

Markus MÜHLBACHER–KARRER

Trägerfrequenzverfahren für die
Frequenzbereichs-Erweiterung des Grazer
Induktionstomographie-Systems bis 10 MHz

Diplomarbeit



Institut für

Medizintechnik

Technische Universität Graz

Kronesgasse 5, A-8010 Graz

Vorstand: Univ.–Prof. Dipl.–Ing. Dr.techn. Rudolf Stollberger

Betreuer und Begutachter:

Ao. Univ.–Prof. Dipl.–Ing. Dr.techn. Hermann Scharfetter

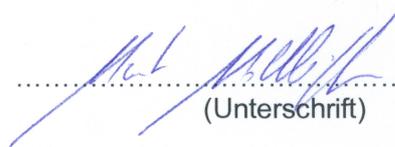
Graz, Februar 2013

Deutsche Fassung:
Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008
Genehmigung des Senates am 1.12.2008

EIDESSTÄTTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am 22.02.2013


.....
(Unterschrift)

Englische Fassung:

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

22.02.2013
.....
date


.....
(signature)

Danksagung

Diese Diplomarbeit entstand in Kooperation mit dem Institut für Medizintechnik. Ich möchte mich an dieser Stelle bei allen Personen, die mich während der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben, recht herzlich bedanken.

Ein besonderer Dank gilt meinem Betreuer Herrn Prof. Hermann Scharfetter, der mir jederzeit mit seinem Wissen und seinen Erfahrungen zur Seite stand, und mich bei der Lösung technischer Probleme großartig unterstützte.

Ich bedanke mich bei meiner Familie, die mir während der gesamten Studienzeit ein starker Rückhalt war, und die mich auch finanziell sehr großzügig unterstützt hat.

Weiters möchte ich mich bei meinen Studienkollegen und den Mitgliedern des HSZS im besonderen bei Stephan Österbauer bedanken. Ohne sie wäre die Studienzeit nicht so spannend und ereignisreich abgelaufen.

Bei Romana, die mich meine gesamte Studienzeit motiviert hat und mich stets ermutigte diese Arbeit fertigzustellen. Vielen Dank für deine Unterstützung.

Abstract

Magnetic induction tomography (MIT) is a non-invasive measurement system which has been proposed for use in medicine for diagnostic imaging procedures. The existing MIT system in Graz has 16 channels and is operated with a corresponding control software. The frequency range of this device is 50 kHz to 1 MHz.

The aim of this study is to extend the frequency range of the existing measurement system. This modification can be achieved through a change of the hardware developing a new measurement channel. Therefore a diode double balanced mixer is used for the frequency translation. The interfaces of the new hardware are modular to ensure a proper connection with the existing MIT system in Graz. The new hardware is verified by using measurements of conductivity samples (up to $10 \frac{\text{S}}{\text{m}}$). The results show that the new measurement channel can be used up to a frequency of 7 MHz.

key words:

magnetic induction tomography, diode double balanced mixer, noise, low noise amplifier, passive electrical properties

Kurzfassung

Die magnetische Induktionstomographie (MIT) ist ein nicht invasives Messverfahren, das für medizinische bildgebende Diagnoseverfahren angewandt wird. Der bestehende Magnetinduktionstomograph in Graz besteht aus 16 Kanälen und einer dazugehörigen Auswertungssoftware der Messsignale. Der Messfrequenzbereich des MIT-Tomographen erstreckt sich von 50 kHz bis 1 MHz.

In dieser Arbeit wurde ein neuer Messkanal entwickelt, welcher den nutzbaren Frequenzbereich des bestehenden Magnetinduktionstomographen in Graz erweitert. Diese Erweiterung wird durch eine Modifikation der Hardware realisiert. Als Baustein für die Frequenzumsetzung wird ein passiver Diodenringmischer verwendet. Die Schnittstellen der neuen Sende- und Empfangsplatine sind modular aufgebaut um ein Verbinden mit dem bestehenden System zu ermöglichen. Der Messkanal wird durch Messungen von Lösungen mit verschiedenen Leitfähigkeiten bis $10 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ verifiziert. Die Resultate zeigen, dass der Messkanal bis zu einer Frequenz von 7 MHz verifiziert wurde und somit bis zu diesem Frequenzbereich verwendet werden kann.

Schlüsselwörter:

Magnetische Induktionstomographie, Diodenringmischer, Rauschen, rauscharmer Verstärker, passive elektrische Eigenschaften

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Definition von Magnetinduktionstomographie (MIT)	1
1.2	Dispersionsbereiche	3
1.2.1	α Bereich	3
1.2.2	β Bereich	5
1.2.3	γ Bereich	6
1.3	Bestehendes MK2 System an der TU Graz	6
1.3.1	Entwicklungen von anderen Forschungseinrichtungen	8
1.4	Anwendungen des MIT	11
1.4.1	Anwendungen der MIT-Technologie	11
1.4.2	MIT-Anwendungen im medizinischen Bereich	11
1.5	Aufgabenstellung	12
2	Methoden	15
2.1	Mischer	15
2.1.1	Der ideale Mischer	15
2.1.2	Der reale Mischer	16
2.1.3	Mischerkenngrößen	16
2.1.4	Diodenringmischer	20
2.2	Rauschen	22

2.2.1	Allgemeines	22
2.2.2	Thermisches Rauschen (Thermal Noise)	22
2.2.3	Funkelrauschen (Flicker Noise)	24
2.2.4	Popcorn-Rauschen (Burst Noise)	24
2.2.5	Schrotrauschen (Shot Noise)	24
2.2.6	Avalanche-Rauschen	25
2.2.7	Rauschfarben	25
2.3	Schaltungsanalyse	27
2.3.1	Transmitterschaltung	27
2.3.2	Receiverschaltung	30
2.4	S-Parameter	33
2.5	Rauschkenngrößen	36
2.5.1	Rauschfaktor (Noise Factor)	36
2.5.2	Rauschzahl (Noise Figure)	36
2.5.3	Rauschtemperatur	36
2.5.4	Kettenrauschzahl	37
2.5.5	Rauschberechnung der Operationsverstärker THS4271D und THS3202D	38
2.6	Versuchsaufbau	41
2.6.1	Messanordnung	41
2.6.2	Probelösungen	44
2.6.3	Übertragungskennlinie	44
2.6.4	Phasenwinkel	45
2.6.5	Korrekturverfahren	46
3	Ergebnisse	47
3.1	Rauschanalyse des Receivers	47
3.2	Spulensystem	50
3.2.1	Resonanzfrequenz und parasitäre Kapazität C_{Para}	51

3.3	Übertragungsfunktion des Messkreises	51
3.4	Messproben	53
3.4.1	Boxplots der Messergebnisse	59
4	Diskussion	66
4.1	Zusammenfassung	66
4.1.1	Spulensystem	66
4.1.2	Stabilität des Messkreises	67
4.1.3	Statistische Auswertung	67
4.2	Ausblick	68
4.2.1	Hardwaremodifikationen	68
4.2.2	Softwaremodifikationen	69
	Anhänge	70
A	Hardwareübersicht	71
A.1	Transmitterschaltung	72
A.1.1	Schaltplan und Layout	72
A.1.2	Bauteilliste	74
A.2	Receiverschaltung	75
A.2.1	Schaltplan und Layout	75
A.2.2	Bauteilliste	77
B	Geräteverzeichnis	79
B.1	Verwendete Geräte	79
B.2	Verwendete Software	80
B.3	Datenblätter	80
C	Abkürzungen	81
D	Symbole	83

Abbildungsverzeichnis

87

Tabellenverzeichnis

88

Literaturverzeichnis

92

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Definition von Magnetinduktionstomographie (MIT)

Die magnetische Induktionstomographie (MIT) ist ein bildgebendes Diagnoseverfahren. Da es sich um ein nicht invasives Messsystem handelt, ist sie für die Anwendung am Patienten potentiell von großem Vorteil. Ein gesamtes MIT-System besteht aus mehreren Transmitter- und Receiverspulen, wobei die Transmitterspulen ein primäres Magnetfeld B_0 aufbauen. Dieses Magnetfeld durchdringt das Gewebe, wodurch Wirbelströme im intra- und extrazellulären Bereich entstehen. Das so entstandene Wirbelstromfeld überlagert das primäre Magnetfeld und verändert dieses im Gewebe (= sekundäres Magnetfeld). Die sekundäre Seite des Tomographen entspricht der Empfängerseite. Auf dieser Seite werden die induzierten Spannungen von beiden Magnetfeldern erfasst. Die gemessene Spannung V besteht aus den Komponenten V_0 und ΔV welche durch das primäre Magnetfeld B_0 bzw. durch das Störmagnetfeld ΔB hervorgerufen werden. Die gemessene induzierte Spannung V steht somit im Zusammenhang mit der Leitfähigkeit des zu untersuchen-

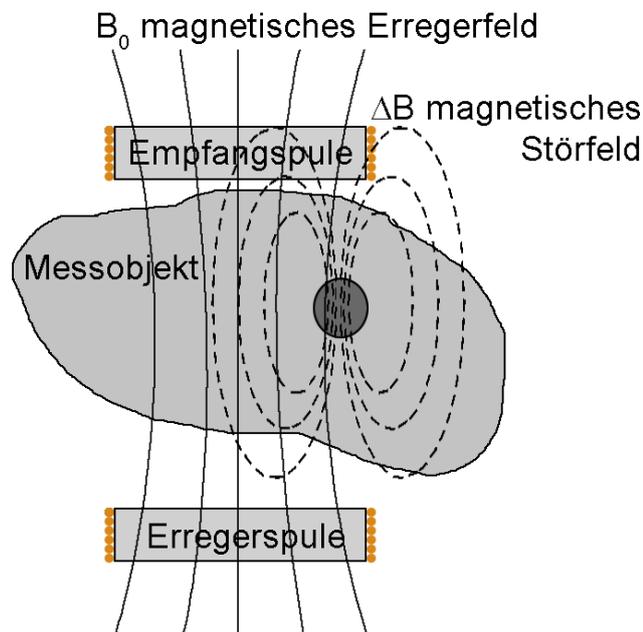


Abbildung 1.1: Ein Kanal eines MIT-Tomographen bestehend aus einer Erreger- und einer Empfangsspule. Das magnetische Erregerfeld B_0 (durchgezogene Linien) wird durch die Erregerspule erzeugt. Die strichlierten Linien beschreiben das Störmagnetfeld ΔB , welches durch das Messobjekt erzeugt wird.

den Gewebes. Die MIT hat den technischen Nachteil, dass das Signal, welches im Störmagnetfeld ΔB induziert wird, wesentlich kleiner ist, als das mit den Transmitterspulen im primären Magnetfeld B_0 erzeugte (siehe Abbildung 1.1) [Mer04] [Rie04].

Somit muss die Messhardware speziell entwickelt werden, um die Detektion des Signals zu ermöglichen. Bei vergleichbaren Messsystemen, wie z. B. bei der Elektrischen Impedanz Tomographie (EIT) oder bei der Induced-current electrical impedance tomography (IC-EIT), wird die Potentialdifferenz der Oberfläche des Körpers durch Elektroden gemessen. Letztere Verfahren arbeiten zwar nach dem gleichen physikalischen Prinzip, bringen aber andere Nachteile mit sich. Da bei beiden Systemen die Messspannungen über Elektroden abgeleitet werden, besteht die Gefahr,

dass durch eine veränderte Elektrodenposition Artefakte auftreten. Dies kann bereits durch minimale Bewegungen wie z. B. durch das Atmen während der Messungen, auftreten. Außerdem kann das Anbringen der Elektrode bei sehr schmerzempfindlichen Patienten zu Problemen führen [Rie04]. Ein weiterer Fehler entsteht durch die schlecht definierten Elektrodenimpedanzen.

1.2 Dispersionsbereiche

Jedes biologische Gewebe weist als Gerüst eine bestimmte Zellstruktur auf. Makroskopisch betrachtet, unterscheidet man dabei zwischen extrazellulären Volumina (EZV) und intrazellulären Volumina (IZV). Das elektrische Modell und die sich daraus ergebenden Eigenschaften eines biologischen Gewebes werden durch die passiven elektrischen Eigenschaften (PEP) charakterisiert, wobei die Konduktivität σ , die Permittivität ϵ und die Permeabilität μ beschrieben werden. Diese drei Eigenschaften sind im Allgemeinen jeweils von der Frequenz abhängig. Das MIT-Messverfahren reagiert auf σ , ϵ und μ [Gri01]. Je höher die Frequenz ist, desto kleiner wird der Betrag der Permittivität. Im Gegensatz dazu kann man bei einem Anstieg der Frequenz eine Erhöhung der Leitfähigkeit beobachten. Abhängig vom jeweiligen Frequenzbereich werden die Veränderungen in drei große Abschnitte gegliedert. Diese Einteilung erfolgt in die Dispersionsbereiche α , β und γ [Sch57], wie in Abbildung 1.2 dargestellt.

1.2.1 α Bereich

Die α -Dispersion erstreckt sich laut Schwan vom Sub-Herz Bereich bis 10 kHz [Sch57]. Dieser Bereich wird durch den Relaxationsprozess von Dipolen verursacht, welche aufgrund von großen Molekülen vorhanden sind. Während die Permittivität in der α -Dispersion gut erkennbar ist, zeigt sich die Konduktivität

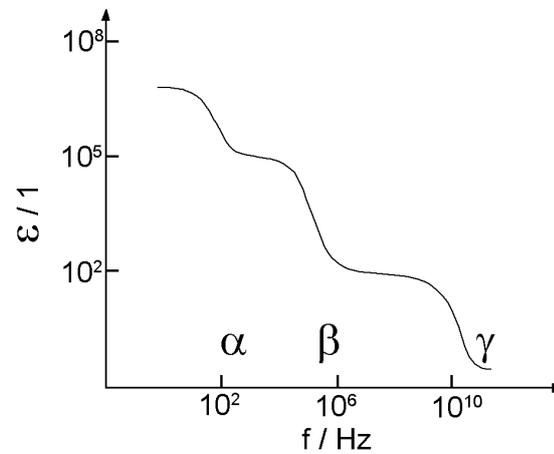


Abbildung 1.2: Die Abbildung zeigt den Verlauf der relativen Permittivität ϵ über die Frequenz f an. Es ist bei den drei Dispersionsbereichen (α , β und γ) ein starker Abfall der Permittivität erkennbar [Sch94].

des Gewebes nur sehr schwach ausgeprägt.

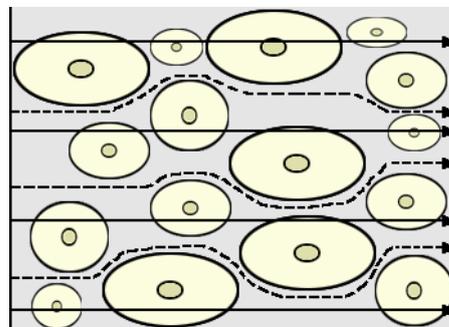


Abbildung 1.3: Die Abbildung zeigt Zellen verschiedener Größe mit dem Zellkern. Bei niedrigen Frequenzen ($f < \beta$ -Dispersion) befindet sich der Strompfad nur im EZV, dargestellt durch die strichlierten Linien. Bei höheren Frequenzen ($f > \beta$ -Dispersion) gilt der durch die durchgezogenen Linien dargestellte Strompfad durch die Zelle [GM08].

1.2.2 β Bereich

Die β -Dispersion tritt im Frequenzbereich von 100 kHz bis 10 MHz auf [Sch57]. Bei einer Frequenz unterhalb der β -Dispersion hat die Zellmembran eine hohe Impedanz, der Stromfluss läuft nur durch das EZV. Bei höheren Frequenzen als die charakteristische Frequenz der β -Dispersion wird die Membrankapazität kurzgeschlossen. Die Ströme können somit direkt die IZV durchdringen und reduzieren dadurch die Impedanz. Dieser Effekt wird in der Abbildung 1.3 graphisch dargestellt und zum größten Teil durch die Grenzflächenpolarisation verursacht.

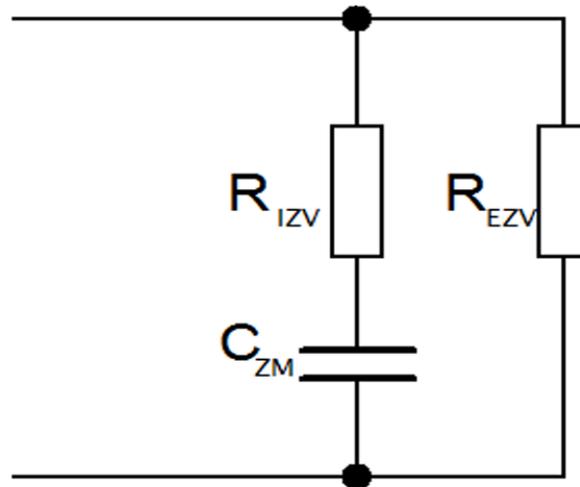


Abbildung 1.4: Das elektrische Ersatzschaltbild (ESB) einer Zelle. R_{EZV} : Widerstand des EZV, R_{IZV} : Widerstand des IZV und C_{ZM} : Kapazität der Zellmembran [GM08].

Zelle in einem Medium

Das in Abbildung 1.4 gezeigte Ersatzschaltbild veranschaulicht welche Komponenten zum Modellieren notwendig sind. Die Zellmembran wird modelliert durch eine Kapazität C_{ZM} . Die IZV können durch einen Widerstand R_{IZV} modelliert werden. Die EZV besitzen die Widerstandskomponente R_{EZV} .

1.2.3 γ Bereich

Frequenzen über 100 MHz werden der γ -Dispersion zugeordnet [Sch57]. Die Zellmembran weist durch die hohe Frequenz einen Kurzschluss auf. In diesem Frequenzbereich sind die elektrisch geladenen H_2O Dipolmoleküle dominierend [Rie04]. Der Permittivitätsbetrag ist jedoch unabhängig vom elektrischen Feld.

1.3 Bestehendes MK2 System an der TU Graz

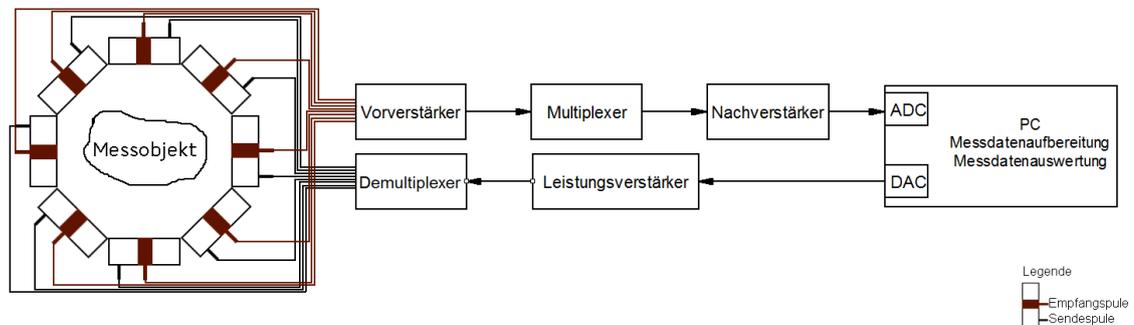


Abbildung 1.5: Schematischer Aufbau des MK2 Systems am Institut für Medizintechnik an der Technischen Universität Graz [SKI08].

Das bestehende MK2 Messsystem [SKI08] an der Technischen Universität Graz (TU Graz) ist als Blockschaltbild in Abbildung 1.5 dargestellt. Es besteht aus 16 Sende- und 16 Empfangspulen, die in zwei Ringen mit jeweils acht Kanälen angeordnet sind, wobei die Spulen am oberen Ring und die Spulen am unteren Ring um 22.5° versetzt sind. Die Steuerung des gesamten Systems erfolgt über ein LabView Programm.

Im Sendekreis gibt es zwei Verstärker, einen Hochpegelverstärker und einen Leistungsverstärker. Der Hochpegelverstärker erhöht den Spitzenwert des Signals von 1 Volt auf 10 Volt. Der Leistungsverstärker wird verwendet um die Spulen mit der

benötigten Stromstärke zu betreiben, wobei jede Einheit eine maximale Stromstärke von 5 Ampere liefern kann. Die PA09 [Ape] Bausteine (Leistungsverstärker) sind gegen thermische Überlast geschützt. Die Erregerspulen haben einen Durchmesser von 100mm und weisen eine Induktivität von $11.2\mu\text{H}$ auf. Ein Draht mit 2mm Durchmesser ist mit acht Windungen auf einen Spulenkörper aufgewickelt. Dieser ist wiederum zur Schirmung mit einem Kupferband umwickelt, wobei das Band nicht geschlossen ist, sondern einen kleinen Spalt aufweist, um so induzierte Wirbelströme möglichst gering zu halten.

Zur Detektion des Signals verwendet man ein Planargradiometer. Dieses ist wie folgt aufgebaut: Es besteht aus drei Leiterplatten, wobei die oberste und die unterste die äußeren Platten bilden. Auf den Außenseiten aufgedruckte sternförmige Elemente bilden einen elektrischen Schirm, welcher eine kapazitive Kopplung zwischen den Spulen verhindert. Die mittlere Leiterplatte hingegen ist beidseitig bedruckt, wobei sich auf jeder Seite zwei Spulen befinden. Diese zwei Spulen liegen nebeneinander, sind aber gegensinnig orientiert. Die Anschlusspunkte des Gradiometers befinden sich in der Mitte der mittleren Leiterplatte. Wenn beide Spulen mit gleichem Fluss durchflossen werden, heben sich die induzierten Spannungen der beiden Hälften auf, überlagerte Feldstörungen durch asymmetrisch angeordnete Objekte werden jedoch detektiert.

Im Empfangsbereich sind zwei Verstärker angeordnet: der Vorverstärker und der Nachverstärker. Der Vorverstärker hat einen Verstärkungsgrad von 37,5. Es wurde versucht die Eingangsimpedanz hoch zu wählen, sodass die im Gradiometer auftretenden Ströme möglichst gering sind. Da die Platine mit dem Vorverstärker gleich hinter dem Gradiometer montiert ist, entstehen kurze Leitungslängen, die für geringe Phasenfehler sorgen. Nach den Vorverstärkereinheiten werden die 16 Kanäle mit Hilfe von Multiplexern auf acht Kanäle reduziert. Den Multiplexern nachgeschaltet sind die acht Nachverstärker, bei denen jede Verstärkereinheit einen Faktor zwei aufweist. Die Gesamtverstärkung errechnet sich aus Vorverstärker

und Nachverstärker und beträgt somit 75. Die Signalerfassung erfolgt mit einer Digitizerkarte der Firma National Instruments. Die gewonnenen Messergebnisse werden im LabView Programm ausgewertet und dargestellt.

1.3.1 Entwicklungen von anderen Forschungseinrichtungen

Elektromagnetisches Leitfähigkeitsmesssystem für Fett und fettfreies Gewebe

Al-Zeibak und die Swansea In Viva Analysis Research Group entwickelten ein Magnetinduktionsmesssystem um Fett von fettfreiem Gewebe zu unterscheiden. Das System besteht aus einer Sende- und einer Empfangspule, welche in einem Abstand von 300 mm montiert sind. Im Zwischenraum der Spulen kann ein Objekt, das auf einer beweglichen Platte befestigt ist, hindurchbewegt werden. Die Sendespule besteht aus Kupferdraht mit 160 Windungen, hat eine Höhe von 34 mm und einen äußeren Durchmesser von 180 mm. Die Empfangspule mit 80 Windungen hat eine Höhe von 9 mm und einen Außendurchmesser von 26 mm. Im Versuchsaufbau wird die Sendespule mit einem Signal von 2 MHz betrieben. Beide Spulen sind mit einem geerdeten Metallgitter überzogen, um kapazitive Kopplungen zwischen den beiden Spulen zu reduzieren [AZS93].

Elektromagnetischer Tomograph im Dentalbereich

Matoorian baute einen Magnetinduktionstomographen, um Zahnkaries zu detektieren. Bei der Anwendung im Dentalbereich ist eine sehr kleine Ausführung des Tomographen notwendig. Das Sensorensystem besteht aus zwei parallel angeordneten Pads, wobei jedes Pad aus 16 Spulen besteht, die in einer Matrix von 4 x 4

angeordnet sind. Jede Spule weist eine Induktivität von 10 mH auf. Die Spulenabmessungen betragen 2.5 x 2.0 x 1.6 mm. Die verwendeten Messproben haben eine durchschnittliche Dicke von 1.5 mm. Bei diesem Messaufbau wird eine Sendefrequenz von 200 kHz verwendet [MPB95].

Messsystem von Philips Research

Vauhkonen hat Messungen am 16 Kanal MIT von Philips Research durchgeführt. Dieser Tomograph besteht aus einem zylindrischen Aluminiumrohr mit einem Innendurchmesser von 350 mm und einer Höhe von 420 mm. Im aktuellen Aufbau sind 16 Sendespulen im Inneren des Zylinders angeordnet. Dieser Sendespulenring (Durchmesser 310 mm) ist ebenso wie der Empfangspulenring (Durchmesser 300 mm) 210 mm vom Boden entfernt montiert. Die Sende- wie auch Empfangspulen sind aus Leiterplattenmaterial (FR4 (Epoxidharz + Glasfasergewebe) Dicke 1 mm) gefertigt und haben zwei Windungen mit einem Durchmesser von 50 mm. Die erste Windung befindet sich auf der Oberseite des Leiterplattenmaterials und die zweite auf der Unterseite. Die Sendeverstärker speisen ein Sinussignal mit $V_{RMS} = 1.7\text{ V}$ und $I_{RMS} = 50\text{ mA}$ in die Sendespule ein. Das primäre Magnetfeld hat eine Frequenz von 10 MHz. Auf der Empfängerseite wird das Messsignal auf eine Frequenz von 10 kHz heruntergemischt und mit einem PC weiterverarbeitet [VHI08].

MIT-Tomograph für Leitfähigkeiten unter $10 \frac{S}{m}$

Watson verwendet ein 16 Kanal MIT-System mit einer Messfrequenz von 10 MHz. Der MIT-Tomograph besteht aus einem Aluminiumzylinder mit einem Durchmesser von 350 mm und einer Höhe von 250 mm. Auf der Innenseite des Zylinders befinden sich 16 Spuleneinheiten. Die Sendespule besteht aus 2 Windungen mit einem 0.6 mm dicken Kupferdraht. Der Spulendurchmesser beträgt 50 mm. Bei der Empfangspule

werden ebenfalls 2 Windungen verwendet, was in einer Eigenresonanzfrequenz resultiert, die größer als 50 MHz ist. Ein Quarzoszillator mit einer Frequenz von 10 MHz speist den Spulentreiber. Dieser erzeugt einen Spulenstrom von 100 mA (quadratischer Mittelwert) bei einer symmetrischen Versorgung der Sendespule. Nach dieser Empfangspule befindet sich ein Differenzverstärker. Dadurch ist es möglich, das Signal unsymmetrisch weiterzuverarbeiten. Mit einem Frequenzmischer wird das 10 MHz Signal auf 10 kHz heruntergemischt und mit einem Tiefpass ($f_t = 30$ kHz) gefiltert. Als Messsystem wird ein digitaler lock-in Verstärker verwendet [WWGG08].

MIT-Tomograph für Bildgebung bei menschlichen Gehirnen

Zheng Xu beschreibt ein Mehrkanalmesssystem. Dieser MIT-Tomograph für biologische Leitfähigkeit wurde in Verbindung mit einem menschlichen Gehirnmodell entwickelt. Die Anordnung der Sensoren unterscheidet sich gegenüber den anderen Tomographen darin, dass die Spulen auf einer Halbkugel in zwei verschiedenen großen Kreisen angeordnet sind. Dieser Aufbau besteht aus 15 Messeinheiten und einer Referenzspule. Die Referenzspule befindet sich etwas neben dem Modellaufbau. Die Aufgabe dieser Sensoreinheit ist, den Phasendrift, welcher durch Temperaturveränderung oder andere Störungen auftritt, zu detektieren. Die Sende- und Empfangspulen mit 10 bzw. 20 Windungen befinden sich auf einer Leiterplatte und sind in einer Spirale, welche aus Kupferdraht besteht, aufgebaut. Um kapazitive Kopplungen zu vermeiden, verwendet man eine Leiterplatte mit einem sternförmigen Kupferaufdruck als Schirm. Der Abstand zwischen Sende- und Empfangspule beträgt 5 mm. Das Signal für die Sendespulen wird mit einem Direct Digital Synthesis (DDS) Chip erzeugt. Auf der Empfängerseite wird ein axiales Gradiometer verwendet, um das Primärsignal zu unterdrücken. Anschließend sind ein Differenzverstärker

($G = 20$ dB) und ein Tiefpassfilter (Cutoff Frequenz 150 kHz) eingebaut. Die Daten werden mit einem Lock-In Verstärker aufgezeichnet [XLH⁺09].

1.4 Anwendungen des MIT

1.4.1 Anwendungen der MIT-Technologie

Das MIT Messverfahren wird schon seit einiger Zeit bei verschiedenen industriellen Anwendungen genutzt.

Watson beschreibt Anwendungen für die Detektion von Öl, Gas und Meerwasser in einer Pipeline [WWGG08]. Auch bei geschmolzenem Stahl wird die MIT als bildgebendes Verfahren verwendet [RBP01]. Griffiths beschreibt Anwendungsbereiche für die Detektion von Defekten/Löchern in Metallkomponenten sowie die Fremdkörperdetektion im Bereich der Lebensmittel-, Textil- und Pharmaindustrie [Gri01].

1.4.2 MIT-Anwendungen im medizinischen Bereich

Die MIT-Technologie wird seit einigen Jahren für den biomedizinischen Bereich adaptiert [Mer04]. Dadurch ergeben sich neue Herausforderungen an das System: In Abhängigkeit von der Frequenz und der Spulengeometrie ist das Primärmagnetfeld um den Faktor $10^2 - 10^6$ größer als das sekundäre Magnetfeld. Die Leitfähigkeit von biologischem Gewebe ist um ein vielfaches kleiner als die von metallischen Gegenständen. Des Weiteren ist die Permeabilität des Messobjektes nicht wesentlich größer als die von Luft. Bei biologischen Anwendungen ist daher eine höhere Sensitivität notwendig.

Anwendungen auf dem medizinischen Sektor sind:

Merwa beschreibt den Einsatz der MIT zur Erkennung und Überwachung von Hirnödemen. Auch andere krankhafte Gehirnveränderungen können festgestellt werden [Mer04]. Die MIT wird weiters für die Überwachung der Wundheilung verwendet [RKN⁺04]. Scharfetter beschreibt die Verwendung für die Messung des Eisengehaltes im Gewebe wie z. B. in der Leber [SCR03].

Folgende Vorteile ergeben sich durch die MIT-Technologie:

- Es ist kein direkter Kontakt mit dem Medium notwendig. Dies ist insbesondere dann von Vorteil, wenn viele Elektroden für die Bildgebung verwendet werden [Mer04].
- Mit Hilfe der MIT ist es möglich, anatomische Strukturen wie z. B. Knochen zu durchdringen. Dies würde bei anderen Verfahren zu Problemen führen [Mer04].
- Ist das abzubildende Material relativ gut leitend, hat die MIT einen großen Vorteil gegenüber der EIT, da beim EIT die Transimpedanz sehr klein ist und somit Messungen nur schwer möglich sind [Mer04].

1.5 Aufgabenstellung

Das bestehende MK2 System an der TU Graz arbeitet im Frequenzbereich bis 1 MHz. Durch die Erhöhung der Frequenz f kann die Sensitivität erhöht werden. Ziel dieser Arbeit ist es, einen Arbeitsbereich von 10 MHz für den Messbereich der MIT zu erreichen. Die Adaptierung des Frequenzbereiches soll durch eine Weiterentwicklung der Sende- und Empfangsplatine, also im Hardwarebereich realisiert werden. Die Software zur Rekonstruktion der Messdaten, welche mit LabView

(*National InstrumentsTM*) programmiert ist, soll nicht verändert und weiterhin verwendet werden. Der Vorteil durch die Erweiterung des Frequenzbereichs liegt darin, dass die Sensitivität gegenüber Änderungen der PEP besser ist.

Lösung des Problems:

Transmitter

Ein Signal bis 100 kHz wird vom Signalgenerator generiert und anschließend mit Hilfe eines Diodenringmischers auf eine Frequenz um 10 MHz hinaufgemischt. Die dadurch auftretenden Zwischenfrequenzen - bei einem Vielfachen des Lokaloszillators des Ringmischers - müssen durch geeignete Filter eliminiert werden. Die Sendespule soll durch einen Leistungsverstärker angesprochen werden.

Receiver

Ein Verstärker mit einer äquivalenten spektralen Rauschspannungsdichte von wenigen $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ soll konstruiert werden. In der ersten Verstärkerstufe soll das Signal um mindestens 20 dB verstärkt werden. Das Schaltungsdesign soll mit LT Spice auf Stabilität und Rauschen analysiert und der praktische Aufbau durch eine Rauschmessung spezifiziert werden.

Die Übertragungsfunktionen der Transmitter- und der Receiverplatine sollen bis 10 MHz spezifiziert werden. Bis zu dieser Frequenz soll eine konstante Verstärkung vorhanden sein. Die Schnittstellen der beiden Platinen müssen für Sub-Miniature-B (SMB) ausgelegt sein, um ein problemloses Verbinden mit dem MK2-Messsystem zu ermöglichen.

Zur Verifikation des ersten Kanals des Magnetinduktionsmesskreises sollen Leitfähigkeitsproben bis zu $10 \frac{S}{m}$ in den Messbereich eingebracht werden, um

eine Änderung des imaginären Anteiles des Messsignals zu erkennen. Der lineare Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Signalamplitude soll gezeigt werden.

Die Arbeit ist wie folgt gegliedert: Im Kapitel 2 wird im Detail auf die verwendete Methode eingegangen. Kapitel 3 beinhaltet die Messergebnisse, die mit der entwickelten Transmitter- und Receiverschaltung durchgeführt wurden. Die Diskussion der Arbeit sowie eine Zusammenfassung und ein Ausblick sind im Kapitel 4 zu finden. Der Anhang A beinhaltet alle Hardwarekomponenten, die im Zuge dieser Arbeit entwickelt wurden (Layout, Bestückungsplan und Bauteilliste). Der Anhang B listet die verwendeten Hardwarekomponenten und Softwaretools, welche zum Erstellen der Arbeit notwendig waren, auf. Im Anhang C sind die verwendeten Abkürzungen angeführt. Im letzten Teil der Arbeit sind das Abbildungs-, Tabellen- und Literaturverzeichnis angeführt.

Kapitel 2

Methoden

In diesem Kapitel wird in Abschnitt 2.1 auf die Funktionsweise von Mischern eingegangen. Anschließend werden die verschiedenen Rauscharten und Rauschkenngrößen in Abschnitt 2.2 bzw. 2.5 angeführt und beschrieben. Die entwickelten Hardware-schaltungen sind in Abschnitt 2.3 mit ihren einzelnen Komponenten erklärt. Abschnitt 2.4 geht auf die in der Hochfrequenztechnik für die Messungen verwendeten S-Parameter ein. Im letzten Abschnitt 2.6 dieses Kapitels werden der Versuchsaufbau und die Berechnung des Korrekturphasenwinkels gezeigt.

2.1 Mischer

2.1.1 Der ideale Mischer

Der ideale Mischer (siehe Abbildung 2.1) hebt ein Eingangssignal ohne Verluste in einen anderen Frequenzbereich. Der Mischer besitzt die drei Anschlüsse „local oscillator frequency (*LO*)“, „radio frequency (*RF*)“ und „intermediate frequency (*IF*)“, wobei zwei als Eingang (X_{RF}, X_{LO}) und der dritte als Ausgang (X_{IF}) betrieben

werden.

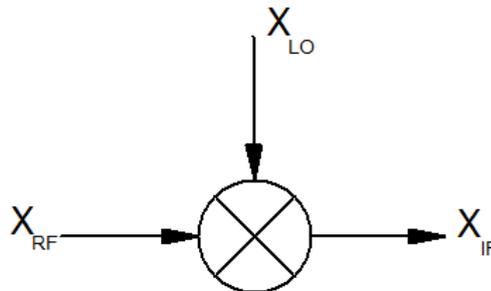


Abbildung 2.1: In dieser Abbildung sieht man einen Aufwärtsmischer mit den beiden Eingängen LO und RF und dem Ausgang IF. Am Eingang LO liegt ein Signal mit der Frequenz f_{LO} an. Der Mischer hebt das Signal des zweiten Eingangs f_{RF} um f_{LO} an.

2.1.2 Der reale Mischer

Die Bezeichnung des Mixers erfolgt durch seine Betriebsart. Erhöht der Mischer die Frequenz des Eingangssignals so wird von einem Aufwärtsmischer (Upconversion Mixer) gesprochen. Verkleinert der Mischer die Eingangsfrequenz wird er als Abwärtsmischer (Downconversion Mixer) bezeichnet.

Der Mischer wird durch passive Bauelemente wie z. B. Dioden realisiert. Diese Bauteile bewirken eine Dämpfung des Eingangssignals, was als Mischverlust bezeichnet wird.

2.1.3 Miskerkenngrößen

Mischverlust (Conversion Loss)

Der Mischverlust beschreibt die Effizienz des Mixers beim Umsetzen des RF-Eingangssignals auf das IF-Ausgangssignal. Der Mischverlust ist definiert als

Verhältnis der Leistung des einseitigen IF-Signals und der des RF-Eingangssignals, wobei er als positive Zahl in dB angegeben wird. Wenn beide Seitenbänder benützt werden, ist das Ergebnis um 3 dB geringer als wenn nur das Einzelseitenband benützt wird.

Stimmt der Signalpegel des LO-Eingangs mit seinem Kennwert nicht überein, so wird der Mischverlust vom angegebenen Wert abweichen. Der verwendete Ringmischer (ADE-6+ Mini Circuits [Mina]) ist ein Level 7 Mischer, was bedeutet, dass die Leistung des Local Oscillator +7 dBm bei 50 Ω beträgt [mix08].

Der Leistungspegel L_p bezogen auf 1 mW ist wie folgt definiert:

$$L_{p|dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1 \text{ mW}} \right) \quad (2.1)$$

Umwandlungsgewinn (Conversion Gain)

In aktiven Mixern befinden sich ein oder mehrere Verstärker in den 3 Signalpfaden RF, IF und LO. Befindet sich der Verstärker im RF- oder im IF-Zweig, so ist das IF-Ausgangssignal größer als das RF-Eingangssignal. Dies wird als Umwandlungsgewinn definiert. Bei aktiven Mixern wird der Umwandlungsgewinn als eine positive Zahl in dB angegeben [mix08].

Isolation (Isolation)

Weist die Isolation einen großen Wert auf, ist das Übersprechen zwischen den Anschlüssen des Mixers sehr klein. LO-zu-RF Isolation ist der Anteil der LO-Leistung, die am RF-Port gemessen wird. Der dritte Anschluss (IF) wird mit einem 50 Ω Widerstand abgeschlossen. Die LO-zu-IF Isolation beschreibt jenen Anteil der LO-Leistung, die bei Abschluss des RF Anschlusses mit 50 Ω am IF-Ausgang gemessen wird. Grundsätzlich ist nur die LO-Isolation angegeben und nicht die RF-Isolation.

Der Grund liegt in der Signalleistung des RF-Signals, welches um ein Vielfaches kleiner ist als die Leistung am LO-Anschluss. Darum ist das Übersprechen des RF-Signals bei Mischern kein beschränkender Faktor [mix08].

Aussteuerungsbereich (Dynamic Range)

Der Aussteuerungsbereich beschreibt jenen Signalleistungsbereich, bei welchem der Mischer normal betrieben werden kann. Die obere Grenze wird durch den 1-dB Kompressionspunkt angegeben. Die untere Grenze des Aussteuerungsbereiches wird durch die Rauschzahl (noise figure) des Mixers beschrieben [mix08].

1-dB Kompressionspunkt (P(1)dB - Intercept Point)

Der 1-dB Kompressionspunkt ist eine Maßzahl für das nicht lineare Verhalten eines aktiven Bauelementes.

Legt man bei einem Mischer den Pegel am LO-Eingang fest, so wird der Pegel am IF-Ausgang stetig einer Pegelerhöhung am RF-Eingang folgen. Die Übertragungskennlinie des Mixers ist, quasi linear, solange der IF Ausgang der Pegeländerung am RF-Eingang folgen kann. Ab einem bestimmten Eingangspegel kann der Mischer keinen größeren Ausgangspegel mehr liefern, da er bedingt durch die Versorgungsspannung und den inneren Aufbau der Transistoren in die Sättigung geht. Bei Diodenringmischern tritt die Nichlinearität ein, wenn das RF-Signal gleichgerichtet wird. Der 1-dB Kompressionspunkt ist der Punkt, wo die reale Übertragungskennlinie von der idealen linearen Kennlinie um 1 dB abweicht (siehe Abbildung 2.3(a)). Der Kompressionspunkt ist auch vom Pegel am LO-Eingang abhängig. Daher ist es wichtig, dass auch der Pegel am LO-Eingang dem im Datenblatt angegebenen Arbeitspunkt entspricht [mix08].

Intermodulationsschnittpunkt 3. Ordnung IP3 (Third-Order Intercept Point)

Treten zwei Signale mit unterschiedlichen Frequenzen f_1 und f_2 auf, entstehen Intermodulationsprodukte ($m f_1 + n f_2$) (siehe Abbildung 2.2).

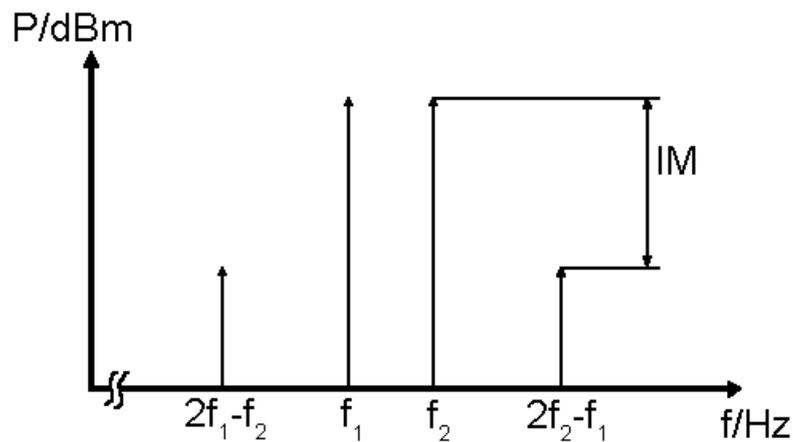


Abbildung 2.2: Intermodulationsprodukte hervorgerufen durch Nichtlinearitäten des Mischers. Der Intermodulationsabstand wird durch IM dargestellt. Die Signalfrequenzen werden durch f_1 und f_2 dargestellt [ZB93].

Intermodulationsprodukte von einem ungeraden vielfachen der Summe ($m + n$) (wird auch als Ordnung bezeichnet) kommen in der Nähe des Nutzsignals zu liegen. Die Steigung der Kennlinie der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung (IP3) ist 3 mal größer als die Steigung der idealen Mischerkennlinie. In dem Punkt wo sich die beiden Geraden schneiden spricht man vom IP3-Punkt (siehe Abbildung 2.3(b)). Dieser Punkt kann aufgrund der nichtlinearen Übertragungskennlinie des Mischers praktisch nicht bestimmt werden. Rechnerisch bzw. grafisch kann dieses Problem jedoch gelöst werden. Je höher der IP-3 Punkt desto besser sind die Eigenschaften des Mischers [MM10].

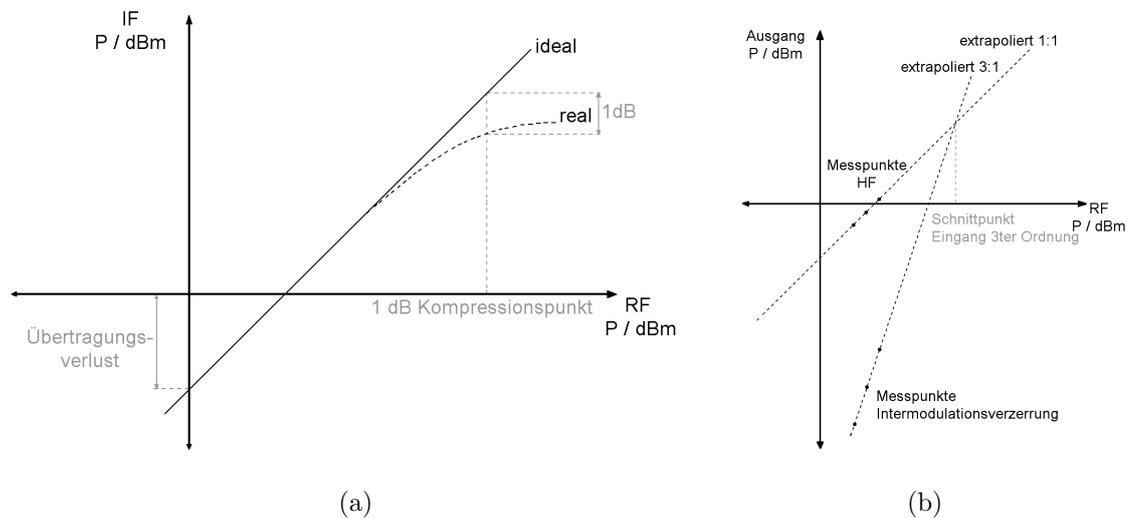


Abbildung 2.3: (a) 1-dB Kompressionspunkt [MM10] und (b) Intermodulationsschnittpunkt 3. Ordnung [MM10].

2.1.4 Diodenringmischer

Mischprozess:

$$\begin{aligned} X_{RF}(t) &= x \sin(\omega_{RF} t) \\ X_{LO}(t) &= \sin(\omega_{LO} t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Funktionsprinzip

Mischer gibt es sowohl in passiven als auch in aktiven Versionen. Sie gelten in der gesamten Kommunikationstechnik als sehr wichtige Bauteile, da sie für die Frequenzumsetzung benötigt werden. Abbildung 2.4 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Diodenringmischers in passiver Form und besteht aus einem Ring mit 4 Dioden (D_1 , D_2 , D_3 und D_4) und zwei Übertragern ($\ddot{U}1$, $\ddot{U}2$). Die beiden Übertrager haben jeweils drei gleiche Spulen, wobei eine primär angeordnet ist, und die beiden anderen sekundär angeordnet sind.

Bei einer positiven Halbwelle am LO-Eingang werden die Dioden D_1 und D_2 durchgeschaltet. Ist die Amplitude am LO-Eingang jedoch negativ, so werden D_3 und D_4 durchgeschaltet. Durch diese Anordnung nutzt der Diodenringmischer beide Halbwellen des LO-Signals was einer Multiplikation des RF-Signals mit dem LO-Signal entspricht.

Ein großer Vorteil des Ringmischers ist, dass er sehr verzerrungsarm ist und breitbandig über einen großen Frequenzbereich angewendet werden kann [TS02].

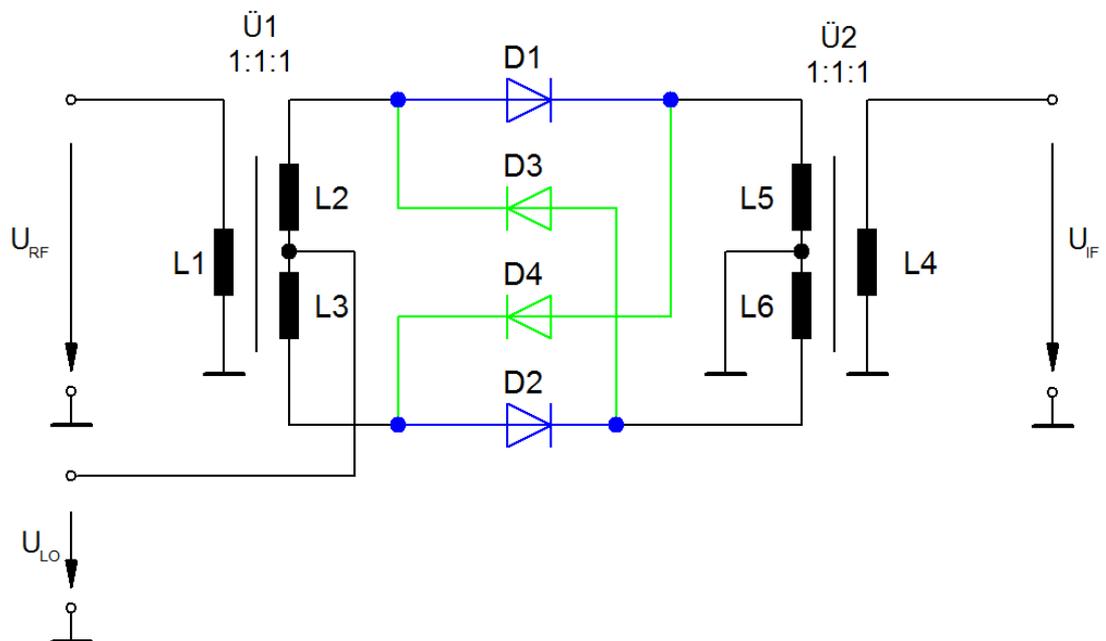


Abbildung 2.4: Prinzipschaltbild eines Diodenringmischers. Blau dargestellt ist der Pfad, welcher bei positiver Halbwelle aktiv ist und grün eingezeichnet ist der Pfad, welcher bei negativer Halbwelle aktiv ist [TS02].

2.2 Rauschen

2.2.1 Allgemeines

Rauschen ist ein Prozess, der zufällig auftritt, wobei die Rauschamplituden sowohl positive als auch negative Funktionswerte haben können. Da es sich um einen zufälligen Wert handelt, kann das Rauschen durch eine Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion beschrieben werden. Die am häufigsten auftretende Dichtefunktion entspricht der Gaußschen Normalverteilung und kommt vor allem bei den Rauschformen thermisches Rauschen und Schrotrauschen vor [Man02]. Eine Standardabweichung σ des Rauschsignals in einem bestimmten Zeitbereich entspricht dem Effektivwert (RMS-Value). Der Spitzenwert der Signalamplitude (Spitze-Spitze Wert) kann theoretisch unendlich groß sein, aber mit einer Wahrscheinlichkeit von 99.7% ist dieser kleiner gleich 6 mal dem Effektivwert (siehe Abbildung 2.5).

Das Rauschen wird immer auf eine gewisse Bandbreite bzw. eine Frequenz bezogen. In der Literatur findet man folgende Kennwerte mit denen das Rauschen beschrieben werden kann:

- Rauschleistungs-Dichte ($\frac{W}{Hz}$)
- Rauschspannungs-Dichte ($\frac{V}{\sqrt{Hz}}$)
- Rauschstrom-Dichte ($\frac{A}{\sqrt{Hz}}$)

2.2.2 Thermisches Rauschen (Thermal Noise)

In der Literatur wird das thermische Rauschen nach dem Entdecker Johnson als Johnson-Rauschen benannt. Dieser Effekt wird durch die thermische Bewegung (Brownsche Bewegung) von Elektronen in einem Leiter verursacht. Thermisches Rauschen hört beim absoluten Nullpunkt ($= -273.15^\circ\text{C}$) auf. Wird die Temperatur

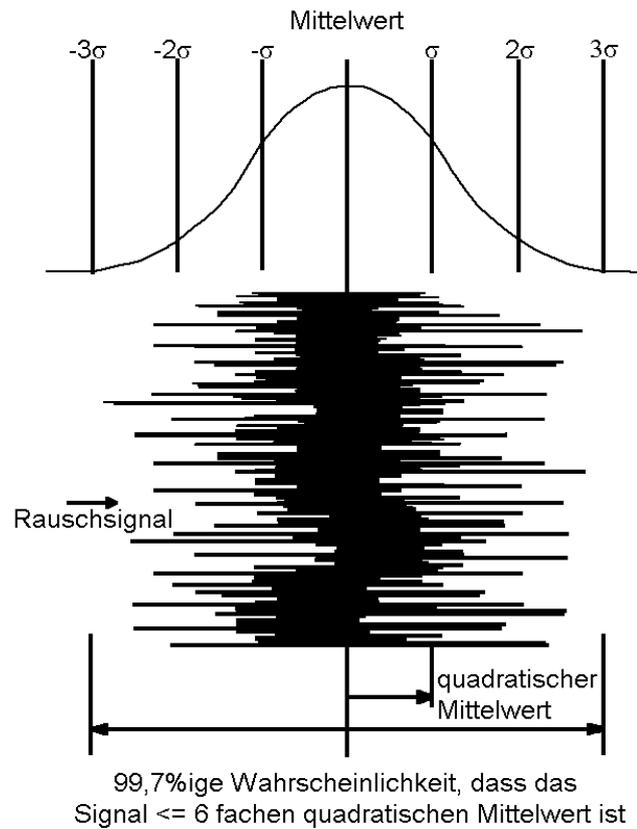


Abbildung 2.5: Abbildung von einem verrauschten Signal mit einem Mittelwert von 0 bei dem der RMS-Wert bei einer Standardabweichung liegt. Abbildung entnommen aus [Man02].

in einem Leiter erhöht, so steigt auch der Anteil des thermischen Rauschens. Diese Rauschart ist über das Spektrum gleich verteilt und ist unabhängig vom Strom da die Bewegungsenergie der freien Ladungsträger sehr viel kleiner ist, als die thermische Energie der Ladungsträger [Man02]. Die folgenden Gleichungen gelten bis zu 1 THz:

$$U_{th} = \sqrt{4k_B T R B} \quad (2.3)$$

$$I_{th} = \sqrt{\frac{4k_B T B}{R}} \quad (2.4)$$

2.2.3 Funkelrauschen (Flicker Noise)

Funkelrauschen kommt in allen aktiven und einigen passiven Bausteinen wie z. B. Kohleschichtwiderständen vor. Es nimmt mit steigender Frequenz ($\frac{1}{f}$) ab. Im Gegensatz zu anderen Rauscharten steht das Funkelrauschen im Zusammenhang mit dem Strom in elektrischen Schaltungen. Verursacht wird dieser Effekt durch Haftstellen, an denen sich Ladungsträger willkürlich festhalten und auch wieder freigegeben werden (Trapping). In Halbleitern treten die Haftstellen aufgrund von Verunreinigungen bzw. Defekten in der Kristallstruktur auf. Das Funkelrauschen hat nur eine Bedeutung im unteren Frequenzbereich, wo der Rauschanteil aus dem breitbandigen weißen Rauschen hervortritt [Man02].

2.2.4 Popcorn-Rauschen (Burst Noise)

Popcornrauschen wird durch Verunreinigungen im Halbleitermaterial sowie durch Schwermetallionen im Halbleiter hervorgerufen. Es treten diskrete hochfrequente Impulse auf. Die Rate der Impulse variiert, die Amplitude bleibt allerdings über einen breiten Frequenzbereich gleich. Popcorn-Rauschen unter 100 Hz erzeugt ein Geräusch, das dem Aufplatzen von Popcorn ähnelt. Dieser Effekt tritt besonders im niederfrequenten Bereich auf [Man02].

2.2.5 Schrotrauschen (Shot Noise)

Das Schrotrauschen entsteht bei Stromfluss durch die Bewegung der Elektronen. Es kommt vor allem in pn-Übergängen von Halbleitern, aber auch bei Störstellen von anderen Leitern vor. Der Frequenzgang hat einen flachen Verlauf. An folgenden Beispielen kann man diesen Effekt beobachten [ham]:

- Durchlass- und Sperrströme bei Transistoren bzw. Dioden

- Photostrom und Dunkelstrom bei Photodioden
- Bias- bzw. Gateleckströme

Das gemittelte Rauschstromquadrat [KW11] ist:

$$\overline{i_{SH}^2} = 2qI_{FJC}\Delta f \quad (2.5)$$

2.2.6 Avalanche-Rauschen

Das Avalanche-Rauschen tritt auf, wenn pn-Übergänge im Sperrbetrieb verwendet werden und es so zu Zener- oder Lawinendurchbrüchen kommt. Grundsätzlich ist das Avalanche-Rauschen dem Schrotrauschen sehr ähnlich, hat aber eine höhere Amplitude. Bei einem Lawinendurchbruch ist das Avalanche-Rauschen stärker als das Schrotrauschen. Der Lawinendurchbruch kann durch einen einzelnen Ladungsträger ausgelöst werden, was in einer Stromspitze resultiert. Um diese Rauschart zu vermeiden gilt als Designregel bei rauscharmen Schaltkreisen keine Zenerdioden zu verwenden [Man02].

2.2.7 Rauschfarben

Eine andere Möglichkeit, die unterschiedlichen Rauscharten zu definieren, sind die Rauschfarben.

Das Spektrum reicht von violett über blau zu weiß und von pink zu rot bzw. braun (siehe Tabelle 2.1).

Weißes Rauschen

Da beim Schrot- und beim thermischen Rauschen das Leistungsdichtespektrum konstant und frequenzunabhängig ist, werden diese Arten als weißes Rauschen bezeich-

Rauschfarbe	Rauschbezeichnung	Frequenzabhängigkeit
violett		f^2
blau		f
weiß	Schrot- und thermisches Rauschen	1
rosa	Funkelrauschen	$\frac{1}{f}$
rot/braun	Popcorn und Avalanche	$\frac{1}{f^2}$

Tabelle 2.1: Spektrum der verschiedenen Rauscharten und die charakteristische Frequenzabhängigkeit. Tabelle entnommen aus [Man02].

net. Ein echtes bzw. reines weißes Rauschen gibt es in Wirklichkeit nicht. Bei unendlichen Frequenzen würde sich eine unendliche Energie ergeben. Darum entsteht bei hohen Frequenzen eine Art pinkes Rauschen. Weißes Rauschen tritt zum Beispiel bei Widerständen und bei pn-Übergängen auf.

Pinkes Rauschen

Zum pinken Rauschen zählt das Funkelrauschen, das pro Oktave die gleiche Energie aufweist und dessen Amplitude logarithmisch mit der Frequenz abnimmt.

Rotes und braunes Rauschen

Als rotes bzw. braunes Rauschen bezeichnet man das Popcorn- und das Avalanche Rauschen, sowie das Brownsche Rauschen, das die Brownsche Molekularbewegung simuliert. Handelt es sich nicht um Gleichstrom, nimmt das Frequenzspektrum, wie in Tabelle 2.1 ersichtlich mit $\frac{1}{f^2}$ ab. Der Name leitet sich ähnlich wie beim weißen Rauschen vom Lichtspektrum ab. Rotes Licht befindet sich am unteren Ende des Frequenzbereichs des sichtbaren Lichtspektrums. Bei Operationsverstärkern (OPV) treten in erster Linie Popcorn- sowie Funkelrauschen auf. In Abschnitt 2.5.5 werden

die verschiedenen Rauschquellen, die bei Operationsverstärkern auftreten, ermittelt und berechnet.

2.3 Schaltungsanalyse

In der Praxis wird ein Sendekanal für den Grazer Induktionstomographen realisiert. Der Aufbau besteht aus 2 Platinen. Die erste Platine wird als Sender (Transmitter), die zweite Platine wird als Empfänger (Receiver) bezeichnet.

2.3.1 Transmitterschaltung

Der erste Abschnitt des Transmitters besteht aus dem Diodenringmischer, dem Tiefpass und einem $50\ \Omega$ Widerstand. Der Diodenringmischer des Types ADE-6 [Mina] ist ein Surface Mount Baustein (SMD) der Kategorie Level 7. Die Transmitterschaltung besitzt zwei Eingänge (IN-LO und IN-RF). Beide Eingänge besitzen eine SMB-Buchse. Der Diodenringmischer ADE-6 ist an Pin 3 mit dem RF-Eingang verbunden. Der LO-Eingang ist mit Pin 6 verbunden. Der 1-dB Kompressionspunkt befindet sich bei +1 dBm. Dieser Baustein weist einen durchschnittlichen Übertragungsverlust von 4.6 dB auf. Die 3 Ports sind alle auf $50\ \Omega$ ausgelegt. Port 2 des Ringmischers ist mit dem Tiefpass *SXLP* – 10.7+ [Minb] verbunden. Das Bauteil wird in der Ausführung SMD verwendet.

Laut Datenblatt besteht das Ersatzschaltbild des Tiefpasses aus einer Kombination von Kapazitäten und Induktivitäten, wobei die Induktivitäten in Serie zwischen Ein- und Ausgang geschaltet sind. Zwischen zwei Induktivitäten befindet sich eine Kapazität die mit Masse verbunden ist. Die 3 dB Grenzfrequenz (f_{CO}) befindet sich bei 14 MHz. Am Ausgang des Tiefpasses (Pin 8) ist ein $50\ \Omega$ Widerstand (R7) gegen Masse eingebaut. Er wird verwendet um den Ausgang mit dem Wellenwiderstand abzuschließen. Der Schaltungsausschnitt ist in Abbildung 2.6 erkennbar.

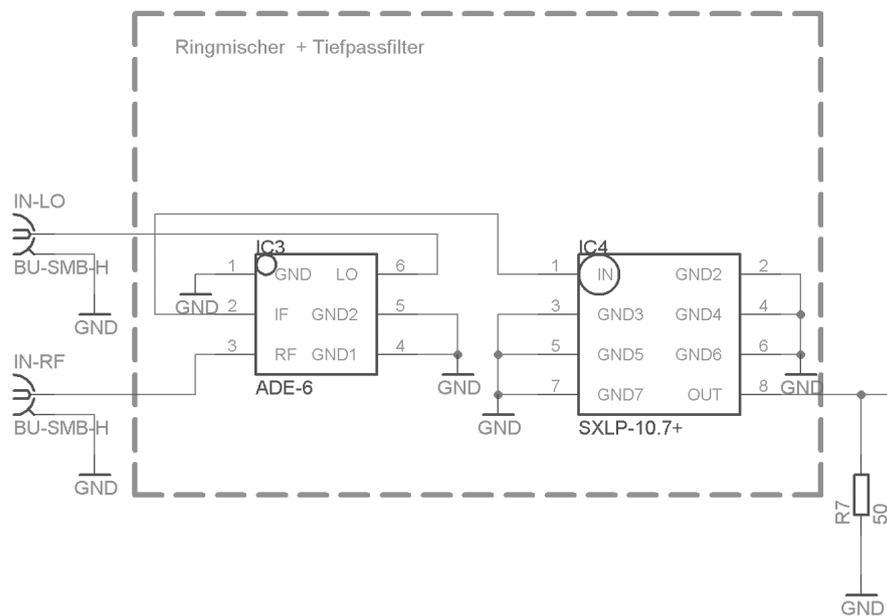


Abbildung 2.6: Eingangsbereich der Transmitterschaltung mit Diodenringmischer und Tiefpassfilter.

Die Verstärkereinheit besteht aus den Bausteinen AD-811 (IC2) und EL2008ct (N1). Der erste Baustein wird als nicht invertierender Verstärker mit einem Verstärkungsfaktor von 5.9 verwendet. Der zweite Bauteil ist ein Pufferverstärker mit einer Verstärkung von 1.

Die wichtigsten Eigenschaften des AD-811 sind:

- Breitbandiger Videoverstärker
- Bandbreite 120 MHz (Punkt mit -3 dB und Gain = +1)
- Rauschspannungsdichte $1.9 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$

Der Pufferverstärker hat folgende Eckdaten:

- Maximaler Ausgangsstrom von 1 A
- Bandbreite 55 MHz

- Anstiegsgeschwindigkeit $2500 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$

Die beiden Bauteile R6 und C1 bilden einen Tiefpassfilter. Dieser passive Filter wurden zwischen dem Ausgang des AD811 und dem Eingang des EL2008 geschaltet um hochfrequente Störungen zu filtern. Die beiden Dioden (BYV29F [Phi99]) besitzen eine Schutzfunktion in der Schaltung. Bei induktiven Lasten kann die Ausgangsspannung an Pin 2 (N1) über bzw. unter die Versorgungsspannung gehoben werden. Die Dioden D1 und D2 schützen den Ausgang, da sie die maximale Spannung auf die positive bzw. negative Versorgungsspannung, wenn nötig, begrenzen. Sie sind zwischen Pin 4 und Pin 5 bzw. Pin 1 geschaltet (siehe Abbildung 2.7 bzw. A.1).

Verstärkung des nicht invertierenden Verstärkers:

$$v_{AD811} = \frac{u_{aIC2}}{u_{e+IC2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{3300 + 680}{680} = 5.852 \quad (2.6)$$

$$v_{AD811} = 20 \log_{10}(5.852) = 15.347 \text{ dB} \quad (2.7)$$

Mechanischer Aufbau

Die Platine hat die Abmessungen einer halben Europakarte. Beide Seiten der Platine sind mit Kupferflächen überzogen. Aus schirmtechnischen Gründen gibt es beidseitige Masseflächen die mittels Durchkontaktierungen miteinander verbunden sind um Störungen zu vermeiden.

Die Versorgungsspannung beträgt $\pm 15 \text{ V}$ und der Stecker ist verpolungssicher um die Schaltung vor Beschädigung zu schützen. Die Stützkondensatoren für den IC2 sind C8 und C7 mit einer Größe von $0.1 \mu\text{F}$. Es wird darauf geachtet, dass ein geringer Abstand zwischen dem Integrated Circuit (IC) und dem Stützkondensator entsteht. Beim EL2008 sind C3, C5, C2 und C6 für diese Aufgabe zuständig.

Der Baustein AD-811 ist auf einem Sockel montiert, um ihn bei Störungen bzw.

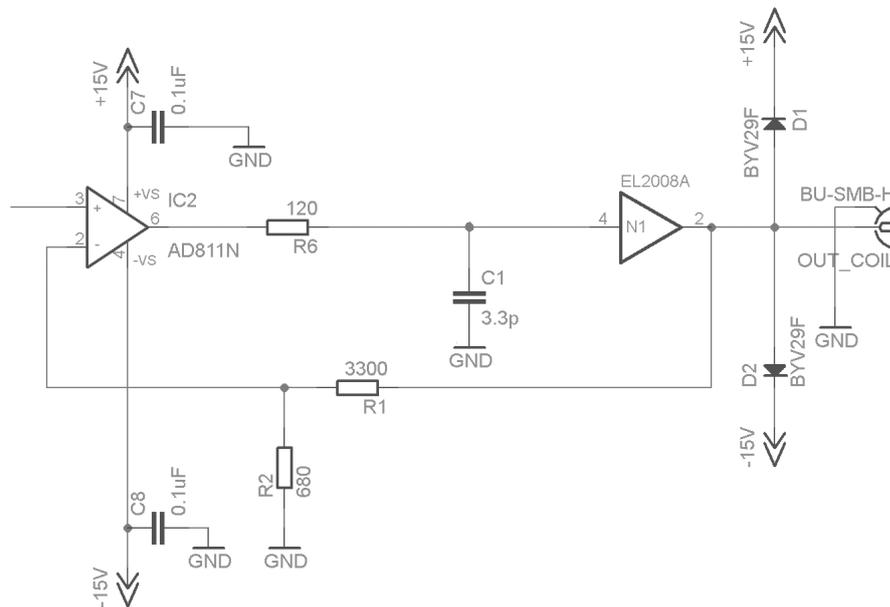


Abbildung 2.7: Verstärker und Puffertreiber

bei einem Defekt leichter austauschen zu können. Das Layout hat eine kompakte Bauweise damit die Leitungslängen sehr kurz sind.

Der EL2008 benötigt einen Kühlkörper. Der Kühlkörper ist durch eine Schraubverbindung mit dem leitenden Gehäuse des Bausteins verbunden.

2.3.2 Receiverschaltung

Die Receiverschaltung hat zwei Eingänge (IN-Coil und IN_{LO}) und einen Ausgang (OUT-PC). Der LO-Eingang und der Ausgang sind mit einer SMB-Buchse ausgeführt.

Am zweiten Eingang ist die Empfangspule über eine twisted pair Leitung mit der Platine verbunden.

Für die Stabilisierung der Versorgungsspannung an den ICs werden folgende Vorkehrungen getroffen. In der Zuleitung sind zwei Ferritkerne (FB1 und FB2) eingebaut um Störungen, die über die Versorgungsspannung in die Schaltung gekoppelt wer-

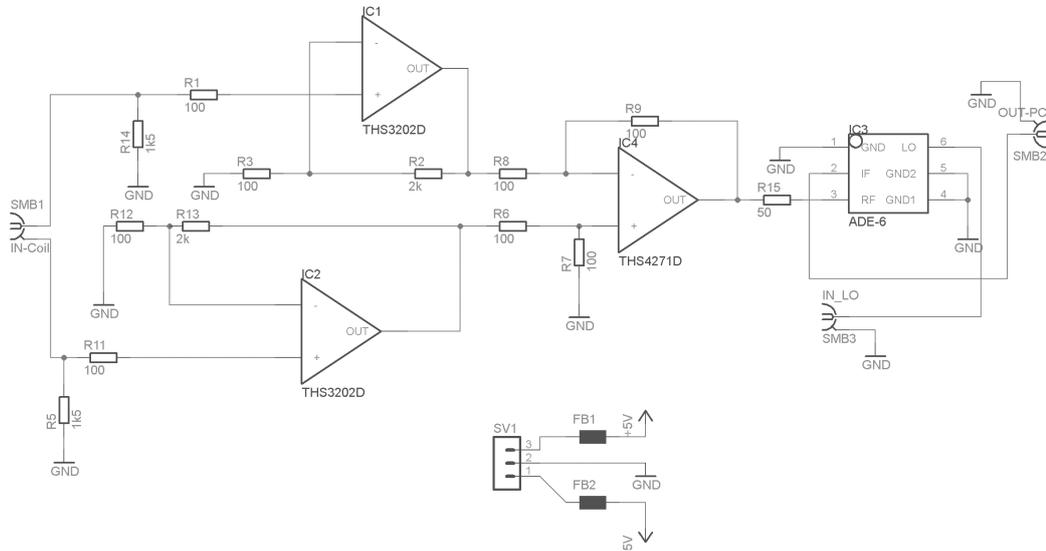


Abbildung 2.8: Verstärkerteil und Diodenringmischer der Receiverschaltung.

den, zu minimieren. Für den IC1 (THS3202D [Tex04a]) und IC2 übernehmen die Kondensatoren C11, C9, C7, C12, C10 und C8 bzw. C17, C15, C13, C18, C16 und C14 jeweils die Funktion eines Stützkondensators. Der IC4 (THS4271D [Tex04b]) besitzt folgende Stützkondensatoren: C5, C3, C1 und C6, C4, C2.

Die Platine wird mit den Spannungen $\pm 5\text{V}$ versorgt. Der Stecker besitzt einen Verpolungsschutz um die Schaltung nicht irrtümlich zu zerstören.

An jedem Spannungspfad des Eingangssignals der Empfangspule befindet sich ein THS3202, der als nicht invertierender Verstärker mit einem Verstärkungsfaktor von 21 betrieben wird.

Verstärkung der beiden nicht invertierenden Verstärker:

$$v_{THS3202} = \frac{u_{aIC1}}{u_{e+IC1}} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} = \frac{2000 + 100}{100} = 21 \quad (2.8)$$

$$v_{THS3202} = 20 \log_{10}(21) = 26.44 \text{ dB} \quad (2.9)$$

Der Bauteil THS4271D (IC4) mit einer Verstärkung von 1 ist wie ein Subtrahierer geschaltet.

Berechnung Verstärkung des Subtrahierers:

$$U_{out+} = \frac{R_8 + R_9}{R_8} \frac{R_7}{R_6 + R_7} U_{e+}$$

$$U_{out+} = \frac{100 + 100}{100} \frac{100}{100 + 100} U_{e+} \quad (2.10)$$

$$U_{out-} = -\frac{R_9}{R_8} \cdot U_{e-}$$

$$U_{out-} = -\frac{100}{100} \cdot U_{e-} \quad (2.11)$$

Aus Gleichung 2.10 und 2.11 ergibt sich U_{out} wie folgt:

$$U_{out} = U_{out+} + U_{out-}$$

$$U_{out} = U_{e+} - U_{e-} \quad (2.12)$$

Die Verstärkung dieses Bausteins kann durch das Verhältnis von Ausgang U_{out} zu Eingang $U_{e+} - U_{e-}$ berechnet werden.

$$v_{THS4271} = \frac{U_{out}}{U_{e+} - U_{e-}} = 1 \quad (2.13)$$

$$v_{THS4271} = 20 \log_{10}(1) = 0 \text{ dB} \quad (2.14)$$

Anschließend ist ein 50Ω Widerstand eingebaut, der den niederohmigen Verstärkerausgang an den Eingangswiderstand des Mischers anpasst. Dieser Widerstand R15 ist mit dem RF-Eingang des Diodenringmischers (ADE-6+) verbunden. Dadurch ergibt sich eine Spannungsteilung von 2:1 und daher ein Verlust von -6 dB . Das Schema der Receiverschaltung kann in Abbildung 2.8 betrachtet werden.

2.4 S-Parameter

Auf einer Leitung mit einer vorlaufenden (Index f) (siehe Gleichung 2.15) und einer rücklaufenden (Index r) (siehe Gleichung 2.16) Welle wird der Leitungswellenwiderstand Z_W mit Spannung und Strom gekoppelt [TS02].

$$a = \frac{U_f}{\sqrt{Z_W}} = I_f \sqrt{Z_W} \quad (2.15)$$

$$b = \frac{U_r}{\sqrt{Z_W}} = -I_r \sqrt{Z_W} \quad (2.16)$$

Im nächsten Schritt werden die vor- und rücklaufende Welle auf einer Leitung überlagert.

$$U = U_f + U_r \quad (2.17)$$

$$I = I_f + I_r \quad (2.18)$$

Setzt man Gleichung 2.15 und 2.16 in Gleichung 2.17 und 2.18 ein, können alle auftretenden Wellen für einen Vierpol beschrieben werden.

$$a_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{\sqrt{Z_W}} + I_1 \sqrt{Z_W} \right) \quad (2.19)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{\sqrt{Z_W}} - I_1 \sqrt{Z_W} \right) \quad (2.20)$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_2}{\sqrt{Z_W}} + I_2 \sqrt{Z_W} \right) \quad (2.21)$$

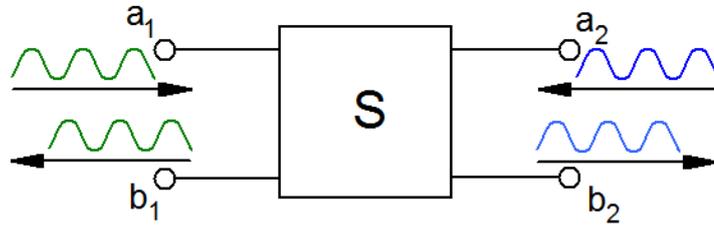


Abbildung 2.9: Streumatrix mit hinlaufender Welle a_1 und reflektierender Welle b_1 an Port 1 und das gleiche auch an Port 2 mit hinlaufender Welle a_2 und reflektierender Welle b_2 .

$$b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{\sqrt{Z_W}} - I_1 \sqrt{Z_W} \right) \quad (2.22)$$

Die Koeffizienten der S-Matrix werden als Streu- oder S-Parameter bezeichnet (siehe Abbildung 2.9).

Streumatrix:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Die S-Matrix beschreibt in dieser Ausführung einen Vierpol. Diese Darstellung ist ebenso gültig wie für die X-, Y- oder H-Parameter.

Bei der Messung der S-Parameter wird im Gegensatz zu den X-, Y- oder H-Parametern kein Kurzschluss bzw. Leerlauf am Ein- oder Ausgang des Vierpoles benötigt. S-Parameter sind mit dem Abschlusswiderstand $R_{Port1} = R_{Port2} = Z_W$ abgeschlossen, wodurch keine Transformation der Abschlussimpedanz entsteht und sie somit unabhängig von der Zuleitungslänge sind. Bei der Messung von X-, Y- oder H-Parametern treten bereits bei sehr kurzen Leitungen Impedanztransformationen auf. Ein Kurzschluss bewirkt nach einer Länge $l = \frac{\lambda}{4}$, dass dieser in einen Leerlauf übergeht.

Ein weiterer Vorteil beim Abschluss mit dem Wellenwiderstand ist, dass sich die Schaltung bei den Messungen in einem normalen Betriebszustand befindet. Wird bei einem Kurzschluss gemessen so tritt eine eventuell zu hohe Strombelastung auf bzw. tritt im Leerlauf eine, durch ungedämpfte Resonanzen im Anpassungsnetzwerk, zu hohe Spannungsbelastung auf [TS02].

Die S-Matrix umfasst die Elemente S_{11} , S_{12} , S_{21} und S_{22} :

Eingangsreflexionsfaktor S_{11}

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.24)$$

Ausgangsreflexionsfaktor S_{22}

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.25)$$

Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21}

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.26)$$

Rückwärts-Transmissionsfaktor S_{12}

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.27)$$

Für die Messungen wird ein Netzwerkanalysator (siehe B.1) verwendet. Es werden die Parameter S_{12} und S_{21} gemessen und ausgewertet.

2.5 Rauschkenngößen

2.5.1 Rauschfaktor (Noise Factor)

Bei einem rauschfreien Zweitor erfolgt die Verstärkung des Nutz- sowie auch des Rauschsignals zu gleichen Teilen. In der Praxis ist jedoch das Signal-Rauschverhältnis (SNR) am Ausgang geringer als am Eingang.

Der Rauschfaktor ist durch Gleichung 2.28 definiert [ZB93].

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{ein}}}{\text{SNR}_{\text{aus}}} = \frac{N_2}{G \cdot N_1} \quad (2.28)$$

2.5.2 Rauschzahl (Noise Figure)

$$\text{Rauschzahl} = NF = 10 \log_{10}(F) = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{P_1}{N_1}}{\frac{P_2}{N_2}} \right) \quad (2.29)$$

Die Rauschzahl ist der Rauschfaktor nur im logarithmischen Maß angegeben [ZB93]. Üblicherweise ist diese Kenngröße auf eine Temperatur von 290 K bezogen.

2.5.3 Rauschtemperatur

Die Rauschtemperatur beschreibt das thermische Rauschen eines Vierpoles.

Es wird ein Modell erstellt, das alle Rauschquellen zusammenfasst, und anschließend am Eingang des Zweitores hinzufügt. Die Rauschleistungsdichte wird durch eine äquivalente Rauschtemperatur T_e beschrieben (siehe Abbildung 2.10).

Die Rauschzahl eines Zweitores lässt sich auch mit Hilfe der Rauschtemperatur ausdrücken:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.30)$$

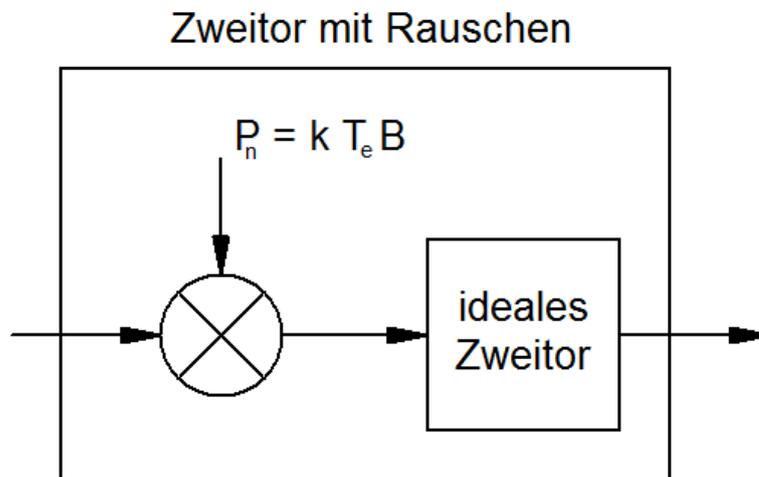


Abbildung 2.10: Nachbildung eines rauschenden Zweitors mit Hilfe eines rauschfreien Zweitors und einer zusätzlichen Rauschquelle. Abbildung entnommen aus [Huf07].

Die Bezugstemperatur T_0 liegt bei 290 K [Huf07].

2.5.4 Kettenrauschzahl

Mit der Friis'schen Formel [LMGL09] ist es möglich, die Rauschzahl einer Kette von Verstärkern bzw. Dämpfungsgliedern zu berechnen. Die Bausteine sind in einer Kette hintereinandergeschaltet. Für die Berechnung ist es notwendig, von jedem Baustein den Verstärkungsfaktor $G_{1,2,\dots}$ bzw. die Rauschzahl $F_{1,2,\dots}$ zu kennen.

$$F_{gesamt} = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (2.31)$$

Die Friis'sche Formel kann auch mit der Rauschtemperatur ausgedrückt werden:

$$T_{gesamt} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad (2.32)$$

2.5.5 Rauschberechnung der Operationsverstärker THS4271D und THS3202D

Die Gesamtschaltung mit den beiden Operationsverstärkern für welche die Rauschberechnung durchgeführt wurde ist in Abbildung 2.8 abgebildet.

THS4271D

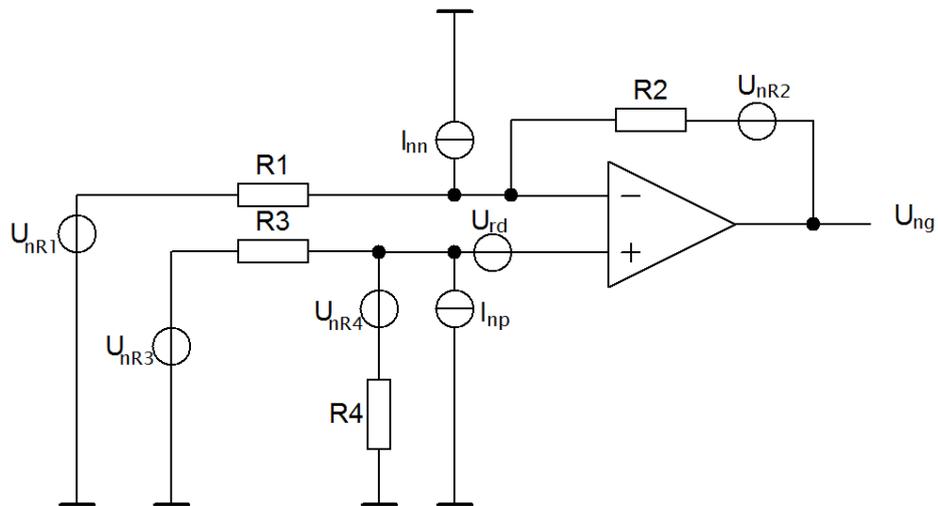


Abbildung 2.11: Rauschquellen des THS4271D ([Tex04b]) Operationsverstärkers der Receiverschaltung.

Die Rauschberechnung für den in Abbildung 2.11 dargestellten Operationsverstärker THS4271D ist wie folgt:

Für die Widerstände $R_1 - R_4$ ergibt sich $U_{ng1} - U_{ng4}$ zu

$$R_1 : U_{ng1} = U_{nR1} \frac{R_2}{R_1} \quad (2.33)$$

$$R_2 : U_{ng2} = U_{nR2} \quad (2.34)$$

$$R_3 : U_{ng3} = U_{nR3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (2.35)$$

$$R_4 : U_{ng4} = U_{nR4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (2.36)$$

Für die Stromquellen I_{nn} und I_{np} wird U_{ng9} bzw. U_{ng10} wie folgt berechnet:

$$I_{nn} : U_{ng9} = I_{nn} R_2 \quad (2.37)$$

$$I_{np} : U_{ng10} = I_{np} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (2.38)$$

U_{ng11} der Spannungsquelle U_{rd} berechnet sich aus:

$$U_{rd} : U_{ng11} = U_{rd} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.39)$$

Somit kann die Rauschspannung $U_{nTHS4271D}$ des Operationsverstärkers $THS4271D$ wie folgt berechnet werden:

$$U_{nTHS4271D} = \sqrt{U_{ng1}^2 + U_{ng2}^2 + U_{ng3}^2 + U_{ng4}^2 + U_{ng9}^2 + U_{ng10}^2 + U_{ng11}^2} \quad (2.40)$$

THS3202D

Die Rauschberechnung für den in Abbildung 2.12 dargestellten Operationsverstärker THS3202D ist wie folgt:

Für die Widerstände $R_5 - R_8$ ergibt sich $U_{ng5} - U_{ng8}$ zu

$$R_5 : U_{ng5} = U_{nR5} \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) \quad (2.41)$$

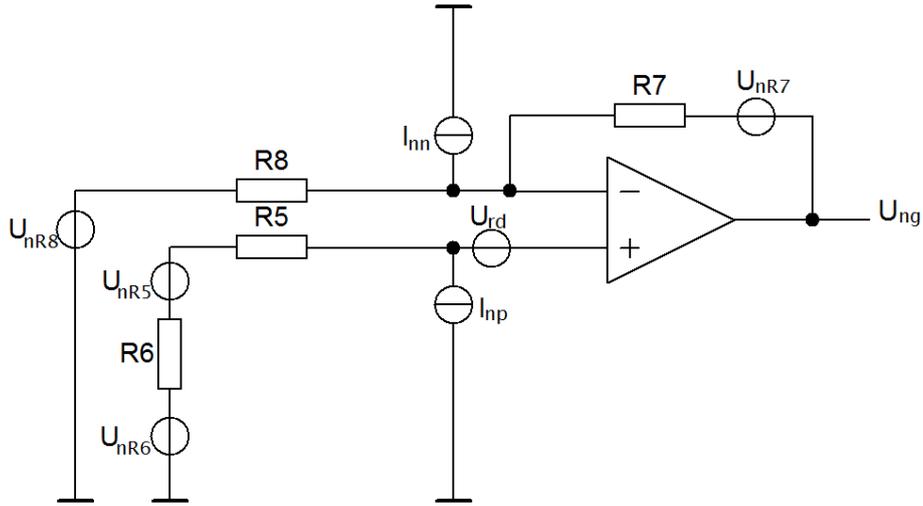


Abbildung 2.12: Rauschquellen des THS3202D ([Tex04a]) Operationsverstärkers der Receiverschaltung.

$$R_6 : U_{ng6} = U_{nR6} \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) \quad (2.42)$$

$$R_7 : U_{ng7} = U_{nR7} \quad (2.43)$$

$$R_8 : U_{ng8} = U_{nR8} \left(\frac{R_7}{R_8} \right) \quad (2.44)$$

Für die Stromquellen I_{nn} und I_{np} wird U_{ng12} bzw. U_{ng13} wie folgt berechnet:

$$I_{nn} : U_{ng12} = I_{nn} R_7 \quad (2.45)$$

$$I_{np} : U_{ng13} = I_{np} \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) (R_5 + R_6) \quad (2.46)$$

U_{ng14} der Spannungsquelle U_{rd} berechnet sich aus:

$$U_{rd} : U_{ng14} = U_{rd} \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) \quad (2.47)$$

Somit kann die Rauschspannung $U_{nTHS3202D}$ des Operationsverstärkers $THS3202D$ wie folgt berechnet werden:

$$U_{nTHS3202D} = \sqrt{U_{ng5}^2 + U_{ng6}^2 + U_{ng7}^2 + U_{ng8}^2 + U_{ng12}^2 + U_{ng13}^2 + U_{ng14}^2} \quad (2.48)$$

Die Rauschspannung beider Operationsverstärker U_{nges} ergibt sich aus dem Zusammenhang

$$G_{THS4271D} = 1 \quad (2.49)$$

$$U_{nges} = \sqrt{\left(U_{nTHS3202D} \sqrt{2} \right)^2 G_{THS4271D} + U_{nTHS4271D}^2} \quad (2.50)$$

Der Signal zu Rauschabstandes ist wie folgt definiert:

$$SNR = 20 \log \left(\frac{U_{sout}}{U_{nges}} \right) \quad (2.51)$$

2.6 Versuchsaufbau

2.6.1 Messanordnung

Der Frequenzgenerator speist ein Sinussignal mit 7 MHz und einer Amplitude von $V_{pp} = 2V$ in die LO-Eingänge der beide Diodenringmischer ein. Die Messungen werden bei folgendem Aufbau durchgeführt. Die Wicklungsachsen der beiden Spulen spannen einen Winkel von 135° (siehe Abbildung 2.13) auf, um Störungen zu minimieren. Der Anschluss 1 des Netzwerkanalysator ist mit dem Eingang (IN-RF)

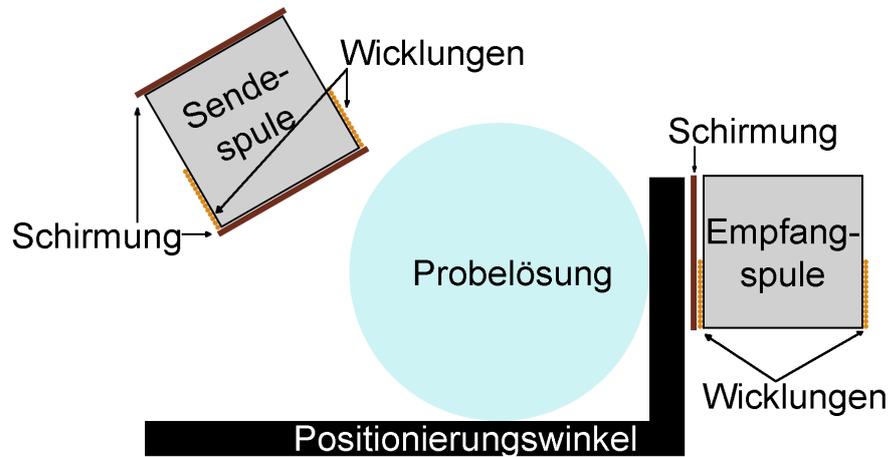


Abbildung 2.13: Geometrische Anordnung der Spulen für die Messung der Probelösungen. Die linke Spule ist die Sendespule mit einem sternförmigen Schirm an den Stirnseiten der Spule. Die Empfangsspule (rechte Spule) besitzt nur einen sternförmigen Schirm an der Seite. Mit Hilfe eines Positionierungswinkels wird sichergestellt, dass die Probelösungen für alle Messungen an der gleichen Stelle positioniert werden.

der Transmitterplatine verbunden. Der Ausgang des Receivers (OUT-PC) wird mit dem Anschluss 2 des Netzwerkanalysators verbunden (siehe Abbildung 2.14).

Die Einstellungen am Netzwerkanalysator sind:

- Power: 20 dBm
- Messbandbreite: 100 Hz
- Messpunkte: 500
- Smoothing Aperture: 26.6 %
- Center Frequency: 500 kHz
- Span: 900 kHz

Es werden Messungen mit den Proben 1-8 (siehe Tabelle 2.2) und eine Leermessung durchgeführt. Die Proben werden nacheinander an eine markierte Position zwischen

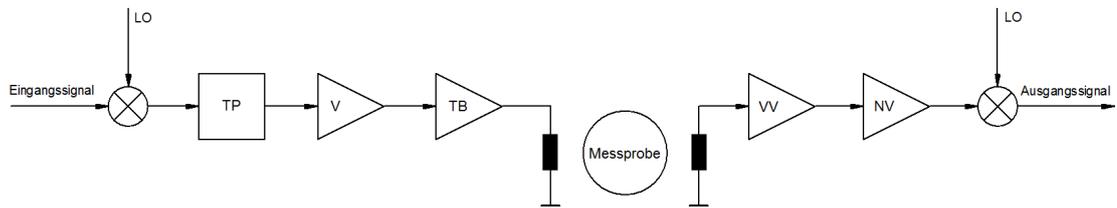


Abbildung 2.14: Diese Abbildung zeigt den schematischen Versuchsaufbau. Das Eingangssignal wird mit Hilfe eines Mischers um die Frequenz LO in den Hochfrequenzbereich angehoben. Dieses Signal wird anschließend tiefpassgefiltert und durch den Verstärker V verstärkt. Der Treiberbaustein (TB) treibt die Spule welche das Signal aussendet. Zwischen der Sendespule und der Empfangsspule befindet sich die zu untersuchende Messprobe. Auf der Empfangsseite wird das Signal von der Spule über einen Vorverstärker (VV) und einen Nachverstärker (NV) aufbereitet. Anschließend wird das empfangene Signal durch einen Ringmischer wieder in den niederfrequenten Frequenzbereich verschoben und das Ausgangssignal wird von einem Messgerät ausgewertet.

den beiden Spulen eingebracht. Die Ergebnisse sind in Kapitel 3.4 angeführt.

2.6.2 Probelösungen

			gemessen
Probennummer	Lösungsvolumen	Salz	Leitfähigkeit
	ml	g	$\frac{S}{m}$
1	200	0	0.006
2	200	0.5	0.31
3	200	2	1.04
4	200	4	1.87
5	200	6	2.91
6	200	10	4.27
7	200	20	7.2
8	200	30	9.44

Tabelle 2.2: Die Tabelle zeigt die acht Probelösungen die aus destilliertem Wasser und Salz hergestellt werden. Die Probelösungen werden für die Messungen in Kapitel 3 verwendet. Mit Hilfe eines Leitfähigkeitsmessgerätes LF 325-A (siehe Anhang: B.1) werden die Leitfähigkeiten in den einzelnen Probelösungen gemessen.

2.6.3 Übertragungskennlinie

Um die gesamte Übertragungskennlinie der beiden Schaltungen aufzeichnen zu können, sind die Schaltungen mit einem *RG174* Kabel verbunden (Receiver in Serie mit dem Transmitter). Das bedeutet, dass das Signal vom Netzwerkanalysator in den Eingang des Receivers (IN-Coil) eingespeist wird. Der Ausgang des Receivers (OUT-PC) ist mit dem Eingang des Transmitters (IN-RF) verbunden. Die beiden Diodenringmischer werden am LO mit einem Sinussignal mit einer Frequenz von 10 MHz und einer Amplitude von $V_{pp} = 2\text{ V}$ betrieben. Der Port 2 des Netzwerkanalysators ist mit dem Ausgang der Transmitterplatine (*OUT – COIL*) verbunden.

Am Netzwerkanalysator wird eine Signalleistung von -30 dBm verwendet. Die Abbildung 2.15 zeigt den schematischen Aufbau dieser Messung.

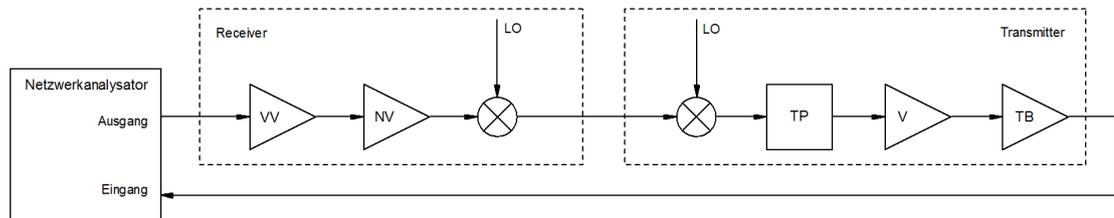


Abbildung 2.15: Messkette zur Ermittlung des Frequenzganges unter Verwendung eines Netzwerkanalysators.

2.6.4 Phasenwinkel

Das gemessene Signal setzt sich aus einem Realteil, welcher Störanteile beinhaltet und einem Imaginärteil, welcher die Leitfähigkeit des Objektes beinhaltet, zusammen (siehe Abbildung 2.16(b)).

In der Praxis tritt eine Phasenverschiebung φ beim Messsignal auf. Dieser Effekt wird von der Messanordnung verursacht (siehe Abbildung 2.16(b)), kann jedoch mit Hilfe des Korrekturphasenwinkels φ und Anwendung der Rotationsmatrix ausgeglichen werden.

Durch die Phasenverschiebung entsteht ein zusätzlicher Messfehler und daher ist es von Bedeutung diesen Phasenfehler zu korrigieren.

Die Berechnung des Korrekturphasenwinkels φ ist in Gleichung 2.52 angeführt.

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\Im \{ \text{Messwert Probe 8} \}}{\Re \{ \text{Messwert Probe 8} \}} \right) \quad (2.52)$$

Für die Berechnung des Korrekturphasenwinkels wird der Messwert der Probe 8 verwendet, da diese Probelösung die größte Leitfähigkeit besitzt. Es wird erwartet, dass Probe 8 praktisch nur einen Imaginärteil der Singalveränderung verursacht,

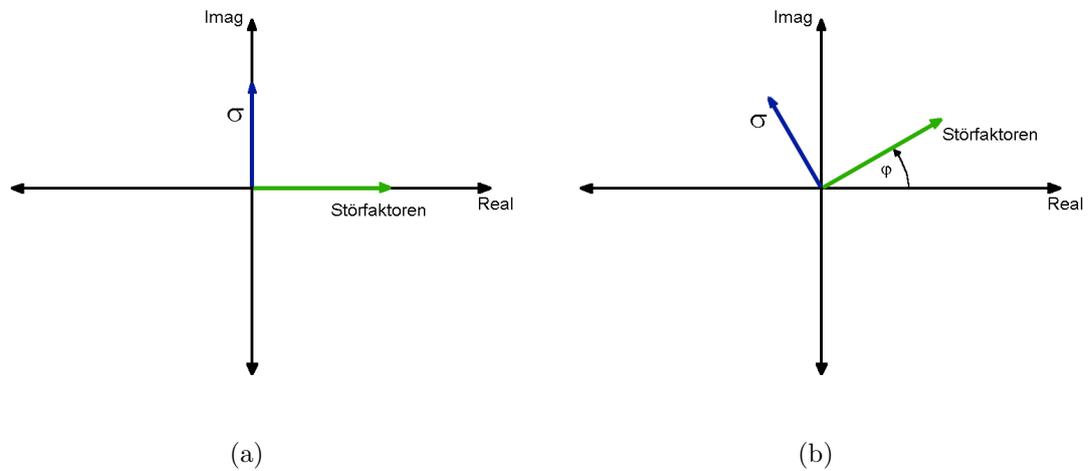


Abbildung 2.16: (a) Real- und Imaginärteil bei idealen Bedingungen und (b) Real- und Imaginärteil bei realen Bedingungen.

jedoch durch Störungen tritt auch ein Realteil auf.

Die Rotationsmatrix ist wie folgt:

$$\begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Die Rotationsmatrix bewirkt eine Drehung des Systems um φ .

2.6.5 Korrekturverfahren

Die Messwerte werden in zwei Schritten korrigiert. Im ersten Schritt wird von jedem Messwert die Messung mit destilliertem Wasser (Probe 1) abgezogen, da das Messsignal von destilliertem Wasser um ein vielfaches größer, ist als das Differenzsignal zwischen der leitfähigen Probe und dem Signal von destilliertem Wasser. Im zweiten Schritt werden die Werte um den Phasenkorrekturwinkel φ gedreht. Alle Messdaten werden mit dem Phasenkorrekturwinkel $-\varphi$ korrigiert.

Kapitel 3

Ergebnisse

In diesem Kapitel wird in Abschnitt 3.1 auf die Rauschanalyse der Receiverschaltung eingegangen. Die Bestimmung der Parameter der verwendeten Sende- und Empfangspule ist in Abschnitt 3.2 dargestellt. Auf die Stabilität des Messkreises wird in Abschnitt 3.3 näher eingegangen. Abschnitt 3.4 beinhaltet die Auswertung der Messergebnisse der Messproben.

3.1 Rauschanalyse des Receivers

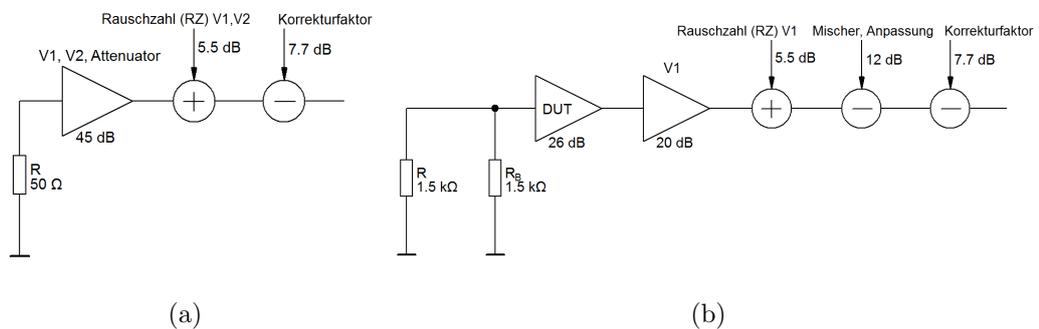


Abbildung 3.1: (a) Rauschkette für den $50\ \Omega$ und (b) Rauschkette für den $1.5\ \text{k}\Omega$ Widerstand

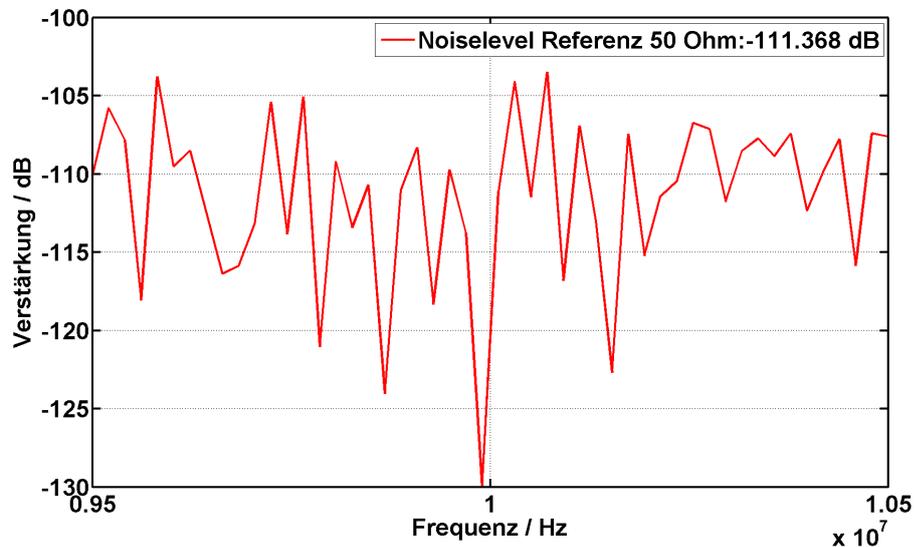


Abbildung 3.2: Rauschspannung an einem $50\ \Omega$ Widerstand. Die Abbildung 3.1(a) zeigt die Rauschkette für die Messung der Rauschspannung am $50\ \Omega$ Widerstand ($v_n 50\ \Omega$).

Aus Abbildung 3.1(a) und Abbildung 3.2 ergibt sich der Rauschpegel $v_n 50\ \Omega$ wie folgt:

$$\begin{aligned} v_n 50\ \Omega |_{dBm} &= 10 \log_{10}(k_B T B) + 30 \\ v_n 50\ \Omega |_{dBm} &= -153.8\ \text{dBm} \end{aligned} \tag{3.1}$$

Die verwendeten Parameter sind:

- k_B : Boltzmannkonstante
- T: Temperatur
- B: Messbandbreite des Netzwerkanalysators
- 30: Umrechnungsfaktor von dB auf dBm

Der Wert aus Gleichung 3.1 wird bei einer Bandbreite von 100 Hz berechnet. Die Addition von 30 ist notwendig für die Umrechnung von dB in dBm . Die in Glei-

chung 3.2 stehenden Werte stammen aus der Abbildung 3.1 und werden addiert bzw. subtrahiert.

$$\begin{aligned}
 v_{n_{eq}} &= v_{gemessen} + v_{Verstaerker} + v_{NoiseFigure} + v_{12dB} + v_{Messfehler} \\
 v_{n_{eq}} &= -97 - 46 - 5.5 + 12 + 7.7 \\
 v_{n_{eq}} &= -128.8 \text{ dBm}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Wird die Gleichung 3.2 von Gleichung 3.1 abgezogen so erhält man den zusätzlichen Rauschanteil der durch den Receiver generiert wird.

$$\begin{aligned}
 v_{Diff} &= v_{n_{eq}} - v_{n_{50\Omega}} \\
 v_{Diff} &= -128.8 - (-153.8) \\
 v_{Diff} &= 25 \text{ dB}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Das Rauschen ist um 25 dB größer als ein 50Ω Widerstand an 50Ω generiert.

$$\begin{aligned}
 v_{Gemessen} &= v_{Diff} \sqrt{4k_B T R} \\
 v_{Gemessen} &= 10^{\frac{25}{20}} \sqrt{4k_B 293 \text{ K } 50 \Omega} \\
 v_{Gemessen} &= 1.6 \times 10^{-8} \frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Durch Einsetzen in Gleichung 2.50 ergibt sich:

$$v_{Berechnet} = 1.502 \times 10^{-8} \frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \tag{3.5}$$

Aus der Gleichung 3.4 und 3.5 ist ersichtlich, dass der gemessene und berechnete Wert von der Größenordnung her übereinstimmt.

3.2 Spulensystem

Für die Sende- und Empfangspulen wurden drei Spulen (Sende-, Empfang- und Reservespule) einzeln mit Hilfe eines Impedanz-, Verstärkungs- und Phasenmessgerätes (siehe Geräteverzeichnis B.1) vermessen um die Resonanzfrequenz zu ermitteln. Die Resonanzfrequenz der jeweiligen Spule ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Die verwendeten Spulen mit einer Induktivität $L = 10 \mu\text{H}$ sind gegensinnig gewickelt. Dadurch heben sich die induzierten Spannungen des primären Hauptmagnetfeldes auf.

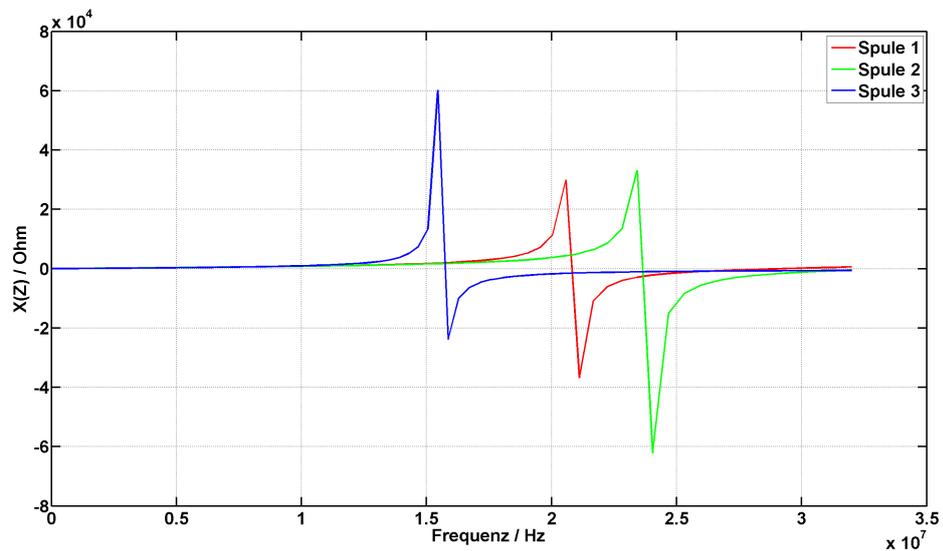


Abbildung 3.3: Die Abbildung zeigt den Blindwiderstand X der $10 \mu\text{H}$ Spulen über einen Frequenzbereich von 0 bis 32 MHz. Im Bereich von 15 MHz bis 25 MHz tritt der Resonanzfall für jede Spule ein. Resonanzfrequenzen der Spulen: Spule 1 bei 20,8 MHz, Spule 2 bei 23,7 MHz, Spule 3 bei 15,6 MHz. Die unterschiedlichen Werte sind darauf zurückzuführen, dass alle 3 Spulen (Sende-, Empfang- und Ersatzspule) händisch gewickelt worden sind und daher gewisse Unregelmäßigkeiten in den Wicklungen aufweisen.

3.2.1 Resonanzfrequenz und parasitäre Kapazität C_{Para}

Die Resonanzfrequenz der Spulen kann wie folgt berechnet werden:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

Die Gleichung 3.6 nach C umgeformt ergibt:

$$C_{Para} = \frac{1}{4\pi^2 L f_r^2} \quad (3.7)$$

Die berechneten parasitären Kapazitäten C_{Para} der einzelnen Spulen sind in Tabelle 3.1 angeführt.

	gerechnet
	C_{Para}
	pF
Spule 1	5.85
Spule 2	4.51
Spule 3	10.4

Tabelle 3.1: Die parasitären Kapazitäten ($10 \mu\text{H}$) der verschiedenen Spulen.

3.3 Übertragungsfunktion des Messkreises

Die Übertragungsfunktion wird gemessen wenn Receiver- und Transmitterplatine in Serie geschaltet sind. Der Schaltungsaufbau ist in Abbildung 2.15 dargestellt. Die LO-Frequenz (Trägerfrequenz) an beiden Diodenringmischern beträgt 10 MHz. In Abbildung 3.4 ist das Bodediagramm von beiden Platinen dargestellt.

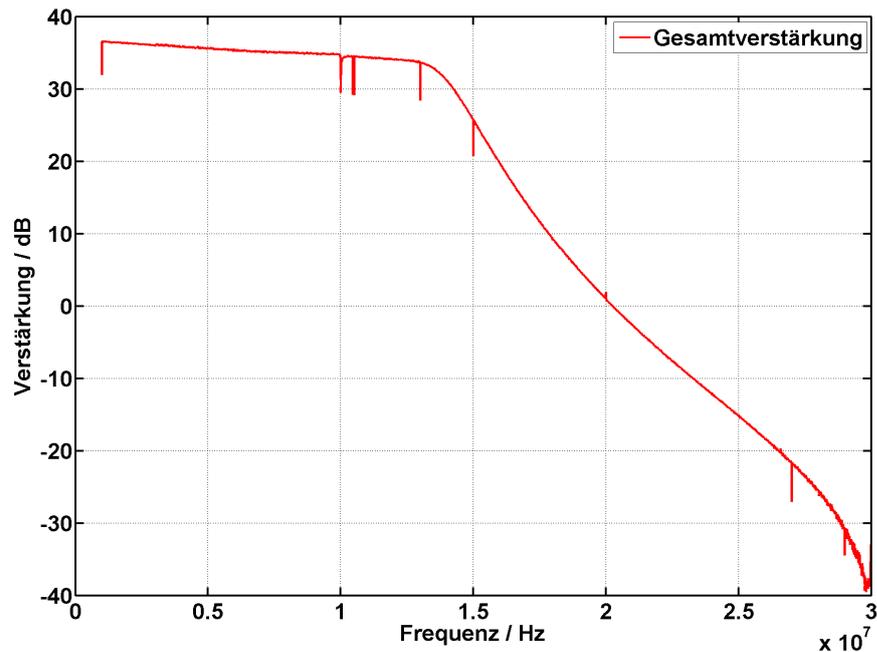


Abbildung 3.4: Übertragungskennlinie der Receiver- und der Transmitterplatine in Serie. Die Abbildung zeigt ein Tiefpassverhalten. Die Grenzfrequenz liegt bei einer Frequenz von 14 MHz. Dieses Verhalten wird durch den Baustein (SXLP-10.7+) verursacht. Unterhalb der Grenzfrequenz ist die Verstärkung annähernd konstant. Die maximale Gesamtverstärkung setzt sich aus der Verstärkung des Receivers (+26 dB) und der Verstärkung des Transmitters (+15.3 dB) zusammen. In beiden Schaltungen muss noch der Übertragungsverlust der Diodenringmischer abgezogen werden. Bei der Frequenz von 10 MHz befindet sich ein Einschnitt in der Verstärkungskennlinie. Dieses Phänomen kommt durch die Trägerunterdrückung des Diodenringmischer zustande.

3.4 Messproben

Für die Messung der einzelnen Probelösungen wurde eine Trägerfrequenz von 7 MHz eingestellt, aufgrund der Änderung der parasitären Kapazitäten, welche die Resonanzfrequenz auf 8 MHz verringert haben. Die Abbildungen 3.5, 3.6, 3.7, 3.8, 3.9 und 3.10 zeigen die Amplitude (Real- bzw. Imaginärteil) der Differenzsignale über der Leitfähigkeit der Proben aufgetragen.

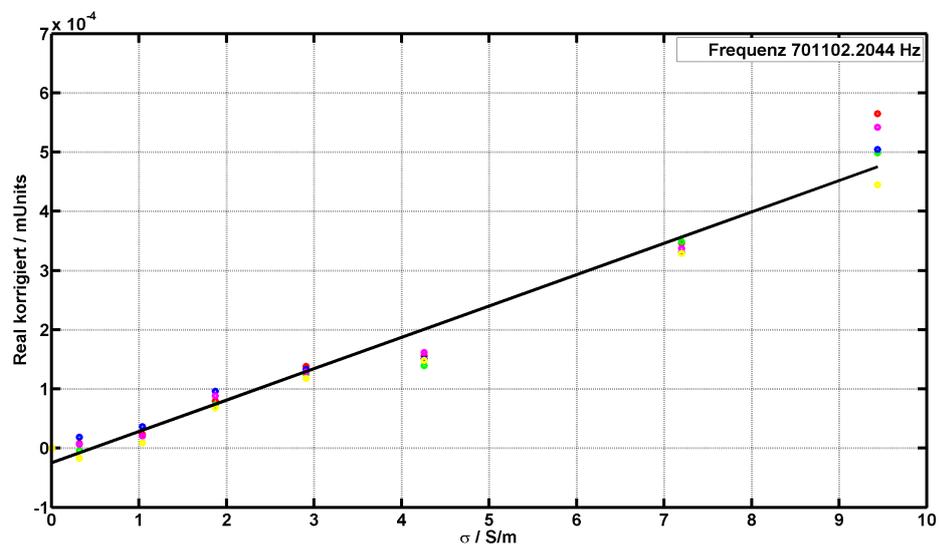


Abbildung 3.5: Phasenkorrigierter Realteil der Messreihe 1 bei einer Modulationsfrequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Es werden Proben mit verschiedenen Leitfähigkeiten vermessen. In diesem Diagramm wurden die 8 Meßproben in 5 Zyklen nacheinander vermessen, dargestellt durch die farbigen Punkte. Erhöht sich der Leitfähigkeitswert der Probe so resultiert das in einem größeren Betrag des Realteils. Die Einheit des Realteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Es ist erkennbar, dass ein linearer Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Realteil des Messsignals besteht. Die schwarze Linie stellt die Ausgleichgerade dar, welche mit der Least Square Methode berechnet wurde.

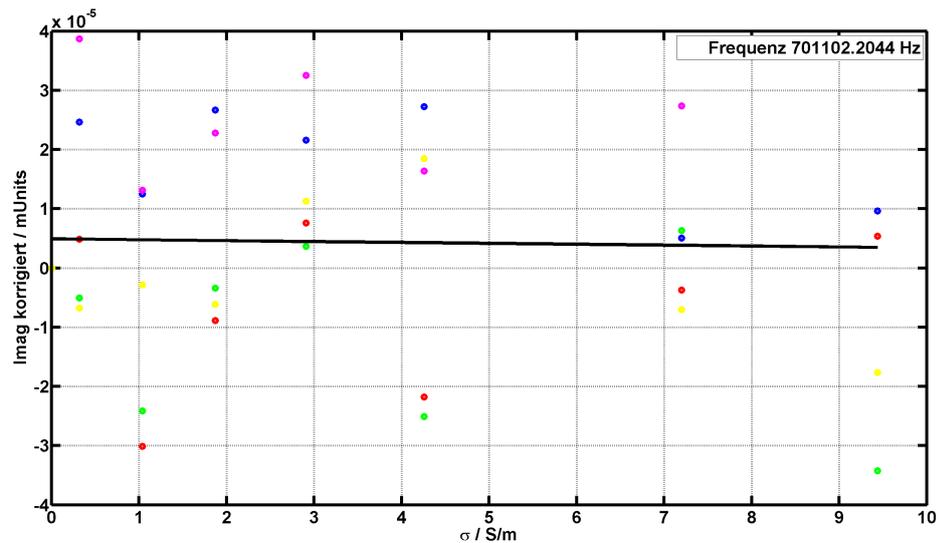


Abbildung 3.6: Phasenkorrigierter Imaginärteil der Messreihe 1 bei einer Modulationsfrequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Es werden Proben mit verschiedenen Leitfähigkeiten vermessen. In diesem Diagramm wurden die 8 Meßproben in 5 Zyklen nacheinander vermessen, dargestellt durch die farbigen Punkte. Im Vergleich zum maximalen Realteil ist der maximale Imaginärteil um circa eine Zehnerpotenz kleiner (max. $\Re = 6 \times 10^{-4}$ bzw. max. $\Im = 4 \times 10^{-5}$). Die schwarze Linie stellt die Ausgleichgerade da, welche mit der Least Square Methode berechnet wurde. Die Einheit des Imaginärteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Zwischen der Leitfähigkeit und dem Imaginärteil besteht kein direkt erkennbarer linearer Zusammenhang.

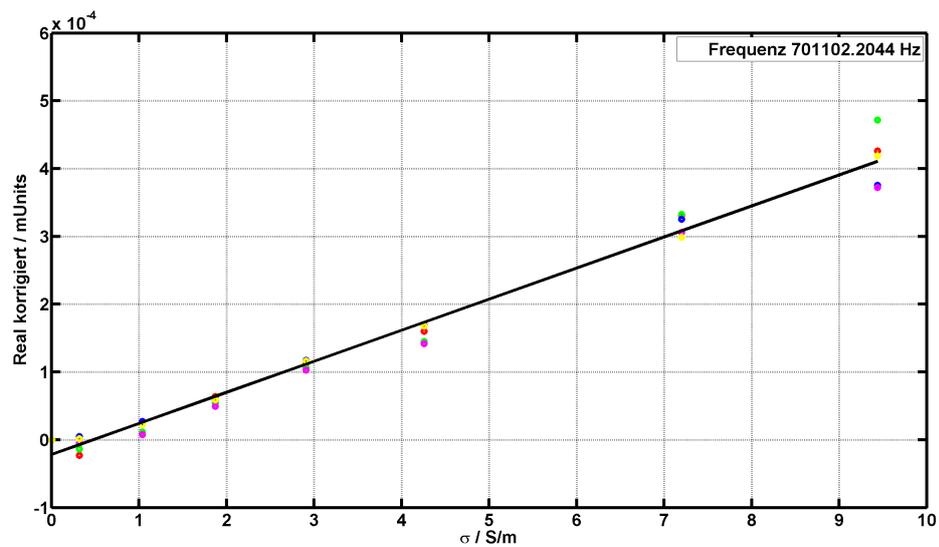


Abbildung 3.7: Phasenkorrigierter Realteil der Messreihe 2 bei einer Modulationsfrequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Es werden Proben mit verschiedenen Leitfähigkeiten vermessen. In diesem Diagramm wurden die 8 Meßproben in 5 Zyklen nacheinander vermessen, dargestellt durch die farbigen Punkte. Die Einheit des Realteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. In dieser Abbildung kann der gleiche Zusammenhang wie in Abbildung 3.5 erkannt werden. Erhöht sich der Leitfähigkeitswert der Probe, so resultiert das in einem linearen Anstieg des Messsignals (Ausgleichsgerade = schwarze Linie).

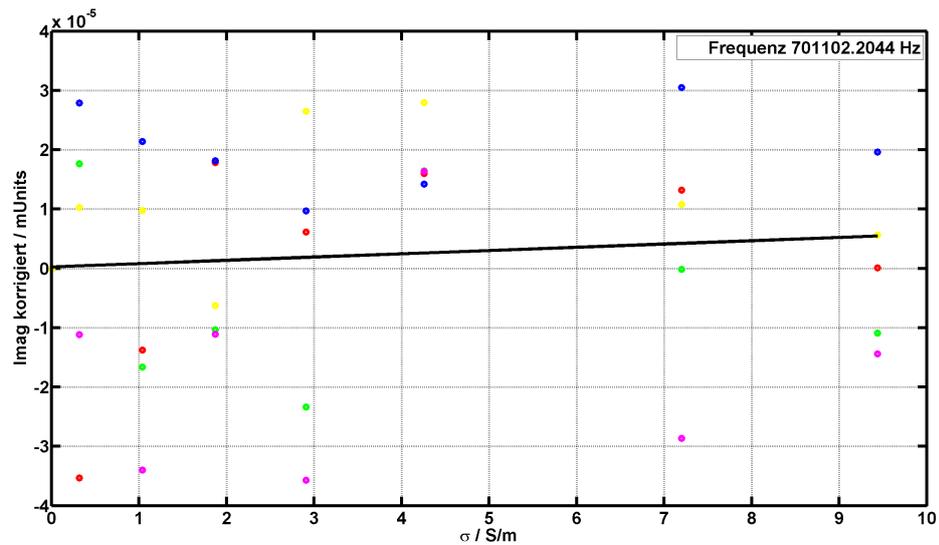


Abbildung 3.8: Phasenkorrigierter Imaginärteil der Messreihe 2 bei einer Modulationsfrequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Es werden Proben mit verschiedenen Leitfähigkeiten vermessen. In diesem Diagramm wurden die 8 Meßproben in 5 Zyklen nacheinander vermessen, dargestellt durch die farbigen Punkte. Die schwarze Linie stellt die Ausgleichsgerade da, welche mit der Least Square Methode berechnet wurde. Die Einheit des Imaginärteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Der in dieser Abbildung dargestellte Verlauf zeigt ein ähnliches Verhalten wie jener in Abbildung 3.6. Es kann keine lineare Abhängigkeit zwischen Leitfähigkeit und Signalamplitude erkannt werden.

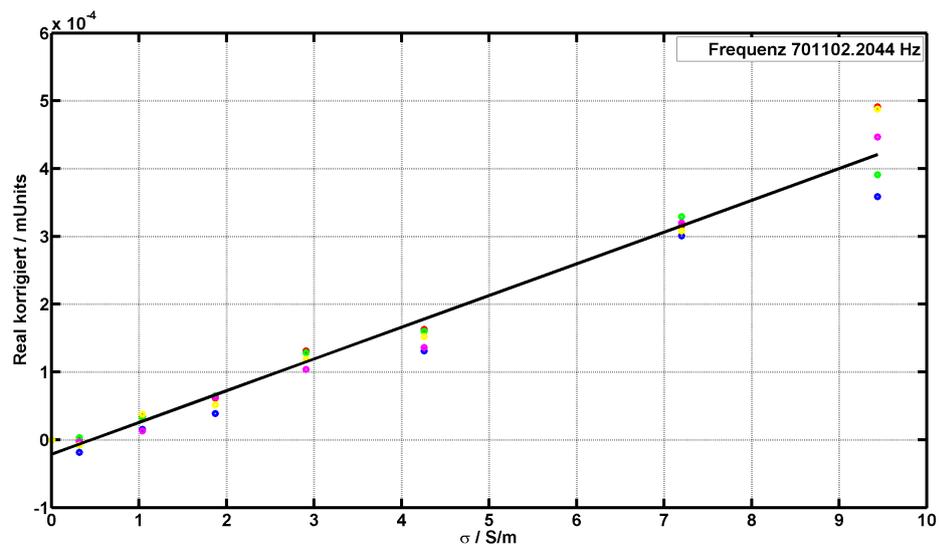


Abbildung 3.9: Phasenkorrigierter Realteil der Messreihe 3 bei einer Modulationsfrequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Es werden Proben mit verschiedenen Leitfähigkeiten vermessen. In diesem Diagramm wurden die 8 Meßproben in 5 Zyklen nacheinander vermessen, dargestellt durch die farbigen Punkte. Die Einheit des Realteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Der Betrag des Realteils steigt linear mit der Leitfähigkeit der Probe an (Ausgleichsgerade = schwarze Linie). Diese Charakteristik ist auch bei der Messreihe 1 (siehe Abbildung 3.5) und Messreihe 2 (siehe Abbildung 3.7) erkennbar.

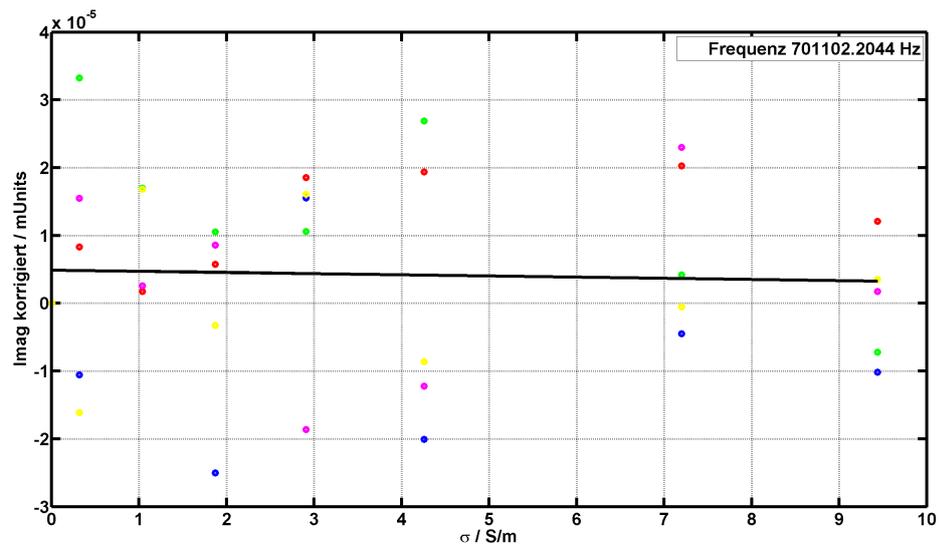


Abbildung 3.10: Phasenkorrigierter Imaginärteil der Messreihe 3 bei einer Modulationsfrequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Es werden Proben mit verschiedenen Leitfähigkeiten vermessen. In diesem Diagramm wurden die 8 Meßproben in 5 Zyklen nacheinander vermessen, dargestellt durch die farbigen Punkte. Die schwarze Linie stellt die Ausgleichgerade da, welche mit der Least Square Methode berechnet wurde. Die Einheit des Imaginärteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Zwischen der Leitfähigkeit und dem Imaginärteil besteht kein direkt erkennbarer linearer Zusammenhang wie auch bereits bei Messreihe 1 (siehe Abbildung 3.6) und Messreihe 2 (siehe Abbildung 3.8) festgestellt wurde.

		gerechnet
IF	Messreihe	Phasenkorrekturwinkel φ
kHz		°
201.5	1	5.48
201.5	2	6.54
201.5	3	5.02
500.9	1	11.95
500.9	2	9.02
500.9	3	11.67
701.1	1	18.04
701.1	2	18.69
701.1	3	18.87
901.3	1	26.07
901.3	2	25.83
901.3	3	24.58

Tabelle 3.2: Die Tabelle zeigt den Phasenkorrekturwinkel φ abhängig von der Frequenz. ($f = 7\text{MHz} \pm IF$) Es ist ersichtlich, dass sich mit zunehmender Frequenz auch der Phasenkorrekturwinkel erhöht.

3.4.1 Boxplots der Messergebnisse

Zur statistischen Auswertung der Messdaten wird als graphische Darstellung der sogenannte Boxplot verwendet. Die Kenngrößen des Boxplots (siehe Abbildung 3.11, 3.12, 3.13, 3.14, 3.16 und 3.16) sind folgende:

- Rote Linie: Entspricht dem Mittelwert der Verteilung
- Blaues Rechteck (Box): Bereich in dem die mittleren 50% der Daten liegen

- Antenne (Whisker): Bereich in dem sich 95 % aller Werte befinden

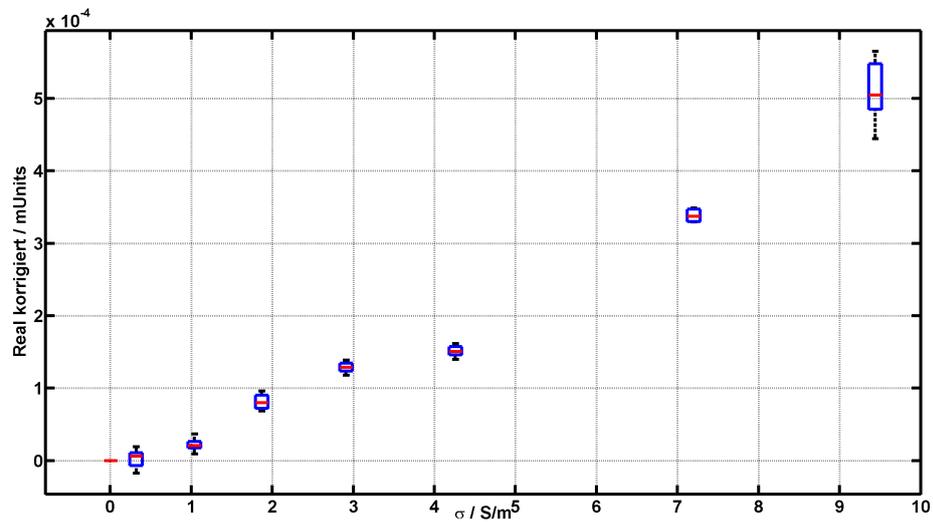


Abbildung 3.11: Phasenkorrigierter Realteil der Messreihe 1 bei einer Frequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Die Einheit des Realteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Die Größe der Boxen bzw. der Whiskers von Proben 2 (Leitfähigkeit $0.32 \frac{\text{S}}{\text{m}}$) bis Probe 7 (Leitfähigkeit $7.2 \frac{\text{S}}{\text{m}}$) sind annähernd gleich groß. Bei Probe 8 (Leitfähigkeit $9.44 \frac{\text{S}}{\text{m}}$) ist die Box bzw. der Whisker um ein 5-faches größer. Es ist erkennbar, dass ein linearer Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Realteil des Messsignals besteht.

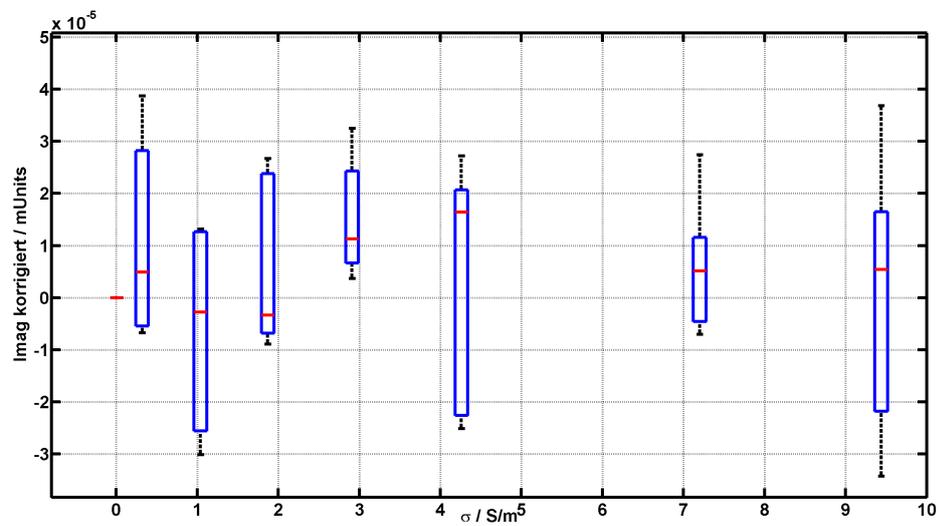


Abbildung 3.12: Phasenkorrigierter Imaginärteil der Messreihe 1 bei einer Frequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Die Einheit des Imaginärteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Die Boxen bzw. die Whiskers sind bei 5 von 7 Proben annähernd gleich groß. Ein Zusammenhang vom Imaginärteil des Messsignals mit der Leitfähigkeit ist nicht erkennbar.

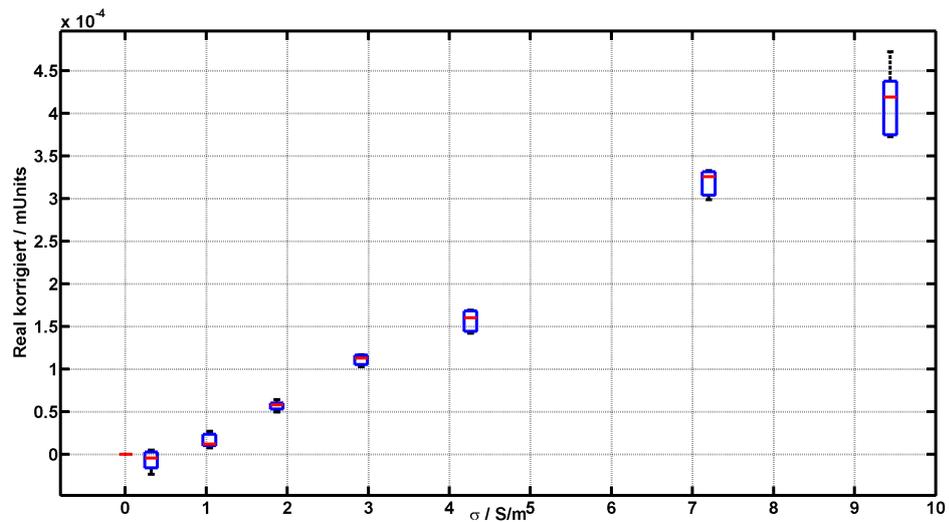


Abbildung 3.13: Phasenkorrigierter Realteil der Messreihe 2 bei einer Frequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Die Einheit des Realteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Die Box und der Whisker sind von einer Leitfähigkeit von $0.32 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ bis zu einer Leitfähigkeit von $7.2 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ gleich groß. Ab einer Leitfähigkeit von $9.44 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ ist die Box bzw. der Whisker 3 mal so groß wie in den anderen Proben. Wie bereits in Abbildung 3.11 ist auch hier erkennbar, dass ein linearer Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Realteil des Messsignals besteht.

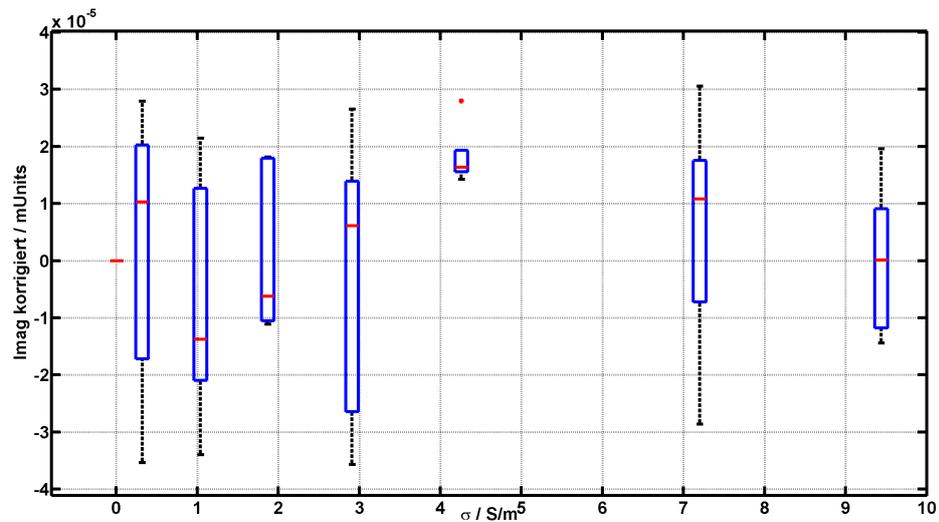


Abbildung 3.14: Phasenkorrigierter Imaginärteil der Messreihe 2 bei einer Frequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Die Einheit des Imaginärteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Die Ergebnisse für Probe 2, 3, 5 und 7 sind fast gleich groß. Die Boxen bzw. die Whiskers sind bei den Proben 4 und 8 auch ähnlich groß, jedoch nur halb so groß wie bei den Proben 2, 3, 5 und 7. Wie bereits in Abbildung 3.12 ist auch hier kein Zusammenhang zwischen dem Imaginärteil des Messsignals und der Leitfähigkeit erkennbar.

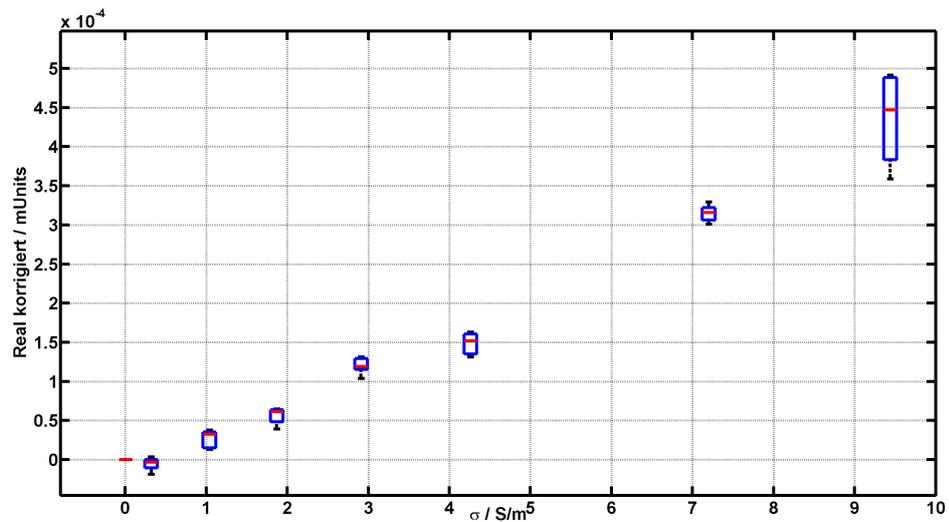


Abbildung 3.15: Phasenkorrigierter Realteil der Messreihe 3 bei einer Frequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Die Einheit des Realteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Bei den Proben 2 bis 7 sind die Boxen wie auch die Whiskers ähnlich groß. Probe 8 ist um das 6-fache größer. Es ist erkennbar, dass ein linearer Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Realteil des Messsignals besteht. Dies ist die gleiche Charakteristik wie bei Messreihe 1 (siehe Abbildung 3.11) und Messreihe 2 (siehe Abbildung 3.13).

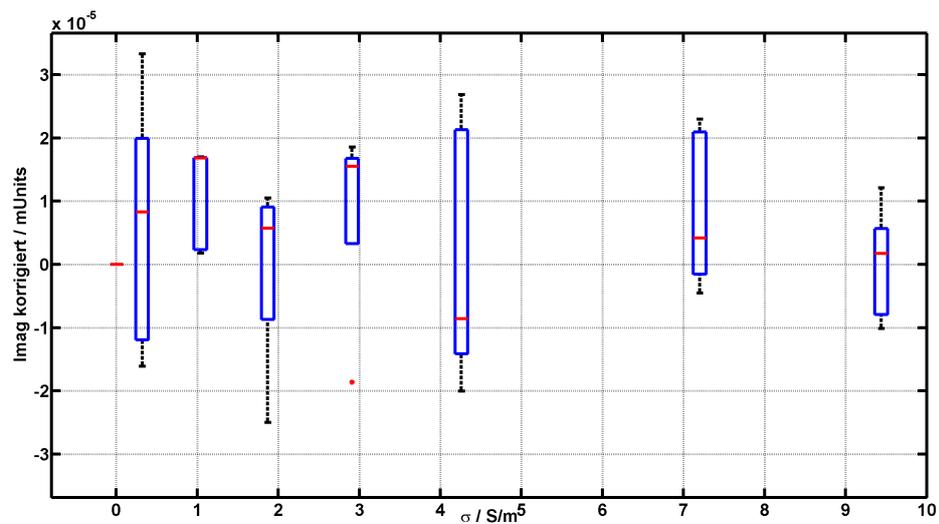


Abbildung 3.16: Phasenkorrigierter Imaginärteil der Messreihe 3 bei einer Frequenz von $f = 7 \text{ MHz} \pm 701.1 \text{ kHz}$. Die Einheit des Imaginärteils ist mUnits da diese Einheit vom Messgerät (siehe Anhang B: Netzwerkanalysator) vorgegeben wurde. Bei den Proben 2, 4 und 6 ergeben sich für die Boxen bzw. die Whiskers ähnliche Größen. Weiters sind die Proben 3, 5 und 8 auch nahezu gleich, jedoch sind die Beträge der Boxen bzw. der Whiskers nur halb so groß wie bei den Proben 2, 4 und 6. Wie bereits bei Messreihe 1 (siehe Abbildung 3.12) und Messreihe 2 (siehe Abbildung 3.14) ist auch hier kein Zusammenhang zwischen dem Imaginärteil des Messsignals und der Leitfähigkeit erkennbar.

Kapitel 4

Diskussion

4.1 Zusammenfassung

In Rahmen dieser Diplomarbeit wurde ein Messkanal bestehend aus einer Sende- und Empfangsplatine für das Grazer Induktionstomographie-System entwickelt, welcher für einen Frequenzbereich bis zu 7 MHz verwendet werden kann. Eine Verifikation der Funktion des Messkanals wurde durchgeführt. Mit Hilfe von Messungen mit definierten Probelösungen konnte ein linearer Zusammenhang zwischen Leitfähigkeit und Signalamplitude gezeigt werden.

4.1.1 Spulensystem

Die Spulen besitzen eine Resonanzfrequenz, die größer als 10 MHz ist. Daher sind diese Spulen grundsätzlich für diese Anwendung geeignet. Durch das Verbinden der Transmitterplatine mit der Sendespule verändert sich jedoch der Betrag der parasitären Kapazität (C_{Para}). Durch das Zusammenschließen ergibt sich eine Erhöhung der parasitären Kapazität um 29 pF, d.h. die neue gesamte parasitäre Kapazität

beträgt somit $C_{Para} = 35$ pF. Diese Änderung wird durch den Pufferverstärker (El2008) und das Zuleitungskabel (RG174) verursacht. Durch diese Veränderung ergibt sich eine neue Resonanzfrequenz welche sich bei einer Frequenz von 8 MHz befindet. Das resultiert in einer maximalen nutzbaren Frequenz des LO-Signals für den Diodenringmischer von ca. 7 MHz, die für alle Messungen verwendet wurde.

4.1.2 Stabilität des Messkreises

Die Übertragungsfunktion der Messkette wird in Abbildung 3.4 dargestellt. Das charakteristische Tiefpassverhalten bis zu einer Grenzfrequenz ($f_G = 14$ MHz) deckt sich mit den theoretischen Überlegungen. Der Einschnitt bei 10 MHz wird durch die Trägerunterdrückung des Diodenringmischer verursacht. Das Bodediagramm weist unterhalb der Grenzfrequenz schon eine kleine Dämpfung der Verstärkung auf. Dieser Effekt kann durch den Übertragungsverlust der beiden Ringmischer hervorgerufen werden. Über die gesamte Kennlinie verteilt treten noch weitere Einschnitte auf. Diese Effekte können keinem Bauteil direkt zugeordnet werden.

Die gemessene maximale Verstärkung (35 dB) und die berechnete Verstärkung von 29.8 dB (nach Abzug der Verluste der Diodenringmischer lt. Datenblatt) unterscheiden sich voneinander. Der Fehler entsteht durch einen Kalibrierfehler des Netzwerkanalysators, da die Leitung nicht mit $50\ \Omega$ abgeschlossen war.

4.1.3 Statistische Auswertung

Alle Messdaten wurden mit dem Korrekturverfahren nachbearbeitet um den Phasenfehler zu korrigieren. Laut Theorie verursachen die Messproben nur einen Ausschlag im Imaginärteil. Bei den Ergebnissen wird jedoch eine Änderung im Realteil beobachtet was daraus schließen lässt, dass noch eine zusätzliche Phasendrehung von $+90^\circ$ vorhanden ist.

Die statistische Auswertung der Messdaten erfolgt mit Hilfe der Boxplot Darstellungen. Die verschiedenen Salzlösungen (Probe 1 - 8) verursachen eine Veränderung des Realteils. Die Boxplots der Proben 2-7 streuen wie erwartet annähernd gleich. Der Messwert der Probe 8 weist jedoch einen 3-6 fach höheren Wert der Streuung auf. Der Ausschlag im Realteil ist um eine 10er Potenz größer als im Imaginärteil. Insgesamt wurden drei Messreihen (MR1, MR2 und MR3) aufgezeichnet. Für jede Messreihe wurde alle Lösungsproben 5-mal hintereinander vermessen. Der Phasenkorrekturfehler der MR1 weist bei einer bestimmten Frequenz nur eine kleine Änderung im Vergleich zu MR2 bzw. MR3 auf (siehe Tabelle 3.2).

4.2 Ausblick

Der entwickelte Messkanal kann wie folgt durch Hardware- bzw. Softwaremodifikationen noch weiter verbessert werden.

4.2.1 Hardwaremodifikationen

Um die maximale Frequenz, welche vom Übertragungskanal verarbeitet werden kann, von derzeit 7 MHz auf bis zu 10 MHz zu erhöhen, kann das Spulensystem adaptiert werden. Die Spulen müssen dazu neu gewickelt werden um die Resonanzfrequenz zu erhöhen ($f_r \propto \frac{1}{\sqrt{L}}$). Eine weitere Möglichkeit ist, die Kabellängen zwischen Platinausgang und Sendespule zu verkürzen, um dadurch die parasitären Kapazitäten weiter zu verringern und in folge dessen die gesamte Resonanzfrequenz zu erhöhen. Ein weiterer Schritt ist, die Platine professionell zu fertigen, sowie durch zusätzliches Anbringen eines Schirmgehäuses auf der Receiverplatine weitere Störeinflüsse zu minimieren.

4.2.2 Softwaremodifikationen

Weitere Möglichkeiten im Bereich der Auswertung sind, den neu entwickelten Kanal bestehend aus Sende- und Empfangsplatine mit dem bestehenden Grazer Induktionstomographie-System zu verbinden, automatische Messabläufe bzw. verschiedene Auswertalgorithmen anzuwenden und statistische Korrekturverfahren auf die Messdaten anzuwenden.

Anhänge

Anhang A

Hardwareübersicht

Dieses Kapitel enthält die im Rahmen der Diplomarbeit entwickelten und verwendeten Hardwarekomponenten. Abschnitt A.1 zeigt den Schaltplan, das Layout und die Bauteilliste der Transmitterschaltung. Schaltplan, Platinenlayout und Bauteilliste der Receiverschaltung sind in Abschnitt A.2 dargestellt.

A.1 Transmitterschaltung

A.1.1 Schaltplan und Layout

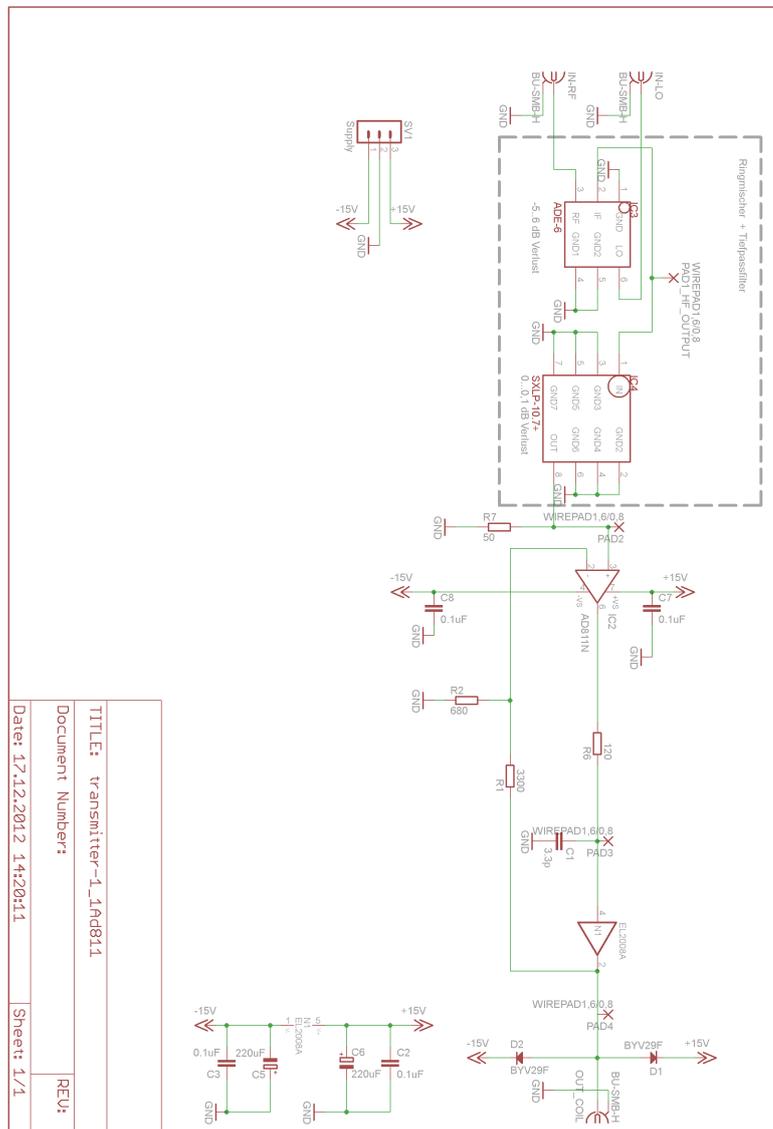
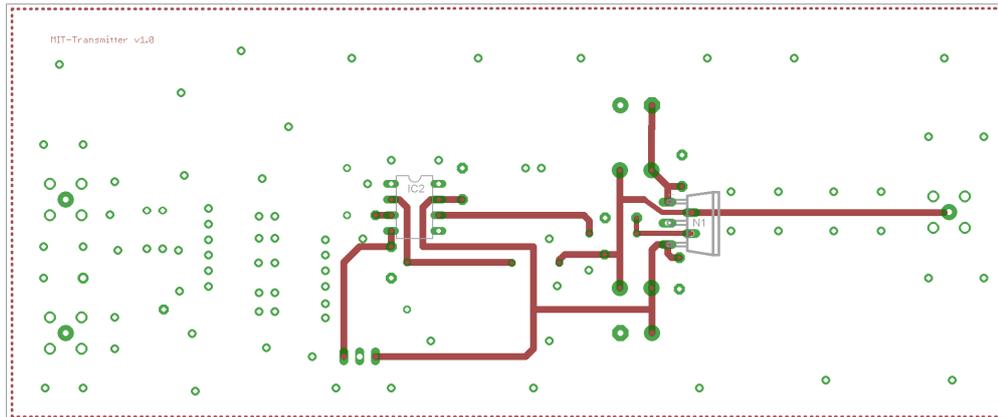
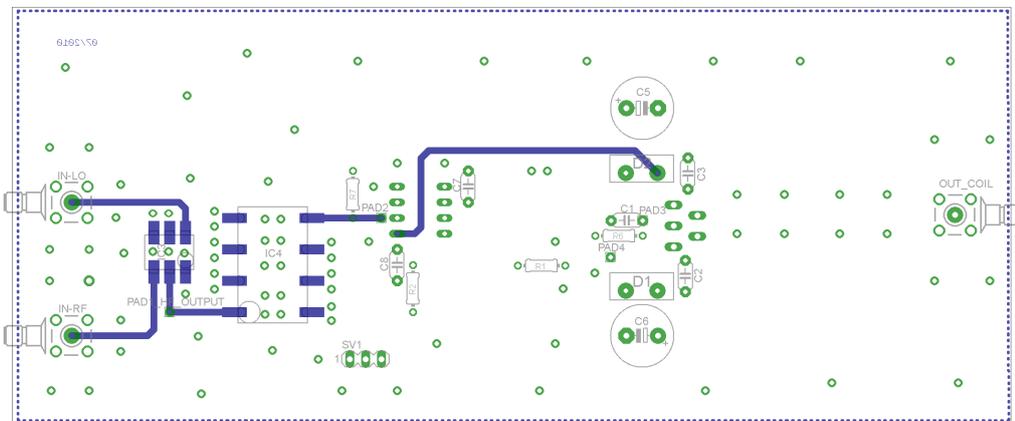


Abbildung A.1: Schaltplan der Transmitterschaltung.



(a)



(b)

Abbildung A.2: (a) Oberseite und (b) Unterseite der Transmitterplatine.

A.1.2 Bauteilliste

Listing A.1: Bauteilliste der Transmitterschaltung

Partlist

Exported from transmitter-1.1Ad811.sch at 17.12.2012 14:35:04

EAGLE Version 5.11.0 Copyright (c) 1988-2010 CadSoft

Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
C1	3.3p	C-EU050-024X044	C050-024X044	rcl	1
C2	0.1uF	C-EU050-024X044	C050-024X044	rcl	1
C3	0.1uF	C-EU050-024X044	C050-024X044	rcl	1
C5	220uF	CPOL-EUE5-10.5	E5-10,5	rcl	1
C6	220uF	CPOL-EUE5-10.5	E5-10,5	rcl	1
C7	0.1uF	C-EU050-024X044	C050-024X044	rcl	1
C8	0.1uF	C-EU050-024X044	C050-024X044	rcl	1
D1	BYV29F	BYV29F	SOD100	UpDownSampler-1	1
D2	BYV29F	BYV29F	SOD100	UpDownSampler-1	1
IC2	AD811N	AD811N	DIL08	analog-devices	1
IC3	ADE-6	ADE-6	SMD6PIN	UpDownSampler	1
IC4	SXLP-10.7+	SXLP-10.7+	SMD8PIN	UpDownSampler	1
IN-LO	BU-SMB-H	BU-SMB-H	BU-SMB-H	con-coax	1
IN-RF	BU-SMB-H	BU-SMB-H	BU-SMB-H	con-coax	1
N1	EL2008A	EL2008A	TO220-5A	opamps	1
OUT.COIL	BU-SMB-H	BU-SMB-H	BU-SMB-H	con-coax	1
PAD1.HF.OUTPUT	WIREPAD1,6/0,8	WIREPAD1,6/0,8	1,6/0,8	wirepad	1
PAD2	WIREPAD1,6/0,8	WIREPAD1,6/0,8	1,6/0,8	wirepad	1
PAD3	WIREPAD1,6/0,8	WIREPAD1,6/0,8	1,6/0,8	wirepad	1
PAD4	WIREPAD1,6/0,8	WIREPAD1,6/0,8	1,6/0,8	wirepad	1
R1	3300	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R2	680	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R6	120	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
R7	50	R-EU_0204/7	0204/7	rcl	1
SV1	Supply	MA03-1	MA03-1	con-1stb	1

A.2 Receiverschaltung

A.2.1 Schaltplan und Layout

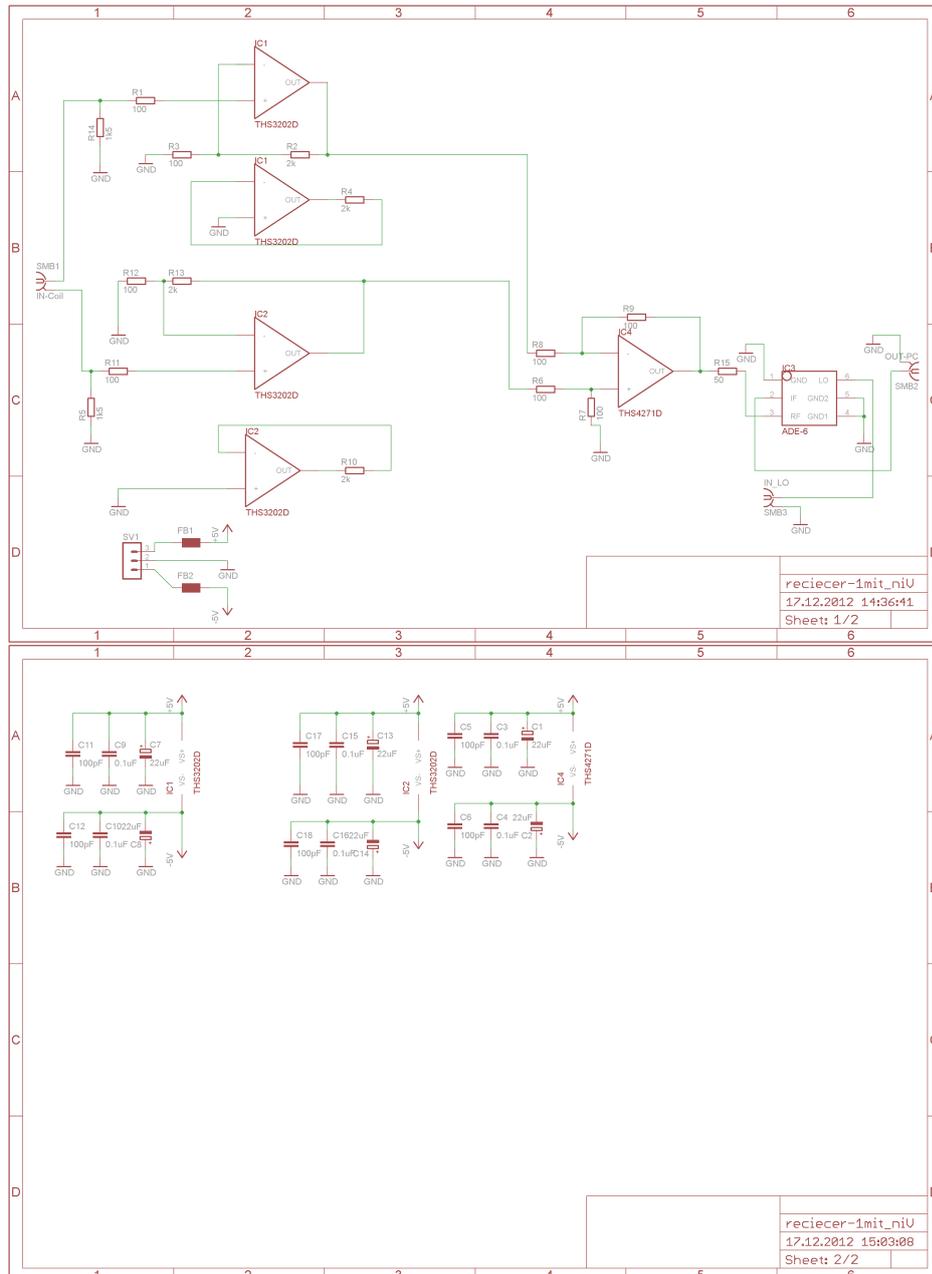
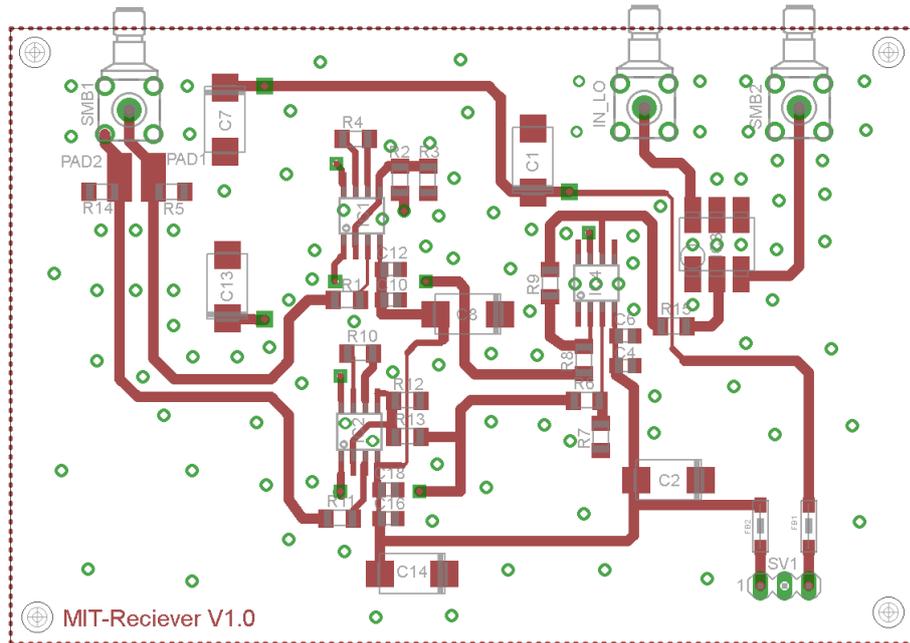
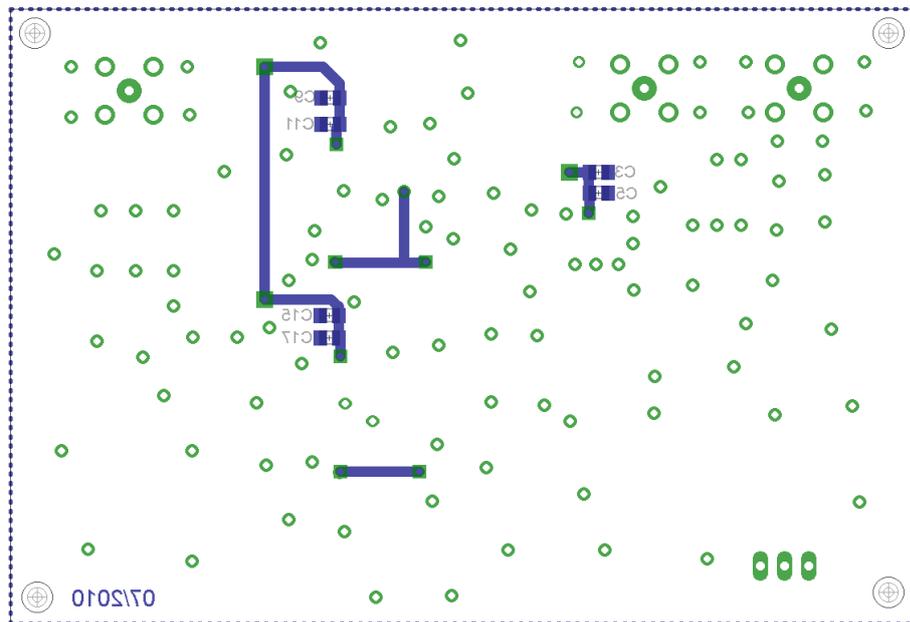


Abbildung A.3: Schaltplan der Receiverschaltung Blatt 1 und 2.



(a)



(b)

Abbildung A.4: (a) Oberseite und (b) Unterseite der Receiverplatine.

A.2.2 Bauteilliste

Listing A.2: Bauteilliste der Receiverschaltung

Partlist

Exported from reciecer-1mit.niV.sch at 17.12.2012 14:37:01

EAGLE Version 5.11.0 Copyright (c) 1988-2010 CadSoft

Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
C1	22uF	CPOL-EUD/7343-31W	D/7343-31W	rcl	2
C2	22uF	CPOL-EUD/7343-31W	D/7343-31W	rcl	2
C3	0.1uF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C4	0.1uF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C5	100pF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C6	100pF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C7	22uF	CPOL-EUD/7343-31W	D/7343-31W	rcl	2
C8	22uF	CPOL-EUD/7343-31W	D/7343-31W	rcl	2
C9	0.1uF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C10	0.1uF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C11	100pF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C12	100pF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C13	22uF	CPOL-EUD/7343-31W	D/7343-31W	rcl	2
C14	22uF	CPOL-EUD/7343-31W	D/7343-31W	rcl	2
C15	0.1uF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C16	0.1uF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C17	100pF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
C18	100pF	C-EUC0805	C0805	rcl	2
FB1		WE-CBF_1806	1806	wuerth-elektronik	1
FB2		WE-CBF_1806	1806	wuerth-elektronik	1
IC1	THS3202D	THS3202D	D_R-PDSO-G08	texas	1
IC2	THS3202D	THS3202D	D_R-PDSO-G08	texas	1
IC3	ADE-6	ADE-6	SMD6PIN	UpDownSampler	1
IC4	THS4271D	THS4271D	D_R-PDSO-G08	texas	1
IN_LO	SMB3	BU-SMB-H	BU-SMB-H	con-coax	1
R1	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R2	2k	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R3	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R4	2k	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R5	1k5	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R6	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1

R7	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R8	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R9	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R10	2k	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R11	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R12	100	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R13	2k	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R14	1k5	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
R15	50	R-EU_R1206	R1206	resistor	1
SMB1	IN-Coil	BU-SMB-H	BU-SMB-H	con-coax	1
SMB2	OUT-PC	BU-SMB-H	BU-SMB-H	con-coax	1
SV1		MA03-1	MA03-1	con-lstb	1

Anhang B

Geräteverzeichnis

B.1 Verwendete Geräte

- Leitfähigkeitsmessgerät: LF 325-A/Set mit Messzelle LDM/S, WTW
- Digitales Speicheroszilloskop: LeCroy 9310 AM, LeCroy
- Digitales Speicheroszilloskop: UTD2102CEL, UNI-T
- Netzwerkanalysator: ZVL 9 kHz ... 3 GHz, Rohde & Schwarz
- RLC-Meter: PM6303, Philips
- Funktionsgenerator: HP 33120 A, Hewlett Packard
- Funktionsgenerator: System-Messplatz 4100A, PeakTech
- Spannungsversorgung: System-Messplatz 4100A, PeakTech
- Powersplitter: ZFSC-2-2, Mini-Circuits
- Impedanz-, Verstärkungs-, und Phasen-Messgerät: SI 1260 Solatron

B.2 Verwendete Software

- Design und Layoutprogramm für elektronische Schaltungen: Eagle 5.2.0
- Simulationsprogramm für elektrische Schaltungen: LT Spice IV Version 4.14q
- Messdatenauswertung und -aufbereitung: MatLab

B.3 Datenblätter

Links zu den Datenblättern der verwendeten Bausteine

- ADE-6 [Mina]
- Tiefpass10.7 [Minb]
- AD811 [Ana04]
- BYV29F [Phi99]
- EL2008 [é99]
- THS3202 [Tex04a]
- THS4271 [Tex04b]

Anhang C

Abkürzungen

DDS	Direct Digital Synthesis
DUT	Device Under Test
EIT	Elektrische Impedanz Tomographie
ESB	Ersatzschaltbild
EZV	Extrazelluläres Volumen
IC	Integrated Circuit
IC-EIT	Induced Current Electrical Impedance Tomography
IF	Intermediate Frequency
IZV	Intrazelluläres Volumen
LO	Local Oscillator Frequency
MIT	Magnetische Induktionstomographie
NV	Nachverstärker
OPV	Operationsverstärker
PEP	Passive Electric Properties
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
SMB	Sub Miniature B

SMD	Surface Mounted Device
SNR	Signal-Rauschverhältnis
TB	Treiberbaustein
TP	Tiefpass
V	Verstärker
VV	Vorverstärker

Anhang D

Symbole

a_1, a_2	Hinlaufende Welle
B	Rauschbandbreite
B_0	Flussdichte des magnetischen Hauptfeldes, Flussdichte des magnetischen Erregerfeldes
ΔB	Flussdichte des magnetischen Störfeldes, Flussdichte des Antwortfeldes
b_1, b_2	Reflektierende Welle
C	Kapazität
C_{ZM}	Kapazität der Zellmembran
C_{Para}	Parasitäre Kapazität
f	Frequenz
Δf	Frequenzbandbreite
f_{IF}	Frequenz von IF
f_{LO}	Frequenz von LO
f_r	Resonanzfrequenz
f_{RF}	Frequenz von RF
f_s	Samplefrequenz

f_t	Transitfrequenz
F	Rauschfaktor
G	Verstärkungsfaktor
H_2O	Wasser
I_{FJC}	Forward Junction Current
I	Strom
I_{RMS}	RMS des Stroms
I_{th}	Thermischer Rauschstrom
\Im	Imaginärteil
i_{SH}^2	Rauschstrom beim Schrotrauschen
k_B	Boltzmannkonstante
L	Induktivität
L_p	Leistungspegel
N	Rauschleistung
NF	Rauschzahl
q	Elementarladung
R	Widerstand
R_{EZV}	Widerstand des EZV
R_{IZV}	Widerstand des IZV
\Re	Realteil
\mathbf{S}	Streumatrix
$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$	Streuparameter
t	Zeit
T	Temperatur
T_e	Rauschtemperatur
T_0	Bezugstemperatur
U	Spannung
U_{ng}	Rauschersatzspannung

U_{nges}	Rauschersatzspannung am Ausgang
U_{sout}	Signalspannung am Ausgang
U_{th}	Thermische Rauschspannung
V	Spannung
V_0	Trägersignal
ΔV	Nutzsignal
V_{RMS}	RMS der Spannung
v	Verstärkung
X	Blindwiderstand
$X_{RF}(t)$	Eingangssignal am RF-Eingang
$X_{LO}(t)$	Eingangssignal am LO-Eingang
Z_W	Wellenwiderstand
λ	Wellenlänge
φ	Korrekturphasenwinkel
σ	Konduktivität
ϵ	Permittivität
μ	Permeabilität
ω	Winkelgeschwindigkeit
π	Pi

Abbildungsverzeichnis

1.1	MIT Messprinzip	2
1.2	3 Dispersionsbereiche	4
1.3	Spannungspfade im Gewebe	4
1.4	Ersatzschaltbild einer Zelle	5
1.5	MIT der TU Graz	6
2.1	Schaltymbol eines idealen Mischers	16
2.2	Intermodulation	19
2.3	Kompressionspunkt und Schnittpunkt 3te Ordnung des Mischers . . .	20
2.4	Diodenringmischer	21
2.5	Rauschen RMS-Value	23
2.6	Ringmischer und Tiefpass	28
2.7	Verstärker und Puffertreiber	30
2.8	Receiverschaltung	31
2.9	S-Parameter	34
2.10	Modell für Rauschtemperatur	37
2.11	Rauschquellen des THS4271D Operationsverstärker Receiverschaltung	38
2.12	Rauschquellen des THS3202D Operationsverstärker Receiverschaltung	40
2.13	Position der Sende- und Empfangspule	42
2.14	Versuchsaufbau	43
2.15	Messkette zur Ermittlung des Frequenzganges	45

2.16	Phasenkorrekturwinkel	46
3.1	Rauschkette Widerstand $50\ \Omega$ und $1.5\ \text{k}\Omega$	47
3.2	Rauschspannung an $50\ \Omega$	48
3.3	Resonanzfrequenz der $10\ \mu\text{H}$ Spulen	50
3.4	Übertragungskennlinie von Receiver und Transmitter	52
3.5	Messreihe 1: Realteil phasenkorrigiert	53
3.6	Messreihe 1: Imaginärteil phasenkorrigiert	54
3.7	Messreihe 2: Realteil phasenkorrigiert	55
3.8	Messreihe 2: Imaginärteil phasenkorrigiert	56
3.9	Messreihe 3: Realteil phasenkorrigiert	57
3.10	Messreihe 3: Imaginärteil phasenkorrigiert	58
3.11	Boxplot der Messreihe 1: Realteil phasenkorrigiert	60
3.12	Boxplot der Messreihe 1: Imaginärteil phasenkorrigiert	61
3.13	Boxplot der Messreihe 2: Realteil phasenkorrigiert	62
3.14	Boxplot der Messreihe 2: Imaginärteil phasenkorrigiert	63
3.15	Boxplot der Messreihe 3: Realteil phasenkorrigiert	64
3.16	Boxplot der Messreihe 3: Imaginärteil phasenkorrigiert	65
A.1	Schaltplan der Transmitterschaltung	72
A.2	Layout der Transmitterschaltung	73
A.3	Schaltplan der Receiverschaltung	75
A.4	Layout der Receiverschaltung	76

Tabellenverzeichnis

2.1	Rauschfarben	26
2.2	Probelösungen	44
3.1	C_{Para} der Spulen	51
3.2	Phasenkorrekturwinkel	59

Literaturverzeichnis

- [Ana04] Analog Devices: *AD811 high performance video op amp*, 2004. Datenblatt. 80
- [Ape] Apex Microtechnology: *PA 09 video power operational amplifier*. Datenblatt. 7
- [AZS93] Al-Zeibak, S. und N. H. Saunders: *A feasibility study of in vivo electromagnetic imaging*. *Phys. Med. Biol.*, 38:151–160, 1993. 8
- [é99] élantec: *EL2008C 55 MHz 1 amp buffer amplifier*, 1999. Datenblatt. 80
- [GM08] Grimnes, S. und Ø. G. Martinsen: *Bioimpedance and Bioelectricity Basics*. Academic Press, 2. Auflage, 2008. 4, 5
- [Gri01] Griffiths, H.: *Magnetic induction tomography*. *Meas. Sci. Technol.*, 12:1126–1131, 2001. 3, 11
- [ham] *Was ist Rauschen?* http://karriere.rohde-schwarz.de/fileadmin/customer/downloads/PDF/HAMEG_Rauschen.pdf, Zuletzt abgerufen am 30/1/2013. 24
- [Huf07] Hufschmid, M.: *Information und Kommunikation: Grundlagen und Verfahren der Informationsübertragung*. Vieweg+Teubner Verlag, 2007. 37

- [KW11] Konczakowska, A. und B. M. Wilamowski: *Noise in Semiconductor Devices*. Industrial electronics handbook - fundamentals of industrial electronics 2nd edition, CRC Press, 1:11–1 11–12, 2011. 25
- [LMGL09] Lange, K., H. H. Meinke, F. W. Gundlach und K. H. Löcherer: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 1: Grundlagen*, Band 5.Auflage. Springer-Verlag, 2009. 37
- [Man02] Mancini, R.: *Op Amps for Everyone - Design Reference*. Texas Instruments, August 2002. www.ti.com/lit/an/slod006b/slod006b.pdf, Zuletzt abgerufen am 30/1/2013. 22, 23, 24, 25, 26
- [Mer04] Merwa, R.: *Rekonstruktion pathologischer Strukturveränderungen im menschlichen Gehirn mit Hilfe der Magnetischen-Induktions-Tomographie*. Dissertation, Technische Universität Graz, 2004. 2, 11, 12
- [Mina] Mini-Circuits: *ADE-6 frequency mixer*. Datenblatt. 17, 27, 80
- [Minb] Mini-Circuits: *SXLP-10.7+ low pass filter*. Datenblatt. 27, 80
- [mix08] *Understanding Mixers - Terms Defined, and Measuring Performance*, Mai 2008. <http://www.minicircuits.com/app/AN00-009.pdf>, Zuletzt abgerufen am 30/1/2013. 17, 18
- [MM10] Marki, F. und C. Marki: *Mixer basics primer. A tutorial for rf & microwave mixers*. Marki Microwave Inc., 2010. 19, 20
- [MPB95] Matorian, N., B. C. M. Patel und A. M. Bowler: *Dental electromagnetic tomography: properties of tooth tissues*. In: *Innovations in Instrumentation for Electrical Tomography, IEE Colloquium on*, Seiten 3/1–3/7, 1995. 9

- [Phi99] Philips Semiconductors: *BYV29F rectifier diodes ultrafast*, 1999. Datenblatt. 29, 80
- [RBP01] R. Binns, A. R. A. Lyons, A. J. Peyton und W. D. N. Pritchard: *Imaging molten steel flow profiles*. Meas. Sci. Technol., 12:1132–1138, 2001. 11
- [Rie04] Riedel, C. H.: *Planare induktive Impedanzmessverfahren in der Medizintechnik*. Dissertation, Universität Fridericiana Karlsruhe, 2004. 2, 3, 6
- [RKN⁺04] Riedel, C. H., M. Keppelen, S. Nani, R.D. Merges und O. Dössel: *Planar system for magnetic induction conductivity measurement using a sensor matrix*. Physiol. Meas., 25:403–411, 2004. 12
- [Sch57] Schwan, H. P.: *Electrical properties of tissues and cell suspensions*. Advances in biological and medical physics, Academic Press, New York, 5:147–209, 1957. 3, 5, 6
- [Sch94] Schwan, H. P.: *Electrical properties of tissues and cell suspensions: mechanisms and models*. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, 1994. Engineering Advances: New Opportunities for Biomedical Engineers. Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE*, Band 1, Seiten A70–A71, 1994. 4
- [SCR03] Scharfetter, H., R. Casañas und J. Rosell: *Biological Tissue Characterization by Magnetic Induction Spectroscopy (MIS): Requirements and Limitations*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 50:870 – 880, 2003. 12
- [SKI08] Scharfetter, H., A. Köstinger und S. Issa: *Hardware for quasi-single-shot multifrequency magnetic induction tomography (MIT): the Graz Mk2 system*. Physiol. Meas., 29:431–443, 2008. 6

- [Tex04a] Texas Instruments: *THS3202 2-GHz, low distortion, current feedback amplifiers*, 2004. Datenblatt. 31, 40, 80
- [Tex04b] Texas Instruments: *THS4271 low noise, high slew rate, unity gain stable voltage feedback amplifier*, 2004. Datenblatt. 31, 38, 80
- [TS02] Tietze, U. und Ch. Schenk: *Halbleiter- Schaltungstechnik*. Springer, 12. Auflage, 2002. 21, 33, 35
- [VHI08] Vauhkonen, M., M. Hamsch und C. H. Igney: *A measurement system and image reconstruction in magnetic induction tomography*. *Physiol. Meas.*, 29:445–454, 2008. 9
- [WWGG08] Watson, S., R. J. Williams, W. Gough und H. Griffiths: *A magnetic induction tomography system for samples with conductivities below 10 S m^{-1}* . *Meas. Sci. Technol.*, 19, 2008. 10, 11
- [XLH⁺09] Xu, Z., H. Luo, W. He, C. He, X. Song und Z. Zahng: *A multi-channel magnetic induction tomography measurement system for human brain model imaging*. *Physiol. Meas.*, 30:175–186, 2009. 11
- [ZB93] Zinke, O. und H. Brunswig: *Hochfrequenztechnik 2 Elektronik und Signalverarbeitung*. Springer, 4. Auflage, 1993. 19, 36