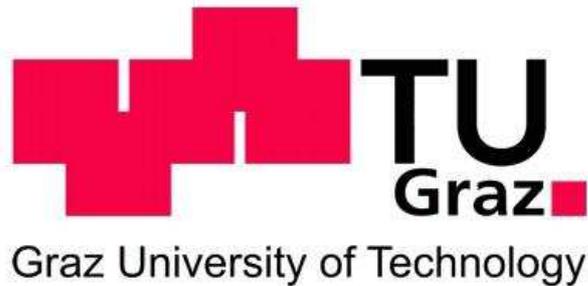


Lorenz FRIEDRICH, BSc

# Entwicklung einer 9-Kanal Phased Array Spule für MR-Bildgebung des menschlichen Kiefers

Masterarbeit



Institut für Medizintechnik

Technische Universität Graz

Kronesgasse 5, A-8010 Graz

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

Betreuer: Ao. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Hermann Scharfetter

Graz (01.2015)

## Danksagung

Mein Dank gilt meinem Betreuer Ao. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Hermann Scharfetter, der mir immer wieder seine Zeit geopfert hat um mich bei meiner Arbeit zu unterstützen. Des Weiteren möchte ich mich bei Herrn Ing. Walter Gmeindl für die Unterstützung bei Bestellungen von Bauteilen, Bau von Konstruktionen sowie für die Anfertigung der Platinen bedanken. Dipl.-Ing. Andreas Petrovic, Dipl.-Ing. Christoph Aigner sowie Thomas Zussner gilt mein Dank für ihre Hilfe bei den Messungen am MR-Tomographen. Herrn Dipl.-Ing. Clemens Diwocky möchte ich an dieser Stelle für die Betreuung meiner Bachelorarbeit, auf welcher diese Masterarbeit aufbaut, danken.

Ein besonderer Dank gilt meinen Eltern Mag. Astrid Friedrich-Poier und Klaus Friedrich für die kompromisslose Unterstützung in jeglicher Hinsicht über die gesamte Dauer meines Studiums.

Auch möchte ich mich bei meinen ehemaligen Arbeitskollegen, bei der Firma XAL GmbH, für die tolle und lustige Zeit, die ich mit ihnen während meines Studiums verbringen durfte, bedanken. Im Besonderen möchte ich hier Bernd, Günther, Marco und Elke erwähnen. Danke. Ich will mich außerdem bei all meinen Freunden, Familienmitgliedern und Wegbegleitern durch das Studium bedanken: Rene, Lisa, Bernhard sowie der gesamten „Partie“, Manuel und Kerstin mit Emily, Julia Haybach, Georg sowie meinen Kollegen beim Österreichischen Roten Kreuz und den Hurricanes.

Bei Julia Scheier möchte ich mich für das Korrekturlesen dieser Arbeit, sowie ihren Beistand und ihre Motivation während dieser Arbeit herzlich bedanken.

Abschließend bedanke ich mich hier bei einer Person, die mich immer Unterstützt hat und immer für mich da war. Leider kann sie meinen Abschluss nicht mehr miterleben, weshalb ich diese Arbeit ihr widmen möchte. Danke Anna „Mutti“ Poier.

## **Entwicklung einer 9-Kanal Phased Array Spule Für MR-Bildgebung des menschlichen Kiefers, Zusammenfassung**

Ziel dieser Arbeit ist es, eine Phased Array Spulenordnung zu entwickeln und deren Signal to Noise Ratio in der gegebenen Region of Interest mit einer Head-Neck Spule zu vergleichen. Die eigens entwickelte Spulenordnung soll für die Bildgebung eines menschlichen Kiefers in einem Magnetresonanztomographen mit 3 Tesla geeignet sein. Beim Design der Spule muss die gegebene Region of Interest berücksichtigt werden, wodurch sich eine Spulenordnung mit 9 Spulen ergibt.

Es werden in dieser Arbeit einige theoretische Grundlagen bezüglich MR-Bildgebung, Arten von Empfangsspulen, sowie Phased Array Spulenordnungen beschrieben werden und auf diesen aufbauend die 9-Kanal Phased Array Spule realisiert.

Nach dem Aufbau der Spule erwies sich die Abstimmung mit Hilfe des Netzwerkanalysators, aufgrund von schwerwiegenden Problemen mit der aktiven Entkopplung und den verwendeten Vorverstärkern, als problematisch. Diese Probleme konnten auch bis zuletzt nicht vollständig in den Griff bekommen werden, weshalb die finalen MR-Aufnahmen mit der selbst gebauten Spule nur mit 7 von 9 Kanälen bewerkstelligt werden konnten.

Es ergab sich ein, im Vergleich zur 20-Kanal Head Neck Spule, ein um 12% geringeres SNR. Da die zukünftige Verwendung der Kieferspule nicht gänzlich geklärt ist, wurde auch kein weiterer zeitlicher sowie finanzieller Aufwand betrieben.

Schlüsselwörter: Phased-Array, Kieferspule, Magnetresonanztomograph, aktive Entkopplung, Netzwerkanalysator

## **Development of a 9-Channel Phased Array Coil for MR-Imaging of the Human Jaw, Abstract**

The aim of this work is it to develop a phased array coil-arrangement and to compare it's signal to noise ratio in the given region of interest, with a head-neck coil. The specially developed coil-arrangement shall be suitable for the imaging of a human jaw in a magnetic resonance imaging scanner with 3 Tesla. The design of the coil, considering the given region of interest, thereby resulting in a coil arrangement with nine coils.

In this work some theoretical principles related to MR imaging , types of receiver coils and phased array coil arrangements are described and based on this the 9-channel phased array coil is realized.

After the construction of the coil , the adjustment by the network analyzer proved problematic due to serious problems with the active decoupling and the preamplifiers used. These problems could not get completely under control why the resulting MR images of the self made coil are taken only with 7 out of 9 channels.

This resulted in a, compared to the 20-channel Head Neck coil, 12% lower SNR.

Since the future use of the pine coil is not entirely clear no further time and financial effort has been made.

Key words: Phased-Array, pine coil, magnetic resonance tomograph, active decoupling, network analyzer

## Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung .....	1
1.1.	Grundlagen der MR-Bildgebung .....	1
1.1.1.	Entstehung des MR-Signals .....	2
1.1.2.	Empfang des MR-Signals.....	6
1.2.	Bestandteile einer MR-Oberflächenspule.....	9
1.2.1.	Empfangsspule .....	11
1.2.2.	Tuning- und Matching Netzwerk .....	16
1.2.3.	Entkopplung gegen das Transmit-Feld.....	20
1.2.4.	Übertragungsleitung .....	23
1.2.5.	Mantelwellensperre .....	30
1.2.6.	PI-Glied .....	31
1.2.7.	Vorverstärker .....	32
1.3.	Array Anordnung von MR-Oberflächenspulen .....	34
1.3.1.	Geometrische Entkopplung .....	35
1.3.2.	Vorverstärkerentkopplung .....	35
2.	Methoden.....	38
2.1.	Aufbau der Kieferspule .....	38
2.1.1.	Empfangskette .....	38
2.1.2.	Dimensionierung des Phased-Arrays .....	39
2.1.3.	Bauteilwerte .....	45
2.2.	Messaufbau, Messgeräte und Bauteile .....	47
2.3.	Abstimmung der Kieferspule.....	52
2.3.1.	50 Ohm Anpassung .....	53
2.3.2.	Aktive Entkopplung .....	55
2.3.3.	$\lambda/4$ – Leitung und Mantelwellensperre.....	58
2.3.4.	Vorverstärkerentkopplung .....	58

3.	Ergebnisse .....	61
3.1.	Head-Neck-Spule.....	61
3.2.	Kieferspule.....	63
3.2.1.	Einzelspulen .....	63
3.3.	Gesamtes Spulenarray .....	65
4.	Diskussion .....	67
5.	Literatur .....	70
6.	Anhang .....	72
6.1.	Datenblätter .....	72
6.1.1.	Koaxialkabel.....	72
6.1.2.	Kondensatoren.....	74
6.1.3.	Steckverbinder.....	79
6.1.4.	Spulen.....	82
6.1.5.	PIN-Dioden .....	84
6.1.6.	Vorverstärker .....	91
6.2.	Bemaßungen .....	94
6.2.1.	Vorverstärkerplatine .....	94
6.2.2.	Oberflächenspulen.....	94

## Abkürzungen

MR ... Magnetresonanz

MRI ... Magnetic Resonance Imaging

ROI ... Region of Interest

SNR ... Signal to Noise Ratio

LNA ... Low Noise Amplifier

FOV ... Field of Fiew

NWA ... Networkanalyzer

MWS ... Mantelwellensperre

DLC ... Double Loop Coil

# 1. Einleitung

Die Anwendung der MR-Bildgebung ist für die Forschungen am menschlichen Kiefer ein wichtiger Bestandteil geworden. Auch an den Universitäten in Graz werden solche Studien betrieben. Aus diesem Grund, ist es notwendig, spezielle Empfangsspulen für diesen Bereich zur Verfügung zu haben. Momentan werden diese Studien mit Head-Neck Spulen bzw. einer speziell angefertigten Konstruktion, bestehend aus zwei 4-Kanal Phased Array Spulen, bewerkstelligt. Diese Konstruktion ist für die geforderte Region of Interest (ROI)<sup>1</sup> nicht optimal geeignet, daher ist das Ziel dieser Arbeit, eine Arrayanordnung von Oberflächenspulen zu entwickeln und designen, welche speziell für den Gebrauch am menschlichen Kiefer ausgelegt ist. Solche Anordnungen werden als Phased Arrays bezeichnet. Vorteil einer Oberflächenspule ist, dass das SNR (Signal to Noise Ratio) in Spulennähe, im Vergleich zu anderen Spulenarten, sehr hoch ist und somit eine qualitativ hochwertigere Bildgebung ermöglicht wird. Diese Eigenschaft muss durch Kombination mehrerer Spulen so gut wie möglich auf die gegebene Region of Interest angewendet werden. Dadurch ergibt sich hier der Ansatz einer 9-Kanal Phased Array Spule.

In den folgenden Kapiteln werden die Grundlagen der MR-Bildgebung, Arten von Empfangsspulen, Komponenten einer Oberflächenspule, sowie Phased Array Spulenanordnungen theoretisch beschrieben. Anschließend wird der eigentliche Aufbau und die Abstimmung der Phased Array Spule dargestellt. Abschließend soll ein Vergleich zwischen der eigens entwickelten Phased Array Anordnung und einer Head-Neck Spule bezüglich des SNR in der ROI gezogen und interpretiert werden.

## 1.1. Grundlagen der MR-Bildgebung

Im Folgenden werden, zum Verständnis der gesamten Signalkette, sowie dem Aufbau des Phased-Arrays, relevante theoretische Grundlagen beschrieben. Dies soll nicht nur zum allgemeinen Verständnis des Spulenbaues dienen, sondern auch die damit verbundenen Fehlerquellen erklären.

---

<sup>1</sup> Region bzw. Bereich, welcher bei der Bildgebung abgedeckt werden soll. Es wird stets versucht das SNR in diesem Bereich so hoch wie möglich zu halten um eine qualitativ hochwertige Bildgebung zu gewährleisten.

### 1.1.1. Entstehung des MR-Signals

Die Magnetresonanztomographie dient zur Erstellung von Schnittbildern des menschlichen bzw. tierischen Körpers. Dieses Verfahren basiert auf dem Prinzip der Kernspinresonanz, welche das Verhalten von Atomen in einem homogenen äußeren Magnetfeld beschreibt. Dieses Magnetfeld wird im Folgenden als  $B_0$ -Feld bezeichnet, da diese Bezeichnung im Zusammenhang des MRI üblich ist. Atome bestehen aus einem Kern, welcher sich aus elektrisch ungeladenen Neutronen und positiv geladenen Protonen bildet. Durch diese Anordnung von Neutronen und Protonen, ergibt sich eine positive Gesamtladung. Um diesen Kern bewegen sich elektrisch negativ geladene Elektronen in der Atomhülle. Atomkern und Hülle sind somit, entsprechend dem Coloumb'schen Gesetz<sup>2</sup>, aneinander gebunden. Für eine genauere Betrachtung, wird hier das Wasserstoffatom, welches auch für die MR-Bildgebung hauptsächlich genutzt wird, herangezogen. Es besitzt die Ordnungszahl 1 und somit befindet sich lediglich 1 Proton und kein Neutron im Atomkern, sowie 1 Elektron in der Atomhülle. Das Proton besitzt einen von Null verschiedenen Spin, welcher einer Drehung um sich selbst entspricht. Mit diesem Spin einhergehend ist ein magnetisches Moment, wodurch das Wasserstoffatom als magnetischer Dipol betrachtet werden kann. Formel (1) beschreibt das Verhältnis von Spin zu magnetischem Moment. Dies wird auch als gyromagnetisches Verhältnis bezeichnet und ist für jedes Atom charakteristisch.

$$\gamma = \frac{\mu}{s} \quad (1) [1]$$

$\mu$  ... magnetisches Moment in  $Am^2$

$s$  ... Spin in  $\frac{kg * m^2}{s}$

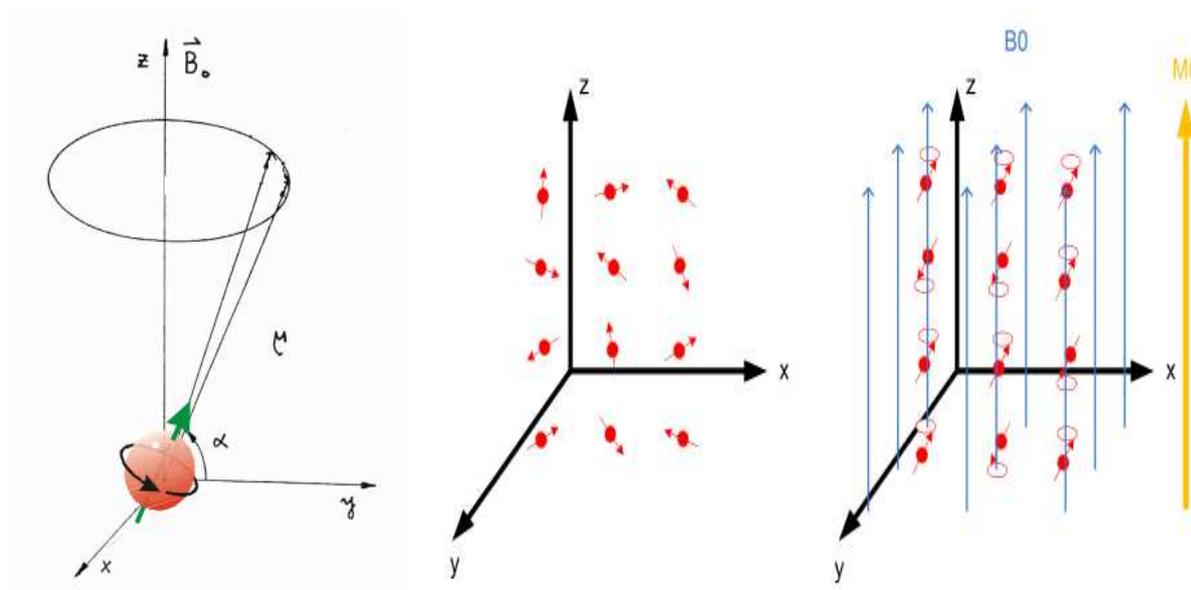
$\gamma$  ... gyromagnetisches Verhältnis

Das Ergebnis aus (1) ergibt die Einheit  $\frac{rad}{s * T}$ . Um für MR-Anwendungen aussagekräftigere Werte zu erhalten, wird in diesem Zusammenhang das gyromagnetische Verhältnis mit  $2\pi$  normiert angegeben, was zur Einheit  $\frac{Hz}{T}$  führt.

---

<sup>2</sup> Das Coloumb'sche Gesetz ist die Grundlage der Elektrostatik. Es beschreibt die Kraft von Punktladungen zueinander, wobei sich gleiche Ladungen abstoßen und ungleiche Ladungen anziehen. Die resultierende Kraft, ist proportional dem Produkt der Ladungsmengen im Verhältnis zum Quadrat des Abstands der Ladungen.

Ohne äußere Einwirkungen orientieren sich die Wasserstoff-Dipole, aufgrund thermischer Bewegung, ungeordnet im Raum. Werden die Dipole jedoch einem homogenen äußeren Feld ausgesetzt, so wirkt die Kraft des äußeren Magnetfeldes auf das konstante Drehmoment der Dipole. Dies hat zur Folge, dass sich die Dipole nicht wie Kompassnadeln im Magnetfeld ausrichten, sondern um die Richtung des Magnetfeldes präzedieren. Die Ausrichtung der präzedierenden Dipole ist parallel bzw. antiparallel zur Richtung des Magnetfeldes.



**Abbildung 1:** Links: Vergrößerte Darstellung eines präzedierenden Atoms, Mitte: durch thermische Bewegung ungeordnete Verteilung der Dipole, Rechts: ausgerichtete Dipole durch äußeres magnetisches Feld. [4]

Die Frequenz, mit der die Atome um das statische Magnetfeld präzedieren, hängt lediglich von der Stärke des äußeren Magnetfeldes und der Art des Atoms ab (2). Diese Frequenz ist für jedes Atom charakteristisch und wird als Larmorfrequenz bezeichnet.

$$\omega_L = \gamma * B_0 \quad (2) [1]$$

$\omega_L$  ... Lamorkreisfrequenz in rad \* Hz

$\gamma$  ... gyromagnetisches Verhältnis in  $\frac{\text{Hz}}{\text{T}}$

$B_0$  ... Flussdichte in T

Wie schon oben beschrieben, richten sich die Dipole im Magnetfeld parallel bzw. antiparallel zur Magnetisierungsrichtung aus, wobei eine höhere Anzahl an parallel ausgerichteten Dipolen vorliegt, da dies der energetisch günstigere Zustand ist. Die magnetischen Momente

der Dipole summieren sich also zu einer gesamten Längsmagnetisierung  $M_0$  in Magnetisierungsrichtung des  $B_0$ -Feldes. Dieses Verhalten wird in Abbildung 1 gezeigt.

$$M_0 = \frac{\rho * \gamma^2 * \hbar^2 * I * (I + 1) * B_0}{3 * k * T} \quad (3) [6]$$

$\rho$  ... Spindichte in  $\frac{1}{m^3}$

$\gamma$  ... gyromagnetisches Verhältnis in  $\frac{Hz}{T}$

$\hbar$  ... Planck'sches Wirkungsquantum mit  $\hbar = \frac{h}{2 * \pi} = 1,055 * 10^{-34} W * s^2$

$I$  ... Spinquantenzahl ( $+\frac{1}{2}$  für parallel ausgerichtete Spins)

$B_0$  ... Flussdichte in T

$k$  ... Boltzmannkonstante mit  $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{W * s}{K}$

$T$  ... Temperatur in K

$M_0$  ... Längsmagnetisierung in  $\frac{A}{m}$

Aus Formel (3) ist ersichtlich, dass die Längsmagnetisierung von der Temperatur und mehreren Faktoren abhängt, welche jedoch materialspezifisch bzw. Konstanten sind. Daraus kann auf die direkte Proportionalität der Längsmagnetisierung  $M_0$  zur Flussdichte  $B_0$  geschlossen werden.

$M_0$  kann durch einen Hochfrequenzpuls (HF-Puls) aus seiner z-Richtung in die xy-Ebene gekippt werden. Der HF-Puls ist ein magnetisches Feld, mit der magnetischen Flussdichte  $B_1$  und wird daher auch als  $B_1$ -Feld bezeichnet. Das Kippen der Längsmagnetisierung ist aber nur dann möglich, wenn die Frequenz des HF-Pulses exakt der Lamorfrequenz der Atome entspricht. Ist dies der Fall, so wird  $M_0$  mit einer schraubenförmigen Bewegung in die xy-Ebene gekippt, wobei die Magnetisierung in z-Richtung abnimmt und jene in die xy-Ebene ( $M_{xy}$ ) gleichzeitig zunimmt. Der Winkel dieser Kippung hängt von der Stärke des HF-Pulses, sowie der Dauer von diesem ab (4).

$$\alpha = \gamma * B_1 * t \quad (4) [5]$$

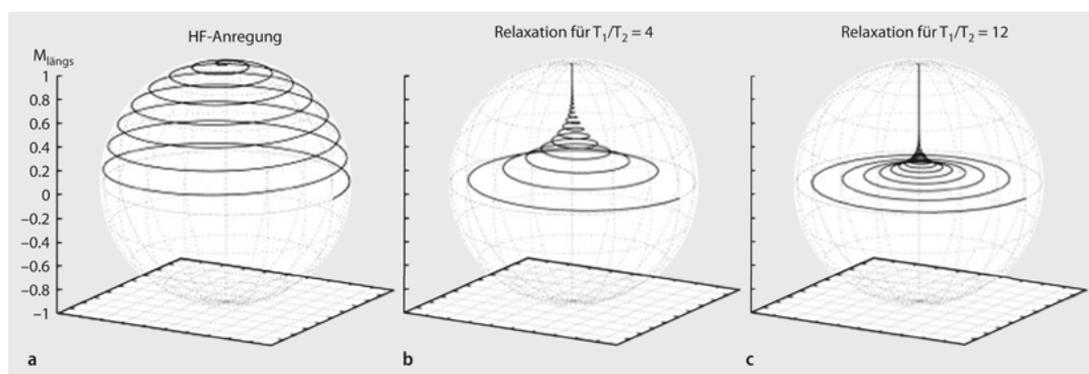
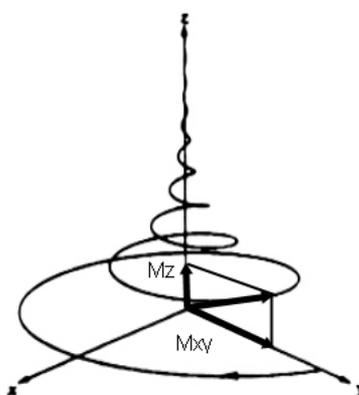
$\alpha$  ... Kippwinkel

$\gamma$  ... gyromagnetisches Verhältnis in  $\frac{Hz}{T}$

$B_1$  ... Flussdichte des HF-Pulses in T

$t$  ... Dauer des HF-Pulses in s

Wird der HF-Puls ausgesetzt, so streben die magnetischen Dipole wieder nach ihrem energetisch günstigsten Zustand. Es nimmt also  $M_0$  wieder zu (Längsrelaxation), wobei eine gleichzeitige Abnahme von  $M_{xy}$  (Querrelaxation) erfolgt (Abbildung 2). Dies geschieht analog zur Kippung der Magnetisierung schraubenförmig. Es präzessiert also  $M_{xy}$  mit der Lamorfrequenz um die Magnetisierungsrichtung des  $B_0$ -Feldes, was einem sich zeitlich ändernden Magnetfeld entspricht. Dieses kann von der Empfangsspule im MR-Tomographen in Form einer induzierten Spannung gemessen werden, wenn die Empfangsspule senkrecht zu  $M_{xy}$  ausgerichtet ist. Die Zeiten, in denen dies geschieht, werden als  $T_1$  bzw.  $T_2$  Zeit bezeichnet.  $T_1$  beschreibt die Geschwindigkeit der Zunahme von  $M_0$  und  $T_2$  die Geschwindigkeit der Abnahme von  $M_{xy}$ . Diese Zeiten dienen in der MR-Bildgebung der Kontrastgewinnung, was hier aber nicht weiter erläutert wird. Zum genaueren Studium dieser Thematik wird auf einschlägige Fachliteratur verwiesen.



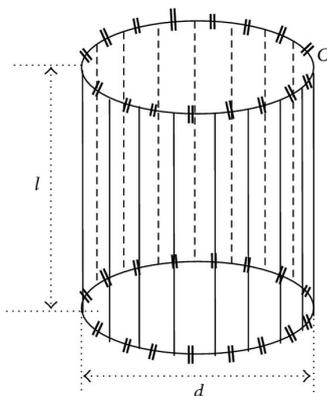
**Abbildung 2:** Oben: Verlauf der Gesamtmagnetisierung bzw. der Längsmagnetisierung  $M_z$  sowie Quermagnetisierung  $M_{xy}$  nach Abschaltung des HF-Pulses. Unten: Verlauf der Längsmagnetisierung (hier als  $M_{\text{längs}}$  bezeichnet) bei der Anregung durch den HF-Puls (a), sowie nach Abschaltung des Pulses mit verschiedenen langen Querrelaxationszeiten (b und c), was durch die angegebenen Verhältnisse  $T_1/T_2$  veranschaulicht wird. [6]

### 1.1.2. Empfang des MR-Signals

Um das zuvor entstandene Signal empfangen zu können, sind spezielle Spulen nötig. Hier gibt es mehrere Formen der Ausführung dieser Hochfrequenzspulen (HF-Spulen). Es werden im Folgenden zwei Arten an Spulen genauer beschrieben, da diese Bauformen sehr häufig in der Praxis verwendet werden. Die Bauformen, welche beschrieben werden, sind zum einen der Birdcage-Resonator, welcher als Sende- und Empfangsspule eingesetzt werden kann, und zum anderen die Phased-Array Spule, welche ausschließlich als Empfangsspule ausgeführt wird. Es wird bei den zwei beschriebenen Spulenarten besonders auf das Signal to Noise Ratio (SNR) eingegangen werden, um einen qualitativen Vergleich herstellen zu können.

#### 1.1.2.1. Birdcage Resonator

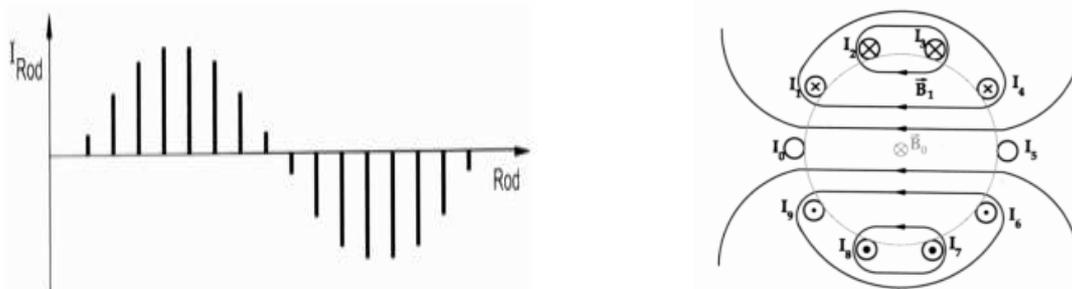
Wie der Name dieser Bauform schon sagt, besitzt er eine Form, welche einem Vogelkäfig ähnelt. Der Birdcage Resonator wird an den Seiten von Ringen (end rings) abgeschlossen, welche über Schenkel (rungs oder rods) miteinander verbunden werden (Abbildung 3).



**Abbildung 3:** Schematische Zeichnung eines Birdcage-Resonators. Die Ringe oben und unten (end rings) bilden zusammen mit den verbindenden Schenkel (rungs oder rods) Induktivitäten. Mit den Kondensatoren an Ringen und/oder Schenkeln, wird die Resonanzfrequenz eingestellt, sowie verschiedene Verhaltensweisen des Resonators erzwungen. Hier abgebildet ist ein Birdcage-Resonator mit Hochpassverhalten. [7]

Die Endringe und Schenkel bilden Induktivitäten. Mit Kondensatoren an den Endringen bzw. Schenkeln kann einerseits die Resonanzfrequenz des Birdcage-Resonators eingestellt werden, und andererseits spezielle Verhaltensweisen erzwungen werden. So weist ein Resonator mit Kondensatoren an den Endringen ein Hochpassverhalten, einer mit Kondensatoren an den Schenkeln ein Tiefpassverhalten und solche mit Kondensatoren an Endringen und Schenkeln ein Bandpassverhalten auf.

Wie schon erwähnt, wird der Birdcage-Resonator neben dem Empfang des MR-Signals auch als Sende- bzw. Anregespule eingesetzt. Ziel bei der Anregung ist es, ein zum  $B_0$ -Feld orthogonales homogenes  $B_1$ -Feld zu erzeugen. Um dies zu erreichen, ist eine sinusförmige Stromverteilung über die Schenkel notwendig. Diese Notwendigkeit wird in Abbildung 4 ersichtlich.



**Abbildung 4:** Links: sinusförmige Stromverteilung in den einzelnen Schenkel des Birdcage-Resonators um eine homogene Anregung der Probe ermöglichen zu können. Hier ist die Stromverteilung für einen Resonator mit 16 Schenkeln gezeigt. Rechts: Stromverteilung im Querschnitt eines Birdcage-Resonators.  $\otimes$ : in die Zeichenebene fließende Ströme,  $\odot$ : aus der Zeichenebene fließende Ströme. Die Größe der Symbole gibt die Höhe des Stromes an. Die zwei mittleren Schenkel, links und rechts, sind in diesem Fall einem 10-schenkeligen Resonator, stromlos. [5] [8]

Die Homogenität des erzeugten  $B_1$ -Feldes im Birdcage-Resonator hängt nicht nur mit der Stromverteilung in den Schenkeln, sondern auch mit der Anzahl dieser zusammen. Je mehr Schenkel für Den Resonator verwendet werden, umso besser die Homogenität des  $B_1$ -Feldes. Zur Verbesserung des SNR kann ein Birdcage-Resonator mit einer speziellen Ansteuerung, dem sogenannten Quadraturmodus betrieben werden. Hierbei werden im Sendefall zwei senkrecht zueinander liegende Schenkel angesteuert, wodurch sich ein zirkulär polarisiertes Magnetfeld ergibt. Die im Folgenden empfangenen Rausch- bzw. Nutzsignale sind mit  $90^\circ$  in ihrer Phase verschoben. Bei geeigneter Kombination der beiden Signale, erhöht sich zwar das Rauschsignal um den Faktor  $\sqrt{2}$ , wobei jedoch das Nutzsignal verdoppelt wird. Dies entspricht also einer gesamten Verbesserung des SNR um den Faktor  $\sqrt{2}$ .

#### 1.1.2.2. Phased-Array Empfangsspule

Eine Phased-Array Spulenanordnung wird in der MR-Bildgebung lediglich zum Empfang des MR-Signals genutzt. Da ein Phased-Array aus mehreren Oberflächenspulen zusammengesetzt ist und diese planar sind oder spezielle Formen besitzen, ist eine homogene Anregung des Probevolumens nicht möglich und somit werden diese Spulen nur zum Empfang des MR-

Signals eingesetzt. Aus diesem Grund, werden diese Spulen in der Literatur auch als receive-only-coils bezeichnet. Daraus resultiert, dass bei der Verwendung von Oberflächenspulen die Anregung mit der sogenannten Body-Coil des MR-Tomographen vorgenommen werden muss. Diese Body-Coil besitzt die Bauform eines Bird-Cage-Resonators, wodurch, wie weiter oben beschrieben, eine homogene Anregung des Probevolumens ermöglicht wird.

Grundsätzlich werden Oberflächenspulen körpernahe angewandt um die positiven Eigenschaften dieser Spulenform ausnützen zu können. Dies ist zum einen das gute SNR in Spulennähe, sowie die Sensitivität, welche auf den hohen Füllfaktor (gesamter bzw. größtmöglicher Sensitivitätsbereich in „Blickrichtung“ der Spule ist mit Probevolumen ausgefüllt) zurückzuführen ist. Ein weiterer Vorteil von Oberflächenspulen ist, dass einzelne Spulen über eine Array-Anordnung kombiniert werden können, was, wie in dieser Arbeit, in Form eines Phased-Arrays geschehen kann. Diese Bauform wird in späteren Teilen dieser Arbeit genauer beschrieben werden. Durch Anordnung der Spulen in einem Array kann eine größere Region of Interest (ROI) abgedeckt werden, wobei bei geeigneter Wahl der Größe der einzelnen Spulen ein sehr gutes SNR erreicht werden kann. Bei der Dimensionierung der Einzelspulen sind also mehrere Faktoren zu beachten. Als erster Punkt ist die benötigte „Blicktiefe“ der Spule heranzuziehen. Diese Tiefe ist proportional zum Spulendurchmesser (bei runden Oberflächenspulen) bzw. zur Spulenbreite (bei quadratischen bzw. rechteckigen Oberflächenspulen) [9]. Dabei sollte jedoch die kleinstmögliche Spulendimension gewählt werden, da auch der Beitrag des Rauschsignals mit größer werdenden Spulen zunimmt und somit das SNR abnimmt. Ein weiterer Vorteil der Verwendung von Phased-Arrays ist, dass parallele Bildgebungsverfahren wie zum Beispiel SENSE (Sensitivity Encoding) eingesetzt werden können um die Messzeit erheblich zu verkürzen.

Neben den Vorteilen eines Phased-Arrays ergeben sich auch nicht zu verachtende Nachteile, welche hauptsächlich mit dem konstruktivem Aufwand einhergehen. Alle Einzelspulen müssen für sich abgestimmt werden und in der Array-Anordnung gegenseitig induktiv entkoppelt werden. Diese Entkopplung geschieht in dieser Arbeit auf zwei Arten, welche unter 1.3 genauer beschrieben werden. Außerdem besitzt jede Einzelspule eine eigene Empfangskette und die einzelnen Signale bzw. Bilder müssen über eigens entwickelte Algorithmen zu einem Gesamtbild kombiniert werden. Weiter ist das inhomogene Sensitivitätsprofil von Oberflächenspulen zu berücksichtigen, was in der Array Anordnung zu einem inhomogenen Gesamtprofil führen kann. Diesem Effekt kann aber durch eine Prescan-Normalisation<sup>3</sup> entgegengewirkt werden.

---

<sup>3</sup> Wie der Name schon sagt, werden vor dem eigentlichen Scan zwei low-resolution Scans ausgeführt. Einmal

Das SNR betreffend kann zusammenfassend gesagt werden, dass bei einer Oberflächenspule oder auch receive-only Spule hauptsächlich versucht wird dieses in der ROI so hoch wie möglich zu halten. Dies ist aber von mehreren Faktoren abhängig, welche im nächsten Kapitel genauer beschrieben werden.

## 1.2. Bestandteile einer MR-Oberflächenspule

Wie schon im vorigen Kapitel beschrieben wurde, wird bei Volumenresonatoren, wie dem Birdcage-Resonator, hauptsächlich versucht eine möglichst homogene Anregung des Probevolumens zu erzielen. Im Gegensatz dazu wird bei Oberflächenspulen ausschließlich versucht das SNR in der ROI so hoch wie möglich zu halten, vorausgesetzt der Annahme, dass eine homogene Anregung durch die Bodycoil des MR-Tomographen geschieht. Diese homogene Anregung und ein unendlich hoher Strahlungswiderstand sind Voraussetzung für Formel 5 nach Hoult, welche die Berechnung des SNR für eine beliebige Spulenform erlaubt.

$$SNR = \frac{k(B_1)_{xy} * V_S * N * \gamma * \hbar^2 * I * (I + 1)}{7,12 * k_B * T_S} * \sqrt{\frac{p}{F * k_B * T_C * l * \zeta * \Delta f}} * \frac{\omega_0^{\frac{7}{4}}}{(\mu * \mu_0 * \rho)^{\frac{1}{4}}} \quad (5) [10]$$

*SNR ... Signal to Noise Ratio*

*k<sub>B</sub> ... Boltzmannkonstante: 1,3806\*10<sup>-23</sup> J/K*

*ħ ... reduziertes Plank'sches Wirkungsquantum: 1,05457\*10<sup>-34</sup> Js*

*k(B<sub>1</sub>)<sub>xy</sub> ... effektives Feld im Probevolumen*

*N ... Spindichte*

*γ ... gyromagnetisches Verhältnis*

*I ... Spinquantenzahl*

*V<sub>S</sub> ... Probevolumen*

*T<sub>S</sub> ... Temperatur des Probevolumen*

*T<sub>C</sub> ... Temperatur der Oberflächenspule*

*F ... Rauschzahl des Vorverstärkers*

*Δf ... Bandbreite*

*ζ ... Proximity-Faktor*

*p ... Umfang des Leiters der Oberflächenspule*

---

wird das Probevolumen mit der Body-Coil und einmal mit dem Phased-Array gemessen. Es wird ein homogenes Sensitivitätsprofil der Messung mit der Body-Coil angenommen und das Profil des Phased-Array auf dieses normiert.

$l$  ... Länge des Leiters der Oberflächenspule

$\mu$  ... relative Permeabilität des Leiters

$\mu_0$  ... Vakuumspermeabilität:  $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$

$\rho$  ... spezifischer Widerstand des Leiters der Oberflächenspule

$\omega_0$  ... Larmorkreisfrequenz

Aus Formel 5 ist ersichtlich, dass das SNR zu  $\omega_0$  proportional ist, was gleichzeitig eine direkte Proportionalität mit  $B_0$  bedeutet (Formel 2). Das in dieser Arbeit resultierende SNR lässt sich anhand dieses Parameters jedoch nicht beeinflussen, da statische 3 Tesla vom Tomographen vorgegeben werden. Auch ist eine umgekehrte Proportionalität mit der Spulentemperatur ersichtlich. Kühlt man also die Spule, so ergibt sich ein besseres SNR. Diese Maßnahme wird in der Praxis üblicherweise jedoch nicht gesetzt und die Spule wird bei Raumtemperatur betrieben. Eine weitere vorgegebene Größe stellt die Rauschzahl des Vorverstärkers dar. Die Spulengeometrie ist auch nur bedingt beeinflussbar, da diese, wie schon früher beschrieben, auf die ROI angepasst sein muss. Alle weiteren Parameter aus dieser Formel, welche Einfluss auf das SNR haben, werden in Folgenden, bei den dazugehörigen Komponenten der Empfangsspule, beschrieben.

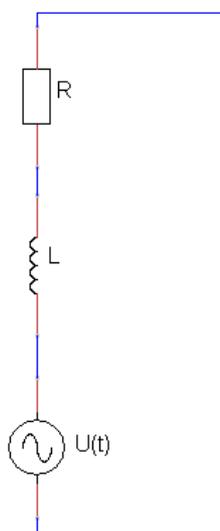
Neben den oben angeführten Parametern kann das SNR einer MR-Aufnahme auch über die Anzahl von Mittelungen, der  $T_1$ -,  $T_2$ -, TE-Zeit sowie Phasenkodierschritte, beeinflussen. Das SNR ist der Wurzel an Mittelungen proportional. Eine höhere Anzahl an Mittelungen resultiert aber in einer längeren Messzeit, welche in der Praxis so gering wie möglich gehalten werden soll. Somit ist das Ziel beim Bau einer MR-Empfangsspule eindeutig dass, das SNR, welches grundsätzlich von der Spule produziert wird, hoch ist. Ein Punkt der sich auf das SNR negativen auswirken kann ist die Auflösung der Aufnahme. Erhöht man diese, verschlechtert sich dementsprechend das SNR. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass sich bei erhöhter Auflösung die Pixel- bzw. Voxelgröße reduziert, was wiederum in geringeren Signalstärken resultiert. Einer Verminderung des SNR durch Vergrößerung der Auflösung kann lediglich durch eine Erhöhung der Anzahl an Mittelungen entgegengewirkt werden. Dies resultiert jedoch wieder in einer erhöhten Messzeit. Es muss bei der Wahl der Auflösung also ein Kompromiss zwischen Auflösung und SNR gefunden werden.

In den folgenden Abschnitten werden alle Komponenten einer Phased Array Einzelspule, wie sie in dieser Arbeit aufgebaut wird, beschrieben. Neben den Hauptbestandteilen, wie der Empfangsspule an sich, dem Tuning- und Matching-Netzwerk, aktiver- /passiver Entkopplung, PI-Glied und Vorverstärker werden noch zwei zusätzliche Komponenten beschrieben. Diese sind die  $\lambda/4$  Leitung, welche für eine entfernte Anbringung der

Vorverstärker von der Empfangsspule notwendig ist und die durch die  $\lambda/4$ -Leitung notwendige Mantelwellensperre.

### 1.2.1. Empfangsspule

Eine Empfangsspule (receive-only coil) besteht im einfachsten Fall aus einer einzigen Leiterschleife aus Kupfer. Eine solche Leiterschleife besitzt einige Verlustmechanismen. Diese Verlustmechanismen, im Sendefall, werden im Folgenden beschrieben, da sie laut dem Reziprozitätstheorem nach Hoult<sup>4</sup> im Empfangsfall zum Rauschen beitragen.



**Abbildung 5:** Ersatzschaltbild einer einfachen Leiterschleife. L entspricht dem induktiven Anteil der Leiterschleife und R dem ohm'schen Widerstand der Leiterschleife. U(t) soll die in die Leiterschleife induzierte Spannung repräsentieren.

Das Ersatzschaltbild einer einzigen Leiterschleife (Abbildung 5) zeigt eine Induktivität L in Serie mit einem ohm'schen Widerstand R. Auch eine eventuell in diese induzierte Spannung ist mit U(t) berücksichtigt. Einen solchen ohm'schen Widerstand besitzen alle Leiterbahnen bzw. Leiterstücke und wird auch als Gleichstromwiderstand bezeichnet. Dieser Gleichstromwiderstand ist von dem verwendeten Material, der Temperatur sowie der Geometrie der Leiterbahn abhängig (Formel 6 – Gesetz von Pouillet).

<sup>4</sup> Das Reziprozitätstheorem nach Hoult besagt, dass Spulen in Gebieten in denen sie ein starkes Sendefeld aufweisen auch empfindliche Empfänger sind. Somit kann der Kontext zwischen Verlustmechanismen im Sendefall und Rauschquellen im Empfangsfall erkannt werden. [10]

$$R_{DC} = \frac{\rho(T) * l}{A} \quad (6) [11]$$

mit

$$\rho(T) = \rho(T_0) * (1 + \alpha * (T - T_0)) \quad (7) [12]$$

$R_{DC}$  ... Gleichstromwiderstand

$\rho(T)$  ... spezifischer Widerstand des Materials bei der Temperatur  $T$

$\rho(T_0)$  ... spezifischer Widerstand des Materials bei der Temperatur  $T_0$

$l$  ... Länge der Leiterbahn

$A$  ... Leiterquerschnitt

$\alpha$  ... Temperaturkoeffizient für das Material

$\rho(T_0)$  ist für Materialien bekannt und in der Literatur üblicherweise für eine Temperatur  $T_0 = 293,15\text{K} = 20^\circ\text{C}$  angegeben. Für reines Kupfer beträgt dieser  $1,721 * 10^{-2} \Omega * \text{mm}^2/\text{m}$ . Der Temperaturkoeffizient beträgt für reines Kupfer  $3,93 * 10^{-3} 1/\text{K}$ .

Rauschquellen sind all jene, welche zu einer Erhöhung der ohm'schen Verluste führen. Diese können grob in Spulen- und Gewebeverluste unterteilt werden.

### 1.2.1.1. Spulenverluste

Zu den Spulenverlusten zählen einerseits die Wirbelstromverluste, welche auf den Skin-Effekt bzw. den Proximity-Effekt zurückgeführt werden können, und andererseits Strahlungsverluste, wie den Antenneneffekt. Diese Verluste lassen sich auf die hohen Frequenzen in diesem Anwendungsfall zurückführen.

#### a) Skin-Effekt

Wird ein Leiter von einem Gleichstrom durchflossen und ist keinem äußeren Magnetfeld ausgesetzt, so herrscht im Inneren des Leiters eine homogene Stromdichteverteilung. Liegt in diesem Leiter jedoch ein zeitveränderliches magnetisches Feld vor, welches zum Beispiel von einem Wechselstrom, welcher durch den Leiter fließt, erzeugt wird, so wird dieses von einem elektrischen Wirbelfeld begleitet. Dieses wiederum verursacht im Leiter eine Stromdichte, welche auch als Wirbelstrom bezeichnet wird. Der Stromfluss der Wirbelströme wirkt im Inneren des Leiters dem Signalstromfluss entgegen und schwächt diesen somit, wohin gegen er

diesen im äußeren Bereich des Leiters verstärkt. Es entsteht also eine Verschiebung der Stromdichte zum Äußeren des Leiters hin. Die Stromdichte ist also auf der Oberfläche des Leiters am höchsten und nimmt zum Zentrum des Leiters hin exponentiell ab (8).

$$J(x) = J(0) * e^{-\sqrt{\frac{\omega\kappa\mu}{2}}*x} - j\sqrt{\frac{\omega\kappa\mu}{2}}*x \quad (8) [13]$$

$x$  ... Entfernung von der Leiteroberfläche

$J(x)$  ... Stromdichte an der Stelle  $x$

$J(0)$  ... Stromdichte an der Leiteroberfläche

$\omega$  ... Kreisfrequenz

$\kappa$  ... Leitfähigkeit des Materials

$\mu$  ... relative Permeabilität des Leiters

Aus obiger Beziehung ist ersichtlich, dass die Verdrängung der Stromdichte zur Oberfläche hin lediglich von der Frequenz des Stromes durch den Leiter bestimmt wird. Ein Maß für den Grad der Verdrängung ist die sogenannte Eindringtiefe oder auch äquivalente Leitschichtdicke. Sie beschreibt die Tiefe  $x=\delta$  in welcher der Betrag der Stromdichte auf das 1/e-fache abgefallen ist (9).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\kappa\mu}} \quad (9) [13]$$

$\delta$  ... Eindringtiefe oder äquivalente Leitschichtdicke

Auch die Eindringtiefe wird lediglich durch die Höhe der Frequenz bestimmt. Je höher die Frequenz, desto höher wird die Stromdichte in der Nähe der Oberfläche des Leiters und somit die Verdrängung. Einhergehend mit dieser Verdrängung ist auch das Ansteigen des Wechselstromwiderstandes, da der effektiv durchflossene Leiterquerschnitt sinkt. Somit übersteigt der Wechselstromwiderstand mit steigender Frequenz den Gleichstromwiderstand und trägt zur Erwärmung des Leiters und somit Verlusten bei.

Neben diesem Nachteil der Stromverdrängung bringt diese aber auch Vorteile mit sich. Durch den raschen Abfall des Stromflusses bei hohen Frequenzen können metallische

Gehäuse zur Abschirmung gegen äußere Störfelder verwendet werden. Es kann mit solchen Gehäusen auch verhindert werden, dass Störfelder ausgestrahlt werden und somit andere Baugruppen beeinträchtigen. Bei Frequenzen im Mikrowellenbereich reichen als solche Schirmungen schon sehr dünne Metallschichten aus, welche zum Beispiel schon durch Aufdampfen von Metall auf ein Kunststoffgehäuse erreicht werden können.

#### b) Proximity-Effekt

Dieser Effekt beschreibt die Wechselwirkung von zwei mit einem Wechselstrom durchflossenen Leitern. Ein Wechselstrom bringt ein magnetisches Feld mit sich, welches, wie weiter oben beim Skin-Effekt beschrieben, Wirbelströme verursacht. Der Unterschied zum Skin-Effekt besteht darin, dass die Wirbelströme von einem benachbarten Leiter hervorgerufen werden. Die Wirbelströme addieren sich zu einem gesamten Wirbelstrom, welcher wiederum die oben beschriebenen Stromverdrängungseigenschaften besitzt.

Wechselströme bringen ein magnetisches Wechselfeld mit sich. Sind beide benachbarten Leiter mit einem solchen Strom durchflossen, so beeinflussen sich die Leiter über die magnetischen Wechselfelder gegenseitig. Sind die Leiter gegensinnig mit Strom durchflossen, so überlagern sich die magnetischen Wechselfelder im Leitermittelpunkt destruktiv und sind sie gleichsinnig stromdurchflossen, so überlagern sich die Felder konstruktiv. Diese Überlagerungen haben verschiedene Arten der Stromverdrängung zur Folge. Bei einer konstruktiven Überlagerung im Leitermittelpunkt konzentriert sich die verdrängte Stromdichte zu den entgegengesetzten Außenseiten des Leiters. Sind die Leiter entgegengesetzt mit Strom durchflossen, sprich die magnetischen Wechselfelder überlagern sich destruktiv, so wird die Stromdichte an die zueinander zugewandten Leiteraußenseiten verdrängt.

Ein Koaxialkabel ist ein solches System. Es bestehend aus zwei Leitern, welche in entgegengesetzten Richtungen mit hochfrequentem Strom durchflossen sind. Es wird sich also die Stromdichte des Innenleiters an der Außenseite des Leiters konzentrieren, wohingegen sich die Stromdichte des Außenleiters an der Innenseite dessen konzentrieren wird. Außerdem werden sich dadurch außerhalb des Außenleiters keine magnetischen Wechselfelder ausbilden, wodurch der Außenleiter als Schirm wirkt.

Der Proximity-Effekt wirkt also zusätzlich zum Skin-Effekt und kann die

Stromverdrängung verstärken. Dies wiederum führt zu einer weiteren Verkleinerung des effektiven Leiterquerschnitts, was zu einem weiter erhöhtem Wechselstromwiderstand führt. Somit trägt dieser Effekt zu den Verlusten einer HF-Leitung bei.

Die Auswirkungen des Proximity-Effektes können durch Vergrößerung des Abstands der Leiter zueinander verringert werden. Dies ist aber bei Koaxialkabeln eine beschränkte Möglichkeit, da hier durch den Abstand von Innen- zu Außenleiter eine TEM<sup>5</sup>-Wellenform gewährleistet werden muss. Als Faustformel für den Abstand der Leiter kann Beziehung (10) herangezogen werden.

$$d_a - d_i < \frac{2 * c}{f * \pi * \sqrt{\epsilon_r}} \quad (10) [18]$$

*d<sub>a</sub> ... Außendurchmesser des Innenleiters*

*d<sub>i</sub> ... Innendurchmesser des Außenleiters*

*c ... Lichtgeschwindigkeit*

*f ... Frequenz des Wechselstromes durch die Leiter*

*ε<sub>r</sub> ... relative Permittivität des Materials der Leiter*

Es ist ersichtlich, dass der Abstand zwischen den Leitern also beschränkt ausdehnbar ist. Somit müssen die Verluste, welche durch den Proximity-Effekt hervorgerufen werden, in einem Koaxialkabel hingenommen werden.

Bei genügend niedrigen Frequenzen können die Einwirkungen von Skin- also auch Proximity-Effekt vernachlässigt werden. Dies ist dann der Fall, wenn die errechnete Eindringtiefe aus (9) größer als der Durchmesser des Leiters wird.

### c) Antenneneffekt

Antennenverluste treten dann auf, wenn die elektrische Länge des Leiters gegenüber der Wellenlänge des Wechselstromes durch den Leiter zu groß ist. Dies hat zur Folge, dass die Empfangsspule selbst als Antenne wirkt und somit Energie in die Umgebung abgibt. Im Empfangsfall würde sie aber auch weiter entfernte Störsignale aus der Umgebung aufnehmen. Wie schon oben erwähnt, würde die Spule Energie in ihre

---

<sup>5</sup> TEM-Welle: Transversalelektromagnetische Welle; Diese Welle ist ein Sonderfall einer elektromagnetischen Welle, bei welcher sowohl elektrischer als auch magnetischer Anteil in Ausbreitungsrichtung verschwindet.

Umgebung abstrahlen, was in der Probe zu Wirbelströmen führen würde. Dies wiederum führt zur Erhöhung des ohm'schen Widerstandes und somit trägt auch dieser Effekt zu den Verlusten einer Empfangsspule bei. [13]

Ist die Leiterlänge kleiner als das Zehntel der Wellenlänge des Signals, so können die Auswirkungen des Antenneneffekts vernachlässigt werden.

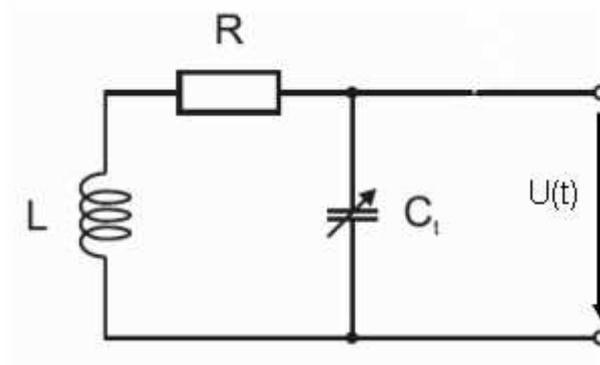
#### **1.2.1.2. Gewebeverluste**

Gewebeverluste setzen sich aus elektrischen und magnetischen Verlusten bei der Interaktion mit dem Probevolumen zusammen. Wird die Empfangsspule in die Nähe des Probevolumens gebracht, so bilden sich zwischen Leiterschleife der Empfangsspule und der Probe selbst parasitäre Kapazitäten, welche in elektrischen Verlusten resultieren.

Die magnetischen Verluste entstehen durch Wirbelströme, welche in leitenden Teilen des Probevolumens durch das magnetische Wechselfeld induziert werden. Diese Wirbelströme wirken stets ihrer Ursache entgegen. Diese Ursache kann das  $B_1$ -Feld im Sendefall des Tomographen oder das von der Probe selbst ausgestrahlte elektromagnetische Feld bei der Relaxation der Quermagnetisierung sein. Das Entgegenwirken der Wirbelströme verursacht eine Verminderung des jeweiligen äußeren Feldes und somit zu Inhomogenitäten im Probevolumen. [14]

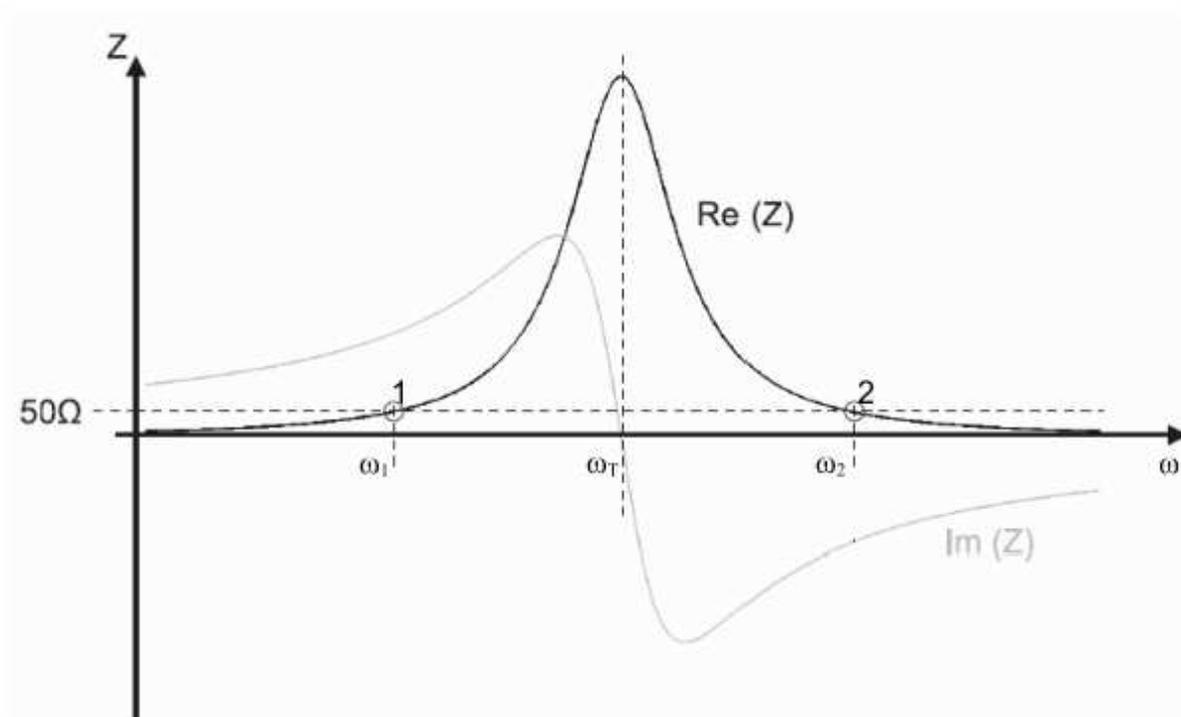
#### **1.2.2. Tuning- und Matching Netzwerk**

In eine einfache Leiterschleife, wie oben beschrieben, wird durch ein magnetisches Wechselfeld breitbandig eine Spannung induziert. Soll diese Induktion nur bei magnetischen Wechselfeldern mit konkreter Frequenz und Bandbreite geschehen, so muss die Leiterschleife um einen Kondensator erweitert werden um einen Parallelschwingkreis zu erhalten (Abbildung 6). Dieser Kondensator wird als Tuningkondensator  $C_t$  bezeichnet. Tuning daher, weil mit Hilfe dieses Kondensators die Empfangsspule auf die gewünschte Arbeitsfrequenz abgestimmt (engl. tune) werden kann.



**Abbildung 6:** Ersatzschaltbild einer mittels Tuningkondensator  $C_1$  abgestimmten Leiterschleife um eine Induktion einer Spannung  $U(t)$  nur bei einer gewissen Frequenz zu erlauben.  $R$  und  $L$  stellen den ohm'schen Widerstand bzw. den induktiven Anteil der Leiterschleife dar. [2]

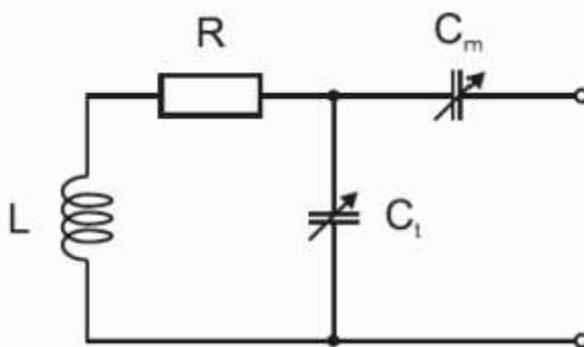
Ein Tuningkondensator wird meist als Trimmkondensator ausgeführt, um im späteren Verlauf der Abstimmung der Empfangsspule flexibel zu sein. Wird dieser Tuningkondensator in das Ersatzschaltbild eingebracht, so ergibt sich der in Abbildung 7 gezeigte Impedanzverlauf.



**Abbildung 7:** Impedanzverlauf nach einbringen eines Tuningkondensators in die Leiterschleife. Bei der Resonanzfrequenz  $\omega_T$  weist der Parallelschwingkreis eine maximale rein reelle Impedanz auf. Bei den Frequenzen  $\omega_1$  (Punkt 1) und  $\omega_2$  (Punkt 2) weist der Schwingkreis einen reellen Widerstand von  $50\Omega$  auf, welcher mit einem induktiven bzw. kapazitiven Anteil behaftet ist. [2]

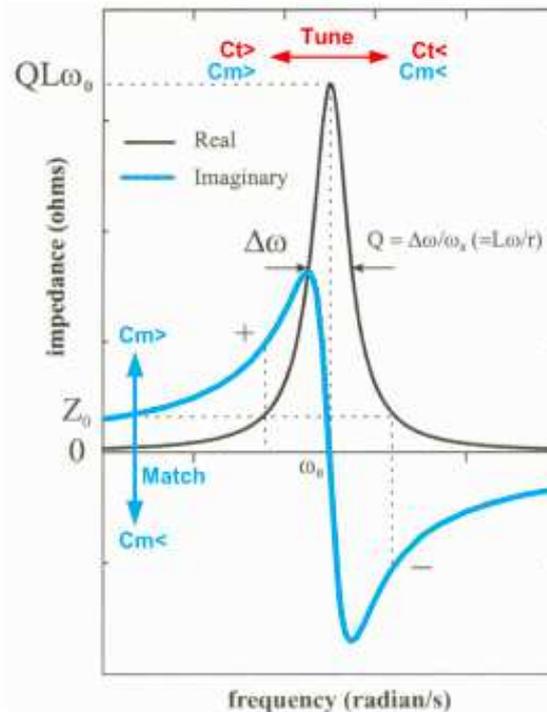
Ziel des Tunings ist es nun, die Frequenz des Resonanzkreises auf  $\omega_1$  oder  $\omega_2$  abzustimmen. Diese Frequenzen entsprechen wie in Abbildung 7 ersichtlich nicht der Resonanzfrequenz des Schwingkreises, sondern der Arbeitsfrequenz. Der Wert dieser Arbeitsfrequenz wird vom

verwendeten MR-Tomographen vorgegeben und entspricht hier 123,2MHz. Der Schwingkreis muss so abgestimmt werden, dass er bei der vorgegebenen Arbeitsfrequenz einen rein reellen Widerstand von  $50\Omega$  aufweist. Die Erläuterung für die Notwendigkeit dieser  $50\Omega$  erfolgt in einem späteren Kapitel. Aus dem Impedanzverlauf ist ersichtlich, dass ein reeller Widerstand von  $50\Omega$  an zwei Stellen existiert. Im Punkt 1 ist der Widerstand mit einem induktiven Anteil behaftet, wohingegen er in Punkt 2 mit einem kapazitiven Anteil behaftet ist. Es ist also notwendig, den Imaginäranteil zu kompensieren. Dafür ist in Punkt 1 eine Kapazität und in Punkt 2 eine Induktivität notwendig. Da es in der Praxis wesentlich einfacher ist verlustarme variable Kondensatoren als Induktivitäten herzustellen, wird Punkt 1 zur Abstimmung des Schwingkreises herangezogen. Der verwendete Trimmkondensator um diese Kompensation zu erreichen wird als Matching-Kondensator  $C_m$  bezeichnet und in Serie in den Resonanzkreis eingebracht.



**Abbildung 8:** Ersatzschaltbild einer Leiterschleife mit  $C_1$  zur Abstimmung der Arbeitsfrequenz um einen reellen Widerstand von  $50\Omega$  zu erhalten und  $C_m$  zur Impedanzanpassung, sprich zur Kompensation des kapazitiven Anteils um rein reelle  $50\Omega$  auf der Arbeitsfrequenz zu erhalten. [2]

Wie in Abbildung 8 ersichtlich wird auch der Matching-Kondensator als Trimmkondensator ausgeführt um bei der Abstimmung der Empfangsspule variabel sein zu können. Die Einwirkungen der Kondensatoren (Tune- und Match-Kondensator) auf den Impedanzverlauf können Abbildung 9 entnommen werden.



**Abbildung 9:** Einwirkungen des Tuning- bzw. Matching-Kondensators auf den Impedanzverlauf des Resonanzkreises.  $C_t$  dient zur Abstimmung der Arbeitsfrequenz auf einen Realanteil von  $50\Omega$  und  $C_m$  zur Kompensation des Imaginäranteils der Impedanz. Wie in der Abbildung ersichtlich, wird bei einer Änderung von  $C_m$  aber gleichzeitig der Realteil verschoben, was bedeutet, dass die Arbeitsfrequenz nicht mehr reell  $50\Omega$  besitzt. Diese Tatsache macht eine abwechselnde Veränderung von  $C_t$  und  $C_m$  erforderlich, bis der gewünschte rein reelle Widerstand von  $50\Omega$  erreicht ist. [4]

Aus den in Abbildung 9 ersichtlichen Einwirkungen von  $C_t$  und  $C_m$  auf den Impedanzverlauf wird die Notwendigkeit von Trimmkondensatoren ersichtlich. Wenn man  $C_m$  zur Kompensation des Imaginäranteils der Impedanz verändert, so verschiebt sich auch der abgestimmte Realteil aus der Arbeitsfrequenz. Es muss also die Arbeitsfrequenz erneut mittels  $C_t$  auf den gewünschten reellen Widerstand abgestimmt werden, was aber wieder einen von Null verschiedenen Imaginäranteil zur Folge hat. Diese abwechselnde Veränderung von  $C_t$  und  $C_m$  muss solange durchgeführt werden, bis der gewünschte rein reelle Widerstand, in diesem Fall die schon erwähnten  $50\Omega$ , erreicht ist. Hat man dies erreicht, so ist der Resonanzkreis „getuned“ und „gematcht“.

Die Güte eines Parallelschwingkreises und somit auch einer Empfangsspule beschreibt das Verhältnis von Induktivität zu den ohm'schen Anteilen der Empfangsspule (11). Die Einwirkungen der Kapazität können aufgrund der hohen Frequenzen vernachlässigt werden.

$$Q_{nl} = \frac{\omega L}{R_{coil}} \quad (11) [17]$$

Wird die Empfangsspule mit einer Probe beladen, so verringert sich die Güte, da sich die ohm'schen Verluste, wie schon weiter oben beschrieben, durch die Wechselwirkung mit der Probe erhöhen (12).

$$Q_l = \frac{\omega L}{R_{coil} + R_{probe}} \quad (12) [17]$$

Es kann also ein Rückschluss darauf getroffen werden, wie gut die Empfangsspule mit der Probe wechselwirkt.

Man kann die Güte auch über das Verhältnis von Bandbreite zu Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises bestimmen (13). Die Bandbreite  $\Delta f$  stellt die Differenz der Frequenzen der -3dB-Grenze dar. Dies entspricht dem  $1/\sqrt{2}$  fachen des Maximalwert des Stromes durch die Empfangsspule und deren Widerstand.

$$Q = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (13) [17]$$

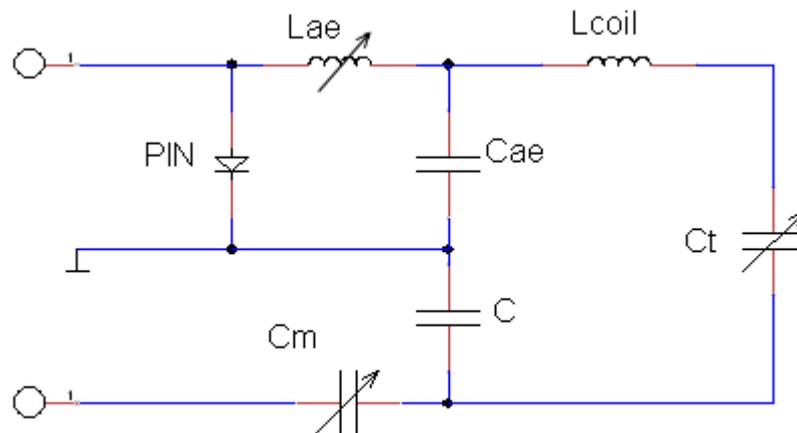
Aus (13) ist ersichtlich, dass die Höhe der Güte von der Bandbreite der Parallelresonanz abhängt. Je geringer die Bandbreite, umso höher die Güte des Parallelschwingkreises respektive der Empfangsspule. Diese sollte für Empfangsspulen im Bereich von 200 liegen.

### 1.2.3. Entkopplung gegen das Transmit-Feld

Die Empfangsspule ist durch das oben beschriebene Tuning und Matching auf die, vom MR-Tomographen vorgegebene, Arbeitsfrequenz abgestimmt. Der Tomograph sendet somit die HF-Pulse, welche zur Anregung des Probevolumens notwendig sind, auch mit dieser Frequenz. Diese HF-Pulse würden sehr hohe HF-Ströme in die Empfangsspule induzieren, was einerseits zu einer erheblichen Erwärmung der Spule und andererseits zur Zerstörung von Bauteilen führen würde. Die Erwärmung der Spule könnte ebenso zu Verbrennungen des verwendeten Phantoms bzw. des Patienten führen. Auch würde eine homogene Anregung des Probevolumens verhindert werden. Es ist also aus diesen drei Gründen von äußerster Notwendigkeit, die Empfangsspule gegen das Transmit- oder auch Sendefeld zu entkoppeln. Dies geschieht durch einen zweiten Parallelschwingkreis, welcher parallel zur Empfangsspule geschaltet wird und somit die Empfangsspule verstimmt. Ist auch dieser zweite Parallelschwingkreis auf die Arbeitsfrequenz abgestimmt, dann splittet der Peak dieser

Resonanz in zwei Resonanzpeaks so auseinander, dass sich auf der Arbeitsfrequenz ein Minimum ergibt und die Empfangsspule somit off-resonant ist. Das Schalten dieses zweiten Parallelschwingkreises kann auf zwei Arten geschehen, welche im Folgenden beschrieben werden.

### 1.2.3.1. Aktive Entkopplung

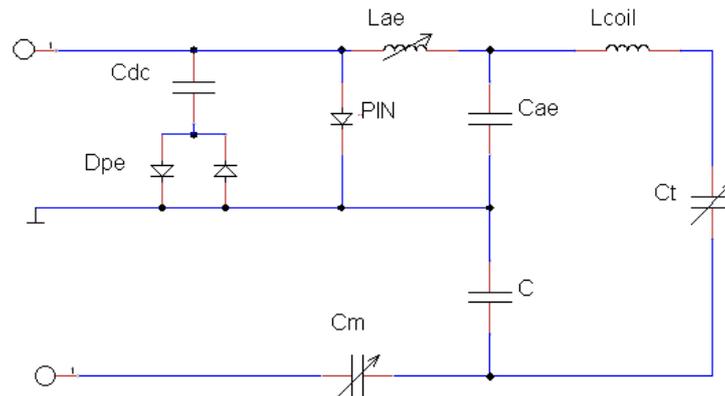


**Abbildung 10:** Ersatzschaltbild für eine Empfangsspule mit Tuning-Kondensator  $C_t$ , Matching-Kondensator  $C_m$ , Induktivität der Empfangsspule  $L_{coil}$ , Induktivität der aktiven Entkopplung  $L_{ae}$ , Kondensator der aktiven Entkopplung  $C_{ae}$ , PIN-Diode sowie einem Kondensator  $C$ , welcher dazu dient, die Symmetrie der Empfangsspule zu erhalten.

In Abbildung 10 ist das Ersatzschaltbild der Empfangsspule mit Tuning- sowie Matching-Kondensator und der aktiven Entkopplung bestehend aus  $L_{ae}$ ,  $C_{ae}$ , welche den Parallelresonanzkreis der aktiven Entkopplung bilden, und einer PIN-Diode, welche zum Schalten der aktiven Entkopplung dient. Das Schalten der aktiven Entkopplung muss sehr schnell geschehen, da das DC-Steuersignal vom MR-Tomographen synchron mit den HF-Pulsen zur Verfügung gestellt wird und das Schalten im  $\mu\text{s}$ -Bereich geschieht. Dies erfordert die Verwendung von PIN-Dioden (Positive Intrinsic Negativ). Diese Diode besteht aus jeweils einer hochdotierten P- und N-Schicht mit einer dazwischenliegenden eigenleitenden I-Schicht. Wird die Diode in Sperrrichtung betrieben, so isoliert die fast ladungsträgerfreie I-Schicht gegen einen Ladungsträgertransport bzw. wird hochohmig. Wird sie jedoch in Durchlassrichtung betrieben, so gelangen Ladungsträger aus der P- und N-Schicht in die ladungsträgerfreie I-Schicht und diese wird leitend bzw. niederohmig. Das Schalten von Sperr- zu Durchlassrichtung ist bei PIN-Dioden sehr schnell möglich, weshalb sie für das Schalten der aktiven Entkopplung herangezogen werden. [1] [2]

### 1.2.3.2. Passive Entkopplung

Die passive Entkopplung stellt eine Sicherheitsmaßnahme zusätzlich zur aktiven Entkopplung dar. Sollte die aktive Entkopplung aus welchen Gründen auch immer versagen, so wird durch die passive Entkopplung das Schalten des zweiten Parallelschwingkreises übernommen.



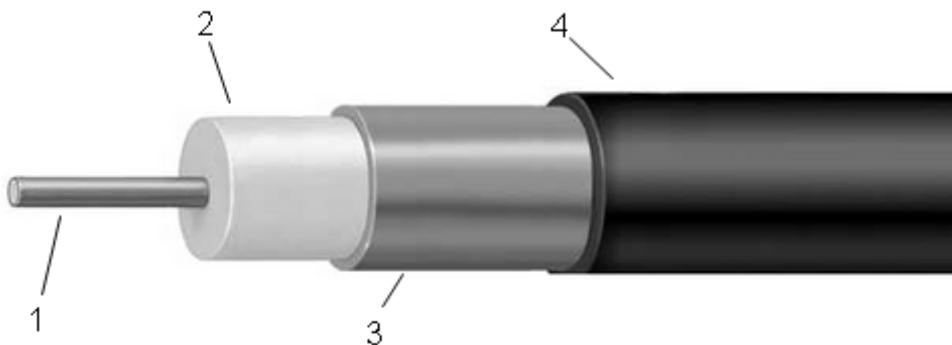
**Abbildung 11:** Ersatzschaltbild für eine Empfangsspule mit Tuning-Kondensator  $C_t$ , Matching-Kondensator  $C_m$ , Induktivität der Empfangsspule  $L_{coil}$ , Induktivität der aktiven Entkopplung  $L_{ae}$ , Kondensator der aktiven Entkopplung  $C_{ae}$ , PIN-Diode für die aktive Entkopplung, Koppelkondensator  $C_{dc}$ , Dioden der passiven Entkopplung  $D_{pe}$  sowie einem Kondensator  $C$ , welcher dazu dient die Symmetrie der Empfangsspule zu erhalten.

In Abbildung 11 ist ersichtlich, dass die Bauelemente der passiven Entkopplung parallel zu jenen, der aktiven Entkopplung geschaltet sind. Die passive Entkopplung besteht aus zwei zueinander antiparallel geschalteten Schottky-Dioden und einem Koppelkondensator. Der Koppelkondensator ist notwendig, um das gleichzeitige Schalten mit der aktiven Entkopplung durch das, vom Tomographen zur Verfügung gestellte, Gleichstromsignal zu verhindern. Versagt also die aktive Entkopplung, so werden HF-Ströme in die Empfangsspule induziert, welche die Schottky-Dioden der passiven Entkopplung, unabhängig von der auftretenden Halbwelle (positiv oder negativ), schalten. Dadurch wird der parallel zur Empfangsspule liegende Parallelschwingkreis geschaltet und somit die Empfangsspule wieder off-resonant, wodurch keine weiteren HF-Ströme induziert werden können.

Der Unterschied zwischen aktiver und passiver Entkopplung kann also direkt dem jeweiligen Namen entnommen werden. Während die aktive Entkopplung lediglich durch das, vom Tomographen zur Verfügung gestellte, DC-Steuersignal aktiv geschaltet wird, kann die passive Entkopplung ausschließlich bei in die Empfangsspule induzierten HF-Strömen passiv schalten. [1] [2]

### 1.2.4. Übertragungsleitung

In dieser Arbeit ist es durch die gewählte Bauform der Kieferspule notwendig, die Vorverstärker in einer gewissen Entfernung von der Empfangsspule zu platzieren. Um dies bewerkstelligen zu können, ist es notwendig, eine Übertragungsleitung von Empfangsspule zu Vorverstärker anzubringen. Das Hauptaugenmerk bei einer solchen Übertragungsleitung liegt darauf, den HF-Strom von der Empfangsspule möglichst verlustarm zum Vorverstärker zu übertragen. Daher soll diese in Form einer  $50\Omega$  Leitung ausgeführt werden. Eine solche Übertragungsleitung wird in der HF-Technik mit Koaxialkabeln, welche aus einem Innenleiter, einem Außenleiter, welcher als Schirm ausgeführt ist, und dem dazwischen liegenden Dielektrikum, realisiert. Es gibt mehrere Ausführungsformen von diesen Kabeln. Sie unterscheiden sich in der Art des Innenleiters, welcher entweder als Litze oder Einzeldraht ausgeführt wird, sowie der Art des Außenleiters. Dieser wird entweder aus einem Schirmgeflecht oder einem durchgehenden Metallmantel gefertigt.

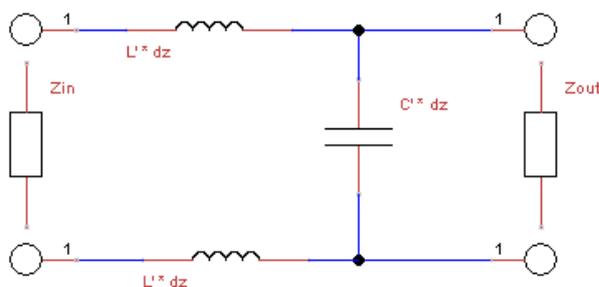


**Abbildung 12:** Prinzipieller Aufbau eines Koaxialkabels. 1: Innenleiter entweder als Litze oder Einzeldraht ausgeführt, 2: Dielektrikum, 3: Außenleiter bzw. Schirm ausgeführt als Schirmgeflecht oder durchgehendem Metallmantel, 4: Außenmantel

Zum besseren Verständnis sollen hier ein paar Grundlagen zum Thema Übertragungsleitung in der HF-Technik aufgezeigt werden.

### 1.2.4.1. Wellenwiderstand

Zur vereinfachten Erklärung des Wellenwiderstandes soll hier erstmals das Ersatzschaltbild einer verlustlosen Übertragungsleitung herangezogen werden.



**Abbildung 13:** Ersatzschaltbild einer verlustlosen Leitung mit dem Induktivitätsbelag  $L'$  und Kapazitätsbelag  $C'$  für einen Leitungsabschnitt  $dz$ . Ebenso angedeutet sind Eingansimpedanz  $Z_{in}$  sowie Abschlussimpedanz  $Z_{out}$  der Übertragungsleitung.

Wie in Abbildung 13 gezeigt, kann eine verlustlose Leitung als Kombination von Induktivitätsbelag der Außen- bzw. Innenleiter und deren gegenseitigem Kapazitätsbelag für einen Leitungsabschnitt  $dz$  aufgefasst werden. Betrachtet man den Verlauf von Strom und Spannung so kann man eine Abhängigkeit dieser beiden Größen erkennen. Diese Abhängigkeit ist ein fester Faktor welcher als Wellenwiderstand bezeichnet wird.

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (14) [13]$$

mit

$$L' = \frac{\mu_0}{2 * \pi} * \ln(d_a / d_i) \quad (15) [13]$$

und

$$C' = \frac{2 * \pi * \epsilon}{\ln(d_a / d_i)} \quad (16) [13]$$

$Z_L$  ... Wellenwiderstand

$L'$  ... Induktivitätsbelag

$C'$  ... Kapazitätsbelag

$d_a$  ... Innendurchmesser des Schirmes

$d_i$  ... Außendurchmesser des Innenleiters

$\epsilon$  ... Dielektrizitätskonstante bzw. Permittivität des Dielektrikums

Der Induktivitätsbelag und Kapazitätsbelag kann nur unter gewissen Annahmen mit den Formeln 15 und 16 berechnet werden. Neben der Annahme einer verlustlosen Leitung und genügend hohen Frequenzen, muss auch das Vorliegen einer TEM-Welle und eine zylindrische Geometrie des Leiters angenommen werden.

Der charakteristische Wellenwiderstand für Koaxialkabel liegt bei 50 oder 75Ω. Bei diesen Werten besteht ein guter Kompromiss zwischen Dämpfung und Leistungsübertragung, weshalb sich diese Werte in der HF-Technik etabliert haben.

#### 1.2.4.2. Reflexionskoeffizient

Schließt man eine solche Leitung mit einer Impedanz ab, welche der charakteristischen Impedanz der Leitung selbst entspricht, so kann die gesamte übertragene Leistung an dieser Impedanz umgesetzt werden. Wird die Leitung jedoch mit einer zur charakteristischen Impedanz verschiedene Abschlussimpedanz verwendet, so kommt es an dieser zu Reflexionen der Leistung kommen und es kann nur ein Teil der Leistung an der Abschlussimpedanz umgesetzt werden. Die rücklaufende Welle variiert in ihrer Amplitude als auch Phase je nach Grad der Reflexion. Durch das Verhältnis von komplexer Amplitude der rücklaufenden Welle zur komplexen Amplitude der hinlaufenden Welle, wird dieser Grad beschrieben. Dieses Verhältnis stellt den Reflexionskoeffizienten  $\rho$  dar.

$$\rho = \frac{Z_{out} - Z_L}{Z_{out} + Z_L} = \frac{(R_{out} \pm jX_{out}) - (R_L \pm jX_L)}{(R_{out} \pm jX_{out}) + (R_L \pm jX_L)} \quad (17) [13]$$

$\rho$  ... Reflexionskoeffizient

$Z_{out}$  ... Abschlussimpedanz

$Z_L$  ... Leitungsimpedanz bzw. Wellenwiderstand der Leitung

$R_{out}$  ... Realteil der Abschlussimpedanz

$X_{out}$  ... Imaginärteil der Abschlussimpedanz

$R_L$  ... Realteil der Abschlussimpedanz

$X_L$  ... Imaginärteil der Abschlussimpedanz

Aus 17 ist ersichtlich, dass sich der Reflexionskoeffizient auf 0 reduziert, wenn die Abschlussimpedanz  $Z_{out}$  gleich dem Wellenwiderstand der Leitung ist. Die in der HF-Technik verwendeten Koaxialkabel besitzen, wie schon oben erläutert, eine rein reelle Impedanz, wodurch sich  $Z_L$  aus Formel 17 zu  $R_L$  reduzieren lässt. Daraus folgt die Formel für den Betrag

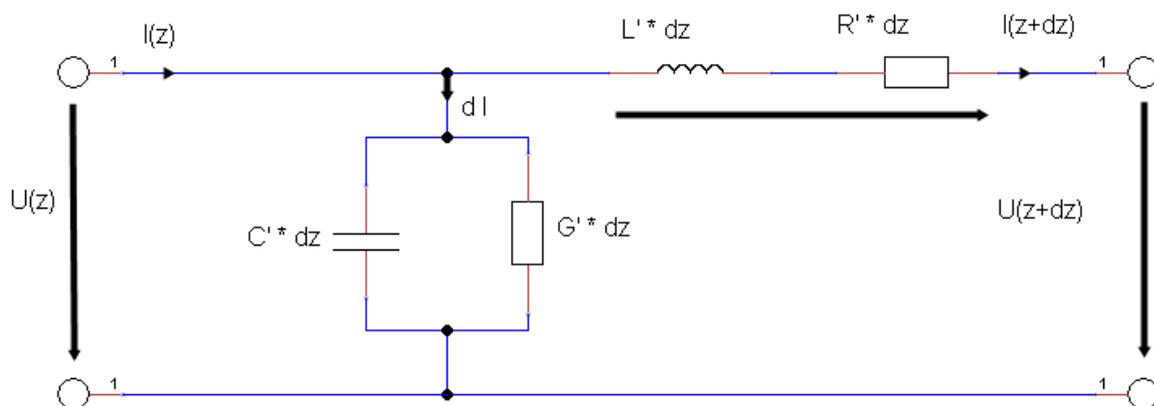
des Reflexionskoeffizienten:

$$|\rho| = \sqrt{\frac{(R_{out} - R_L)^2 + X_{out}^2}{(R_{out} + R_L)^2 + X_{out}^2}} \quad (18) [13]$$

Der Reflexionskoeffizient liegt zwischen 0 und 1, wobei 0 einer angepassten Leitung und 1 einem Kurzschluss entspricht.

### 1.2.4.3. Verlustbehaftete Leitung

Die bisherigen Beschreibungen erfolgten unter der Annahme einer verlustfreien Leitung. Der Vollständigkeit halber soll an dieser Stelle das Verhalten der verlustbehafteten Leitung und mit Hilfe dessen, die Transformationseigenschaften einer solchen Leitung beschrieben werden.



**Abbildung 14:** Ersatzschaltbild einer verlustbehafteten Leitung mit der Länge  $dz$ . Sowohl Kapazitätsbelag als auch Induktivitätsbelag sind mit ohm'schen Verlusten behaftet.

Abbildung 14 zeigt das Ersatzschaltbild einer verlustbehafteten Leitung der Länge  $dz$ . Die Elemente ergeben sich durch Multiplikation der Leitungsbeläge ( $C'$ ,  $L'$ ,  $G'$  und  $R'$ ) mit  $dz$ . Es ist ersichtlich, dass sich die Eingangsgrößen  $U(z)$  bzw.  $I(z)$  um  $dU$  bzw.  $dI$  über die Länge der Leitung ändern.  $dU$  entspricht dabei dem Spannungsabfall an den Längselementen, wobei  $dI$  dem Ableitungsstrom in den Querelementen entspricht.

$$dU = (R' * dz + j\omega L' * dz) * I(z + dz) \quad (19) [13]$$

$$dI = (G' * dz + j\omega C' * dz) * U(z) \quad (20) [13]$$

Unter der Annahme eines sehr kurzen Leitungsstückes ( $dz \rightarrow 0$ ), Ableitung der daraus folgenden Differentialgleichungen und Lösung der daraus folgenden homogenen Differenzialgleichung ergibt sich

$$U(z) = U_h * e^{-\gamma z} + U_r * e^{\gamma z} \quad (21) [13]$$

und

$$I(z) = I_h * e^{-\gamma z} - I_r * e^{\gamma z} \quad (22) [13]$$

mit

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L') * (G' + j\omega C')} = j\omega \sqrt{L' C'} * \sqrt{\left(1 - j \frac{R'}{\omega L'}\right) * \left(1 - j \frac{G'}{\omega C'}\right)} \quad (23) [13]$$

$U_h$  ... komplexe Spannungsamplitude der hinlaufenden Welle

$U_r$  ... komplexe Spannungsamplitude der rücklaufenden Welle

$I_h$  ... komplexe Stromamplitude der hinlaufenden Welle

$I_r$  ... komplexe Stromamplitude der rücklaufenden Welle

$\gamma$  ... Ausbreitungsmaß

$\gamma$  ist im Allgemeinen eine komplexe Größe der Form  $\alpha + j\beta$ , wobei  $\alpha$  als Dämpfungskonstante und  $\beta$  als Phasenkonstante bezeichnet wird. Wie die Namen der Größen schon andeuten, bestimmen sie die Dämpfung der Wellenamplituden, sowie die Phaseneigenschaft der Wellen. Somit sind die Wellengleichungen einer verlustbehafteten Leitung gegeben.

Schließt man eine solche Leitung mit einer beliebigen Impedanz  $Z_{out}$  ab, so ergibt sich die folgende Transformationsbeziehung für die Eingansimpedanz  $Z_{in}$ .

$$Z_{in} = Z_L * \frac{Z_{out} + Z_L * \tanh(\gamma * l)}{Z_L + Z_{out} * \tanh(\gamma * l)} \quad (24) [13]$$

Diese Transformationseigenschaft besteht in beide Richtungen, womit sich für eine beliebige Eingangsimpedanz  $Z_{in}$  analog zu Formel 24 die Ausgangsimpedanz  $Z_{out}$  ergibt.

$$Z_{out} = Z_L * \frac{Z_{in} - Z_L * \tanh(\gamma * l)}{Z_L - Z_{in} * \tanh(\gamma * l)} \quad (25) [13]$$

Aus den gezeigten Transformationseigenschaften geht hervor, dass diese lediglich durch die Leitungslänge  $l$  der Leitung bestimmt werden können. Um dies zu verdeutlichen, betrachtet man die oben gezeigten Beziehungen für den wesentlich einfacheren Fall der verlustlosen Leitung. Für die verlustlose Leitung ergibt sich  $\gamma = j\beta$ , da die Amplitude der Welle über die gesamte Länge konstant bleibt. Setzt man dies und die Beziehung  $\tanh(x) = -j \tan(j x)$  in Formel 25 ein, so erhält man:

$$Z_{in} = Z_L * \frac{Z_{out} + j * Z_L * \tan(\beta * l)}{Z_L + i * Z_{out} * \tan(\beta * l)} \quad (26) [13]$$

#### 1.2.4.4. $\lambda/4$ – Leitung

Wie, weiter oben, beschrieben wurde, kann man über die Länge einer Übertragungsleitung eine Eingangsimpedanz in eine beliebige Ausgangsimpedanz transformieren. Wählt man für die Länge der  $l = \lambda/4$  ist  $\beta l$  aus Formel 26 gleich  $\pi/2$ . Bestimmt man nun den Grenzwert  $\lim_{\beta l \rightarrow \pi/2}$  aus Formel 26 so ergibt sich die Beziehung

$$Z_{in} = \frac{Z_L^2}{Z_{out}} \quad (27) [13]$$

Es kann also erkannt werden, dass eine Leitung mit der Länge  $l = \lambda/4$  eine reelle Eingangsimpedanz in eine ebenso reelle Ausgangsimpedanz transformiert. Wählt man ein Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand  $Z_L$  von  $50\Omega$ , so ergeben sich bei einem reellen  $50\Omega$  Widerstand am Eingang genau reelle  $50\Omega$  am Ausgang. Diese Tatsache wird in dieser Arbeit ausgenutzt, um die abgestimmte Empfangsspule mit der Vorverstärkerplatine zu verbinden und gleichzeitig die  $50\Omega$  – Eigenschaft zu erhalten. Es kann aus der oben gezeigten Transformationseigenschaft einer  $\lambda/4$ -Leitung aber auch erkannt werden, dass ein Kurzschluss in einen Leerlauf und umgekehrt transformiert wird.

Die Berechnung der Wellenlänge  $\lambda$  erfolgt durch die allgemeine Formel 28.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (28) [15]$$

$\lambda$  ... *Wellenlänge*

$c$  ... *Lichtgeschwindigkeit*

$f$  ... *Frequenz*

Diese Formel stützt sich auf die Annahme, dass sich die elektromagnetische Welle mit Lichtgeschwindigkeit fortpflanzt. Dies ist aber nur im Vakuum der Fall. In anderen Medien verringert sich die Fortpflanzungsgeschwindigkeit. Das Medium, in dem sich die elektromagnetische Welle in einem Koaxialkabel fortpflanzt, ist das Dielektrikum zwischen Innen- und Außenleiter. Das Maß der Verlangsamung der Welle wird durch den Velocity Faktor beschrieben.

$$VF = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \quad (29) [17]$$

$VF$  ... *Velocity Faktor*

$\varepsilon$  ... *Dielektrizitätskonstante*

PTFE, oder auch als Teflon bezeichnet, besitzt eine Dielektrizitätskonstante von 2,1 was einen Velocity Faktor von 0,69 entspricht. In diesem Fall pflanzt sich die elektromagnetische Welle um das 0,69 fache langsamer als im Vakuum fort (Formel 30 und 31).

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (30)$$

mit

$$v = c * VF \quad (31)$$

Somit kann die Wellenlänge für eine elektromagnetische Welle mit einer definierten Frequenz in einem bestimmten Medium berechnet werden.

### 1.2.5. Mantelwellensperre

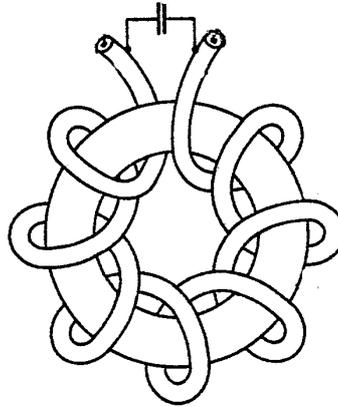
Hier handelt es sich um, zusätzlich zum NMR-Signal auftretende, elektromagnetische Wellen am Schirm von Koaxialleitungen. Wie schon in früheren Kapiteln beschrieben, verursacht das NMR-Signal außerhalb des Schirms keine Strahlung, da sich durch die Phasenverschiebung ( $180^\circ$ ) der hochfrequenten Ströme, welche an der Außenseite des Innenleiters und der Innenseite des Schirms fließen, alle Felder außerhalb des Leiters aufheben. Kommt es aber zu Potentialunterschieden zwischen den Komponenten welche von der Leitung verbunden werden, so entstehen zusätzliche hochfrequente Ausgleichsströme am Mantel, welche als Mantelwellen bezeichnet werden. Ein anderer Grund für die Entstehung von Mantelwellen kann die Verbindung von erdsymmetrischen Elementen über ein erdunsymmetrisches Koaxialkabel, wie es in der Antennentechnik häufig der Fall ist, sein. Diese Mantelwellen können schwere Störungen in der Empfangskette bzw. an einzelnen Bauelementen dieser führen. Außerdem kann es zu Abstrahlungen von HF-Feldern kommen, welche in weiterer Folge auch weiter entfernte Baugruppen negativ beeinflussen können. Daher ist es äußerst wichtig, alle auf diese HF-Felder empfindlichen Baugruppen mittels Metallgehäusen zu schirmen. Die Anwendung in einem MR-Tomographen erfordert die Verwendung von antimagnetischem Metall, wie zum Beispiel Messing.

Um die Entstehung von Mantelwellen zu verhindern, werden in der HF-Technik sogenannte Mantelwellensperren eingesetzt. Solche Mantelwellensperren sind meist als Ferritkerne, welche um das signalführende Kabel angebracht werden, ausgeführt. Ein Beispiel für eine solche Anwendung wäre ein VGA-Kabel<sup>6</sup>. Dieser breitbandige Ansatz ist für die Anwendung in einem MR-Tomographen aufgrund der hohen Magnetfelder nicht möglich. Hier kommen meist schmalbandige Toroid-Mantelwellensperren zum Einsatz. Diese bestehen aus einem antimagnetischen und nicht metallischen Toroidkern, um welchen das Koaxialkabel gewickelt wird. Um die Entstehung der Mantelwellen für die Arbeitsfrequenz des Tomographen zu verhindern, wird am Anfang und Ende des gewickelten Koaxialkabels ein Kondensator angebracht (Abbildung 15). Dieser muss in Kombination mit der Anzahl der Windungen, welche eine Induktivität darstellen, so gewählt werden, dass die Resonanzfrequenz des dadurch entstandenen Parallelschwingkreises der Arbeitsfrequenz des Tomographen entspricht. Der Signalstrom im Inneren des Kabels bleibt von dieser Anordnung unbeeinflusst, da er, wie schon oben beschrieben, außerhalb des Kabels kein Feld erzeugt, welches mit der Induktivität des Parallelschwingkreises wechselwirkt. Mantelwellen erzeugen jedoch ein Feld

---

<sup>6</sup> VGA: Video Graphics Array, ist ein Standard für Verbindungskabel zwischen Grafikkarte und Bildschirm

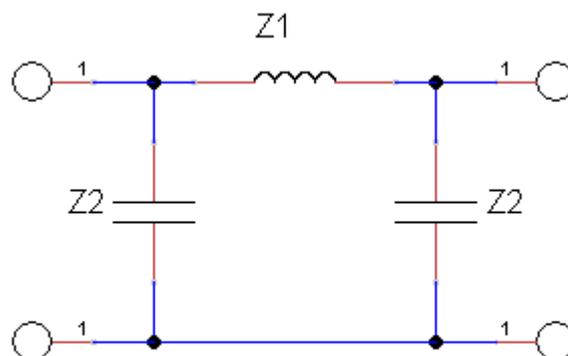
außerhalb des Leiters, welches mit der Induktivität sehr wohl wechselwirkt und somit von dem Parallelschwingkreis, im Bereich dessen Resonanzfrequenz, gedämpft wird. [2]



**Abbildung 15:** Schematische Darstellung einer Mantelwellensperre in Toroidbauform. Durch die Umwicklung des Toroidkerns mit dem Koaxialkabel bildet der Schirm eine Induktivität aus. Der Kondensator, welcher am Anfang bzw. Ende der Wicklung angebracht ist, bildet mit dieser einen Parallelschwingkreis welcher die Mantelwellen auf dessen Resonanzfrequenz dämpft.

### 1.2.6. PI-Glied

Das PI-Glied besteht aus zwei parallelen Kapazitäten und einer Serieninduktivität wie in Abbildung 16 ersichtlich.



**Abbildung 16:** Aufbau eines PI-Gliedes wie es auch in dieser Arbeit zum Einsatz kommt. Bestandteile sind dabei zwei parallele Kapazitäten  $Z2$  sowie einer Serieninduktivität  $Z1$ .

Eine solche Zusammensetzung kann als Phasenschieber, Transformator oder auch Tiefpass verwendet werden. In bestimmten Frequenzbereichen kann das PI-Glied auch eine  $\lambda/4$ -

Leitung simulieren. Mit den Beziehungen (32) (33) und (34) können die Bauteilwerte für Z1 und Z2 bestimmt werden.

$$Z1 = Z_L * \sinh(\theta)^7 \quad (32) [16]$$

$$Z2 = \frac{Z_L * \coth\left(\frac{\theta}{2}\right)^8}{2} \quad (33) [16]$$

$$\theta = \alpha + j\beta l \approx j \frac{2\pi}{\lambda} l \quad (34) [16]$$

Wird der Dämpfungsterm  $\alpha$  vernachlässigt, so bleibt nur noch der Phasenterm übrig. Dieser entspricht der elektrischen Länge, welche über die Bauteilwerte des PI-Gliedes variiert werden kann. In dieser Arbeit dient das PI-Glied also als Phasenschieber zwischen Übertragungsleitung und Vorverstärker. Es hat die Aufgabe, die Länge der Übertragungsleitung so zu verlängern bzw. zu verkürzen, dass eine exakte  $\lambda/4$ -Leitung realisiert wird. Das Leitungsstück ergibt abhängig von der zu kompensierenden Länge eine Induktivität oder Kapazität.

### 1.2.7. Vorverstärker

Der Vorverstärker dient in diesem Anwendungsfall neben der Verstärkung des MR-Signals auch zur Entkopplung der Spulen gegeneinander. Das MR-Signal ist sehr klein, weshalb es einer Verstärkung bedarf um es gegen Rauscheinflüsse aus der restlichen Empfangskette unempfindlicher zu machen. Im Folgenden wird lediglich auf die Verstärkung und die Rauschzahl und deren Bedeutung eingegangen werden, da auf die Vorverstärkerentkopplung gesondert in einem späteren Kapitel eingegangen wird.

Ein Verstärker im Allgemeinen besitzt eine obere und eine untere Aussteuergränze. Zwischen diesen herrscht, im Idealfall, eine lineare Verstärkungscharakteristik mit einer gewissen Steigung vor. Diese Steigung entspricht dem Verstärkungsfaktor des Verstärkers und lässt sich mittels Beziehung (35) ausdrücken. Dieser Faktor stellt ein essenzielles Merkmal eines Verstärkers dar.

---

<sup>7</sup>  $\sinh(j*y) = j*\sin(y)$

<sup>8</sup>  $\coth(j*y) = -j*\cot(y)$

$$U_a = U_e * G \quad (35) [2]$$

$U_a$  ... Ausgangsspannung

$U_e$  ... Eingangsspannung

$G$  ... Verstärkungsfaktor

Ein weiteres Merkmal eines Verstärkers stellt die Rauschzahl dar. Allgemein kann diese als Verhältnis des SNR am Eingang des Verstärkers zum SNR an dessen Ausgang angesehen werden (36).

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{\frac{U_{S,i}}{U_{N,i}}}{\frac{U_{S,o}}{U_{N,o}}} = \frac{U_{S,i} * U_{N,o}}{U_{S,o} * U_{N,i}} = \frac{1}{G} * \frac{U_{N,o}}{U_{N,i}} \quad (36)$$

$SNR_i$  ... Signal to Noise Ratio des Eingangssignal

$SNR_o$  ... Signal to Noise Ratio des Ausgangssignal

$U_{S,i}$  ... Signal am Eingang

$U_{N,i}$  ... Rauschen am Eingang

$U_{S,o}$  ... Signal am Ausgang

$U_{N,o}$  ... Rauschen am Ausgang

Beziehung (37) zeigt die Abhängigkeit des Rauschens am Ausgang des Verstärkers, vom Rauschen am Eingang, dem Verstärkungsfaktor und dem Rauschen des Verstärkers selbst.

$$U_{N,o} = G * (U_{N,i} + U_{N,VV}) \quad (37)$$

$U_{N,VV}$  ... Rauschen des Vorverstärkers

Setzt man (37) in (36) ein, so erhält man den Zusammenhang von der Rauschzahl mit dem Eingangsrauschen und Vorverstärkerrauschen.

$$F = 1 + \frac{U_{N,VV}}{U_{N,i}} \quad (38)$$

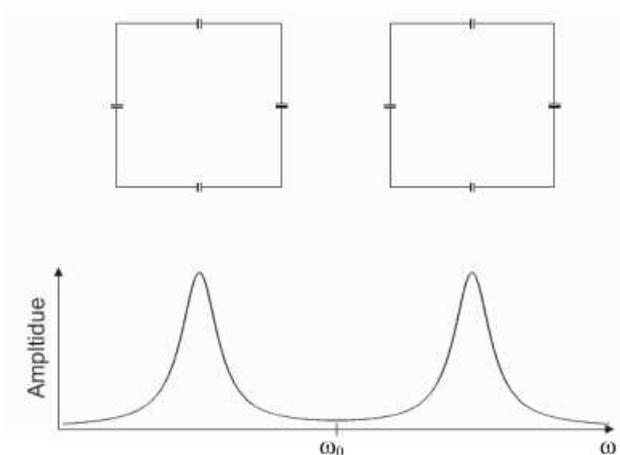
Werden mehrere Verstärker in Serie geschaltet, so ergibt sich die Gesamtrauschzahl aus (39).

$$F = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{(F_3 - 1)}{G_1 * G_2} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{G_1 * G_2 * \dots * G_n} \quad (39) [2]$$

Aus dieser Beziehung ist ersichtlich, dass die Gesamtrauschzahl des Systems hauptsächlich von der ersten Verstärkerstufe abhängt. Voraussetzung für diese Behauptung sind genügend große Verstärkungsfaktoren der Verstärker im System. Es ist also notwendig, einen Verstärker mit einer geringen Rauschzahl für den Vorverstärker zu wählen. Solche Verstärker werden meist aus GaAs-FETs<sup>9</sup> aufgebaut und werden Low Noise Amplifier (LNA) genannt. Diese Art von Vorverstärkern besitzen Verstärkungen im Bereich von 20dB mit einer Rauschzahl von ungefähr 0,3dB.

### 1.3.Array Anordnung von MR-Oberflächenspulen

Ein Phased-Array besteht aus mehreren einzelnen Oberflächenspulen. Nähern sich zwei Spulen, welche auf dieselbe Frequenz abgestimmt sind an, so kommt es zum Resonanzsplitting was in Abbildung 17 veranschaulicht wird.



**Abbildung 17:** Resonanzsplitting für zwei, auf dieselbe Frequenz  $\omega_0$  abgestimmte, Resonanzkreise. [3]

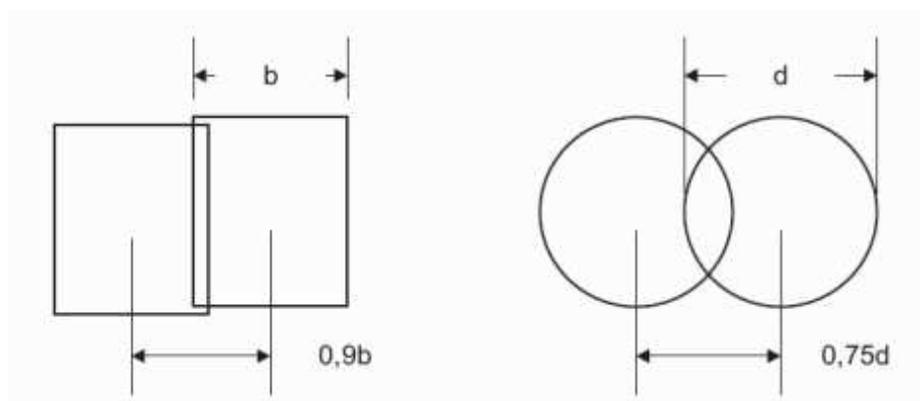
<sup>9</sup> GaAs-FET: Gallium-Arsenid-Feldeffekttransistoren sind spezielle Transistoren, welche auch bei hohen Frequenzen noch eine Verstärkung aufweisen und durch die, im Vergleich zu Silizium, höhere Elektronenmobilität und Driftgeschwindigkeit eine geringere Rauschzahl besitzen. [3]

Durch dieses Splitting der Resonanzfrequenz, verringert sich im Bereich der gewünschten Frequenz die Sensitivität der Spulen. Um diesem unerwünschten Effekt entgegen zu wirken, werden im Folgenden zwei Möglichkeiten beschrieben.

### 1.3.1. Geometrische Entkopplung

Es kommt bei benachbarten Spulen zu Kopplungen zwischen ihnen wodurch diese nur noch abhängig voneinander agieren. Um diese Kopplung zu vermindern, oder im besten Fall gänzlich zu unterdrücken, kann man die Spulen gegenseitig überlappen. Diese Überlappung muss so gewählt werden, dass sich der magnetische Fluss, welcher von einer Spule in der anderen hervorgerufen wird, gleich null wird. Es hebt sich also der magnetische Fluss im Bereich der Überlappung mit jenem Fluss außerhalb der Überlappung auf. Somit wird eine induktive Kopplung der Spulen verhindert, wodurch die Spulen unabhängig voneinander agieren können.

In Abbildung 18 sind die optimalen Überlappungen für eine rechteckige und runde Spulenform aufgezeigt. Die Überlappung für andere Spulenformen muss empirisch ermittelt werden.

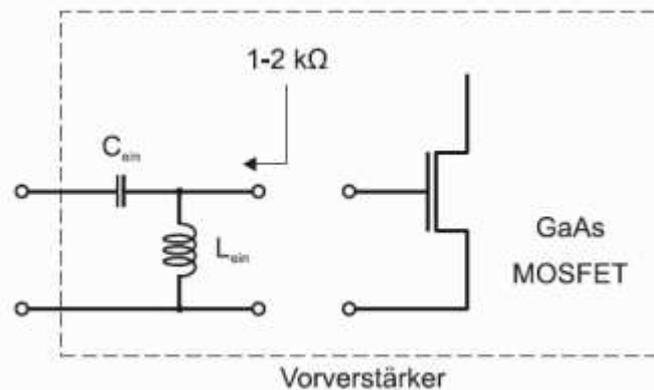


**Abbildung 18:** Optimale Überlappungen von Spulen für eine rechteckige sowie runde Geometrie. Bei rechteckigen Spulen wird eine Überlappung von 10% der Spulenbreite und bei runden Spulen eine Überlappung von 25% des Spulendurchmessers empfohlen. [3]

### 1.3.2. Vorverstärkerentkopplung

Bei Array-Anordnungen, welche mehr als zwei Empfangsspulen beinhalten, treten nicht nur Kopplungen der direkt benachbarten Spulen auf, sondern auch Kopplungen mit weiter entfernten Spulen. Diese Kopplungen können nicht mit einer geometrischen Entkopplung eliminiert werden, wodurch eine andere Methode angewandt werden muss. Die hier

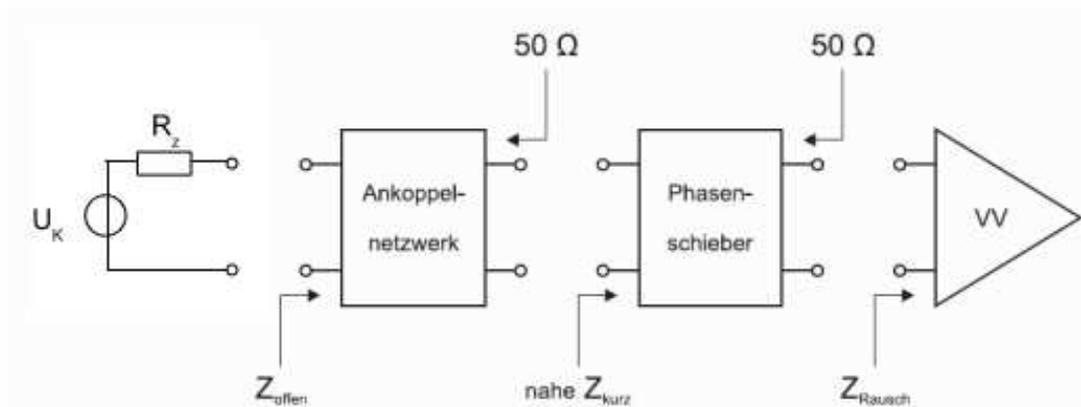
beschriebene Art der Vorverstärkerentkopplung basiert auf der Verwendung von speziellen Verstärkern. Diese wurden schon in 1.2.7 grundsätzlich beschrieben. Um aber die Funktionsweise dieser Art der Entkopplung besser verstehen zu können, muss der interne Aufbau des Verstärkers genauer betrachtet werden.



**Abbildung 19:** Interner Aufbau des Eingangs eines LNA mit GaAs-MOSFET<sup>10</sup>. Der Eingangswiderstand der GaAs-MOSFET beträgt, abhängig von der Art der Transistoren, 1-2kΩ.  $C_{ein}$  und  $L_{ein}$  dienen zur Transformation der am Vorverstärkereingang anliegenden Impedanz auf die Eingangsimpedanz der Transistoren. [3]

Das Ziel ist es diese Vorverstärker im rauschangepassten Zustand zu betreiben. Dies ist eine spezielle Betriebsart, bei welcher am Eingang des Vorverstärkers eine Fehlanpassung der Impedanz vorliegt. Aus Abbildung 19 ist ersichtlich, dass der Eingangswiderstand des GaAs-MOSFET, je nach Art des verwendeten MOSFET, bei 1 bis 2 kΩ liegt.  $C_{ein}$  und  $L_{ein}$  dienen zur Transformation der Eingangsimpedanz am Vorverstärker auf die Eingangsimpedanz des GaAs-MOSFET. Die serielle Kapazität und dazu parallele Induktivität können beim Blick in den Vorverstärker als Serienresonanz angesehen werden, wodurch beim Blick in den Vorverstärker ein sehr geringer Widerstand „gesehen“ wird. Treffen nun also die 50Ω des abgestimmten Empfangskreises auf den Serienresonanzkreis des Vorverstärkers, so liegt eine starke Fehlanpassung vor und der Reflexionskoeffizient wird dementsprechend hoch. Wie in 1.2.4.4 beschrieben transformiert eine  $\lambda/4$ -Leitung einen Kurzschluss bzw. sehr kleinen Widerstand in einen Leerlauf respektive sehr großen Widerstand. Somit wird die sehr geringe Impedanz am Eingang des Vorverstärkers in eine sehr hohe Impedanz in die Empfangsspule transformiert. Die Empfangsspule wird also sehr hochohmig belastet, was hohe Stromflüsse verhindert und somit die Spulen gegen einander entkoppelt. Dieses Konzept ist in Abbildung 20 bildlich dargestellt.

<sup>10</sup> MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor



**Abbildung 20:**  $Z_{\text{Rausch}}$  entspricht dem sehr geringen Widerstand beim Blick in den Vorverstärker. Dieser wird vom PI-Glied, welches als Phasenschieber agiert; nicht verändert und anschließend vom Ankoppelnetzwerk ( $\lambda/4$ -Leitung + Tuning- und Matching-Netzwerk) in einen sehr hohen Widerstand in der Empfangsspule transformiert wird. Die Empfangsspule ist hier nur durch den ohm'schen Widerstand der Empfangsspule  $R_z$  dargestellt, da die Induktivität bereits in das Verhalten des Ankoppelnetzwerkes einbezogen ist.  $U_k$  soll die Koppelspannung der benachbarten Spulen verdeutlichen. [3]

Obwohl der Vorverstärker nicht leistungsangepasst betrieben wird, kann eine große Spannungsverstärkung erreicht werden. Dies wird durch das, im Vorverstärker enthaltene, Anpassungsnetzwerk bestehend aus  $C_{\text{ein}}$  und  $L_{\text{ein}}$  und dem hohen Eingangswiderstand des GaAs-MOSFET erreicht.

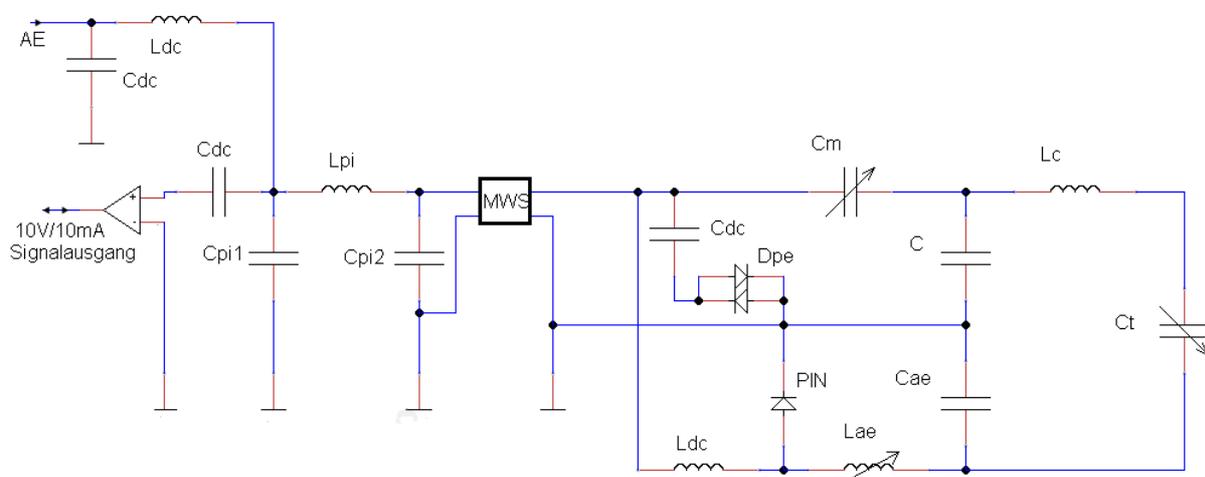
## 2. Methoden

In diesem Kapitel werden alle, für den praktischen Aufbau der Kieferspule, relevanten Aspekte beschrieben werden. Neben den verwendeten Messgeräten, Bauteilen und dem allgemeinen Messaufbau, wird auch die Vorgehensweise zur Abstimmung der Spule beschrieben werden. Es wird dabei versucht, Bezug auf die in vorigen Kapiteln erlangten theoretischen Aspekte zu nehmen und dadurch den Zusammenhang in der Praxis besser verständlich zu machen.

### 2.1. Aufbau der Kieferspule

#### 2.1.1. Empfangskette

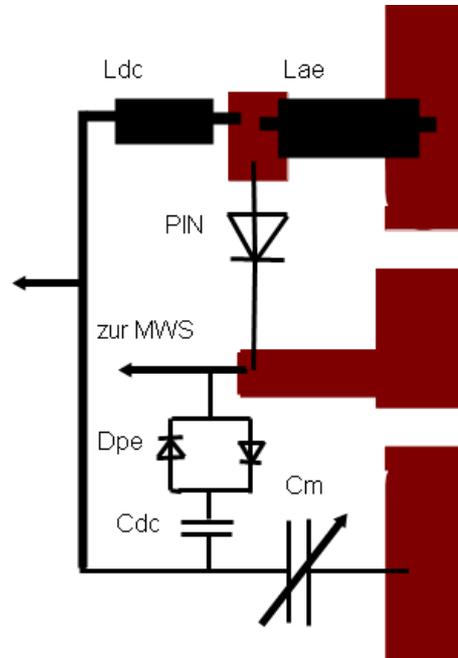
Setzt man alle Einzelteile aus den vorigen Kapiteln zu einer gesamten Empfangskette zusammen, so ergibt sich das in Abbildung 26 gezeigte Schaltbild.



**Abbildung 21:** Gesamtschaltung einer Empfangskette mit:  $C_t$ : Tuning-Kondensator,  $C_m$ : Matching-Kondensator,  $L_c$ : Induktivität der Spule,  $L_{ae}$ : Induktivität der aktiven Entkopplung,  $C_{ae}=C$ : Kondensator der aktiven Entkopplung,  $D_{pe}$ : Doppeldiode der passiven Entkopplung, PIN-Diode, MWS:  $\lambda/4$ -Leitung und Mantelwellensperre,  $L_{pi}$ : Serieninduktivität des PI-Gliedes,  $C_{pi1/2}$ : Parallelkapazitäten des PI-Gliedes,  $C_{dc}$ : Koppelkondensatoren,  $L_{dc}$ : Koppelinduktivitäten.

Die Versorgung des Vorverstärkers mit 10V/18mA sowie die Übertragung des verstärkten MR-Signals zum Tomographen geschieht über ein Koaxialkabel. Auch die Spannungen für die aktive Entkopplung (-30V gegengespannte PIN-Diode, +1V/100mA durchgeschaltete PIN-Diode) werden vom Tomographen zur Verfügung gestellt.

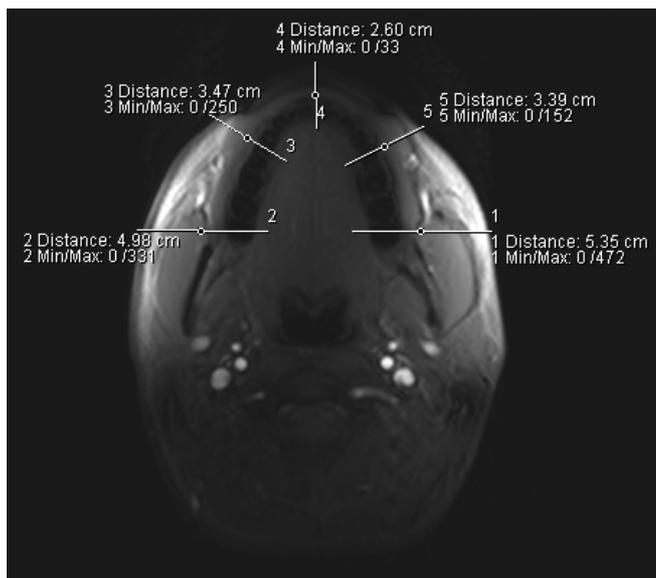
Tuning- und Matching-Netzwerk sowie aktive und passive Entkopplung werden, wie in Abbildung 22 gezeigt, direkt an der Empfangsspule platziert. Das PI-Glied wird direkt vor dem Vorverstärker auf der Vorverstärkerplatine realisiert.



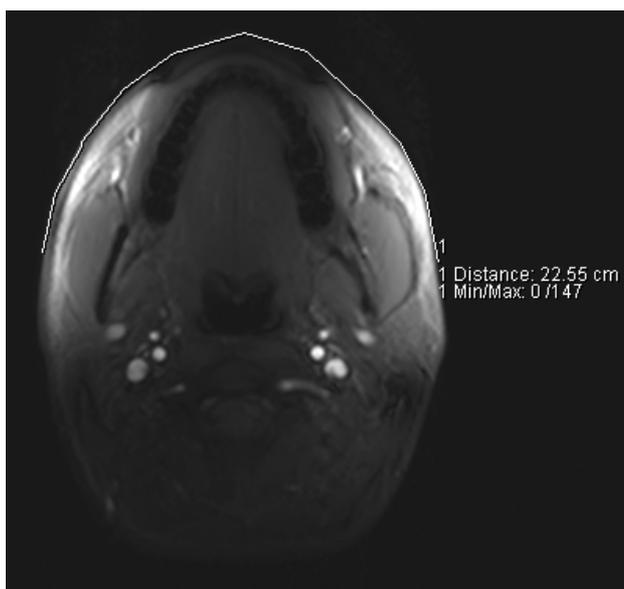
**Abbildung 22:** Schematische Darstellung der Platzierung der Komponenten direkt an der Empfangsspule.  $L_{dc}$ : Induktivität der aktiven Entkopplung, PIN-Diode,  $D_{pe}$ : Doppeldiode der passiven Entkopplung,  $C_m$ : Matching-Kondensator,  $L_{ae}$ : Koppelinduktivität,  $C_{dc}$ : Koppelkondensator.

### 2.1.2. Dimensionierung des Phased-Arrays

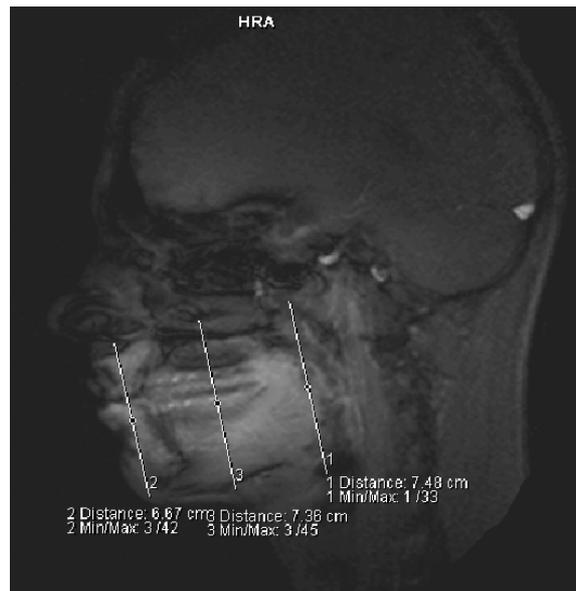
Hier wird, neben der Dimensionierung der Kieferspule, auch auf den mechanischen Aufbau der Spule eingegangen werden. Aus 1.2 weiß man, dass die Dimensionierung der Einzelspule und somit des gesamten Spulenarrays der ROI angepasst werden muss. Aus Abbildung 23, Abbildung 24 und Abbildung 25 ist die gegebene ROI für die Kieferspule in dieser Arbeit gezeigt.



**Abbildung 23:** Transversale MR-Aufnahme eines Kopfes. Eingezeichnet sind die erforderlichen Blicktiefen der Empfangsspule. An den Seiten im Bereich der Backenzähne soll diese Tiefe ungefähr 5,5cm, im Bereich der Schneidezähne 2,6cm betragen.



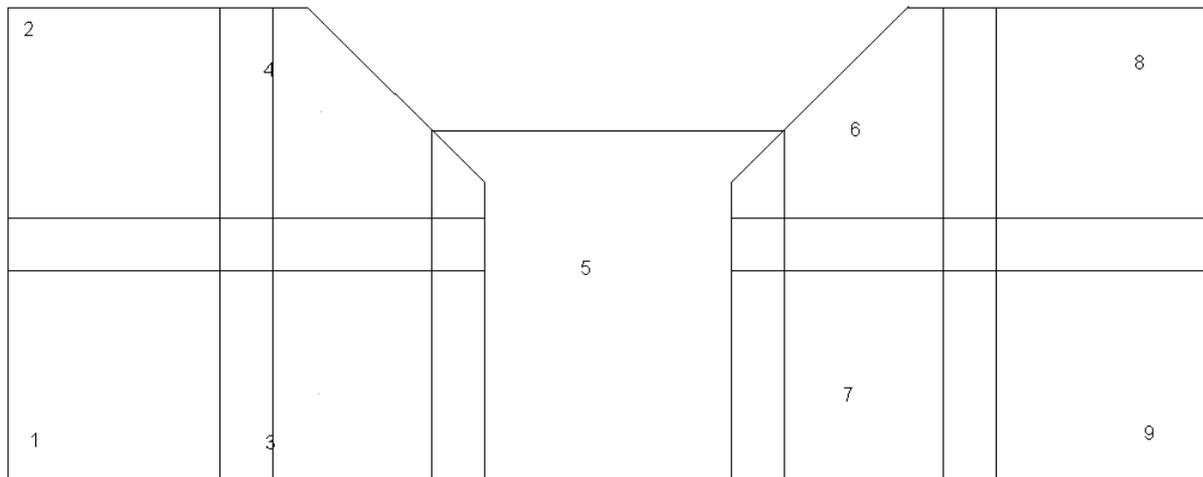
**Abbildung 24:** Transversale MR-Aufnahme eines Kopfes mit der eingezeichneten Gesamtlänge der ROI.



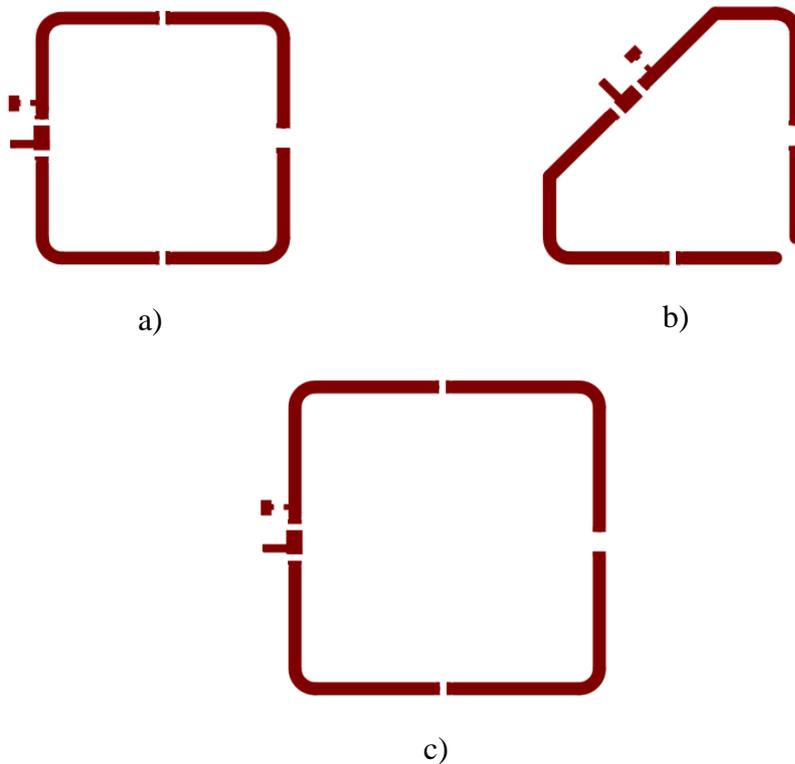
**Abbildung 25:** Sagittale MR-Aufnahme eines Kopfes mit der eingezeichneten Höhe der ROI.

Es ergibt sich also eine ROI mit einer Länge von ungefähr 23cm, einer Höhe von 7,5cm und einer Tiefe von 5,5cm. An dieser Stelle muss erwähnt werden, dass die Hauptregionen zur Betrachtung die Backenzahnregion ist und somit das Hauptaugenmerk der Dimensionierung der Einzelspulen und dem gesamten Array auf diese Region gerichtet ist. Als erster Anhaltspunkt für die Dimensionierung der einzelnen Oberflächenspule gilt die erforderliche Blicktiefe der Spule, da der Durchmesser bzw. die Breite der Empfangsspule laut 1.1.2.2 dieser angepasst werden muss. Es wird eine Breite für eine Einzelspule im Backenzahnbereich von 6,5cm gewählt. Es wurde hierbei 1cm als Toleranz der Breite eingerechnet, da die Spule nicht direkt auf der Hautoberfläche des Patienten anliegen wird. Somit wird zumindest eine zweite Oberflächenspule notwendig, um die geforderte Höhe der ROI zu erreichen. Auch in die Richtung der Schneidezähne werden zwei weitere Oberflächenspulen benötigt, wobei die obere dieser zwei Spulen eine besondere Form benötigt, um Platz für die Nase zu gewährleisten. Somit ergeben sich pro Backenregion 4 Oberflächenspulen. Rechnet man die aus 1.3.1 empfohlenen Spulenüberlappungen mit ein, so ergibt sich für die verbleibende Oberflächenspule im Schneidezahnbereich eine Breite von 8cm um die geforderte Länge der ROI zu erreichen. Diese 8cm stellen keine optimale Spulengröße für die geforderte Blicktiefe von 2,6cm in diesem Bereich dar, da jedoch das größte Interesse der Bildgebung für diese Spule im Backenbereich liegt, kann diese Größe akzeptiert werden. Abbildung 1 zeigt die schematische Anordnung des gesamten Spulenarrays. Abbildung 27 zeigt die drei Spulenformen wie sie für den Aufbau des Arrays verwendet werden. Da eine gebogene Arrayform benötigt wird, ist es notwendig, die Spulen

auf einem sehr dünnen und flexiblen Trägermaterial entwickeln zu lassen. Beim verwendeten Trägermaterial handelt es sich um ein PTFE-Glasgewebe. Es werden alle Einzelspulen extra entwickelt und später durch Übereinanderlegen und Zusammenkleben zum Gesamtarray zusammengeführt.



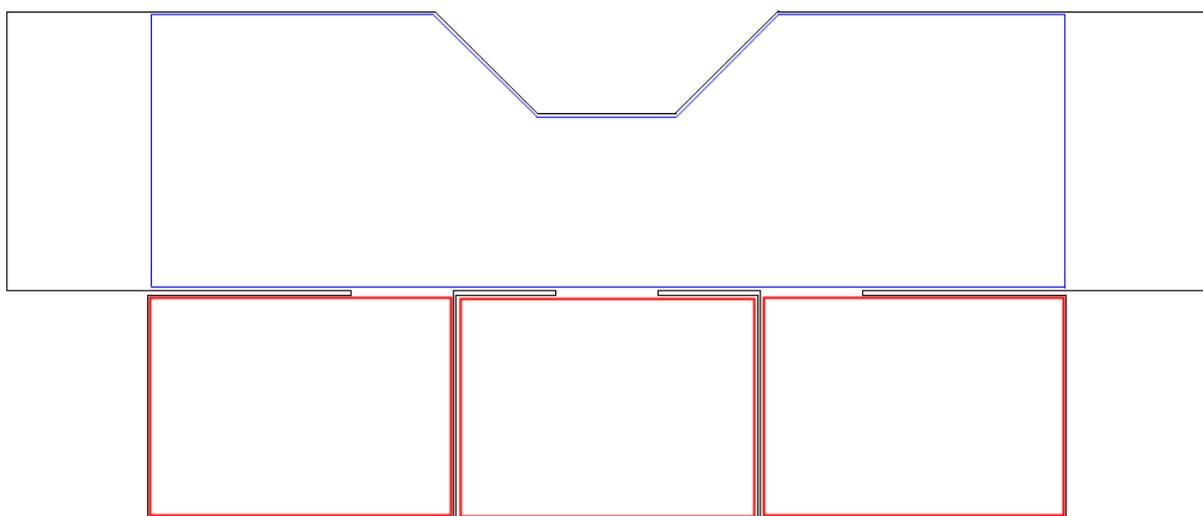
**Abbildung 26:** Schematische Darstellung des gesamten Arrays mit den 9 Einzelspulen 1-9. Es ergibt sich eine Gesamtlänge von circa 27cm und eine Gesamthöhe von circa 10cm.



**Abbildung 27:** Verschiedene Ausführungsformen der einzelnen Empfangsspulen wie sie in dieser Arbeit verwendet werden. a) Dies ist die Standardspulenform welche 6-mal zum Einsatz kommt, b) spezielle Spulenform um eine Ausnehmung für die Nase gewährleisten zu können, c) größere Variante der Standardspulenform für den Schneidezahnbereich.

Aus den gewählten geometrischen Ausführungen der Einzelspulen ergibt sich eine Gesamtlänge von ungefähr 27cm und eine Gesamthöhe von 10cm für das Spulenarray. Diese Geometrie ist etwas größer als die ROI, was jedoch für die gewählte Art des Spulenaufbaus benötigt wird. Die genauen Bemaßungen sowie Schaltpläne der einzelnen Spulen können dem Anhang entnommen werden.

Nachdem die Größe des Spulenarrays festgelegt ist, muss die Platzierung der Vorverstärker geklärt werden. Eine direkte Platzierung über den Spulen kann nicht gewählt werden, da durch das erforderliche Metallgehäuse der Vorverstärker eine homogene Anregung der Probe verhindert werden würde. Somit müssen die Vorverstärker in einer bestimmten Entfernung zu den Empfangsspulen platziert werden. Als Platzierung der Verstärker wird der Bereich unter der Kieferspule in Richtung des Brustkorbes eines Patienten gewählt. Diese entfernte Platzierung macht zwei zusätzliche Komponenten für die Empfangsspule notwendig, nämlich eine  $\lambda/4$ -Leitung und eine Mantelwellensperre für jeden der 9 Empfangskreise. Für die Befestigung des Spulenarrays wird ein biegbarer Träger benötigt, auf welchem auch die Vorverstärker befestigt werden. Für diesen Träger wird eine 2mm dicke PE<sup>11</sup>-Platte gewählt, da dieses Material günstige Verarbeitungseigenschaften als auch Biegeeigenschaften mit sich bringt. In Abbildung 28 sind die Form dieser Kunststoffplatte und die Bereiche für die Platzierung der Vorverstärker aufgezeigt.

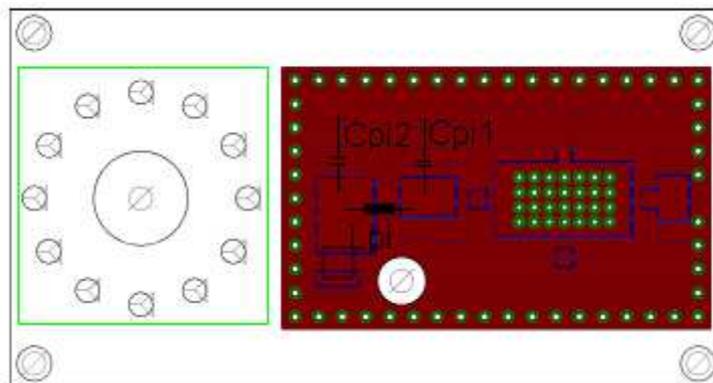


**Abbildung 28:** Form der verwendeten PE-Platte zur Fixierung des Spulenarrays sowie der Vorverstärker. Die rot eingezeichneten Bereiche dienen zur Platzierung von jeweils 3 Vorverstärkern und der blau angedeutete Bereich zur Befestigung des Spulenarrays.

<sup>11</sup> PE: Polyethylen

In obiger Abbildung kann erkannt werden, dass sich Einschnitte zwischen den Bereichen für die Vorverstärker, sowie dem Bereich des Spulenarrays befinden. Diese Schnitte sind eine Art Entlastungsschnitte, um bei der Biegung der gesamten Struktur ebene Flächen für die Platzierung der Vorverstärker gewährleisten zu können.

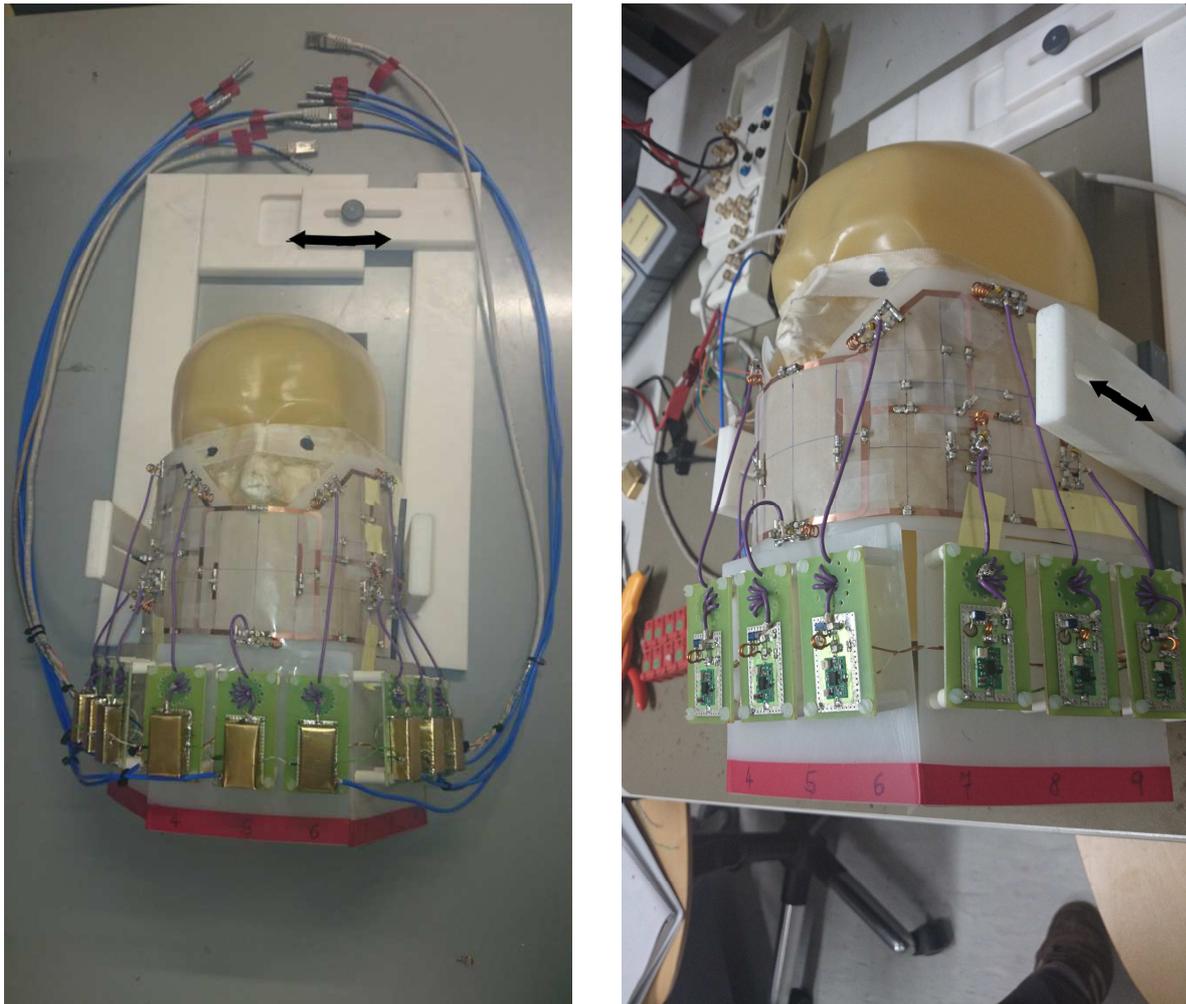
Die Vorverstärker selbst werden auf eine Standardplatine (aus dem Material FR4) gelötet, welche zusätzlich die Strukturen für die Mantelwellensperre, als auch das PI-Glied beinhaltet (Abbildung 29).



**Abbildung 29:** Platine, auf welche der Vorverstärker aufgelötet wird. Zusätzlich befinden sich das PI-Glied, welches hier durch zwei parallele Kondensatoren und eine serielle Induktivität angedeutet ist, und die grün markierten Bohrungen zur Bewicklung der Mantelwellensperre auf der Platine.

Aus der oben gezeigten Abbildung gehen außerdem noch Bohrungen an den Ecken der Platine hervor, welche zur Fixierung der Platine auf der PE-Platte dienen. Die Vorverstärkerplatinen werden mit einer Distanz zur Platte fixiert um das Anbringen der Mantelwellensperre zu ermöglichen und das Anlöten der Zuleitungen der aktiven Entkopplung zu erleichtern.

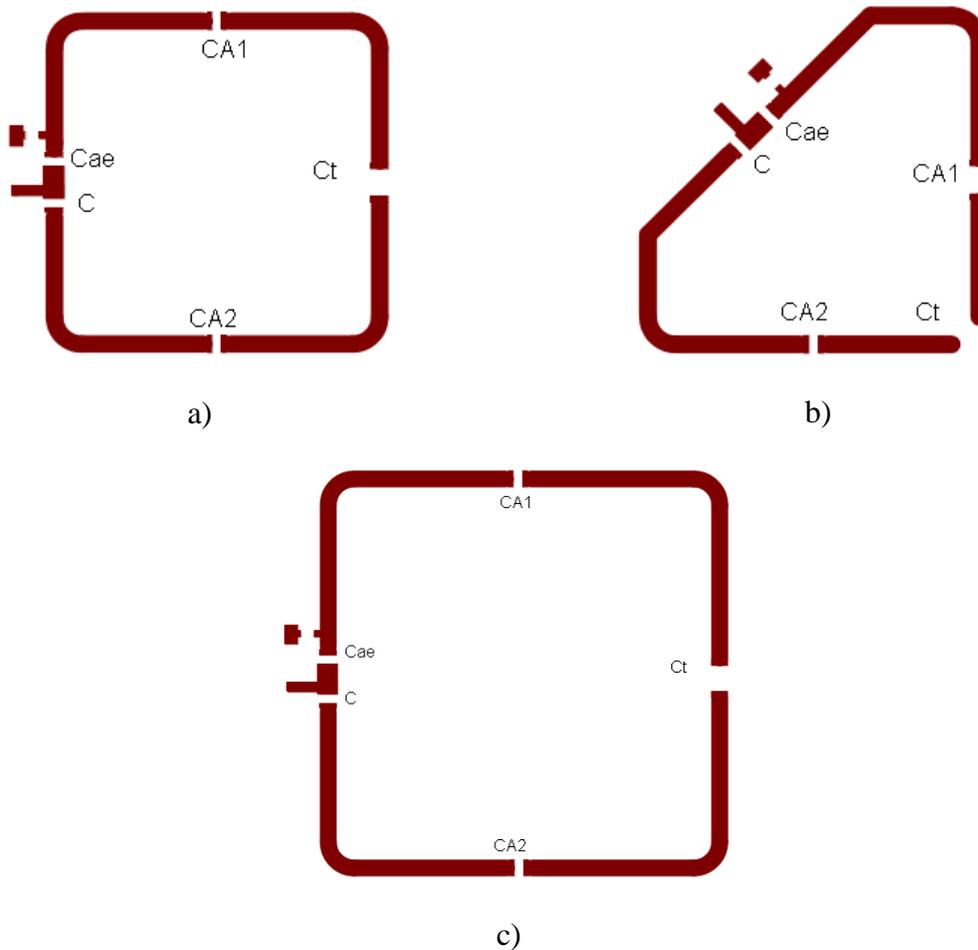
Um eine Verstellung sowohl der Höhe als auch der Breite der Spule zu ermöglichen, wird die Empfangsspule auf einer Haltevorrichtung befestigt. Die Verstellung in der Höhe und Breite der Empfangsspule dient dazu, die Spule an jeden Patienten so gut wie möglich anpassen zu können. In Abbildung 30 wird die fertige Kieferspule, montiert auf der Haltevorrichtung und damit angepasst auf ein Kopfphantom, gezeigt.



**Abbildung 30:** Fertig aufgebaute, auf der Haltevorrichtung montierte, Kieferspule. Die Verstellungsmöglichkeiten der Haltevorrichtung sind mit den Pfeilen gezeigt.

### 2.1.3. Bauteilwerte

Wie im vorhergehenden Kapitel, werden in dieser Arbeit drei verschiedene Ausführungsformen von Oberflächenspulen verwendet. Es ergeben sich für jede Ausführungsform andere Kapazitätswerte, da auch die Induktivitäten der Spulen durch die unterschiedlichen Geometrien verschieden sind. Die Spulen selbst bestehen aus einem variablen Tuning-Kondensator  $C_t$ , dem Kondensator der aktiven Entkopplung  $C_{ae}$ , welcher betragsmäßig gleich dem benachbarten  $C$  ist und zwei Kondensatoren  $C_{A1}$  und  $C_{A2}$ , welche, zur Minimierung des Antenneneffekts dienen.



**Abbildung 31:** a) Standardspulenform (6 mal verwendet), b) Spulenform für die Ausnehmungen der Nase (2 mal verwendet) und c) Spulenform für die Schneidezahnregion (1 mal verwendet).  $C_{A1}=C_{A2}$ : Kondensatoren zur Minimierung des Antenneneffekts,  $C_t$ : Tuning-Kondensator bestehend aus einem Fixwertkondensator und einem variablen Kondensator,  $C=C_{ae}$ : Kondensator der aktiven Entkopplung und Äquivalent zur Gewährleistung der Symmetrie.

In der folgenden Tabelle werden die oben gezeigten Kondensatorwerte für die jeweilige Spulengeometrie angegeben. Aus Symmetriegründen sind  $C_{A1}=C_{A2}$  und  $C_{ae}=C$ .

	$C_{ae} = C$ [pF]	$C_{A1} = C_{A2}$ [pF]	$C_t$ [pF]
a)	33	57	68+(1 bis 10)
b)	33	94	100+(1 bis 10)
c)	33	47	22+(1 bis 10)

Die Werte der Mantelwellensperren sowie PI-Glieder ergeben sich für jede Einzelspule verschieden. Für die Induktivität des PI-Gliedes wurde eine Spule mit 1,5 Windungen aus einem 0,75mm Draht und 4mm Innendurchmesser gewickelt. Die Werte der restlichen Komponenten sind der nachstehenden Tabelle zu entnehmen. Dabei ist auch für die

Induktivitäten der Mantelwellensperren lediglich die Windungszahl, mit welcher das Koaxialkabel um den Kunststoffkern gewickelt wird, angegeben.

Spule/Kana-Nr.	MWS		PI-Glied	
	Windungen	C [pF]	C <sub>pi1</sub> [pF]	C <sub>pi2</sub> [pF]
1	5,5	23,2	1,2	18,0
2	2,5	62,0	1,2	13,5
3	5,5	22,0	1,2	13,5
4	3,5	40,3	1,2	25,0
5	5,5	20,7	1,2	15,8
6	3,5	31,4	1,6	15,0
7	5,5	21,2	1,2	4,5
8	2,5	68,0	1,2	32,2
9	5,5	24,2	1,2	17,2

Als Matching-Kondensator  $C_m$  wird in jedem Kanal ein Trimmkondensator (1 bis 10pF) eingesetzt. Die Koppelkapazitäten  $C_{dc}$  betragen 1nF und die Koppelinduktivitäten  $L_{dc}$  betragen 4,7 $\mu$ H.

## 2.2.Messaufbau, Messgeräte und Bauteile

Hier werden alle im Messaufbau verwendeten Messgeräte, sowie Bauteile aufgelistet und die Gründe für die Wahl dieser Komponenten beschrieben. Das Blockschaltbild für die gesamte Messanordnung kann Abbildung 35 entnommen werden. Die jeweiligen Datenblätter der Bauteile können dem Anhang entnommen werden.

- Voltcraft VLP 2403: Labornetzteil für die Versorgungsspannung der Vorverstärker (10V bei 18mA) sowie für die benötigten Spannungen zur Schaltung der aktiven Entkopplung (-30V für den Zustand der gegengespannten PIN-Diode, 1V bei 100mA pro PIN-Diode für den durchgeschalteten Zustand.

- Rhode & Schwarz ZVL Network Analyser (9kHz – 3GHz): Netzwerkanalysator (NWA) zur Abstimmung und Charakterisierung der Empfangsspule. Für diese Zwecke werden zwei verschiedene Messmethoden des Netzwerkanalysators verwendet. Zum einen wird eine Reflexionsmessung für die Abstimmung der Empfangsspule auf die gewünschten reellen  $50\Omega$ , zum anderen eine Transmissionsmessung für die Abstimmung der aktiven Entkopplung und Vorverstärkerentkopplung eingesetzt. Diese beiden Messmethoden werden hier genauer beschrieben um in folgenden Kapiteln die kürzeren Bezeichnungen für diese Messungen verwenden zu können. Grundsätzlich speist der NWA ein in Frequenz, Phase und Amplitude definiertes Signal in das Messobjekt und wertet die Antwort des Messobjektes auf die 2 folgenden Arten aus. Die Reflexionsmessung geschieht mithilfe eines direkt aufgelöteten Koaxialkabel auf den gewünschten Messpunkt wohingegen die Transmissionsmessung eines Messkopfes, einer sogenannten Double Loop Coil (DLC), bedarf. Diese DLC ist in Abbildung 32 zur Veranschaulichung dargestellt.

Reflexionsmessung: Am NWA befinden sich 2 Anschlüsse, welche für die Messungen in dieser Arbeit benötigt werden. Diese werden als S1 und S2 bezeichnet. Für die Reflexionsmessung wird lediglich einer der beiden Anschlüsse benötigt, da hier das Verhältnis des vom NWA in das Messobjekt gespeiste Signal zu dem von diesem reflektierten Signal dargestellt wird. Je nach dem welcher Anschluss für diese Messung verwendet wird, muss am NWA selbst die richtige Messmethode, S11 oder S22, gewählt werden. Da der NWA eine  $50\Omega$  Referenz darstellt, wird sich bei einer Abstimmung der Empfangsspule auf genau diese Impedanz ein Minimum einstellen, da keine Reflexion des eingespeisten Signals auftritt.

Transmissionsmessung: Bei dieser Messmethode werden beide Eingänge, S1 und S2, des NWA benötigt. Es wird das Signal über eine DLC in das Messobjekt eingekoppelt. Dieses Signal wird vom Messobjekt aufgenommen, verändert und anschließend wieder von der DLC empfangen. Es wird ein Verhältnis zwischen eingespeisten zu empfangenem Signal dargestellt. Auch hier muss am NWA die entsprechend richtige Messmethode, in diesem Fall S21, gewählt werden.

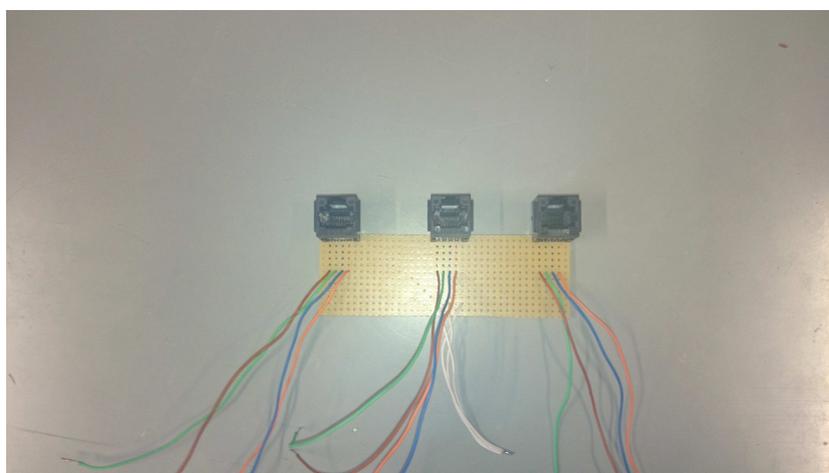
- BAV99 Dioden der Firma Fairchild Semiconductor: Dioden für die passive Entkopplung in Chipbauweise (SOT23 Package).

- Induktivitäten der Firma Coilcraft: Ausgeführt in Chipbauweise der 1008cs Baureihe, speziell für die Anwendung in großen Magnetfeldern.
- Kondensatoren der Firma Temex Ceramics: Ausgeführt in Chipbauweise der SHB Serie, speziell für die Anwendung in großen Magnetfeldern.
- Trimmkondensatoren der Firma Temex Ceramics: Baureihe AT57250 mit einem Trimbereich von 1 bis 13pF, speziell für die Anwendung in großen Magnetfeldern
- PIN-Diode der Firma Microsemi: Fast MRI Protection Diode der Serie UM9989 in B-Ausführung (bedrahtete Ausführung) zum Schalten der aktiven Entkopplung, für den speziellen Gebrauch in der MRT
- Kupferdraht: 0,75mm Durchmesser, für selbst gewickelte Induktivitäten der aktiven Entkopplung und des PI-Gliedes
- Schaltvorrichtung: zum Schalten der Versorgung des Vorverstärkers sowie der aktiven Entkopplung
- ComBoard: Schnittstelle zwischen Tomographen und Empfangskonstrukt, Abbildung 34
- Steckverteiler für den Anschluss der aktiven Entkopplungen. Dieser ist nötig, da Standard-Cat7-Netzwerkkabel zur Verbindung der DC-Leitungen der aktiven Entkopplung von ComBoard und Empfangskreis verwendet werden. Ein Kabel besitzt 8 Leiter und kann somit 4 Kanäle schalten. Es sind also 3 solcher Kabel notwendig. Der Grund für diesen Verteiler besteht in der Notwendigkeit, für die Abstimmung des Arrays, nicht immer alle aktiven Entkopplungen zu schalten. Abbildung 33
- Koaxialkabel der Firma Huber+Suhner: Typ G-01132-06 mit PE-Dielektrikum für die Verbindung von Vorverstärker zum ComBoard, nicht magnetisch, sehr flexibel
- Koaxialkabel der Firma Huber+Suhner: Typ MULTIFLEX\_86, flexibles Koaxialkabel zur Verbindung von Empfangsspule mit dem Vorverstärker, durch die Flexibilität ist das Kabel für die Wicklung der MWS geeignet, nicht magnetisch

- Steckverbinder der Firma Lemo: Typ FFA.00.250: Stecker zur Montage an das Koaxialkabel des Typs G-01132-06 für die Verbindung zum ComBoard, nicht magnetisch
- Low Noise Pre-Amplifier der Firma WanTcom, Inc: Typ WMA123.5A-5R, Vorverstärker mit einem Eingangswiderstand von  $0,5\Omega$ , zur Verwendung in MR-Tomographen bei 3 Tesla und 123,5MHz, Rauschzahl: 0,4dB, Verstärkung: 28dB
- MR-Tomograph der Firma Siemens vom Typ Skyra mit 3 Tesla



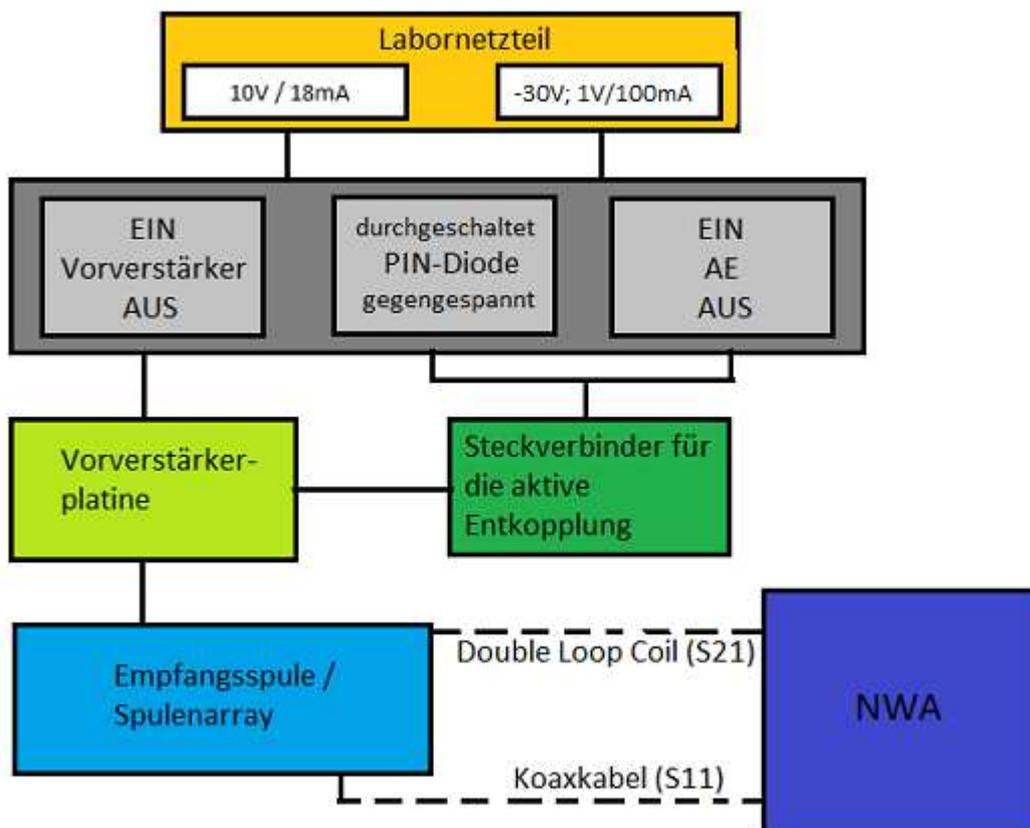
**Abbildung 32:** Double Loop Coil wie sie für die Transmissionsmessung eingesetzt wird. Die beiden Einzelpulen dieses Messkopfes sind über eine Distanzschraube so zu überlappen, dass sie mit einer maximalen Dämpfung von ungefähr 90dB gegeneinander entkoppelt sind.



**Abbildung 33:** Steckverteiler für die aktiven Entkopplungen um nur die benötigten Kanäle aktiv zu entkoppeln.



**Abbildung 34:** ComBoard zur Verbindung des Empfangskonstrukts mit dem MR-Tomographen. Cat7-Netzwerkkabel für die Verbindung der aktiven Entkopplungen, Steckverbinder der Firma Lemo zur Verbindung der Vorverstärker.



**Abbildung 35:** Blockschaltbild des Messaufbaus. Vom Netzteil aus wird über eine Schaltungsvorrichtung der Vorverstärker mit der nötigen Versorgungsspannung versorgt. Außerdem werden über diese Schaltungsvorrichtung und den Steckverteiler die Spannungen für die aktive Entkopplung zur Verfügung gestellt. Die zwei Messmethoden des NWA sind hier über die DLC (Transmissionsmessung) und ein Koaxialkabel (Reflexionsmessung) angedeutet.

### 2.3. Abstimmung der Kieferspule

Die Abstimmung der einzelnen Komponenten der Empfangsspulen erfolgt über die in Abbildung 35 gezeigte Messanordnung. Als Phantom zur Beladung der Spule wird ein fertiges Kopfphantom verwendet. Prinzipiell werden Phantome für die Abstimmung von MR-Empfangsspulen aus einer mit Natrium-Chlorid (NaCl) dotierten Lösung hergestellt. Bei der Herstellung des Phantoms muss zuerst die zu untersuchende Körperregion in ihrer Zusammensetzung betrachtet werden. Eine physiologische NaCl-Lösung ist 0,9%ig was für die meisten Körperregionen zu viel sein wird. Ein guter Ausgangswert ist eine 0,45%ige Kochsalzlösung welche je nach benötigter Last mit weiterem Salz bzw. Wasser versetzt wird. Zur Messung dieser Last verwendet man eine abgestimmte Einzelspule und misst mittels Transmissionsmessung das Verhalten am eigenen Körperteil. Man notiert die Frequenz bei welcher sich ein Minimum einstellt und bereitet anschließend sein Phantom so auf bis sich auch bei einer Messung an diesem ein Minimum an der gleichen Frequenz ergibt. Ein Phantom ist bei der Abstimmung des Spulenarrays notwendig um die ohm'sche Belastung, durch das entsprechende Körperteil, des Arrays bestmöglich simulieren zu können.

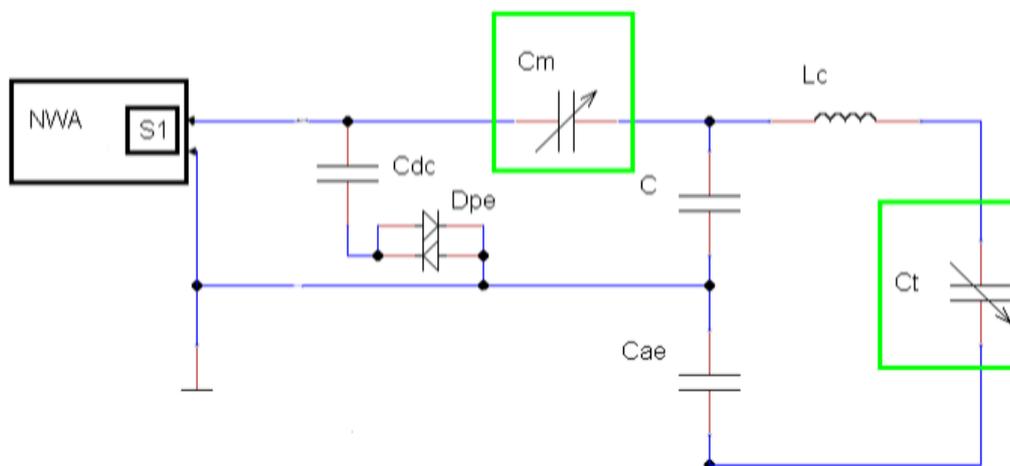
Ist ein entsprechendes Phantom vorhanden, kann mit der Abstimmung der Einzelspulen bzw. des Phased-Arrays begonnen werden. Aus einer vorhergehenden Arbeit ist ein Problem mit den verwendeten Vorverstärkern in der Arrayanordnung bekannt. Sind nicht alle Vorverstärker-Entkopplungen genau eingestellt, beginnen die Verstärker zu schwingen. Dies kann bis zur Zerstörung der Vorverstärker führen. Um diesem Problem aus dem Weg zu gehen wird folgende Vorgehensweise zur Abstimmung gewählt:

- Abstimmung aller Komponenten für jede einzelne Spule
- Aufbau des Gesamtarrays
- Nachjustierung der Spulen im Array-Verband

In den folgenden Abschnitten werden die einzelnen Messungen der Komponenten in der durchzuführenden Reihenfolge beschrieben.

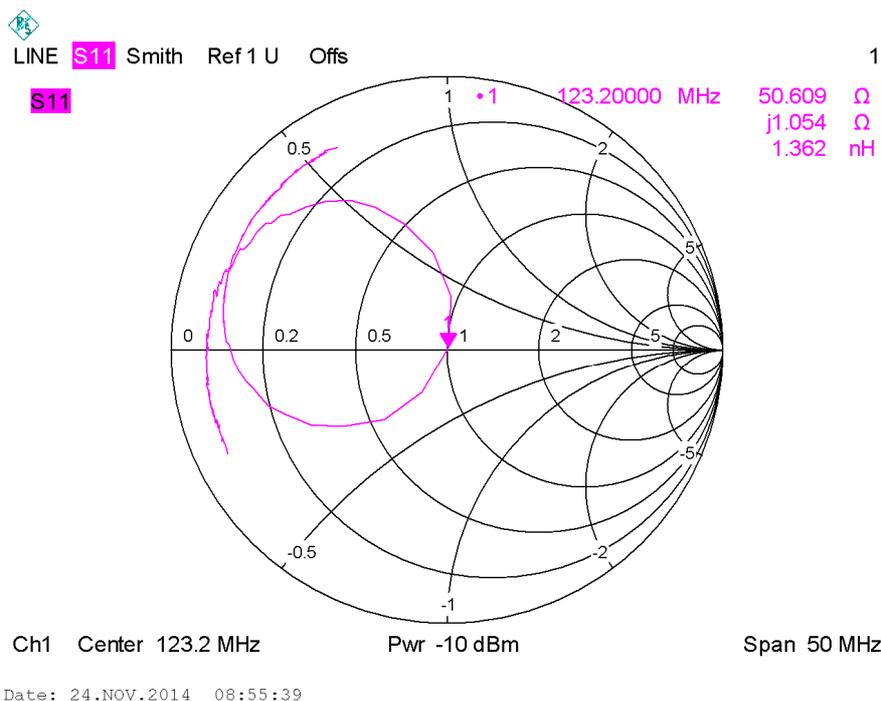
### 2.3.1. 50 Ohm Anpassung

Hierbei handelt es sich um das Tuning und Matching der Empfangsspule, was mit den entsprechenden Kondensatoren durchgeführt wird.



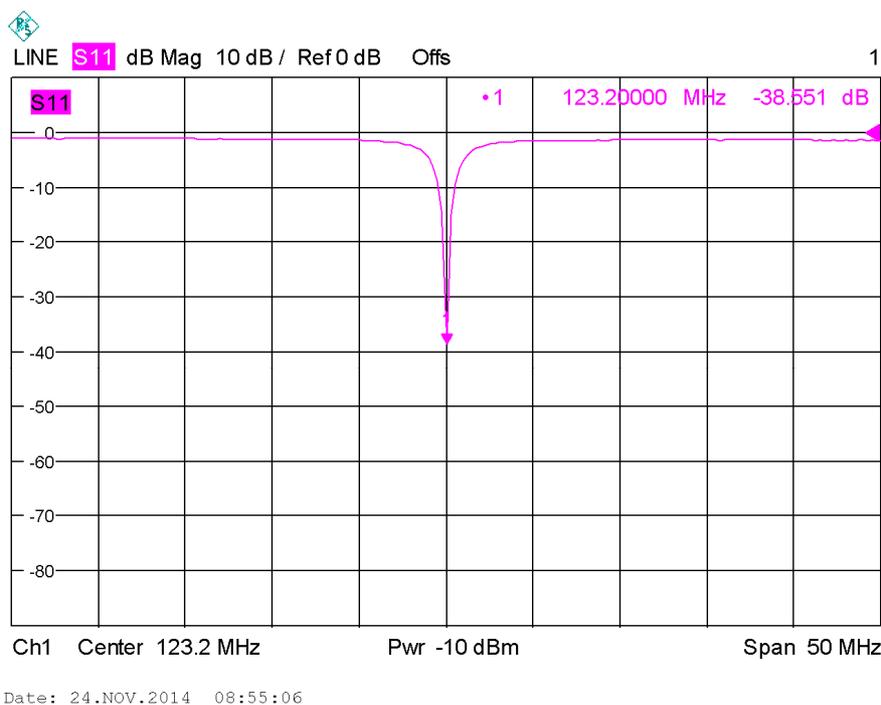
**Abbildung 36:** Messschaltung für die  $50\Omega$  Anpassung. Die Abstimmung der Spule erfolgt mit den grün markierten Kondensatoren  $C_t$  und  $C_m$ . Der Anschluss an den NWA erfolgt mittels Koaxialkabel, welches direkt an die entsprechende Stelle auf der Empfangsspule aufgelötet wird.

Diese Messung wird in Form einer Reflexionsmessung durchgeführt. Das Koaxialkabel wird dabei direkt auf die zu messende Stelle der Empfangsspule aufgelötet. Davor muss jedoch die Länge des Kabels mittels der „Auto-Length-Calibration“ Funktion des NWA weggerechnet werden, da die Übertragungsfunktion des Kabels die Messung verfälschen würde. Als optimale Darstellungsart am NWA ist das Smith-Diagramm zu wählen, da hier sowohl Realteil als auch Imaginärteil der Impedanz angezeigt wird. Außerdem wird auch angezeigt ob es sich um einen kapazitiven oder induktiven Imaginärteil handelt was deutliche Vorteile bei der Abstimmung ergibt. Die Kondensatoren  $C_t$  und  $C_m$  müssen nun so lange abwechselnd verändert werden bis sich eine rein reelle Impedanz von  $50\Omega$  am NWA ergibt. Wieso diese Abstimmung abwechselnd erfolgen muss kann aus Kapitel 1.2.2 entnommen werden. Ist die Spule abgestimmt so ergibt sich ein Bild wie in Abbildung 37 dargestellt.



**Abbildung 37:** NWA-Messergebnis für die 50Ω Anpassung. Rechts oben sind Realteil, Imaginärteil und Verhalten der Impedanz angezeigt. Hier ist ein leicht induktives Verhalten vorhanden.

Um die Vorteile des Smith-Diagramms gegenüber der standardisierten dB-Ansicht zu verdeutlichen, soll das gleiche Messergebnis auch für diese Ansicht veranschaulicht werden (Abbildung 38).



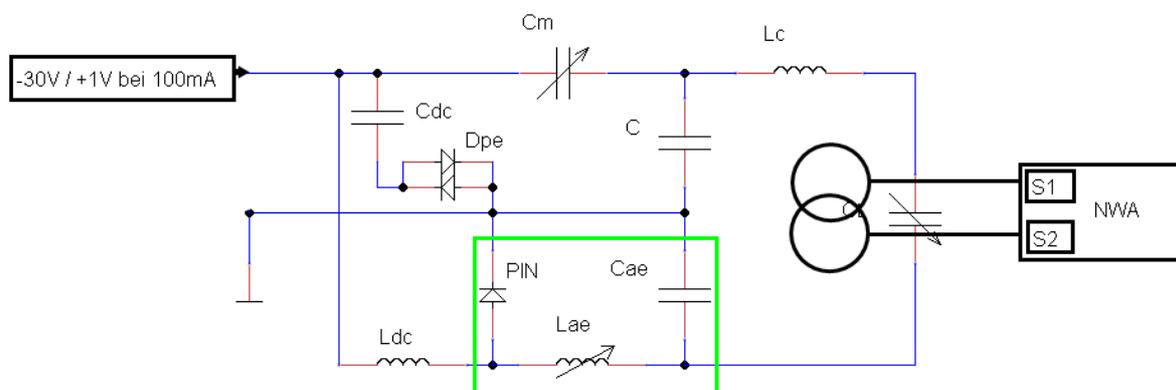
**Abbildung 38:** Messergebnis für die 50Ω Anpassung in der standardisierten dB-Ansicht des NWA.

Aus obiger Abbildung ist das Verhalten, wie es in den Theoriekapiteln beschrieben wurde, besser ersichtlich. Bei einer Anpassung an die  $50\Omega$  sinkt der Reflexionskoeffizient stark ab, da der NWA eine  $50\Omega$  Referenz darstellt und daher bei einer genauen Anpassung keine Reflexionen auftreten. Es können jedoch keine Aussagen darüber getroffen werden, ob die  $50\Omega$  Anpassung tatsächlich erreicht ist, weshalb die Darstellung mittels Smith-Diagramm zu bevorzugen ist.

Wird die Messung in der Array-Anordnung durchgeführt, so sind alle anderen Empfangsspulen im Array mit eingeschalteter aktiver Entkopplung zu betreiben.

### 2.3.2. Aktive Entkopplung

Dieser Messung ist beim Bau einer MR-Empfangsspule besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Sollte die aktive Entkopplung nicht vollständig funktionieren, so kann dies einerseits zu schweren Verbrennungen des Patienten führen und andererseits den Vorverstärker zerstören. Letzterer Punkt ist bei den hier verwendeten Vorverstärkern das Hauptproblem, welches sich in dieser Arbeit ergab. Dies wird unter Kapitel 4 beschrieben.



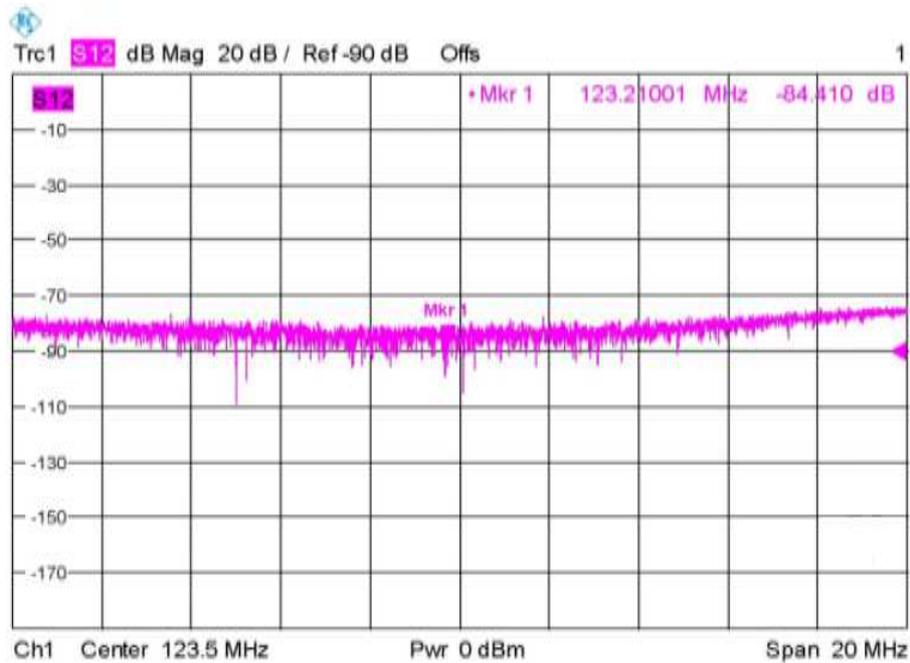
**Abbildung 39:** Messanordnung zur Abstimmung der aktiven Entkopplung. Der Kondensator  $C_{ae}$  und die Induktivität  $L_{ae}$  müssen auf die Arbeitsfrequenz abgestimmt sein. Die PIN-Diode dient zum Schalten der aktiven Entkopplung.

Aus obiger Abbildung ist die Messanordnung für die Abstimmung der aktiven Entkopplung ersichtlich. Der Kondensator  $C_{ae}$  und die Induktivität  $L_{ae}$  bilden im durchgeschalteten Zustand eine Parallelresonanz. Ist diese auf die gleiche Frequenz wie jene der Empfangsspule abgestimmt, so splittet diese Gesamtresonanz im durchgeschalteten Zustand auf und die Empfangsspule ist verstimmt. Dadurch kann kein Strom in die Spule induziert werden. Dieser Zustand ist im Sendefall der HF-Impulse notwendig um die oben angeführten Probleme zu

verhindern. Die Abstimmung dieses Parallelschwingkreises kann mittels einer Transmissionsmessung am NWA durchgeführt werden.

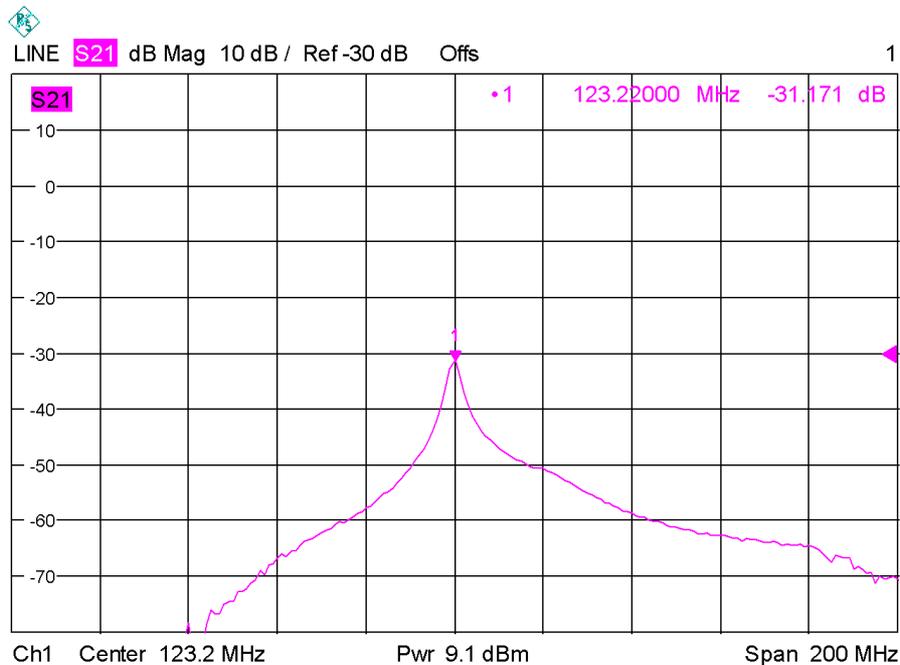
Die Versorgung der aktiven Entkopplung geschieht über 1V bei 100mA pro aktivem Kanal im durchgeschalteten Zustand und -30V im gegengespannten Zustand. Der Grund für diese hohe negative Spannung liegt in dem Verhalten der PIN-Diode im gegengespannten Zustand. Hier besitzt diese eine Kapazität von 3pF und einem Parallelwiderstand von 1k $\Omega$  (Datenblatt) und trägt somit negativ zum SNR bei. Wird die Diode mit einer höheren Spannung gegengespannt so wird die i-Schicht der Diode ladungsträgerfreier. Damit isoliert diese besser und der Einfluss auf das SNR wird geringer. Diese Versorgungsspannungen werden vom Tomographen zur Verfügung gestellt und über die Koppelinduktivität  $L_{dc}$  eingekoppelt. Diese Induktivität ist notwendig, da sie eine hohe Impedanz für Signale mit hohen Frequenzen darstellt und somit dieses Signal nicht über den DC-Pfad verloren gehen kann. Umgekehrt ist die Verwendung von Koppelkondensatoren notwendig um hier das Schalten der passiven Entkopplung durch die DC-Spannung zu verhindern, da ein Kondensator eine hohe Impedanz für Gleichspannung darstellt.

Die Messung zur Abstimmung der aktiven Entkopplung geschieht über eine Transmissionsmessung am NWA. Es muss dabei beachtet werden, dass sich die DLC immer in einem konstanten Abstand zur Empfangsspule befindet. Dies wird in dieser Arbeit durch Fixierung der DLC auf einem Stativ gewährleistet. Abgestimmt wird die aktive Entkopplung durch Auseinanderziehen bzw. Zusammendrücken der selbstgewickelten Induktivität  $L_{ae}$ . Ist die aktive Entkopplung abgestimmt so ergibt sich das in Abbildung 40 gezeigte Ergebnis.



**Abbildung 40:** Messergebnis der Transmissionsmessung bei abgestimmter aktiver Entkopplung. Es ist absolut notwendig, dass sich das Minimum auf der Arbeitsfrequenz befindet. Daher wird empfohlen den Span in der Ansicht klein zu halten.

Ist die aktive Entkopplung deaktiviert, so besitzt die Empfangsspule auf der Arbeitsfrequenz ihre höchste Empfindlichkeit. Dies wird in Abbildung 41 veranschaulicht.

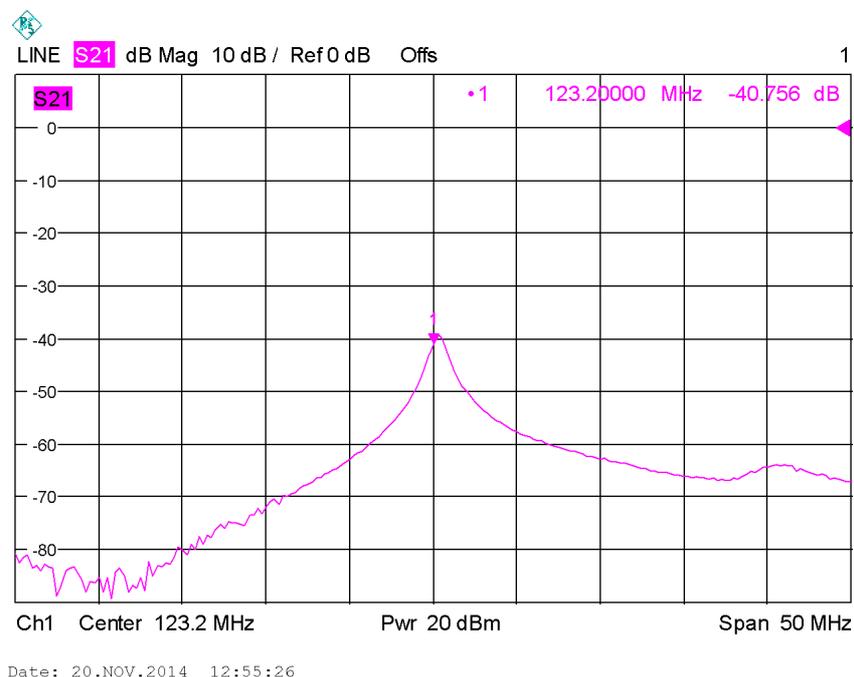


Date: 22.JUL.2014 11:50:40

**Abbildung 41:** Messergebnis der Transmissionsmessung bei deaktivierter aktiver Entkopplung. Die Empfangsspule besitzt ihre höchste Empfindlichkeit auf der Arbeitsfrequenz.

### 2.3.3. $\lambda/4$ – Leitung und Mantelwellensperre

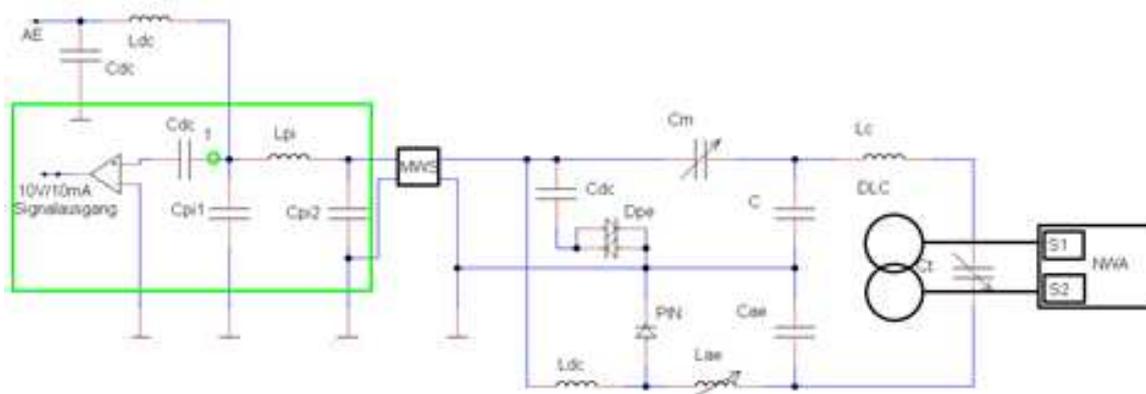
Der Vollständigkeit halber sollen auch diese Komponenten hier aufgeführt werden. Für das hier verwendete Kabel von der Firma Huber+Suhner vom Typ G-01132-06 (VF=0,66 laut Datenblatt) ergeben sich, mittels Formel (30), für eine  $\lambda/4$ -Leitung ungefähr 40cm. Es wird für die Länge des Kabels 25cm gewählt. Die restliche Länge wird vom PI-Glied kompensiert. Die Abstimmung der Mantelwellensperre erfolgt mittels DLC und Transmissionsmessung. Bei erfolgreich abgestimmter MWS ergibt sich das in Abbildung 42 gezeigte Messergebnis.



**Abbildung 42:** Messergebnis einer Transmissionsmessung mittels DLC an einer abgestimmten Mantelwellensperre.

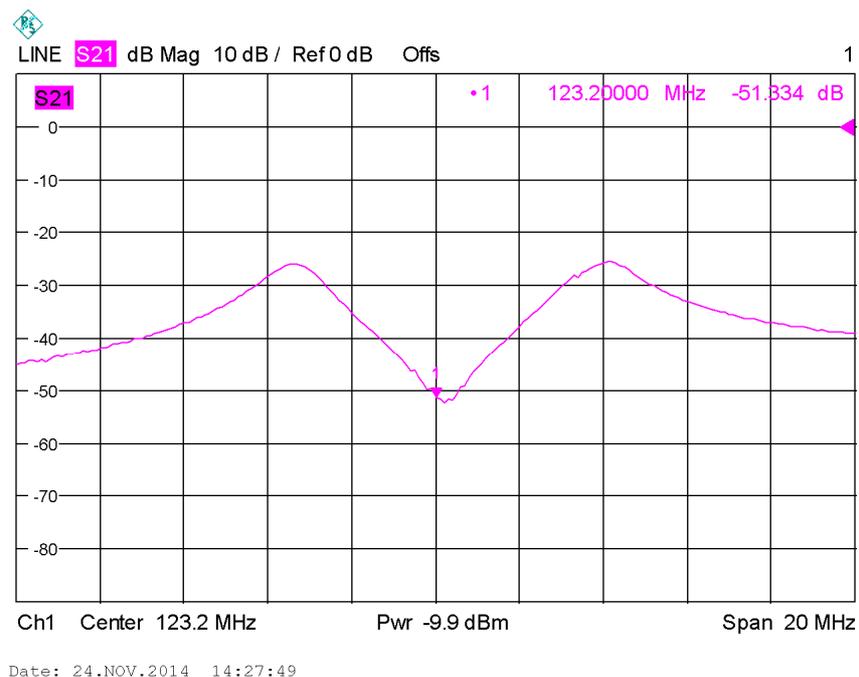
### 2.3.4. Vorverstärkerentkopplung

Prinzipiell wird hier das PI-Glied so justiert, dass der Vorverstärker an seinem Eingang die, für den rauschangepassten Betriebszustand nötige, Impedanz „sieht“. Der Grund für diese Notwendigkeit wird unter 1.2.7 beschrieben.



**Abbildung 43:** Gesamtschaltung zur Abstimmung der Vorverstärkerentkopplung. Die Messung wird mittels Transmissionsmessung über die DLC vorgenommen. Der grün markierte Punkt 1 dient als Messpunkt für ein neuerliches Tuning und Matching.

Bevor die eigentliche Abstimmung der Vorverstärkerentkopplung vorgenommen wird, muss ein erneutes Tuning und Matching am Messpunkt 1 (Abbildung 43) durchgeführt werden. Dies ist notwendig, da die  $\lambda/4$ -Leitung mit Mantelwellensperre und das PI-Glied in die Empfangskette eingebracht werden. In der Abbildung sind die Kondensatoren des PI-Gliedes als Fixwertkondensatoren ausgeführt. Für die Abstimmung werden die gleichen Trimmkondensatoren, wie sie auch für Tuning- und Matching-Kondensatoren verwendet werden, eingesetzt. Als Ausgangswerte für diese Kondensatoren wurden Erfahrungswerte aus einer vorhergehenden Arbeit [4] verwendet. Nachdem das Tuning und Matching ausgeführt sind, kann die Vorverstärkerentkopplung abgestimmt werden. dafür wird der Koppelkondensator in die Schaltung eingelötet und der Vorverstärker mit der nötigen Versorgungsspannung betrieben. Die Messung selbst geschieht über die DLC und eine Transmissionsmessung. Durch das Einbringen des Vorverstärkers in die Schaltung ergibt sich der in Abbildung 44 typische M-förmige Verlauf. Das Minimum von diesem Verlauf muss, mit Hilfe der Trimmkondensatoren des PI-Gliedes, auf die Arbeitsfrequenz des Tomographen abgestimmt werden.



**Abbildung 44:** Messergebnis für eine Transmissionsmessung mittels DLC bei abgestimmter Vorverstärkerentkopplung.

Man würde anhand der vorhergehenden Erkenntnisse erwarten, dass eine auf  $50\Omega$  angepasste Impedanz am Eingang keine weitere Justierung des PI-Gliedes erfordert. Dies ist hier nicht der Fall da der verwendete Vorverstärker für eine Arbeitsfrequenz von 123,5MHz ausgelegt ist und somit die Abstimmung der Vorverstärkerentkopplung über das PI-Glied erforderlich ist. Auch bei dieser Messung muss ein konstanter Abstand der DLC zur Empfangsspule gewährleistet werden.

Bei der Abstimmung der Vorverstärkerentkopplung in der Array-Anordnung werden zuerst alle anderen Empfangsspulen mit aktiver Entkopplung betrieben. Sind alle Spulen abgestimmt, so kann die Vorverstärkerentkopplung kontrolliert werden indem die restlichen Empfangskreise lediglich mit aktiver Vorverstärkerentkopplung betrieben werden.

Nun sind die Empfangsspulen bzw. das Array abgestimmt. Es wird empfohlen alle Messungen nochmals zu kontrollieren bevor erste Messungen am MR-Tomographen durchgeführt werden.

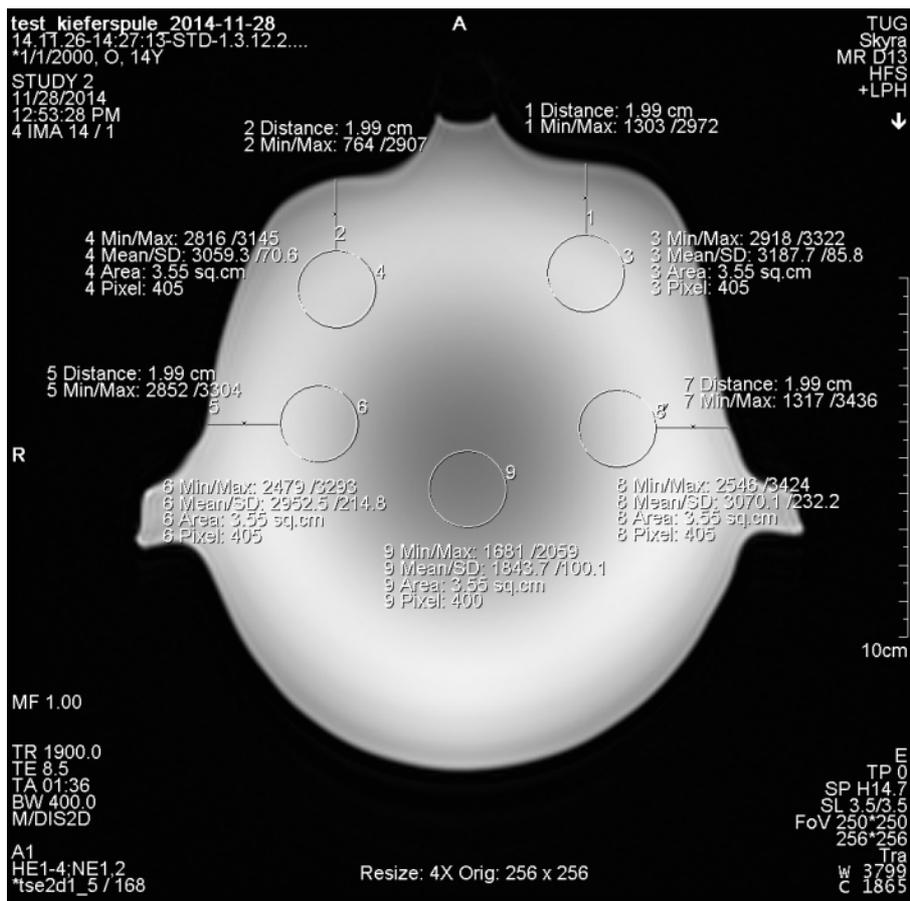
### 3. Ergebnisse

#### 3.1. Head-Neck-Spule

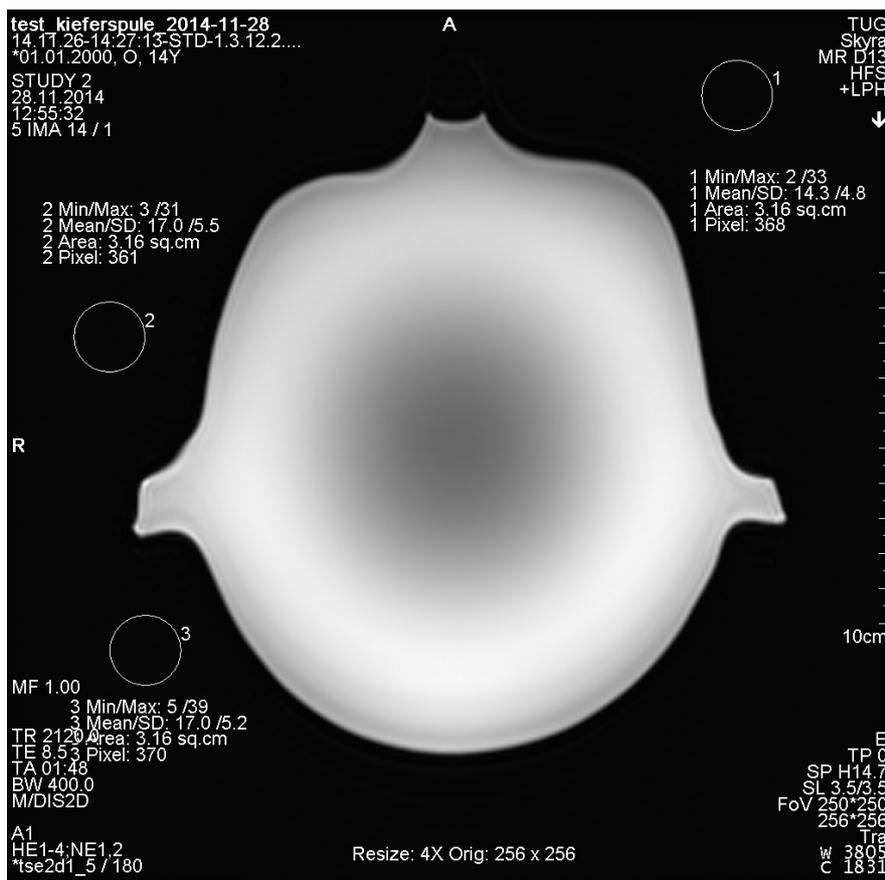
Diese Referenzmessung wurde mit einer 20-Kanal Head-Neck Empfangsspule durchgeführt. Im Bereich der ROI wurden Messungen zu den Signalparametern vorgenommen. Zur Ermittlung des Rauschens muss das Differenzialbild zweier Messungen herangezogen werden.

Das SNR ergibt sich aus Formel (40). Das Ergebnis des Vergleichs mit der Kieferspule wird weiter unten gezogen.

$$SNR_{ab} = \lg\left(\frac{\text{Mittelwert des Signals}}{\text{Standartabweichung des Rauschens}}\right) \quad (40)$$



A



B

**Abbildung 45:** Transversale Referenzmessung am MR-Tomographen mit einer 20-Kanal Head-Neck Spule. A: gemessene Signalparameter, B: gemessene Rauschparameter

## 3.2. Kieferspule

### 3.2.1. Einzelspulen

Zu Beginn wurden alle Spulen bzw. Kanäle einzeln gemessen um deren Funktion zu testen.



CH1



CH2



CH3

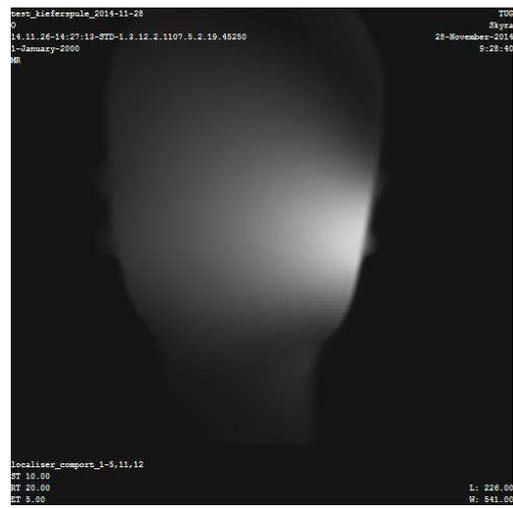


CH4

Abbildung 46: Sagittale Aufnahmen des Kopfphantoms mit den Kanälen 1 -4.



CH5



CH6



CH8



CH7, CH9

Abbildung 47: Sagittale Aufnahmen des Kopfphantoms mit den Kanälen 5 bis 9.

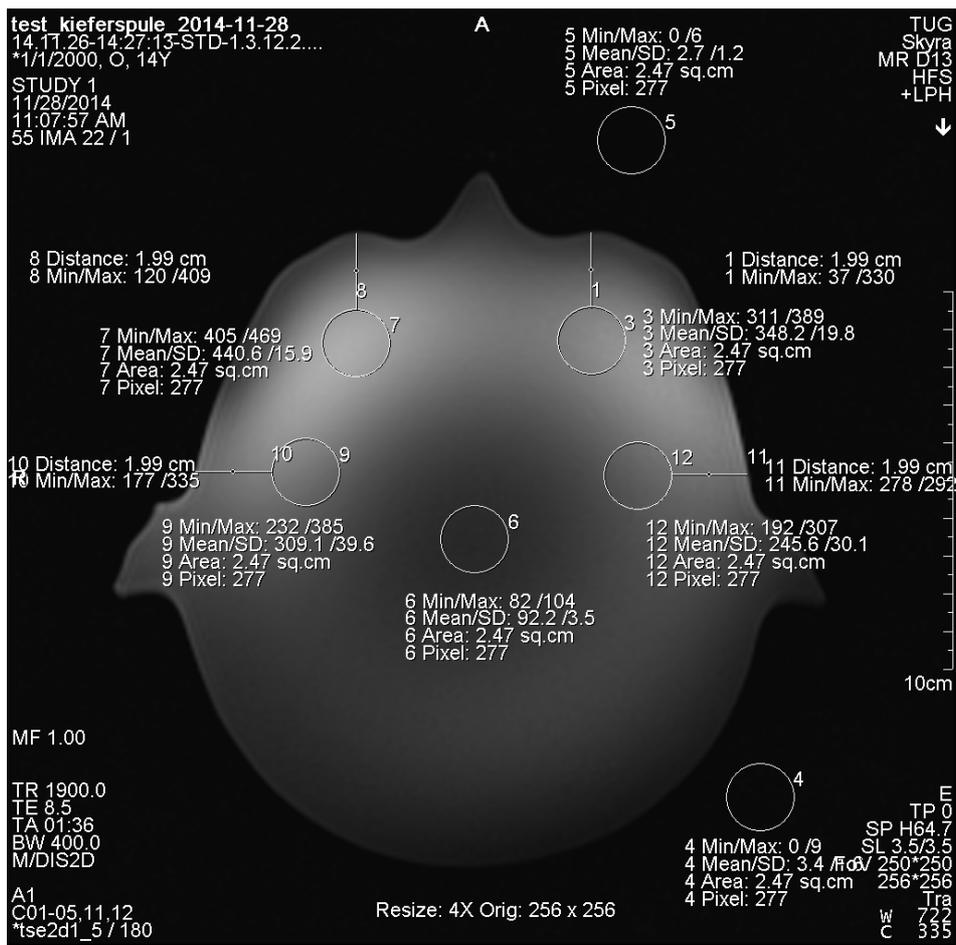
### 3.3. Gesamtes Spulenarray

Hier werden die Aufnahmen mit den gesamten funktionierenden Kanälen gezeigt.

Es ergibt sich, laut Formel (40), ein um circa 12% niedrigeres SNR der Kieferspule im Vergleich zur Head-Neck Spule. Zur Berechnung der SNRs wurden Messungen im Backenzahnbereich herangezogen.



**Abbildung 48:** Sagittale Aufnahme des Kopfphantoms mit allen funktionierenden Kanälen. Im rot markierten Bereich können eindeutig Intensitätsunterschiede im Vergleich zur gegenüberliegenden Seite ausgemacht werden. Beide defekten Kanäle befinden sich auf der Seite der Markierung.



**Abbildung 49:** Transversale Aufnahme am MR-Tomographen mit der Kieferspule und gemessenen Signal- und Rauschparametern.

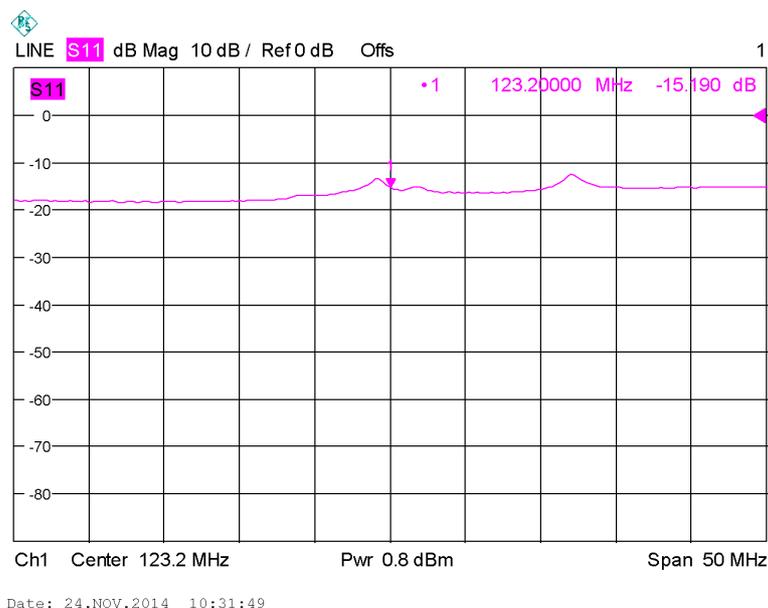
## 4. Diskussion

Wie in Abbildung 47 zu sehen liefern die Kanäle 7 und 9 kein Signal. Dies liegt daran, dass die Vorverstärker dieser Empfangskette zerstört wurden. Das Problem von zerstörten Vorverstärkern ergab sich schon beim Bau des Prototypens einer einzelnen Empfangsspule. Ein Grund für diese Zerstörungen konnte in Form eines defekten Kondensators ausgemacht werden. Der Kondensator, welcher mit der Induktivität der aktiven Entkopplung einen Parallelschwingkreis bildet funktionierte nicht mehr vollständig. Unter normalen Belastungen im Labor zeigte der Kondensator keine Auffälligkeiten. Im Tomographen eingesetzt jedoch schien dieser eine veränderte Kapazität aufzuweisen, sodass die aktive Entkopplung zwar geschaltet wurde aber keine Wirkung zeigen konnte. Somit wurden sehr hohe Ströme in die Spule induziert, welche über den Signalpfad zum Vorverstärker gelangten und diesen zerstörten. Es wurden mehrere Fehler in Betracht gezogen und mehrere Versuche ohne Verbesserung durchgeführt. Durch diese zahlreichen Versuche wurden auch dementsprechend viele Vorverstärker vernichtet. Bei einer häufigeren Messung des Kondensators zeigte sich schlussendlich, dass dieser in seinen Kapazitätswerten variierte. Es bestand nun die Annahme, dass der Kondensator unter den Belastungen im MR-Tomographen seinen Kapazitätswert konstant veränderte wodurch die aktive Entkopplung wirkungslos wurde. Diese Annahme bestätigte sich, da nach Austausch dieses Kondensators durch einen neuen Kondensator der Prototyp einwandfrei funktionierte.

Der Grund für die im Array zerstörten Vorverstärker kann nur vermutet werden. Die aktiven Entkopplungen wurden nochmals auf ihre Funktion kontrolliert und es konnten keine Mängel festgestellt werden. Auch alle Kontaktierungen im DC-Pfad wurden kontrolliert und keine Wackelkontakte oder ähnliches konnten ausgemacht werden. Der oben betroffene Kondensator wurde ebenso bei beiden Kanälen genau kontrolliert und auch hier konnten keine Defekte festgestellt werden. Die Vermutung liegt nun darin, dass die Vorverstärker schon durch das Auflöten auf die Vorverstärkerplatine Schaden nehmen. Diese Vorverstärker wurden in einem Industrielötofen gelötet und dennoch war schon nach dem Löten im Schnitt 1 von 3 Vorverstärkern zerstört. Welchen Grund dies hat blieb bis jetzt ungeklärt. Es könnte sein, dass diese Vorverstärker beim Löten einen minimalen Schaden erlitten haben welcher bei der Messungen im Labor mittels NWA nicht ins Gewicht fallen aber, ähnlich zu der Problematik mit dem oben beschriebenen Kondensator, beim Einsatz im Tomographen zerstört werden. Von meiner Sicht der Dinge, diese Vorverstärker betreffend, aus sollten diese nicht für weiterführende Spulenaufbauten verwendet werden, da sie einerseits die oben

genannten Probleme besitzen und andererseits aus einer vorhergehenden Arbeit schon Probleme mit gegenseitiger Beeinflussung bekannt waren. Hier wurden die Vorverstärker zerstört, wenn nicht alle Vorverstärkerentkopplungen exakt eingestellt waren.

Ein weiteres Problem ergab sich mit der passiven Entkopplung. Dieses konnte aber leichter ausgemacht werden, da sich bei einem erneuten Versuch, die Empfangsspule zu tunen und matchen, folgendes Bild am NWA ergab.



**Abbildung 50:** Messergebnis einer Reflexionsmessung am NWA bei defekter passiver Entkopplung.

Es konnte festgestellt werden, dass eine der beiden Doppeldioden einen Kurzschluss aufwies. Nachdem diese getauscht war ergab sich das zu erwartende Bild am NWA. Man kann in Abbildung 50 erkennen, dass die gesamte gemessene Kurve ein Offset von circa 18dB aufweist. In der Smith-Diagramm-Ansicht des NWA könnte man die 50Ω trotzdem einstellen ohne einen Fehler auf den ersten Blick erkennen zu können, da sich ein ähnliches Bild wie im Normalfall ergibt. Hier ist es also ratsam bei der Reflexionsmessung immer wieder zwischen den Ansichten zu wechseln.

In Abbildung 46 und Abbildung 47 können die einzelnen Kanäle der Kieferspule betrachtet werden. Es sind auch die Kanäle 7 und 9 welche durch zerstörte Vorverstärker kein Signal liefern gezeigt. In Abbildung 48 können eindeutig die Intensitätsverluste durch die ausgefallenen Kanäle ausgemacht werden. Beide Kanäle befinden sich auf der gleichen Seite (Abbildung 26).

Die Berechnung der SNRs und deren Vergleich, ergaben, dass die selbstgebaute Kieferspule im Backenzahnbereich ein um 12% schlechteres SNR aufweist. Gründe dafür können einerseits ein schlechtes HF-Design des Aufbaus oder schlechte Wahl der Größe des Spulenarrays sein. Da sich im Verlauf dieser Arbeit oben genannte Fehler ergaben, wobei ersterer sehr viel Zeit in Anspruch nahm, standen keine weiteren Vorverstärker zur Verfügung. Es war also einerseits zeitlich nicht mehr möglich die zugrundeliegenden Ursachen für das schlechtere SNR auszumachen. Andererseits ist die Zukunft dieser Kieferspule ungewiss, da diese für die Anwendung am Menschen zertifiziert werden müsste. Aus diesen Gründen sollten keine weiteren finanziellen als auch zeitlichen Investitionen in die Entwicklung dieser Kieferspule getätigt werden.

Grundsätzlich ist das hier erzielte Ergebnis durchaus akzeptabel für eine im Labor hergestellte Empfangsspule. Mit weiteren Verbesserungen wie z.B. Optimierung der Leitungslängen von Empfangsspule zu MR-Tomograph, Optimierung von Schirmung und Vorverstärkerentkopplung sowie eine eventuelle Einführung anderer Vorverstärker könnte das hier erzielte SNR durchaus weiter verbessert werden. Auch wäre die notwendige Zertifizierung durchaus möglich.

## 5. Literatur

- [1] Mispelter J, Lupu M, Briguet A: *NMR Probeheads For Biophysical And Biomedical Experiments*. London, Imperial College Press (2006)
- [2] Matthias Müller: *Dreidimensionale Konfigurationen von NMR Phased-Array Spulen mit vielen Einzelementen*, Dissertation, Würzburg (2010)
- [3] Roemer P. B., Edelstein W. A., Hayes C. E., Souza S. P., Mueller O. M.: The NMR Phased Array. In: *Magnetic Resonance In Medicine*, Academic Press, Inc.: 192-225 (1990)
- [4] Andreas Ambrusch: *Entwicklung eines 6-Kanal Phased-Arrays für Mäuse*, Masterarbeit, Graz (2013)
- [5] Arnulf Oppelt (Ed.): *Imaging Systems for Medical Diagnostics*, Siemens AG
- [6] Prof. Dr. Dr. F. Schick: *Der Radiologe Mag* 2013, Volume 53, Issue 5: 441-456 (2013)
- [7] Yunsuo Duan, Tamer S. Ibrahim, Bradley S. Peterson et. al.: *International Journal of Antennas and Propagation*, Article ID: 563196 (2008)
- [8] Clemens Diwoky: *Design and Optimization of a Quadrature Volume Probe for Micro-MRI at 11.7T*, Diplomarbeit, Institute of Medical Engineering, TU Graz
- [9] Vinzenz Hombach, Olaf Grebe, Peter Jakob: *Kardiovaskuläre Magnetresonanztomographie*, Schattauer, 1.Auflage (2004)
- [10] D.I. Hoult, R.E. Richards: *The Signal-to-Noise Ratio of the Nuclear Magnetic Resonance Experiment*, Journal of Magnetic Resonance Volume 24, 71-85 (1976)
- [11] Ulrich Harten: *Physik: Eine Einführung für Ingenieure und Naturwissenschaftler*, Springer (Taschenbuch 18.März 2009)
- [12] [http://de.wikipedia.org/wiki/Spezifischer\\_Widerstand](http://de.wikipedia.org/wiki/Spezifischer_Widerstand)

- [13] Jürgen Detlefsen, Uwe Siart: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, Oldenbourg Verlag München, 3. Auflage (2009)
- [14] Pierre-Marie Robitaille, Lawrence Berliner: *Ultra High Field Magnetic Resonance Imaging*, Springer, Gebundene Ausgabe 14.November 2006
- [15] <http://de.wikipedia.org/wiki/Wellenl%C3%A4nge>
- [16] C.G. Brennecke: *Equivalent T and Pi Sections for the Quarter- Wavelength Line*, Proceedings of the I.R.E.
- [17] H.Ward Silver: *The ARRL Handbook for radio communications 2011*, ARRL 2010
- [18] Geißler, Kammerloher, Schneider: *Berechnungs - und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 2*, Vieweg

# 6. Anhang

## 6.1.Datenblätter

### 6.1.1. Koaxialkabel

- G-01132-06

Standard PE und vernetzte PE Koaxialkabel

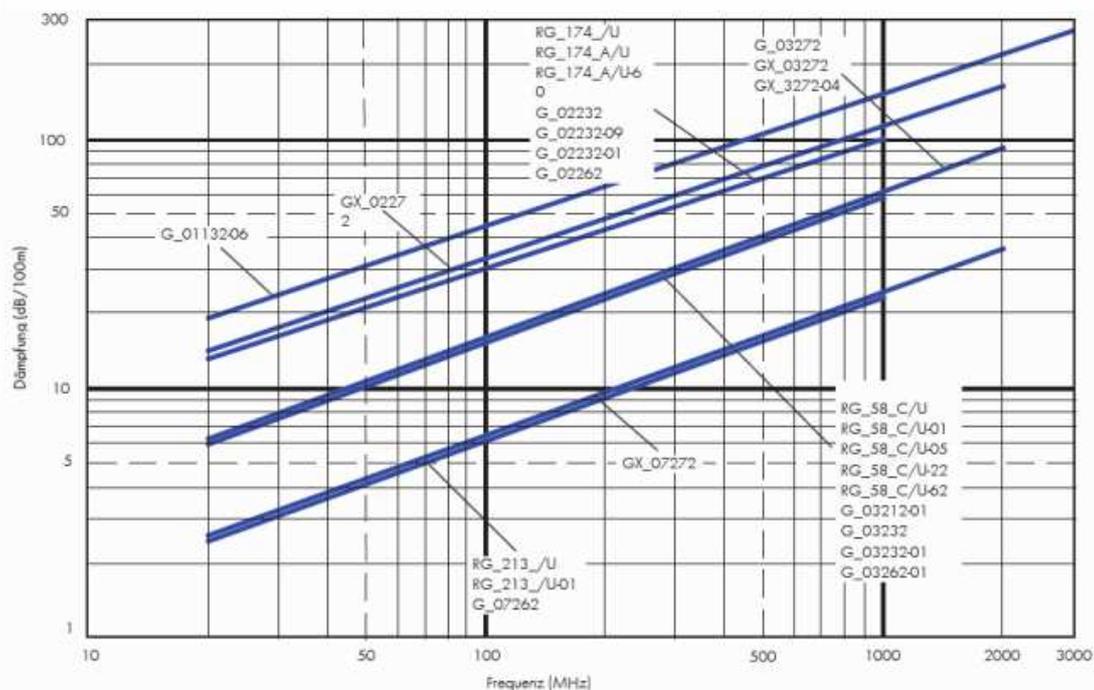
einfach abgeschirmt

50 Ω

Impedanz	50 Ω
Kapazität	101 pF/m
Signalfortpflanzungsgeschwindigkeit	66 % der Lichtgeschwindigkeit
Signallaufzeit	5.0 ns/m
Isolationswiderstand	>10 <sup>13</sup> MΩm
Min. Biegeradius statisch	5 x Ø Mantel
Min. Biegeradius dynamisch	15 x Ø Mantel
Temperaturbereich G und RG Kabel	Mantelmat. PVC, PVC(U), PVC2 (LM) -25 °C bis +85 °C
Temperaturbereich G und RG Kabel	Mantelmat. LSFH, PUR, RADOX® -40 °C bis +85 °C
Temperaturbereich GX Kabel	Mantelmat. RADOX® -40 °C bis +105 °C



H+S Typ	Item Nr.	Kurven siehe Seite	Innenleiter			Dielekt.		Abschirm. 1		Abschirm. 2		Mantel			Gewicht kg/100 m	Betriebsspannung kV	Max. Betriebsfrequenz crimp	Kabelgruppe*		
			Design	Mat.	Dim. mm	Mat.	Dim. mm	Mat.	Dim. mm	%	Dim. mm	%	Mat.	Dim. mm				Farbe	emp	gesch.
G_0113206	22511913		Draht	Cu	0.30	PE	1.00	Cu-Ag	1.40	96	-	-	PVC	1.80	violett	0.60	1.0	3	U1	U1



- Multiflex 86

## HUBER+SUHNER® DATA SHEET

### Coaxial Cable: MULTIFLEX\_86



Rev.: H



**Description**  
The flexible microwave cable

**Technical Data**

**Construction**

	Material	Detail	Diameter
Centre conductor	Copper, Silver plated	Wire	0.47 mm
Dielectric	PTFE		1.48 mm
Outer conductor	Copper, Silver plated	wrapped Foil, 100 %	1.71 mm
Outer conductor	Copper, Silver plated	Braid, 99 %	2.11 mm
Jacket	FEP	RAL 5015 - bl	2.65 mm +/- 0.1
Print	HUBER+SUHNER MULTIFLEX 86 (PA no.)		

**Electrical Data**

Impedance	50 Ω +/- 2
Max. operating frequency	40 GHz
Capacitance	95 pF/m
Velocity of signal propagation	70.6 %
Signal delay	4.72 ns/m
Insulation resistance	≥1 x 10 <sup>8</sup> MΩ.m
Min. screening effectiveness	>90 dB (up to 18 GHz)
Max. operating voltage	1.5 kV <sub>rms</sub> (at sea level)
Test voltage	3.5 kV <sub>rms</sub> (50 Hz/1 min)

**Mechanical Data**

	static	dynamic
Weight	2.1 kg/100 m	
Min. bending radius	6 mm	20 mm

**Environmental Data**

Temperature range		-65 °C... + 165 °C
Installation temperature	-20 °C... + 60 °C	
Flammability	IEC 60332-1, UL 1581 § 1080 (VW-1)	
2002/95/EC (RoHS)	compliant	

**Ordering Information**  
Order as MULTIFLEX\_86

**Additional Information**

**Remarks**  
(For details refer to the HUBER+SUHNER MICROWAVE CABLES AND ASSEMBLIES GENERAL CATALOGUE or contact your nearest HUBER+SUHNER partner)

**Suitable Connectors**

Cable group	
crimped (Y11)	—
clamped	—
soldered	—

## HUBER+SUHNER® DATA SHEET

### Coaxial Cable: MULTIFLEX\_86



Rev.: H

**Matrix Attenuation (formula:  $a \cdot \sqrt{f} + b$ ) and Power CW (formula:  $p \cdot \sqrt{f} \cdot g$ )**

**Coefficients:**

a=	0.71702	b=	0.02692	f <sub>max</sub> =	40	p <sub>ref</sub>	140
						p <sub>100g</sub> =	

Frequency (GHz)	Nom. attenuation (dB / m) sea level 25° C ambient temperature	Nom. attenuation (dB / ft) sea level 25° C ambient temperature	Max. CW power (watt) sea level 40° C ambient temperature
2.0	1.07	0.326	99
4.0	1.55	0.472	70
6.0	1.93	0.588	57
8.0	2.26	0.699	49
10.0	2.56	0.780	44
12.0	2.83	0.863	40
14.0	3.09	0.942	37
16.0	3.33	1.015	35
18.0	3.56	1.085	33
20.0	3.79	1.155	31
22.0	4.00	1.219	30
24.0	4.21	1.283	29
26.0	4.41	1.344	27
28.0	4.60	1.402	26
30.0	4.79	1.460	26
32.0	4.98	1.518	25
34.0	5.16	1.573	24
36.0	5.34	1.628	23
38.0	5.52	1.682	23
40.0	5.69	1.734	22

## 6.1.2. Kondensatoren

- Fixwertkondensatoren



# Classic-HiQ Series, Low ESR

## RF & Microwave Capacitors, RoHS Compliant

**DESCRIPTION**

Low ESR, Ultra High-Q  
 Highest working voltage in class - 1'500V  
 Porcelain Capacitors  
 Laser Marked (optional)  
 High Self-Resonance Frequencies



**APPLICATIONS**

- Cellular Base Station Amplifiers
- Industrial
- Medical (MRI)
- Scientific

**CIRCUIT APPLICATIONS**

- DC to RF Conversion
- Matching Networks
- Tuning, Coupling and DC Blocking

### I. ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Value
Capacitance	0.1 to 1'000 pF
Tolerances	A, B, C, D below 10 pF F, G, J, K, M above 10 pF
Working Voltage (WVDC)	see Capacitance Value chart
Temperature Coefficient	100 +/-30ppm/°C, -55°C to + 125°C
Insulation Resistance	10 <sup>8</sup> MΩ min
Dielectric Withstanding (test voltage applied for 5 seconds)	2.5 x WVDC for WVDC ≤ 500V 1.5 x WVDC for 500V < WVDC
Aging	none
Piezo Effects	none

### II. MECHANICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Value	Comment
Case Size	A	0505
	B	1111

For each case size, the recommended terminations are listed below.

NB:

- all the terminations are backward compatible and lead-free.
- the non-magnetic terminations are all Magnetism-free Rated.




## VII. CAPACITANCE VALUES

Value (pF)	Cap. Code	A (0505)	B (1111)		Value (pF)	Cap. Code	A (0505)	B (1111)			
			Standard	Extended				Standard	Extended		
0.1	0R1	250V	500V	1500V	18	180	250V	500V	1500V		
0.2	0R2				20	200					
0.3	0R3				22	220					
0.4	0R4				24	240					
0.5	0R5				27	270					
0.6	0R6				30	300					
0.7	0R7				33	330					
0.8	0R8				36	360					
0.9	0R9				39	390					
1.0	1R0				43	430					
1.1	1R1				47	470					
1.2	1R2				51	510	200V			500V	1500V
1.3	1R3				56	560					
1.4	1R4				62	620					
1.5	1R5				68	680					
1.6	1R6				75	750					
1.7	1R7	82	820								
1.8	1R8	91	910								
1.9	1R9	100	101								
2.0	2R0	110	111	300V	1000V						
2.1	2R1	120	121								
2.2	2R2	130	131								
2.4	2R4	150	151								
2.7	2R7	160	161								
3.0	3R0	180	181								
3.3	3R3	200	201								
3.6	3R6	220	221								
3.9	3R9	240	241								
4.3	4R3	270	271								
4.7	4R7	300	301								
5.1	5R1	330	331			200V	600V				
5.6	5R6	360	361								
6.2	6R2	390	391								
6.8	6R8	430	431								
7.5	7R5	470	471			100V	300V				
8.2	8R2	510	511								
9.1	9R1	560	561								
10	100	620	621								
11	110	680	681								
12	120	750	751								
13	130	820	821								
15	150	910	911								
16	160	1 000	102								

- Trimmkondensatoren



## Non Magnetic, Sapphire Dielectric Trimmer Capacitors

### SAPPHIRE DIELECTRIC TRIMMER CAPACITORS, RoHS COMPLIANT

**DESCRIPTION**

Sapphire dielectric  
**Non Magnetic structure**  
 Rated voltage 500 VDC to 1500 VDC  
 Low magnetic signature, less than  $10^{-12}$  Tesla  
 Low temperature coefficient  
 Very stable over time  
 High Q factor  
 Multi-turn, high resolution  
 Self-locking constant torque drive mechanism  
 Silver and chromate finish  
**ROHS compliant**  
**Maximum Soldering Temperature 260°C, 3 s Max**



**APPLICATIONS**

Magnetic Resonance Imaging  
 Nuclear Magnetic Resonance  
 Medical Applications  
 Non magnetic probes

### I. ELECTRICAL SPECIFICATIONS

P/N	AT 57290 ROHS	AT 57250 ROHS	TG 091 ROHS	TG 092 ROHS
Capacitance range	0.8 to 8.0 pF >16 turns	1.0 to 13 pF > 8 turns	0.5 to 8.0 pF > 28 turns	0.5 to 10 pF > 28 turns
Working Voltage	500 VDC	1500 VDC	1500 VDC	1000 VDC
Test Voltage	1000 VDC	3000 VDC	2500 VDC	1600 VDC
Working Temp. range	-55°C to + 125°C			
Temp. Coefficient	350+/-75 ppm/°C	350+/-75 ppm/°C	350+/-75 ppm/°C	350+/-75 ppm/°C
Q factor	>3000@100 MHz	>1500@100 MHz	>2500@100 MHz	>2000@100 MHz
Insulation Resistance	>10 <sup>4</sup> MΩ			

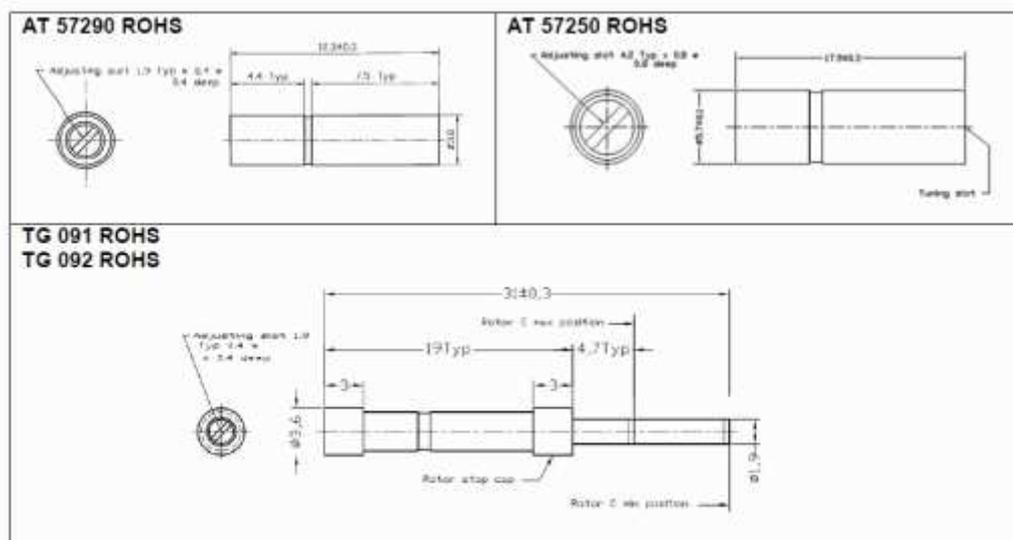
Capacitance change is linear versus rotation of mobile rotor.

TEMEX – CERAMICS, PARC INDUSTRIEL BERSOL I, VOIE ROMAINE, 33600 PESSAC, France  
 TEL +33(0)5 56 46 66 66 FAX +33(0)5 56 36 31 98 [www.temex-ceramics.com](http://www.temex-ceramics.com)

### III. MECHANICAL & GENERAL SPECIFICATIONS

P/N	AT 57290 ROHS TG 091 ROHS TG 092 ROHS	AT 57250 ROHS
Rotating torque	10 to 100 g.cm	50 to 500 g.cm
Max torque on rotor stop	150 g.cm	700 g.cm
Rotational life	> 400 revolutions	> 400 revolutions
Vibrations	60g, 10-2000 Hz	60g, 10-200 Hz
Shocks	100g, 6 ms	100g, 6 ms

#### IV. MODELS & DIMENSIONS in mm



**NOTA:** AT 57290 ROHS and AT 57250 ROHS can be delivered with extended shaft upon request.

#### V. SOLDERING

**Hand soldering:** Use a temperature controlled 40 watts iron set at 260°C maximum. The solder joint should be made on 3 seconds or less.

#### VII. RECOMMENDATIONS FOR CLEANING

Delivered without sealing cap, these Trimmer Capacitors have to be installed after circuit board have been cleaned.

#### VIII. PACKAGING

Parts are delivered in bulk.

#### IX. HOW TO ORDER

Non Magnetic High Voltage Sapphire Dielectric trimmer capacitors

	Reference	RoHS
Examples	AT 57290	ROHS
	AT 57250	ROHS

#### X. TUNING TOOL

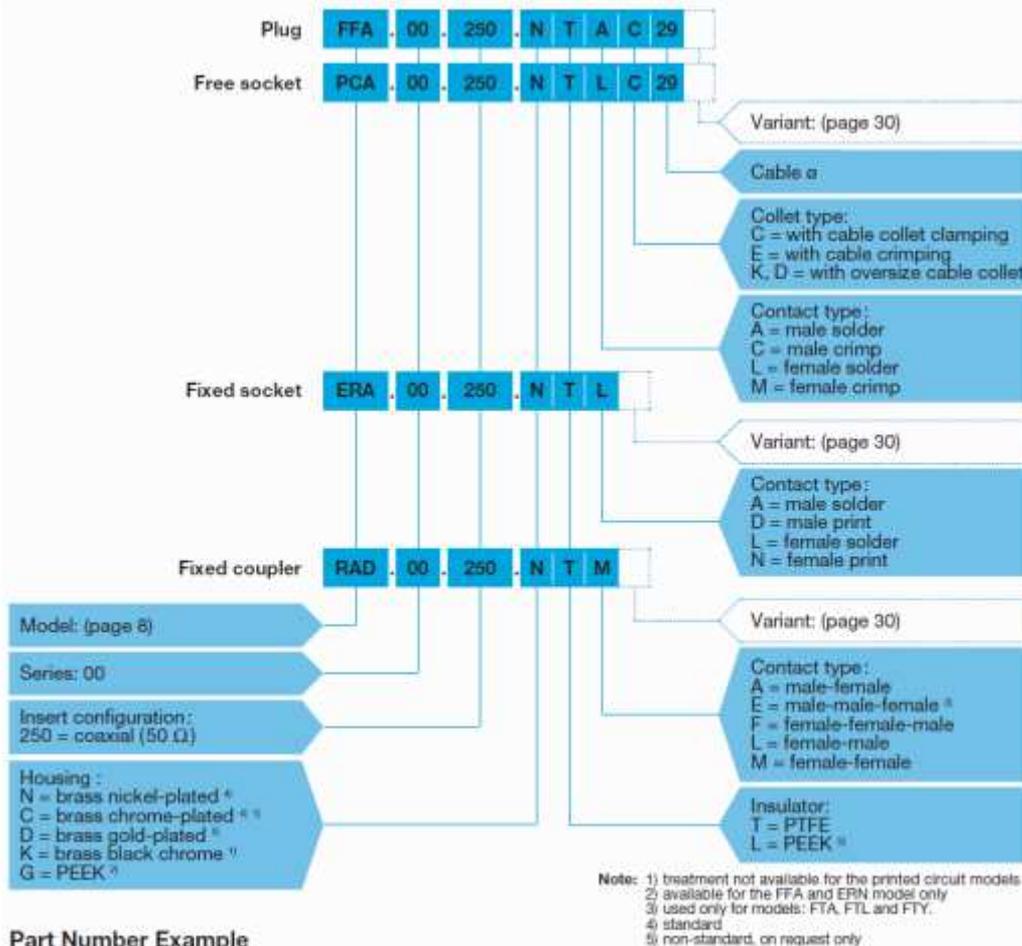
Recommended Tuning Tool reference is **AT 8777**  
Improper screwdriver size will cause internal thread damage.

#### XI. ADJUSTING

The maximum torque on rotor stop value should not be exceeded or damage to capacitor may result. Always use the recommended tuning tool.

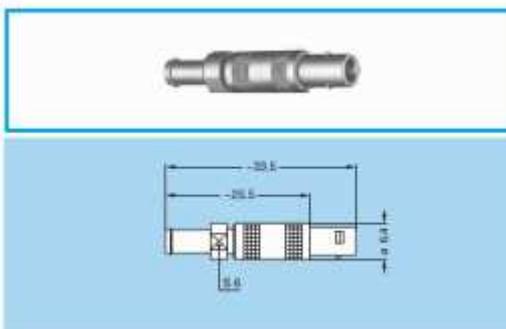


### Part Numbering System



### Part Number Example

FFA.00.250.NTAC29 = straight plug with cable collet, series 00, coaxial type (50 Ω), outer shell in nickel-plated brass, PTFE insulator, male solder contact, C type collet of 2.9 mm diameter.



### FFA Straight plug with cable collet and nut for fitting a bend relief

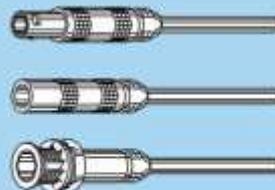
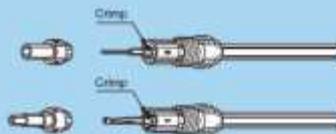
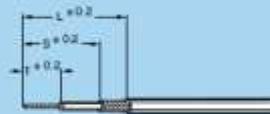
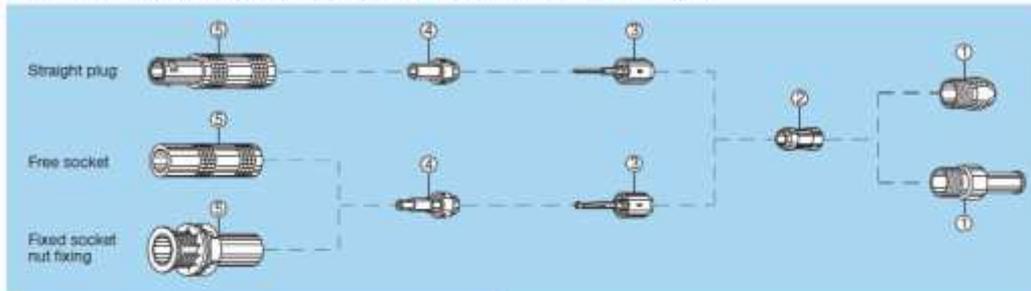
Part number	Cable group	Cond. Ø max	Dielectric Ø maxi	Sheath Ø	
				mini	maxi
FFA.00.250.NTAC15Z	9	0.55	1.45	1.1	1.4
FFA.00.250.NTAC17Z	-	0.55	1.45	1.3	1.6
FFA.00.250.NTAC22Z	1	0.55	1.95	1.7	2.1
FFA.00.250.NTAC27Z	4	0.55	1.95	2.2	2.6
FFA.00.250.NTAC29Z	2-3	0.55	1.95	2.4	2.8
FFA.00.250.NTAC31Z	6	0.55	1.95	2.6	3.0

**M1** Cable assembly, solder contact (page 39)

**Note:** the bend relief must be ordered separately (see page 30).

## Cable assembly

### Terminating of plugs and straight sockets with cable collet M1 M2 M3



#### 1. Cable preparation

First place the bend relief (if to be used) on the cable.  
Strip the cable according to dimensions below.

Cable group	M1			M2			M3		
	T	S	L	T	S	L	T	S	L
1-2-3-4-8	4	4,5	9	-	-	-	5	5	8
6-7	-	-	-	7,5	8,5	13	-	-	-

#### 2. Cable termination

- 2.1 Place the collet nut ① and the collet ② on the cable. Fold back the shield braid onto the conical part of the collet, and trim to the outer edge of the collet.
- 2.2 Slide the subassembly ③ to trap the shield braiding and solder the central conductor into the contact.
- 2.3 Slide the insulator ④ onto the subassembly ③ until it rests against the earthing sleeve of the subassembly ③.
- 2.4 Slide the assembly into the connector outer shell ⑤. Screw the collet nut ① into the connector outer shell ⑤ using the appropriate tool and tighten to a torque of 0,25 Nm (see "Tooling" on page 35, 36 and 37). Push the bend relief (if used) onto the collet nut.

**Note:** these terminating instructions apply to the following models:  
M1 = FFA, FFE, FFF, PCA, PSA  
M2 = FFY  
M3 = FFC

## 6.1.4. Spulen



# Chip Inductors – 1008CS Series (2520)

These chip inductors are designed for the needs of today's high frequency designer. Their ceramic construction delivers the highest possible SRFs and Q values. The non-magnetic coilform also ensures the utmost in thermal stability, predictability and batch consistency. They are

available in 39 inductance values, most at 2% tolerance.

Coilcraft Designer's Kit C300 contains samples of all 5% inductance tolerance parts. Kits with 2% tolerance parts are also available.

Part number <sup>1</sup>	Inductance <sup>2</sup> (nH)	Percent tolerance <sup>3</sup>	Q min <sup>4</sup>	SRF min <sup>5</sup> (MHz)	DCR max <sup>6</sup> (OHms)	I <sub>rms</sub> <sup>7</sup> (mA)
1008CS-100X L	10 @ 50 MHz	<b>5,2</b>	50 @ 500 MHz	4100	0.08	1000
1008CS-120X L	12 @ 50 MHz	<b>5,2</b>	50 @ 500 MHz	3300	0.09	1000
1008CS-150X L	15 @ 50 MHz	<b>5,2</b>	50 @ 500 MHz	2500	0.10	1000
1008CS-180X L	18 @ 50 MHz	<b>5,2</b>	50 @ 350 MHz	2500	0.11	1000
1008CS-220X L	22 @ 50 MHz	<b>5,2,1</b>	55 @ 350 MHz	2400	0.12	1000
1008CS-270X L	27 @ 50 MHz	<b>5,2</b>	55 @ 350 MHz	1600	0.13	1000
1008CS-330X L	33 @ 50 MHz	<b>5,2</b>	60 @ 350 MHz	1600	0.14	1000
1008CS-390X L	39 @ 50 MHz	<b>5,2</b>	60 @ 350 MHz	1500	0.15	1000
1008CS-470X L	47 @ 50 MHz	<b>5,2,1</b>	65 @ 350 MHz	1500	0.16	1000
1008CS-560X L	56 @ 50 MHz	<b>5,2,1</b>	65 @ 350 MHz	1300	0.18	1000
1008CS-680X L	68 @ 50 MHz	<b>5,2,1</b>	65 @ 350 MHz	1300	0.20	1000
1008CS-820X L	82 @ 50 MHz	<b>5,2,1</b>	60 @ 350 MHz	1000	0.22	1000
1008CS-101X L	100 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	60 @ 350 MHz	1000	0.56	650
1008CS-121X L	120 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	60 @ 350 MHz	950	0.63	650
1008CS-151X L	150 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	850	0.70	580
1008CS-181X L	180 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	750	0.77	620
1008CS-221X L	220 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	700	0.84	500
1008CS-271X L	270 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	600	0.91	500
1008CS-331X L	330 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	570	1.05	450
1008CS-391X L	390 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	500	1.12	470
1008CS-471X L	470 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	450	1.19	470
1008CS-561X L	560 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	415	1.33	400
1008CS-621X L	620 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	375	1.40	300
1008CS-681X L	680 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	375	1.47	400
1008CS-751X L	750 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	360	1.54	360
1008CS-821X L	820 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	45 @ 100 MHz	350	1.61	400
1008CS-911X L	910 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	35 @ 50 MHz	320	1.68	380
1008CS-102X L	1000 @ 25 MHz	<b>5,2,1</b>	35 @ 50 MHz	290	1.75	370
1008CS-122X L	1200 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	35 @ 50 MHz	250	2.0	310
1008CS-152X L	1500 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	28 @ 50 MHz	200	2.3	330
1008CS-182X L	1800 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	28 @ 50 MHz	160	2.6	300
1008CS-222X L	2200 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	28 @ 50 MHz	160	2.8	280
1008CS-272X L	2700 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	22 @ 25 MHz	140	3.2	290
1008CS-332X L	3300 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	22 @ 25 MHz	110	3.4	290
1008CS-392X L	3900 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	20 @ 25 MHz	100	3.6	260
1008CS-472X L	4700 @ 7.9 MHz	<b>5,2</b>	20 @ 25 MHz	90	4.0	260
1008CS-562X L	5600 @ 7.9 MHz	<b>5</b>	16 @ 7.9 MHz	20	4.0	240
1008CS-682X L	6800 @ 7.9 MHz	<b>5</b>	18 @ 7.9 MHz	40	4.9	200
1008CS-822X L	8200 @ 7.9 MHz	<b>5</b>	18 @ 7.9 MHz	25	6.0	170

1. When ordering, specify tolerance, termination and packaging codes:

1008CS-822X J L C

**Tolerance:** F = 1% G = 2% J = 5%  
(Table shows stock tolerances in bold.)  
**Termination:** L = RoHS compliant silver-palladium-platinum-glass frit.  
Special order: T = RoHS tin-silver-copper (95.5/4/0.5) or S = non-RoHS tin-lead (63/37).  
**Packaging:** C = 7" machine-ready reel, EIA-481 embossed plastic tape (2000 per full reel).  
B = Less than full reel. In tape, but not machine-ready. To have a leader and trailer added (\$25 charge), use code letter C instead.  
D = 13" machine-ready reel, EIA-481 embossed plastic tape. Factory order only, not stocked (7500 per full reel).

2. Inductance measured using a Coilcraft SMD-A fixture in an Agilent/HP 4286A impedance analyzer with Coilcraft-provided correlation pieces.  
3. Tolerances in bold are stocked for immediate shipment.  
4. Q measured using an Agilent/HP 4291A with an Agilent/HP 16193 test fixture.  
5. SRF measured using an Agilent/HP 8753D network analyzer and a Coilcraft SMD-D test fixture.  
6. DCR measured on a Cambridge Technology micro-ohmmeter and a Coilcraft CCF840 test fixture.  
7. Average current for a 15°C rise above 25°C ambient.  
8. Operating temperature range -40°C to +125°C.  
9. Electrical specifications at 25°C.  
See Qualification Standards section for environmental and test data.  
See Color Coding Section for part marking data.

**Coilcraft**

Specifications subject to change without notice.  
Please check our website for latest information.

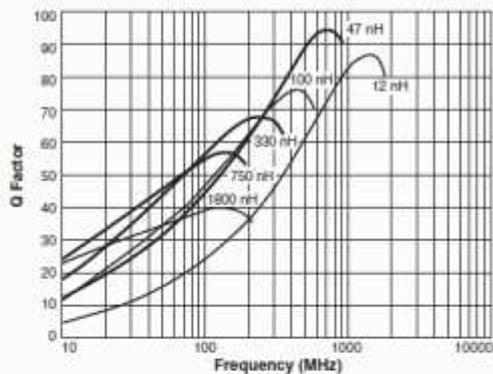
Document 101-1 Revised 03/23/06

1102 Silver Lake Road · Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469  
E-mail info@coilcraft.com Web http://www.coilcraft.com



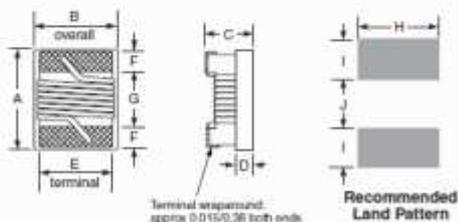
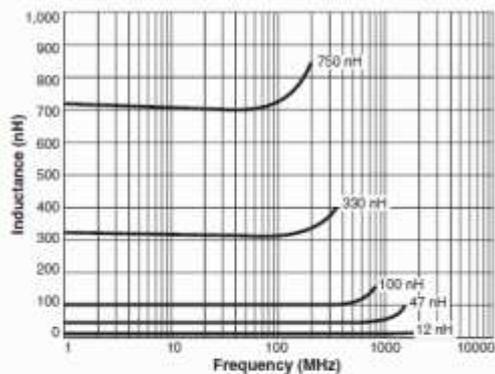
# 1008CS Series (2520)

## Typical Q vs Frequency



**S-Parameter files**  
ON OUR WEB SITE OR CD  
**SPICE models**  
ON OUR WEB SITE OR CD

## Typical L vs Frequency



A max	B max	C max	D ref	E	F	G	H	I	J
0.115	0.110	0.080	0.020	0.060	0.020	0.060	0.100	0.040	0.050
2.92	2.79	2.03	0.51	2.03	0.51	1.52	2.54	1.02	1.27

**Weight:** 29.6 – 37.4 mg  
**Tape and reel:** 2000/7" reel; 7500/13" reel 8 mm tape width  
For packaging data see Tape and Reel Specifications section.

## 6.1.5. PIN-Dioden



### UM9401 / UM9402 / UM9415

COMMERCIAL TWO WAY RADIO  
ANTENNA SWITCH DIODES

RoHS Compliant Versions Available 

**DESCRIPTION**

Microsemi offers a series of PIN diodes specifically designed and characterized for solid state antenna switches in commercial two-way radios. Antenna switches using the UM9401 and UM9415 series PIN diodes provide high isolation, low loss and low distortion characteristics formerly possible only with electromechanical relay type switches.

The UM9401 and the UM9402 diodes can handle 100 W of transmitter power, while the UM9415 will handle over 1000 W. The extensive characterization of these PIN diodes in antenna switch applications has resulted in guaranteed low distortion specifications under transmit and receive conditions. These diodes also feature low forward bias resistance and high zero bias impedance which are required for low loss, high isolation and wide bandwidth antenna switch performance. For RoHS compliant devices, use the UMX prefix. (IE: UMX9415)

The UMX series meets RoHS requirements per EU Directive 2002/95/EC.

**IMPORTANT:** For the most current data, consult our website: [www.MICROSEMI.com](http://www.MICROSEMI.com)

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS AT 25° C (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)**

CONDITION	UM9401	UM9402	UM9415
Reverse Voltage ( $V_R$ ) @ $I_R = 10 \mu A$	50V	50V	50V
Average Power Dissipation ( $P_A$ )	1/2 in. total length to 25 °C Contact	5.5W	10W
	25 °C (Package Flange Temperature)		10W
	Free Air	1.5W	2.5W
Operating Temp. ( $T_{OP}$ )	-65 °C to +175 °C		
Storage Temp. ( $T_{STG}$ )	-65 °C to +175 °C		

**KEY FEATURES**

- High transmitter power  
UM9401/UM9402 => 100 W  
UM9415 => 1000 W
- Low harmonic distortion
- Low third order distortion
- High carrier lifetime
- Non cavity design
- Thermally matched configuration
- Low capacitance at 0 V bias
- Low conductance at 0 V bias
- Compatible with automatic insertion equipment
- RoHS compliant versions available. <sup>1</sup>
- Lead finish  
UM9401: Pb/Sn  
UM9402: Gold  
UM9415: Pb/Sn  
UMX9401,UMX9415: Matte Tin

1 - The UM9402 is RoHS compliant. RoHS compliant versions of the UM9401 and UM9415 are supplied as UMX9401, UMX9415. Consult factory for details.



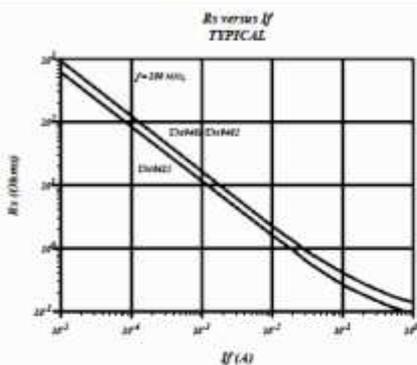


**APPLICATIONS/BENEFITS**

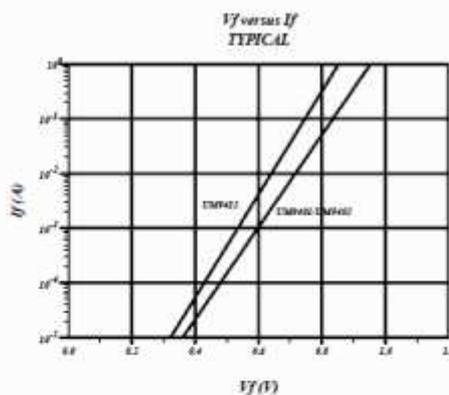
- Isolated stud package available
- Surface mount package available
- Maximum soldering temperature 260 °C for 30 seconds.

ELECTRICAL PARAMETERS @ 25°C (unless otherwise specified)									
Parameter	Symbol	Conditions	UM9401 / UM9402			UM9415			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reverse Current	$I_R$	$V_R = 50 V$			10			10	$\mu A$
Series Resistance	$R_S$	$I_F = 50 mA, F = 100 MHz$		0.75	1.0		0.75	1.0	$\Omega$
Capacitance	$C_T$	$V_R = 0 V, F = 100 MHz$		1.1	1.5		2.8	4	pF
Parallel Resistance	$R_P$	$V_R = 0 V, F = 100 MHz$	5	10		1	2		k $\Omega$
Carrier Lifetime	$T_L$	$I_F = 10 mA$	1.0	2.0		5.0			$\mu s$
Forward Voltage	$V_F$	$I_F = 50 mA$			1.0			1.0	V
Transmit Harmonic Distortion	$R_{2A/A}$ $R_{3A/A}$	$P_{in} = 50 W$ $f = 50 MHz, I_F = 50 mA$			80			80	-dB
Receive Third Order Distortion	$R_{2AB/A}$	$P_{in} = 10 W, 0 V Bias$ $f_A = 50 MHz, f_B = 51 MHz$			60			60	-dB

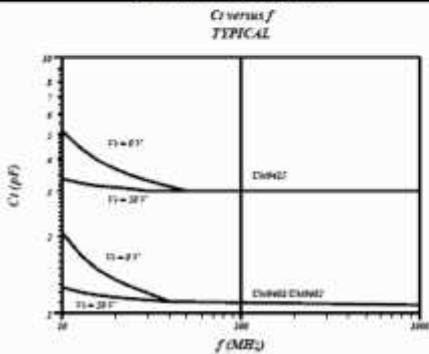
**RS VS IF**



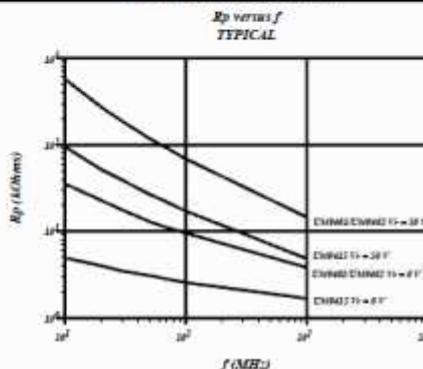
**VF VS IF**



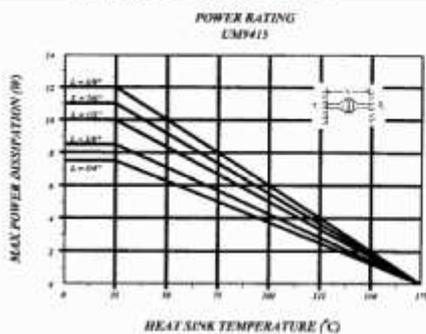
**CT VS FREQUENCY**



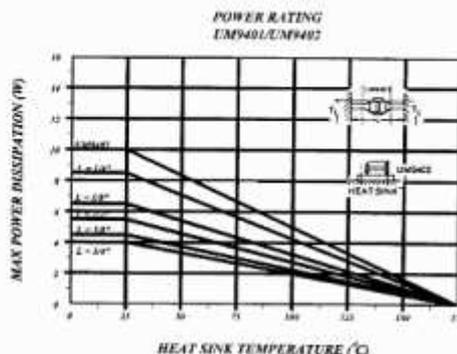
**RP VS FREQUENCY**



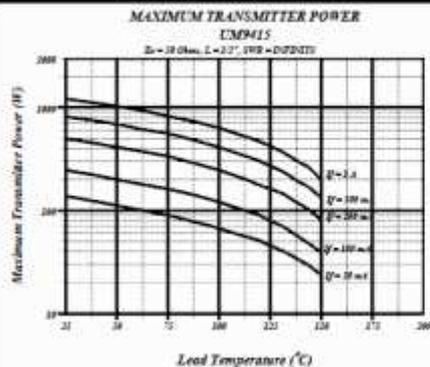
**UM9415 POWER CURVE**



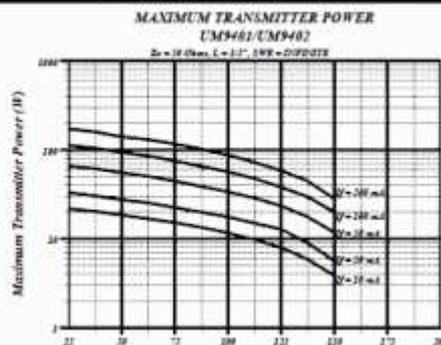
**UM9401, 9402 POWER CURVE**

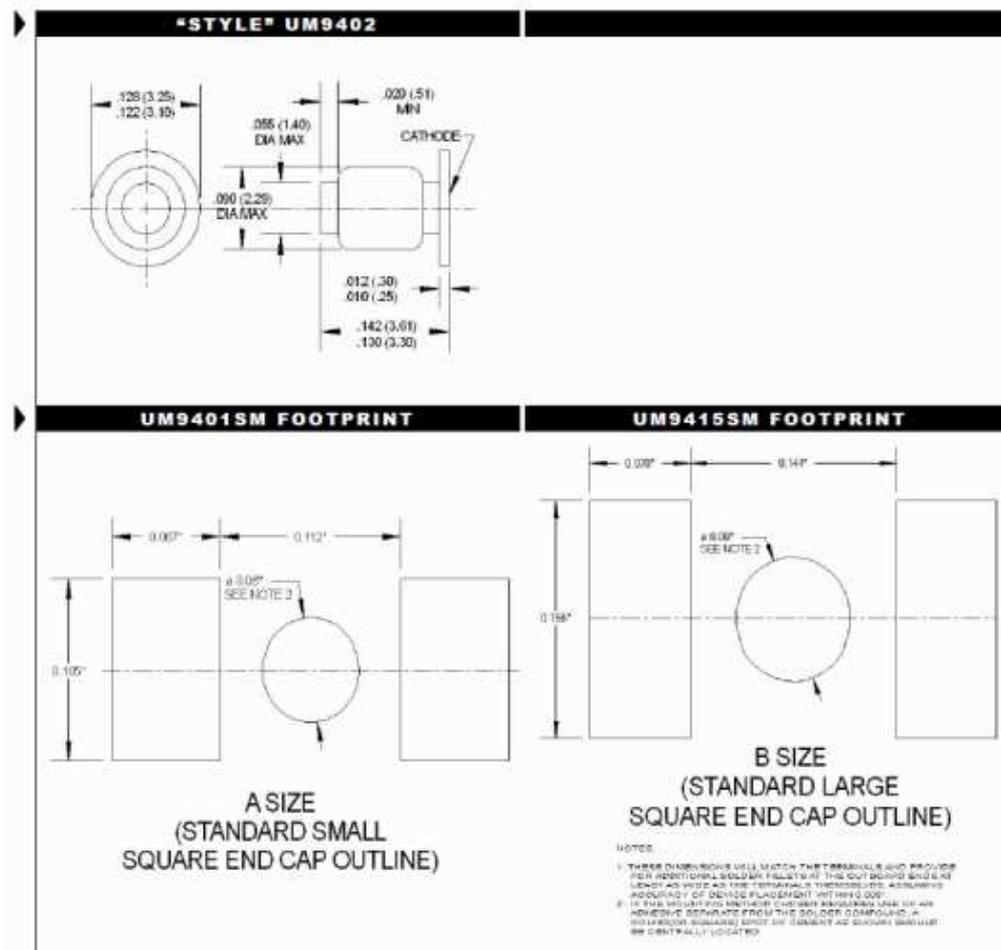
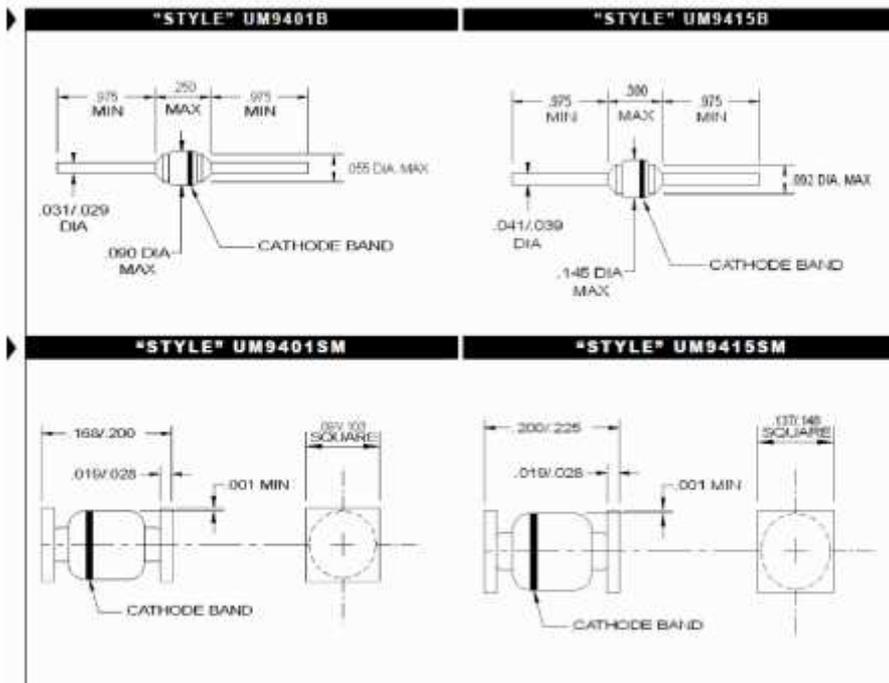


**UM9415 MAX POWER**



**UM9401, 9402 MAX POWER**





## Maximum Transmitter Power

The maximum CW transmitter power,  $P_{T(max)}$ , a PIN diode antenna switch can handle depends on the diode resistance,  $R_D$ , power dissipation,  $P_D$ , antenna SWR,  $\sigma$ , and the nominal impedance,  $Z_0$ . The expression is as follows:

$$P_{T(max)} = \frac{P_D \times Z_0}{R_D} \left( \frac{\sigma + 1}{2\sigma} \right)^2 \quad [\text{Watts}]$$

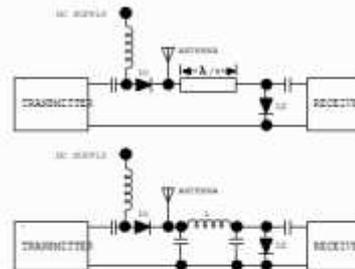
Characteristic curves are shown in the data section which gives both the maximum and typical diode resistance,  $R_D$ , as a function of forward current. The maximum power dissipation rating of the PIN diode depends both on the length of the diode leads and the temperature of the contacts to which the leads are connected. A graph defining the maximum power dissipation at various combinations of overall lead length (L) and lead temperature ( $T_L$ ) is given in the data section. From these curves and the above equation, the power handling capability of the PIN diode may be computed for a specific application.

Curves are also presented which show the maximum transmitter power that an antenna switch using UM9401s and UM9415s can safely handle for various forward currents and lead temperatures. These curves are based on a typical design condition of a  $\frac{1}{2}$  in. total overall lead length, 50  $\Omega$  line impedance, and a totally mismatched antenna ( $\sigma = \infty$ ). For the case of a perfectly matched antenna, the maximum transmitter power can be increased by a factor of 4.

### Design Information

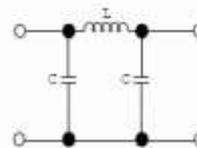
A circuit configuration for a two-way radio antenna switch using PIN diodes consists of a diode placed in series with the transmitter and a shunt diode placed a quarter wavelength from the antenna in the direction of the receiver as shown. For low frequency operation, the quarter wave line may be simulated by lumped elements. Typical performance of antenna switches using PIN diodes forward biased at 100 mA is less than 0.2 dB insertion loss and 30 dB isolation during

transmit; at zero bias the receive insertion loss is less than 0.3 dB. This performance is achievable across a  $\pm 20$  % bandwidth at center frequencies ranging from 10 to 500 MHz.



$$L = Z_0 / 2 \pi f_0 \quad (\text{H})$$

$$C = 1/2 \pi f_0 Z_0 \quad (\text{F})$$

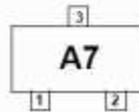
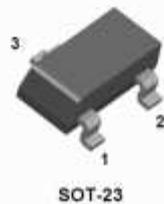


- BAV99

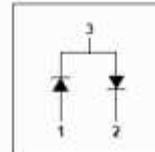
**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR

August 2011

## BAV99 Small Signal Diode



Connection Diagram



### Absolute Maximum Ratings\* $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{RRM}$	Maximum Repetitive Reverse Voltage	70	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current	200	mA
$I_{FSM}$	Non-repetitive Peak Forward Surge Current Pulse Width = 1.0 second Pulse Width = 300 microseconds	1.0	A
		8.0	A
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
$T_J$	Operating Junction Temperature	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

\* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

#### NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

### Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
$P_D$	Power Dissipation	350	mW
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	$^\circ\text{C}/\text{W}$

### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_R$	Breakdown Voltage	$I_R = 100\mu\text{A}$	70		V
$V_F$	Forward Voltage	$I_F = 1.0\text{mA}$		715	mV
		$I_F = 10\text{mA}$		855	mV
		$I_F = 50\text{mA}$		1.0	V
		$I_F = 150\text{mA}$		1.25	V
$I_R$	Reverse Leakage	$V_R = 70\text{V}$		2.5	$\mu\text{A}$
		$V_R = 25\text{V}, T_A = 150^\circ\text{C}$		30	$\mu\text{A}$
		$V_R = 70\text{V}, T_A = 150^\circ\text{C}$		50	$\mu\text{A}$
$C_T$	Total Capacitance	$V_R = 0\text{V}, f = 1.0\text{MHz}$		1.5	pF
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_F = I_R = 10\text{mA}, I_{RR} = 1.0\text{mA}, R_L = 100\Omega$		6.0	ns

Typical Performance Characteristics

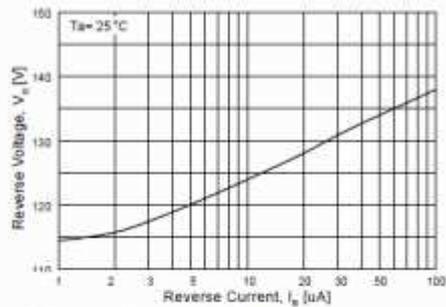


Figure 1. Reverse Voltage vs Reverse Current  
BV - 1.0 to 100uA

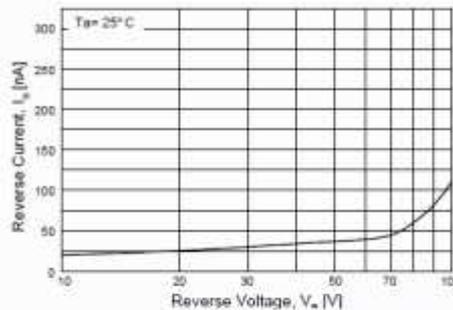


Figure 2. Reverse Current vs Reverse Voltage  
IR - 10 to 100 V

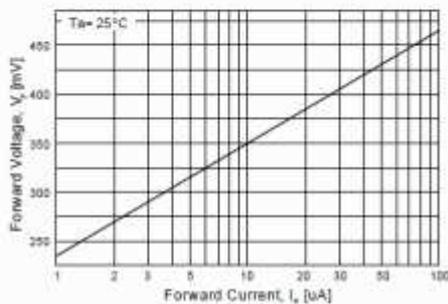


Figure 3. Forward Voltage vs Forward Current  
VF - 1.0 to 100 uA

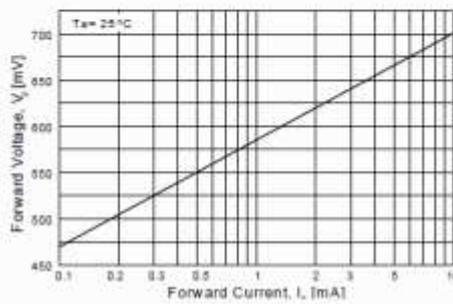


Figure 4. Forward Voltage vs Forward Current  
VF - 0.1 to 10 mA

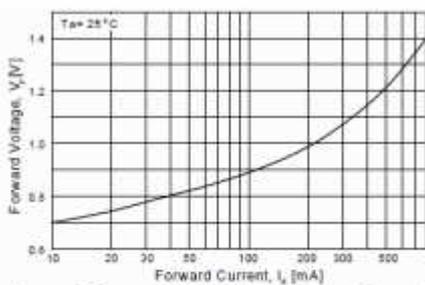


Figure 5. Forward Voltage vs Forward Current  
VF - 10 - 800 mA

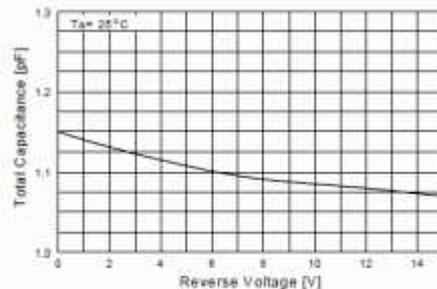


Figure 6. Total Capacitance vs Reverse Voltage

Typical Performance Characteristics (Continued)

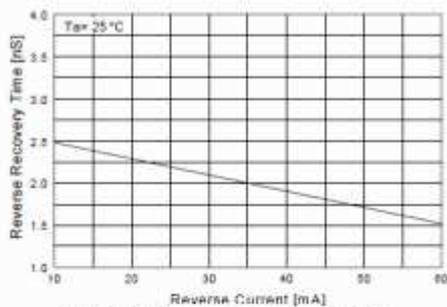


Figure 7. Reverse Recovery Time vs Reverse Current  
TRR - IR 10 mA vs 60 mA

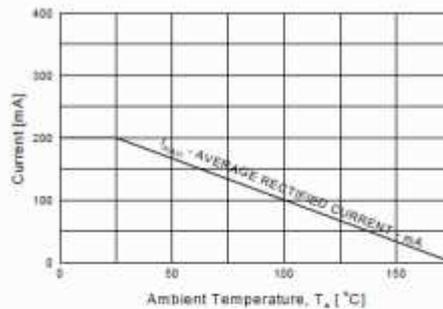


Figure 8. Average Rectified Current ( $I_{F(AV)}$ ) versus Ambient Temperature ( $T_A$ )

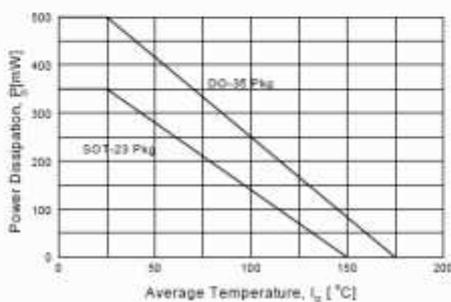


Figure 9. Power Derating Curve

## 6.1.6. Vorverstärker



### WMA123.5A-5R 3T 0.5-Ohm INPUT IMPEDANCE LOW NOISE PRE-AMPLIFIER

REV A  
April 2011

#### Key Features

- 3T Frequency of 123.5 MHz
- 0.5 Ohm Input Impedance
- 0.40 dB Noise Figure
- 30.0 dBm Max  $P_{24}$
- 20.0 dBm Output  $IP_3$
- 28.0 dB Gain
- 10.0 dBm  $P_{1dB}$
- 1.22:1 Output VSWR
- Unconditional Stable,  $k > 1$
- Single Power Supply
- None Magnetic

#### Product Description

WMA123.5A-R5 integrates WanTcom proprietary low noise amplifier technologies, high frequency micro electronic assembly techniques, and high reliability designs to realize optimum low noise figure, wideband, and high performances together. With single +10.0V DC operation, the amplifier has 0.5 Ohm input impedance and unconditional stable condition. The amplifier has 0.60" x 0.40" x 0.10" surface mount package.

#### Applications

- Magnetic Resonance Imaging
- RF Measurement
- Medical
- Current Sensor



#### Specifications

Other frequencies and impedance available!

Summary of the key electrical specifications at room temperature, tested in the WanTcom fixture, 80051.

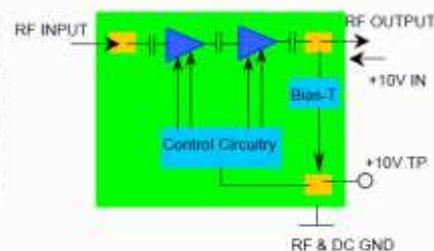
Index	Testing Item	Symbol	Test Constraints	Min	Nom	Max	Unit
1	Gain	$S_{21}$	123.52 MHz	27.5	28.0	28.5	dB
2	Gain Variation	$\Delta G$	123.52 +/- 1 MHz		+/-0.03	+/-0.05	dB
3	Input Impedance	$RE [Z_{in}]$	123.52 MHz	0.3	0.5	0.7	Ohm
		$IM [Z_{in}]$	123.52 MHz	-2.0	0	2.0	Ohm
4	Output VSWR, 50 Ohm Impedance	$SWR_2$	123.52 MHz			1.22:1	Ratio
5	Reverse Isolation	$S_{12}$	123.52 MHz	60	70		dB
6	Noise Figure	NF	123.52 MHz		0.40	0.50	dB
7	Output Power 1dB Compression Point	$P_{1dB}$	123.52 MHz	8	16		dBm
8	Output-Third-Order Interception point	$IP_3$	Two-Tone: $P_{in} = 0$ dBm each, 1 MHz separation	16	20		dBm
9	Current Consumption	$I_{DC}$	$V_{DD} = +10.0$ V		18		mA
10	Power Supply Operating Voltage	$V_{DD}$		+7	+10	+11	V
11	Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	Junction to case			220	$^{\circ}C/W$
12	Operating Temperature	$T_s$		+10		+60	$^{\circ}C$
13	Maximum RF Input Power	$P_{in,max}$	DC ~ 6.0 GHz, 10% Duty Cycle			30	dBm
14	Saturate Recover Time	$t_{sr}$	10% to 90% from 30 dBm Pin		8	10	$\mu s$
15	ESD Protection, None Contact	$V_{ESD}$	Output Ports			16	kV
16	ESD Protection, Direct Contact	$V_{ESD}$	Output Ports			6	kV

#### Absolute Maximum Ratings

Parameters	Units	Ratings
DC Power Supply Voltage	V	12.0
Drain Current	mA	30
Total Power Dissipation	mW	350
RF Input Power, 10% Duty Cycle	dBm	30
Channel Temperature	$^{\circ}C$	150
Storage Temperature	$^{\circ}C$	-65 ~ 150
Operating Temperature	$^{\circ}C$	0 ~ +70
Thermal Resistance	$^{\circ}C/W$	215

Operation of this device beyond any one of these parameters may cause permanent damage.

#### Functional Block Diagram



<sup>1</sup> The last stage transistor dominates the heat dissipation. The drain bias voltage is +6V and the drain current is 15.0 mA. The total power dissipation of the last stage transistor is thus 90 mW. The junction temperature arise  $0.09 \times 215 = 19$  ( $^{\circ}C$ ).

Specifications and information are subject to change without notice.

WanTcom, Inc • Phone 01 952 448 6088 • FAX: 01 952 448 7180 • e-mail: sales@wantcominc.com • Web site: [www.wantcominc.com](http://www.wantcominc.com)

1/3



## Application Notes:

### A. Motherboard Layout

The recommended motherboard layout is shown in diagram of [Foot Print/Mounting Layout](#). Sufficient numbers of ground vias on center ground pad are essential for the RF grounding. The width of the 50-Ohm microstrip lines at the input and output RF ports may be different for different property of the substrate. The ground plane on the backside of the substrate is needed to connect the center ground pad through the vias. The ground plane is also essential for the 50-Ohm microstrip line launches at the input and output ports.

The +10V DC voltage is applied at Pin 2 or at the output Pin 3. There is a built-in bias-T at the output port to separate the RF output signal and input +10V DC power supply.

No DC block capacitor is required at input and output RF ports.

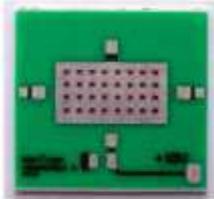


Fig. 1 Example of the motherboard

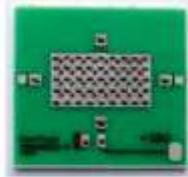


Fig. 2 Dispensed solder paste



Fig. 3 Assembled part

### B. Assembly

The regular low temperature and none clean solder paste such as SN63 is recommended. The high temperature solder has been used internally for the WHM series amplifier assembly. The melting temperature point of the high temperature solder is around 217 ~ 220 °C. Thus, melting temperature of the solder paste should be below 217 °C for assembling WHM series amplifier on the test board to reduce the possible damage. The temperature melting point of the SN63 solder paste is around 183 °C and is suitable for the assembly purpose.

The SN63 solder paste can be dispensed by a needle manually or driven by a compressed air. **Figure 2** shows the example of the dispensed solder paste pattern. Each solder paste dot is in the diameter of 0.005" ~ 0.010" (0.125 ~ 0.250 mm).

For volume assembly, a stencil with 0.006" (0.15 mm) is recommended to print the solder paste on the circuit board.

For more detail assembly process, refer to AN-109 at [www.wancominc.com](http://www.wancominc.com) website.

## 6.2. Bemaßungen

### 6.2.1. Vorverstärkerplatine

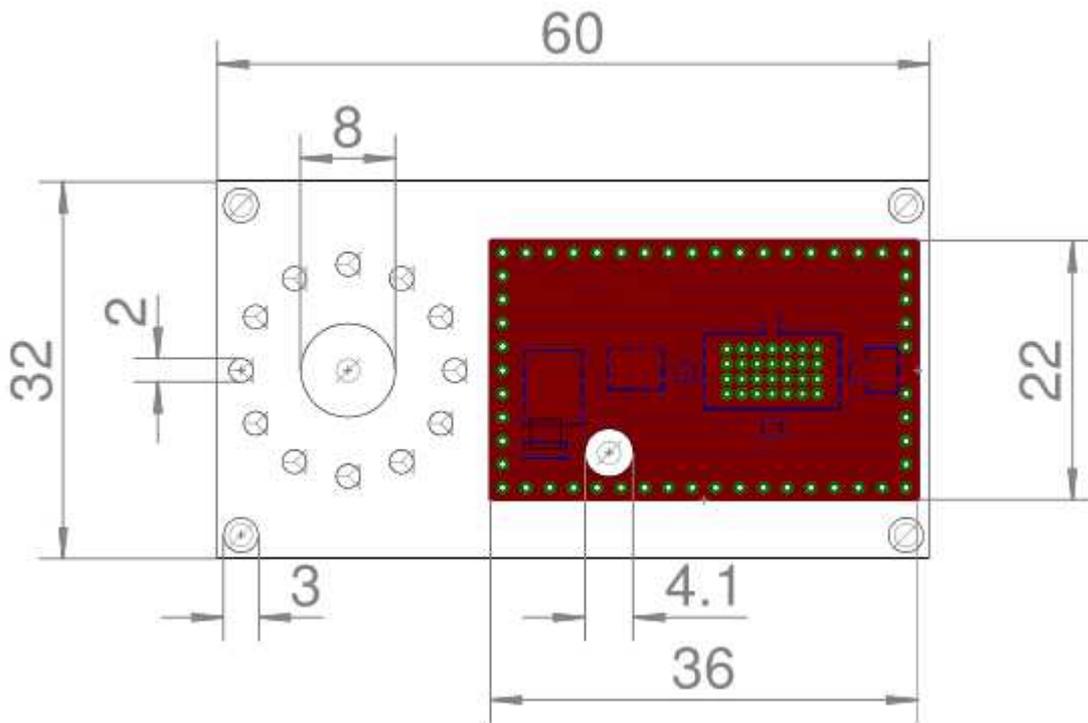


Abbildung 51: Bemaßung der Vorverstärkerplatine.

### 6.2.2. Oberflächenspulen

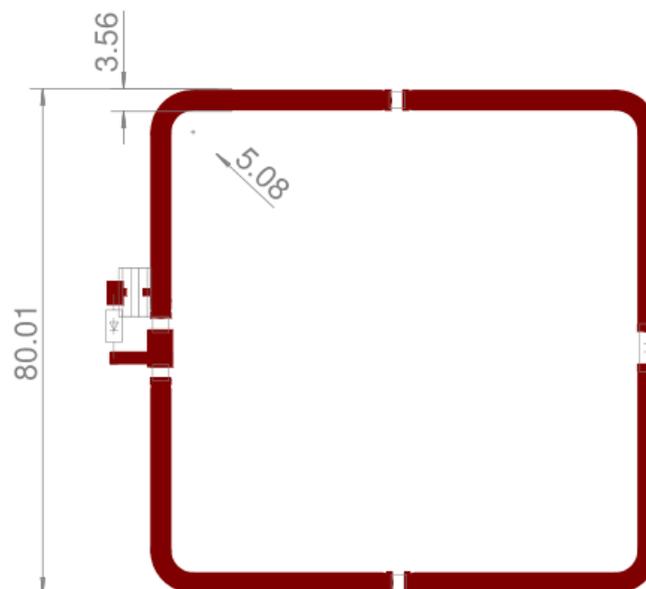
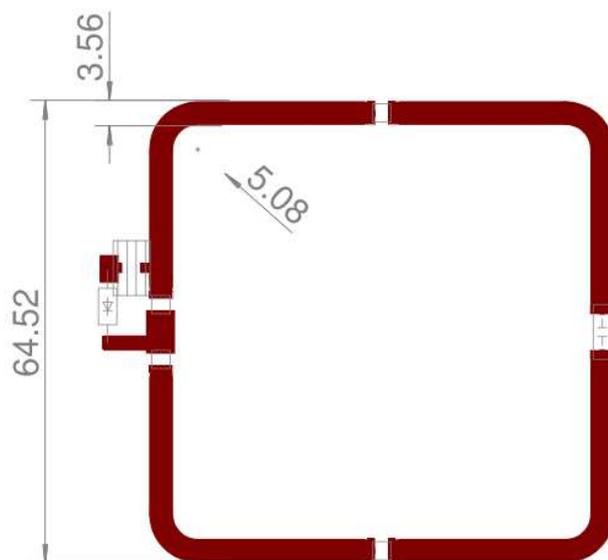
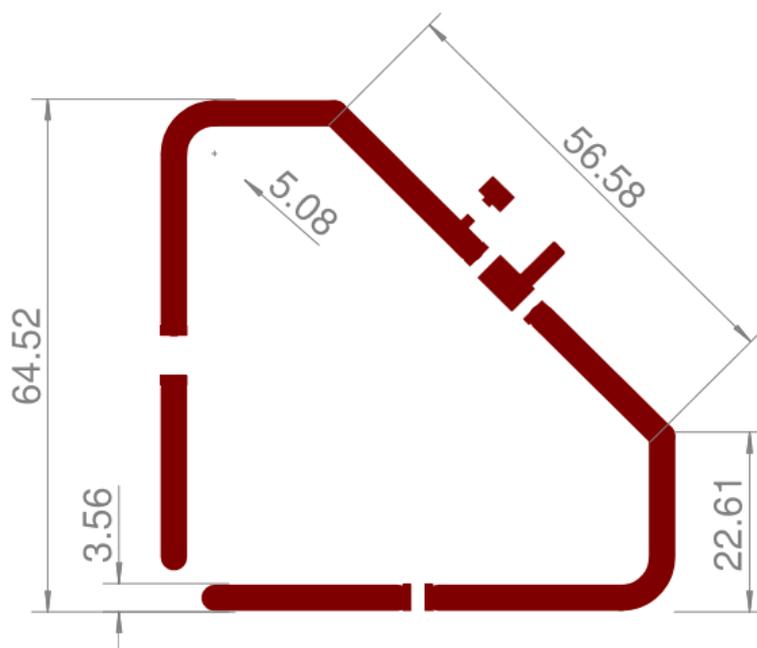


Abbildung 52: Bemaßung der größeren Frontspule (Kanal 5)



**Abbildung 53:** Bemaßung der Standardspule (Kanal 1, 2, 4, 6, 8, 9)



**Abbildung 54:** Bemaßung der Spulen seitlich der Nase (Kanal 3 und 7)

**EIDESSTATTLICHE 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 .....

(Unterschrift)