessiebeweging. Het totaal magnetisch moment ligt dan in het xy-vlak. Bij deze puls wordt tijdens de detectie een maximale hoeveelheid energie van de spins ontvangen.

De π -puls heeft juist genoeg energie om het totaal magnetisch moment te laten omkeren. Deze maakt dus een hoek van 180° . Het toepassen van enkel deze puls geeft geen resultaat tijdens de detectie maar wordt gebruikt bij bepaalde sequenties. Dit wordt meer uitvoerig behandeld in volgende paragrafen.

De vereiste hoeveelheid energie van een puls kan berekend worden. De vorm van de puls hangt onder andere af van de excitatie frequentieband. Wanneer een blokvormige RF-puls enveloppe wordt gebruikt zal het spectrum de vorm van een sinc-functie hebben.

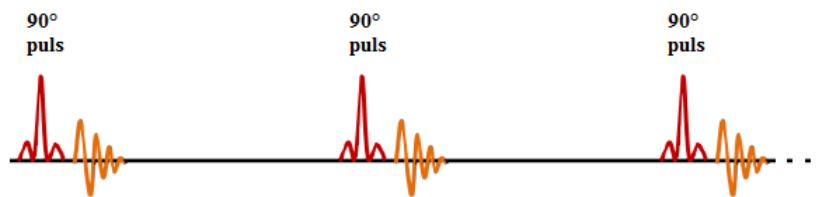
Doordat lokaal het magnetisch veld niet altijd gekend is en omdat het B_0 -veld niet oneindig stabiel is zal de Larmorfrequentie lokaal lichtjes variëren. Het is daarom goed controle te hebben over de excitatiefrequentie. Er wordt daarenboven ook steeds binnen een frequentieband geëxciteerd. De puls bij uitstek hiervoor is de sinc-puls. Deze heeft in het frequentiedomein een blokvorm. In het tijdsdomein bestaat deze RF-puls uit een sinus waarvan de omhullende een sinc-functie beschrijft. In figuur 2.10 is een voorbeeld van deze sinc-puls weergegeven. Hierbij is een hamming-window toegepast omdat een sinc-functie oneindig lang duurt. Het gevolg hiervan is dat het spectrum geen perfecte blokfunctie is.



Figuur 2.10: Voorbeeld van een puls met een sinc-enveloppe

90°-FID sequentie

De meest eenvoudige pulssequentie is de 90°-FID sequentie. Deze is een herhaling van de $\frac{\pi}{2}$ -puls waarbij er genoeg tijd tussen de pulsen wordt gelaten zodat het totaal magnetisch moment volledig gerelaxeerd is volgens de z-as alvorens een nieuwe $\frac{\pi}{2}$ -puls wordt aangelegd.



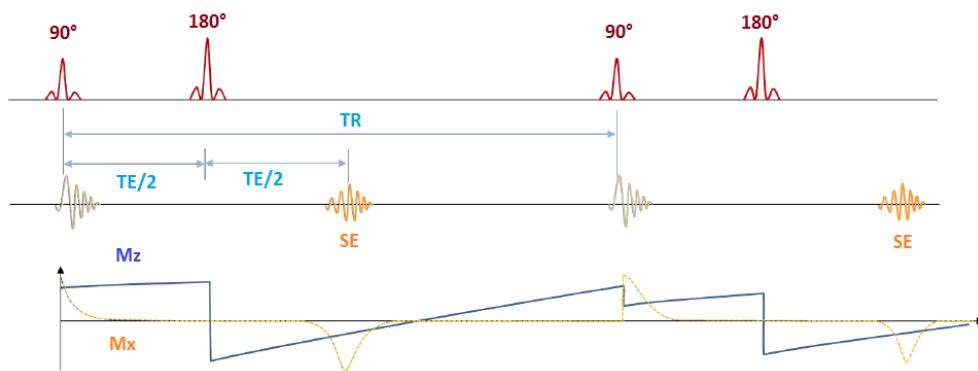
Figuur 2.11: 90-FID pulssequentie: Een $\frac{\pi}{2}$ -puls gevolgd door de FID.

spin-echo sequentie

Deze sequentie bestaat uit 2 soorten pulsen. Als eerste wordt een $\frac{\pi}{2}$ -puls verzonden. Deze zorgt voor een FID zoals bij de 90°-FID sequentie. Op tijdstip TE/2 wordt een π -puls verzonden. Deze puls wordt ook wel een refocuseringspuls genoemd. De bedoeling van deze puls is om de defasering van de magnetische dipoolmomenten ten gevolge van statisch magnetische veldinhomogeniteiten ongedaan te maken.

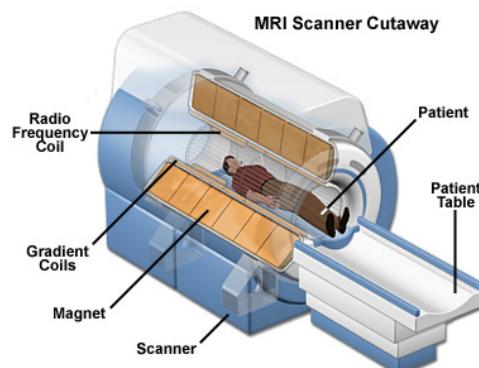
Na de $\frac{\pi}{2}$ -puls defaseren de spins waardoor de xy-component van het totaal magnetisch veld niet meer detecteerbaar is (zie figuur 2.9). Door de refocuseringspuls worden de magnetische momenten met 180° gedraaid waardoor refasering optreedt. Na een tijd draaien de magnetische momenten van de spins weer synchroon zodat de xy-component van het totaal magnetisch moment weer zichtbaar wordt. Hierbij wordt een spin-echo gevormd zoals afgebeeld op figuur 2.12.

Belangrijk hierbij is dat de tijd tussen de twee pulsen gelijk is aan de tijd tussen de spin-echo en de refocuseringspuls(TE/2). De repetitietijd(TR) is de tijd tussen 2 opeenvolgende excitaties($\frac{\pi}{2}$ -pulsen). Tijdens deze tijdsSpanne treedt longitudinale relaxatie op. De z-component en de xy-component van het totaal magnetisch moment zijn weergegeven in figuur 2.12.



Figuur 2.12: Spin-echo sequentie: een $\frac{\pi}{2}$ -puls gevolgd door een π -puls.

2.2 Beelvormingstechnieken



Figuur 2.13: Een commerciële MRI-scanner. Deze bestaat uit een sterke magneet, RF-spoelen en gradiëntspoelen.

In dit hoofdstuk worden de extra stappen besproken die nodig zijn om via NMR beelden te kunnen maken(MRI).

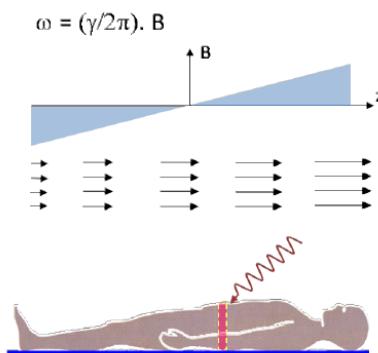
In vorige delen werd uitgelegd hoe men signalen kan ontvangen van de spins. Hieruit kan worden afgeleid wat de protonenconcentratie is van het medium maar nog niet hoe een beeld bekomen wordt. Daarvoor zijn bijkomende ruimtelijke coderingsstappen nodig. Dit gebeurt met behulp van gradiëntspoelen.

2.2.1 Ruimtelijke coderingsstappen met behulp van gradiëntspoelen

Aangezien er 3 ruimtelijke dimensies zijn bestaan er 3 encoderingstappen: de snede selectie, de fase codering en de frequentie codering. Hierbij wordt gebruik gemaakt van de spin-echo pulssequentie.

Snede selectie

Gradiëntspoelen stellen ons in staat om het ene ruimtelijk punt(voxel) van het andere te onderscheiden. Er zijn 3 gradiëntspoelen welke zorgen voor een magnetische veldgradiënt in de x,y en z-richting. Zo resulteert de z-gradiënt in een statisch magnetisch veld dat lineair toeneemt van het hoofdeinde naar het voeteinde van de patient. Zoals blijkt uit formule 2.4 is de Larmorfrequentie afhankelijk van het magnetisch veld. Aan de voeten is er een hogere larmorfrequentie dan aan het hoofdeinde. Door op de juiste frequentie een B_1 -veld op te wekken kunnen aldus de spins in een gewenste snede geëxciteerd worden.



Figuur 2.14: De z-gradiënt zorgt voor de snedeselectie.

Fase codering

Na snedeselectie in de z-richting wordt een gradiënt in de y-richting aangelegd zonder het aanleggen van een RF-puls. Doordat nu in de y-richting een gradiënt heerst zal het magnetisch veld aan de rugzijde kleiner zijn dan aan de borstzijde. De aangeslagen spins precesseren nu met een lagere hoeksnelheid aan de rugzijde ten opzichte van deze aan de borstzijde. Naast de natuurlijke defasering tussen de spins zal er een lineair faseverschil bestaan tussen de spins afhankelijk van hun positie in de y-richting.

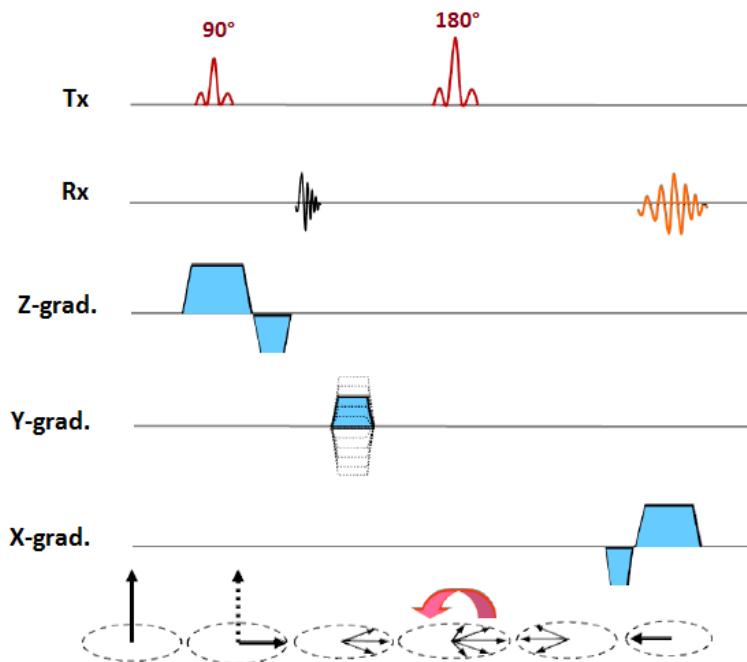
Frequentie codering

Na de fase codering wordt een π -puls aangelegd. Een tijdspanne $TE/2$ na het aanleggen van de π -puls wordt een spin-echo gecreëerd. Op dat ogenblik wordt in de x-richting een gradiënt aangelegd. Het magnetisch veld zal dan lineair toenemen van de linkerarm naar de rechterarm. Bijgevolg zullen in de x-richting de spins op toenemende frequenties draaien. Het signaal van deze spin-echo dat gedetecteerd wordt bevat aldus amplitude, fase en frequentieinformatie.

Herhaling

Door bovenstaande te herhalen maar dan voor verschillende sterktes van de y-gradiënt kan een beeld geconstrueerd worden.

Figuur 2.15 toont een sequentie voor het vormen van een beeld. Om defasering door de snede-selecterende en frequentie coderende gradiënt te compenseren worden deze gradiënten ook even invers aangelegd.

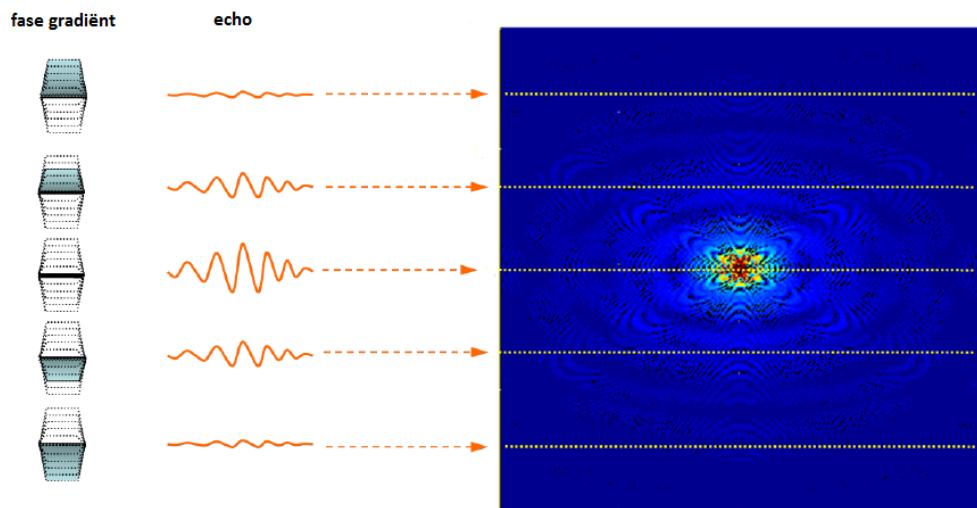


Figuur 2.15: De ruimtelijke coderingsstappen met de spin-echo pulssequentie. Bij het aanleggen van de $\frac{\pi}{2}$ -puls wordt ook de z-gradiënt aangelegd. Vervolgens wordt de Y-gradiënt aangelegd en tijdens de spinecho de X-gradiënt.

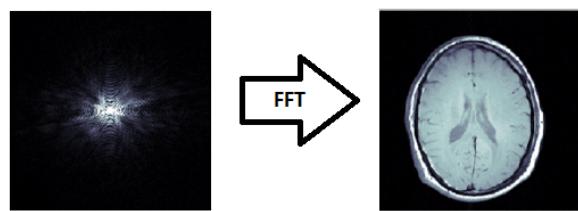
Bovenstaande methode is slechts een basismethode om een beeld te construeren. Deze methode is relatief traag omdat men telkens moet wachten tot de longitudinale component van de magnetisatie zich hersteld heeft alvorens een volgende excitatie kan gegeven worden. Er bestaan vluggere sequenties. Dit is echter buiten het kader van deze thesis.

2.2.2 Beeldconstructie

Om een beeld te construeren worden bovenstaande signalen met elk een verschillende fase (verschillende y-gradiënten) gebruikt. Deze signalen (echo's) hebben op elk tijdstip een amplitude en een fase. Na discretisatie kan een 2D-matrix opgevuld worden met horizontale lijnen waarbij elke lijn een echo is en waarbij naarmate men van het midden van de matrix naar boven of naar onder uitwijkt de fasencodeering door het y-gradiënt groter wordt (zie figuur 2.16). Deze matrix heet de „k-ruimte”. Na inverse 2D-Fouriertransformatie wordt uiteindelijk een beeld van de snede bekomen.



Figuur 2.16: Opvullen van een 2D-matrix met echo's door verschillende fase gradiënten aan te leggen.



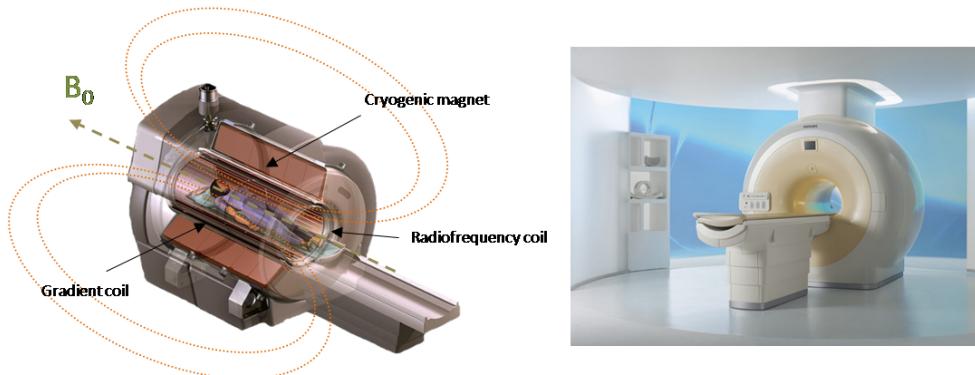
Figuur 2.17: Fouriertransformatie van de k-ruimte. Het 2D-spectrum wordt omgezet tot een beeld dankzij de inverse 2D-Fouriertransformatie.

Hoofdstuk 3

Courante NMR-systemen

In dit hoofdstuk worden kort enkele commerciële NMR-systemen besproken. Op het einde van dit hoofdstuk worden ook enkele experimentele NMR-systemen behandeld waarop het ontwerp voor deze thesis gebaseerd is.

3.1 De klinische MRI-scanner



Figuur 3.1: Een doorsnede en foto van een commerciële MRI-scanner.

De MRI-scanner vormt tegenwoordig een belangrijk hulpmiddel bij het stellen van diagnoses. De belangrijkste voordelen zijn vooral het bekomen van nauwkeurige beelden van zachte lichaamsweefsels op niet-invasieve wijze en de lage stralingsbelasting van de patiënt in tegenstelling tot X-stralen. Nadelen van MRI zijn de relatief lange scantijd, de kleine ruimte waar de patiënt in ligt en de geluidshinder afkomstig van de gradiënten. Zoals eerder aangehaald bestaat de MRI-scanner uit 3 hoofdelementen: Een sterke magneet die zorgt voor een statisch magnetisch veld, de RF-spoelen die dienen als zenders en ontvangers waardoor informatie wordt verkregen om een beeld te vormen en tot slot de gradiëntspoelen die zorgen voor het selecteren van een bepaald lichaamsdeel.

3.1.1 Types MRI-scanner

Er zijn verschillende soorten MRI-systemen op de markt. Er bestaan systemen waarmee het volledige lichaam van een patiënt kan gescand worden maar ook kleinere varianten voor biomedisch onderzoek op kleine proefdieren. Het magnetisch veld kan horizontaal gepolariseerd zijn (meest gebruikt, zoals in figuur 3.1) of verticaal.

Een belangrijk criterium is de magnetische veldsterkte van de scanner omdat de signaal-op-ruis verhouding(SNR) in de medische beelden rechtevenredig is met de magnetische veldsterkte. Dit leidt tot beelden met een hogere resolutie. Deze hogere resolutie kan ook ingeruimd worden voor een kleinere acquisitietijd. De meeste standaard MRI-scanners hebben een veldsterkte van 1.5T maar de 3T scanners die aanvankelijk enkel voor onderzoek bestemd waren worden meer en meer voor klinisch onderzoek gebruikt. De gemiddelde kostprijs bedraagt ongeveer 1 miljoen euro voor een 1.5T scanner en 1.5 miljoen euro voor een 3T scanner. De belangrijkste fabrikanten zijn Philips, Siemens, Toshiba en GE [3].

	GE		Philips		Siemens		Toshiba
1.5 T model							
3 T model							

Figuur 3.2: De meest courante MRI-scanners.

3.1.2 De magneet

Er bestaan verschillende soorten magneten naargelang de magnetische veldsterkte en de afmetingen. De homogeniteit en stabiliteit van het magnetisch veld is een belangrijke eigenschap van de magneet. De magneet moet een zeer stabiel en homogeen magnetisch veld kunnen opwekken. Dit is een zware eis waar veel aandacht aan besteed moet worden. Met de homogeniteit van het magnetisch veld wordt bedoeld dat in de ruimte waarin de patiënt zich bevindt het magnetisch veld overal even sterk is. Bij een klinische MRI-scanner liggen de magnetische veldafwijkingen in de orde van 10 ppm(parts per million) [1]. Met stabiliteit wordt de variaties van het magnetisch veld in functie van de tijd bedoeld. De variatie in het magnetisch veld van een MRI-scanner bedraagt ongeveer 0.1ppm/uur[1].

Er bestaan 3 verschillende types magneten: supergeleidende magneten, permanente magneten en resistieve magneten. De supergeleidene magneten worden het meest gebruikt voor klinische MRI-scanners. Hierbij wordt een spoel tot zeer lage temperaturen gekoeld(dicht bij 0K) waardoor de geleider supergeleidend wordt: zijn weerstand wordt bijna 0 ohm. Door een speciale opstartschakeling te gebruiken kan een stroom in de spoel aangebracht worden. Door de supergeleiding en door de spoel in een gesloten kring te schakelen zal deze stroom door de spoel blijven circuleren en een magnetisch veld wordt opgewekt. Doordat deze magneet slechts eenmalig moet worden opgestart verbruikt ze zeer weinig energie. Het belangrijkste is dat de spoel in de supergeleidende toestand wordt gehouden door middel van vloeibare cryogene gassen(helium en stikstof).

De permanente magneten zijn magneten op basis van magnetische materialen zoals bijvoorbeeld Neodymium-Ijzer-Boor(Nd-Fe-B). Deze produceren een redelijk homogeen veld en hebben een zeer goede stabiliteit maar zijn wel temperatuurafhankelijk. Daarbij komt dat ze relatief groot zijn om het benodigd magnetisch veld te creëren. Een bijkomende moeilijkheid ligt ook in het gewicht van deze magneten welke makkelijk 80 ton kunnen wegen. Een ander nadeel is dat deze magneten temperatuurafhankelijk zijn. De temperatuur moet dus constant gehouden worden. Deze magneten zijn een optie voor velden in de orde van 0.3T [1].

Tot slot zijn er ook de resistieve magneten. Dit zijn elektromagneten waarbij een stroom door een spoel gaat die een magnetisch veld opwekt. Meestal wordt gebruik gemaakt van bijvoorbeeld een ferrietkern wat de homogeniteit en de sterkte van het magnetisch veld bevordert. Dit type magneet is relatief zwaar, verbruikt veel stroom en moet ook nog zwaar gekoeld worden. Het voordeel is dat het magnetisch veld direct kan uitgeschakeld worden, wat onmogelijk is bij permanente magneten en niet vanzelfsprekend bij de supergeleidende magneten. In deze thesis wordt gebruik gemaakt van een elektromagneet. Deze is wel veel kleiner dan de elektromagneten die gebruikt worden in MRI-scanners.

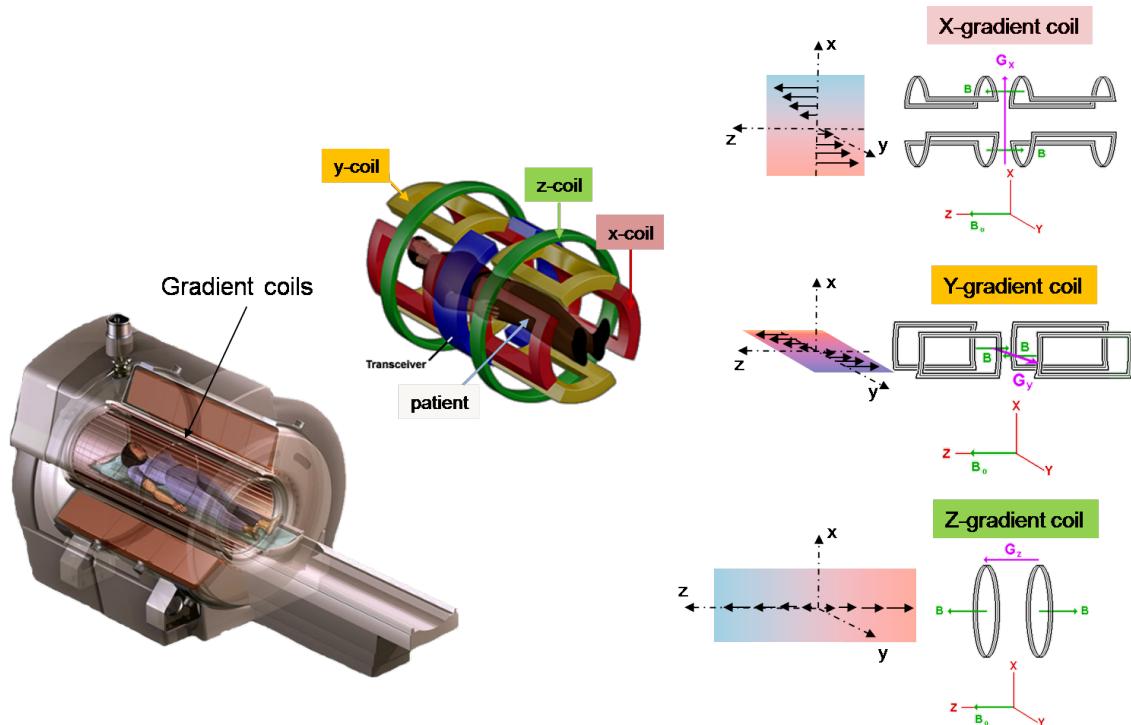
3.1.3 Spoelen

Spoelen zijn de transducers bij uitstek om magnetische velden om te zetten in stroom en omgekeerd. Bij het meten worden spoelen gebruikt voor het zenden en ontvangen en voor het opwekken van gradiënten. De RF-spoelen zorgen voor het B_1 -veld. Deze zorgen ervoor dat de spins geëxciteerd worden en detecteren ook het magnetisch veld opgewekt door de spins nadien. Het exciteren en detecteren kan al dan niet door dezelfde spoel gebeuren. RF-spoelen bestaan in vele vormen en maten. In de MRI-scanner zit een RF-spoel ingebouwd voor het scannen van grote lichaamsdelen maar er wordt ook veel gebruik gemaakt van aparte RF-spoelen voor het scannen van het hoofd, romp, knieën,... . Deze laatste hebben een betere SNR omdat de spoel zich dichter bij het lichaam bevindt.



Figuur 3.3: Voorbeeld van een RF-spoel voor het hoofd. De patiënt legt zijn hoofd in de kooivormige spoel waarna de patiënt en spoel in de scanner geschoven worden.

De gradiëntspoelen zorgen voor de snedeselectie, fase- en frequentiecodering. Met behulp van gradiëntspoelen kan een plaatsafhankelijk magnetisch veld gesuperponeerd worden op het statisch B_0 -veld. De veldlijnen blijven nog altijd in dezelfde richting en zin maar de grootte van het magnetisch veld zal variëren van plaats tot plaats. Deze 3 gradiëntspoelen (x-,y- en z-as) zijn in de MRI-scanner gemonteerd. Een eenvoudig voorbeeld van gradiëntspoelen is weergegeven in figuur 3.4. De z-gradiënt bestaat uit 2 cilindrische spoelen waarin de stroom in tegengestelde richting stroomt. De combinatie van beide velden zorgt voor een magnetisch veldgradiënt. De x- en y-gradiënten bestaan elk uit 4 zadelvormige spoelen. Door hun vorm en stroomzin wordt in het ene paar een veld naar links en in het andere een veld naar rechts opgewekt. Deze resulteren dus in een gradiënt in de x- en y-richting.



Figuur 3.4: De drie gradiëntspoelen zorgen ervoor dat het magnetisch veld varieert in functie van de plaats in de ruimte.

3.1.4 Signaalverbetering

Om het beeld te verbeteren worden nog een paar extra stappen toegepast. Een eerste techniek heet 'shimming'. Het doel van 'shimming' bestaat erin om inhomogeniteiten in het B_0 -veld te compenseren. Deze inhomogeniteiten ontstaan door externe magnetische velden en imperf ecties in de constructie. Dit kan op twee manieren: actieve shimming en passieve shimming. Passieve shimming gebeurt door het aanbrengen van ijzeren plaatjes op goedkozen plaatsen. Bij actieve shimming worden speciale shimspoelen gebruikt die een bijkomend magnetisch veld opwekken.

Een tweede techniek die gebruikt kan worden voor bijna alle elektronische systemen is het bouwen van een kooi van Faraday rond de MRI-scanner. Deze is meestal in de muren van het MRI-lokaal verwerkt. Een kooi van Faraday zorgt ervoor dat elektromagnetische stoorsignalen van buitenaf worden tegengehouden.

3.1.5 Het MRI-systeem

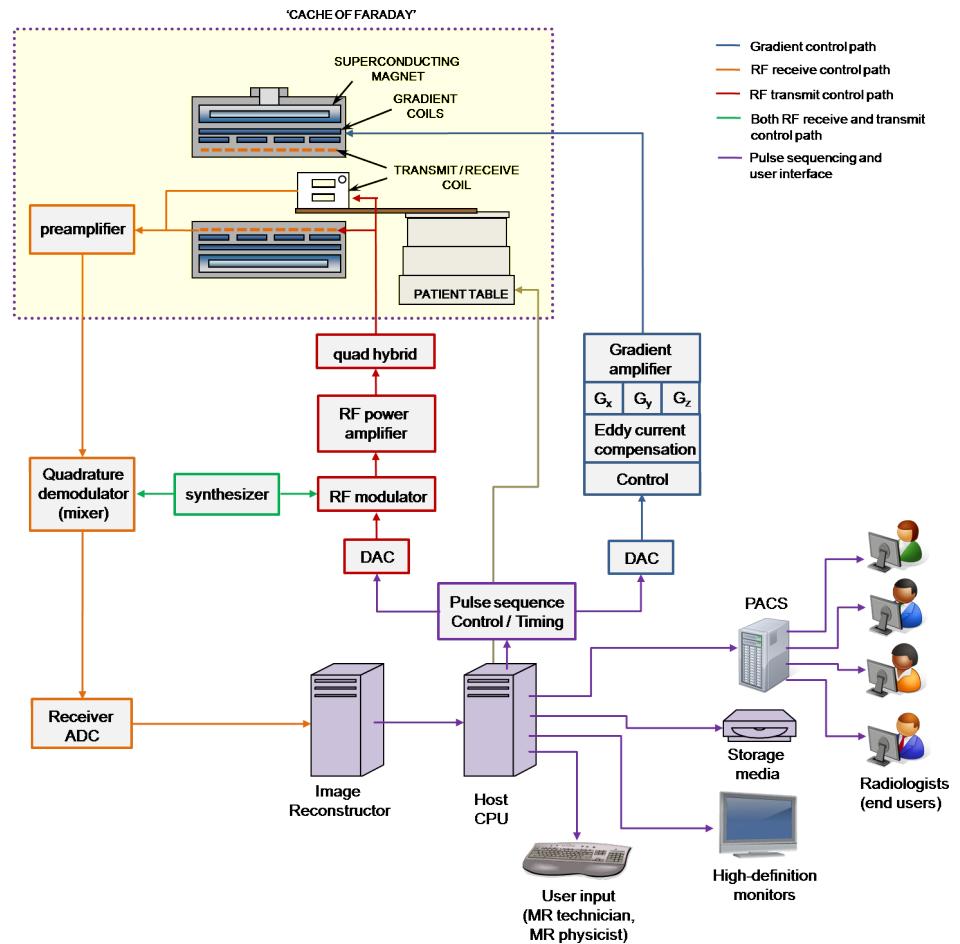
Om de doorvoer van de signalen van een MRI-systeem te bestuderen werd onderstaand systeem(figuur 3.5) als voorbeeld genomen. Hiervan zullen de grote delen bestudeerd worden. Het NMR-toestel dat het voorwerp uitmaakt van deze thesis is ook gebaseerd op dit schema.

Er kunnen 3 signaalpaden onderscheiden worden. Het excitatiepad(rood), het detectiepad(oranje) en het gradiëntpad(blauw). Daarnaast kan de MRI-scanner zelf en de verwerkingseenheden onderscheiden worden. De verwerkingsseenheid vertaalt de beeldvormingssquentie in digitale signalen.

Bij het excitatiepad treft men eerst een digitaal-naar-analoog converter aan om de discrete signalen om te zetten naar een analoog signaal. Het analoog signaal wordt voorzien van een draaggolf. Dit is dus meestal de Larmorfrequentie. Daarna wordt dit signaal versterkt zodat het gewenste vermogen bekomen wordt.

In het detectiepad wordt het signaal eerst versterkt in de voorversterker. Deze voorversterker moet een zeer lage ruisfactor hebben omdat het hier om zeer zwakke signalen gaat. Vervolgens wordt het signaal gedemoduleerd met een quadratuur demodulator zodat er een reëel en imaginair signaal uitkomt. Deze signalen worden dan gedigitaliseerd d.m.v. een analoog naar digitaal convertor.

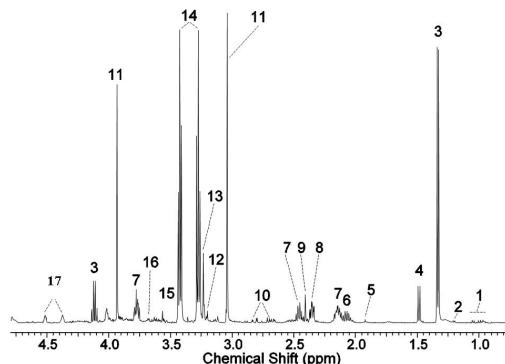
Ook het signaal dat de gradiënten aanstuurt wordt eerst omgezet naar een analoog signaal. Deze wordt na een paar bewerkingen versterkt en drijft de gradiëntspoelen aan.



Figuur 3.5: De signaalpaden in een MRI-systeem. Er zijn drie grote paden: het detectiepad, het excitatiepad en het gradiëntpad.

3.2 NMR-spectroscopie

Naast medische beeldvorming kan NMR ook gebruikt worden voor het bekomen van moleculaire spectra door NMR-spectroscopie. Door een klein monster van een stof in een NMR-spectrometer te brengen kan informatie verkregen worden over de moleculaire structuur van deze stof. Bij de NMR-spectrometer wordt ook gebruik gemaakt van een zend- en ontvangstcircuit maar worden er geen beeldvormingsgradiënten gebruikt. Een voorbeeld van een NMR-spectrum wordt getoond in figuur 3.6. Hierbij is de chemical shift afhankelijk van de eigenschappen van de molecule. Figuur 3.7 is een voorbeeld van NMR-spectrometer.



Figuur 3.6: Voorbeeld van een NMR-spectrum.



Figuur 3.7: Een grote NMR-spectrometer: Bruker Avance 900 MHz NMR-Spectrometer.



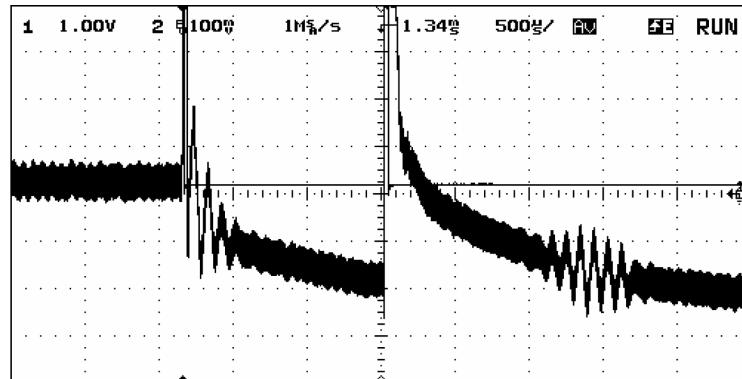
Figuur 3.8: Een kleine benchtop NMR-relaxometer. Een bruker MiniSpec.

3.3 Experimentele NMR-systemen

Het doel van deze thesis is de constructie van een goedkope benchtop NMR-scanner voor educatieve doeleinden. Deze werden reeds voorgesteld door andere onderzoeksinstellingen. Daarom volgt een bespreking van deze bestaande systemen.

Een eerste bestaand systeem is een benchtop systeem op basis van permanente magneten(NdFeB) die de mogelijkheid biedt om een free induction decay (FID) en een spin echo te tonen[4]. Deze produceert een magnetisch veld van 0.08T, wat neer komt op een Larmorfrequentie van 3,38MHz. Dit systeem werkt met een 60 windingen spoel en de pulsen worden opgewekt door 555 timers. De excitatiesignalen worden opgewekt door een labo sinusgenerator en de detectie gebeurt door een gevoelige oscilloscoop.

De resultaten tonen een mooie FID en spinecho(zie figuur 3.9). Dit systeem met permanente magneten kost ongeveer 400 euro(zonder signaalgenerator en oscilloscoop). Het detecteerbaar volume is 1cm^3 .



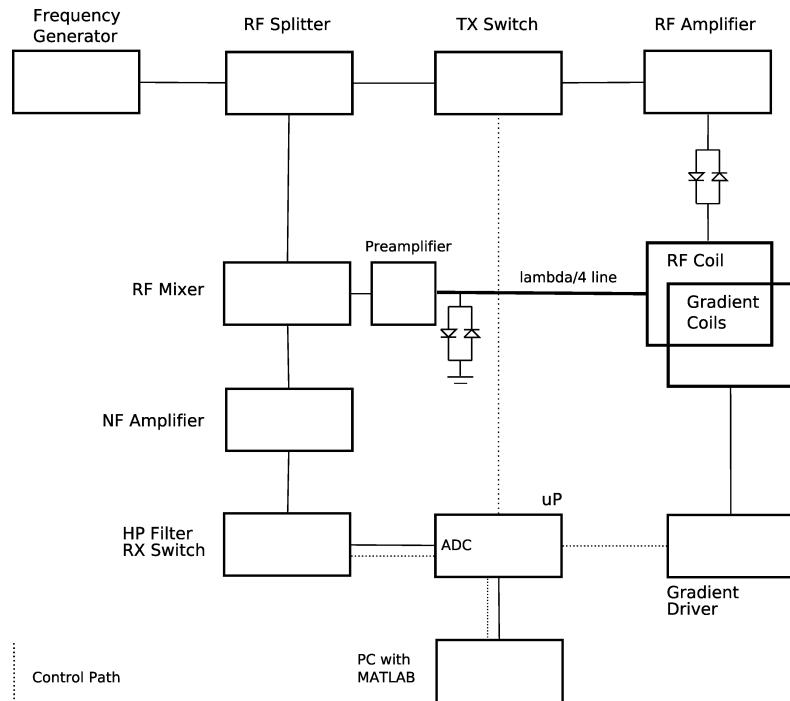
Figuur 3.9: Links een FID, rechts een spinecho

Een uitbreiding van dit systeem is het toevoegen van gradiëntspoelen[6]. De aansturing gebeurt nu door een microprocessor van Texas Instruments in plaats van 555-timers. Deze microprocessor wordt aangestuurd via een computer. In figuur 3.10 wordt het systeem van deze opstelling getoond. Hierbij zijn de drie signaalpaden(excitatie, detectie, gradiënten) te onderscheiden. De frequentiegenerator wordt gebruikt als bron bij het zenden. Door het aan en afschakelen van de Tx/Rx switch zal er al dan niet geëxciteerd worden. De gekruiste diodes in dit pad dienen om zwakke signalen tegen te houden(detectie) en sterke signalen door te laten(excitatie).

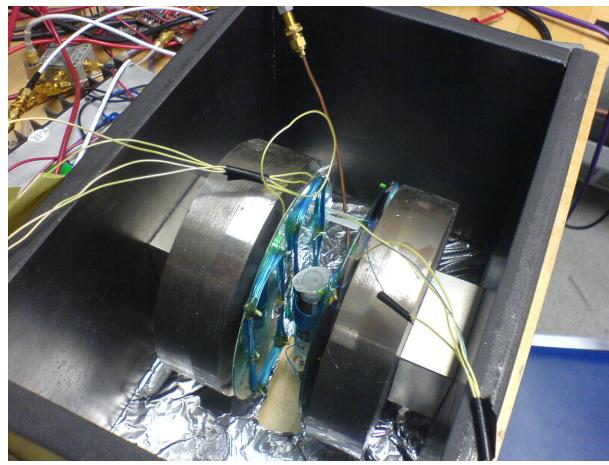
Het ontvangstcircuit begint bij een kwart-golfleugte transformator en gekruiste diodes. Deze dienen om de voorversterker te beschermen tegen de sterke signalen tijdens de excitatie. Dit wordt in hoofdstuk 9 uitvoerig besproken. Na de voorversterker wordt het signaal in frequentie omlaag gemixed waarna het na versterking en filtering gedigitaliseerd wordt d.m.v.

de microprocessor.

Met deze opstelling kan de positie van het monster bepaald worden. Hiermee kan dus vooral de werking van 1D spatiale codering geïllustreerd worden. In figuur 3.11 zijn de magneet, RF en gradiëntspoelen te zien.



Figuur 3.10: In dit systeem kan de excitatie, detectie en gradiënt signaalpaden onderscheiden worden.



Figuur 3.11: Foto van de opstelling. 2 permanente magneten, gradientspoelen en een RF spoel. Het proefbuisje is het monster dat gescand wordt.

Een alternatief systeem is deze op basis van een elektromagneet[5]. Hierbij gaat het om een systeem dat een elektromagneet gebruikt van 240mT wat neer komt op een Larmor frequentie van 10MHz. Dit systeem toont aan dat een experimentele opstelling op basis van een elektromagneet mogelijk is waarbij de gewenste homogeniteit en stabiliteit bekomen wordt. De opstelling die in het kader van dit proefschrift geconstrueerd is, werkt tevens op basis van een elektromagneet.

Deel II

Ontwerp

Hoofdstuk 4

Ontwerpkeuzes

In dit hoofdstuk wordt het ontwerp van het MRI-systeem onderverdeeld in blokken. Voor elk van deze blokken wordt afgewogen welke implementatie het beste voldoet aan de gestelde voorwaarden.

Dit hoofdstuk zal in grote lijnen het systeem vastleggen. In volgende hoofdstukken zal elke blokje in detail behandeld worden.

4.1 Beschikbare componenten

Aan de hand van de beschikbare componenten worden al een hoop ontwerpsvariabelen vastgelegd. Deze worden dan ook in aparte hoofdstukken meer in detail besproken.

4.1.1 Elektromagneet en frequentie



Figuur 4.1: De elektromagneet van 75mT. Deze bestaat uit 2 ferrietplaten waarrond een spoel(zwart) is gewikkeld.

De elektromagneet(figuur 4.1) waarrond het systeem is ontworpen produceert een veld van 75mT. Deze magneet bestaat uit 2 ferrietplaten die aan de achterzijden aan elkaar zijn ge-

koppeld zodat een gesloten magnetische kring gevormd wordt. Dit magnetisch veld wordt opgewekt door 2 spoelen die zich in de zwarte omhulsels bevinden. Het magnetisch veld is het meest homogeen tussen de 2 platen. De detectie zal zich dan ook in de ruimte tussen deze twee platen bevinden.

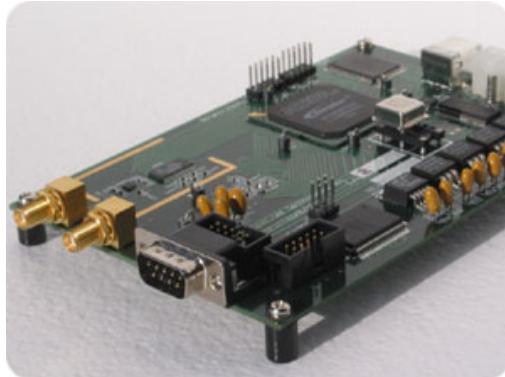
De magnetische veldsterkte legt de Larmorfrequentie waarop de spins zullen resoneren volledig vast(zie hoofdstuk 2.1.2). Deze bedraagt voor dit magnetisch veld voor waterstof 3,19MHz. Dit is het belangrijkste gegeven bij het ontwerp van het systeem.

Een frequentie van 3,19 MHz is een relatief lage frequentie. Er kan nauwelijks over een RF-systeem gesproken worden maar toch wil dit niet zeggen dat er geen rekening met hoog frequente parasitaire effecten moet gehouden worden. Het effect van transmissielijnen mag bij deze frequentie in regel verwaarloosd worden. Dit komt omdat de totale afmeting van het systeem kleiner is dan een tiende van de golflengte(ong. 9,4m). Het is dus strikt genomen niet noodzakelijk om met impedantiereferentie te werken. Impedantieaanpassing is geen vereiste omdat er toch geen reflecties kunnen gevormd worden.

Voor het kiezen van componenten(bijvoorbeeld versterkers) is deze frequentie niet ideaal omdat ze te hoog is voor een laag frequent systeem en te laag voor een hoog frequent systeem. Wanneer bijvoorbeeld een versterker moet gekozen worden kan geen standaard operationele versterker gebruikt worden omdat de frequentie groter is dan de bandbreedte van de opamp. Daarentegen kan ook geen standaard RF-versterker gebruikt worden omdat die een slechte ruisfactor heeft op lage frequenties.

Een tweede bepalende eigenschap van de elektromagneet is het volume waarbinnen het magnetisch veld homogeen is. De afstand tussen de twee ferrietplaten van de elektromagneet bedraagt slechts 5 cm. De RF-spoel zal in deze holte moeten passen. Hierbij is de holte breed maar niet hoog. Bij gebruik van solenoïdes zal het detecteerbaar volume slechts een doorsnede van 12 cm^2 hebben.

4.1.2 Acquisitiekaart



Figuur 4.2: De Spincore USB Radioprocessor. Deze heeft een analoge RF- ingang en uitgang en een connector voor onder andere IO-poorten.

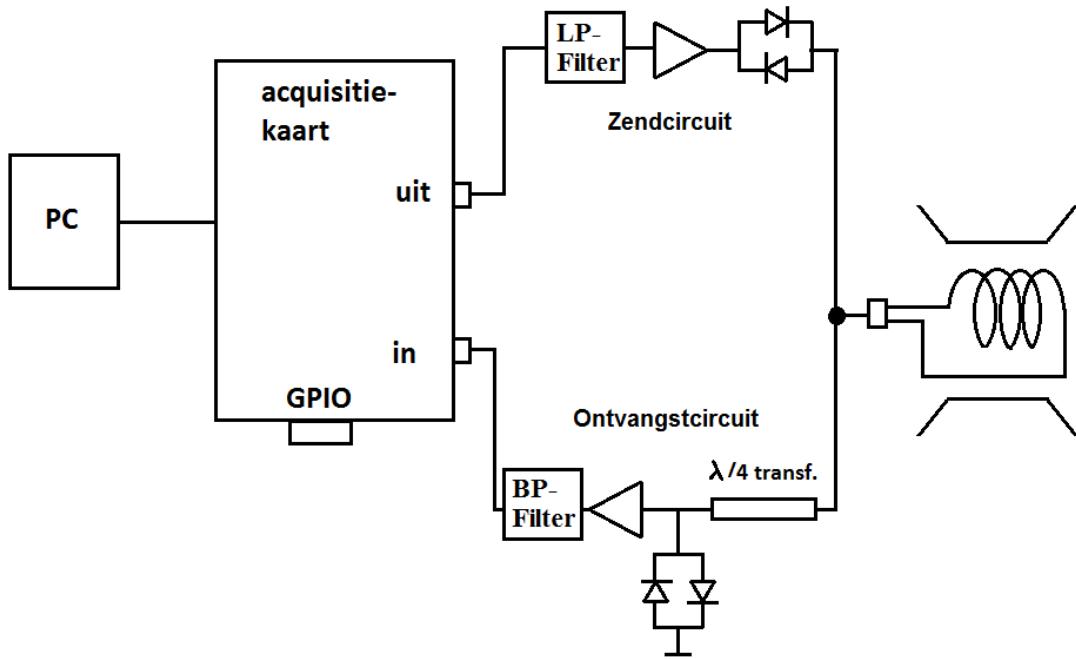
Het systeem wordt aangestuurd door de Spincore USB Radioprocessor. Deze acquisitiekaart kan op zijn beurt aangestuurd worden met een computer. Hierbij zijn drivers voorzien voor Matlab® of Labview® omgeving. In dit systeem zal Matlab® gebruikt worden.

De acquisitiekaart is specifiek voor NMR ontworpen en werkt op basis van een Virtex-FPGA. Het heeft een RF-uitgang die snel genoeg is om 3,19MHz te genereren. Daardoor is er geen nood aan externe mixers. De RF-ingang bezit een digitale filter wat zeer handig is voor NMR waarbij op zeer nauwe bandbreedtes kan gemeten worden. Deze RF-ingang moet altijd voorzien zijn van veiligheidsdiodes zodat de spanning niet groter kan zijn dan $1.2V_{pp}$. Het gebruik van de acquisitiekaart reduceert de ontwerptijd aanzienlijk. Een eigen ontwerp van deze acquisitiekaart zou bestaan uit een microcontroller met een analoog-naar-digitaal converter en een digitaal-naar-analoog converter. Een nadeel van de acquisitiekaart is de relatief hoge kostprijs.

Het voordeel van deze acquisitiekaart is de precieze controle over de timing. Bij NMR is het cruciaal om precies te weten op welk tijdstip welke pulsen verzonden en ontvangen moeten worden. Dit is niet vanzelfsprekend bij microcontrollers waar de timing moeilijk in te schatten is doordat de ene instructie meer verwerkingscyclusen nodig heeft dan de andere.

4.2 Systeemontwerp

Uit vorige hoofdstukken kan worden afgeleid dat er een zendcircuit(exciteren van de spins), een ontvangstcircuit(ontvangen van het magnetisch veld opgewekt door de spins). Op basis van publicaties besproken in hoofdstuk 3.3 ben ik tot een systeemschema gekomen zoals weergegeven in figuur 4.3.



Figuur 4.3: Het systeemontwerp. Er wordt een onderscheid gemaakt tussen het zendcircuit en het ontvangstcircuit.

4.2.1 Het zendcircuit

Aan de uitgang van de acquisitiekaart begint het zendcircuit. Via deze weg worden pulsen richting de RF-spoel gestuurd. Het eerste onderdeel op dit pad is een laagdoorlaatfilter. Er wordt standaard een laagdoorlaatfilter na een DAC gezet omdat een DAC in discrete stapjes werkt. De laagdoorlaatfilter zal deze discrete stapjes uit het signaal filteren zodat een continue sinus bekomen wordt in plaats van een sinus met trapjes in. Deze filter heeft als extra voordeel dat het de kans op de instabiliteit van het volgende onderdeel, namelijk de vermogenversterker, verkleint. De vermogenversterker heeft als doel om het nodige vermogen te leveren aan de spoel.

4.2.2 Het ontvangstcircuit

Aan de ingang van de acquisitiekaart komt het ontvangen signaal van de precesserende spins tijdens de detectiefase toe. Dit signaal werd versterkt door een voorversterker. Deze voorversterker is belangrijk omdat de elektromotorische kracht in de spoel heel zwak is. De voorversterker moet een laag ruisgetal hebben opdat de signaal-op-ruis verhouding groot genoeg blijft. Dit ruisgetal is representatief voor de hoeveelheid ruis die toegevoegd wordt door de voorversterker. Daarenboven moet de voorversterker een zeer grote versterking hebben. Bij hoge versterkingen is de kans op instabiliteit zeer groot. Daarom moet speciale aandacht

besteed worden aan de constructie.

De banddoorlaatfilter is nodig zodat de ADC van de acquisitiekaart een bandbeperkt signaal binnenkrijgt. Doordat het systeem smalbandig is zal het gemeten signaal op andere frequenties enkel ruis bevatten. Deze ruis wordt dus weggefilterd zodat saturatie van de ingangstrap van de ADC voorkomen wordt en de SNR gemaximaliseerd wordt.

4.2.3 De spoelen

Het zenden en ontvangen kan via dezelfde spoel of via 2 aparte spoelen (één voor het zenden en één voor het ontvangen) gebeuren. Het voordeel van 2 aparte spoelen is de enkelvoudige aansluiting van de signaalpaden aan de spoelen en de mogelijkheid om 2 verschillende types spoelen te gebruiken die geoptimaliseerd zijn voor het zenden en ontvangen. Het nadeel is dat juist 2 spoelen moeten gedimensioneerd worden en hierbij moeten ze voldoende van elkaar afgeschermd worden opdat er geen elektromagnetische inferentie is tussen de twee spoelen. In deze thesis heb ik gekozen voor slechts één spoel omdat de ruimte in de elektromagneet beperkt is. Er werd gekozen voor een solenoïde. Dit type spoel kan makkelijk via handberekeningen gekarakteriseerd worden. Ook kan het sample in de vorm van een proefbuisje in de solenoïde gestoken worden. Het betreft hier een kleine spoel vanwege de beperkte hoogte in de elektromagneet.

De impedantie van een spoel is van nature reactief. Via een impedantieaanpassing wordt deze impedantie omgezet naar 50 ohm. Bij 3,19MHz is dit niet strikt noodzakelijk, maar omdat de voorversterker een speciale RF-versterker is zal dit toch gedaan worden. Deze RF-versterker vertoont namelijk optimale eigenschappen bij een ingangsimpedantie van 50 ohm.

4.2.4 Scheiding tussen zenden en ontvangen

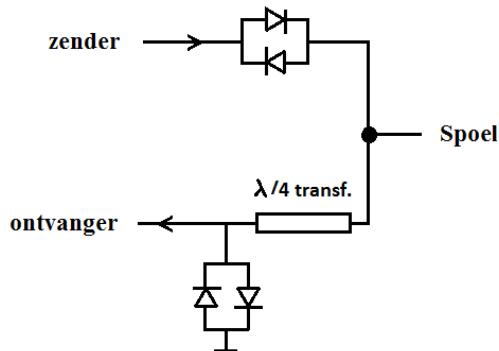
Een vitaal onderdeel van de MRI-scanner is de ontkoppeling tussen het zend- en ontvangstcircuit. Uit berekeningen (zie hoofdstuk 7) kan afgeleid worden hoeveel vermogen er nodig is om een $\frac{\pi}{2}$ -puls of een π -puls te sturen. Bij het rechtstreeks aansluiten van het zendcircuit en ontvangstcircuit aan de spoel zou tijdens het zenden de voorversterker worden beschadigd. Doordat de spoel en de voorversterker een impedantie van 50 ohm hebben zou de helft van het verzonden vermogen naar de voorversterker gaan. De voorversterker kan zoveel vermogen aan zijn ingang niet aan.

Tijdens het ontvangen zou de opgevangen energie van de spins weglekken via de versterker van het zendcircuit en zou de ruis afkomstig van deze versterker de SNR negatief beïnvloeden. Er moet dus een elektronische schakelaar voorzien worden die tijdens het zenden energie naar de spoel doorschakelt en niet naar de voorversterker.

Tijdens de detectie moet de energie van de spoel naar de ontvanger gaan en niet naar de uitgang van de zendversterker. Dit onderdeel kan op verschillende wijzen uitgevoerd worden. De mogelijke schakelaars kunnen onderverdeeld worden tussen actieve en passieve schake-

laars. De actieve schakelaars hebben een extra digitale inputlijn nodig van de acquisitiekaart. De digitale input bepaalt wanneer er geëxciteerd wordt en wanneer er gedetecteerd wordt. Afhankelijk van dit signaal zal het circuit de spoel tussen zendcircuit en ontvangstcircuit schakelen. Bij passieve schakelingen is geen externe digitale trigger nodig.

Wanneer het zendvermogen niet te groot is zou een RF-switch een oplossing kunnen bieden. Omdat dit in deze thesis niet het geval is(grootte orde 1 Watt) wordt gebruik gemaakt van een kwart-golfengte transformator ($\frac{\lambda}{4}$ -transformator) en gekruiste diodes. Deze manier wordt over het algemeen het meeste gebruikt (zie hoofdstuk 3.3). Figuur 4.4 toont het principeschema van deze schakelaar en wordt in detail behandeld in hoofdstuk 9.



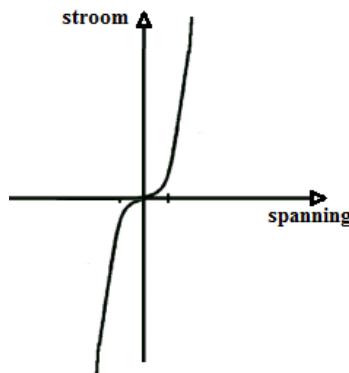
Figuur 4.4: Passieve zend- en ontvangstschakelaar waarbij gebruik wordt gemaakt van gekruiste diodes en een kwart-golfengte transformator.

Een kwart-golfengte transformator inverteert de impedante aan zijn ingang ten opzichte van zijn karakteristieke impedante volgens formule 4.1. Als de ingang aan de massa hangt dan zal een zeer grote impedante aan de uitgang gemeten worden.

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_{uit}} \quad (4.1)$$

Deze transformator is zeer smalbandig en moet nauwgezet gedimensioneerd worden voor de frequentie van 3,19MHz. In praktijk bestaat de transformator meestal uit een stuk coax-kabel met een lengte die overeenkomt met een kwart van de golflengte.

Gekruiste diodes laten in beide richtingen door omdat de ene omgekeerd gepolariseerd is ten opzichte van de andere. Aangezien een diode een drempelspanning heeft zullen de gekruiste diodes enkel stroom geleiden bij voldoende sterke negatieve en positieve spanningen. In figuur 4.5 wordt de stroom-spannings karakterisatie van een diode weergegeven.



Figuur 4.5: De stroom-spanningskarakteristiek van een diode. Vanaf een bepaalde drempelspanning laat de diode stroom door.

De zwakke signalen tijdens de detectie zullen worden tegengehouden terwijl het relatief grote vermogen tijdens de excitatie wordt doorgelaten. In figuur 4.4 wordt de toepassing hiervan getoond. De gekruiste diodes in het zendcircuit laten het relatief sterk vermogen door. Tijdens de detectie blokkeren ze. Energie afkomstig van de spoel kan dan niet verloren gaan via de uitgang van de vermogenversterker in het zendcircuit.

Aan de ingang van de voorversterker staan de gekruiste diodes naar de massa geschakeld. De spanning aan de ingang van de voorversterker kan dus niet hoger zijn dan de drempelspanning van de diodes wat zorgt voor een spanningsbegrenzing aan de ingang van de voorversterker in het ontvangstcircuit.

Tenslotte zal de kwart-golfengte transformator tijdens excitatie een lage impedantie zien aan de kant van de voorversterker vermits de gekruiste diodes op dat ogenblik in geleiding zijn. Het ontvangstcircuit is dus mits een drempelspanning aan de massa verbonden. Deze lage impedantie wordt geïnverteerd naar een hoge impedantie waardoor de energie afkomstig van het zendcircuit voornamelijk naar de spoel gaat.

Tijdens het ontvangen geleiden de gekruiste diodes aan de ingang van de voorversterker niet en zal de 50 ohm ingang van de voorversterker volgens formule 4.1 behouden blijven aan de uitgang. De aangepaste spoel ziet op het moment van ontvangst 50 ohm aan zijn uitgang wat zorgt voor maximale energieoverdracht.

4.2.5 Constructie

De spoel, versterkers, filters en acquisitiekaart werden in een gepaste houder gemonteerd. De houder uit polymethylmethacrylaat(PMMA) kan gemakkelijk in en uit de sleuf tussen de ferrietplaten van de elektromagneet geschoven worden. De acquisitiekaart en de voeding voor het systeem zullen in een 19"-module worden ondergebracht. Dit wordt in meer detail besproken in hoofdstuk 10.

Hoofdstuk 5

De elektromagneet

Omdat het statisch magnetisch B_0 -veld zo belangrijk is en de vereisten relatief hoog liggen werd de elektromagneet en zijn stroombron volledig opgemeten. Hieruit konden dan conclusies getrokken worden omtrent de stabiliteit en homogeniteit van het magnetisch veld die het verdere ontwerpproces beïnvloedden. Figuur 5.1 toont de opstelling van de elektromagneet. Deze elektromagneet, die al eens beschreven werd in hoofdstuk 4.1.1, bevindt zich in een kooi van Faraday voor elektromagnetische afscherming. De elektromagneet wordt gevoed door een stroombron die zich in de 19"-module bevindt.



Figuur 5.1: Foto van de elektromagneet(links) met bijhorende stroombron(rechts, onderste module).

5.1 Vereisten

Het magnetisch veld moet zo constant mogelijk zijn binnen de ruimte tussen de twee ferrietplaten. Dit heeft voornamelijk te maken met de signaal-op-ruis verhouding. Indien het magnetisch veld overal in het monster gelijk is, dan zullen alle spins dezelfde Larmorfrequentie

hebben. Daardoor zal tijdens de detectie de meeste energie zich rond één frequentie bevinden. Het signaal kan in een veel nauwere frequentieband gefilterd worden waardoor een hogere SNR bekomen wordt. Indien er door imperfecties van het magnetisch veld plaatsen zijn waar het magnetisch veld afwijkt dan zullen de spins daar een andere Larmorfrequentie hebben. In het spectrum wordt de energie dan over een band uitgesmeerd waardoor ook over een bredere band moet gefilterd worden en waardoor een lagere SNR verkregen wordt. In realiteit zal echter zelfs bij een ideaal homogeen magnetisch veld het lokaal magnetisch veld afwijken door onder andere de invloeden van de spins onderling(zie hoofdstuk 2.1.4).

Het magnetisch veld moet ook temporeel zo stabiel mogelijk zijn. Deze vereiste kan onderverdeeld worden in stabiliteit binnen een relatief korte termijn (milliseconden, seconden) en stabiliteit binnen een lange termijn (uren, dagen). De instabiliteit op korte termijn zorgt ook voor een bredere uitsmering van de energie over het spectrum en verlaagt dus de SNR. Instabiliteiten op lange termijn zijn van belang bij complexere metingen die gemiddeld langer duren. Bijvoorbeeld bij het maken van een MR-beeld. Voor korte sequenties zoals bijvoorbeeld voor een FID-experiment kan de excitatiefrequentie aangepast worden aan het magnetisch veld dat er op dat moment heerst. In eerste instantie is het belangrijk het magnetisch veld op korte termijn constant te houden. Daarna is het belangrijk om ook de drift zo constant mogelijk te houden.

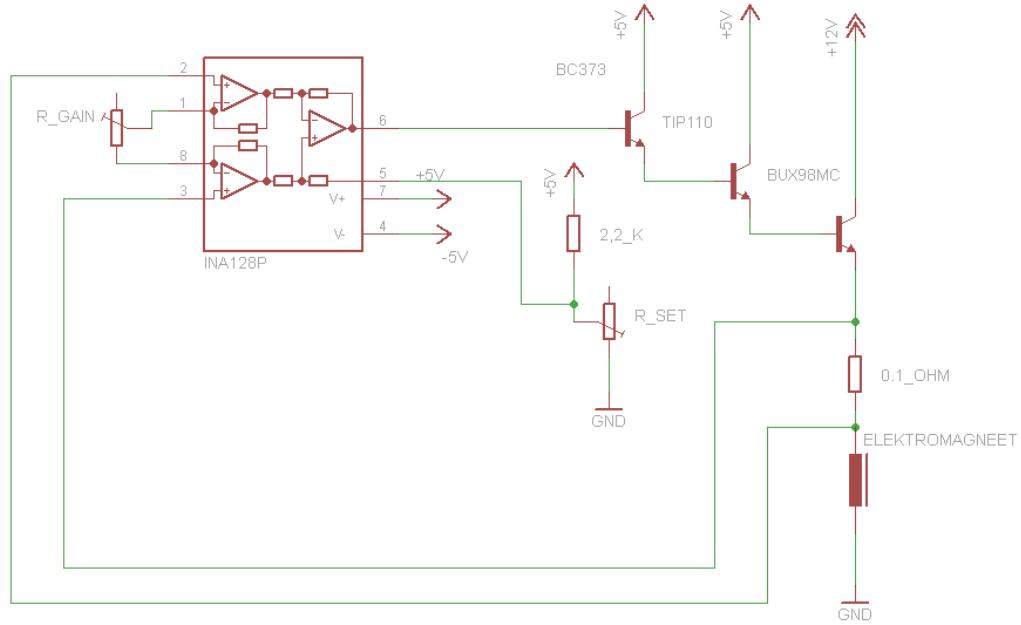
De inhomogeniteiten in ruimte en tijd zijn dus nadelig voor de detectie met als gevolg een daling in SNR. Ook voor de excitatie zijn deze inhomogeniteiten nadelig. In hoofdstuk 2.1.5 werd beschreven hoe een sinc-puls gebruikt wordt om een bepaalde frequentieband te exciteren. Hierbij moet een juiste hoeveelheid energie op de juiste frequentie aan de spins gegeven worden opdat ze bijvoorbeeld 90° zullen omslaan. Indien alle spins geëxciteerd moeten worden zal de vereiste bandbreedte toenemen. Hoe inhomogener het veld, hoe groter de te exciteren bandbreedte, hoe meer vermogen(energie per seconde) de zender aan de sinc-puls moet geven. Dit is van belang bij de dimensionering van de versterker in het zendcircuit.

5.2 De stroombron

Het magnetisch veld in de elektromagneet wordt opgewekt door twee spoelen. De spoelen worden voorzien van een constante stroom. De temporele stabiliteit van het magnetisch veld wordt voornamelijk bepaald door de stabilitet van de stroombron. In de elektromagneet vloeit een stroom van ongeveer 5 Ampère.

Doordat de stroom zo constant moet zijn worden relatieve hoge eisen gesteld aan de stroombron. Met het ontwerpen systeem waar de keuze van zendversterker van belang is moet een magnetisch veld bekomen worden dat 0,1% of minder afwijkt.

Omdat de stroombron zo belangrijk is werd deze ontleed. Hiervan is Figuur 5.2 het resultaat.



Figuur 5.2: Schema van de stroombron. De schakeling bestaat uit een meetweerstand die via een regelkring de stroom door een vermogenstransistor constant houdt.

De stroombron wordt gevoed met 3 spanningen: 12V en $\pm 5V$. Dit systeem is een regelkring waarin de stroom wordt gemeten door een shunt meetweerstand van 0.1 ohm en de stroom geregeld wordt door de BUX98MC vermogenstransistor. De gemeten stroom wordt aan de INA128P instrumentatieopamp gelegd, die het verschil tussen zijn ingangen versterkt. Vervolgens wordt dit signaal verder versterkt door de BC373 en TIP110 transistoren die uiteindelijk de vermogenstransistor aansturen. De gewenste stroom wordt ingesteld door een regelbare weerstand(R-SET) die een spanning geeft aan de referentieingang van de instrumentatieversterker. Verder kan ook de kringversterking aangepast worden door R-GAIN, die de versterking van de instrumentatieopamp regelt.

Bij het uittesten van deze stroombron bleek dat deze instabiel was bij lage stroomsterktes. Er traden oscillaties rond 1MHz op. Bij een stroom van ongeveer 5 ampère werd de stroombron toch stabiel. Het nadeel was dat de gewenste stroom niet meer vrij ingesteld kon worden.

5.3 Het magnetisch veld

De homogeniteit van het magnetisch veld werd tevens uitgemeten aan de hand van een Hall-sensor.

5.3.1 De Hall-sensor

Een magnetisch veld kan via meerdere types sensoren uitgemeten worden maar de manier bij uitstek is de Hall-sensor. Hierbij wordt een stroom door een geleidend plaatje gestuurd. Door de Lorentz kracht gaan de bewegende ladingen afbuigen in een richting loodrecht op de stroom en het (aangelegd) magnetisch veld. Hierdoor wordt een spanningsverschil opgebouwd langs de dwarszijden van het plaatje. Deze spanning is een maat voor het heersend magnetisch veld.

De gebruikte Hall-sensor is de SS94A2D Noise Shielded Ratiometric Linear Sensor. Deze ratiometrische sensor levert een spanning waarvoor de omrekeningsformule 5.1 geldt om het magnetisch veld af te leiden. De sensitiviteit bij een voedingsspanning van 8V is volgens de datasheet: $1 \frac{mV}{G} \pm 0.02 \frac{mV}{G}$.

$$B(mT) = \frac{V_{out} - V_{0T}}{\frac{V_c}{8V}} \cdot 100 \quad (5.1)$$

Ondanks het feit dat deze Hall-sensor niet bedoelt is om het magnetisch veld kwantitatief te beschrijven is dit toch mogelijk mits kalibratie. De waarde V_{0T} is de spanning aan de uitgang bij 0 Tesla en is in theorie de helft van de voedingsspanning. De voedingsspanning dient ook opgemeten te worden omdat de uitgangsspanning hiervan afhangt. De hall-sensor is gespecificeerd bij een voedingsspanning van 8V.

De spanning wordt opgemeten met een digitale oscilloscoop. Dit is de Picotech Picoscope 5203. Bij een magnetisch veld van 75mT zou een spanning moeten bekomen worden van 4,75V. De picoscoop kan op verschillende bereiken werken; in dit geval is dit $\pm 5V$. Hierbij is de resolutie 2,4mV en de relatieve nauwkeurigheid 3%.

Deze resolutie is relatief groot in vergelijking met de theoretische nauwkeurigheid van de Hall-sensor. Met een kleiner meetbereik van de oscilloscoop zou de resolutie beter worden. Dit is mogelijk indien de 4V(spanning bij 0 Tesla) van het uitgangsignaal van de Hall-sensor kan worden afgetrokken aangezien deze een constante spanning is waar het magnetisch veld geen invloed op heeft. Pogingen werden ondernomen om dit te verwezenlijken door een referentiespanningsbron van 4V samen met de uitgang van de hall-sensor aan de ingangen van een instrumentatieopamp te hangen. Deze opamp versterkt dan alleen het verschil tussen beide spanningen. Dit bleek niet succesvol omdat de referentiespanningsbron tot op 1mV nauwkeurig moest worden afgeregeld. Uiteindelijk werd ervoor geopteerd om de spanning rechtstreeks op te meten met de Picoscope.

Nu de nauwkeurigheid en resolutie van de oscilloscoop en de Hall-sensor gekend is kan de totale nauwkeurigheid berekend worden. Wanneer ook de voedingsspanning met de oscilloscoop wordt gemeten kan volgende nauwkeurigheidsberekening bekomen worden.

$$B(T) = \frac{V_{out} \pm 2,4 \cdot 10^{-3}V - V_{0T} \pm 2,4 \cdot 10^{-3}V}{\frac{V_c \pm 2,4 \cdot 10^{-3}V}{8V} \cdot 10 \cdot 1 \pm 0,02 \cdot 10^{-3} \frac{V}{T}} \quad (5.2)$$

$$B(T) = B \pm 0.52mT \quad (5.3)$$

De absolute meetnauwkeurigheid bedroeg ongeveer 0.52mT.

5.3.2 Meting van het magnetisch veld in de ruimte

Om het magnetisch veld in de ruimte te meten werd een statief gebruikt voorzien van een Hall-sensor. Deze werd aangesloten aan de digitale oscilloscoop waarna een gemiddelde waarde over een paar seconden werd genomen.



Figuur 5.3: Foto van de Hall-sensor.

Om een idee te hebben van het magnetisch veld in de ruimte werden eerst metingen gedaan in het horizontaal vlak, in het midden van de elektromagneet(zie Figuur 4.1). Dit vlak werd in vakjes met zijde 5cm verdeeld. Vervolgens werd in elk vlakje een meting gedaan met de Hall-sensor.

In de praktijk werd de elektromagneet aan de rand van een tafel gezet. Op deze tafel werd een groot papier vastgeplakt waarop een raster werd getekend met vakjes met zijde 5cm. Door heel het statief van vakje naar vakje te verschuiven werden de waardes van het magnetisch veld in het horizontaal vlak bekomen. Deze methode heeft een bescheiden nauwkeurigheid maar dit is voldoende om te weten waar het magnetisch veld het meest homogeen is.

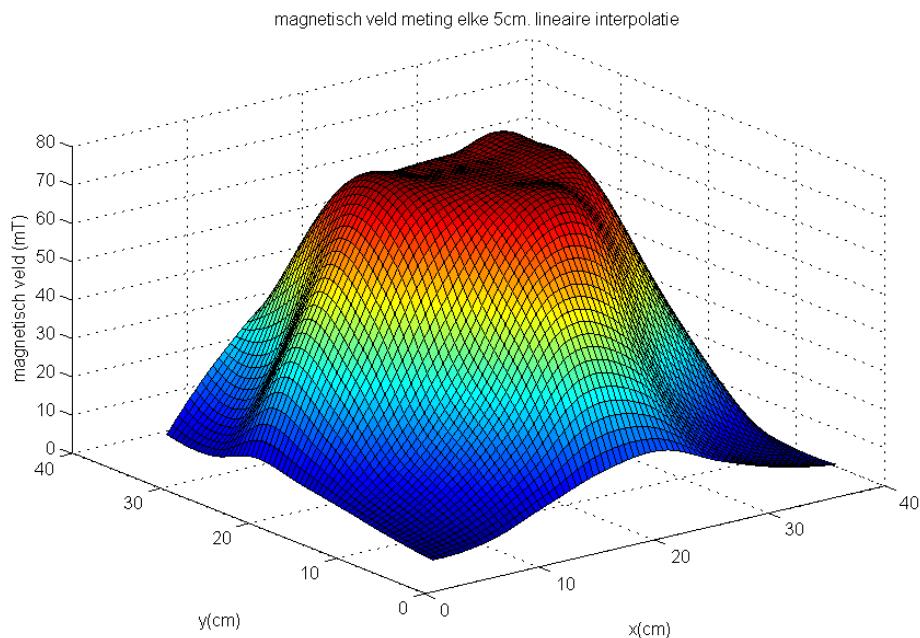
Uit deze metingen werd via kubische interpolatie een 3-dimensionale plot gemaakt(figuur 5.4). Hierop kan zoals verwacht duidelijk het onderscheid gemaakt worden tussen het magnetisch veld tussen de twee ferrietplaten en het magnetisch veld er rond. Er dient op gewezen te worden dat de feitelijke ruimtelijke resolutie van de plot slechts 5 cm bedraagt.

Deze geïnterpoleerde waardes kunnen ook voorgesteld worden door een isolijnendiagram (figuur 5.5). Hierbij werden ook de randen van de ferrietplaten getekend. Deze heeft de vorm van een driehoek waarvan de twee smalle hoeken zijn afgesneden. Hieruit kan duidelijk afgeleid worden dat het magnetisch veld constant is binnen dit vlak. De waardes in de isolijnen

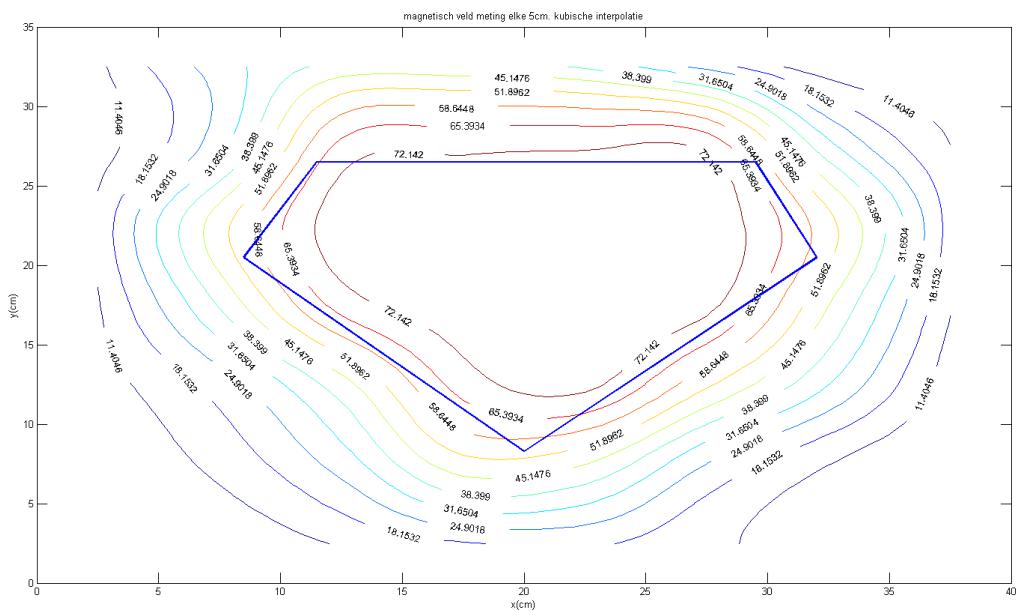
zijn nauwkeurig tot 0,52mT (zie formule 5.2). De extra cijfers achter de komma zijn afkomstig van de interpolatie en hebben geen waarde.

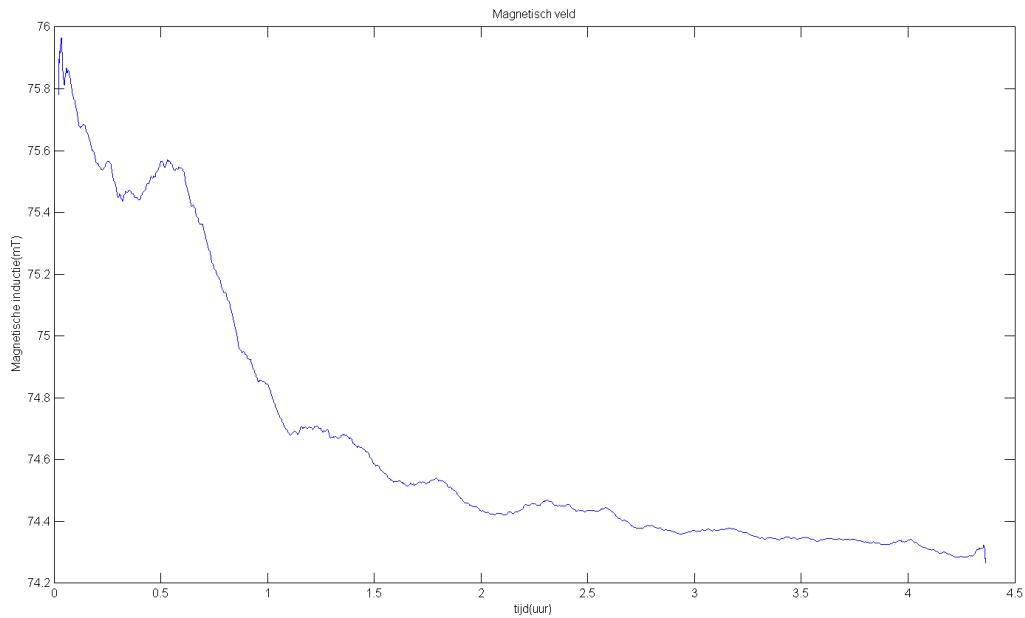
Omdat tussen de ferrietplaten geen variaties in het magnetisch veld gemeten worden wil dit zeggen dat de variaties in werkelijkheid kleiner zijn dan de resolutie van het beschreven Hall-sensor meetsysteem. Daarom kan uit figuur 5.5 besloten worden dat het magnetisch veld minder dan $\frac{0,52mT}{72mT} = 0,72\%$ afwijkt over het horizontale vlak.

In het vertikale vlak werden minder uitgebreide metingen gedaan. Hierbij was het magnetisch veld in het midden van de ferrietplaten constant, in die mate dat de afwijking niet gemeten kon worden en er van uit kan gegaan worden dat ook verticaal het veld minder dan 0,72% afwijkt. Verder werd aangenomen dat net zoals in het horizontale vlak het magnetisch veld daalt naarmate van het midden wordt afgeweken.



Figuur 5.4: Een kubische interpolatie van het magnetisch veld in het horizontaal vlak.





Figuur 5.6: Meting van het magnetisch veld gedurende 4 uur. De drift van het magnetisch veld is duidelijk te zien.

5.4 Besluit

Vooreerst is het belangrijk te wijzen op de meetonauwkeurigheid($\pm 0,52 \text{ mT}$). Grottere nauwkeurigheid zou kunnen bekomen worden door kalibratie met behulp van referentie magneten en een nul gauss kamer(bekendere engelse vertaling: zero gauss chamber). Er bestaan ook commerciële magnetometers.

De elektromagneet zelf is een toestel waarvan de homogeniteit tussen de ferrietplaten goed genoeg is voor een spin echo experiment. Voor het maken van beelden(MRI) worden hogere eisen gesteld aan de homogeniteit. Met het huidig meetsysteem is niet zeker of de homogeniteit van de elektromagneet voldoende is.

De drift van het magnetisch veld in de tijd is het grootste gebrek van de elektromagneet en kan toegeschreven worden aan de stroombronschakeling. De exponentiële curve die het magnetisch veld beschrijft komt waarschijnlijk door de temperatuursafhankelijkheid van de stroombron. Het is aangeraden om de terugkoppellus te herontwerpen zodanig dat de stroombron zo temperatuursonafhankelijk mogelijk is. Mogelijkheden hierbij zijn het gebruiken van een meet-shuntweerstand met een lagere temperatuurscoefficient en het gebruik van een referentiespanningchip om het magnetisch veld in te stellen. Verder mogen hogere frequenties uit de terugkoppellus gefilterd worden omdat het hier gaat om een DC-stroombron. Hiervoor kan een filter met weerstanden en condensatoren toegevoegd worden maar ook bij deze com-

ponenten moet naar de temperatuurscoëfficient gekeken worden.

De elektromagneet met de huidige stroombron is voldoende om een eerste spin echo experiment uit te voeren maar voor uitgebreidere experimenten dient de stroombron herontworpen worden.

Hoofdstuk 6

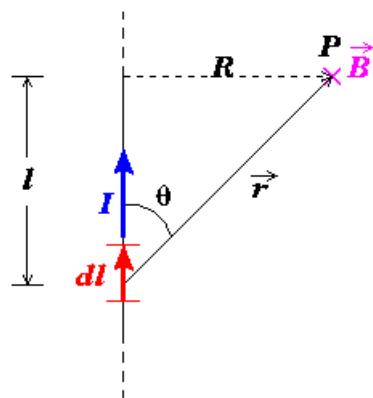
De spoel

Het voorwerp bij uitstek voor het opwekken van wisselende magnetische velden is de spoel. Spoelen worden in een MRI-systeem dan ook gebruikt bij het exciteren en detecteren van de spins en het aanleggen van gradiënten op het statisch magnetisch B_0 -veld. In dit hoofdstuk zal de ontworpen RF-spoel besproken worden.

6.1 Fysische eigenschappen van de spoel

Het opgewekt magnetisch veld

Een stroomvoerende geleider wekt een circulair magnetisch veld op. Dit wordt beschreven door de wet van Biot-Savart (formule 6.1). Deze wet bepaalt het magnetisch veld rondom een infinitesimaal klein stukje stroomvoerende geleider en dient als basis om het magnetisch veld van spoelen te bepalen.



Figuur 6.1: Het magnetisch veld rondom een elementair stukje stroomvoerende geleider.

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \frac{d\vec{l} \times \vec{e}_r}{r^2} \quad (6.1)$$

B = magnetische fluxdichtheid

I = elektrische stroom door de geleider

\vec{l} = elementair stukje stroomvoerende geleider

\vec{e}_r = eenheidsvector van de straal

r = afstand tussen het elementair deeltje en de plaats waar het magnetisch veld berekend wordt.

Deze wet toont het lineair verband aan tussen de stroom en de magnetische veldsterkte voor een bepaald punt in de ruimte. Door integratie over één winding en deze dan uit te breiden tot meerdere windingen kan een uitdrukking bekomen worden die het lineair verband weergeeft tussen stroom en magnetische veldsterkte van de spoel. De evenredigheidsconstante $Cte_{\frac{B}{I}}$ tussen de stroom en de magnetische veldsterkte is een ontwerpparameter voor het systeem.

$$B = Cte_{\frac{B}{I}} I \quad (6.2)$$

De zelfinductie

Wanneer een wisselend magnetisch veld opgewekt wordt zal de wisselstroom naijlen op de wisselspanning. Een spoel heeft immers de eigenschap om iedere stroomverandering tegen te werken met een geïnduceerde elektrische spanning (zie formule 6.3). Deze eigenschap wordt gekarakteriseerd door de zelfinductie L . De reactantie van de spoel voor wisselspanning is ωL

$$U_{ind} = -L \frac{dI}{dt} \quad (6.3)$$

Kwaliteitsfactor en verlies

De spoel ondervindt ook verliezen. Deze verliezen zijn niet gewenst en moeten zo veel mogelijk geminimaliseerd worden. Het verlies kan voorgesteld worden door een equivalente ohmse weerstand. Deze weerstand staat in serie met een ideale spoel.

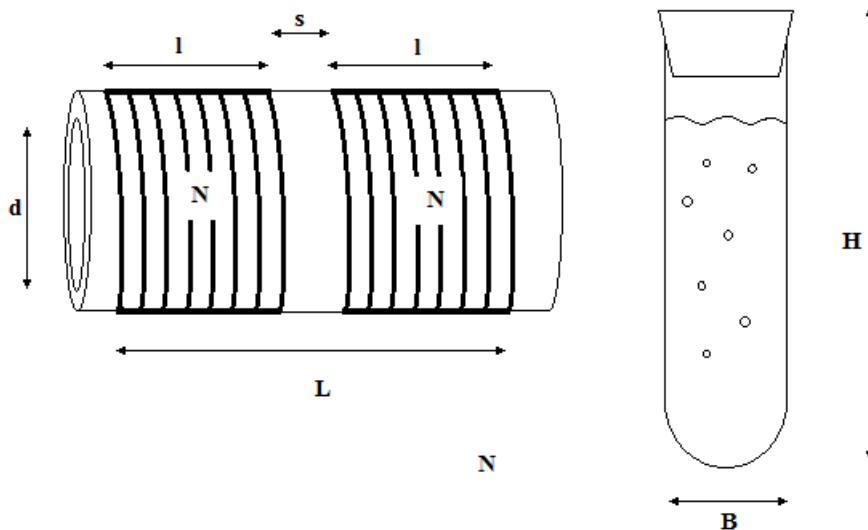
Er zijn meerdere oorzaken voor dit verlies [13]. Een eerste oorzaak is de weerstand van de elektrische geleiders zelf: deze weerstand is enkel afhankelijk van de lengte, dikte van de geleider en de soort geleider waarmee de spoel gewikkeld wordt. Een tweede oorzaak is het skin-effect: naarmate de frequentie stijgt zal de stroom meer en meer aan de buitenkant van de geleider vloeien waardoor het stroomvoerende volume kleiner wordt en de weerstand stijgt. Een derde oorzaak is het gevolg van het proximitateffect: naarmate geleiders (windingen) dichter

bij elkaar liggen zullen deze invloed ondervinden van elkaars opgewekt magnetisch veld. Dit resulteert in het toenemen van de ohmse weerstand en is evenredig met de frequentie. Het is vooral deze laatste oorzaak die geminimaliseerd kan worden door een goede spoelconstructie. De kwaliteitsfactor van een spoel geeft de verhouding weer tussen de reactantie en de verliesweerstand(formule 6.4). Hoe meer windingen een spoel heeft, hoe groter $Cte_{\frac{B}{I}}$, hoe groter de zelfinductie maar ook hoe groter het verlies. De kunst bestaat erin om zo veel mogelijk reactantie te verkrijgen met zo weinig mogelijk verlies.

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad (6.4)$$

6.2 Spoelkeuze

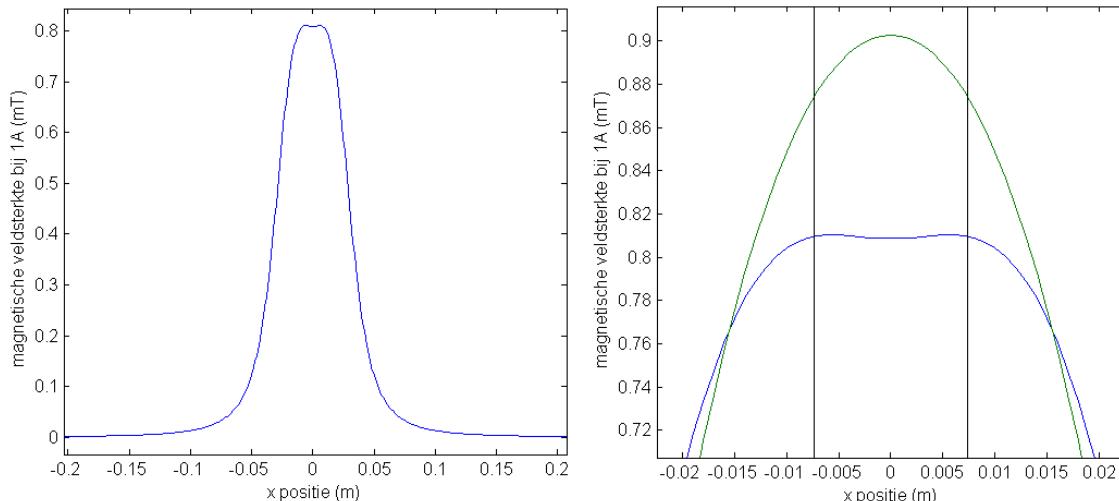
In het ontworpen systeem is gekozen voor een solenoïde met tussenspatie als RF-spoel. Er is aangetoond dat éénlagige cilindervormige spoelen een relatief goede kwaliteitsfactor hebben [13]. Solenoïdes hebben het voordeel dat hun eigenschappen met relatief eenvoudige formules kunnen benaderd worden. Deze formules werden dan ook gebruikt voor onderstaande simulaties[13]. Initiële experimenten zullen gebeuren op een proefbuisje gevuld met water. De dimensies van de uiteindelijke spoel staan weergegeven in figuur 6.2. Deze werden bekomen na het uitvoeren van een aantal simulaties waarbij de $Cte_{\frac{B}{I}}$, zelfinductie, verliezen en kwaliteitsfactor werden berekend.



Figuur 6.2: Figuur van de RF-spoel. Een solenoïde met middenspatie. Rechts het proefbuisje met het fantoom dat in de solenoïde wordt geschoven.

$$\begin{aligned}
 l &= 2.5\text{cm} & D &= 4.0\text{cm} \\
 s &= 0.5\text{cm} & H &= 16.0\text{cm} \\
 L &= 6.4\text{cm} & B &= 3\text{cm} \\
 d &= 3.4\text{cm} & N &= 23 \text{ windingen}
 \end{aligned}$$

Het magnetisch veld heeft een maximum in het midden van een gewone solenoïde. De homogeniteit van het wisselend B_1 -veld moet zo goed mogelijk zijn omdat voor bijvoorbeeld een $\frac{\pi}{2}$ -puls slechts een bepaalde hoeveelheid energie naar de spins mag gevoerd worden. Daarom werd in het midden van de spoel een kleine spatie gelaten. Hierdoor werden 2 solenoïdes van elk 23 windingen verkregen waardoor een dipje in het maximum van de magnetische veldsterkte ontstaat (figuur 6.3). Binnen een lengte van 1,4 cm wijkt $Cte_{\frac{B}{T}}$ slechts 0,6% af. Het nadeel is dat $Cte_{\frac{B}{T}}$ kleiner wordt.



Figuur 6.3: Het magnetisch veld in het midden van de solenoïde. De linker figuur toont de daling van het magnetisch veld naarmate men verder weg van het middelpunt gaat. De rechter figuur is een uitvergrooting van de top. Dezelfde solenoïde zonder tussenspatie is in het groen weergegeven. De zwarte lijnen tonen het gebied waar het magnetisch veld minder dan 0,6% afwijkt.

Bij een frequentie van 3.19 MHz werden volgende waarden uit de simulaties gehaald:

$$Cte_{\frac{B}{T}} = 0.812 \frac{mT}{A}$$

$$L = 44.65 \mu H$$

$$R = 4.04 \Omega$$

$$Q = 236.5$$

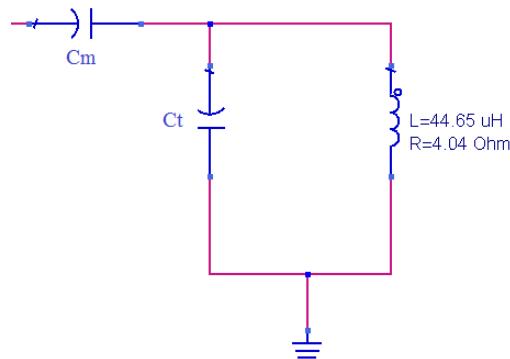
Deze simulaties zijn slechts benaderingen. De verliesweerstand is afhankelijk van de omgeving waar de spoel zich in bevindt. Vooral metaal laat de weerstand afwijken. Van de zelfinductie en verliesweerstand kunnen slechts grove benaderingen gemaakt worden. $Cte \frac{B}{I}$ daarentegen is gebaseerd op de wet van Biot-Savart en is veel nauwkeuriger.

6.3 Aanpassingsnetwerk

De spoel wordt aangesloten aan een aanpassingsnetwerk. Met dit netwerk wordt de ingangsimpedantie van de spoel omgevormd van een reactieve impedante naar 50 ohm impedante. De spoel kan dan in zijn geheel voorgesteld worden als weerstand van 50Ω .

Zoals aangehaald hoofdstuk 4.2.3 is deze impedantieaanpassing noodzakelijk voor het goed functioneren van de voorversterker van het ontvangstcircuit. Tevens blijft de vermogensversterker van het zendcircuit stabiever bij een ohmse belasting.

Dit aanpassingsnetwerk kan op verschillende manieren verwezenlijkt worden. Een goede implementatie is in figuur 6.4 weergegeven. Deze schakeling bestaat uit een condensator parallel met de spoel(tuningcondensator C_t) waarna een condensator in serie komt(matchingcondensator C_m). Via formules 6.5 kunnen de waarden van deze condensatoren berekend worden zodat een ingangsimpedantie van 50 ohm bekomen wordt[14]. Deze waardes zijn afhankelijk van de frequentie, de gewenste ingangsimpedantie(Z_0), de zelfinductie(L_s) van de spoel en de verliesweerstand(R_s) van de spoel.



Figuur 6.4: Het aanpassingsnetwerk aangesloten aan de spoel. Dit aanpassingsnetwerk bestaat uit een tuningcondensator en een matchingcondensator

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{\omega L_s}{R_s} \\
 a &= R_s(1 + Q^2) \\
 b &= \sqrt{\frac{a}{Z_0} - 1} \\
 C_m &= \frac{1}{\omega Z_0 a} \\
 C_t &= \frac{Q - a}{\omega b}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Voor de gesimuleerde spoel werden volgende waarden bekomen:

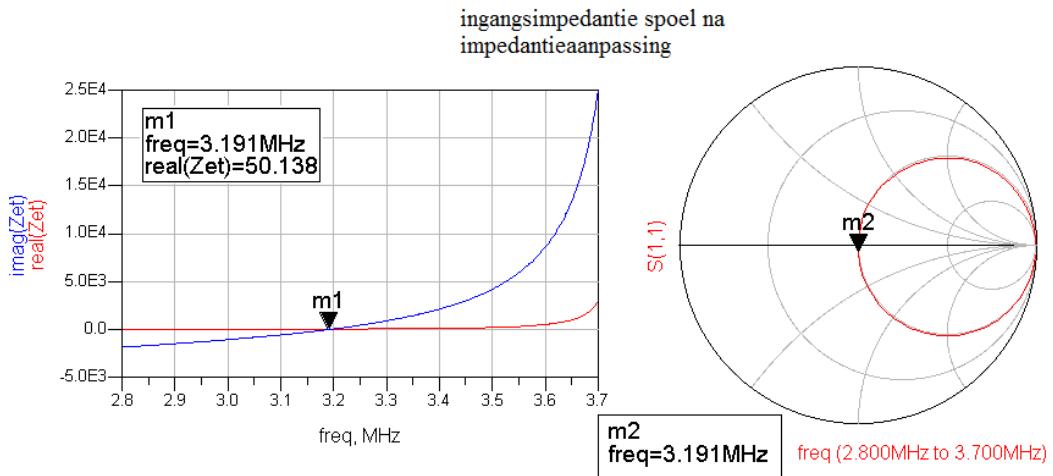
$$\begin{aligned}
 C_m &= 39.9 \text{ pF} \\
 C_t &= 15.8 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

Deze resultaten werden gecontroleerd met het ADS(Advanced Design System) platform van Agilent EEsof EDA. De resultaten van deze simulatie wordt in figuur 6.5 weergegeven. Hieruit kan geconcludeerd worden dat de ingangsimpedantie bij een frequentie van 3,19 MHz, 50Ω bedraagt.

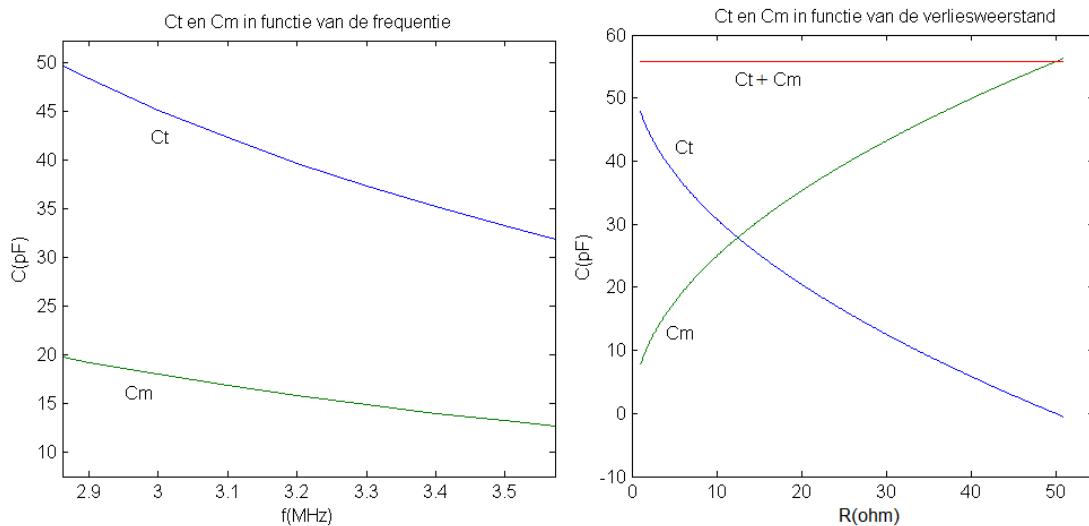
In realiteit is het zeer moeilijk om de zelfinductie en verliesweerstand in elke situatie exact te kennen. Deze parameters zijn afhankelijk van de omgeving waarin de spoel zich bevindt. Wanneer het sample (het proefbuisje met water) zich in de spoel bevindt zal de verliesweerstand zeker stijgen. Daarom zal in praktijk C_t en C_m moeten bijgeregeld worden met variabele condensatoren. Door een reflectiemeting met een netwerkanalyzer uit te voeren kan bepaald worden wanneer de ingangsimpedantie 50 ohm is.

Het is belangrijk om te weten hoe deze capaciteiten veranderen bij gewijzigde situaties. Daarom werden formules 6.5 verder uitgerekend voor verschillende frequenties en voor verschillende belastingen(verliesweerstand). De resultaten zijn weergegeven in figuur 6.6.

Uit de linker figuur kan worden afgeleid dat beide capaciteiten dalen bij stijgende frequentie. De rechterfiguur toont het verband tussen C_t en C_m in functie van de verliesweerstand bij 3,19MHz. Naarmate R_s stijgt daalt C_t en stijgt C_m . Dit komt omdat hun som bij 1 frequentie constant is. Deze som stelt de resonantiecapaciteit voor. Stel dat deze resonantiecapaciteit aan de spoel wordt geschakeld zal dit systeem resoneren op 3,19MHz. Bij te grote verliezen kan het aanpassingsnetwerk niet meer functioneren. Maar verliesweerstanden van deze grootte komen in werkelijkheid nauwelijks voor[14].



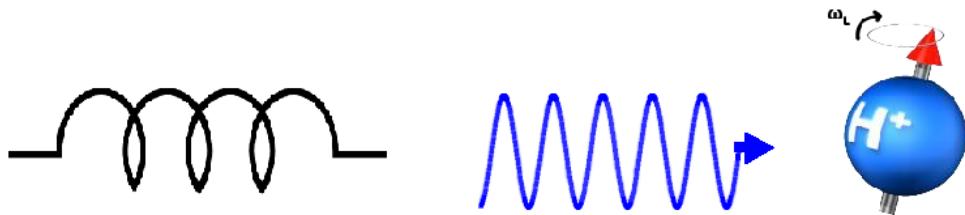
Figuur 6.5: Simulatieresultaten van het aanpassingsnetwerk. De ingangsimpedantie is 50 ohm geworden



Figuur 6.6: In de linker figuur wordt het verloop van C_t en C_m in functie van de frequentie weergegeven voor de gesimuleerde spoel. Deze dalen naarmate de frequentie stijgt. In de rechterfiguur is C_t en C_m in functie van de verliesweerstand van de spoel weergegeven bij 3,19MHz. De som van C_t en C_m is constant.

Hoofdstuk 7

Excitatie



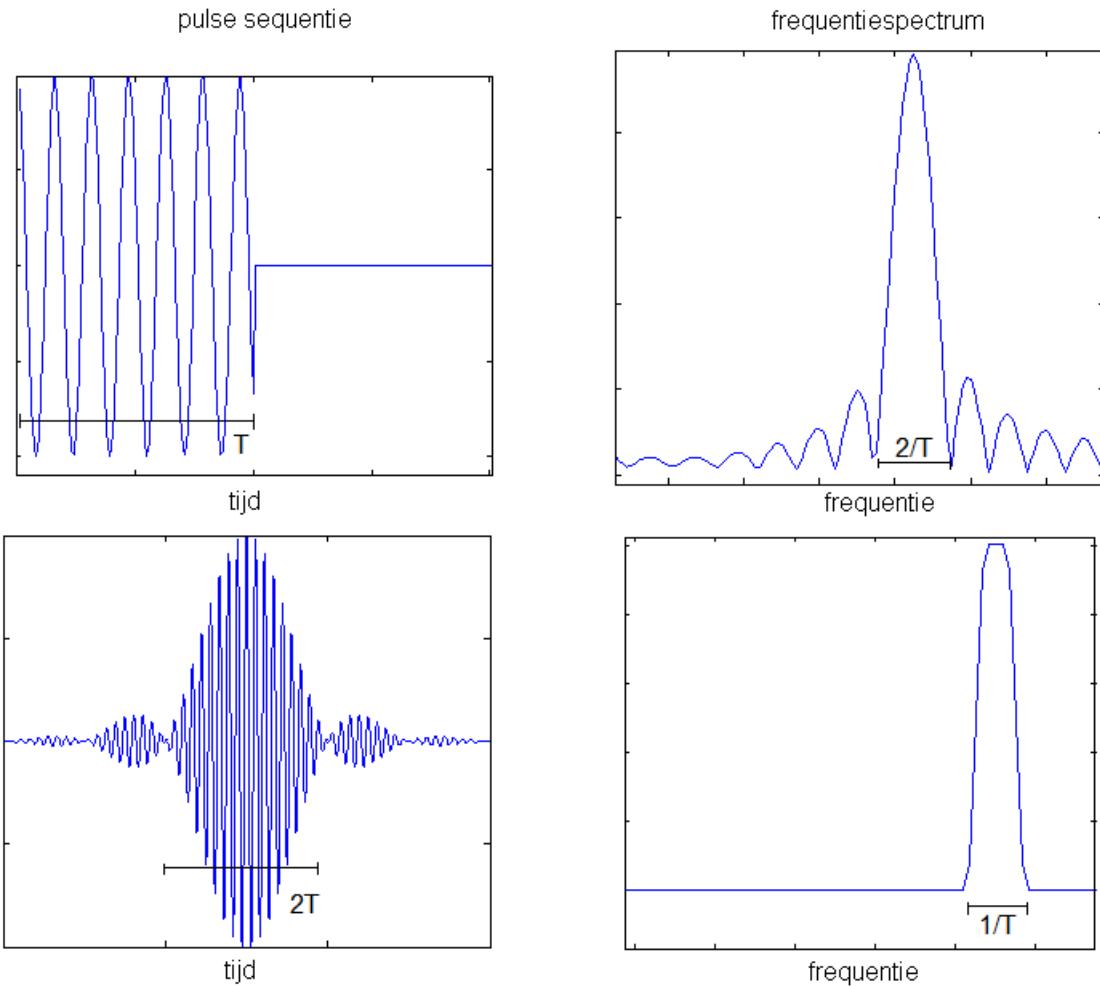
Figuur 7.1: De RF-spoel exciteert de nucleaire spinmomenten.

Het wisselend B_1 -veld wordt opgewekt door de RF-spoel die gevoed wordt door de vermoedenversterker. Het zendcircuit wordt in dit hoofdstuk ontworpen.

7.1 Het vereiste wisselend magnetisch veld

In het ontworpen systeem worden tijdens de excitatie pulsen verzonden naar de spins. Deze pulsen bevatten een welbepaalde hoeveelheid energie en hebben een welbepaalde bandbreedte. Deze pulsen hebben als middenfrequentie de Larmorfrequentie. In hoofdstuk 2.1.5 werd aangehaald dat er verschillende soorten pulsen bestaan waarvan de voornaamste de $\frac{\pi}{2}$ -puls en de π -puls zijn. Om de bandbreedte te selecteren is de pulsduur van belang.

Er zijn twee courante pulsvormen die weergegeven zijn in figuur 7.2. Deze pulsvormen zijn enveloppes met een sinusoidale draaggolf gelijk aan de Larmorfrequentie. Voor een eerste experiment is de blokvorm het makkelijkst te maken. Deze heeft als nadeel dat het spectrum een sinc-functie is waardoor de te exciteren bandbreedte niet eenduidig kan bepaald worden. Wanneer de bandbreedte precies gekend moet zijn is de sinc-puls aangewezen. Deze heeft een blokvorm als spectrum. Het nadeel hierbij is dat een sinc-puls in theorie oneindig lang duurt. Deze wordt in tijd beperkt waardoor het spectrum geen perfecte blokvorm heeft.



Figuur 7.2: 2 mogelijke pulsvormen: de sincfunctie en de blokgolf met hun bijkomende spectrum. Het spectrum van de sincfunctie is een blokgolf en de blokgolf zijn spectrum is een sincfunctie.

Om het vereiste B_1 -veld te bekomen wordt verder gerekend met een blokvorm als puls wegens de eenvoud. Uit formule 7.1 wordt de grootte van het magnetisch veld afgeleid[1]. Hierbij staat de fliphoek voor de hoek die het totaal magnetisch moment van de spins moet maken. Deze waarde is $\frac{\pi}{2}$ voor de $\frac{\pi}{2}$ -puls en π voor de π -puls. Δt is de duur van de blokvormige RF-puls. Uit deze vergelijking wordt afgeleid dat de vereiste grootte van het magnetisch veld voor een bepaalde fliphoek omgekeerd evenredig is met de pulsduur. Ook de bandbreedte van de puls hangt af van deze pulsduur ($f = \frac{1}{\Delta t}$). Hoe langer de puls, hoe kleiner het vereiste vermogen van het magnetisch veld, hoe kleiner de bandbreedte. Wordt er gekozen voor een vermogenversterker met een laag vermogen dan zal de bandbreedte klein zijn. Omwille van inhomogeniteiten en drift van het statisch magnetisch B_0 -veld wordt geopteerd voor een relatief grote bandbreedte en dus een groot beschikbaar vermogen. Er kan dan voor gekozen

worden om het vermogen te verminderen indien nodig. Via formule 6.2 kan voor een bepaalde spoel de vereiste stroom bepaald worden via de evenredigheidsfactor $Cte_{\frac{B}{I}}$.

$$\begin{aligned} B &= \frac{2 \text{ fliphoek}}{\gamma \Delta t} \\ I &= \frac{2 \text{ fliphoek}}{\gamma \Delta t Cte_{\frac{B}{I}}} \end{aligned} \quad (7.1)$$

7.2 Berekening van het zendvermogen en de bandbreedte

Uit voorgaande wordt geconcludeerd dat een groter beschikbaar vermogen beter is omdat een grotere bandbreedte kan geëxciteerd worden. Bij het construeren van de vermogenversterker werd geopteerd voor het gebruik van hogesnelheid vermogenopamp's. De hiervoor gekozen opamp is de THS3091 'high-voltage, low-distortion, current-feedback operational amplifier'. Deze stroom teruggekoppelde opamp wordt gevoed met $\pm 15V$ en heeft een uitgangsbereik van ongeveer $\pm 12V$. Deze uitgangsspanning komt bij een 50Ω -last overeen met een vermogen van 1,44W. Om dit vermogen te produceren vloeit een stroom van $\pm 240mA$.

Aangezien het aanpassingsnetwerk uit zuiver reactieve componenten bestaat en dus geen energie dissipeert zal dit vermogen volledig naar de spoel gaan. Uit metingen van de spoel(zie hoofdstuk 11) bleek dat de lastweerstand voor een onbelaste spoel $R_s = 14.47\Omega$ is. Bij een vermogen van 1,44W staat over de spoel een spanning van 6,45V en vloeit er een stroom van 446mA door de spoel.

De exciteerbare bandbreedte voor dit vermogen kan via formule 7.1 opgelost worden. Dit wordt uitgerekend voor de π -puls aangezien deze het meeste vermogen vergt.

$$\begin{aligned} \Delta t &= \frac{2 \pi}{\gamma Cte_{\frac{B}{I}} I} \\ \Delta t &= \frac{2 \pi}{2\pi 42,576 \frac{MHz}{T} 0.8118 \frac{mT}{A} 446mA} \\ \Delta t &= 64.87\mu s \end{aligned} \quad (7.2)$$

De blokvormige RF-puls moet $64.87\mu s$ duren voor een π -puls bij maximaal vermogen van de gebruikte vermogensversterker. Als benadering voor de bandbreedte van deze blokvormige RF-puls wordt de inverse van Δt genomen. Binnen deze bandbreedte heeft de hoofdlobe het meeste van zijn energie. De maximale bandbreedte voor een π -puls bij maximaal vermogen van de gebruikte vermogensversterker is:

$$BB = 15,4kHz$$

Bij een spin echo experiment mag de Larmorfrequentie dus 7,7kHz afwijken. Deze afwijkingen kunnen komen door inhomogeniteiten of drift van het statisch magnetisch B_0 -veld(zie hoofd-

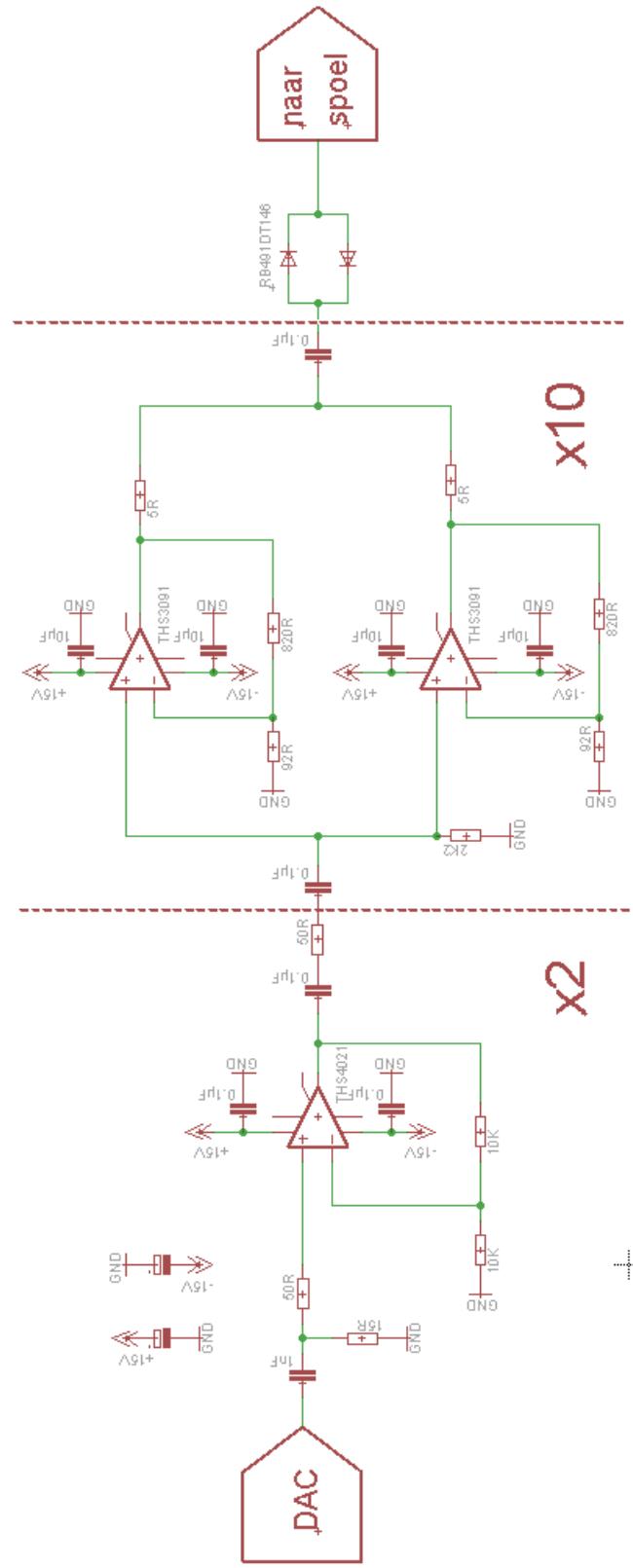
stuk 5). Volgens formule 2.4 mag het statisch magnetisch B_0 -veld slechts $\pm 0.18\text{mT}$ afwijken. De relatieve afwijking is dan 0.24%. In hoofdstuk 5 is de afwijking van het magnetisch veld uitgerekend echter 2.26%. Het vermogen voldoet dus niet om ten alle tijde alle spins te exciteren. Hier is het eerder aangewezen om de drift van de elektromagneet te verminderen omdat een grote bandbreedte ook resulteert in een lage SNR. Bij een verbeterde elektromagneet voldoet dit vermogen. Tot dan moet het magnetisch veld regelmatig gemeten worden zodat de Larmorfrequentie gekend is.

7.3 Schema van het zendcircuit

De Spincore Radioprocessor acquisitiekaart heeft een RF-uitgang met een maximale amplitude van $\pm 0.6\text{V}$. Dit signaal moet naar $\pm 12\text{V}$ versterkt worden. Deze spanning zal uit de THS3091 komen. De totale versterking van het zendcircuit bedraagt 20x. De THS3091 wordt ingesteld op een versterking van 10x. De versterking van deze stroomterugkoppelende opamp kan niet vrij gekozen worden en 10x is het maximum. De THS3091 moet in staat zijn om een stroom te voeren van 240mA. De maximale uitgangsstroom van de THS3091 is 250mA. Omdat de vereiste stroom dicht bij de maximumstroom ligt werd een tweede opamp parallel geschakeld zodat de vereiste stroom verdeeld wordt tussen de twee opamps(zie figuur7.3). Voor de resterende 2x versterking werd de THS4021 '350MHz low-noise high-speed amplifier' spanningsterugkoppelende opamp gekozen. Deze opamp moet de ingangsspanning 2 keer versterken en dient geen vermogen te leveren.

Aan de ingang van deze schakeling werd een laagdoorlaat RC-filter bijgevoegd. Deze filter heeft een afsnijfrequentie van ongeveer 5MHz en dient als interpolatiefilter van de DAC. Concreet zal de filter de discretisatieruis van de DAC uit het signaal filteren zodat een vloeiende sinus bekomen wordt.

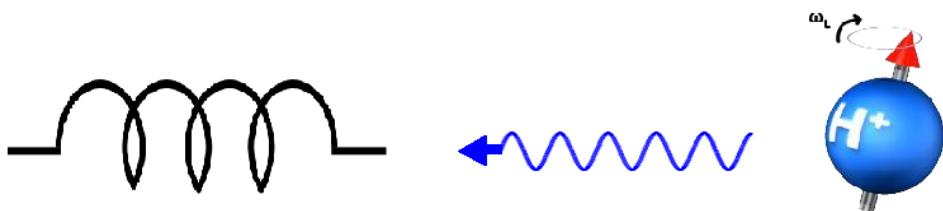
De spanningsversterker en de vermogenversterker werden ondergebracht op aparte printplaatjes. Deze worden gevoed met $\pm 15\text{V}$ door een lineaire spanningsregelaar die zijn spanning van $\pm 18\text{V}$ van de hoofdspanning haalt. Het ontworpen schema is weergegeven in figuur 7.3.



Figuur 7.3: Circuit van het zendcircuit

Hoofdstuk 8

Detectie



Figuur 8.1: De RF-spoel detecteert het uitgezonden wisselend magnetisch veld van de spins.

Nadat de spins zijn geëxciteerd zenden ze een magnetisch veld uit dat gedetecteerd wordt door de RF-spoel. Dit zwak magnetisch veld wekt een geïnduceerde spanning op. Na versterking kan deze spanning uitgelezen worden. In dit hoofdstuk wordt de voorversterker en de filter behandeld.

8.1 Signaal-op-ruis verhouding (SNR)

Om een voorversterker te ontwerpen is het belangrijk om de grootte van het signaal en de ruis te weten. Aan de hand van deze waarden kan een gepaste versterker geconstrueerd worden.

8.1.1 Signaal

Om de grootte van het signaal te berekenen moet eerst het aantal geëxciteerde spins berekend worden. In hoofdstuk 6.2 werd de zone waar het B_1 -veld homogeen is berekend. Deze zone ligt in het midden van de spoel en is 1.4cm breed. Indien verondersteld wordt dat het veld naar de buitenrand toe relatief homogeen is, kan het volume van de geëxciteerde spins berekend worden. Het fantoom dat in de spoel geschoven wordt is een proefbuis met diameter 3cm waar water in zit. In de formules 8.1 worden het volume en het aantal mol berekend.

$$\begin{aligned}
 V &= 9.9 \text{ ml} \\
 m &= 9.9 \text{ g} \\
 M &= 18.016 \frac{\text{g}}{\text{mol}} \\
 n &= 1.1 \text{ mol H}
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

Nu het aantal spins gekend is, kan het totaal magnetisch moment van deze spins berekend worden via formule 2.2 [1]. De grootte van de nucleaire magnetisatie bedraagt:

$$\begin{aligned}
 M_n &= \frac{n N_A \gamma \hbar^2 \omega^2}{4 k T} \\
 M_n &= \frac{1.1 \text{ mol } 6,022 \cdot 10^{23} \frac{1}{\text{mol}} 2\pi 42.576 \cdot 10^6 \frac{\text{Hz}}{\text{T}} (1.054 \cdot 10^{-34})^2 2\pi 3.19 \cdot 10^6 \text{ Hz}}{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} 294 \text{ K}} \\
 M_n &= 2.43 \cdot 10^{-9} \text{ Am}^2
 \end{aligned} \tag{8.2}$$

Het detecteerbaar signaal is afkomstig van het transversaal magnetisch veld en kent een exponentieel verval(FID). Door de reciprociteitsstelling van Lorentz kan formule 8.3 gevonden worden[1]. Deze formule geeft het verband weer tussen het totaal magnetisch moment, het opgewekt magnetisch veld indien 1A door de spoel zou stromen en de geïnduceerde elektromotorisch kracht(ϵ).

$$\epsilon = -\frac{\partial(\hat{\vec{B}}_1 \cdot \vec{M})}{\partial t} \tag{8.3}$$

Hieruit wordt volgende formule afgeleid.

$$\begin{aligned}
 \epsilon &= \text{Cte}_B \frac{M \omega_0}{T} \\
 \epsilon &= 0.8118 \frac{mT}{A} 2.43 \cdot 10^{-9} \text{ Am}^2 2\pi 3.19 \cdot 10^6 \text{ Hz} \\
 \epsilon &= 39 \mu\text{V}
 \end{aligned} \tag{8.4}$$

De spins wekken via de spoel een spanning op van $39 \mu\text{V}$. Dit kan voorgesteld worden als een spanningsbron in serie met de spoel.

Doordat de spoel verbonden is met een impedantie aanpassingsnetwerk ziet de voorversterker een andere spanning aan zijn ingang.

$$U_s = \epsilon \sqrt{\frac{Z_o}{R_s}} \left(\frac{Z_i}{Z_i + R_o} \right) \tag{8.5}$$

Hierbij is Z_o de weerstand waarwaar de impedantie van de spoel wordt getransformeerd. In dit geval is dit 50Ω . De weerstand R_s is de totale verliesweerstand van de belaste spoel(proefbuisje met water). Via metingen van de belaste spoel in open omgeving werd hiervoor een weerstand

van 17.14Ω gekomen. De variable Z_p is de ingangsimpedantie van de versterker en bedraagt eveneens 50Ω . Uiteindelijk wordt volgende spanning gekomen:

$$U_s = 33.3\mu V$$

8.1.2 Ruis

Bij zwakke signalen is het belangrijk om te weten hoe groot het ruisniveau is. Wanneer het verschil tussen signaal en ruis te klein is, wordt het uitlezen van het signaal zeer moeilijk. Het ruisniveau moet dus zo laag mogelijk gehouden worden.

De thermische witte ruisspanning wordt berekend volgens formule 8.6.

$$U_n = \sqrt{4 k T B R_s} \quad (8.6)$$

Hierbij is R_s de totale verliesweerstand, B de bandbreedte en T de temperatuur van het systeem.

Deze weerstand bevat onder andere de verliesweerstand van de spoel(zie hoofdstuk 6.1) en het magnetische verlies door het sample. Om de ruisspanning aan de ingang van de versterker te weten wordt deze omgezet via formule 8.5. De gekomen ruisspanning bij kamertemperatuur is:

$$U_n = 5.27 \cdot 10^{-10} \sqrt{B} \quad (8.7)$$

Met als bandbreedte de maximale bandbreedte resulteert de ruisspanning in $65nV$. Een banddoorlaatfilter met een bandbreedte van $15.4kHz$ zou een kwaliteitsfactor van 200 hebben wat zeer hoog is voor een analoge filter. Een meer realistische waarde is een bandbreedte van bijvoorbeeld $3MHz$. Dit zou neer komen op een ruisspanning van $0.9\mu V$.

8.1.3 SNR

De SNR is een maat voor de uiteindelijke kwaliteit van het signaal aan de ingang van de versterker. Deze ratio is de verhouding tussen het signaalvermogen en het ruisvermogen.

$$SNR = \frac{U_s^2}{U_n^2} \quad (8.8)$$

$$SNR = \frac{(33.3\mu V)^2}{(5.27 \cdot 10^{-10}V \sqrt{B})^2} = 96.0 - 10 \log(B) dB \quad (8.9)$$

Indien het signaal kan gefilterd worden met een bandbreedte van bijvoorbeeld $3MHz$ zou dit een SNR van $31,2dB$ zijn. Dit is een zeer goede SNR en wil zeggen dat de spanningsruisvloer 36.3 keer lager ligt dan het signaal. Uit voorbeelden is gebleken dat de SNR meestal veel kleiner is. Dikwijls is de ruis sterker dan het signaal([4]-[7]). Dit zou kunnen komen door extra verliezen waar geen rekening mee werd gehouden of door externe stoorsignalen.

8.2 Versterkerkeuze

Aan de voorversterker wordt hoge eisen gesteld. Vooreerst moet de versterker snel genoeg zijn om een signaal met een draaggolf van 3.19MHz te kunnen versterken. Zoals eerder aangehaald is deze frequentie te hoog voor standaard opamps en te laag voor standaard RF-versterkers. De Spincore Radioprocessor acquisitiekaart kan een ingangsspanning van maximum $\pm 0.56V$ bemonsteren. Om een maximale afwijking van het ontvangen signaal toe te laten wordt deze ingesteld op de helft namelijk $\pm 0.28V$. Dit wil zeggen dat volgende spanningsversterking vereist is:

$$G = \frac{0.28V}{33.3\mu V} = 8408 = 78.49dB \quad (8.10)$$

Om deze versterking te bekomen zal in meerdere stappen versterkt worden. Doordat er geen zekerheid omtrent de SNR is wordt best rekening gehouden met een een kleine SNR. Concreet wil dit zeggen dat versterkers met een zo laag mogelijke ruisfactor moet gebruikt worden. De toegevoegde ruis door de versterker zou anders het nuttige signaal volledig kunnen overstemmen.

Er zijn verschillende lageruis versterkers op de markt. Er bestaan hoge snelheids opamps en RF-versterker die een lage ruisfactor hebben en op een frequentie van 3.19MHz kunnen opereren. Een aantal versterkers werden uitgetest.

Wanneer versterkers in cascade geschakeld worden, kunnen de versterkingen(dB) gewoon opgeteld worden. De ruisfactor kan berekend worden met de formule van Friis (formule 8.11). Het ruisgetal F en versterking G is de lineaire voorstelling van de ruisfiguur $NF(dB)$ en de vermogenversterking $G(dB)$. Hieruit wordt afgeleid dat vooral de eerste versterker in de cascadeschakeling het zwaarste doorweegt in de totale ruisfiguur. Deze moet dus een zo laag mogelijke ruisfiguur hebben.

$$\begin{aligned} NF &= 10\log(F) \\ F_{tot} &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \end{aligned} \quad (8.11)$$

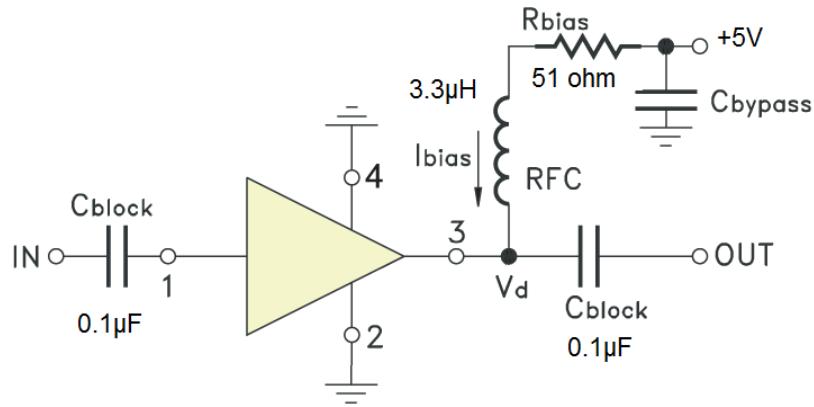
Een overzicht van de mogelijke versterkers wordt hieronder besproken. De versterkers in het ontvangstcircuit worden gevoed met $\pm 5V$ afkomstig van een lineaire spanningsregelaar die op zijn beurt gevoed wordt door de hoofdvoeding die $\pm 18V$ bedraagt.

ERA RF-versterker

Een RF-versterker bestaat meestal uit één of meerdere transistoren in een biasschakeling. Een RF-versterker wordt gevoed met stroom. De eigenschappen van de 'ERA-3+ monolitic amplifier' staan weergegeven in onderstaande tabel. Figuur 8.2 geeft het schema van deze versterker weer. De gebruikte waarden zijn bij de componenten weergegeven. De instelstroom

bedraagt 35mA. Deze versterker verbruikt relatief veel stroom. De geconstrueerde versterker is een cascade van 2 ERA RF-versterkers. Dit zou een totale versterking van 44.2dB en een ruisfiguur van 2.86dB moeten hebben.

ERA - 3+	
bandbreedte	DC-3GHz
versterking	22.1dB
NF	2.7dB

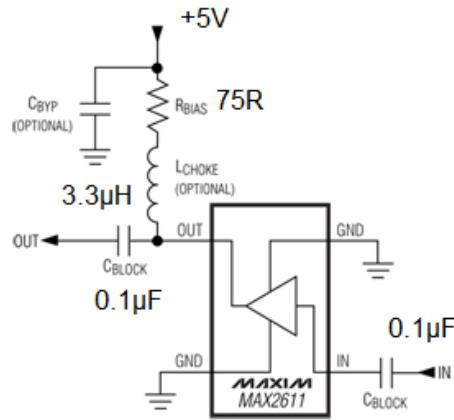


Figuur 8.2: Het schema van de ERA-3+ RF-versterker. De gebruikte componentwaarden zijn aan de figuur toegevoegd.

MAX2611 RF-versterker

De MAX2611 'DC-to-microwave, low noise amplifier' is van hetzelfde type als de ERA-3+ versterker. De eigenschappen van deze versterker staan weergegeven in onderstaande tabel. Figuur 8.3 geeft het schema van deze versterker weer. De instelstroom bedraagt nu slechts 16mA. Daarentegen is de ruisfiguur en de versterking minder goed dan bij de ERA-versterker. De totale ruisfiguur van de twee versterkers in cascade is nu 3.53dB en de versterking is 38dB.

MAX2611	
bandbreedte	DC-1.1GHz
versterking	19dB
NF	3.5dB

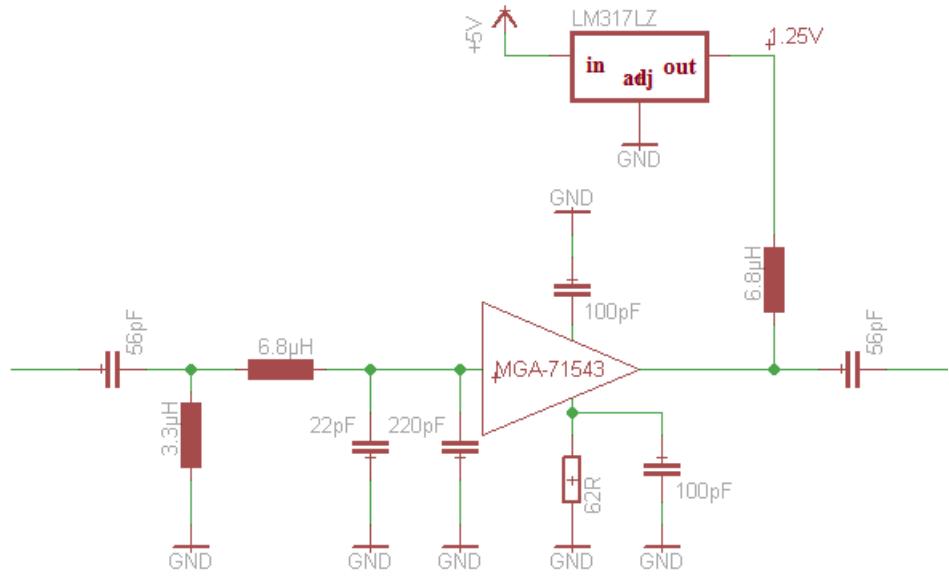


Figuur 8.3: Het schema van de MAX2611 RF-versterker. De gebruikte componentwaarden zijn aan de figuur toegevoegd.

MGA-71543 RF-versterker

De MGA-71543 'Low Noise Amplifier with Mitigated Bypass Switch' RF-versterker is een RF-versterker die bedoeld is voor frequenties hoger dan 3.19MHz. Omdat deze GaAs MMIC(Gallium Arsenide monolithic microwave integrated circuit) een zeer lage ruisfiguur heeft is het toch interessant om deze uit te testen op lage frequenties. De schakeling rond deze versterker werd geconstrueerd aan de Hogeschool Gent(Associatie UGent) door prof. Luc Colman(zie figuur 8.4). De gemeten waardes zijn in onderstaande tabel weergegeven. Deze RF-versterker heeft een ingangsspanning van 1.25V nodig. De spanningsomvorming wordt door een LM317 lineaire spanningsregulator verwezenlijkt. Deze versterkertrap bestaat uit slechts één MGA-71543 RF-versterker.

MGA-71543	
bandbreedte	0.1GHz-6GHz
versterking	24dB
NF	1.45dB



Figuur 8.4: Circuit van de MGA-71543 versterker.

LMH6624 opamp

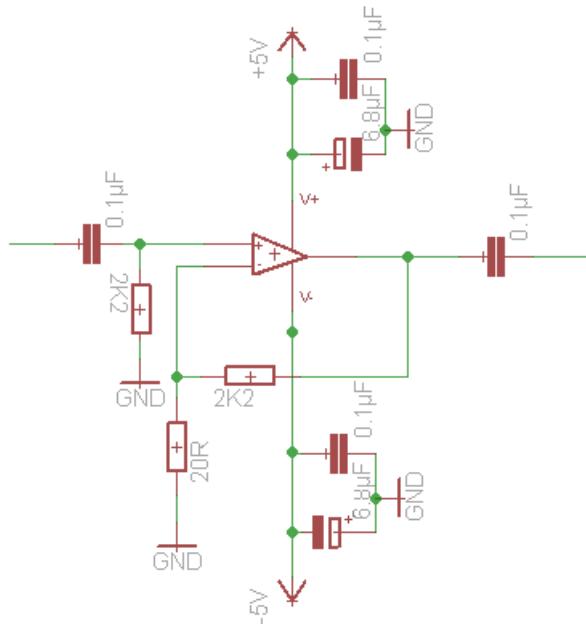
Tot slot werd voor de LMH6624 'Ultra low noise wide band operational amplifier' gekozen. Deze opamp wordt in zijn niet-inverterende configuratie geschakeld (zie figuur 8.5). Ze zal niet kunnen concurreren tegen de ruisfiguur van de RF-versterkers. Het voordeel van een opamp is de hoge instelbare versterking, de hoge ingangsimpedantie en de lage uitgangsimpedantie. Deze opamp is ingesteld om een versterking van 40.9dB te hebben.

De ruisfiguur is in tegenstelling tot de RF-versterkers geen vaste waarde. Ze hangt af van de schakeling die rond de opamp is gebouwd. Via de datasheet van de opamp kan de ruisfiguur berekend worden (formule 8.12). Hierbij is Z_s de impedantie van de bron die de opamp aan zijn ingang ziet. e_n en i_n zijn de respectievelijke ingangsgereferente ruisspanning en ruisstroom van de opamp. Wanneer een 50Ω -bron aan de ingang aangesloten wordt, bekomt men volgende ruisfiguur:

$$\begin{aligned}
 NF &= 10 \log \left[\frac{e_n^2 + i_n^2((Z_s||R_{in})^2 + (R_f||R_g)^2) + 4kT(Z_s||R_{in} + R_f||R_g)}{4kT(Z_s||R_{in} + R_f||R_g)} \right] \quad (8.12) \\
 Z_s||R_{in} &= 48.8\Omega \\
 R_f||R_g &= 19.8\Omega \\
 e_n &= 0.92 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \\
 i_n &= 2.3 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} \\
 NF &= 2.4dB
 \end{aligned} \quad (8.13)$$

Stel dat een ingangs impedanteaanpassing noodzakelijk zou zijn dan zou $R_{in} = 50\Omega$ moeten worden. Dit kan door toevoeging van een 50Ω -weerstand. De ruisfiguur bedraagt dan 3.2dB. De eigenschappen van de LMH6624 worden samengevat weergegeven in onderstaande tabel.

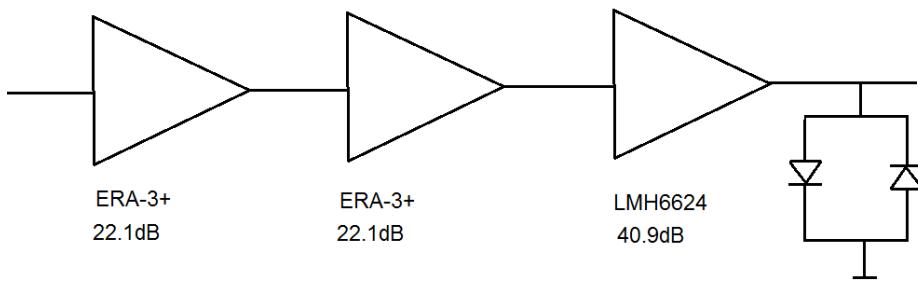
LMH6624	
GBWP	1.5GHz
versterking	40.9dB
NF	2.4dB



Figuur 8.5: Schema van de LMH6624 opamp.

Cascade van versterkers

Nu de mogelijkheden gekend zijn moet een goede combinatie van versterkers gevonden worden. De lage ruis RF-versterkers kunnen goed gebruikt worden als eerste trap omdat volgens de wet van Friis de ruisfiguur van de eerste trap het meeste invloed heeft op de totale ruisfiguur (formule 8.11). Vervolgens wordt geopteerd voor de opamp omdat deze een veel hogere versterking aankan. Uiteindelijk wordt een initiële opstelling ontworpen waarbij 2 ERA-3+ versterkers achter elkaar werden geschakeld. Daarna werd een LMH6624 opamp gebruikt. Dit zou neerkomen op een totale versterking van 85.1dB en een totale ruisfiguur van 2.7dB. De gekruiste diodes op het einde van het ontvangstcircuit zijn veiligheidsdiodes zodat er geen te hoge spanning naar de ADC van de acquisitiekaart gaat. Of deze configuratie stabiel is kan u lezen in de resultaten.



Figuur 8.6: Het initiële ontvangstcircuit. Door de versterkers in cascade te zetten stijgt de totale versterking

8.3 Filter

De ontvangen energie van de spins bevindt zich in een zeer nauwe frequentieband. Daardoor kan de SNR verbeterd worden door de ruis op andere frequenties zo goed mogelijk weg te filteren. In de acquisitiekaart wordt dit gedaan via de ingebouwde digitale FIR-filter. Toch is het wenselijk om ook in het analoge pad te filteren opdat de ruis de ingang van de ADC niet zou laten satureren. Een analoge banddoorlaatfilter dient geconstrueerd te worden.

Als analoge filter werd gekozen voor de 0.01dB rimpel Chebychev filter. Een Chebychev filter heeft in tegenstelling tot de Butterworth filter een rimpel in de doorlaatband. In ruil verzwakt de Chebychev filter sneller de frequenties buiten de doorlaatband.

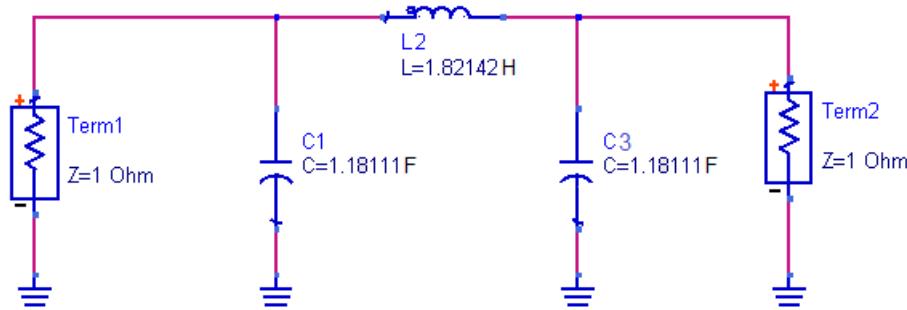
Om deze filter te construeren werd vertrokken van de genormaliseerde 3de orde 0.01 dB rimpel Chebychev laagdoorlaatfilter(zie figuur 8.7)[15]. Deze filter heeft een 1Ω ingang- en uitgangsimpedantie en een afsnijfrequentie van $\frac{1}{2\pi}\text{Hz}$. De genormaliseerde waarden van de

elementen zijn:

$$C_{r1} = 1.1811 \text{ F}$$

$$L_{r2} = 1.82142 \text{ H}$$

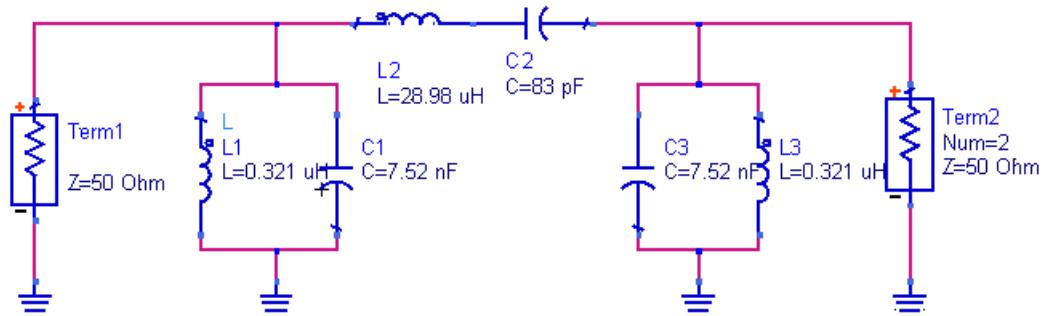
$$C_{r3} = 1.18111 \text{ F}$$



Figuur 8.7: Genormaliseerde 0.01dB rimpel chebyshev laagdoorlaatfilter.

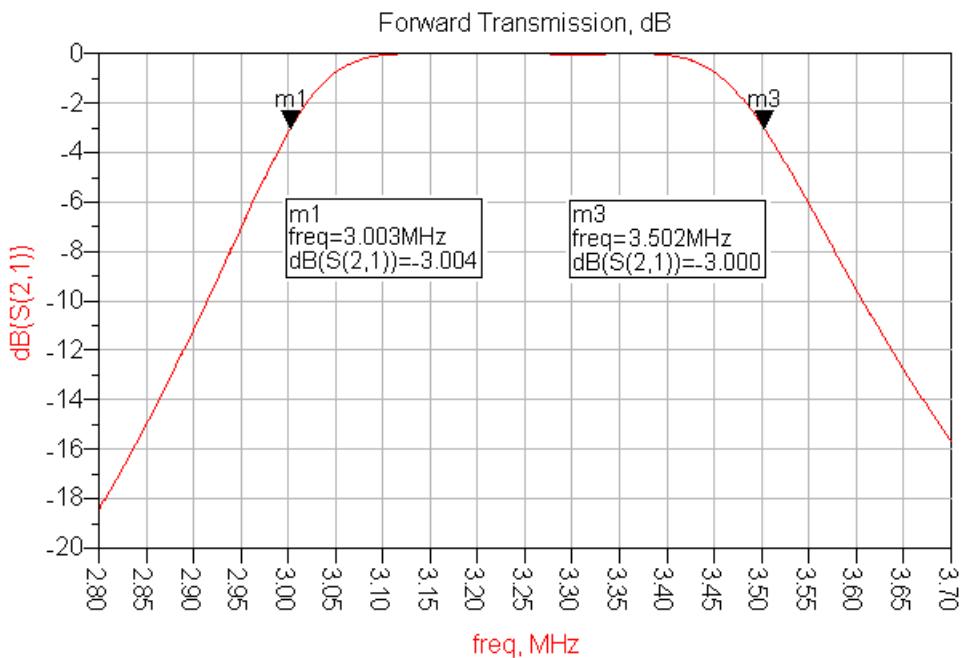
Deze laagdoorlaatfilter wordt gedenormaliseerd naar een 6de orde banddoorlaatfilter met een bandbreedte van 3MHz tot 3.5MHz met in ingang- uitgangsimpedantie van 50Ω (zie figuur 8.8). Dit gebeurt volgens onderstaande formules. De denormalisatie gebeurt door schaling van de genormaliseerde capaciteiten en inducties.

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \frac{1}{Z_0} C_{r1} = 7.52nF \\
 L_1 &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 \omega_1} Z_0 \frac{1}{C_{r1}} = 0.321\mu H \\
 C_2 &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 \omega_1} \frac{1}{Z_0} \frac{1}{L_{r2}} = 83pF \\
 L_2 &= \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} Z_0 L_{r2} = 28.98\mu H \\
 C_3 &= \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \frac{1}{Z_0} C_{r3} = 7.52nF \\
 L_3 &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 \omega_1} Z_0 \frac{1}{C_{r3}} = 0.321\mu H
 \end{aligned} \tag{8.14}$$



Figuur 8.8: Gedenormaliseerde Chebychev banddoorlaatfilter.

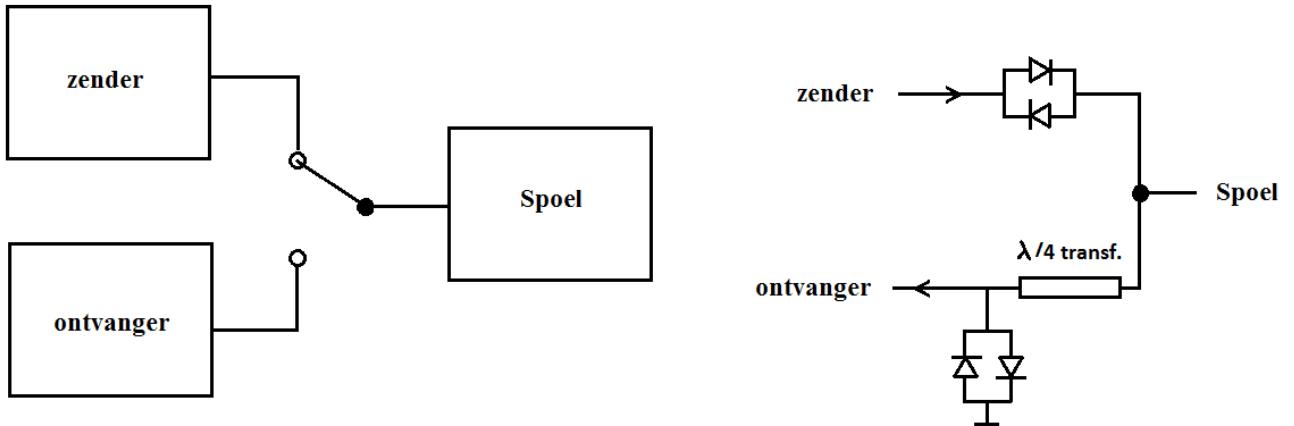
Via simulatie werd de S_{21} -karakteristiek van deze banddoorlaatfilter bekomen (figuur 8.9). Uit deze simulatie werd een bandbreedte van 0.5MHz afgeleid in overeenstemming met de analytische berekening. Deze banddoorlaatfilter heeft een kwaliteitsfactor van 6.5.



Figuur 8.9: Simulatie van de Chebychev banddoorlaatfilter.

Hoofdstuk 9

Ontkoppeling



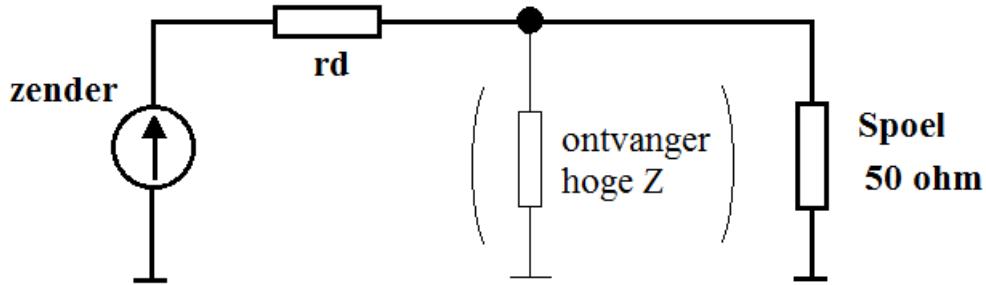
Figuur 9.1: De spoel moet afwisselend met het zendcircuit en het ontvangstcircuit verbonden zijn.
Het zendcircuit en het ontvangstcircuit onderling mogen niet verbonden zijn.

Zoals in hoofdstuk 4.2.4 al werd beschreven moet er een scheiding zijn tussen het zendcircuit en het ontvangstcircuit omdat voor excitatie en detectie dezelfde spoel gebruikt wordt. De spoel moet tijdens het zenden verbonden zijn met het zendcircuit en tijdens het ontvangen verbonden zijn met het ontvangstcircuit. De zender en ontvanger mogen niet rechtstreeks met elkaar verbonden zijn. Dit zou er voor zorgen dat tijdens het zenden energie van de zender naar de ontvanger zou gaan wat de voorversterker het ontvangstcircuit zou beschadigen. Omgekeerd zou tijdens het ontvangen, de ruis afkomstig van de zendversterker de SNR verkleinen. Er bestaan meerdere manieren om deze scheiding te verwezenlijken. Er is gekozen voor een passieve schakeling. Deze gebruikt geen triggersignaal die aangeeft wanneer er wordt geëxciteerd of gedetecteerd. Het vermogenverschil tussen het zendsignaal afkomstig van de zendversterker en het ontvangstsignaal afkomstig van de spoel wordt als trigger gebruikt.

De ontkoppeling bestaat uit twee delen. Het eerste deel is een schakeling in het zendcir-

cuit: de gekruiste diodes in serie. Het tweede deel is een schakeling in het ontvangstcircuit: de kwart-golf lengte transformator + gekruiste diodes naar de massa. Deze deelschakelingen worden apart besproken.

9.1 Ontkoppeling in het zendcircuit



Figuur 9.2: Tijdens het exciteren ontstaat deze schakeling dankzij de ontkoppeling.

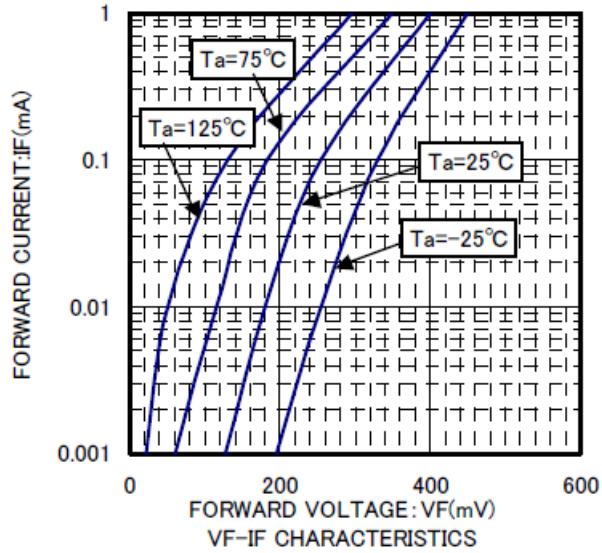
De gekruiste diodes in het zendcircuit hebben een stroom-spannings karakteristiek volgens figuur 4.5. Ze laten pas stroom door bij spanningen boven hun drempelspanning. Dit wil zeggen dat de sterke stromen tijdens de excitatie worden doorgelaten en de zwakke stromen tijdens de detectie worden tegengehouden.

In figuur 9.2 is het equivalente schema geschetst tijdens de excitatie. Het ontvangstcircuit kan verwaarloosd worden omdat die tijdens de excitatie een hoge impedantie heeft(zie hoofdstuk 9.2).

De gekruiste diodes zorgen tijdens de excitatie ook voor niet gewenste effecten. De diodes in geleiding kunnen vervangen worden door een 'dynamische weerstand' r_d die naarmate de stroom stijgt in waarde daalt. Ze zorgen dus voor een vermogenverlies.

Om dit vermogenverlies te beperken werd voor een shottky diode gekozen wegens de lage drempelspanning. Ook PIN-diodes kunnen voor deze toepassing gebruikt worden. De gebruikte diode is de RB491DT146 schottky diode van ROHM.

Om het vermogensverlies te bepalen moet de stroom-spanningskarakteristiek van deze diode gekend zijn. Uit de datasheet van de diode kan deze karakteristiek gehaald worden(figuur 9.3).



Figuur 9.3: De stroom-spanningskarakteristiek van de RB491DT146 schottky diode van ROHM.

Voor kleinsignaal analyse waarbij een constante stroom door de diode loopt kan r_d als een constante weerstand beschouwd worden. Dit kan echter niet bij gekruiste diodes omdat de DC-stroom 0A is en dus één van de twee diodes om de halve periode spert. Om toch een benadering te maken van het verlorene vermogen wordt verder gerekend met de RMS-waarde van de stroom. Dit gebeurt met de volgende vergelijkingen:

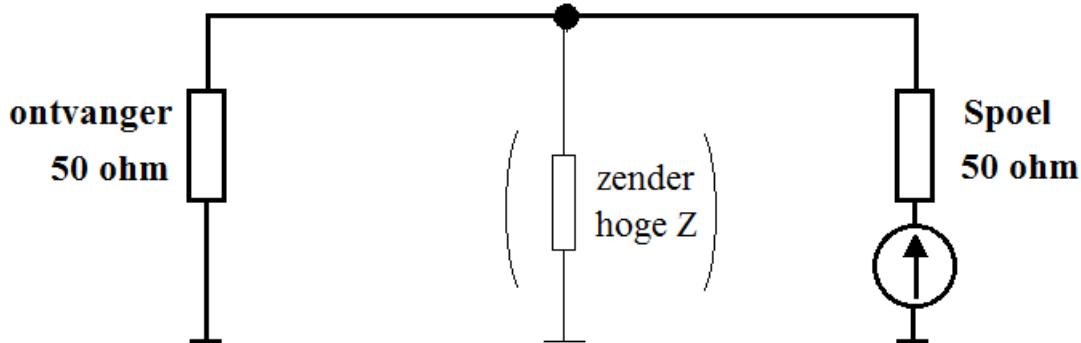
$$I = \frac{12V - U_f}{50} \quad (9.1)$$

$$r_d = \frac{U_f \sqrt{2}}{I} \quad (9.2)$$

Uit figuur 9.3 kan een waarde voor de voorwaartse spanning $U_f=0.28V$ afgeleid worden waarvoor bovenstaande vergelijkingen benaderend juist zijn. De stroom $I_{RMS} = \frac{I}{\sqrt{2}}$ is gelijk aan 0.17A. De dynamische weerstand wordt $r_d=1.68\Omega$. Dit betekent een vermogenverlies van 48mW. In decibel is dit:

$$verlies_{dB} = 10 \log\left(\frac{\frac{12^2}{50+1.68}}{\frac{12^2}{50}}\right) = -0.14dB \quad (9.3)$$

9.2 Ontkoppeling in het ontvangstcircuit

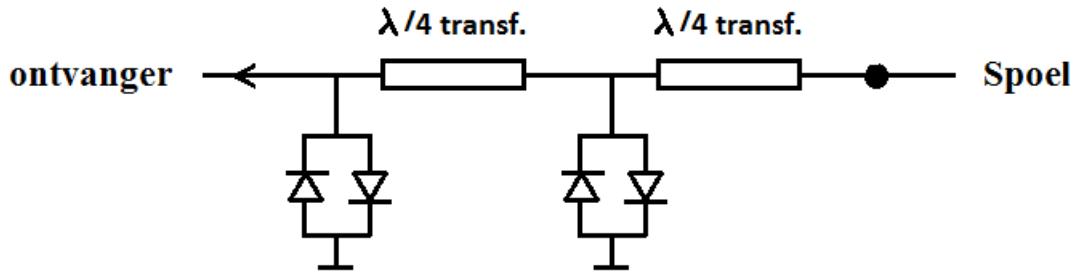


Figuur 9.4: Tijdens het ontvangen ontstaat deze schakeling dankzij de ontkoppeling.

Het deel van de ontkoppeling in het detectiecircut bestaat uit de kwart-golfleugte transformator en de gekruiste diodes naar de massa. De kwart-golfleugte transformator inverseert de impedante aan zijn ingang volgens formule 4.1. De gekruiste diodes zorgen voor een lage impedante wanneer er tijdens de excitatie spanningen groter dan de drempelspanning over staan. Dit werkt als ingangsbeveiliging van de voorversterker. Deze lage impedante wordt via de transformator geïnverteerd naar een hoge impedante zodat het lijkt alsof het zendcircuit een hoge impedante heeft. Ook voor het ontvangstcircuit wordt de RB491DT146 schottky diode van ROHM gebruikt.

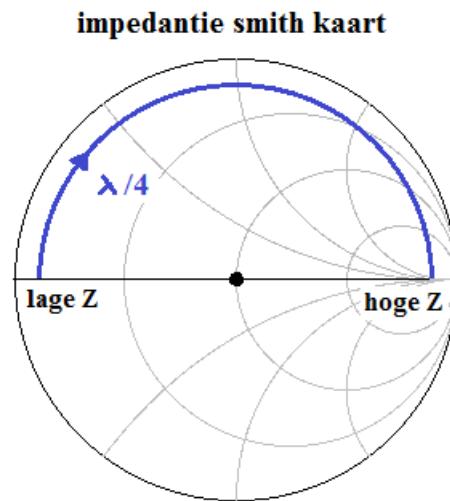
Tijdens de detectie geleiden de gekruiste diodes niet. De ingangsimpedante van de voorversterker (50Ω) is gelijk aan de karakteristieke impedante van de kwart-golfleugte transformator. Volgens formule 4.1 zal de impedante aan de andere zijde van de transformator ook 50Ω zijn. Hierdoor lijkt het alsof de transformator en de gekruiste diodes geen invloed hebben op het ontvangstcircuit. Dit kan ook gezegd worden van het zendcircuit die op dat moment een hoge impedante heeft omdat de gekruiste diodes in serie niet geleiden. Tijdens de detectie wordt het equivalente schema volgens figuur 9.4 bekomen.

Om tijdens de excitatie de verzwakking in het ontvangstcircuit nog groter te maken werd nog eens een kwart-golfleugte transformator met gekruiste diodes naar de grond toegevoegd. Dit zorgt voor een betere bescherming van de voorversterker (zie figuur 9.5). Tijdens de detectie wordt dan een halve-golfleugte transformator gecreëerd. Hiervan is de uitgangsimpedante dezelfde als die van de ingangsimpedante.



Figuur 9.5: Het gebruik van 2 kwart-golflemts transformatoren achter elkaar bevordert de verzwakking van het excitatiesignaal in het ontvangstcircuit.

9.2.1 Kwart-golflemt transformator door een artificiële lijn



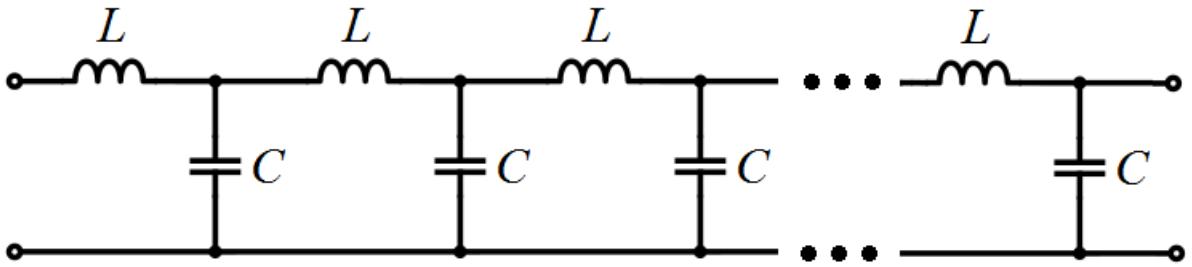
Figuur 9.6: Kwart-golflemt transformatie afgebeeld op een impedantie Smithkaart. Een kleine impedantie wordt een grote impedantie.

Een kwart-golflemt impedantie transformator wordt meestal geconstrueerd voor microgolf-toepassingen. Deze transformatie geldt slechts voor één frequentie of oneven veelvouden ervan. In praktijk bestaat de transformator bijvoorbeeld uit een stuk microstriplijn met een lengte gelijk aan een kwart van de golflengte. Voor lagere frequenties kan een kwart-golflemt coax-kabel opgerold worden. Voor een frequentie van 3.19MHz bedraagt een kwart-golflemt 23.5m. Een coax-kabel van die lengte gebruiken was voor mij geen optie.

Daarom is voor een artificiële lijn gekozen. Dit is een 2-poort netwerk waar de transmissielijn wordt voorgesteld door een schakeling van reactieve elementen. De artificiële lijn simuleert sommige eigenschappen van de transmissielijn.

Een verliesloze transmissielijn kan dankzij de telegraafvergelijkingen voorgesteld worden als

een oneindige aaneenschakeling van inductoren en condensatoren zoals afgebeeld in figuur 9.7.



Figuur 9.7: De verliesloze transmissielijn kan voorgesteld worden als een oneindige aaneenschakeling van condensatoren en inductoren.

Voor de TEM-verliesloze transmissielijn gelden volgende vergelijkingen:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (9.4)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (9.5)$$

Waarbij Z_0 de karakteristieke impedantie is en β de faseconstante. Door de waarden voor L en C te berekenen kan een schakeling gevonden worden die een transmissielijn van een kwart-golf lengte lang bij 3.19MHz nabootst. Bij een kwart-golf lengte transmissielijn gelden volgende formules[16]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (9.6)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9.7)$$

$$(9.8)$$

Hieruit kan de inductie en capaciteit bij een karakteristieke impedantie van 50Ω en een frequentie van 3.19MHz bekomen worden:

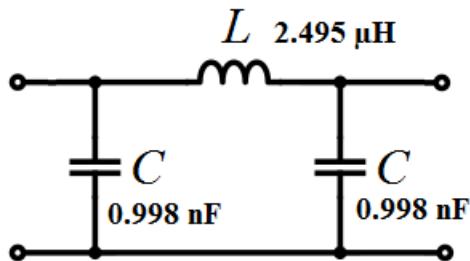
$$L = \frac{Z_0}{\omega} = 2.495\mu H \quad (9.9)$$

$$C = \frac{1}{Z_0\omega} = 0.998nF \quad (9.10)$$

Dit is de capaciteit en inductie van een kwart-golf lengte transmissielijn met een karakteristieke impedantie van 50Ω bij 3.19MHz. Om de transmissielijn perfect na te bootsen moet deze capaciteit en inductie verdeeld worden over een oneindig aantal condensatoren en spoelen

zoals afgebeeld op figuur 9.7.

In realiteit is dit onmogelijk, daarom wordt een pi-netwerk gebruikt met 2 condensatoren en een spoel die een waarde hebben gelijk aan de uitgerekende capaciteit en inductie.(zie figuur 9.8).



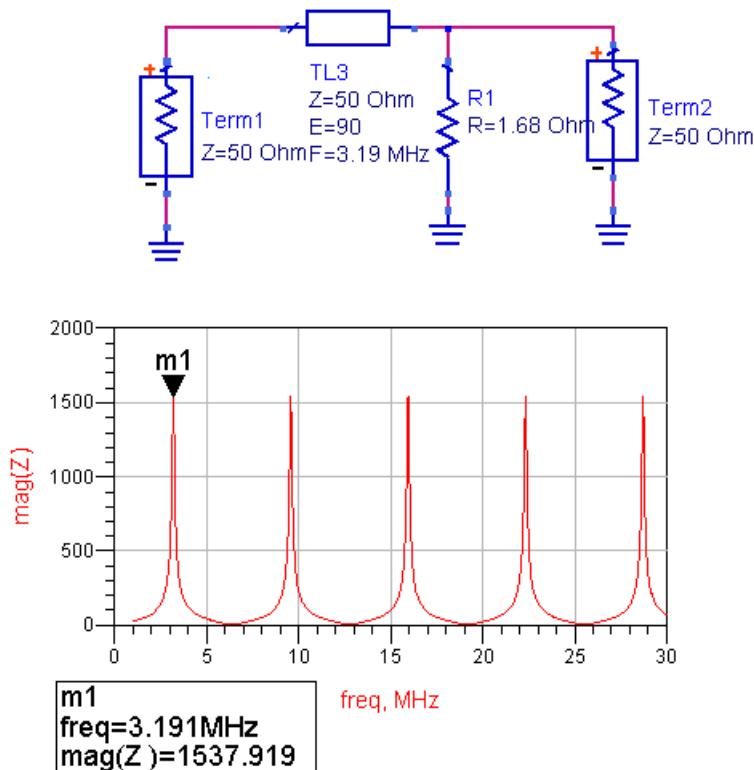
Figuur 9.8: Dit pi-netwerk bootst de kwart-golf lengte transformator na.

Deze schakeling zal alleen in resonantie komen bij een frequentie van 3.19MHz. Het zal in tegenstelling tot een echte transmissielijn niet in resonantie komen op oneven veelvouden van 3.19MHz. Dit is een voordeel vermits het ontworpen NMR-systeem alleen op 3.19MHz werkt. Dit netwerk is nog altijd een laagdoorlaat pi-filter met een afsnijfrequentie van 3.19MHz(zie formule 9.7). Zoals eerder aangehaald worden 2 transformatoren gebruikt om de verzwakking te verbeteren zodat de voorversterker van het ontvangstcircuit beter beschermd blijft. Hier voor zou een kopie van deze transformator kunnen genomen worden.

Een betere oplossing is deze tweede laagdoorlaat pi-filter om te zetten naar een hoogdoorlaat pi-filter waarbij de eigenschappen van een artificiële lijn behouden blijft. Hierdoor wordt een banddoorlaatfilter verkregen wat goed is voor de SNR. Deze omzetting gebeurt door de spoel te vervangen door een condensator en de condensatoren door spoelen waarbij de componenten hun waarde behouden (zie figuur 9.10).

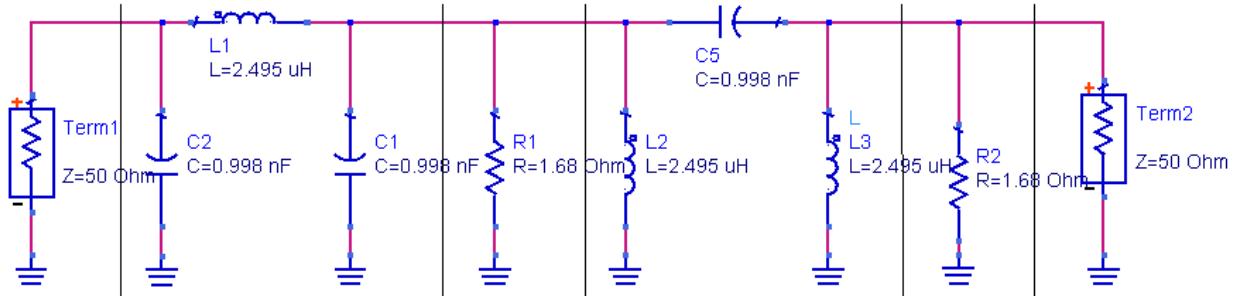
9.2.2 Simulaties

Als eerste simulatie werd de ingangsimpedantie van een ideale kwart-golf lengte transformator met gekruiste diodes gekozen. Figuur 9.9 geeft de situatie weer tijdens excitatie. De geleidende gekruiste diodes werden vervangen door hun dynamische weerstand. Op een frequentie van 3.19MHz en oneven veelvouden piekt de impedantie, de kwart-golf lengte transformator doet zijn werk. De impedantie bedraagt 1538Ω . Hierbij blijkt zoals voorspeld dat hoe beter de diodes geleiden hoe hoger de ingangsimpedantie wordt, zoals voorspeld wordt door formule 4.1.



Figuur 9.9: Simulatie van de ideale kwart-golf lengte transformator met gekruiste diodes in excitatiefase.

De finale ontkoppeling is weergegeven in figuur 9.10. Dit bestaat uit een cascade van een laagdoorlaat pi-filter met gekruiste diodes en een hoogdoorlaat pi-filter met gekruiste diodes. De diodes worden ook hier vervangen door hun dynamische weerstanden. In figuur 9.11 wordt de ingangsimpedantie en de voorwaartse transmissie S_{21} -karakteristiek getoond bij excitatie. De diodes zijn in geleiding.



Figuur 9.10: Schema van de ontkoppeling in het ontvangstcircuit: 2 keer een kwart-golfleugte transformator met gekruiste diodes.

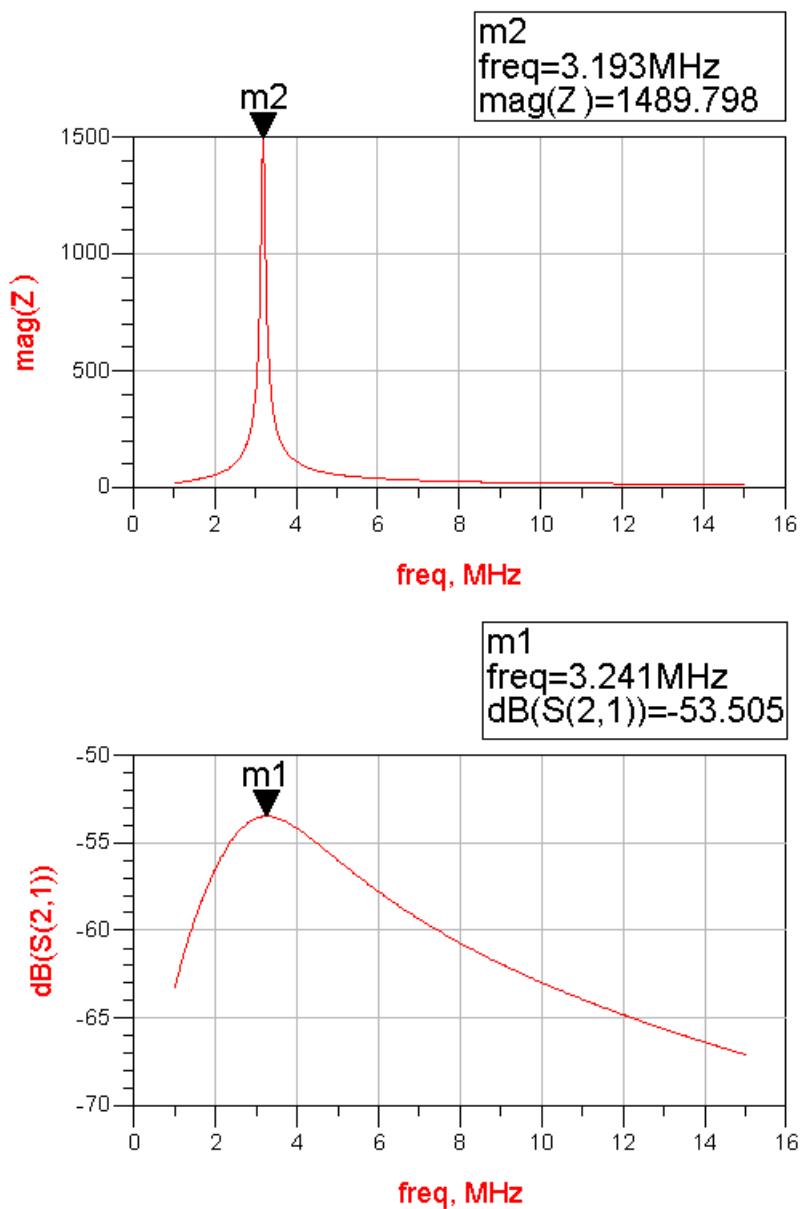
De ingangsimpedantie piekt op 3.19MHz met een waarde van 1490Ω . In tegenstelling tot de ideale transformator wordt deze piek niet herhaald wat een voordeel is. Uit de S_{21} -karakteristiek wordt een verzwakking van 53dB bij 3.19MHz bekomen. Deze verzwakking zou zeker moeten voldoen zodat de voorversterker veilig blijft.

Deze simulatie werd ook voor de enkele transformator uitgevoerd (laagdoorlaat pi-filter). Hierbij werd ongeveer dezelfde ingangsimpedantie bekomen en een verzwakking van 22dB bekomen. De eerste trap bepaalt dus voornamelijk de ingangsimpedantie. De tweede trap zorgt voor extra verzwakking.

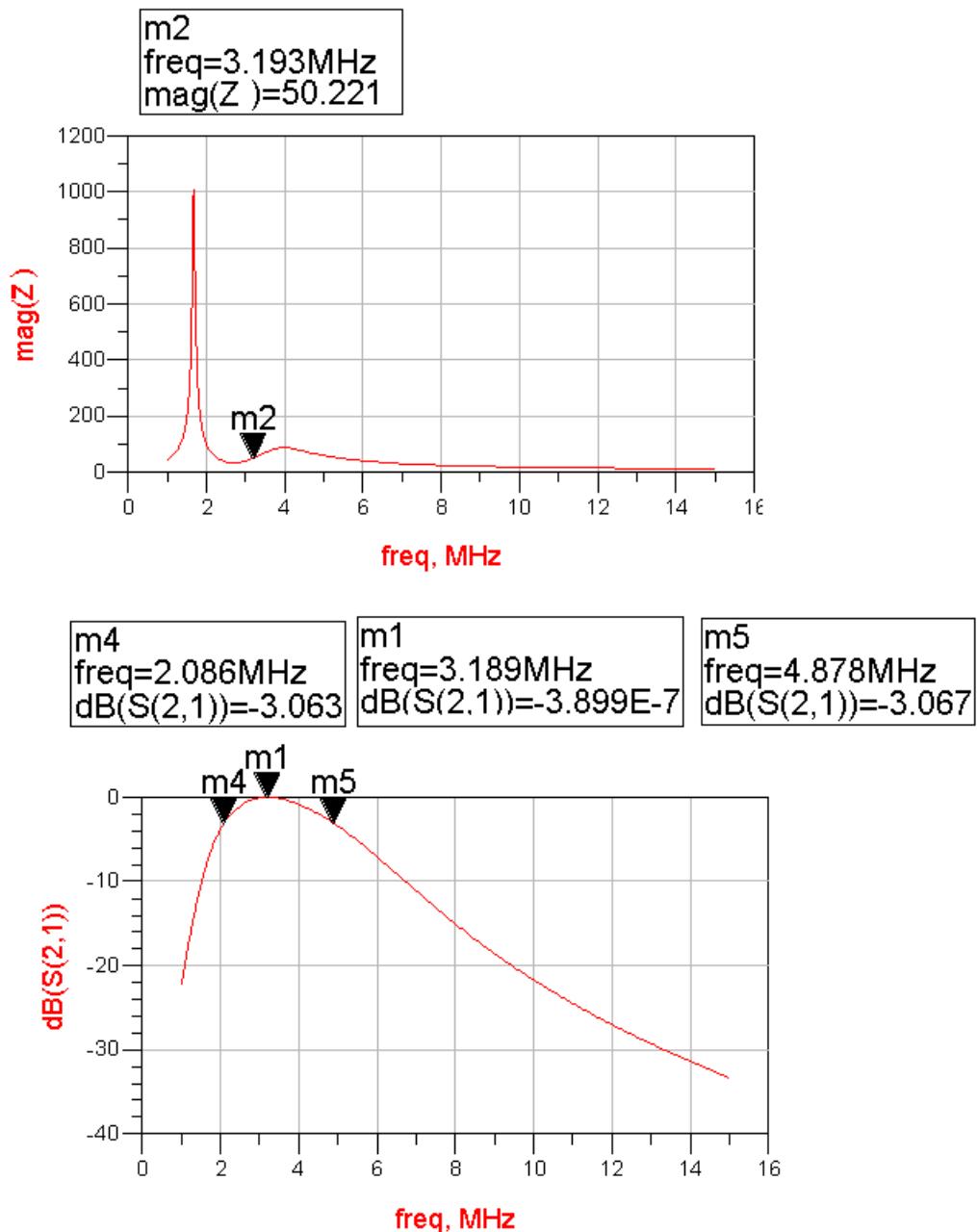
In figuur 9.12 zijn dezelfde karakteristieken voor de detectiefase weergegeven. De diodes geleiden nu niet waardoor in het simulatieprogramma de dynamische weerstanden verwijderd werden.

De twee kwart-golfleugte transformatoren gedragen zich nu als een halve-golfleugte transformator. De ingangsimpedantie blijft 50Ω . De S_{21} -curve toont een banddoorlaatkarakteristiek. Deze heeft bij 3.19MHz geen verzwakking. Dit komt omdat de simulator met ideale componenten werkt. In realiteit zal hier toch een kleine verzwakking optreden door de interne verliezen van de componenten. De doorlaatfilter die is ontstaan heeft een bandbreedte van 2.8MHz. De kwaliteitsfactor hiervan bedraagt 1.24.

De uiteindelijke ontkoppelaar heeft zeer goede eigenschappen. Een hoge verzwakking, hoge ingangsimpedantie en bij de toevoeging van een tweede transformator om de verzwakking te verhogen ontstaat er een banddoorlaatfilter. Toch blijven dit relatief grove simulaties. De componenten zijn ideaal verondersteld en de diodes zijn benaderd door een weerstand. In realiteit zal de verzwakking bij excitatie lager zijn en bij detectie hoger.



Figuur 9.11: Simulatieresultaten tijdens de excitatie. De diodes geleiden waardoor met een hoge ingangsimpedantie tot gevolg.



Figuur 9.12: Simulatieresultaten tijdens de detectie. De diodes geleiden niet. De ingangsimpedantie is 50Ω

Hoofdstuk 10

Constructie

Het ontworpen systeem moet ondergebracht worden in een robuuste behuizing. Daarbij moet ook een gepaste voeding voor het systeem ontworpen worden. Deze praktische zaken worden in dit hoofdstuk belicht.

10.1 Opsplitsing van het systeem

Er zijn een paar vereisten waar de behuizing en de locatie van het systeem aan moeten voldoen opdat het systeem goede reproduceerbare resultaten kan geven.

Een eerste eis is het behoud van de exacte plaats van de spoel. De spoel ligt tussen de twee ferrietplaten van de elektromagneet. Omdat het verlies van de spoel afhangt van zijn omgeving zal het impedantieaanpassingsnetwerk slechts afgesteld kunnen worden voor één welbepaalde positie in de elektromagneet. Zelfs bij een kleine verschuiving zou dit netwerk opnieuw moeten afgesteld worden. De grote hoeveelheid ferriet in de buurt van de spoel zou grote invloed kunnen hebben op de spoel. Dit maakt de spoel locatieafhankelijk.

Een volgende eis is de lokatie van de voorversterker. Tijdens de detectie komt er een zeer zwak signaal uit de spoel. Deze moet zo snel mogelijk versterkt worden. Een lange kabel tussen spoel en voorversterker is niet aangeraden omdat dan verzwakking en storing optreedt. Daarom moet de voorversterker zo dicht mogelijk bij de spoel liggen.

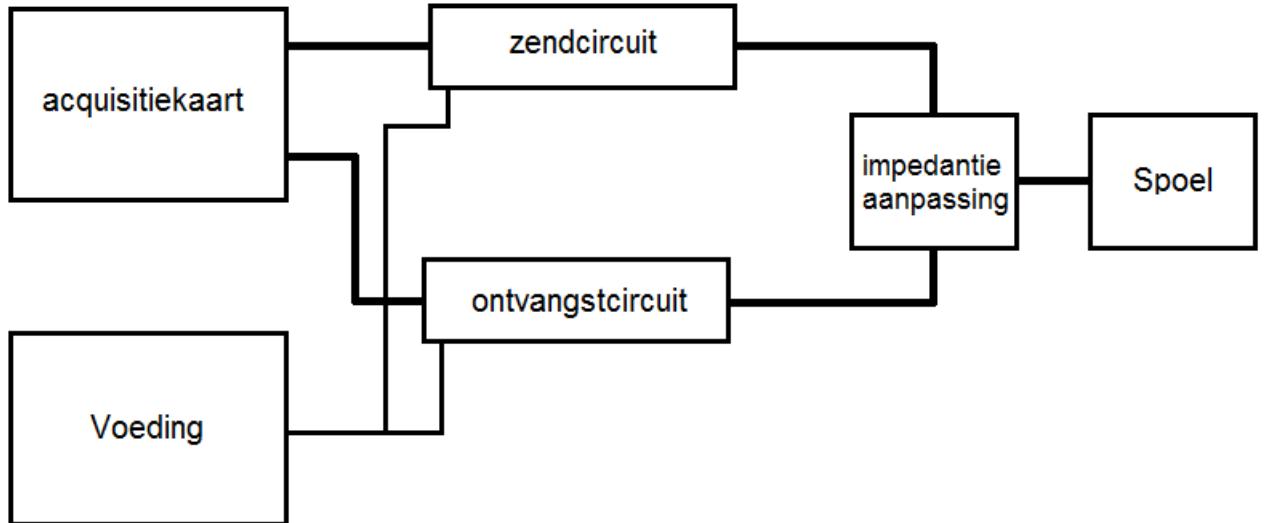
De circuits dienen afgeschermd te worden om EM-storing van buitenaf te beperken en de stabiliteit te bevorderen. Dit kan door gebruik te maken van afgeschermde kabels en metalen behuizingen.

De laatste eis is de afscherming tussen zendcircuit en ontvangstcircuit. Dit is noodzakelijk om elektromagnetische koppeling tussen de twee te beperken. Ondanks het feit dat ze nooit gelijktijdig werken is het goed ze gescheiden te houden. Het ontvangstcircuit is een gevoelig systeem met zeer hoge versterking terwijl het zendcircuit vermogenscomponenten bevat die meestal veel ruis geven.

In figuur 10.1 wordt de onderverdeling van het circuit gemaakt. Elk blok stelt een apart

geheel voor dat verbonden is met andere blokken via coax-kabels. Elk blokje zal in een metalen behuizing gestoken worden om storing van buitenaf te dempen. Het systeem bestaat uit volgende gehelen:

- aquisitiekaart: Het acquisitiesysteem is vanzelfsprekend een geheel op zichzelf.
- voeding: Deze levert stroom aan het zend- en aan het ontvangstcircuit.
- zendcircuit: Bevat een laagdoorlaatfilter, een vermogenversterker en gekruiste diodes in serie. De gekruiste diodes in serie zijn een onderdeel van de ontkopeling.
- ontvangstcircuit: Hierin zitten de kwart-golfengte transformator met gekruiste diodes als deel van de ontkopeling en de voorversterker.
- impedantieaanpassingsnetwerk: Dit bestaat uit twee regelbare condensatoren om de impedantie van de spoel aan te passen.
- Spoel: De spoel met een verbindingenkabel.



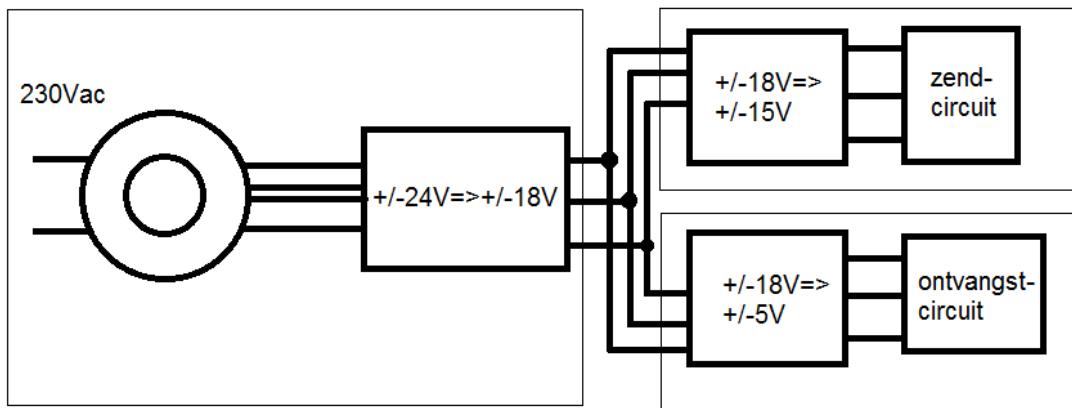
Figuur 10.1: Opdeling van het systeem. Deze delen worden in aparte doosjes gestoken.

10.2 De voeding

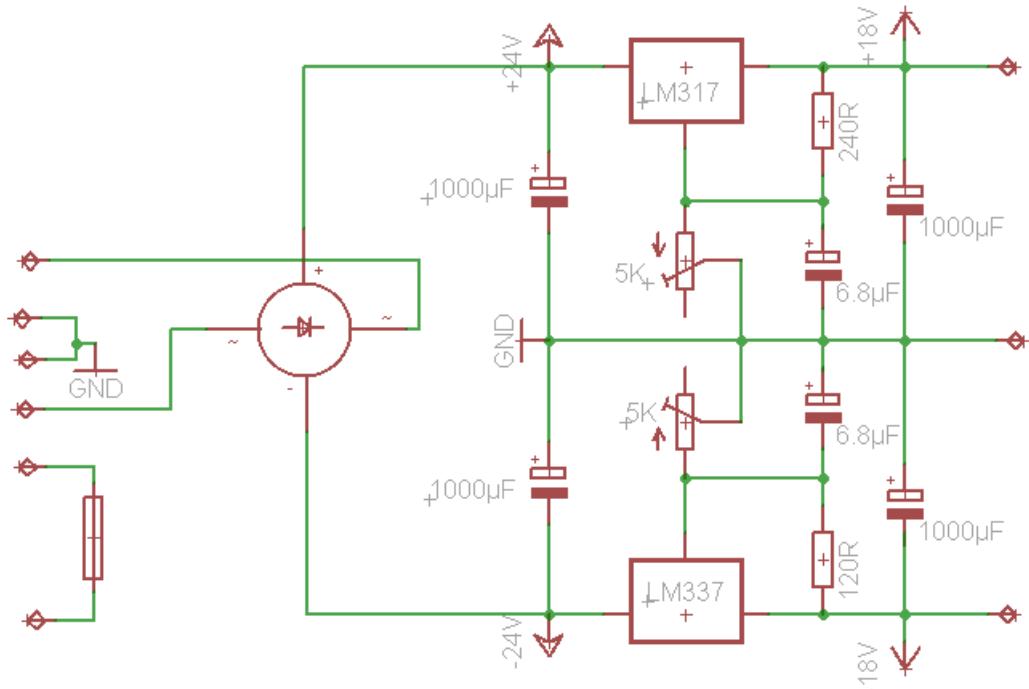
Het zendcircuit heeft een spanning van $\pm 15V$ nodig, het ontvangstcircuit $\pm 5V$. Omdat dit verschillende spanningen zijn wordt aan elk circuit een spanningsomvormer toegevoegd zodat ze eenzelfde ingangsspanning hebben. Deze ingangsspanning bedraagt $\pm 18V$. De spanningsomvorming wordt verwezenlijkt door de LM317 en LM337 lineaire spanningsregulatoren. De

spanningen van deze regulatoren kunnen ingesteld worden door trimmers. Het nadeel van een lineaire regulator is dat het spanningsverschil tussen ingang en uitgang leidt tot vermogenverlies. Vooral bij de omzetting van $\pm 18V$ naar $\pm 5V$ zullen de regulatoren veel warmte moeten dissiperen.

De $\pm 18V$ -spanningsbron wordt in een andere behuizing ondergebracht. Van daaruit lopen dan voedingsdraden naar het zendcircuit en het ontvangstcircuit (zie figuur 10.2). Om de $\pm 18V$ -hoofdspanning te bekomen wordt via een toroïdale transformator (80VA) de netspanning omgezet naar 2 keer $18V_{RMS}$. Deze spanningen worden gelijkgericht naar $\pm 24V$. Uiteindelijk wordt deze spanning via opnieuw LM317 en LM337 lineaire spanningsregulatoren omgezet naar $\pm 18V$. Er werd voor een toroïdale transformator gekozen omdat de strooivelden van deze transformator beperkt blijven. Verder werd de primaire wikkeling van de transformator afgezekererd op 1A. Het schema van deze spanningsconversie is in figuur 10.3 weergegeven. Het schema van de convertoren in het zend- en ontvangstcircuit is identiek aan deze van de hoofdspanningsbron.



Figuur 10.2: Voor het zendcircuit en het ontvangstcircuit bestaat een aparte spanningsregelaar.



Figuur 10.3: Het circuit van de spanningsregulatoren op basis van de LM317 en LM337.

10.3 Constructie van een 19"-module

De acquisitiekaart is een losse printplaat met connectoren aan de voorkant en een usb-connector aan de achterkant. Hierbij hoort een klein printje die de voeding voor de acquisitiekaart verzorgt. Deze voeding moet op zijn beurt gevoed worden met $+5V$ en $+12V$. Hiervoor werd een standaard atx-computervoeding gebruikt. De acquisitiekaart moet wegens zijn kostprijs en breekbaarheid gemonteerd worden in een stevige behuizing. Daarbij moet de acquisitiekaart ook gekoeld worden.

Hiervoor werd een 19"-module hergebruikt, deze kan in een 19"-rack worden bevestigd. Concreet is dit een frame in de vorm van een doos met een aluminium voorplaat. De acquisitiekaart kan dan in het frame bevestigd worden. De voorplaat kan voorzien worden van de nodige gaten voor de connectoren.

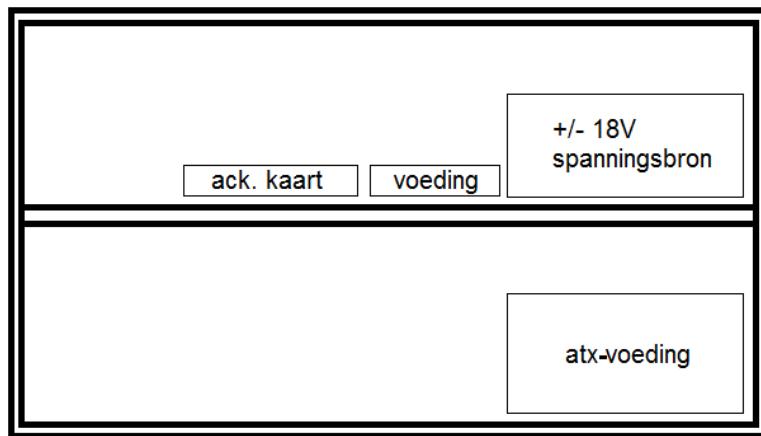
Aangezien deze frame groot genoeg is werd hierin ook de $18V$ -spanningsbron voor het zend- en ontvangscircuit bevestigd. Daardoor kan met één schakelaar zowel de acquisitiekaart als de spanningsbron worden aangezet. In de 19"-module blijft uiteindelijk nog altijd genoeg plaats over om in de toekomst extra functionaliteit toe te voegen. De plaatsing van de onderdelen wordt weergegeven in figuur 10.4.

Figuur 10.5 geeft de interne bekabeling weer van de 19"-module. Deze begint bij de hoofdschakelaar waarmee heel het systeem aan- of afgezet kan worden. De atx-voeding en de

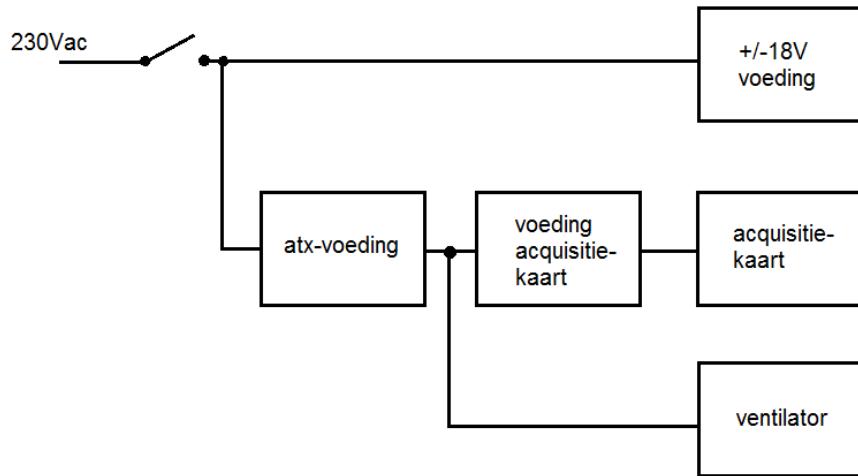
$\pm 18V$ -spanningsbron worden gevoed met 230Vac. De atx-voeding zet deze spanning om in +5V en +12V die verder de voeding van de acquisitiekaart voedt. De 5V van de atx-voeding wordt ook gebruikt om de ventilator van stroom te voorzien. Deze ventilator kan ook 12V aan maar de luchtstroom bij 5V is voldoende waardoor de ventilator stiller is.

Het frame van de module werd aangesloten op de veiligheidsaarde wat gebruikelijk is voor 19"-racks. Ook is er vooraan een connector voorzien om de zwevende massa van de $\pm 18V$ -voeding aan de veiligheidsaarde te verbinden indien dit zou gewenst worden.

Standaard wordt de massa van atx-voedingen intern verbonden met de veiligheidsaarde. De massa van de acquisitiekaart is dan ook hiermee verbonden. Dit is een vrij belangrijk detail waarmee rekening dient gehouden te worden als externe systemen met eigen voeding aan het systeem worden aangesloten. Er kunnen namelijk aardingslussen ontstaan of zelfs kortsluiting.



Figuur 10.4: Positie van de onderdelen in de 19"-module.



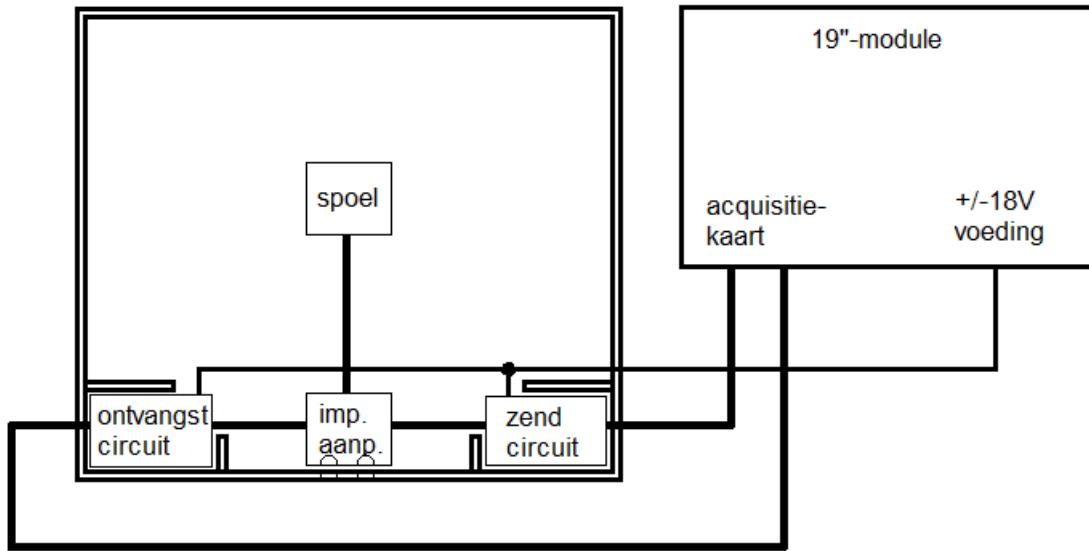
Figuur 10.5: Schema van de bekabeling in de 19"-module.

10.4 Constructie van de schuifdoos

Eén van de eisen was dat de spoel op dezelfde plaats in de elektromagneet moest blijven. Daarbij moet die spoel nadat deze uit de elektromagneet is gehaald opnieuw op diezelfde plaats kunnen gelegd worden opdat reproduceerbare experimenten mogelijk zouden zijn. Daarom werd een uitschuifbare doos uit polymethylmethacrylaat(PMMA) gemaakt(zie figuur 10.6). In deze doos wordt de spoel vastgeklemd zodat deze, wanneer de doos in de elektromagneet wordt geschoven, in het homogeen gebied tussen de ferrietplaten is gepositioneerd. Rond de spoel is plaats voorzien om gradienspoelen toe te voegen. Deze plaats kan ook benut worden voor shimmingsspoelen.

In de doos is ook plaats voorzien voor de metalen doosjes van het zendcircuit, ontvangstcircuit en aanpassingsnetwerk. Deze doosjes zijn aan de rand geplaatst waar het magnetisch veld veel zwakker is zodat ze hiervan in principe geen last ondervinden. Omgekeerd wordt ook vermeden dat de metalen doosjes het magnetisch veld verstören.

Het doosje met het aanpassingsnetwerk staat in het midden aan de rand. In de behuizing van dit aanpassingsnetwerk worden gaten voorzien zodat met een schroevendraaier makkelijk aan de trimcapaciteiten kan gedraaid worden om de spoel af te stemmen.



Figuur 10.6: Schema van de schuifdoos met aansluitingen naar de 19"-module.

10.5 Modulaire opbouw

De belangrijkste eigenschap van het hele ontworpen systeem is de modulariteit ervan. Dit heeft bij het ontwerpproces altijd een rol gespeeld. Het systeem is zo opgebouwd dat elke module makkelijk kan afgekoppeld worden. Dit laat toe om bepaalde modules voor andere doeleinden te gebruiken, weg te laten of ergens anders in het systeem toe te voegen.

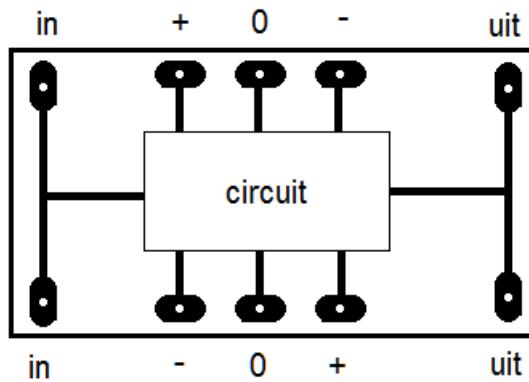
De 19"-module kan perfect voor andere systemen gebruikt worden. De module is met het zend- en ontvangstcircuit verbonden via coax-kabels met connectoren en is dus makkelijk af te koppelen. De $\pm 18V$ -voeding die erbij zit kan afgeregeld worden naar andere spanningen door trimmers. Deze voeding heeft een spanningsbereik van 2.5V-22V en kan gebruikt worden om een systeem met een andere voedingsspanning te voeden.

Het aanpassingsnetwerk, het zend- en het ontvangstcircuit zitten elk apart in een doosje en kunnen uit de schuifdoos verwijderd worden. Dit laat toe om deze schakelingen te gebruiken voor andere magneten, bijvoorbeeld voor een permanente magneet. Hierbij moet de Larmor-frequentie wel nog in de frequentieband van het zend- en het ontvangstcircuit zitten. Ook kunnen deze circuits vervangen worden. Stel dat er bijvoorbeeld meer vermogen nodig is tijdens de excitatie dan kan het doosje met het zendcircuit makkelijk vervangen worden.

Ook bij het zend- en het ontvangstcircuit zelf is gedacht aan modulariteit. Dit heeft vooral zijn nut bij de voorversterker. Deze bestaat uit meerdere versterkertrappen die in cascade staan. Wegens de hoge kans op oscillatie is het niet zeker welke versterker stabiel blijft en welke niet. Ook is het niet zeker welke de goede volgorde van de versterkers is. Daarom werden metalen doosjes gebruikt waarin vertikale glijders zitten. Dit laat toe om verticaal

printplaatjes in de behuizing te schuiven. Wanneer elke versterker één printplaatje in beslag neemt kunnen deze versterkers in de gewenste volgorde achter elkaar geschoven worden of kunnen sommigen eruit geschoven worden. Opdat dit mogelijk zou zijn moet het printplaatje een lay-out hebben zoals in figuur 10.7. De voeding en de in/uit pads zijn standaard. Hierdoor kan, door al dan niet het printplaatje te draaien, er altijd voor gezorgd worden dat de uitgang van een versterker recht voor de ingang van de volgende staat. Ook de voedingspaden komen dan overeen, de positieve voeding staat recht voor de positieve voeding van de volgende print en zo ook voor de negatieve voeding. De voedingen langs beide kanten moeten wel intern met elkaar verbonden zijn.

Het op deze manier achter elkaar schakelen van versterkers heeft ook wel nadelen. De printplaatjes zijn niet groot en de plaats voor het eigenlijke circuit is klein waardoor niet altijd de beste lay-out mogelijk is. Erger is het feit dat de ingang van een versterker zeer dicht bij de uitgang van de tweede versterker staat. Dit kan zorgen voor input/output-instabiliteiten. De uitgang wordt door parasitaire effecten gekoppeld met de ingang. Om dit te beletten worden ook printplaatjes met één groot massavlak gemaakt die ervoor zorgen dat de behuizing wordt gesplitst in meerdere compartimenten die afgeschermd zijn van elkaar.



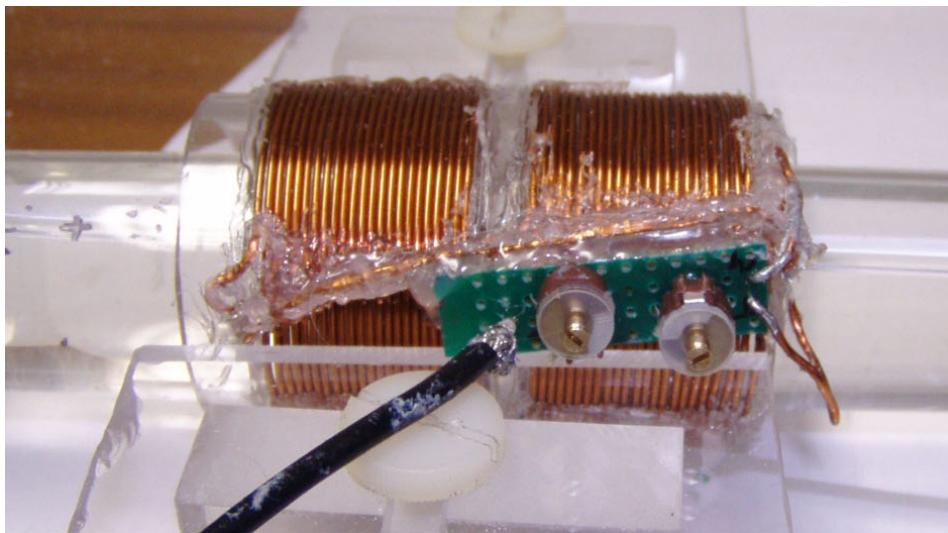
Figuur 10.7: Standaard opbouw van de printplaatjes die in het zend- en het ontvangstcircuit wordt gebruikt.

Deel III

Resultaten

Hoofdstuk 11

Realisatie spoel



Figuur 11.1: De spoel met aanpassingsnetwerk.

In dit hoofdstuk worden de realisatie en metingen van de spoel en zijn aanpassingsnetwerk besproken. De spoel werd rond een plexiglazen cilinder gewikkeld zoals besproken in hoofdstuk 6. Om de windingen te fixeren werd gebruik gemaakt van warme lijm.

11.1 Metingen

In hoofdstuk 6 werden simulaties gedaan voor de zelf-inductie, verlies, Q-factor en Cte_B . Deze kunnen nu vergeleken worden met de gemeten waarden.

Om de zelf-inductie en de verliezen te meten werd gebruik gemaakt van de Anritsu MS4630B vector netwerkanalyzer(VNA) in combinatie met de Anritsu MA2403A impedantieprobe. Voor grote impedanties geeft een impedantieprobe nauwkeurigere meetresultaten dan een

gewone reflectiemeting.

Om met de impedantieprobe te kunnen meten wordt de VNA ingesteld op het meten van de logaritmische magnitude en de fase. Vervolgens wordt een responskalibratie uitgevoerd met een 100Ω kalibratieweerstand aan de ingang van de impedantieprobe. Wanneer deze impedantieprobe aan de DUT wordt aangesloten kan de impedantie van de DUT bekomen worden door meting van de logaritmische magnitude en fase. Deze kunnen omgezet worden via volgende omrekeningsformules specifiek voor deze impedantieprobe:

$$\text{Re}\{Z\} = 100 \cdot 10^{\frac{\text{mag}(dB)}{-20}} \cos(-\phi) \quad (11.1)$$

$$\text{Im}\{Z\} = 100 \cdot 10^{\frac{\text{mag}(dB)}{-20}} \sin(-\phi) \quad (11.2)$$

Nadat de spoel in een zo vrij mogelijke omgeving werd geplaatst werden volgende meetresultaten bekomen:

	simulatie	meting onbelast	meting belast
L	$44.65\mu H$	$55,14\mu H$	$58.34\mu H$
R_s	4.04Ω	14.47Ω	17.14Ω
Q	236.5	76.4	68.2

De simulaties zijn veel optimistischer dan de metingen. Vooral de verliesweerstand R_s wijkt sterk af van de simulaties. Dit is te verwachten aangezien R_s moeilijk te berekenen is. Ook de metingen zelf hebben een beperkte nauwkeurigheid omdat een ideale vrije omgeving niet mogelijk is. Een zwaai met de hand in de buurt van de spoel is al voldoende om de metingen te laten uitwijken.

De meting werd herhaald met het sample in de spoel(belast). Hierdoor wordt zoals verwacht het verlies van de spoel groter en de kwaliteitsfactor kleiner, namelijk -8.2. Wanneer de belaste spoel zich in de elektromagneet bevindt zal het verlies nog groter worden door de ferrietplaten in zijn nabije omgeving.

Om de $Cte_{\frac{B}{I}}$ te meten werd gebruik gemaakt van de Hall-sensor. Deze Hall-sensor werd in het midden van de spoel geplaatst. Vervolgens werd de spoel aan een DC-stroombron gekoppeld. Door het magnetisch veld te meten bij gekende stromen kan $Cte_{\frac{B}{I}}$ gemeten worden. Omwille van een aantal redenen werd slechts een zeer grove meting van $Cte_{\frac{B}{I}}$ gedaan. Een eerste reden is de beperkte nauwkeurigheid van de Hall-sensor (zie hoofdstuk 5). Een volgende reden is de maximaal mogelijke stroom van de gebruikte stroombron namelijk 2A. Tot slot kon al uit simulaties afgeleid worden dat $Cte_{\frac{B}{I}}$ klein is ($0.812 \frac{mT}{A}$). Daarom werden twee metingen gedaan: bij 1A en bij 2A. Hierbij werd een stijging waargenomen van bijna 0.1mT. Uit deze meting kan afgeleid worden dat een magnetisch veld wordt opgewekt en dat $Cte_{\frac{B}{I}}$ in de buurt van de gesimuleerde waarde ligt.

11.2 Impedantieaanpassing

Het aanpassen van de impedantie van de spoel naar de 50Ω referentieimpedantie gebeurt in een apart doosje zoals aangegeven in figuur 10.6. Hierin zitten de tuningcondensator en de matchingcondensator, elk van 30pF . Dit zijn twee variabele condensatoren die met behulp van een schroevendraaier van waarde kunnen veranderd worden. Via gaten in het doosje kan de schroevendraaier makkelijk aan de condensator(zie figuur 11.2). Dit doosje bestaat uit vier BNC-connectoren voor het zendcircuit, ontvangstcircuit, de spoel en een vierde om de VNA op aan te sluiten bij het afregelen van de condensatoren.

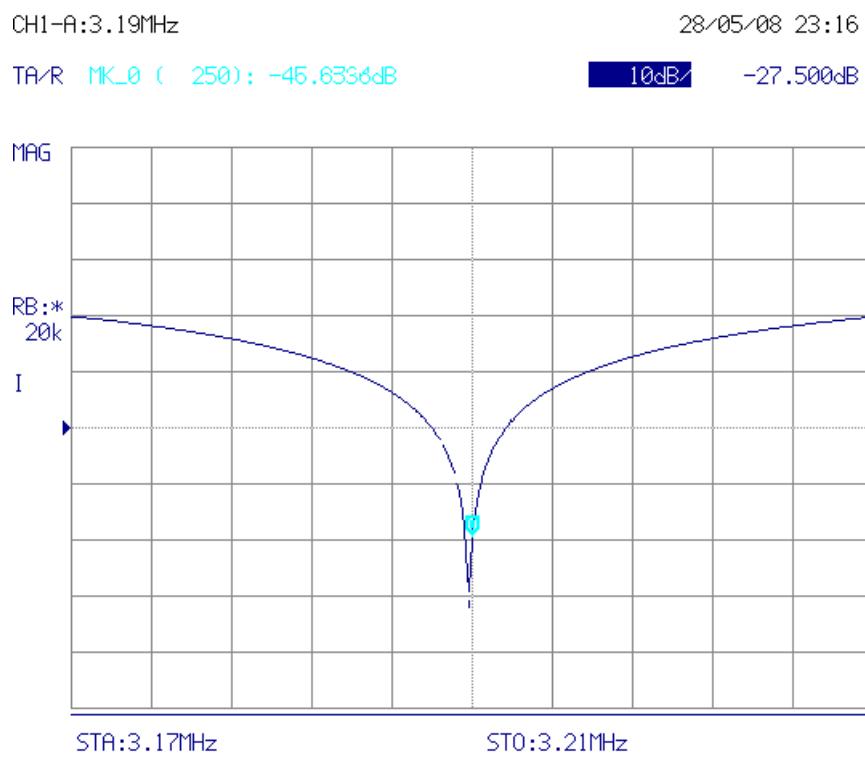


Figuur 11.2: Het impedantieaanpassingsnetwerk.

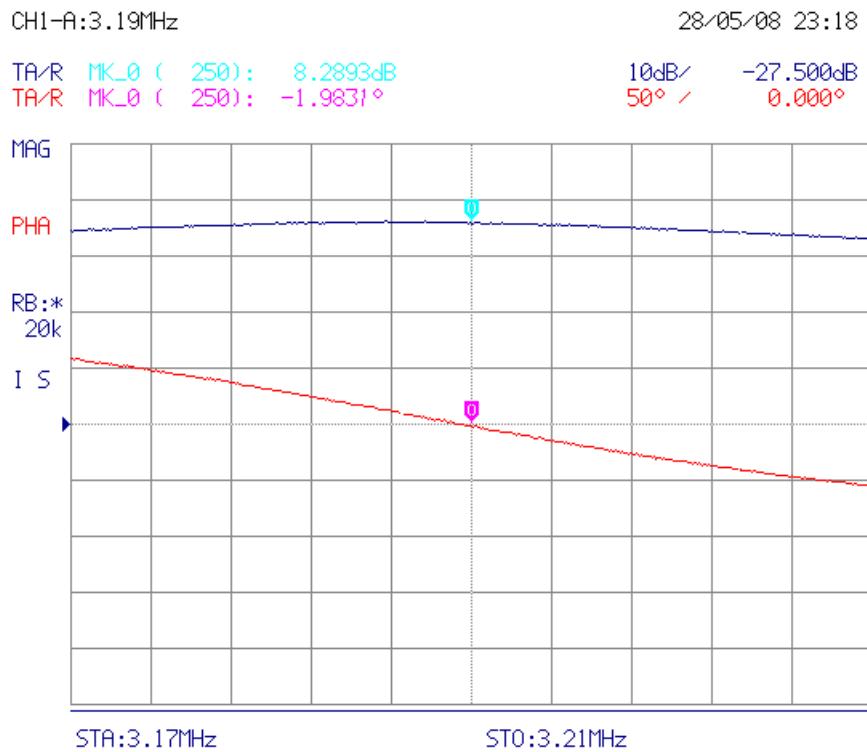
Het aanpassen van de impedantie gebeurt door een reflectiemeting(S_{11}) met behulp van de VNA en een directionele koppelaar. De VNA toont in het spectrum een zeer smalbandig dal. Op de frequentie van dit dal is de spoel aangepast op 50Ω . Door aan de variabele condensatoren te draaien kan dit dal verschoven worden naar een frequentie van 3.19MHz . Hierbij moet het dal zo diep mogelijk zijn, hoe dieper hoe dichter de impedantie bij 50Ω ligt. Dit afstellen moet gebeuren als de schuifdoos in de elektromagneet zit omdat deze afstemming zeer plaatsgevoelig is aangezien de waarden van de condensatoren afhankelijk zijn van het verlies van de spoel. Daarom moet ook het sample zich al in de spoel bevinden, want indien een ander sample gebruikt wordt moet de spoel opnieuw afgesteld worden.

Via deze opstelling bleek het niet mogelijk te zijn om de spoel aangepast te krijgen. De tunecondensator moest nog kleiner zijn dan de trimmer aankan. Zelfs na het verwijderen van de tunecondensator bleek er nog altijd te veel capaciteit te zijn. Dit kon verklaard worden doordat de tunecondensator een capaciteit is die parallel met de spoel is geschakeld(zie figuur 6.4). De toevoerkabel van de spoel naar het doosje en het doosje zelf zorgden op zich al

voor capaciteit. Het verder verlagen van de capaciteit was niet mogelijk. Daarom werden in het doosje het zendcircuit, ontvangscircuit en spoel parallel verbonden en werden de twee variabele condensatoren rechtstreeks op de spoel geplakt(zie figuur 11.1). Doordat de extra capaciteit wegviel was het toch mogelijk om de spoel af te stemmen. De finale afstemming wordt getoond in figuur 11.3. De reflectie bedraagt -45dB. Via de impedantieprobe werd een impedantie van $38.88+1.28j$ bekomen(zie figuur 11.4). Dit kan nog verbeterd worden door een extra paar variabele condensatoren met een kleiner bereik aan het impedantienetwerk toe te voegen zodat een grove en een fijne afstelling mogelijk is. Anderzijds is het niet zo erg dat de impedantie wat afwijkt van de referentieimpedantie zolang de reactieve component klein blijft.



Figuur 11.3: Reflectiemeting van de impedantieaangepaste spoel.



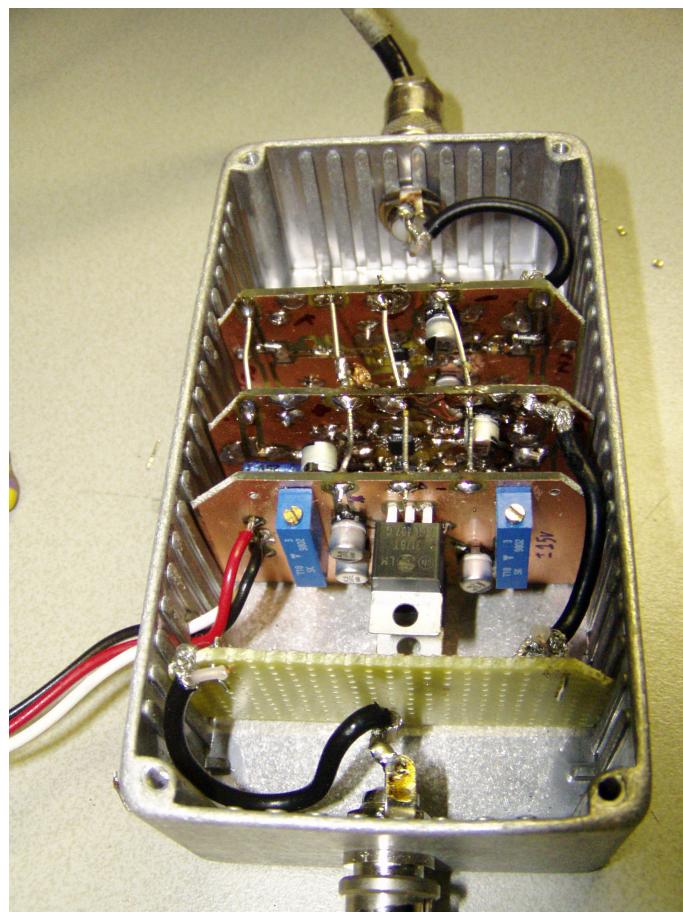
Figuur 11.4: Impedantiemeting van de aangepaste spoel met behulp van de impedantieprobe.

11.3 Resultaat

Er werd een spoel ontwikkeld die de gepaste dimensies en elektrische eigenschappen heeft. Deze spoel heeft een theoretische $Cte_B = 0.812 \frac{mT}{A}$. In deze spoel kan een sample in de vorm van een proefbuis met diameter 3cm geschoven worden. De impedantie van de spoel is via een impedantieaanpassingsnetwerk bestaande uit 2 variabele condensatoren omgezet naar 50Ω . Dit netwerk werd op de spoel bevestigd om parasitaire capaciteiten te vermijden.

Hoofdstuk 12

Realisatie zendcircuit



Figuur 12.1: Foto van het zendcircuit.

In dit hoofdstuk wordt het zendcircuit besproken. Het schema van figuur 7.3 wordt gerealiseerd. Daarna worden metingen op het circuit gedaan waaronder het maximaal uitgangsvermogen.

12.1 Constructie van de versterker

Het zendcircuit bestaat uit twee versterkertrappen. De THS4021 spanningsterugkoppelende opamp is de eerste trap die voor spanningversterking dient. De tweede trap bestaat uit twee in parallel geschakelde stroomterugkoppelende THS3091-opamps die zorgen voor vermogen. Beide trappen werden apart op een printplaatje geplaatst zoals in hoofdstuk 7 beschreven is. De THS3091-opamps werden bij het voor de eerste keer aanzetten zeer snel warm. De ingestelde versterking was 2. Op het eerste zicht leken ze stabiel. Bij het aanleggen van een sinus volgde de uitgang de ingang. Maar bij grotere spanningen begonnen de opamps te slewen. De uitgang van de opamp kon de sinus aan de ingang niet meer volgen waardoor de uitgang een zaagtandfunctie beschreef. Aangezien de opamps tussen +15V en -15V opereren bij een frequentie van 3.19MHz is voor een sinus een minimum slew rate van $300.6 \frac{V}{\mu s}$ vereist opdat er geen distorsie zou optreden(zie formule 12.1)[18].

$$SR \geq 2\pi f V_{amplitude} \quad (12.1)$$

De opamp heeft volgens zijn datasheet een slew rate van $1400 \frac{V}{\mu V}$ wat ruim boven de vereiste $300.6 \frac{V}{\mu s}$ is. Hieruit kon alleen maar geconcludeerd worden dat oscillaties op zeer hoge frequenties de opamps deed opwarmen en de prestaties deed verminderen. Uiteindelijk werd door het gebruik van slechts één opamp en bij een versterking van 10 deze versterker stabiel gekregen. Dat maar één opamp wordt gebruikt is niet zo erg omdat de THS3091 bij volledige uitsturing genoeg stroom kan leveren om een last van 50Ω te sturen. Bij een uitsturing van $\pm 12V$ is de stroom dan 240mA terwijl de THS3091 een maximale stroom van 350mA kan leveren. Er moet dus over gewaakt worden dat bij de afstemming van de spoel de impedantie niet te laag wordt. De vermogensversterker heeft dus een versterking van 10 en kan een maximale stroom leveren van 350mA.

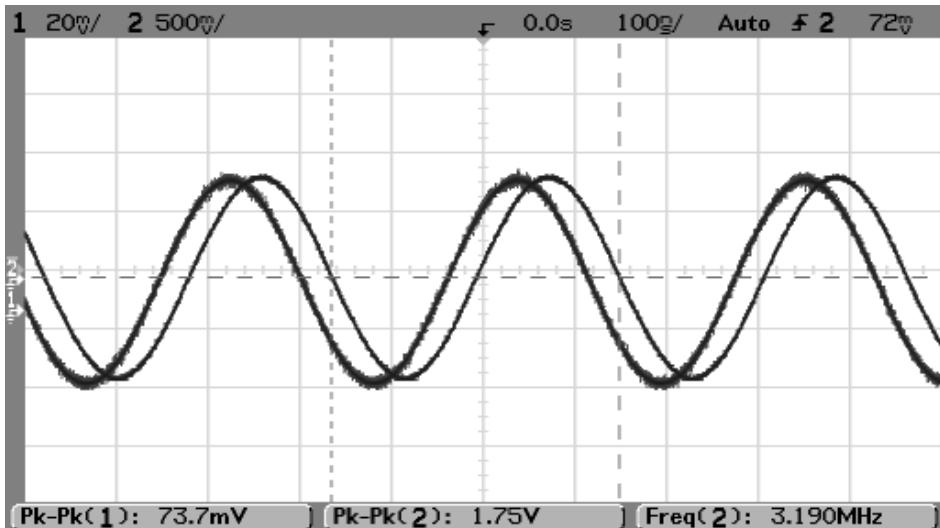
De eerste trap, die zorgt voor spanningsversterking, moet de spanning slechts 2 keer versterken. Daarom werden geen stabiliteitsproblemen verwacht. Omdat de THS4021 een breed-bandige opamp is, oscilleerde deze toch. Dit werd opgelost door de versterker 10 keer te laten versterken. Waarschijnlijk is de opamp stabiever bij hogere versterking. Via een spanningsdeler werd de versterking weer gereduceerd tot 2. Mocht het ooit nodig zijn om de versterking aan te passen kan via deze spanningsdeler de totaalversterking makkelijk aangepast worden. Aan de ingang van deze eerste trap werd een RC-filter toegevoegd die dient als interpolatiefilter voor de DAC. Deze heeft een afsnijfrequentie van 6 MHz.

Ook bij het in cascade schakelen van de twee versterkingstrappen ontstonden instabiliteiten dit kon echter opgelost worden door een 50Ω -weerstand in serie tussen de twee versterkingstrappen te zetten.

12.2 Meting van het zendcircuit

Bij een vermogenversterker is het belangrijk te weten hoeveel vermogen kan geleverd worden alvorens er distorsie optreedt. Deze distortie ontstaat wanneer de amplitude van het uitgangssignaal in de buurt van de voedingsspanning komt. Bij het ontwerpen werd deze grens op $\pm 12V$ geschat wat een marge van 3V langs beide voedingskanten geeft. Het uitmeten gebeurt met een 50Ω -last aan de uitgang. Door deze belasting zal de distorsie sneller optreden, wat een realistischer beeld geeft van de prestaties.

Figuur 12.2 geeft de uitgang van het zendcircuit bij een kleine uitsturing weer. Het uitgangssignaal is vrij van distorsie. Om de versterking te kunnen berekenen werd de uitgang voor de gekruiste diodes gemeten. Er werd een versterking van 23.7 gemeten. Dit ligt goed in de buurt van de beoogde 20 keer versterking. Verder kan worden geconstateerd dat de uitgang een beetje naijlt ten opzichte van de ingang.



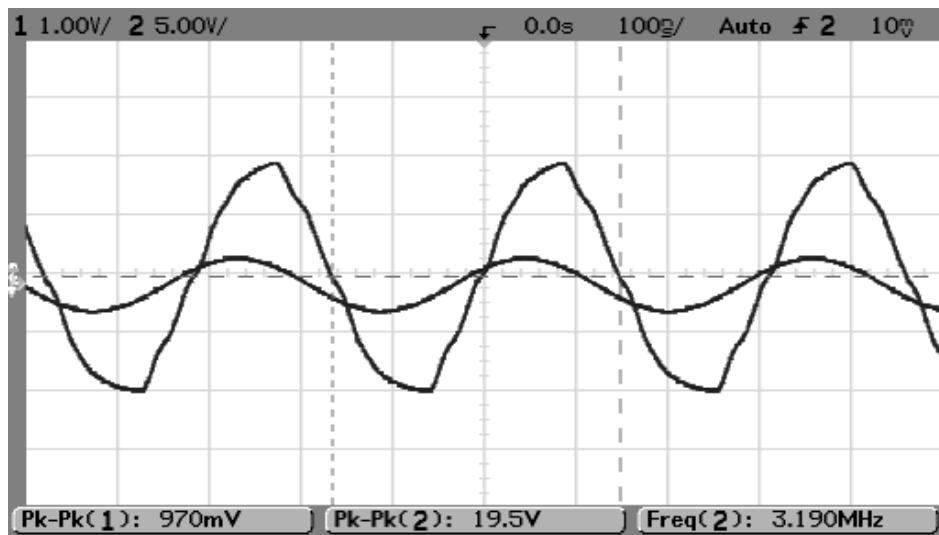
Figuur 12.2: Ingang en uitgang van het zendcircuit. De uitgang werd voor de gekruiste diodes gemeten.

Figuur 12.3 geeft de uitgang weer na de gekruiste diodes bij volledige uitsturing. Moest de ingangsamplitude nog verder stijgen zou de uitgang satureren. Deze uitsturing heeft een waarde van $19.5 V_{pp}$ wat bij een 50Ω -last overeen komt met een vermogen van 0.95W. Dit is beduidend minder dan de vooropgestelde 1.44W(zie hoofdstuk 7.2). De oorzaak ligt waarschijnlijk bij de hoge stroom die de opamp moet leveren. Hiervoor zou het in parallel schakelen van meerdere opamps een oplossing bieden.

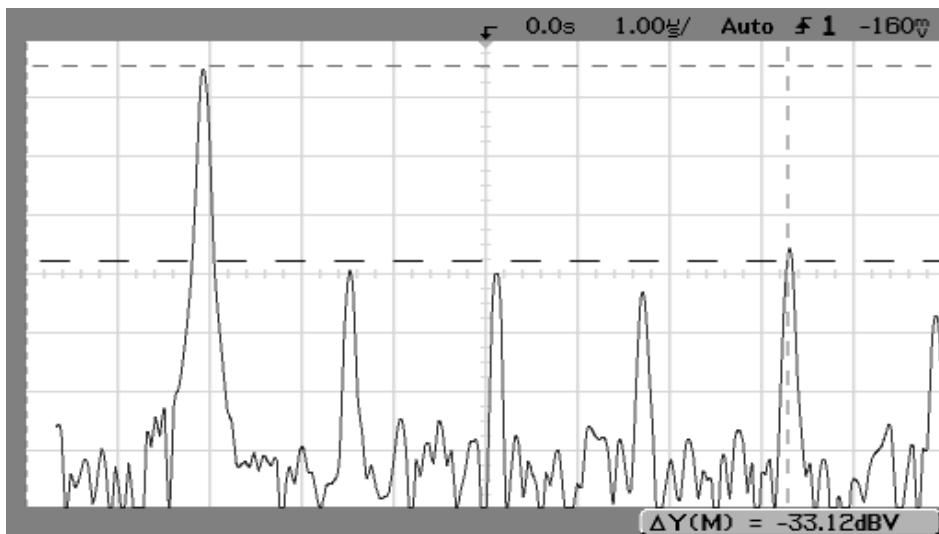
Er is duidelijk distorsie te zien van de uitgang. Bij de extrema van de sinus ziet men een niet-lineair verloop. Ook kan geconstateerd worden dat de opamp aan het slewen is. De sinus begint al een beetje op een zaagtand te lijken en, typisch, daalt de uitgang minder snel dan

dat hij stijgt. De golfjes in de flanken komen door de gekruiste diodes.

Bij deze uitsturing werd een beeld van de FFT gemaakt(12.4). De harmonischen zijn duidelijk te zien. De vijfde harmonische heeft een vermogenverschil van 16.56dB ten opzichte van de basisfrequentie. Deze harmonischen doen zich alleen voor bij deze uitsturing. Wanneer de uitgangsspanning een beetje kleiner is verdwijnen deze harmonischen zeer snel.



Figuur 12.3: Ingang en uitgang van het zendcircuit bij maximale uitsturing.

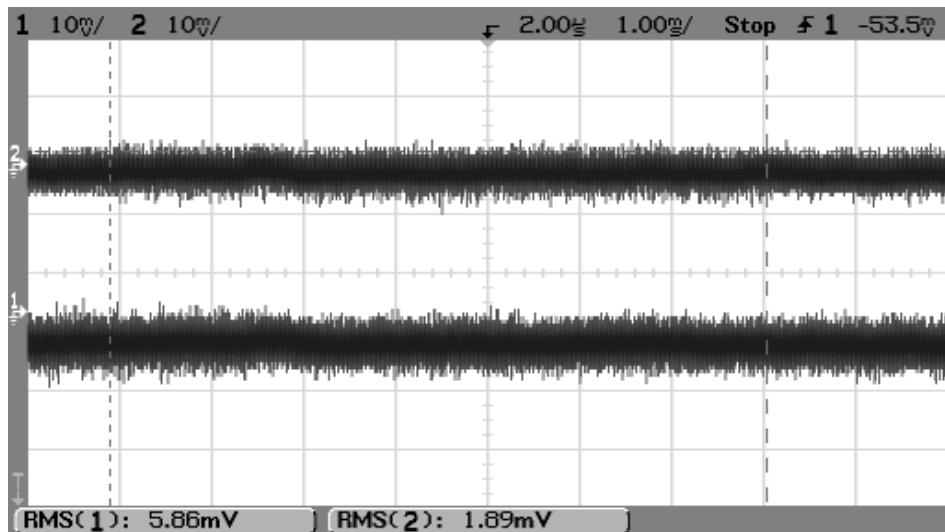


Figuur 12.4: Spectrum van de uitgang van het zendcircuit bij maximale uitsturing.

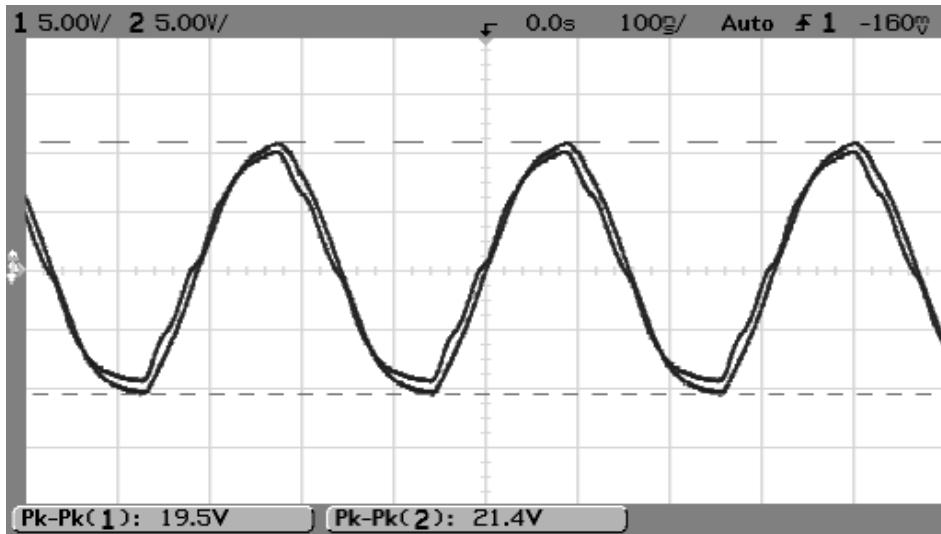
De gekruiste diodes hebben twee functies. Ze zorgen ervoor dat tijdens de detectie de energie van de spoel niet verloren gaat in de ingang van de versterker. Anderzijds houden ze tijdens

de detectie ook de ruis afkomstig van de vermogenopamp tegen zodat de SNR niet wordt beïnvloed. Aanvankelijk werd de RB491DT146 diode gebruikt. Deze bleek de ruis niet goed tegen te houden. De oorzaak lag bij de hoge capaciteit tussen ingang en uitgang van de diodes wanneer ze gesperd zijn: namelijk 160pF. Daarom werd een alternatieve diode gebruikt: de BAT85 schottky barrier diode. Hierbij bedraagt de capaciteit slechts 10pF. Een poging werd gedaan om de ruis voor en na de gekruiste diodes te meten(zie figuur 12.5). Een groot deel van de ruis is afkomstig van de meetprobes zelf. Toch kan een verschil in ruis voor en na de gekruiste diodes gedetecteerd worden. Vóór de gekruiste diodes is het ruisniveau $5.86V_{RMS}$ en na de diodes is dit $1.89V_{RMS}$. Hieruit kan geconcludeerd worden dat de gekruiste diodes daadwerkelijk een deel van de ruis tegenhouden.

De spanning voor en na de diodes werd ook bij maximale uitsturing gemeten om het spanningsverlies door de gekruiste diodes te weten(zie figuur 12.6). Hieruit bleek dat de voorwaartse spanning 0.95V is. Dit wil zeggen dat de gekruiste diodes voor een vermogenverlies van 0.83 dB zorgen. Dit is een pak meer dan het berekend verlies voor de RB491DT146-diodes(zie hoofdstuk 9.1).



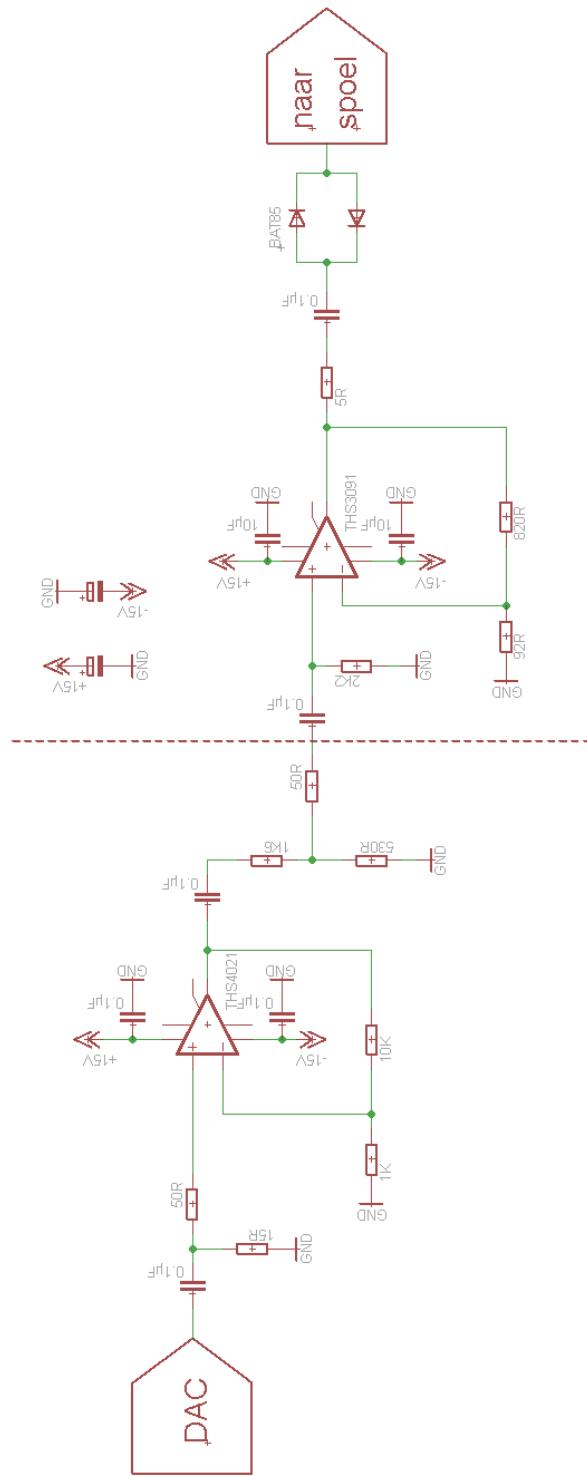
Figuur 12.5: Uitgang van het zendcircuit in rust voor en na de gekruiste diodes.



Figuur 12.6: Uitgang van het zendcircuit voor en na de gekruiste diodes bij maximale uitsturing.

12.3 Resultaat

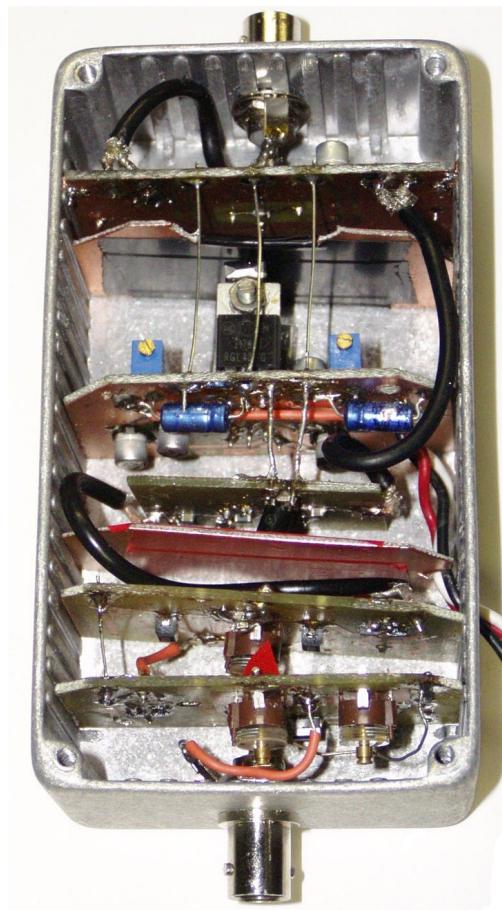
Er werd een zendcircuit geconstrueerd met een spanningsversterking van 23.7. Dit circuit kan een maximaal vermogen van 0.95W in een 50Ω -last leveren. Met dit vermogen kan een π -puls met een bandbreedte van 4.7 kHz gevormd worden (zie hoofdstuk 7.2). Hierbij dient erover gewaakt te worden dat de impedantie van de last niet te klein wordt zodat de geleverde stroom niet groter wordt dan de opamp aankan. Het finale schema van het zendcircuit wordt weergegeven in figuur 12.7.



Figuur 12.7: Schema van het finale zendcircuit

Hoofdstuk 13

Realisatie ontvangstcircuit



Figuur 13.1: Foto van het ontvangstcircuit.

Het ontvangstcircuit was het moeilijkste deel om te maken. Eerst werd de kwart-golf lengte transformator geconstrueerd. Daarna volgde de voorversterker.

13.1 Kwart-golfleugte transformator

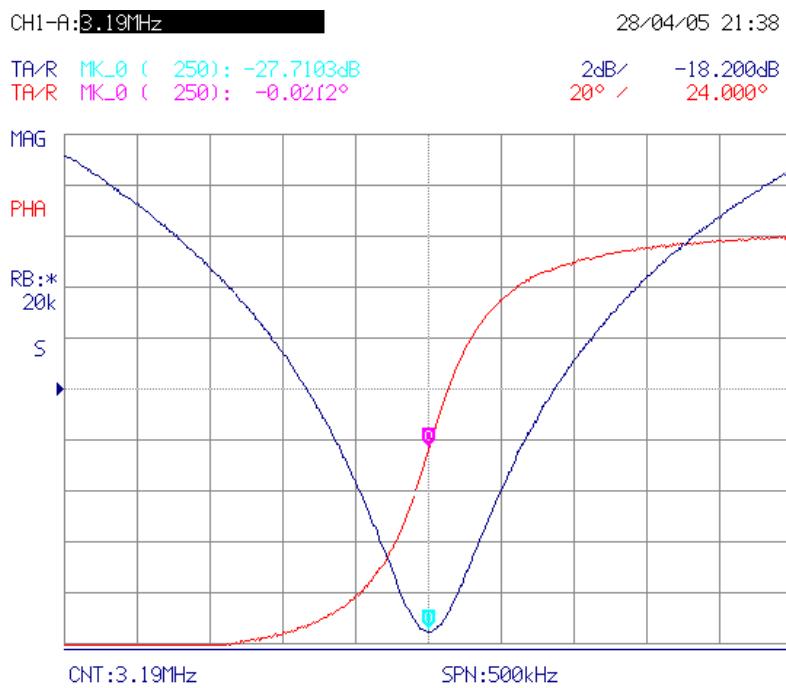
De waardes van de laagdoorlaat- en hoogdoorlaat kwart-golfleugte transformatoren(KGT) werden berekend in hoofdstuk 9.2.1. De spoel moet een zelf-inductie van $2.495\mu H$ hebben en de condensator een capaciteit van 0.998 nF . Deze waardes zijn geen standaardwaardes en kunnen niet zo aangekocht worden. Daarom werd gekozen voor een spoel met een benaderende waarde en een variabele condensator parallel met vaste condensatoren. De benaderende spoel heeft een waarde van $2.2\mu H$. Dit wil zeggen dat de condensator een waarde van 1.13nF moet hebben. Door deze afwijkende waarde is de karakteristieke impedantie van de KGT 44.1Ω in plaats van de vooropgestelde 50Ω . Er werd een laagdoorlaat KGT geconstrueerd, hierbij staat de spoel in serie en de twee capaciteiten parallel, en een hoogdoorlaat KGT waar de condensator in serie staat en de twee spoelen parallel staan.

13.1.1 Afstelling

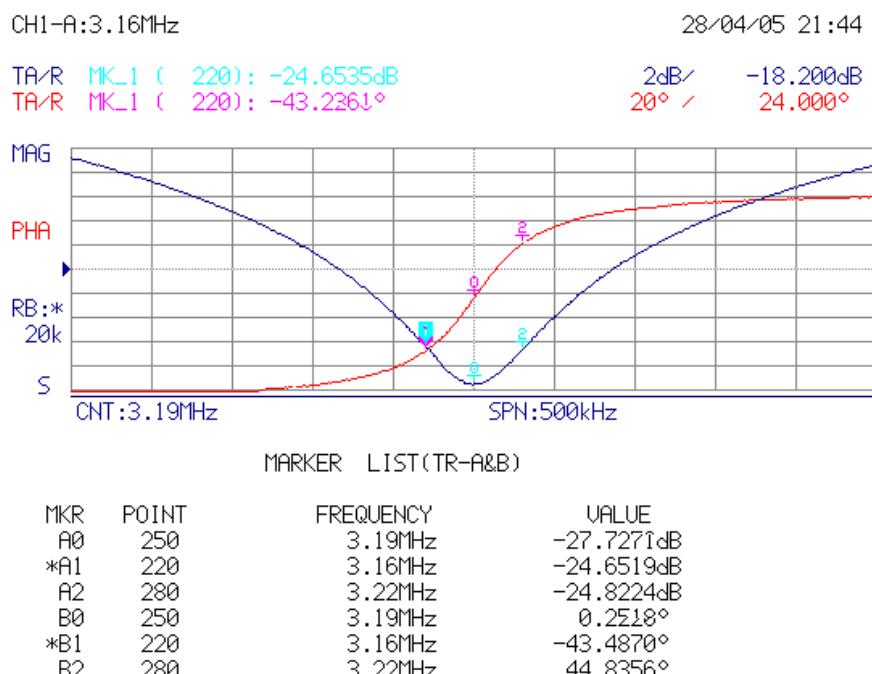
Om de variabele condensatoren op de juiste waarde af te stellen werd de impedantieprobe aan de ingang van de KGT verbonden en de uitgang kortgesloten. Door de uitgang kort te sluiten wordt een zeer lage impedantie aan de uitgang verkregen. De gekruiste diodes worden dan omzeild. Door deze lage impedantie aan de uitgang heeft de ingang van de KGT een zeer hoge impedantie. Dit uit zich in een dal in de magnitude(dB) op de VNA(vector network analyzer). Door de variabele condensatoren te verdraaien kan ervoor gezorgd worden dat dit dal op een frequentie van 3.19MHz ligt. Figuur 13.2 toont de ingangsimpedantie van de laagdoorlaat KGT bij kortgesloten uitgang. Uit deze meting kan via de omrekeningsformules 11.1 en 11.2 een ingangsimpedantie van ongeveer 2428Ω bekomen worden. Dit is echter bij kortgesloten uitgang. Deze meetopstelling simuleert de situatie tijdens excitatie waarbij de gekruiste diodes geleiden en voor een lage impedantie zorgen. In realiteit zal de impedantie van de gekruiste diodes nooit zo laag zijn als een kortsluiting. De ingangsimpedantie zal lager zijn dan 2428Ω en is afhankelijk van het vermogen dat aan de ingang wordt aangelegd.

In figuur 13.3 werd de -3dB -bandbreedte waar de impedantie het hoogst is gemeten. In een bandbreedte van 60kHz piekt de impedantie.

De hoogdoorlaat KGT werd op identieke wijze afgesteld en kwam op ongeveer eenzelfde impedantie en bandbreedte uit.



Figuur 13.2: Ingangsimpedantie van de laagdoorlaat kwart-golfelengte transformator bij een kortgesloten uitgang.



Figuur 13.3: Ingangsimpedantie van de laagdoorlaat kwart-golfelengte transformator bij een kortgesloten uitgang. Bepaling van de bandbreedte.

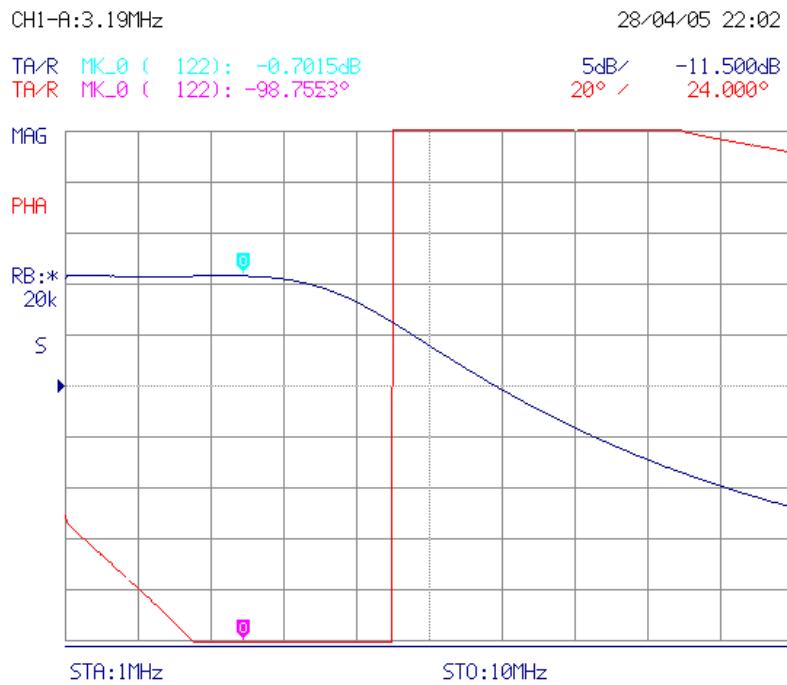
13.1.2 Meting van de kwart-golfleugte transformatoren

Nu de KGT is afgesteld kan een transmissiemeting gedaan worden. Deze meting is afhankelijk van het ingangsvermogen. Dit komt omdat de VNA niet het vermogen kan evenaren van het zendcircuit. Daarom werden 2 transmissiemetingen gedaan: bij -10dBm en bij 10dBm. Deze waarden zijn representatieve waarden voor de situatie tijdens respectievelijk detectie en excitatie (wordt verder bewezen). Voor de laagdoorlaat KGT zijn deze metingen weergegeven in respectievelijk figuur 13.4 en 13.5.

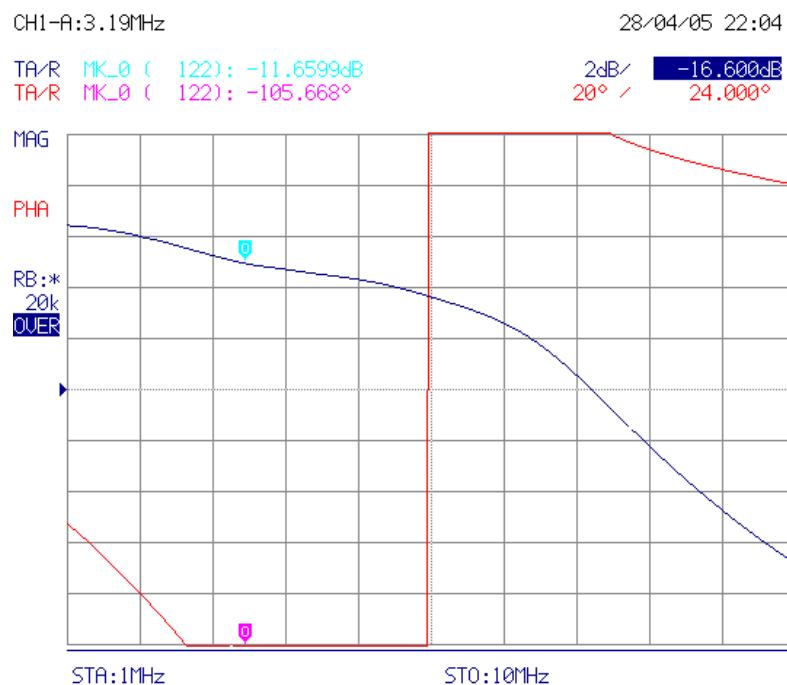
Bij relatief laag ingangsvermogen is de verzwakking door de KGT minimaal. De diodes geleiden niet en de KGT gedraagt zich als een transmissielijn. De verzwakking is -0.7dB en de fasedraaiing is 98.7° , iets meer dan de verwachte 90° . Verder is de laagdoorlaatwerking duidelijk te zien. Deze laagdoorlaat filter heeft ongeveer een verzwakking van 40dB/decade wat verwacht wordt van een tweede orde filter.

Bij relatief hoog vermogen aan de ingang van de laagdoorlaat KGT wordt een verzwakking van -11.6dB waargenomen. Dit lijkt niet zoveel. Dit komt omdat 10dBm slechts een vermogen van 10mW is. Het zendcircuit kan 0.95W leveren. Doordat een diode een niet-lineair component is, is de verzwakking afhankelijk van het ingangsvermogen. De diode laat een benaderend constante portie energie door naar de uitgang. De rest van het vermogen wordt door de diodes naar de massa geleid. Daardoor lijkt het dat er meer verzwakking optreedt bij hogere vermogens.

Identieke resultaten werden bekomen bij meting van de hoogdoorlaat KGT. Het verschil is dat de transmissiemeting een hoogdoorlaatkarakteristiek toont.



Figuur 13.4: Transmissiemeting van de laagdoorlaat kwart-golf lengte transformator bij een ingangsvermogen van -10dBm.



Figuur 13.5: Transmissiemeting van laagdoorlaat kwart-golf lengte transformator bij een ingangsvermogen van -10dBm.

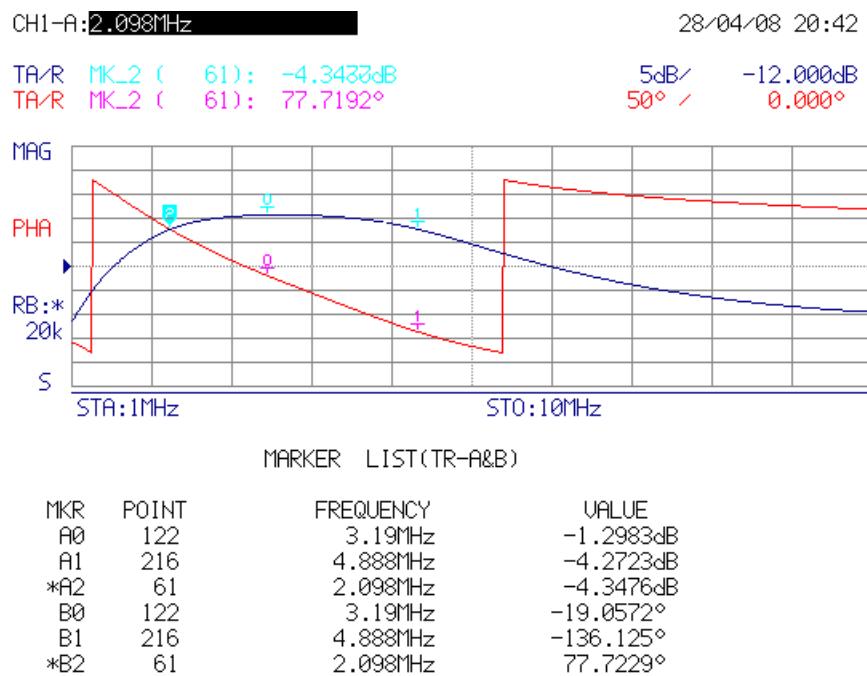
Deze twee transmissiemetingen bij -10dBm en 10dBm werden herhaald bij de totale KGT waarbij de hoogdoorlaat KGT in cascade met de laagdoorlaat KGT werd geschakeld. Uit simulaties werd al geconstateerd dat de ingangsimpedantie voornamelijk wordt bepaald door de eerste KGT in het pad. Dit is de laagdoorlaat KGT.

Figuur 13.6 toont de simulaties bij detectie(-10dBm). Hierbij is duidelijk de bandpass filtering van de totale KGT te zien. De verzwakking bij 3.19MHz is -0.66dB. Figuur 13.7 toont de gesimuleerde bandbreedte van deze banddoorlaatfilter. Deze bedraagt 2.79MHz wat een kwaliteitsfactor van 1.146 geeft.

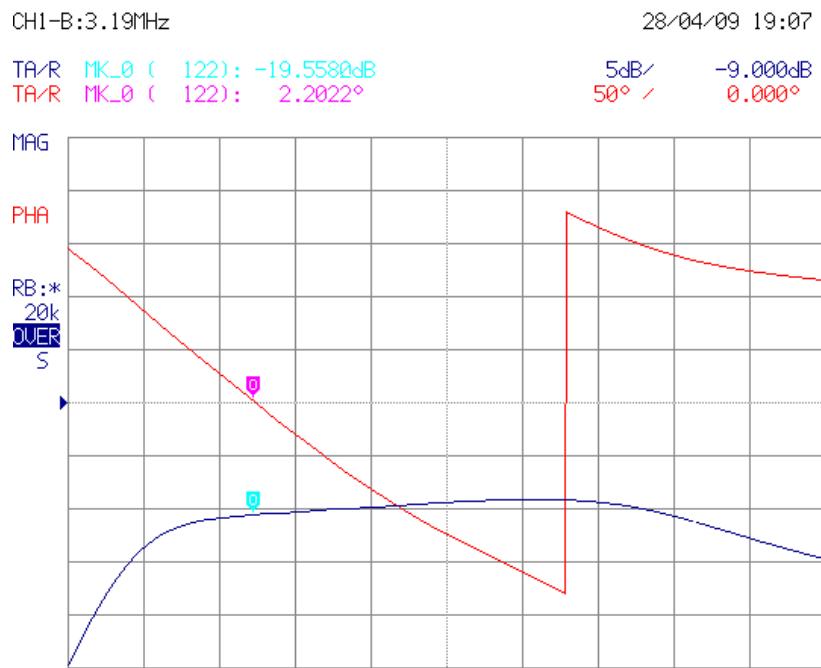
Figuur 13.8 geeft de situatie bij excitatie weer(10dBm). Hierbij treedt een verzwakking van -19.55dB op. Dit is bijna een verdubbeling van de verzwakking van de KGT's afzonderlijk. Dit is logisch omdat twee KGT's met gekruiste diodes in cascade zijn gezet(zie figuur 9.10).



Figuur 13.6: Transmissiemeting van de totale kwart-golf lengte transformator bij een ingangsvermogen van -10dBm.

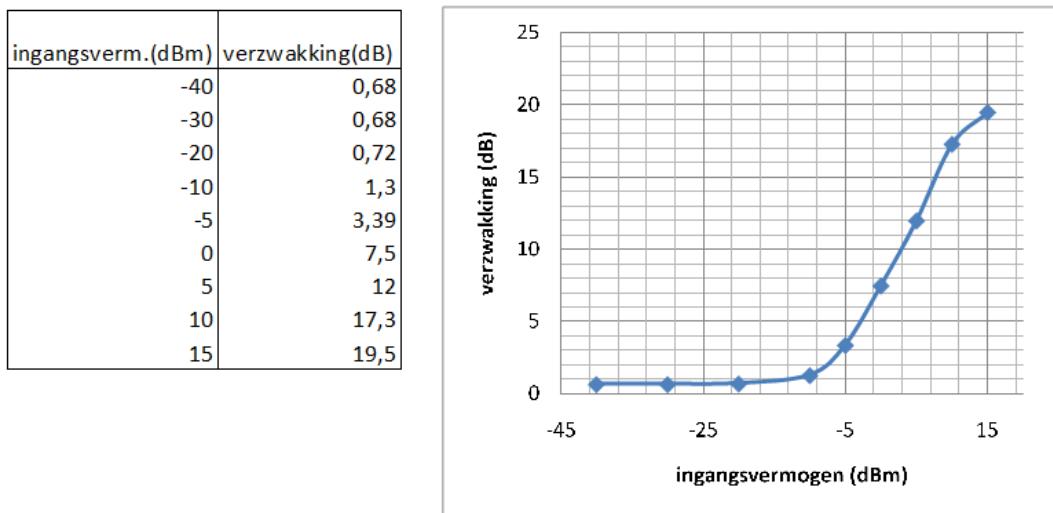


Figuur 13.7: Transmissiemeting van de totale kwart-golf lengte transformator bij een ingangsvermogen van -10dBm. Bepaling van de bandbreedte.



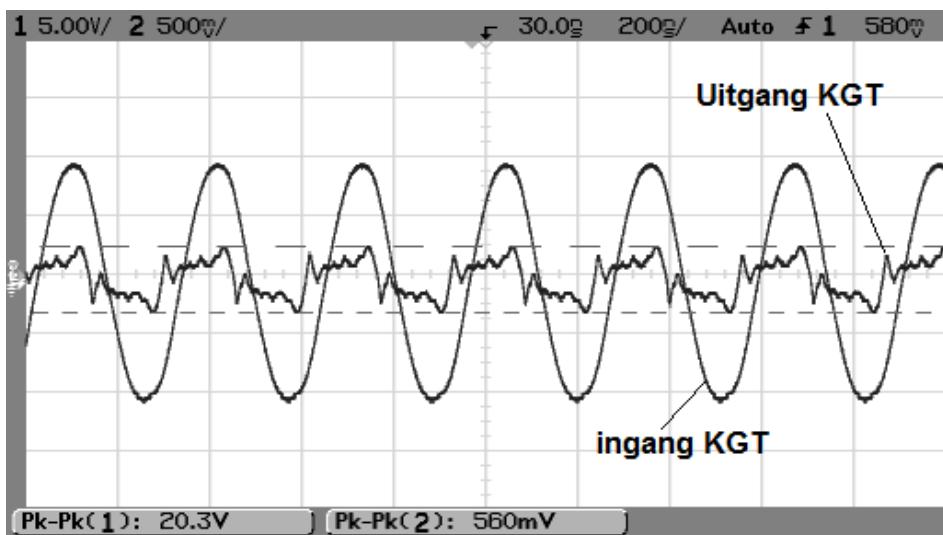
Figuur 13.8: Transmissiemeting van de totale kwart-golf lengte transformator bij een ingangsvermogen van 10dBm.

Om een beter idee te hebben van de verzwakking in functie van het ingangsvermogen van de totale kwart-golf lengte transformator met gekruiste diodes werd de verzwakking gemeten over heel het vermogensbereik van de VNA in plaats van louter -10dBm en 10dBm. Deze grafiek is weergegeven in figuur 13.9. Uit deze grafiek kan worden afgeleid dat de verzwakking bij detectie 0.68dB is en dat vanaf een vermogen van -10dBm de verzwakking stijgt.



Figuur 13.9: De verzwakking in functie van het ingangsvermogen van de totale kwartgolf lengtetransformator met gekruiste diodes.

Tot slot toont figuur 13.10 de spanning voor en na de ontkoppeling in het ontvangstcircuit. De uitgangsspanning wordt duidelijk afgeknot door de gekruiste diodes. De oscillaties komen door de KGT die meerdere reactieve componenten bevat.



Figuur 13.10: De spanning voor en na de totale kwart-golfengte transformator met gekruiste diodes.

13.2 Versterking

De beoogde versterking is 78.49dB. Hiervoor werden meerdere versterkertrappen gemaakt waaruit een stabiele combinatie werd gezocht die zo weinig mogelijk ruis toevoegt aan het signaal.

Deze versterkertrappen moeten in de eerste plaats op zichzelf al stabiel zijn en ze moeten hun gespecificeerde versterking halen. Ook moeten ze, wanneer ze in het ontvangstcircuit worden gezet, intact blijven als het zendcircuit een signaal op maximaal vermogen uitzendt.

De verwakking door de ontkoppeling is niet oneindig, er zal altijd wel een restenergie naar de ingang van de versterkertrap gaan die deze kan vernielen tijdens excitatie. Om er zeker van te zijn dat de versterkertrap hiertegen bestand is werd het zendcircuit maximaal uitgestuurd. Dit laatste wordt in deze thesis de stresstest genoemd.

13.2.1 Constructie van de versterkertrappen

ERA-3+ versterkertrap

De eerste versterkertrap die werd verwezenlijkt is op basis van de ERA-3+ RF-versterker. Om dit printplaatje stabiel te krijgen was het noodzakelijk om aan de ingang en uitgang coax-kabeltjes te hangen zodat parasitaire paden van de uitgang naar de ingang tot een minimum beperkt zouden worden.

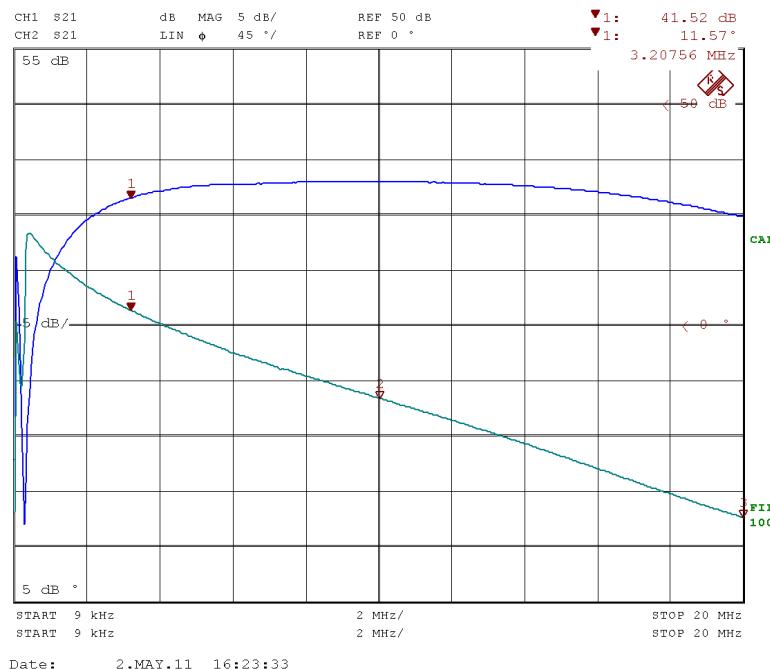
De ERA-versterkertrap werd vrij snel stabiel gekregen. De transmissiemeting wordt weergegeven in figuur 13.11.

geven in figuur 13.11. De ERA-3+ is breedbandig en op een frequentie van 3.19MHz heeft deze versterkertrap een versterking van 41,52dB.

Wanneer de stresstest werd uitgevoerd gingen beide RF-versterkers kapot. Ondanks de ontkoppeling ging er toch te veel energie naar de eerste RF-versterker. Volgens de datasheet van de ERA-3+ is het maximale ingangsvermogen 13 dBm. Uit berekeningen werd deze grens niet overschreden. Misschien piekte de energie bij overgangsverschijnselen omdat de ontkoppeling 2 keer een tweede orde systeem is.

Dat ook de tweede ERA-3+ RF-versterker kapot ging was vrij logisch. In de eerste RF-versterker komt nog altijd genoeg energie om zijn uitgang volledig te laten satureren. Deze maximale energie is genoeg om de tweede RF-versterker te vernielen. Hieruit bleek dat achter elke versterker gekruiste diodes moeten geplaatst worden om de volgende versterker in de cascade te beschermen.

De ERA-versterkertrap was vrij snel stabiel te krijgen maar was niet robuust genoeg voor deze toepassing. Hij verbruikt ook relatief veel stroom(twee keer 35mA).



Figuur 13.11: Transmissiemeting van ERA-3+ versterkertrap.

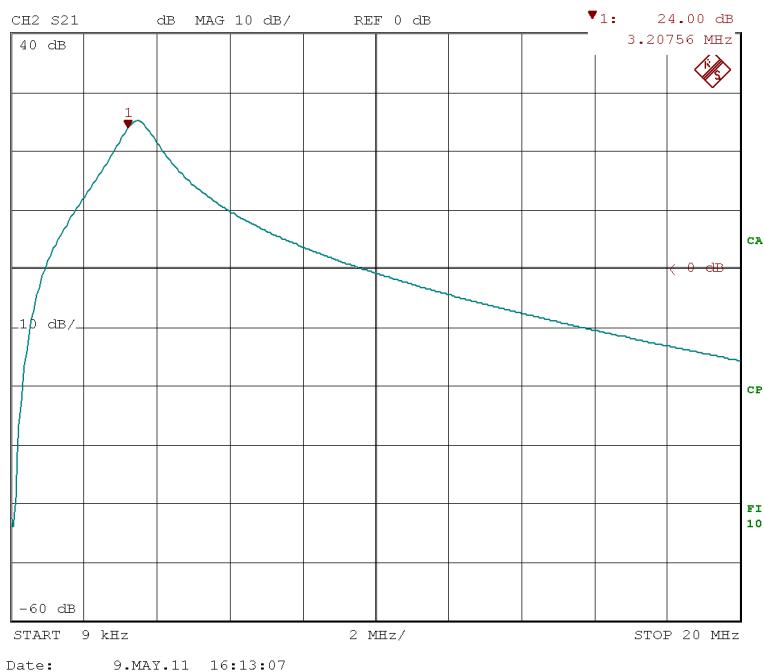
MAX2611 versterkertrap

De volgende uitgetestte versterkertrap was op basis van twee MAX2611 RF-versterkers en bleek stabiel te zijn. Het stroomverbruik is slechts twee keer 15mA. Uit de fouten van de ERA-3+ versterkertrap werd geleerd, waardoor ook hier tussen de twee versterkers gekruiste diodes werden geplaatst om de tweede MAX2611 te beschermen. De verwachte versterking

van 40dB werd bekomen. Ook doorstond deze versterkertrap de stresstest. Ondanks deze goede resultaten is het niet de beste versterkertrap door de hoge ruisfiguur van 3.5dB. Het is wel een stabiele en robuuste versterkingstrap wanneer andere trappen zouden falen.

MGA-71543 versterkertrap

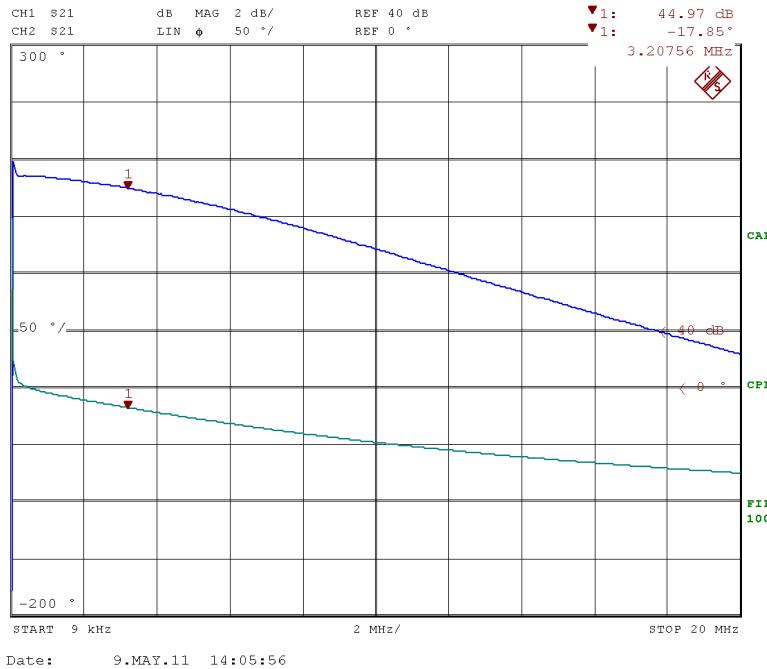
Deze trap, geconstrueerd aan de Hogeschool Gent, werd uitgemeten met de VNA (zie figuur 13.12). De MGA-71543 heeft op een frequentie van 3.19MHz een versterking van 24dB. Daarbij is deze versterkertrap ook zeer bandselectief en doorstond het de stresstest. Met zijn ruisfiguur van 1.45dB en stroomverbruik minder dan 10mA maakt dat deze versterkertrap een zeer goede keuze is om als eerste versterkertrap te dienen.



Figuur 13.12: Transmissiemeting van de MGA-71543.

LMH6624 versterkertrap

Deze trap bestaat uit één LMH6624 opamp. De versterkertrap was direct stabiel bij een versterkingsfactor van 44.97dB. Omdat deze een hoog impedante ingang heeft werd ervan uitgegaan dat hij zeker de stresstest aankon. De opamp wordt, in tegenstelling tot de RF-versterkers, symmetrisch gevoed met $\pm 18\text{mA}$ zonder belasting aan de uitgang. Figuur 13.13 geeft de transmissiekarakteristiek van de opamp weer. Hierbij is de ingang hoogimpedant en de uitgang laagimpedant.



Figuur 13.13: Transmissiemeting van de LMH6624 opamp.

13.2.2 Constructie van de versterker

Nu de versterkingstrappen voorhanden waren kon naar een gepaste combinatie gezocht worden die de juiste versterking en een zo laag mogelijke ruisfiguur geeft. Aanvankelijk werd aan de ERA-versterkingstrap in combinatie met de LMH6624-versterkingstrap gedacht. Dit zou in theorie een versterking van 85.1dB en een totale ruisfiguur van 2.7 hebben. Maar omdat de ERA-3+ RF-versterkers zo fragiel zijn werd deze trap vervangen door de MGA-71543 versterkertrap. Deze heeft minder versterking maar wel een kleinere ruisfiguur. De cascade van de MGA-71543 versterkertrap met de LMH6624 versterkertrap zou een versterking van 66.4dB en een ruisfiguur van 1.459dB moeten geven.

Het stabiel krijgen van de totale voorversterker was niet vanzelfsprekend. De voorversterker werd direct na de ontkoppeling geplaatst zodat direct het hele ontvangstcircuit kon stabiel gemaakt worden. Hiervoor werden verschillende stappen ondernomen. Een eerste stap was het zo ver mogelijk van elkaar plaatsen van de twee versterkertrappen in de behuizing (zie figuur 13.1). Hierbij werden twee printplaatjes, met een volledig massavlak, ertussen gevoegd zodat de behuizing in meerdere afgeschermdde compartimenten werd opgedeeld. Een conditioneel stabiel systeem werd verkregen: de stabiliteit was afhankelijk van de ingangsimpedantie en de uitgangsimpedantie. Het circuit werd onstabiel wanneer een te lage impedantie aan de ingang werd gekoppeld. Dit kon verholpen worden door een weerstand van 5Ω in serie met de ingang te plaatsen. Deze weerstand werd voor de kwart-golf lengte transformator geplaatst.

Door deze toevoeging werd de ingang stabiel. De nadelige gevolgen voor het toevoegen van deze weerstand zijn het signaalverlies en de toevoeging van een extra ruisbron.

Aanvankelijk leek de uitgangsimpedantie geen invloed te hebben op de stabiliteit van het ontvangstcircuit maar wanneer een lange coax-kabel aan de uitgang werd gehangen oscilleerde het circuit. Waarschijnlijk zorgt de toegevoegde capaciteit van de kabel voor instabiliteit. Dit probleem kon verholpen worden door de afschermingsprintplaatjes vast te klemmen met stukjes desoldeerlint en deze dan vast te solderen. Ook werden deze plaatjes nog eens met een apart draadje verbonden met de massa.

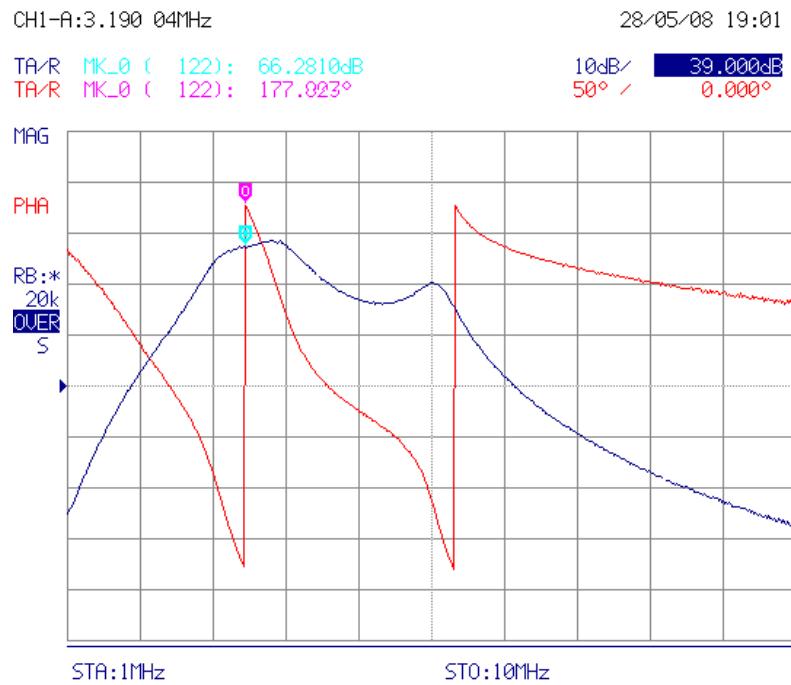
De versterker is nu stabiel wanneer het zijn plaats in het systeem inneemt. Dit is geen garantie dat het nooit meer zou oscilleren. Daarvoor zouden meer stabiliteitstesten moeten uitgevoerd worden.

13.3 Meting van het ontvangstcircuit

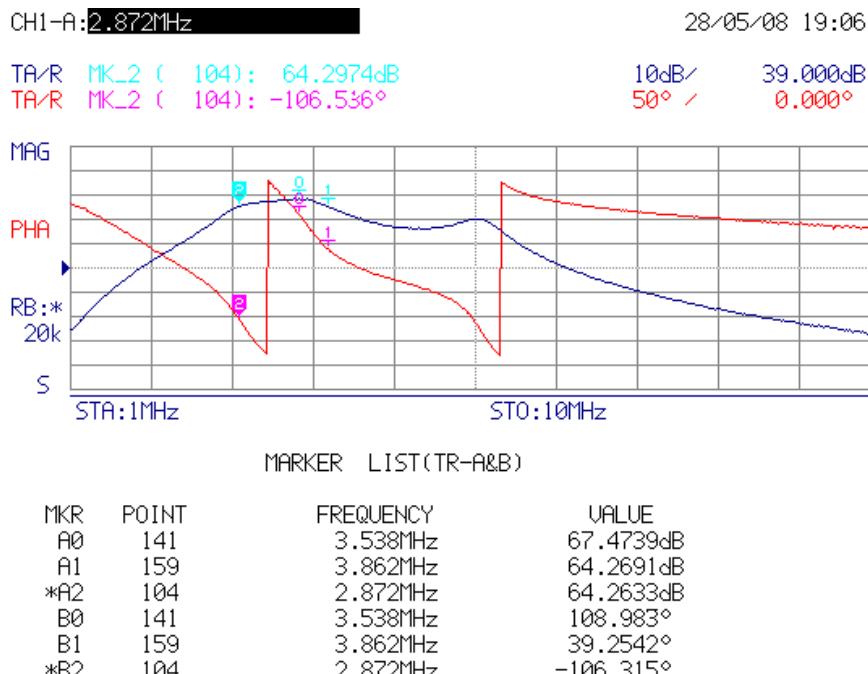
Nadat het ontvangstcircuit zo goed mogelijk gestabiliseerd werd kon de transmissiekarakteristiek gemeten worden (zie figuur 13.14). De uiteindelijke versterking bedraagt 66.2dB. Ook werd de bandbreedte gemeten (zie figuur 13.15). Deze bedraagt ongeveer 1MHz en de kwaliteitsfactor is 3.5. De frequentieband begint bij 2.87MHz en eindigt bij 3.86MHz. Omdat het ontvangstcircuit al een goede banddoorlaatfiltering heeft was het niet meer noodzakelijk extra filters aan het ontvangstcircuit toe te voegen.

Omdat in de ontkoppeling spoelen zitten met ferrietkernen werd de transmissiemeting herhaald wanneer het ontvangstcircuit zich op zijn finale locatie in de elektromagneet bevond. Het magnetisch veld op die locatie heeft geen invloed op de transmissiekarakteristiek.

De banddoorlaatfiltering in het ontvangstcircuit bepaalt de bandbreedte van het hele systeem (afgezien van de limieten van de acquisitiekaart) en dus ook voor welke veldsterktes van het statisch magnetisch B_0 -veld dit systeem gebruikt kan worden. Via formule 2.4 kan worden afgeleid dat het statisch magnetisch B_0 -veld een veldsterkte tussen 67mT en 90mT moet hebben opdat het ontworpen systeem kan gebruikt worden.



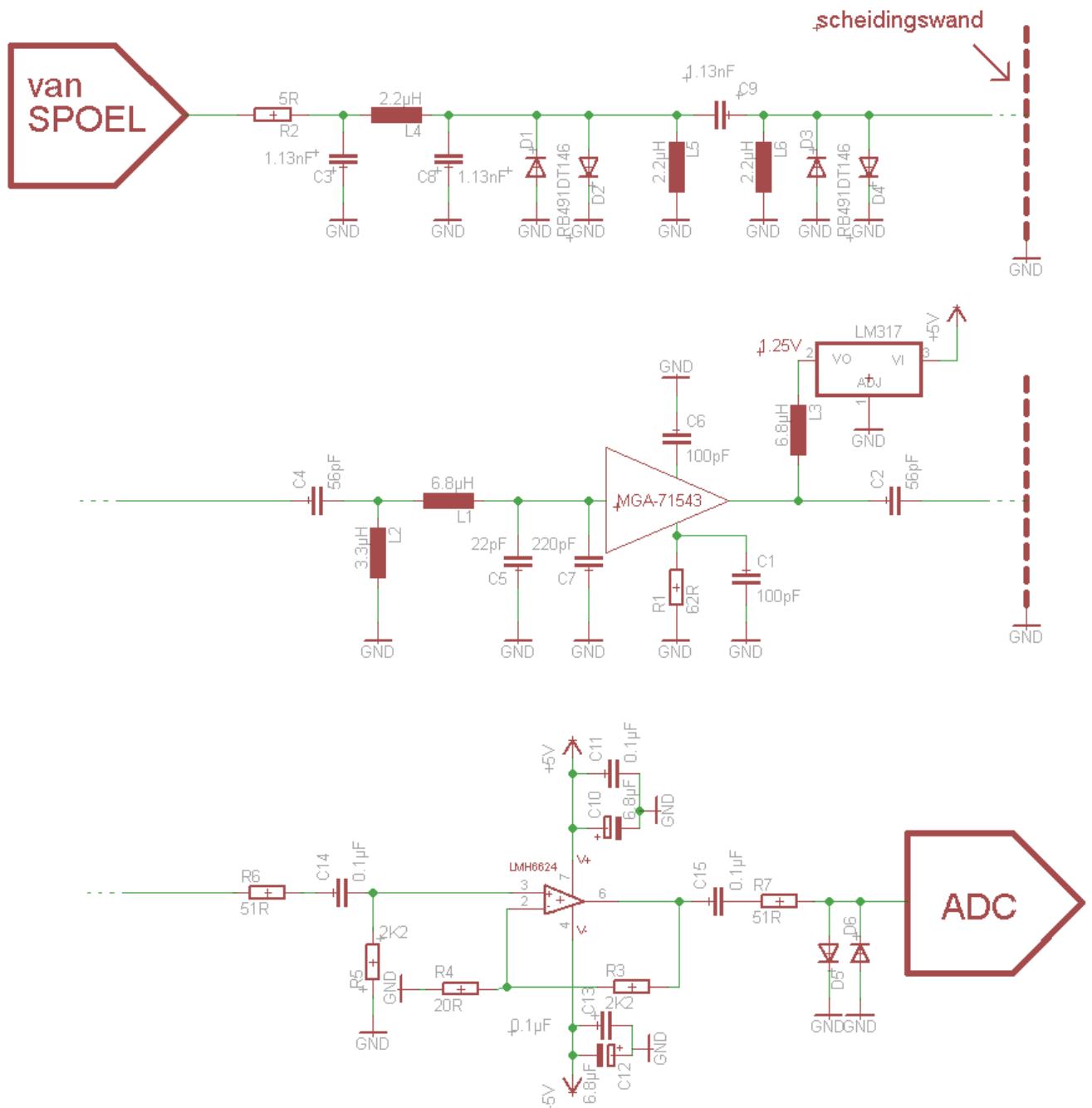
Figuur 13.14: Transmissiemeting van het ontvangstcircuit.



Figuur 13.15: Bepaling van de bandbreedte van het ontvangstcircuit.

13.4 Resultaat

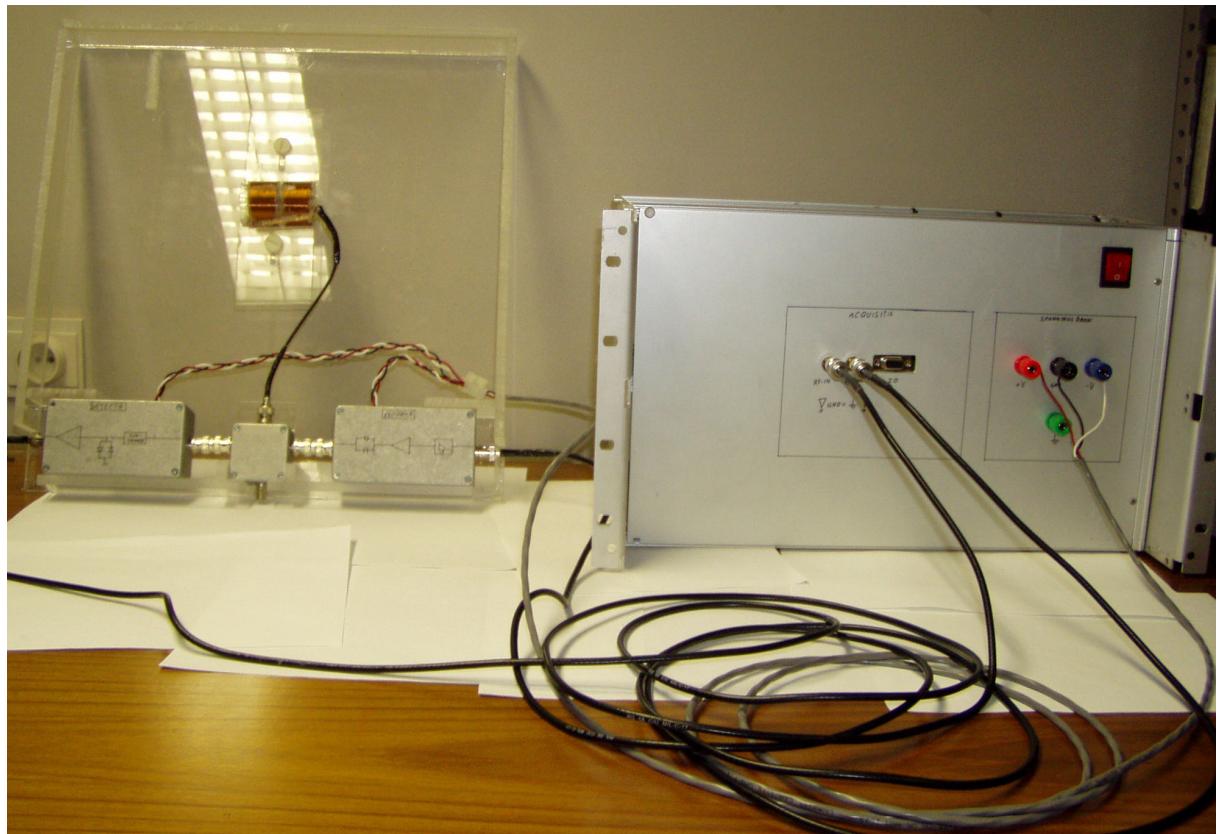
Er werd een ontvangstcircuit geconstrueerd met een versterking van 66.2dB en een bandbreedte van 1MHz. Bij ingangsvermogens hoger dan -10dbm wordt de voorversterker beschermd omdat de ingang van het zencircuit hoogimpedant wordt door de ontkoppling. Wanneer het ontvangstcircuit zijn plaats inneemt in het systeem is het stabiel. De stabiliteit moet verder uitgetest worden om onvoorwaardelijke stabiliteit te garanderen. Het volledige schema van het circuit wordt weergegeven in figuur 13.16.



Figuur 13.16: Schema van het finale ontvangstcircuit.

Hoofdstuk 14

Realisatie Constructies

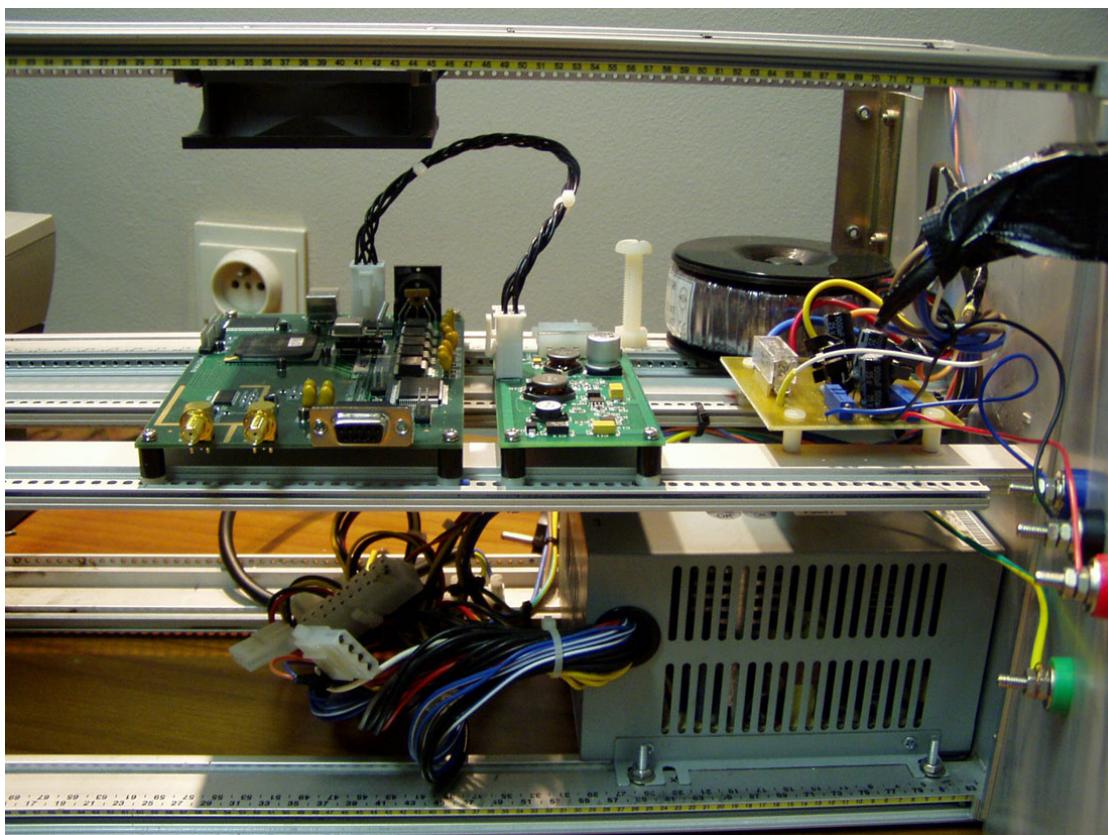


Figuur 14.1: Foto van het systeem.

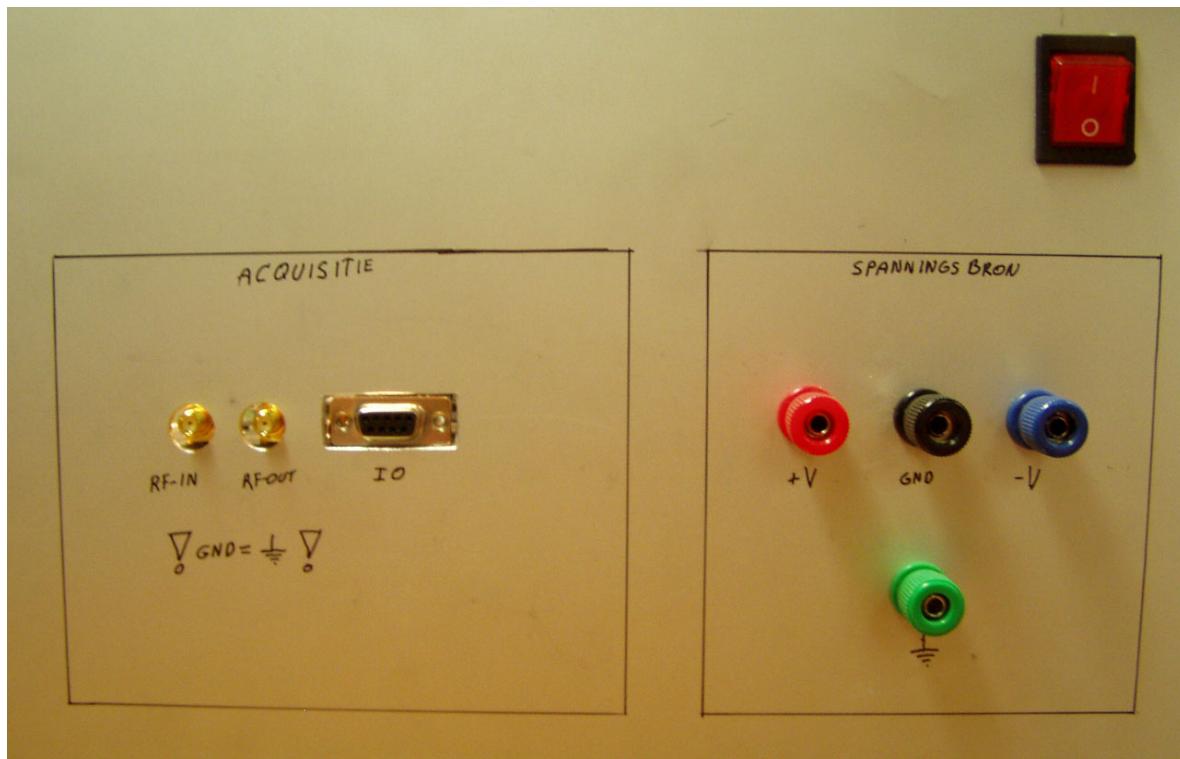
Dit hoofdstuk toont een paar foto's van de 19"-module en de schuifdoos. In figuur 14.1 wordt het totale systeem afgebeeld: links de schuifdoos met daarin de behuizingen voor het zendcircuit, ontvangstcircuit en de spoel. Rechts wordt de 19"-module afgebeeld.

14.1 19"-module

In de 19"-module werd de acquisitiekaart, de voeding voor de acquisitiekaart, de koeling voor de acquisitiekaart en de spanningsbron van $\pm 18V$ ondergebracht. Via connectoren en gaten in de aluminium voorplaat kunnen deze aangesloten worden aan het systeem. Figuur 14.2 toont op het bovenste niveau van links naar rechts de acquisitiekaart, de voeding voor de acquisitiekaart en de spanningsbron. Achter de spanningsbron is de toroïdale transformator gemonteerd. Boven de acquisitiekaart hangt een ventilator die de acquisitiekaart koel houdt. Op het onderste niveau is een atx-computervoeding gemonteerd die stroom geeft aan de voeding van de acquisitiekaart en de aan ventilator. Rechts van de acquisitiekaart en van de atx-computervoeding is er nog plaats voor extra elektronica. Doordat alles vastgezezen is wordt een robuust systeem bekomen. Figuur 14.3 toont de 19"-module wanneer deze gesloten is.



Figuur 14.2: Foto van de binnenkant van de 19"-module.

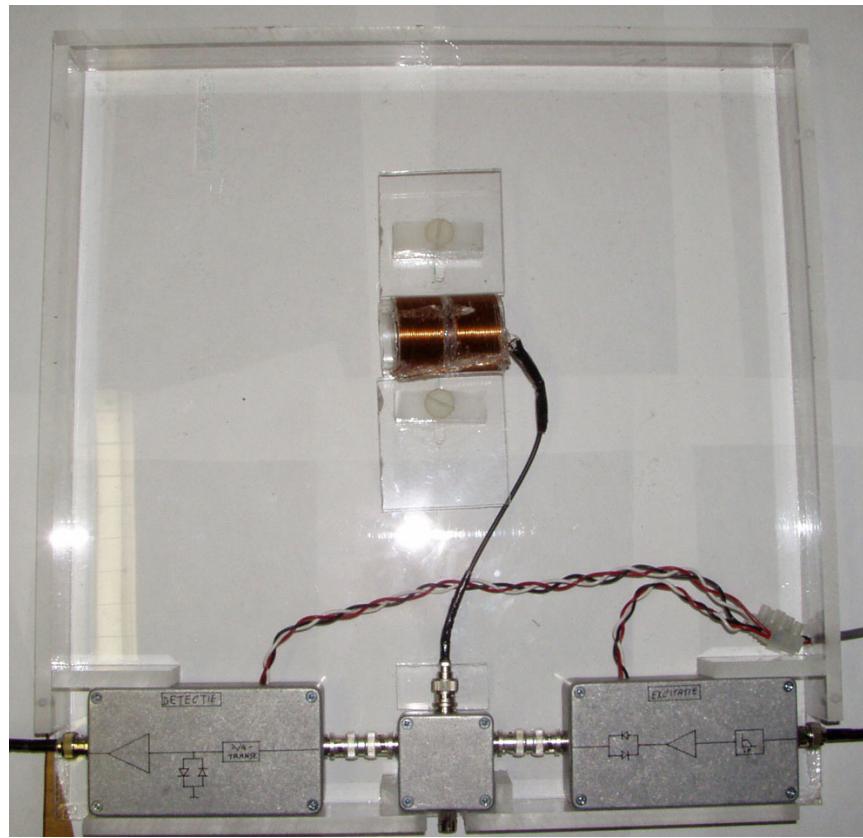


Figuur 14.3: Foto van de voorkant van de 19"-module.

14.2 Schuifdoos

De schuifdoos bestaat uit een dikke onderplaat voor de stevigheid en een opvijsbare bovenplaat (zie figuur 14.4). Er werd plaats voorzien voor de behuizingen van het zendcircuit, ontvangstcircuit en van het aanpassingsnetwerk. De spoel wordt geklemd tussen 2 plaatjes voorzien van gleuven. Deze twee plaatjes kunnen tegen de spoel geschoven worden en gespannen worden. Op deze foto werd de verplaatsing van het aanpassingsnetwerk naar de spoel nog niet doorgevoerd.

Aanvankelijk waren de behuizingen voor het zend- en ontvangstcircuit naar de buitenkanten verschoven. Maar de afstand tussen deze doosjes en het aanpassingsnetwerk was te klein om een kabel tussen te steken. Daarbij stak aan de linkerkant de connector uit de doos waardoor de doos niet in de elektromagneet kon geschoven worden. Deze connector bleef steken achter de kooi van Faraday. Daarom werden de doosjes naar binnen geschoven en verbonden met vrouwelijke BNC-verbindingstukken.



Figuur 14.4: Foto van de schuifdoos.

14.3 Resultaat

Er werd een robuuste constructie gerealiseerd om de acquisitiekaart en de spanningsbron in onder te brengen. Daarnaast werd een schuifdoos gerealiseerd waardoor de spoel een vaste positie in de elektromagneet kan aannemen. Hierin zit ook de zend- en ontvangstelektronica. Daardoor bestaat het systeem uit slechts 2 constructies die verbonden zijn met elkaar via 2 coax kabels en een voedingslijn.

Hoofdstuk 15

Eindresultaat

Het zendcircuit kan een vermogen van 0.95W uitsturen. Het ontvangstcircuit heeft een versterking van 66.2dB. De spoel heeft een aangepaste impedantie op een vaste locatie in de elektromagneet. Het zend- en het ontvangstcircuit zijn aangesloten op de acquisitiekaart. Dit alles is ondergebracht in een robuuste constructie.

De volgende stap is het controleren van het ruisniveau aan de uitgang van het ontvangstcircuit. Deze dient zo laag mogelijk te zijn opdat de signaal-op-ruis verhouding groot genoeg blijft. Het ruisniveau aan de uitgang van het ontvangstcircuit mag zeker niet groter zijn dan $1.2V_{pp}$ omdat gekruiste diodes hogere spanningen beperken. Deze veiligheidsdiodes voorkomen te hoge spanningen aan de ingang van de acquisitiekaart.

De coaxkabels werden aangesloten aan doorkoppelconnectoren die gemonteerd zijn in de kooi van Faraday. Deze kooi staat rond de elektromagneet en schermt het systeem af voor externe elektromagnetische storing.

Bij het aansluiten van een oscilloscoop aan het ontvangstcircuit werd een sinus met ruis waargenomen. Dit signaal overschrijdt de maximumamplitude vastgelegd door de veiligheidsdiodes niet. Deze sinus zou kunnen komen door een storing van buitenaf of door een instabiliteit in het systeem. Verder onderzoek dient verricht te worden naar de ruis- en stoornissen in het systeem.

De stroombron van de elektromagneet dient geoptimaliseerd te worden omdat een zeer stabiele, afgeschermd en zo geruisloos mogelijke stroombron vereist is.

In de besproken configuratie is de voorversterker stabiel gekregen. Toch dient hiermee omzichtig omgesprongen te worden omdat onvoorwaardelijke stabiliteit niet gegerandeerd kan worden.

Het systeem kan pulsen verzenden en signalen ontvangen. Verdere optimalisatie is noodzakelijk om NMR-experimenten met succes te kunnen uitvoeren.

Slotbeschouwing

In het kader van deze masterproef werd een aanzet genomen tot de constructie van een benchtop NMR-toestel.

In een NMR-experiment wordt een sample in een statisch magnetisch veld gelegd. De spins in deze sample zijn in rust gericht volgens dit magnetisch veld. Daarna volgt een sequentie van zenden en ontvangen. Tijdens het zenden wordt een wisselend magnetisch B_1 -veld met een frequentie gelijk aan de Larmorfrequentie naar de spins verzonden(excitatie). Vervolgens wordt energie van deze spins ontvangen(detectie).

Als eerste stap in dit werk werd de gebruikte elektromagneet grondig bestudeerd. Aan de elektromagneet worden relatief hoge eisen gesteld op het vlak van stabiliteit en homogeniteit opdat een NMR-experiment mogelijk zou zijn. Na metingen met een Hall-sensor kon worden geconcludeerd dat de elektromagneet voldoende homogeen is voor NMR-experimenten. In de ruimte tussen de ferrietplaten wijkt het magnetisch veld minder dan 0.72% af. De magnetische velddrift over een lange tijdsperiode is te groot voor langdurige NMR-experimenten. De magnetische velddrift bedraagt maximaal 2.26%. Uit de meting van het magnetisch veld kan geconcludeerd worden dat de elektromagneet voldoet voor korte NMR-experimenten als de grootte van het magnetisch veld gekend is.

De spoel is een goede transducer om elektrische energie om te zetten naar magnetische energie en omgekeerd. In het ontworpen systeem is gekozen voor een solenoïde die wordt gebruikt voor excitatie én detectie. De geconstrueerde spoel heeft een lengte van 6.4 cm en een diameter van 4 cm. Deze diameter is beperkt door de hoogte van de ruimte tussen de ferrietplaten van de elektromagneet. Uit simulaties werd afgeleid dat de spoel een magnetisch veld opwekt van $0.812 \frac{mT}{A}$. Dankzij een impedantieaanpassingsnetwerk wordt de impedantie van de spoel aangepast aan de ingang van het ontvangstcircuit (50Ω). Om in een NMR-experiment de spins te kunnen exciteren moet een juiste hoeveelheid energie via de spoel naar de spins verzonden worden. Deze excitatie wordt aangestuurd door de acquisitiekaart. De vereiste energie is veel hoger dan de digitaal-naar-analoog converter van de acquisitiekaart kan leveren. Daarom werd een schakeling gebouwd die het vereiste vermogen kan leveren. Deze schakeling kan een maximaal vermogen van 0.95W leveren. Met dit vermogen kan een π -puls met een bandbreedte van 4.76kHz gevormd worden.

De ontvangen energie tijdens de detectie is veel te zwak om door de analoog-naar-digitaal

converter van de acquisitiekaart bemonsterd te kunnen worden. Met de gebruikte spoel en magneetveld werd een amplitude van $33.3\mu V$ berekend. Deze spanning moet met 78.49dB versterkt worden opdat het goed zou kunnen bemonsterd worden door de acquisitiekaart. Er werd daarom een versterker geconstrueerd met een versterking van 66.2dB. Deze versterker bestaat uit meerdere versterkingstrappen en was zeer moeilijk stabiel te krijgen.

Het zend- en het ontvangstcircuit moeten tijdens respectievelijk excitatie en detectie om de beurt verbonden zijn met de spoel. Hierbij mag de uitgang van de zendversterker niet verbonden zijn met de ingang van de ontvangstversterker omdat het uitgestuurde vermogen van de zendversterker de ingang van de ontvangstversterker zou vernielen. Daarom werd een ontkoppelschakeling ontworpen bestaande uit gekruiste diodes en kwart-golf lengte transformatoren, die ervoor zorgt dat zender en ontvanger niet rechtstreeks met elkaar verbonden zijn. De kwart-golf lengte transformatoren worden uitgevoerd door middel van artificiële lijnen met reactieve elementen.

De spoel, het zend- en het ontvangstcircuit(inclusief ontkoppeling) werden in een behuizing van polymethylmethacrylaat(PMMA) gemonteerd. Deze behuizing kan in de elektromagneet geschoven worden zodat de spoel zich op een eenduidige locatie in de elektromagneet bevindt en er reproduceerbare experimenten kunnen uitgevoerd worden. De acquisitiekaart en de voeding voor het zend- en ontvangstcircuit werden in een 19"-module gemonteerd.

Het systeem is aanstuurbbaar door een PC via de acquisitiekaart: pulsen kunnen verstuur worden en het ontvangen signaal kan gedetecteerd worden. Om NMR-experimenten uit te voeren is verdere optimalisatie van het systeem vereist.

Bibliografie

- [1] Y. De Deene, “Magnetic Resonance Imaging: From basic principles to advanced techniques - A Biomedical Engineering Perspective,[teaching course],” 2010.
- [2] J. P. Hornak en Ph.D., “The basics of nmr,” <http://www.cis.rit.edu/htbooks/nmr/>, 2011.
- [3] D. Price, I. Delakis, C. Renaud, en R. Dickinson, “MRI scanners: a buyer’s guide,” 2011.
- [4] A. V.Sahakian, C. Hayes, en B. Yalvac, “An inexpensive laboratory module to teach principles of nmr/mri,” *Proceedings of the 2005 American Society for Engineering Education*, 2005.
- [5] J. Kirsch en R. Newman, “A pulse nmr experiment for an undergraduate physics laboratory,” *Physics department MIT*.
- [6] M. Billeter, G. M. Nijm, B. Yalvac, en A. Sahakian, “A laboratory demonstration of spatial encoding in mri,” *American Society for Engineering Education*, 2006.
- [7] D. D. Griffin, R. L. Kleinberg, en M. Fukuhara, “Low-frequency nmr spectrometer,” *Meas. Sci Technol. 4 9968*, 1993.
- [8] S. J. Qin, L. Ying, en L. Gengying, “Home-built magnetic resonance imaging system (0.3t) with a complete digital spectrometer,” *American Institute of Physics*, 2005.
- [9] K. N. Henrichsen, C. Reymond, en M. Tkatchenko, *chapter 6: Methods and instrumentation for magnetic field measurement.* Prentice Hall, 2001.
- [10] Henrichsen, Reymond, en Tkatchenko, *Handbook of Applied Superconductivity Volume 1.* Taylor Francis, 1998.
- [11] R. R. Spencer en M. S. Ghaussi, *Introduction to Electronic Circuit Design.* Prentice Hall, 2001.
- [12] L. Colman, “cursus elektronische meetapparaten,” 2008.
- [13] T. Ceulemans, “Excitatie en detectie van hypergepolariseerde gassen,” 2009.

- [14] J. Mispelter, M. Lupu, en A. Briguet, *NMR Probeheads for biophysical and biomedical experiments*. Imperial college Press, 2006.
- [15] L. Thede, *Practical Analog and Digital Filter Design*. Wiley, 2010.
- [16] R. Sorrentino en G. Bianchi, *Microwave and RF Engineering*. Artech House, Inc., 2004.
- [17] L. Besser en R. Gilmor, *Practical RF circuit design for modern wireless systems*. Artech House, Inc., 2003.
- [18] B. Carter en R. Mancini, *Op amps for everyone*. Elsevier Inc., 2009.
- [19] D.-I. T. Buch, “Design of rlc-band pass filters,” *University of Rostock: Lecture script WS2010/11 E.U.I.T.T.*, 2010.
- [20] Honeywell, *MICRO SWITCH Sensing and Control*. Honeywell, 1998, ch. 2: Hall effect Sensors, pp. 951–965.
- [21] K. Iniewski, *Medical Imaging Principles, Detectors, and Electronics*. Wiley, 2009.
- [22] S. Winder, *Analog and Digital Filter Design*. newnes, 2002.
- [23] Mini-Circuits, “Understanding noise parameter measurement,” *AN-60-040*, 2009.
- [24] V. Janásek, “Design of ultra low noise amplifiers,” *JanasCard*.
- [25] J. Vandewege, “High speed electronics[course],” 2010.

