

**Andreas Ambrusch**

**Entwicklung eines 6-Kanal Phased-Arrays für Mäuse**

**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, am 02.01.2013

## **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.....

## **Danksagung**

Bedanken möchte ich mich bei meinem Betreuer Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Hermann Scharfetter der mir immer wieder einen großen Teil seiner Zeit und Geduld opferte und mich stets motivierte. Weiters möchte ich mich bei Dipl.-Ing. Clemens Diwoky bedanken der mich bei jeder Messung im Tomographen unterstützte und mir viele nützliche Tipps zum Thema Resonatorbau gab. Auch Ing. Walter Gmeindl möchte ich für seine Unterstützung bei Bestellungen, der Anfertigung von Leiterplatten und verschiedenster Konstruktionen bedanken.

Einen besonderen Dank möchte ich meinen Eltern aussprechen, die mich über die gesamte Dauer meines Studiums unterstützten und mir all das ermöglicht haben, sowie meiner Freundin Désirée die mir während dieser Zeit immer zur Seite stand und mich motivierte.

## Entwicklung eines 6-Kanal Phased-Arrays für Mäuse

### Zusammenfassung:

Diese Arbeit befasst sich mit dem Bau eines 6-Kanal Phased-Arrays für Mäuse. Anforderungen an das Array waren ein mit dem Birdcage-Resonator vergleichbares SNR sowie ein größeres „field of view“ (FOV).

Bringt man einen Körper in das statische  $B_0$ -Feld des MR-Tomographen, so richtet sich die makroskopische Magnetisierung parallel bzw. antiparallel zu diesem Feld aus. Die Spins lassen sich durch einen, zu  $B_0$  orthogonalen, HF-Impuls aus ihrer Ruhelage bringen und emittieren bei ihrer Relaxation ein hochfrequentes Magnetfeld, welches in den Empfangsspulen das MR-Signal induziert. Um in einer Kombination aus mehreren Oberflächenspulen einen möglichst unabhängigen Empfang zu gewährleisten, müssen die einzelnen Empfangsspulen so gut wie möglich induktiv von einander entkoppelt werden, was durch eine geeignete Überlappung erfolgt. Eine weitere Kopplung der Spulen wird durch den Vorverstärker verhindert, welcher über eine Lambda-Viertel-Leitung die Empfangsspule hochohmig terminiert. Damit ein möglichst hohes Signal empfangen wird, müssen die einzelnen Komponenten (Empfangsspule, aktive Entkopplung, Lambda-Viertel-Leitung, Pi-Glied, Vorverstärker) der Empfangskette exakt abgestimmt werden. Da das Signal sehr gering ist, ist es nötig, die verschiedenen Verlust- und Störmechanismen, welche Rauschquellen darstellen, zu minimieren. Diese Minimierungsmaßnahmen umfassten einen symmetrischen Aufbau des gesamten Arrays, die Verwendung möglichst verlustarmer Bauelemente sowie die kapazitive Unterteilung des Empfangskreises (zur Minimierung des Antenneneffektes).

Die erzielten Ergebnisse waren zunächst nur teilweise zufriedenstellend. In einer Überlappungsregion des Arrays ergab sich, wahrscheinlich aufgrund der nicht-idealen induktiven Entkopplung, eine Intensitätsabnahme, welche mit einer Pre-Normalization bei der Bildakquisition vermindert werden konnte. Es wurde zwar ein großes FOV von 11cm erreicht jedoch bei unzureichender Homogenität und zu geringem SNR. Der Intensitätsabfall konnte in den entsprechenden Bereichen durch eine Vergrößerung der Überlappung gänzlich eliminiert werden. Dies geschah jedoch auf Kosten des SNR's, wodurch diese Lösung auch als unbrauchbar eingestuft wurde. Ein weiterer Lösungsansatz war die Verdrehung der beiden 3er-Arrays zueinander wodurch das erwünschte Ergebnis erreicht wurde. Mit dieser

Anordnung konnte ein um 11% höheres SNR als jenes des Birdcage- Resonators mit Quadraturgewinn erzielt werden. Des Weiteren wurde mit dem entwickelten 6- Kanal Phased- Array ein FOV von 11.6 cm erreicht, was einer FOV- Vergrößerung um 65% entspricht. Somit wurden alle Ziele erreicht.

Schlüsselwörter: Phased-Array, induktive Entkopplung, Vorverstärkerentkopplung, Pre-Normalization, Intensitätsabfall

## Development of a 6-channel Phased-Array for mice

### Abstract:

This thesis deals with the construction of a 6-channel Phased-Array for mice. The requirements for the array are a SNR comparable to that of a birdcage-resonator but with a larger field of view (FOV).

When putting the body into the static  $B_0$ -field of the MR-Tomograph the macroscopic magnetization gets aligned parallel and antiparallel to that field. A RF-Pulse, which is orthogonal to the direction of the static  $B_0$ -field can flip the spins. While returning to their thermodynamic equilibrium, the spins are generating a magnetic field of high frequency which induces the MR-Signal in the receiving coils. To ensure that the coils of the array are receiving the signal independently from each other, the coils have to be inductively decoupled as well as possible. This is done by overlapping the coils by a defined amount. Further coupling of the coils is prevented by the preamplifier which terminates the receiving coil with a high impedance via a  $\lambda/4$ -line. To receive the highest possible signal it is necessary to exactly adjust each component (receiving coil, active decoupling,  $\lambda/4$ -line, Pi-section, preamplifier) in the receiving chain. Because the signal is very low, it is also necessary to eliminate (as well as possible) the different mechanisms of losses which are constituting sources of noise. To eliminate them different methods like a symmetrical construction of the whole array, the usage of low-loss components and a capacitive division of the receiving coil (to minimize the antenna effect) were applied.

At first the results weren't satisfying. In an overlap region a decrease of intensity resulted probably because of an inductive decoupling less than ideal. This decrease became minimized by pre-normalization during the acquisition. Indeed the array achieved a FOV of 11 cm but an insufficient homogeneity and SNR. The decrease of intensity could be eliminated by increasing the overlap in that region. But by doing this the SNR decreased heavily which yielded an impractical solution. Another approach to solve the problem were the twisting of both 3-channel-arrays to each other which yielded the desired result. With this configuration a SNR enhancement of 11% and a FOV-enhancement of 65% compared to that of the birdcage-resonator were reached. Thus all objectives were achieved.

Keywords: Phased- Array, inductive decoupling, preamplifier decoupling, pre-normalization, decrease of intensity

## Inhaltsverzeichnis

### Inhalt

1	Einleitung.....	1
2	Methoden.....	2
2.1	Allgemeines .....	2
2.1.1	Entstehung des MR- Signals .....	2
2.1.2	Empfang des MR-Signals .....	7
2.1.3	SNR .....	13
2.2	Komponenten einer „Receive- Only- Coil“ .....	16
2.2.1	Empfangsspule und Verlustmechanismen .....	16
2.2.2	Tuning- und Matching Netzwerk.....	29
2.2.3	Aktive Entkopplung (Active Detuning) .....	35
2.2.4	Übertragungsleitung.....	36
2.2.5	Vorverstärker (Low Noise Amplifier- LNA) .....	48
2.2.6	Trägermaterial .....	52
2.3	Bau des Mäusevolumenresonators.....	53
2.3.1	Dimensionierung und Design des Spulenarrays.....	53
2.3.2	Gesamtaufbau .....	56
2.4	Abstimmung der Komponenten des Phased- Arrays .....	61
2.4.1	Testumgebung.....	61
2.4.2	Tuning und Matching (T&M) .....	62
2.4.3	Aktive Entkopplung .....	64
2.4.4	Passive Entkopplung.....	66
2.4.5	Übertragungsleitung.....	67
2.4.6	Vorverstärkerentkopplung .....	71
2.4.7	Entstörmaßnahmen.....	73
2.5	Evaluierung der Auswirkungen der Spulenüberlappung.....	77
3	Ergebnisse.....	78
3.1	Bauteiltests.....	78
3.2	Test mit 3 aktiven Spulen .....	80
3.3	Test mit 6 aktiven Spulen .....	83
3.3.1	Intensitätshomogenisierung durch größere Überlappung.....	86
3.3.2	Intensitätshomogenisierung durch Verdrehung der beiden 3er- Arrays.....	87
3.4	Überlappung zweier Empfangsspulen.....	92



---

4	Diskussion.....	94
5	Literatur.....	98
6	Anhang.....	101
6.1	Bemaßung Spulenarray.....	101
6.2	Bemaßung Vorverstärkerplatinen.....	101
6.3	Datenblätter.....	103
6.3.1	Bauteile.....	103
6.3.2	Kabel.....	129

**Abkürzungsverzeichnis**

FOV...Field of view

MR...Magnetresonanz

HF...Hochfrequenz

NA...Netzwerkanalysator

DLC...Double Loop Coil

PUC...Pick Up Coil

LL...Leerlauf

KS...Kurzschluss

T&M...Tuning & Matching

LNA...Low Noise Amplifier

## Abbildungsverzeichnis

<b>Abbildung 1: A) Orientierung der Spins OHNE äußeres Magnetfeld, B) Orientierung der Spins MIT äußerem Magnetfeld</b>	3
<b>Abbildung 2: Bewegung der Längsmagnetisierung bei Einstrahlung eines transversalen HF-Feldes [2]</b>	5
<b>Abbildung 3: FID und Zunahme der Längsmagnetisierung nach einem 90° Impuls [3]</b>	6
<b>Abbildung 4: Schematische Darstellung der Orthogonalität der Quermagnetisierung zur Empfangsspule</b>	7
<b>Abbildung 5: Birdcage-Resonator [16]</b>	8
<b>Abbildung 6: Tiefpass, Hochpass und Bandpass (v.l.n.r.) [16]</b>	8
<b>Abbildung 7: Stromverteilung in den Schenkeln des Birdcage für <math>N = 16</math> [2]</b>	9
<b>Abbildung 8: Überlagerung der Magnetfelder erzeugt durch den Stromfluss in den Schenkeln [36]</b>	9
<b>Abbildung 9: Magnetfeld- Maps bei unterschiedlicher Anzahl an Schenkeln [16]</b>	10
<b>Abbildung 10: Flussdichteverlauf einer kreisförmigen Spule entlang ihrer zentralen Achse [3]</b>	11
<b>Abbildung 11: Ersatzschaltbild der Leiterschleife [16]</b>	16
<b>Abbildung 12: Stromdichteverteilung aufgrund des Skin-Effekts [14]</b>	18
<b>Abbildung 13: Auswirkungen des Proximity Effektes auf die Stromdichteverteilung in zwei parallelen Leitern bei hohen Frequenzen [14]</b>	20
<b>Abbildung 14: Auswirkungen des Proximity Effektes auf die Stromdichteverteilung in einem Koaxialkabel bei hohen Frequenzen [14]</b>	20
<b>Abbildung 15: Parasitäre Kapazitäten zwischen Probe und Empfangsspule [16]</b>	22
<b>Abbildung 16: Frequenz- und Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors und der Dielektrizitätszahl [25]</b>	25
<b>Abbildung 17: Wassermolekül mit positiven und negativen Partialladungen</b>	26
<b>Abbildung 18: Parallelresonanzkreis bestehend aus der Empfangsspule und dem Tuningkondensator</b>	30
<b>Abbildung 19: Frequenzabhängigkeit der Impedanz eines Parallelresonanzkreises</b>	31
<b>Abbildung 20: Matching über eine Serienkapazität <math>C_M</math></b>	31
<b>Abbildung 21: Auswirkungen beim Tuning und Matching</b>	32
<b>Abbildung 22: Auswirkungen des Matchings auf den Verlauf des Gesamtimaginärteils</b>	32
<b>Abbildung 23: Serien- und Paralleläquivalente im Resonanzfall [18]</b>	33
<b>Abbildung 24: Prinzip der aktiven Entkopplung</b>	35
<b>Abbildung 25: a) Querschnitt einer PIN-Diode, b) ESB im durchgeschalteten Zustand, c) ESB im gesperrten Zustand</b>	36
<b>Abbildung 26: Gängige Ausführungsformen von Koaxialkabeln [18]</b>	37
<b>Abbildung 27: Unendlich lange verlustlose Übertragungsleitung [18]</b>	38
<b>Abbildung 28: Verlustbehaftete Leitung [27]</b>	39
<b>Abbildung 29: Angepasste Leitung (A), Unangepasste Leitung (B) [18]</b>	41
<b>Abbildung 30: Verlauf der Eingangsreaktanzen bei Leerlauf und Kurzschluss</b>	44
<b>Abbildung 31: Symmetrisches Pi-Glied [30]</b>	45
<b>Abbildung 32: Symmetrisches Pi-Glied abgeschlossen mit 50 Ohm</b>	46
<b>Abbildung 33: Impedanzverlauf nach Formel 63</b>	47
<b>Abbildung 34: Mantelwellensperre</b>	48
<b>Abbildung 35: Idealisierte Verstärkerkennlinie</b>	49
<b>Abbildung 36: Darstellung der Einkopplung des zusätzlichen Rauschens [32]</b>	49
<b>Abbildung 37: Verlauf der Rauschzahl in Abhängigkeit des Zuleitungswiderstandes [33]</b>	50
<b>Abbildung 38: Allgemeines Konzept der Vorverstärkerentkopplung</b>	51
<b>Abbildung 39: Resonanzsplitting [34]</b>	54
<b>Abbildung 40: Ideale Spulenüberlappung für rechteckige und runde Spulen [34]</b>	54
<b>Abbildung 41: Design Spulenarray</b>	55
<b>Abbildung 42: Umwickeltes PVC-Rohr</b>	55
<b>Abbildung 43: Design der Einzelspule Eagle-Layout (a), Spulenausgang bestückt (b,c)</b>	56
<b>Abbildung 44: Vorverstärkerplatinen für Siemens-Verstärker (links) und WMA-Verstärker (rechts)</b>	57
<b>Abbildung 45: Bestückte Vorverstärkerplatine</b>	57

<b>Abbildung 46: WMA- Verstärker (links) und Siemens- Verstärker (rechts)</b>	58
<b>Abbildung 47: Hexagonale Anordnung der Vorverstärkerplatten</b>	58
<b>Abbildung 48: Aufbau eines Empfangskanals</b>	58
<b>Abbildung 49: Fertiges Empfangskonstrukt</b>	59
<b>Abbildung 50: Phantom mit Spulenarray</b>	60
<b>Abbildung 51: Komponenten der Testumgebung</b>	62
<b>Abbildung 52: Tuning- und Matching Kondensatoren im Empfangskreis</b>	63
<b>Abbildung 53: Messaufbau beim Tuning und Matching</b>	64
<b>Abbildung 54: Komponenten der aktiven Entkopplung</b>	65
<b>Abbildung 55: Messprinzip aktive Entkopplung, Messergebnis bei gegengespannter (a) und durchgeschalteter (b) PIN-Diode</b>	66
<b>Abbildung 56: Passive Entkopplung</b>	67
<b>Abbildung 57: Komponenten zum Abgleich des Pi-Glieds bzw. der <math>\lambda/4</math>-Leitung</b>	69
<b>Abbildung 58: Auswirkungen auf den Impedanzverlauf bei Änderung von <math>CPI1</math>, <math>CPI2</math> und <math>LPI</math></b>	69
<b>Abbildung 59: Messprinzip <math>\lambda/4</math>-Leitung, Messergebnis bei <math>50 \Omega</math> (a) Kurzschluss (b) und Leerlauf (c) als Abschluss</b>	70
<b>Abbildung 60: Vorverstärkerentkopplung</b>	72
<b>Abbildung 61: Messprinzip Vorverstärkerentkopplung</b>	72
<b>Abbildung 62: Vorverstärkerentkopplung mit (links) und ohne (rechts) Schirmgehäuse</b>	73
<b>Abbildung 63: Interne Beschaltung des HF-Stecker-Systems</b>	74
<b>Abbildung 64: Verlauf der Vorverstärkerentkopplung ohne (links) und mit (rechts) Massenverbindung</b>	75
<b>Abbildung 65: Schematische Darstellung der Masseverbindung über Kondensatoren und der daraus resultierenden Leiterschleifen</b>	76
<b>Abbildung 66: Reduzierte Empfangskette</b>	77
<b>Abbildung 67: Testaufbau im Tomographen</b>	77
<b>Abbildung 68: Jeweils Betrags- und Phasenbild einer PIN- Diode mit Abstand 4mm, 2mm und 0mm (v.l.n.r.) zur Phantomoberfläche</b>	78
<b>Abbildung 69: Betragsbilder 4,7 <math>\mu H</math> DC- Choke, Glimmer Kondensator 1 nF, RJ-45 Buchse</b>	79
<b>Abbildung 70: Betragsbild Buchsenleiste schwarz und grün sowie Vorverstärkerplatine</b>	79
<b>Abbildung 71: Betrags- und Phasenbilder Lemo-Steckverbinder</b>	79
<b>Abbildung 72: Ergebnisse bei Verwendung des Siemens-Vorverstärkers. Die erste drei Zeilen sind die einzelnen Kanalbilder. Die vierte Zeile stellt die Kombination aus allen Kanälen dar.</b>	80
<b>Abbildung 73: Die Zeilen 1-3 stellen die coronalen Ergebnisse der Kanäle 1-3 dar. In der letzten Zeile ist das transversale Ergebnisse dargestellt.</b>	81
<b>Abbildung 74: ROI im Betragsbild der 2. Messung (links), ROI im Differenzbild der 2. und 3. Messung (rechts)</b>	82
<b>Abbildung 75: Ergebnis der Transmissionsmessung über dem gesamten Array bei Verwendung der Siemens-Vorverstärker</b>	83
<b>Abbildung 76: Transversale Aufnahme</b>	83
<b>Abbildung 77: Sagittale Aufnahme bei 18 cm- (links) und 24 cm- (rechts) langem Koaxialkabel zwischen dem Spulenarray und den Vorverstärkerplatten</b>	84
<b>Abbildung 78: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse der sagittalen Aufnahme bei 18 cm (links) und 24 cm (rechts) langem Koaxialkabel</b>	84
<b>Abbildung 79: Sagittale Aufnahme bei 24 cm langem Koaxialkabel und Pre-Normalization</b>	85
<b>Abbildung 80: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse der sagittalen Aufnahme bei 24 cm langem Koaxialkabel und Pre- Normalization</b>	85
<b>Abbildung 82: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse bei einer Überlappung von 1.2 cm</b>	86
<b>Abbildung 81: Sagittale Aufnahme bei einer Überlappung von 1.2 cm unter Verwendung der Siemens-Vorverstärker</b>	86
<b>Abbildung 83: Verdrehung der beiden 3er- Arrays gegeneinander</b>	87
<b>Abbildung 84: Transmissionsverlauf über dem gesamten Array bei Verwendung der WMA- Verstärker</b>	87

<b>Abbildung 85: Transversale Aufnahmen an unterschiedlichen Positionen</b>	88
<b>Abbildung 86: Sagittale Aufnahmen ohne Normalisierung (oben) und mit Normalisierung (unten)</b>	89
<b>Abbildung 87: ROIs zur SNR- Bestimmung (rechts)</b>	90
<b>Abbildung 88: T1 gewichtete Aufnahme einer Maus</b>	91
<b>Abbildung 89: Darstellung der Überlappung</b>	92
<b>Abbildung 90: Sagittale Aufnahmen bei unterschiedlicher Überlappung. Die obere Reihe stellt die sagitalen Aufnahmen bei einer Überlappung von 10 mm- 6 mm dar. Die untere Reihe stellt diese bei einer Überlappung von 5 mm- 1 mm dar.</b>	92
<b>Abbildung 91: Sagittale Aufnahmen bei einer Überlappung von 2 mm, 1 mm, 0.5 mm, 0 mm und -1.5 mm (v.l.n.r)</b>	93
<b>Abbildung 92: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse bei einer Überlappung von 10 mm (links) und -1.5 mm (rechts)</b>	93

## **Tabellenverzeichnis**

<b>Tabelle 1: Einteilung des Magnetismus nach Vorzeichen und Größe der magnetischen Suszeptibilität [10] ...</b>	28
<b>Tabelle 2: Magnetische Suszeptibilität von einigen wichtigen Stoffen [6], [8], [9], [11] .....</b>	29
<b>Tabelle 3: Kennwerte des flexiblen Nelco NY9217 und von typischen FR4 Trägern .....</b>	52
<b>Tabelle 4: Relatives SNR welches durch die Verwendung der WMA-Verstärker bzw. durch den Birdcage-Resonator erreicht wurde in Bezug auf das Ergebnis bei Verwendung der Siemens-Verstärker .....</b>	82
<b>Tabelle 5: Relatives SNR welches durch die Verwendung der WMA- Verstärker bzw. durch den Birdcage-Resonator erreicht wurde in Bezug auf das Ergebnis des Birdcage- Resonators .....</b>	90

## 1 Einleitung

Experimente an Mäusen sind für viele Forschungsbereiche von großer Bedeutung. Bisher wurden an der TU Graz Untersuchungen an Mäusen auf Basis der Magnetresonanztomographie mittels eines Birdcage- Resonators durchgeführt, dessen FOV auf ca. 7 cm in axiale Richtung beschränkt ist. Bei Ganzkörperfettmessungen ist es beispielsweise nötig, alle Fettdepots der Maus gleichzeitig zu erfassen. Diese Bereiche liegen bei der Maus an den Schultern sowie im Genitalbereich. Bei gleichzeitiger Erfassung dieser Fettdepots ist das FOV des Birdcage- Resonators voll ausgeschöpft. Eine Vergrößerung des FOV's wird durch die Verwendung eines Phased- Arrays möglich, welches aus einer Kombination aus mehreren Oberflächenspulen besteht. Jede einzelne Oberflächenspule bringt den Vorteil eines guten SNR's in Spulennähe mit sich, woraus ein gutes SNR über das vom Spulenarray abgedeckte FOV resultiert. Ein weiterer Vorteil der Verwendung eines geeigneten Phased- Arrays ist auch die Möglichkeit, parallele Bildgebung zu betreiben. Dadurch ist es möglich die Anzahl der Phasenkodierschritte zu verringern, wodurch sich die Aufnahmezeit verkürzt. Bei der Verwendung sogenannter schneller Pulssequenzen (z.B. Fast-Spinecho-Sequenzen) ist eine kürzere Aufnahmezeit von der Stärke und Schaltrate der Frequenz- und Phasenkodiergradienten abhängig. Dem Einsatz immer schnellerer Gradientensysteme sind jedoch physiologische Grenzen gesetzt, da das sehr schnelle Schalten von starken Gradientenfeldern eine Stimulation von Nervenzellen sowie eine Gewebserwärmung verursachen kann. Mit der parallelen Bildgebung ist es möglich einen Geschwindigkeitsvorteil ohne höhere Schaltraten und ohne vermehrte Gewebserwärmung zu erreichen. Einerseits ist ein Geschwindigkeitsvorteil erzielbar und andererseits können bei gleich bleibender Akquisitionszeit mehr Mittelungen durchgeführt werden, wodurch sich ein besseres SNR ergibt ( $S/N \propto \sqrt{N_{\text{Mittelungen}}}$ ). Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines geeigneten Phased- Arrays, welches ein größeres FOV als die Birdcage- Spule aufweist und zur parallelen Bildgebung eingesetzt werden kann. Des Weiteren sollte ein mit dem Birdcage- Resonator vergleichbares SNR erzielt werden.

## 2 Methoden

### 2.1 Allgemeines

Um die Zusammenhänge der einzelnen Komponenten einer Empfangsspule sowie die gesamte Signalkette besser verstehen zu können, werden hier kurz grundlegende Dinge erläutert.

#### 2.1.1 Entstehung des MR- Signals

Ein Körper (egal ob Mensch oder Tier) besteht aus einer Vielzahl von Zellen und Geweben. Die kleinste Einheit aus der sich diese Strukturen zusammensetzen sind die Atome mit ihrem positiv geladenen Atomkern und einer negativ geladenen „Elektronenhülle“. In dieser Elektronenhülle bewegen sich ein oder mehrere Elektronen um den Atomkern. Die klinische Bildgebung nutzt meist Wasserstoffatome, also Atome mit einem Proton im Atomkern und einem Elektron in seiner Elektronenhülle. Protonen besitzen neben der Eigenschaft der positiven Ladung auch die Eigenschaft eines Spins, was klassisch als eine Drehbewegung um sich selbst interpretiert wird. Da das Proton eine gewisse Masse und Ladung besitzt hat es im klassischen Bild auch einen gewissen Eigendrehimpuls  $L$  sowie ein magnetisches Moment  $\mu$ . Das magnetische Moment wird durch die Bewegung der Elektronen erzeugt. Das Verhältnis  $\mu/L$  ist spezifisch für unterschiedliche Atomkerne (für Wasserstoff:  $\frac{\gamma}{2\pi} = 42,58 \text{ MHz/T}$ ) und wird gyromagnetisches Verhältnis  $\gamma$  genannt.

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

$\mu$  ... magnetisches Moment in  $\text{Am}^2$

$L$  ... Eigendrehimpuls in  $\frac{\text{kg} * \text{m}^2}{\text{s}}$

$\frac{\gamma}{2\pi}$  ... gyromagnetisches Verhältnis in  $\frac{\text{Hz}}{\text{T}}$

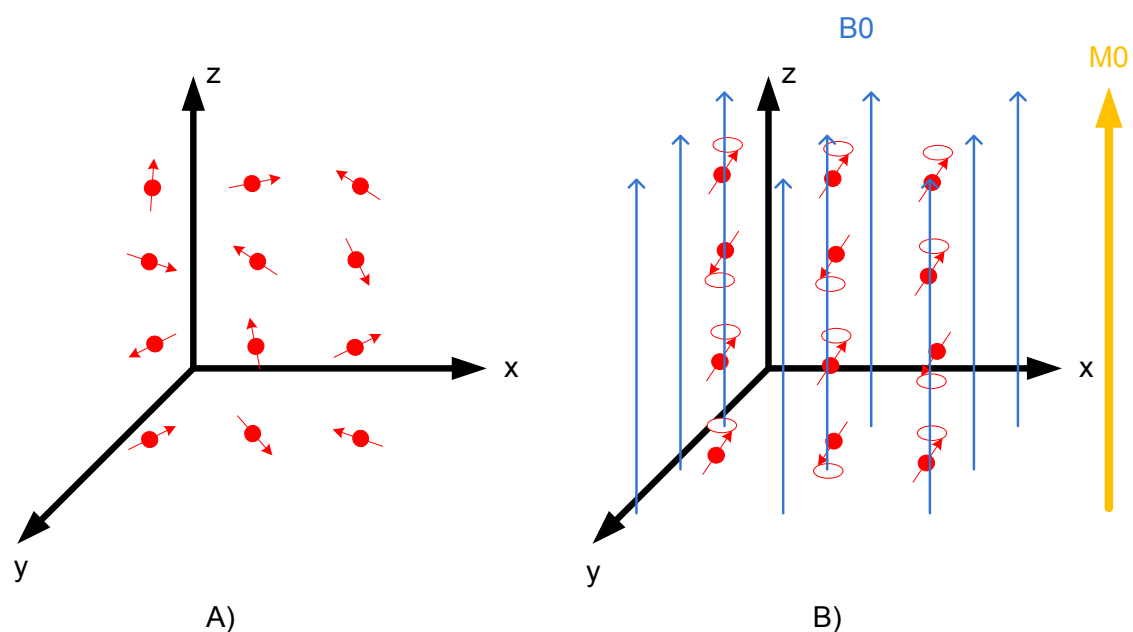
Der Spin ist immer gleich stark und kann nie beschleunigt oder abgebremst werden [1]. Jedoch können Spins in einem äußeren homogenen Magnetfeld ausgerichtet werden, da magnetische Momente im Magnetfeld ein Drehmoment  $D$  erfahren.

$$D = \mu \times B \quad (2) [1]$$

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

$B$  ... Flussdichte in  $\frac{kg}{As^2}$  (Tesla)

Das homogene Magnetfeld wird meist durch heliumgekühlte, supraleitende Magnete erzeugt. Die Spins reagieren darauf mit einer Präzessionsbewegung um die Richtung des äußeren homogenen Magnetfeldes  $B_0$ . Wie auch in Fachbüchern üblich wird hier die z-Richtung als die Richtung definiert, in welcher das  $B_0$ -Feld anliegt. In Abbildung 1 ist die Ausrichtung der Spins ohne und mit äußerem Magnetfeld dargestellt. Ohne äußeres Magnetfeld erfolgt eine beliebige Orientierung der Spins aufgrund der thermischen Bewegung.



**Abbildung 1: A) Orientierung der Spins OHNE äußeres Magnetfeld, B) Orientierung der Spins MIT äußerem Magnetfeld**

Die Präzessionsfrequenz der Spins (= Larmorfrequenz) hängt vom gyromagnetische Faktor sowie der Stärke des Magnetfeldes ab.

$$\omega_0 = \gamma_0 * B_0 \quad (3) [1]$$

$\omega_0$  ... Präzessionsfrequenz in  $rad s^{-1}$

$\gamma$  ... gyromagnetisches Verhältnis in  $\frac{s^{-1}}{T}$

$B$  ... Flussdichte in  $\frac{kg}{As^2}$  (Tesla)



Manche Spins richten sich mit ihrer Präzessionsachse parallel und manche antiparallel zu  $B_0$  aus, wobei aber immer ein Überschuss an parallel ausgerichteten Spins besteht, da dies der energetisch günstigere Zustand ist. Aus diesem Überschuss an parallel ausgerichteten Spins ergibt sich eine resultierende Längsmagnetisierung  $M_0$  in Richtung des  $B_0$ - Feldes, da sich die magnetischen Momente der einzelnen Spins addieren (siehe Abbildung 1). Allgemein hängen die Besetzungszahlen (also die Anzahl an parallel und antiparallel ausgerichteten Spins) und somit die Längsmagnetisierung von der Stärke  $B_0$  des Magnetfeldes, dem gyromagnetischen Faktor  $\gamma$ , der Spindichte  $\rho$  (Anzahl der Spins pro Einheitsvolumen), der Spinquantenzahl  $I$  ( $I = +1/2$  für parallel ausgerichtete Protonen) sowie von der Temperatur ab (siehe Formel (4)).

$$M_0 = \frac{\rho \gamma^2 \hbar^2 I(I+1) B_0}{3kT} \quad (4) [2]$$

$\hbar$  ... Planck'sches Wirkungsquantum ( $\hbar = \frac{h}{2\pi} = 1.055 * 10^{-34} \text{Ws}^2$ )

$k$  ... Boltzmannkonstante ( $k = 1.38 * 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$ )

$T$  ... Temperatur in Kelvin

$B_0$  ... Flussdichte in  $\frac{\text{kg}}{\text{As}^2}$  (Tesla)

$\gamma$  ... gyromagnetisches Verhältnis in  $\frac{\text{s}^{-1}}{\text{T}}$

$\rho$  ... Spindichte in  $1/\text{m}^3$  (1mm<sup>3</sup> Wasser beinhaltet  $6,7 * 10^{19}$  Wasserstoffkerne)

$I$  ... Spinquantenzahl

$M_0$  ... Gleichgewichtsmagnetisierung in  $\frac{\text{A}}{\text{m}}$

Aus dieser Formel lässt sich der Schluss ziehen, dass die resultierende Längsmagnetisierung um so größer ist, je größer die magnetische Flussdichte  $B_0$  ist, also ist  $M_0 \propto B_0$ . Nun kann diese resultierende Längsmagnetisierung aus ihrem „Gleichgewichtszustand“ gebracht werden, indem man ein HF- Feld  $B_1$  orthogonal zu  $B_0$  einstrahlt. Die Auslenkung aus der Gleichgewichtslage erfolgt aber nur wenn die Frequenz des eingestrahnten transversalen HF- Feldes gleich der Präzessionsfrequenz der Kernspins, also gleiche der Larmorfrequenz, ist (Kernspinresonanz). Die Längsmagnetisierung  $M_0$  wird dabei, unter einem schraubenförmigen Verlauf, in die xy- Ebene gekippt (siehe Abbildung 2). Dadurch baut sich eine Quermagnetisierung  $M_T$  auf bei gleichzeitiger Abnahme der Längsmagnetisierung. Je

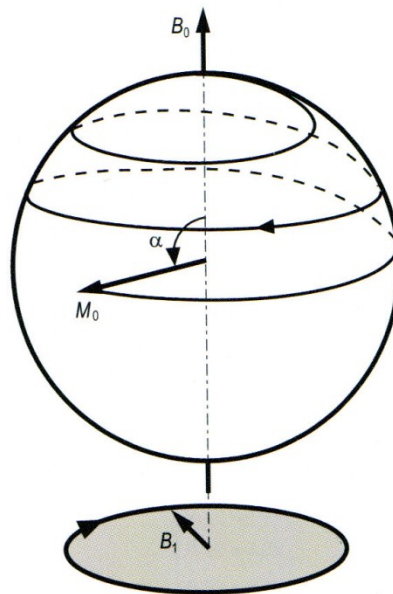
nach Einwirkdauer  $t$  und Stärke  $B_1$  des transversalen HF- Feldes kommt es zu unterschiedlichen Kippwinkeln  $\alpha$ .

$$\alpha = \gamma B_1 t \quad (5) [2]$$

$\alpha$  ... Kippwinkel

$\gamma$  ... gyromagnetisches Verhältnis in  $\frac{s^{-1}}{T}$

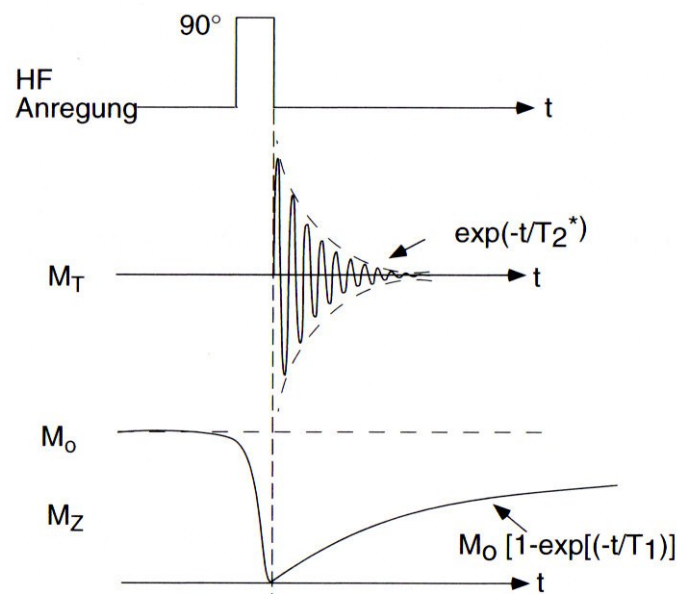
$t$  ... Einwirkdauer des HF – Pulses in Sekunden



**Abbildung 2: Bewegung der Längsmagnetisierung bei Einstrahlung eines transversalen HF-Feldes [2]**

Ein linear polarisiertes HF- Feld kann man sich in zwei zirkular polarisierte HF- Felder, welche in entgegengesetzte Richtung drehen, zerlegt vorstellen. Wie in Abbildung 2 angedeutet ist, resoniert nur eines der beiden mit den Spins (hier das sich im Uhrzeigersinn drehende HF-Feld). In der Praxis wird oft ein zirkular polarisiertes Feld (z.B. Birdcage- Resonator) verwendet, da sich dadurch die zum Kippen der Längsmagnetisierung notwendige HF-Leistung halbiert [2]. Bei einem  $90^\circ$  Impuls wird das  $B_1$  - Feld so lange eingestrahlt bis sich ein Winkel  $\alpha$  von  $90^\circ$  ergibt. Wird die Einstrahlung des  $B_1$  – Feldes dann wieder eingestellt, so präzediert die Quermagnetisierung wiederum nur um das  $B_0$ - Feld und richtet sich entlang dessen wieder aus. Es folgt nun eine Zunahme der Längsmagnetisierung (in Abbildung 3 als  $M_Z$  bezeichnet) bis  $M_0$  wieder erreicht ist, bei gleichzeitiger Abnahme der Quermagnetisierung  $M_T$ . Da die Präzession der Spins einem sich zeitlich änderndem Magnetfeld entspricht, wird durch diese Quermagnetisierung in der Empfangsspule eine

Wechselspannung induziert, das MR- Signal. Diese Wechselspannung besitzt eine Frequenz gleich der Larmorfrequenz und eine Amplitude welche nach einer Exponentialfunktion abklingt. Dieses Signal wird auch FID („Free Induction Decay“) genannt. Es trägt nur die Quermagnetisierung zum Signal in der Empfangsspule bei, da nur diese orthogonal zur Empfangsspule wirkt (siehe Abbildung 4). In Abbildung 3 ist die Abnahme der Quermagnetisierung sowie die Zunahme der Längsmagnetisierung nach einem  $90^\circ$  Impuls dargestellt.



**Abbildung 3: FID und Zunahme der Längsmagnetisierung nach einem  $90^\circ$  Impuls [3]**

Die Größen  $T_1$  und  $T_2$  (bzw.  $T_2^*$ ) in Abbildung 3 bezeichnen die Zeiten der longitudinalen bzw. transversalen Relaxation. Die longitudinale Relaxation beschreibt die Zunahme der Längsmagnetisierung, die transversale Relaxation die Abnahme der Quermagnetisierung. Beide Vorgänge laufen gleichzeitig und unabhängig voneinander, aufgrund verschiedener physikalischer Wechselwirkungen, ab. Die longitudinale Relaxation kommt aufgrund der Spin-Gitter-Wechselwirkungen und die transversale aufgrund der Spin-Spin-Wechselwirkungen zu Stande. Diese Zeiten spielen neben anderen Parametern (wie z.B. Protonendichte, Repetitionszeit, Echozeit...) eine wichtige Rolle bei der Entstehung des Kontrastes in einem MR- Bild. An dieser Stelle soll nun auf fach einschlägige Literatur verwiesen werden, welche diese Prozesse näher beschreibt- siehe [1], [2], [3].

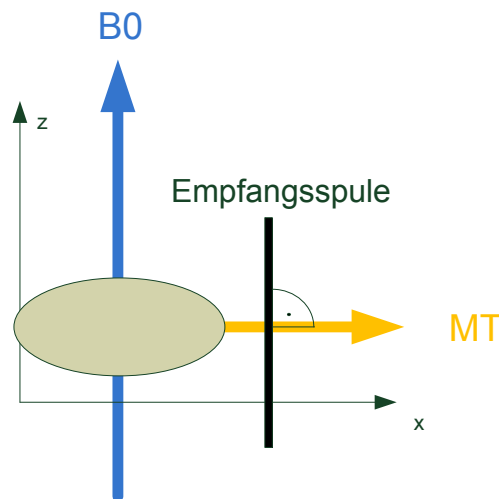


Abbildung 4: Schematische Darstellung der Orthogonalität der Quermagnetisierung zur Empfangsspule

### 2.1.2 Empfang des MR-Signals

Die Detektion des MR-Signals (der Quermagnetisierung  $M_T$ ) erfolgt mittels einer HF- Spule. Diese kann mit der Spule, welche das  $B_1$ - Feld erzeugt (der sogenannten Sendespule), identisch sein. Oft werden aber auch sogenannte „receive- only“- Spulen eingesetzt, also jene welche nur dem Empfang und nicht dem Senden von HF- Feldern dienen. Im Folgenden werden verschiedene Arten von HF- Spulen näher beschrieben, wobei der Schwerpunkt auf Oberflächenspulen gelegt wird. Grundsätzlich lassen sich folgende Arten von HF- Spulen unterscheiden:

- Volumenspulen
- Oberflächenspulen
- Phased- Arrays

#### 2.1.2.1 Volumenspulen

Diese Art von Spulen umgeben den darzustellenden Körperteil vollständig und können sowohl reine Empfangsspulen als auch eine Kombination aus Sende- und Empfangsspule sein. Zwei vielfach eingesetzte Volumenspulen sind z.B. die sog. „Saddle Coil“ sowie die „Birdcage Coil“. Weiters zählt auch die im MR- Tomographen integrierte „Body Coil“ zu dieser Art von Spulen. Die wichtigste Eigenschaft, auf welche bei der Entwicklung solcher Spulen geachtet werden sollte, ist die Homogenität des erzeugten Feldes. Die Homogenität

ist insofern wichtig, als es dadurch zu einer homogenen Anregung des Volumens und damit zu homogenen Flipwinkeln im Objekt kommt woraus ein gleichmäßiges Bild resultiert.

### 2.1.2.1.1 Birdcage Resonator

Wie oben erwähnt wurde, ist zur Anregung der Spins ein homogenes, zu  $B_0$  orthogonales, HF- Feld notwendig. Dieses lässt sich mit dem sogenannten Birdcage- Resonator erzeugen. Der Birdcage- Resonator besteht aus Schenkeln (engl.: rungs, legs, rods) welche in gleichmäßigem Abstand zueinander angeordnet und über zwei Endringe (engl.: end rings) verbunden sind (siehe Abbildung 5).



Abbildung 5: Birdcage-Resonator [16]

Die Schenkel selbst bilden mit den Endringen Induktivitäten und über Kapazitäten in den Schenkeln und/oder in den Endringen lässt sich die Resonanzfrequenz des Birdcage-Resonators einstellen. Je nach dem ob die Kapazitäten in den Schenkeln und/oder in den Endringen positioniert sind, ergeben sich unterschiedliche Verhaltensarten. Befinden sich Kapazitäten in den Schenkeln, so ergibt sich ein Tiefpass- und bei Positionierung in den Endringen ein Hochpassverhalten. Sind Endringe und Schenkel mit Kapazitäten belegt so ergibt sich ein Bandpassdesign (siehe Abbildung 6).

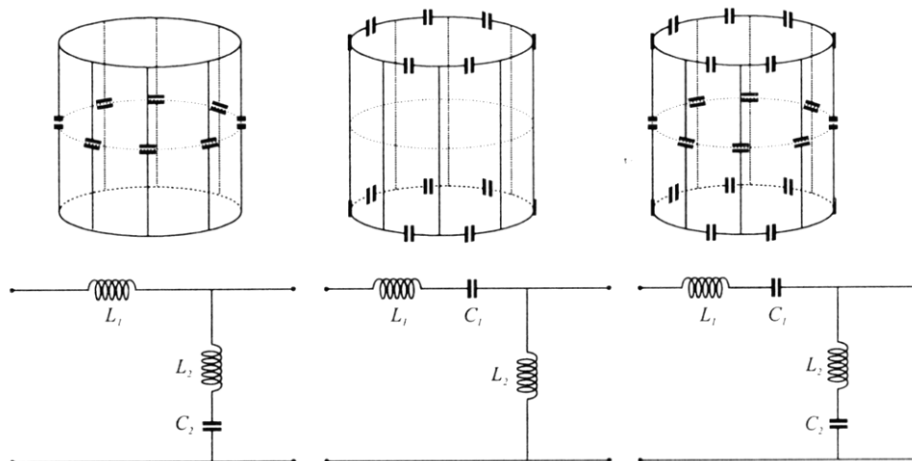
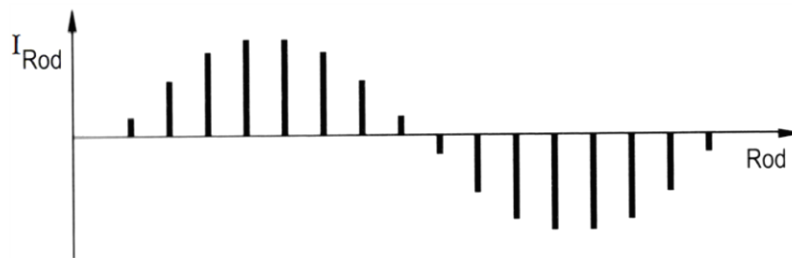


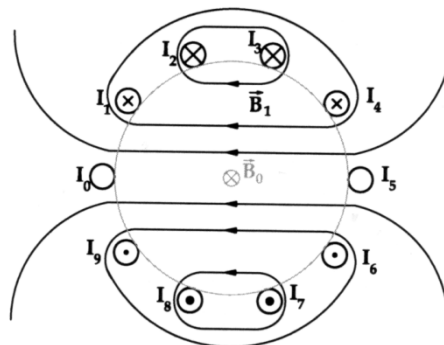
Abbildung 6: Tiefpass, Hochpass und Bandpass (v.l.n.r.) [16]

Um ein ideales homogenes transversales Magnetfeld im Inneren des Birdcages erzeugen zu können, müsste die radiale Stromverteilung in den Schenkeln exakt sinusoidal in Richtung  $B_0$  variieren und die Anzahl der Schenkel gegen unendlich gehen. Eine praktische Realisierung mit unendlich vielen Schenkeln ist natürlich nicht möglich und somit erzeugen realisierbare Birdcage-Resonatoren eine diskrete Approximation einer idealen Stromdichteverteilung (siehe Abbildung 7).



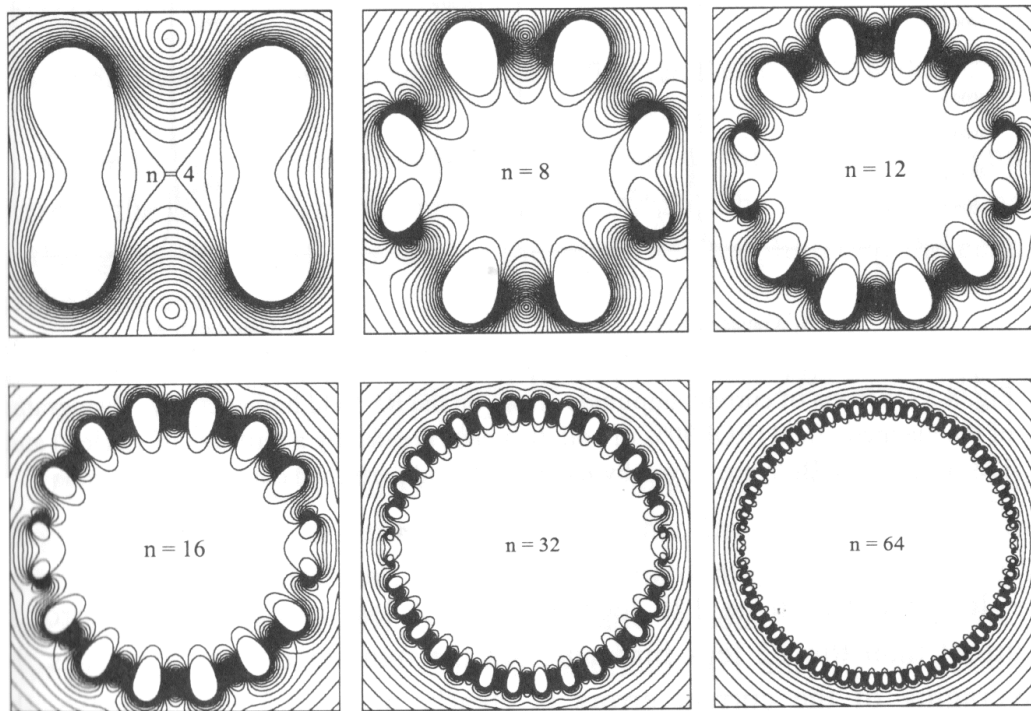
**Abbildung 7: Stromverteilung in den Schenkeln des Birdcage für N = 16 [2]**

Die sinusoidale Funktion wird sozusagen „gesampelt“ und die Homogenität des Birdcage-Resonators hängt somit von der Anzahl der Schenkel ab. Warum eine sinusoidale Funktion notwendig ist, wird in Abbildung 8 ersichtlich.



**Abbildung 8: Überlagerung der Magnetfelder erzeugt durch den Stromfluss in den Schenkeln [36]**

Die von den Schenkeln erzeugten Magnetfelder überlagern sich im Inneren des Resonators bei gewissen Frequenzen konstruktiv und erzeugen stationäre Zustände- die sogenannten Moden eines Birdcage-Resonators. Und für genau einen dieser Moden ergibt sich die optimale sinusoidale Verteilung des Stromes wodurch es zur Ausbildung eines homogenen Magnetfeldes im Inneren des Resonators kommt. In Abbildung 9 ist die Magnetfeldverteilung für verschiedene Anzahlen von Schenkeln dargestellt.



**Abbildung 9: Magnetfeld- Maps bei unterschiedlicher Anzahl an Schenkeln [16]**

Durch eine geeignete Ansteuerung zweier orthogonal zueinander liegenden Einspeisungspunkte kann der Birdcage- Resonator im sog. Quadraturmodus betrieben werden. Dabei erzeugt der Resonator ein zirkular- polarisiertes Magnetfeld, was im Send- und Empfangsfall Vorteile mit sich bringt. Im Sendefall reduziert sich die nötige Anregungsleistung auf die Hälfte gegenüber der Leistung im Linearbetrieb. Aufgrund der Orthogonalität der Einspeisungspunkte ergibt sich eine  $90^\circ$  Phasenverschiebung zwischen den empfangenen Signalen und die Rauschspannungen sind unabhängig von einander. Werden die empfangenen Signale über eine geeignete Phasenverschiebung zu einem Signal kombiniert, so erhöht sich die Rauschspannung um den Faktor  $\sqrt{2}$  und die Signalspannung des empfangenen Signals verdoppelt sich. Somit ergibt sich eine Erhöhung des Signal-Rausch-Verhältnisses um den Faktor  $\sqrt{2}$ .

### 2.1.2.2 Oberflächenspulen (Local Coils)

Oberflächenspulen (auch *local coils* genannt) sind Spulen welche dicht am Körper des zu untersuchenden Objektes angebracht und zur Untersuchung von oberflächennahen Strukturen eingesetzt werden. Die Verwendung dieser Art von Spulen bringt einige Vorteile mit sich. Unter anderem sind das ein hohes SNR in Spulennähe aufgrund der geringen Größe dieser Spulen, die hohe Sensitivität aufgrund des großen Füllfaktors (d.h. der

Sensitivitätsbereich der Spule ist so gut wie möglich mit dem Probenvolumen ausgefüllt) sowie die Möglichkeit der Kombination mehrerer Oberflächenspulen um ein größeres FOV abzudecken (siehe Phased-Arrays). Da das SNR proportional zum „effektiven Spulenvolumen“ ist, welches sich durch das Verhältnis aus Voxelvolumen zu Spulenvolumen ausdrücken lässt, resultiert aus einer geringen Spulengröße ein hohes SNR. Die einfachsten Oberflächenspulen sind planar und haben kreisförmige oder rechteckige Form. Weiters lassen sich die Spulen auch flexibel ausführen. Oberflächenspulen werden ausschließlich als „receive- only“ Spulen eingesetzt, da es im Sendefall nicht möglich ist ein weitreichend homogenes Magnetfeld zu erzeugen. Die im Tomographen integrierte Body Coil dient dann als Sendespule. Somit kombiniert man die Vorteile einer hohen Sensitivität und einer homogenen Anregung [16]. Das Magnetfeld (Flussdichte des Magnetfeldes) einer kreisförmigen Spule entlang ihrer zentralen Achse ist gegeben durch

$$B(z) = \mu_0 * \frac{I * R^2}{2\sqrt{(R^2 + z^2)^3}} \quad (6) [3]$$

mit den Größen

$B(z)$ ...Flussdichte des Magnetfeldes (in der Umgangssprache auch oft nur „Magnetfeld“ genannt) in einer Entfernung  $z$  vom Zentrum der Spule in  $\frac{Vs}{m^2}$  (Tesla)

$I$ ...Strom in der Spule in Ampere

$R$ ...Radius der kreisförmigen Spule in Meter

$\mu_0$ ...Permeabilitätszahl in Vakuum  $(4\pi * 10^{-7} \frac{Vs}{Am})$

Befindet man sich im Zentrum der Spule ( $x, y, z = 0$ ) so erkennt man lt. Formel 6, dass kleinere Spulen im Zentrum ein größeres Magnetfeld zur Folge haben als größere. Wie Abbildung 10 jedoch zeigt nimmt das Magnetfeld  $B_z$ , mit größerem Abstand  $z$  zum Zentrum hin, bei kleinen Spulen viel schneller ab als bei größeren Spulen. Im Sendefall ist dieses Feld also inhomogen.

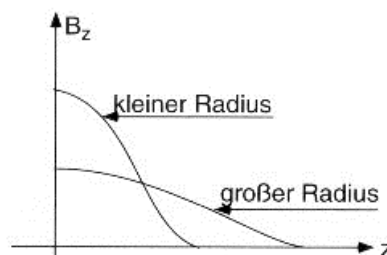


Abbildung 10: Flussdichteverlauf einer kreisförmigen Spule entlang ihrer zentralen Achse [3]



„Nach dem Reziprozitäts-Prinzip ist die Empfindlichkeit, mit der ein rotierendes magnetisches Moment im Raum von einer Spule detektiert wird, direkt proportional zu dem Feld, welches die Spule am gleichen Raumpunkt erzeugen würde, wenn man einen Strom einspeist“ [3]. Demnach ist auch die Sensitivität von Oberflächenspulen inhomogen über den gesamten Bereich.

Die Dimensionen von Oberflächenspulen hängen i.A. vom FOV und der nötigen Tiefe des Blickfeldes ab. Die Blicktiefe der Spule ist proportional zu ihrer Größe d.h. bei Rundspulen entspricht dies dem Durchmesser [5]. Ein sehr wichtiger Punkt welcher bei der Dimensionierung von Oberflächenspulen beachtet werden muss ist, dass das SNR mit zunehmender Größe der Spule schlechter (also geringer) wird. Die Ursache dessen liegt darin, dass durch das HF- Feld Wirbelströme in jedem leitfähigen Objekt erzeugt werden, wodurch es zur Erwärmung kommt. Diese Erwärmung wirkt wie eine ohm'sche Last in Serie zur Spuleninduktivität im Empfangskreis wodurch die Güte der Spule und somit auch das SNR abnimmt. Des Weiteren hat jede ohm'sche Last auch eine Rauschspannung zur Folge welche zum Gesamtrauschen im Empfänger wesentlich beiträgt. Daraus lässt sich nun folgender Schluss ziehen: Je kleiner der von der Spule „gesehene“ Bereich des zu untersuchenden Objektes ist, desto kleiner ist das Rauschen. Die Möglichkeit ein sehr gutes SNR zu erreichen ist auch der Grund dafür warum Oberflächenspulen zum Empfang von HF-Signalen eingesetzt werden, wo immer es auch möglich ist [3]. Beim Empfang sollte man also mit den kleinstmöglichen Spulen arbeiten welche sich mit den Anforderungen an das FOV und die Blicktiefe vereinbaren lassen [4]. Je größer der Radius, desto größer und tiefer ist das Blickfeld wodurch jedoch auch der Rauschbeitrag größer wird [3].

### **2.1.2.3 Phased- Arrays (Synergy Coils)**

Wie unter dem Punkt Oberflächenspulen schon beschrieben wurde, ist ein Phased- Array eine Kombination aus mehreren Oberflächenspulen. Dadurch lässt sich ein größeres FOV als mit einzelnen Oberflächenspulen abdecken und auch der Vorteil des sehr guten SNRs von Oberflächenspulen lässt sich nutzen. Ein weiterer sehr großer Vorteil ist die deutliche Verkürzung der Messzeit durch die Verwendung paralleler Imaging-Techniken wie z.B. SENSE (sensitivity encoding) oder SMASH (simultaneous acquisition of spatial harmonics) [5]. Ein Nachteil dieser Phased- Arrays ist jedoch der große technische Aufwand der sich bei der Konstruktion ergibt. Dieser große technische Aufwand betrifft vor allem die induktive

Entkopplung der Spulen des Arrays sowie die Tatsache, dass jede Spule einen eigenen Empfangskreis benötigt. In weiterer Folge müssen die Daten der verschiedenen Empfänger mittels spezieller Algorithmen zu einem Gesamtbild kombiniert werden. Wie unter Punkt 2.1.2.2 erwähnt wurde, weisen Oberflächenspulen ein inhomogenes Sensitivitätsprofil auf. Durch die Kombination ergibt sich ein „Gesamtsensitivitätsprofil“ für das gesamte Array.

In den Bereichen, wo das Phased- Array geringere Sensitivitäten aufweist, ergeben sich im Bild geringere Intensitäten als in den Bereichen höherer Sensitivität. In der Praxis wird diesem unerwünschten Effekt mittels einer Prescan- Normalisierung entgegengewirkt. Bei dieser Preprocessing- Methode werden vor der eigentlichen Bildakquisition zwei zusätzliche low- resolution scans durchgeführt. Ein Scan wird mit der, im Tomographen integrierten, Körperspule und ein Scan mit dem Phased- Array durchgeführt. Unter der Annahme, dass das Empfangsprofil der Körperspule homogen über den abzubildenden Bereich ist, wird das Empfangsprofil des Phased- Arrays auf das der Körperspule normalisiert. Bei der eigentlichen Bildakquisition wird das hochauflösende Bild des Phased- Arrays durch dessen normalisiertes Empfangsprofil dividiert, wodurch es zu einer Intensitätshomogenisierung im Bild kommt [41,42].

### 2.1.3 SNR

Im Folgenden werden die verschiedenen Einflussfaktoren auf das SNR einer Empfangsspule beschrieben. Während bei Sendespulen das Hauptaugenmerk auf die Homogenität des Feldes gerichtet wird, wird das Design von reinen Empfangsspulen auf ein möglichst hohes SNR in einer gewissen „region of interest“ (ROI) ausgelegt. Dieses hängt von mehreren Faktoren ab. Nach Hoult und Richards lässt sich das SNR für eine beliebige Spulengeometrie nach Formel 7 berechnen. Vorausgesetzt werden hierbei ein homogenes  $B_1$ - Feld im Probenvolumen und ein praktisch unendlicher Strahlungswiderstand. Hingegen sind die Widerstandserhöhung durch den Skin- Effekt sowie den Proximity- Effekt und die Rauschzahl des Vorverstärkers in der Formel berücksichtigt [37].

$$SNR = \frac{K(B_1)_{xy} V_S N \gamma \hbar^2 I(I+1)}{7.12 k T_S} * \sqrt{\frac{p}{F k T_C l \zeta \Delta f}} * \frac{\omega_0^{\frac{7}{4}}}{(\mu \mu_0 \rho)^{\frac{1}{4}}} \quad (7) [37]$$

Die Faktoren  $K(B_1)_{xy}$ ,  $p$  und  $l$  sind nur von der Spulengeometrie abhängig. Diese Faktoren beschreiben das effektive Feld im Probenvolumen, den Umfang und die Länge des Leiters.

$K(B_1)_{xy}$ ... Effektives Feld im Probenvolumen

$p$ ...Umfang des Leiters

$l$ ...Länge des Leiters

$\mu$ ...Permeabilität des Leiters

F...Rauschzahl des Vorverstärkers

$\rho$ ...Spezifischer Widerstand des Leitermaterials ( $\rho = f(T_C)$ )

$T_C$ ...Temperatur der Empfangsspule

$T_S$ ...Temperatur der Probe

$\zeta$ ...Proximityfaktor

$V_S$ ...Probenvolumen

$N$ ...Spindichte

$\gamma$ ...Gyromagnetisches Verhältnis

$I$ ...Spinquantenzahl

$k$ ...Boltzmannkonstante

$\Delta f$ ...Bandbreite

Aus der Formel ist zu erkennen, dass das SNR mit  $\omega_0^{\frac{7}{4}}$  zunimmt. Je größer das  $B_0$ -Feld desto größer ist nach Formel 4 die Längsmagnetisierung  $M_0$  und auch  $\omega_0$  wodurch das Signal zunimmt. Ein weiterer Faktor, mit welchem sich das SNR beeinflussen lässt, ist die Temperatur der Empfangsspule. Kühlt man die Spule so lässt sich das SNR steigern. Eine weitere SNR-Erhöhung wäre auch durch eine Kühlung der Probe möglich, was aber in vivo nicht möglich ist.

In weiterer Folge lässt sich das SNR aber auch durch die verschiedenen Parameter bei der Bildakquisition beeinflussen. Somit lässt es sich durch die Bildparameter (wie TE, T1, T2 usw.), die Anzahl der Phasenkodierungen, der Samples pro Messung sowie der Zahl der Mittelungen (NSA) beeinflussen [3]. Das SNR ist proportional zur Wurzel aus der Anzahl von Messungen. Erhöht man die Anzahl der Mittelungen, so erhöht sich das SNR aber auch die Messzeit. Bei gewissen MR-Systemen lässt sich auch die Bandbreite (=Spektrum der Spinfrequenzen) vom Bediener selbst einstellen. Vermindert man bei der Bildgebung die Bandbreite erhöht man das SNR aber auch die Anfälligkeit für Chemical-Shift und Bewegungsartefakte. Des Weiteren hat auch die Auflösung Einfluss auf das SNR. Je kleiner die Voxelgröße ist, desto geringer ist das SNR (da weniger Signal aus weniger Volumen

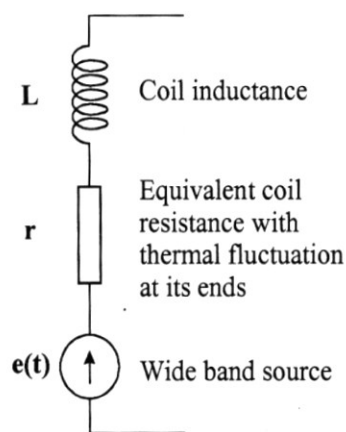
resultiert). Die Auflösung ist eng mit der Pixelgröße und somit der Matrixgröße bzw. der Größe des FOV's verknüpft [1]. Erhöht man die Auflösung (entspricht einer Verkleinerung des Voxelvolumens) so muss man der SNR- Reduktion durch eine Erhöhung der Anzahl von Mittelungen entgegenwirken, was jedoch wiederum in einer längeren Messzeit resultiert.

## 2.2 Komponenten einer „Receive- Only- Coil“

In diesem Abschnitt werden die theoretischen Aspekte der verschiedenen Komponenten einer „receive- only“- Oberflächenspule näher beschrieben.

### 2.2.1 Empfangsspule und Verlustmechanismen

Im einfachsten Fall besteht die Empfangsspule aus einer einzigen Leiterschleife. Als Leitermaterial wird meist Kupfer oder Silber verwendet. Bei Verwendung von Silber muss darauf geachtet werden, dass es nicht mit anderen Metallen, wie z.B. Nickel, versetzt ist. Eine einfache Leiterschleife aus Kupfer kann durch das in Abbildung 11 dargestellte Ersatzschaltbild dargestellt werden.



**Abbildung 11: Ersatzschaltbild der Leiterschleife [16]**

Hierbei stellt L die Selbstinduktivität, R den ohm'schen Widerstand und e(t) die induzierte Spannung in der Leiterschleife dar. Bevor auf das Zustandekommen der ohm'schen Verluste eingegangen wird soll zunächst das Reziprozitätstheorem von Houtl erörtert werden. Dieses besagt nämlich, dass Spulen in Gebieten in denen sie ein starkes Sendefeld aufweisen, auch empfindliche Empfänger sind [21]. Somit kann gesagt werden, dass Verlustmechanismen im Sendefall Rauschquellen im Empfangsfall darstellen [22]. Der ohm'sche Widerstand ergibt sich nun aufgrund mehrerer Mechanismen. Zum Einen besitzt jede Leiterbahn bzw. jedes Leitungsstück einen ohm'schen Widerstand (Gleichstromwiderstand) welcher sich nach Formel 8, dem Gesetz von Pouillet, ergibt und von der Geometrie, der Temperatur ( $\rho$  ist temperaturabhängig) sowie dem Material abhängig ist.

$$R_{DC} = \frac{\rho \cdot l}{A} \quad (8) [17]$$

$\rho$  ...spezifischer Widerstand des Materials in  $\Omega\text{m}$

$l$ ...Länge des Leiters in m

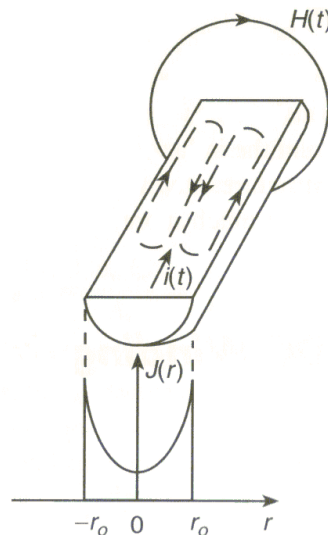
$A$ ...Leiterquerschnitt in  $m^2$

Zum Anderen tragen bei hohen Frequenzen der Skin- Effekt und der Proximity- Effekt zu einer Vergrößerung der ohm'schen Verluste bei (Wechselstromwiderstand). Diese Effekte verursachen eine ungleichförmige Stromdichte im Leiter und zählen zu den Wirbelstromeffekten. Inklusive den Strahlungsverlusten werden sie zusammenfassend als Spulenverluste bezeichnet. Weitere Verlustmechanismen welche den ohm'schen Widerstand erhöhen und somit Rauschquellen darstellen sind die sog. magnetischen und elektrischen Verluste [16]. Diese treten aufgrund der Interaktionen mit dem Gewebe des Messobjektes auf und werden in der Literatur als Gewebeverluste angeführt. Folgend werden die verschiedenen Effekte genauer beschrieben.

### 2.2.1.1 Skin Effekt

Befindet sich ein Leiter in einem magnetischen Wechselfeld so wird in diesem Leiter ein E-Feld induziert. Durch dieses werden in weiterer Folge in sich geschlossen Stromlinien erzeugt- die sogenannten Wirbelströme [6]. Diese sind so gerichtet, dass sie gemäß der Lenz'schen Regel ihrer Ursache entgegenwirken und somit ein Magnetfeld erzeugen, welches dem induzierenden Magnetfeld entgegenwirkt (dieser Effekt findet z.B. bei der Wirbelstrombremse Verwendung) [12]. Wirbelströme können sehr groß werden und sehr viel Wärme erzeugen wodurch sie zu den ohm'schen Verlusten beitragen [13].

In einem wechselstromdurchflossenen Leiter ergibt sich der Skin- Effekt aufgrund des magnetischen Wechselfeldes, das durch den Wechselstrom im Leiter erzeugt wird. Dieses magnetische Wechselfeld induziert im Leiter Wirbelströme, welche wiederum so gerichtet sind, dass sie dem verursachenden Magnetfeld entgegenwirken. Wie in Abbildung 12 zu sehen ist kommt es aufgrund der Richtung der Wirbelströme zur Aufhebung des Stromflusses im Zentrum des Leiters und zur Verlagerung dessen an die Oberfläche. Die Größe der Stromdichte ist somit an der Oberfläche des Leiters am größten und nimmt zum Zentrum hin exponentiell ab.



**Abbildung 12: Stromdichteverteilung aufgrund des Skin-Effekts [14]**

Nach Gleichung (9) und (10) ergeben sich eine Vergrößerung der Stromdichte  $J_{(r_o)}$  an der Oberfläche ( $J_{(r_o)} \propto \sqrt{f}$ ) und eine Verringerung der Skintiefe  $\delta_{Cu}$  mit steigender Frequenz ( $\delta_{Cu} \propto \frac{1}{\sqrt{f}}$ ). Die Skintiefe  $\delta_{Cu}$  beschreibt den Abstand von der Leiteroberfläche bei der die Amplitude der Stromdichte auf 37% des Wertes an der Leiteroberfläche abfällt. Dadurch verringert sich der effektiv stromführende Leiterquerschnitt wodurch der Wechselstromwiderstand größer wird als der Gleichstromwiderstand.

$$J_{(r_o)} = H_m \sqrt{2\pi f \mu_r \mu_0 \sigma_{Cu}} \quad (9) [14]$$

$H_m$ ...Magnetische Feldstärke auf der Leiteroberfläche in  $\frac{A}{m}$

$\sigma_{Cu}$ ...Leitfähigkeit von Kupfer ( $\sigma_{Cu} = 4.97 \cdot 10^7 \frac{S}{m}$ )

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \mu_r \mu_0 f}} \quad (10) [14]$$

$\rho_{Cu}$ ...Leitfähigkeit von Kupfer ( $\rho_{Cu} = 4.97 \cdot 10^7 \frac{S}{m}$ )

Ist die Skintiefe  $\delta_{Cu} > d$  (Durchmesser des Leiters), so kann der Skin- Effekt vernachlässigt werden und der Wechselstromwiderstand ist näherungsweise gleich dem Gleichstromwiderstand. Der Skin- Effekt führt bei hohen Frequenzen somit zu einer ungleichförmigen Verteilung der Stromdichte, einer Zunahme des Wechselstromwiderstandes (siehe Gleichung 11), einer Zunahme der Verlustleistung (Wärme) sowie einer Reduktion der Induktivität (siehe Gleichung 12). Der Skin- Effekt verändert die Stromdichteverteilung, jedoch nicht den Gesamtstrom durch den Leiter [14].

$$R_{SE} = \frac{l_{Cu}}{d} \sqrt{\frac{\mu_0 \rho_{Cu} f}{\pi}} \quad (11) [14]$$

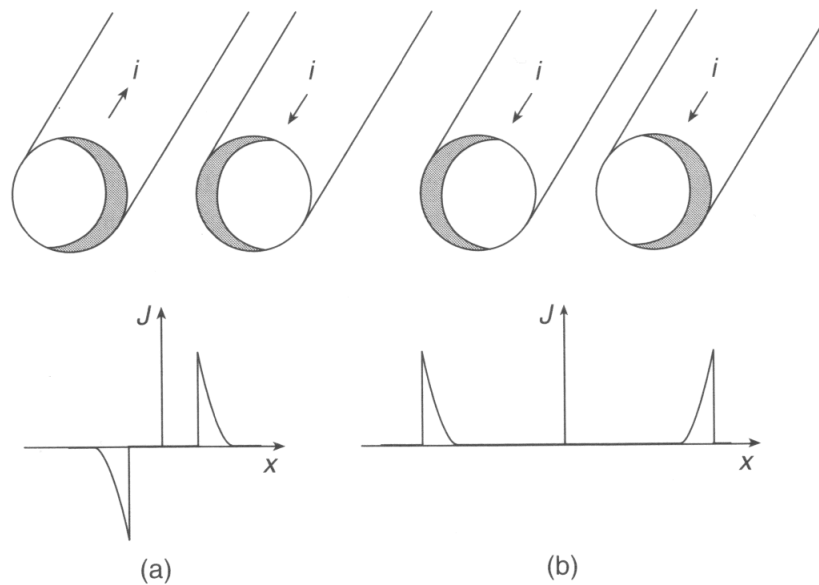
$$L_{HF} \approx \frac{l_{Cu}}{4\pi r_0} \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0 \rho_{Cu}}{\pi f}} \quad (12) [14]$$

$l_{Cu}$ ...Länge der Leitung in m

### 2.2.1.2 Proximity- Effekt

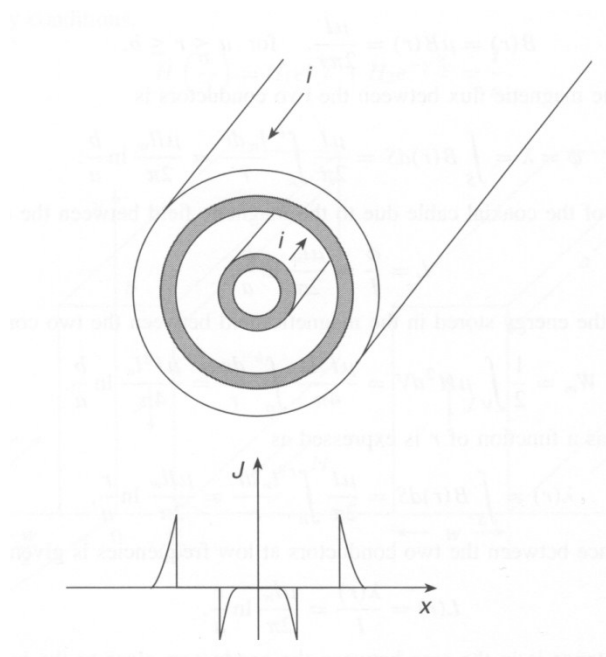
Der Proximity- Effekt tritt aufgrund der Nähe zwischen wechselstromführenden Leitern auf. Die Wechselströme in den Leitern erzeugen jeweils ein magnetisches Wechselfeld und induzieren in den benachbarten Leitern wiederum Wirbelströme. Wirbelströme werden in den benachbarten Leitern, unabhängig davon ob diese Strom führen oder nicht, induziert. Führt ein Leiter Strom so addieren sich die vom Proximity- Effekt erzeugten Wirbelströme und die vom Skin- Effekt erzeugten Wirbelströme zum Gesamtwirbelstrom. Fließt kein Strom durch den Leiter so werden nur die Wirbelströme des Proximity- Effektes induziert. Dieser Effekt ist ähnlich dem Skin- Effekt jedoch mit dem Unterschied, dass er von benachbarten Leitern hervorgerufen wird. Jeder Leiter ist seinem magnetischen Wechselfeld sowie dem magnetischen Wechselfeld der benachbarten Leiter ausgesetzt. Diese magnetischen Wechselfelder überlagern sich konstruktiv oder destruktiv. Der hochfrequente Wechselstrom wird sich im Leiter dort konzentrieren, wo die magnetischen Felder einander konstruktiv überlagern und die größte Stromdichte auftritt (Zusammenhang zwischen der Stromdichte und der magnetischen Feldstärke ist durch das Gesetz von Biot-Savart gegeben). Wie in Abbildung 13a zu sehen ist, addieren sich die magnetischen Felder zweier gegensinnig stromdurchflossener Leiter in der Mitte beider Leiter, wohingegen die magnetischen Felder zweier gleichsinnig stromdurchflossener Leiter in der Mitte destruktiv interferieren (Abbildung 13b).





**Abbildung 13: Auswirkungen des Proximity Effektes auf die Stromdichteverteilung in zwei parallelen Leitern bei hohen Frequenzen [14]**

Eine konstruktive Überlagerung tritt somit auch in Koaxialkabeln auf. In diesen führen der innere und der äußere Leiter den gleichen Strom in entgegengesetzter Richtung. Bei hohen Frequenzen konzentriert sich der Stromfluss des Innenleiters an der Oberfläche aufgrund des Skin- Effektes. Der Strom im Außenleiter konzentriert sich an der Innenseite des Leiters aufgrund des Proximity- Effektes. Dabei verhält sich der äußere Leiter wie ein Schirm [14]. Dieses Verhalten ist in Abbildung 14 dargestellt.



**Abbildung 14: Auswirkungen des Proximity Effektes auf die Stromdichteverteilung in einem Koaxialkabel bei hohen Frequenzen [14]**

Der Proximity- Effekt und der Skin- Effekt reduzieren somit die Fähigkeit eines Leiters, hochfrequente Ströme zu führen, da sie beide zu einer ungleichförmigen Stromdichteverteilung führen und somit den Wechselstromwiderstand erhöhen. An dieser Stelle sollte erwähnt werden dass sich eine analytische Berechnung der Widerstandserhöhung durch den Proximity- Effekt nur unter bestimmten Randbedingungen über Bessel'sche Differentialgleichungen durchführen lässt. Der Proximity- Effekt dominiert gegenüber dem Skin- Effekt in Spulen bzw. Wicklungen welche mehrschichtig aufgebaut sind. Erhöht man den Abstand zwischen den stromführenden Leitern so kann man die Verluste durch den Proximity- Effekt verringern. Bei niedrigen Frequenzen (d.h. wenn  $\delta_{Cu} > d$ ) können die beiden Effekte vernachlässigt werden. Bei „single- layer Spulen“ (z.B. einfache Luftspulen) tritt der Proximity- Effekt nicht auf und der Wechselstromwiderstand bei hohen Frequenzen wird nur durch den Skin- Effekt bestimmt [14].

### 2.2.1.3 Strahlungsverluste

#### 2.2.1.3.1 Antenneneffekt

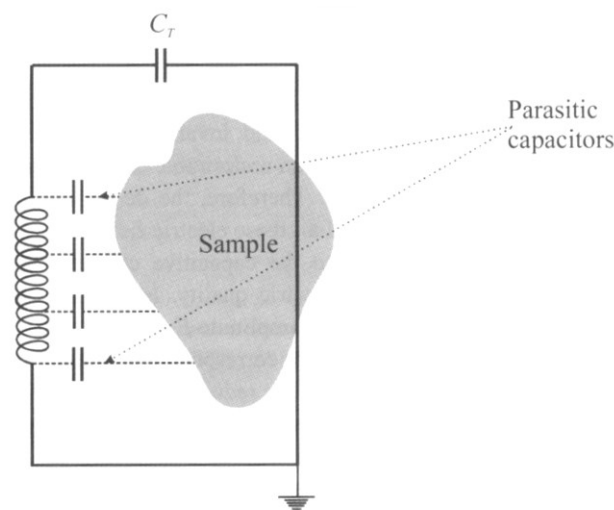
Der Antenneneffekt kommt dann zum tragen, wenn die elektrische Länge gegenüber der Wellenlänge nicht klein genug ist. Die Bedingung gilt als erfüllt wenn die Leiterlänge  $> \frac{\lambda}{10}$  ist [16]. Bei längeren Leitern wirkt die Spule selbst als Antenne und gibt Energie an die Umgebung ab. Das bedeutet nun auch, dass die Spule im Empfangsfall externe Störsignale aus fernerer Umgebung aufnehmen kann [15]. Der Antenneneffekt führt zu einer Verringerung der Güte der Spule, da hierbei die magnetischen Verluste in leitfähigen Materialien und die elektrischen Verluste in Dielektrika der Umgebung zum Tragen kommen und somit der ohm'sche Widerstand erhöht wird [16]. Die empfangene Energie verbleibt hierbei nicht in der Spule sondern wird teilweise in die Probe und die Umgebung abgestrahlt. Dort werden wiederum Wirbelströme und Verschiebungsströme erzeugt, welche dem System Energie entziehen. Für eine elektrisch kleine Oberflächenspule beliebiger Form lässt sich der Strahlungswiderstand nach Formel 13 bestimmen.

$$R_{SV} = 20(\omega^2 \mu \epsilon * S)^2 \quad (13) [23]$$

Hierbei stellt  $S$  die von der Spule eingeschlossene Oberfläche dar. Somit ist  $R_{SV} \propto \omega^4$  und  $S^2$ . Somit gewinnen die Strahlungsverluste bei immer höheren Frequenzen immer mehr an Einfluss. Diese Strahlungsverluste können durch ein sog. TEM- Spulendesign minimiert werden, auf welches hier aber nicht eingegangen wird [23].

#### 2.2.1.4 Elektrische Verluste und magnetische Verluste

Durch Beladung der Empfangsspule mit der Probe entstehen zwischen der Probe und der Spule parasitäre Kapazitäten (siehe Abbildung 15). Durch große Potentialunterschiede zwischen Teilen der Empfangsspule und der Beladung entstehen elektrische Wechselfelder in der Probe [16].



**Abbildung 15: Parasitäre Kapazitäten zwischen Probe und Empfangsspule [16]**

Die Probe kann durch eine Kapazität mit einer gewissen Dielektrizitätszahl modelliert werden. Biologische Proben bestehen aus Wasser und Ionen wie z.B. Natrium, Kalium und Chlorid. Sie wirken einerseits als leitfähiges Material und andererseits als Dielektrikum. Die magnetischen Verluste entstehen im leitfähigen Teil der Probe. Dort werden durch das magnetische Wechselfeld Wirbelströme induziert, welche deren Ursache entgegenwirken und somit einen schwächenden Effekt gegenüber dem äußeren Feld (im Sendefall das  $B_1$ -Feld der Sendespule und im Empfangsfall das von der Probe abgestrahlte elektromagnetische Feld in Folge der Quermagnetisierung) zu Folge haben. Dadurch ergeben sich im Sende- u. Empfangsfall Inhomogenitäten in der Probe.

Die elektrischen Verluste entstehen in den dielektrischen Teilen der Probe wobei Verschiebungsströme entstehen. Verschiebungsströme sind Änderungen des elektrischen

Flusses und finden ihre Ursache, nach dem Maxwell- Ampere'schen Gesetz, in der Änderung des elektrischen Feldes  $E$  bzw. der elektrischen Flussdichte  $D$  (siehe Formel 14 und 15).

$$\nabla \times \frac{B_1}{\mu} = \sigma_{\text{Gewebe}} E + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (14) [23]$$

$$\frac{\partial D}{\partial t} = \frac{\partial \varepsilon_{\text{Gewebe}} E}{\partial t} = j\omega \varepsilon_{\text{Gewebe}} E \quad (15) [23]$$

Aus diesen beiden Gleichungen ergibt sich

$$\nabla \times \frac{B_1}{\mu} = (\sigma_{\text{Gewebe}} + j\omega \varepsilon_{\text{Gewebe}}) E \quad (16) [23]$$

Die darin enthaltenen Komponenten spiegeln die Wirbelstromdichte  $J_W$  und die Verschiebungsstromdichte  $J_V$  wider.

$$J_W = \sigma_{\text{Gewebe}} E \quad (17) [23]$$

$$J_V = j\omega \varepsilon_{\text{Gewebe}} E \quad (18) [23]$$

Wird die elektrische Feldstärke  $E$  über das elektrische Skalarpotential sowie über das magnetische Vektorpotential ausgedrückt so ergibt sich eine lineare Proportionalität zwischen der Wirbelstromdichte und der Frequenz und eine quadratische Frequenzabhängigkeit der Verschiebungsstromdichte.

$$J_W \propto \omega \quad (19) [23]$$

$$J_V \propto \omega^2 \quad (20) [23]$$

Da die Probe als Kondensator mit einer gewissen relativen Dielektrizitätszahl modelliert werden kann, werden deren dielektrische Verluste durch den Verlustfaktor  $\tan \delta$  beschrieben [22]. Der Verlustfaktor  $\tan \delta$  ist eine Materialgröße welche von den Polarisations- und Leitfähigkeitsverlusten bestimmt wird. Für einen Körper mit diesen Verlusten wird angenommen, dass die Polarisation  $P$  dem elektrischen Feld  $E$  verzögert folgt. Diese Verzögerung äußert sich im Wechselfeld durch eine Phasenverschiebung zwischen der elektrischen Verschiebungsdichte  $D$  und dem elektrischen Feld  $E$ . Diese

Phasenverschiebung wird durch die komplexe Dielektrizitätszahl beschrieben (siehe Formel 21).

$$\varepsilon_{\text{Gewebe}}^* = \varepsilon_{\text{Gewebe}}' - j\varepsilon_{\text{Gewebe}}'' \quad (21) [25]$$

Der Realteil entspricht dabei der üblichen relativen Dielektrizitätszahl. Der Imaginärteil kann mit den Polarisationsverlusten in Verbindung gebracht werden. Wie auch mit dem Maxwell-Ampere'schen Gesetz beschrieben wurde, setzt sich die Gesamtstromdichte im Dielektrikum aus der Leitungsverluststromdichte (Wirbelstromverluste) und der Polarisationsverluststromdichte (Polarisationsverluste) zusammen (siehe Formel 22). Somit ergibt sich für den Gesamtverlustfaktor im Dielektrikum

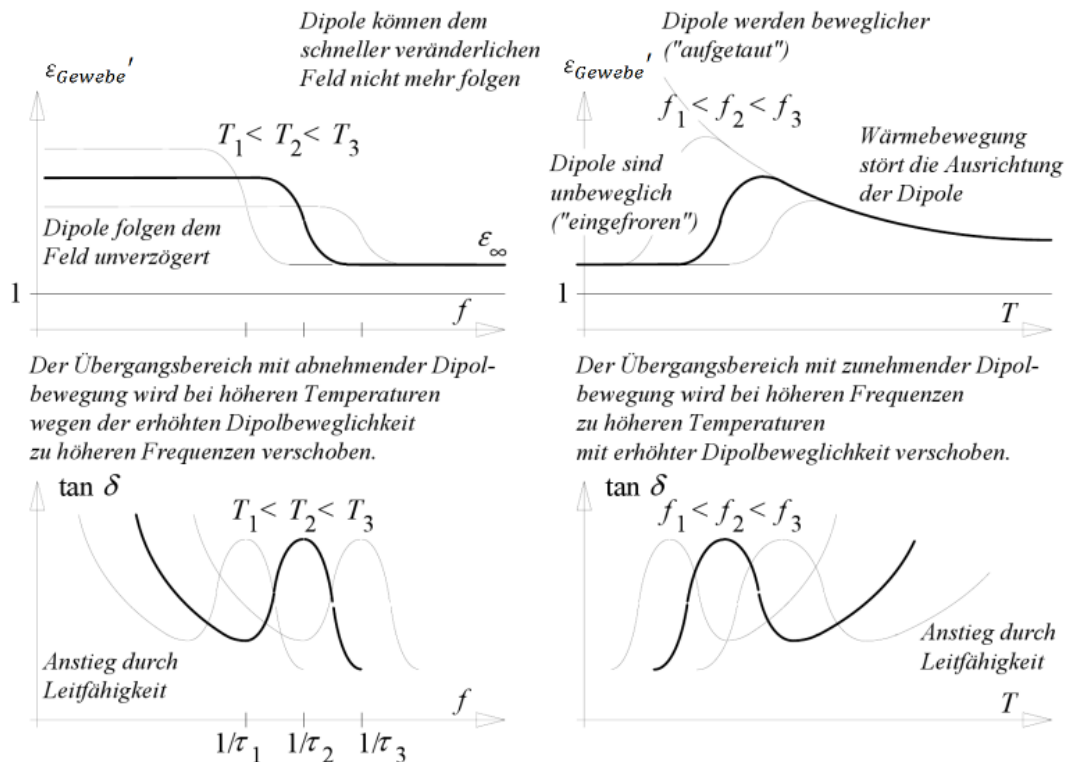
$$\tan \delta = \tan \delta_L + \tan \delta_{\text{Pol}} = \frac{\sigma_{\text{Gewebe}} + \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{Gewebe}}''}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{Gewebe}}'} \quad (22) [25]$$

Wobei für  $\tan \delta_L$  und  $\tan \delta_{\text{Pol}}$  die Formeln 23 und 24 gelten.

$$\tan \delta_L = \frac{\sigma_{\text{Gewebe}}}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{Gewebe}}'} \quad (23) [25]$$

$$\tan \delta_{\text{Pol}} = \frac{\varepsilon_{\text{Gewebe}}''}{\varepsilon_{\text{Gewebe}}'} \quad (24) [25]$$

Der Verlustfaktor  $\tan \delta$  und die Dielektrizitätszahl  $\varepsilon_{\text{Gewebe}}'$  sind temperatur- und frequenzabhängig. Die Frequenz- und Temperaturabhängigkeiten sind in Abbildung 16 zusammenfassend dargestellt. In dieser Abbildung ist  $\varepsilon_{\text{Gewebe}}' = \varepsilon_r'$ .



**Abbildung 16: Frequenz- und Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors und der Dielektrizitätszahl [25]**

Wie oben erwähnt stellen Verlustmechanismen im Sendefall Rauschquellen im Empfangsfall dar. Somit wirken sich diese Effekte auch im Empfangsfall aus.

#### 2.2.1.4.1 Orientierungspolarisation und induzierte Polarisation

Wasser ist ein permanenter Dipol. Verbinden sich Atome, welche sich in ihrer Elektronegativität nur wenig unterscheiden, unter Bildung einer Atombindung, so sind die Bindungselektronen symmetrisch im Raum zwischen und um diese Atome verteilt. Unterscheiden sich die Bindungspartner jedoch stark in ihrer Elektronegativität, so wird die Verteilung der bindenden Elektronen unsymmetrisch. Das elektronegativere Element zieht das bindende Elektronenpaar stärker an sich wodurch der Schwerpunkt der positiven Ladung (+Q) und der der negativen Ladung (-Q) nicht zusammenfällt- die Bindung ist polarisiert und besitzt ein Dipolmoment  $p$  [20]. Dieses kann über Formel 25 berechnet werden.

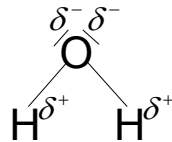
$$p = Q * d \quad (25) [13]$$

$p$  ... Dipolmoment in  $As * m$  (Coulomb \* Meter)

$Q$  ... Ladung in Coulomb

$d$  ... Abstand zwischen den Ladungen in Meter

Populärstes Beispiel für ein Dipolmolekül ist das Wassermolekül. Dabei bilden die Sauerstoffatome die negativen Ladungsschwerpunkte und das Wasserstoffatom den positiven Ladungsschwerpunkt (siehe Abbildung 17).



**Abbildung 17: Wassermolekül mit positiven und negativen Partialladungen**

Unter Einwirkung eines elektrischen Wechselfeldes (welches über die Maxwellgleichungen mit dem magnetischen Wechselfeld in Verbindung steht) richten sich die Dipolmoleküle im Takt des Wechselfeldes aus. Diese Art der Polarisierung wird Orientierungspolarisation genannt [24]. Durch intermolekulare Reibungen zwischen den Dipolmolekülen entsteht Wärme welche beim Empfang eine weitere Rauschspannung darstellt.

Ein weiterer Polarisierungseffekt entsteht durch die Induktion von Dipolen. Dabei werden die Ladungsschwerpunkte durch das äußere elektrische Feld getrennt und sind nicht permanent vorhanden. Dabei schwingt die Elektronenhülle um den, als ortsfest (aufgrund des Massenverhältnisses von Proton zu Elektron) angesehenen Atomkern [24].

Die quantitative Größe, welche die Polarisierung beschreibt, wird auch Polarisierung  $P$  genannt und ergibt sich aus dem Quotienten aus Dipolmoment und Volumen [24]. Das im Dielektrikum durch Polarisierung erzeugte elektrische Feld hat die Stärke

$$E_{pol} = \frac{P}{\epsilon_0} \quad (26) [24]$$

$P$  ... Polarisierung in  $\frac{As}{m^2}$

$\epsilon_0$  ... elektrische Feldkonstante  $\left( \epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm} \right)$

$E_{pol}$  ... elektrische Feldstärke in  $\frac{V}{m}$

Somit ergibt sich das resultierende Elektrische Feld im Dielektrikum aus Formel 27.

$$E = E_0 - E_{pol} = E_0 - \frac{P}{\epsilon_0} \quad (27) [24]$$

$E_0$  ... elektrische Feldstärke im Vakuum in  $\frac{V}{m}$

Die Wirkung der unterschiedlichen Polarisationsmechanismen ist immer dieselbe- es entsteht ein zusätzliches elektrisches Feld aus der Überlagerung vieler Dipole, welches dem äußeren Feld entgegen gerichtet ist und es somit schwächt [25].

Somit ergibt sich der gesamte Widerstandsbeitrag zu

$$R_{Ges} = R_{DC} + R_{SE} + R_{PE} + R_{SV} + R_{EL} + R_{Mag} \quad (28) [23]$$

$R_{DC}$ ...Widerstandsbeitrag durch den Gleichstromwiderstand

$R_{SE}$ ...Widerstandsbeitrag durch den Skin-Effekt

$R_{PE}$ ...Widerstandsbeitrag durch den Proximity-Effekt

$R_{SV}$ ...Widerstandsbeitrag durch die Strahlungsverluste

$R_{EL}$ ...Widerstandsbeitrag durch elektrische Verluste

$R_{Mag}$ ...Widerstandsbeitrag durch magnetischen Verluste

### 2.2.1.5 Magnetische Suszeptibilität

Ein weiterer wichtiger Punkt, der hier angesprochen werden sollte, ist die Auswirkung verschiedener Materialien in einem Magnetfeld. Die Auswirkungen hängen von deren magnetischer Suszeptibilität ab. Wird Materie in ein Magnetfeld gebracht so ändert sich die magnetische Flussdichte um den Faktor

$$\mu_r = \frac{B_M}{B_O} \quad (29) [6]$$

$B_M$  ... Flussdichte mit Materie (in Tesla)

$B_O$  ... Flussdichte ohne Materie (in Tesla)

welcher als Permeabilitätszahl bekannt ist. Die Differenz aus den Flussdichten mit und ohne Materie wird magnetische Polarisation  $J$  genannt.

$$J = B_M - B_O \quad (30) [6]$$

Kombiniert man nun Gleichung 29 und 30 so ergibt sich

$$J = (\mu_r - 1) * B_O \quad (31) [6]$$

wobei der Faktor  $(\mu_r - 1)$  die magnetische Suszeptibilität  $\chi_m$  darstellt [6].



$$\chi_m = \frac{J}{B_0} \quad (32) [6]$$

Die magnetische Suszeptibilität beschreibt somit das Verhältnis aus magnetischer Polarisation  $J$ , welche durch das Einbringen von Materie in ein Magnetfeld hervorgerufen wird, zur Flussdichte  $B_0$  ohne Materie [6]. Für diamagnetische Stoffe gilt  $0 \leq \mu_r < 1$  wodurch sich für die magnetische Suszeptibilität ein leicht negativer Wert ergibt. Somit ist aus Formel 36 ersichtlich, dass es beim Einbringen von diamagnetischen Stoffen ( $\chi_m < 0$ ) zu einer Abnahme der Flussdichte kommt. Daraus resultiert eine lokale Magnetfeldinhomogenität mit einer korrespondierenden nichtlinearen Verteilung der Resonanzfrequenzen was bei der Bildrekonstruktion zu einer örtlichen Fehlzuordnung führt (Suszeptibilitätsartefakte), da der Rekonstruktionsalgorithmus von einem linearen Zusammenhang zwischen Resonanzfrequenz und Ortszuordnung ausgeht (zur Ortskodierung wird ein linearen Gradient verwendet) [7]. Dasselbe Phänomen ergibt sich natürlich beim Einbringen von Para- und Ferromagnetischen Stoffen, mit dem Unterschied dass die Flussdichte im Bereich der Materie lokal verstärkt wird.

**Tabelle 1: Einteilung des Magnetismus nach Vorzeichen und Größe der magnetischen Suszeptibilität [10]**

Typ	$\chi_m$			$\mu$
Diamagnetische Stoffe	< 0	$\neq f(B)$	$\neq f(T)$	< 1
Paramagnetische Stoffe	> 0	$\neq f(B)$	$\neq f(T)$	> 1
Ferromagnetische Stoffe	$\gg 0$	$= f(B)$	$= f(T)$	$\gg 1$

Je nach dem wie groß der Wert der magnetische Suszeptibilität für ein Material ist, ergeben sich unterschiedliche Auswirkungen. Tabelle 2 stellt eine Liste wichtiger dia-, para- und ferromagnetischer Stoffe mit deren magn. Suszeptibilität dar.

Tabelle 2: Magnetische Suszeptibilität von einigen wichtigen Stoffen [6], [8], [9], [11]

Stoff	Magnetische Suszeptibilität $\chi_m$
Stickstoff (N)	$-8.60 * 10^{-9}$
Kohlendioxid (CO <sub>2</sub> )	$-1.19 * 10^{-8}$
Kupfer (Cu)	$-9.65 * 10^{-6}$
Wasser (H <sub>2</sub> O)	$-9.03 * 10^{-6}$
Gold (Au)	$-2.9 * 10^{-5}$
Silber (Ag)	$-2.4 * 10^{-5}$
Zinn (Sn) ( $\alpha$ -Zinn)	$-2.30 * 10^{-5}$
Zink (Zn)	$-1.56 * 10^{-5}$
Natriumchlorid (NaCl)	$-1.39 * 10^{-5}$
Zinn (Sn) ( $\beta$ -Zinn)	$2.40 * 10^{-6}$
Sauerstoff (g)	$1.86 * 10^{-6}$
Titan (Ti)	$18.1 * 10^{-5}$
Aluminium (Al)	$2.08 * 10^{-5}$
Palladium (Pd)	$8 * 10^{-4}$
Chrom (Cr)	$2.78 * 10^{-4}$
Platin (Pt)	$2.57 * 10^{-4}$
Molybdän (Mo)	$1.2 * 10^{-4}$
Sauerstoff (l)	$3.63 * 10^{-3}$
Eisen (Fe), Nickel (Ni), Kobalt (Co), Legierungen: AlNiCo, NiFeCo (Mumetall), Permalloy	ferromagnetisch

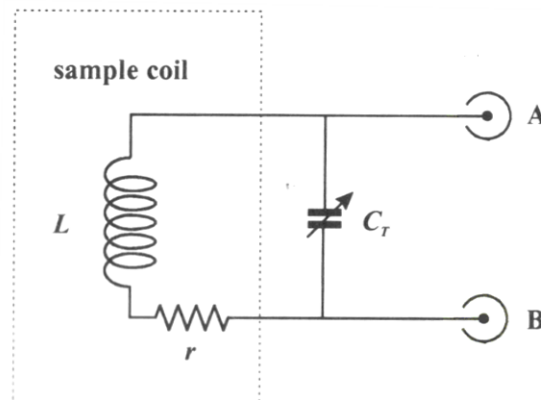
Messing ist eine Legierung aus Kupfer und Zink und somit i.A. nicht-magnetisch. Es gibt etwa 70 unterschiedliche Arten von Messing wie z.B. Gelbmessing, Rotmessing und Rottombak. Die einzelnen Messingarten unterscheiden sich im Wesentlichen durch den Zinkanteil [29]. Oft werden auch andere Metalle wie Blei, Nickel und Aluminium hinzugefügt was die magnetische Suszeptibilität ändert.

Je geringer die Suszeptibilität eines Materials ist desto geringer ist die lokale Magnetfeldänderung beim Einbringen des Materials in ein Magnetfeld.

### 2.2.2 Tuning- und Matching Netzwerk

Eine einfache Leiterschleife kann, wie oben beschrieben, durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 11 dargestellt werden. In dieser einfachen Leiterschleife wird breitbandig eine Spannung induziert (das wird in Abbildung 11 durch  $e(t)$  berücksichtigt). Sollen magnetische Wechselfelder mit einer bestimmten Frequenz und Bandbreite eine Spannung induzieren, so muss man die einfache Leiterschleife um einen Kondensator erweitern sodass ein

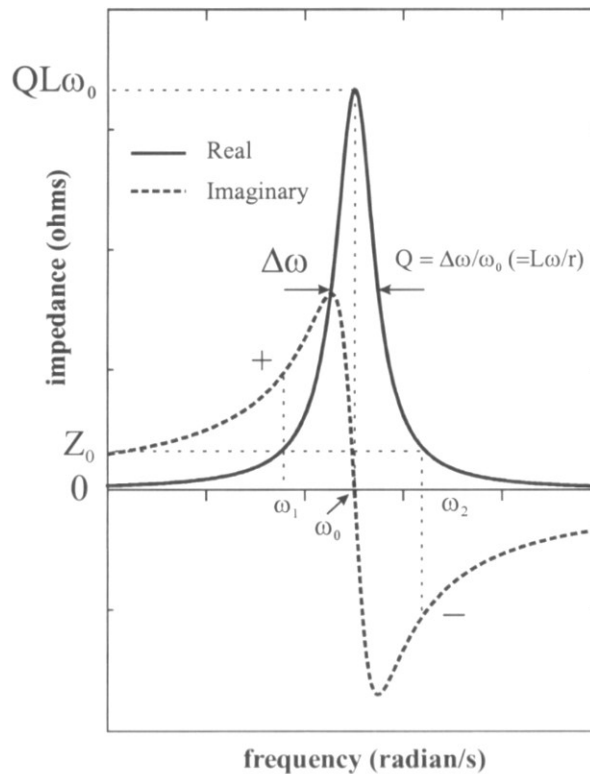
Schwingkreis entsteht. Hierbei wird der Kondensator, der sogenannte Tuning- Kondensator  $C_T$ , so eingebracht dass sich ein Parallelschwingkreis ergibt (siehe Abbildung 18).



**Abbildung 18: Parallelresonanzkreis bestehend aus der Empfangsspule und dem Tuningkondensator**

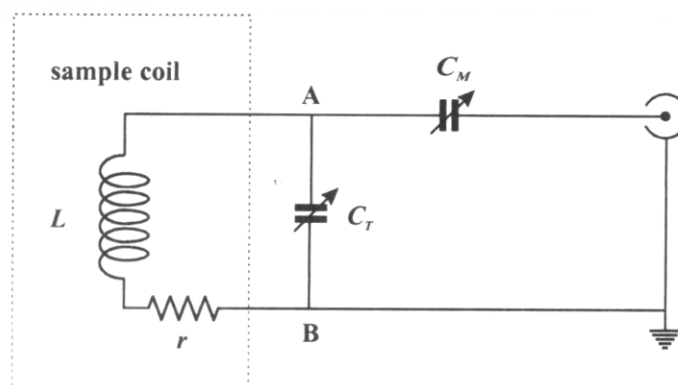
Mittels des Trimmkondensators  $C_T$  kann der Parallelresonanzkreis nun auf die gewünschte Frequenz „getuned“ werden. Die Impedanz des Parallelresonanzkreises hat, wie in Abbildung 19 zu sehen ist, ein Maximum im Resonanzfall.

Tuning bedeutet die Einstellung der Arbeitsfrequenz ( $\neq$  Resonanzfrequenz  $\omega_0$ ) des Resonanzkreises auf einen Wert bei dem die Impedanz des Kreises einen reellen Anteil von  $50 \Omega$  aufweist (warum gerade  $50 \Omega$  wird später erläutert). Dies ist, wie in Abbildung 19 zu sehen ist, bei zwei Frequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  der Fall. Des Weiteren lässt sich erkennen dass der Parallelresonanzkreis bei  $\omega_1$  ein ohm'sch- induktives Verhalten aufweist, wohingegen er sich bei  $\omega_2$  ohm'sch- kapazitiv verhält. Je nach dem, welche Arbeitsfrequenz man wählt, verwendet man in weiterer Folge einen anderen Matching- Mechanismus.



**Abbildung 19: Frequenzabhängigkeit der Impedanz eines Parallelresonanzkreises**

Nach dem Tuning weist der Parallelresonanzkreis aus Abbildung 18 eine Impedanz von  $Z = (50 \pm jX)\Omega$  zwischen den Klemmen A und B auf, wobei  $jX$  den Blindanteil bei der Arbeitsfrequenz darstellt. Beim Matching erfolgt nun die Kompensation dieses reaktiven Anteils der Impedanz, welcher positiv (induktiv) bei  $\omega_1$  und negativ (kapazitiv) bei  $\omega_2$  ist. Eine positive Reaktanz kann über eine in Serie geschaltete Kapazität, wie es in Abbildung 20 dargestellt ist, kompensiert werden. Diese Matching- Prozedur wird auch kapazitives Matching bezeichnet.



**Abbildung 20: Matching über eine Serienkapazität  $C_M$**

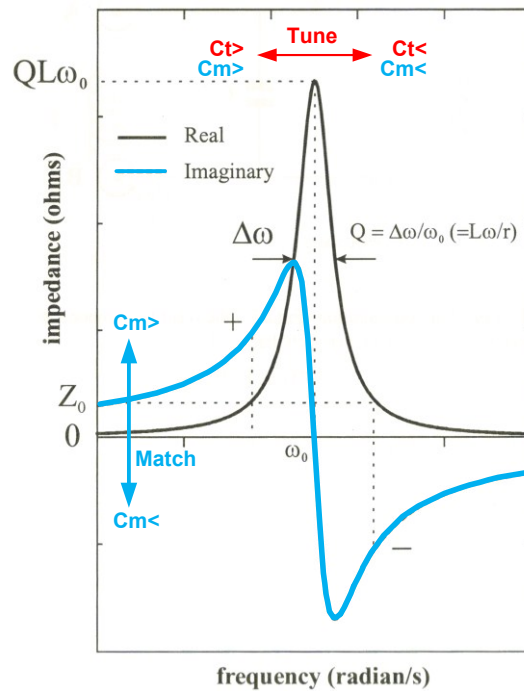


Abbildung 21: Auswirkungen beim Tuning und Matching

Ist eine  $\lambda/4$ -Leitung zwischen  $C_M$  und den Messpunkten, so verhält sich der Phasenverlauf (bzw. der Verlauf des Imaginärteils) beim Matching umgekehrt und die Phase wird positiver wenn  $C_M$  kleiner wird.

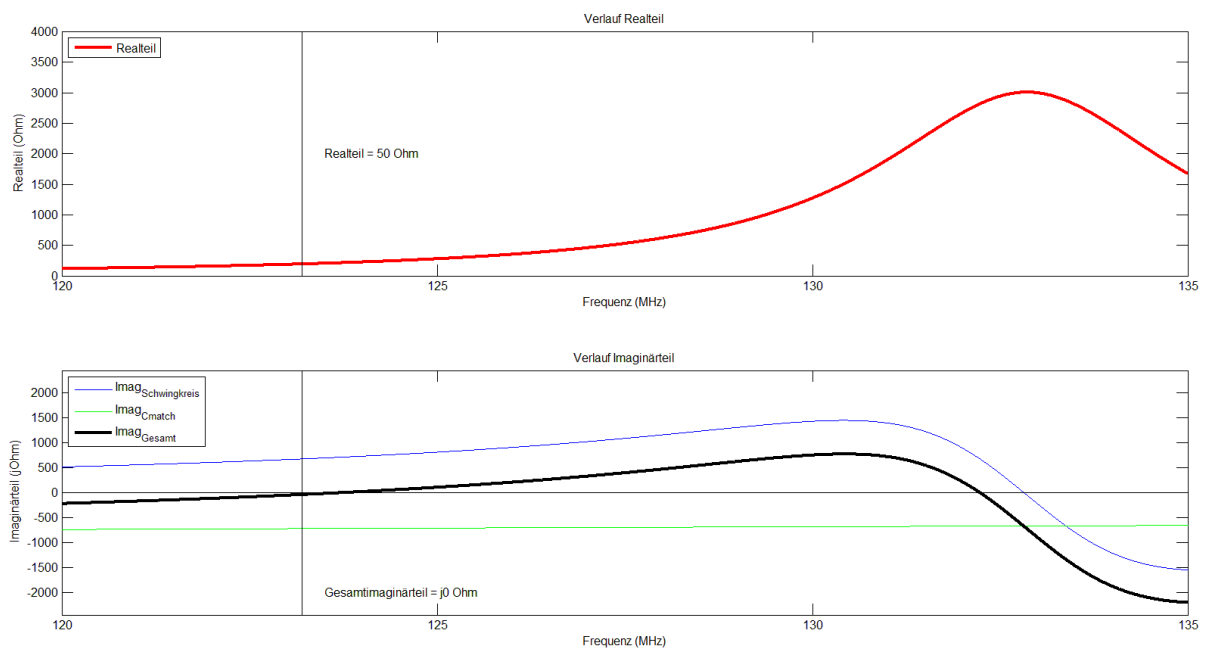


Abbildung 22: Auswirkungen des Matchings auf den Verlauf des Gesamtimaginärteils

Wie in Abbildung 22 zu sehen ist verschiebt sich der Verlauf des Gesamtimaginärteils um den additiven Faktor des Matching- Kondensators nach unten.

Beim induktiven Matching hingegen, hat man die Möglichkeit eine negative Reaktanz zu kompensieren. Dabei wird das Matching über eine Ankoppelspule vorgenommen welche mit der Empfangsspule wechselwirkt. Wie stark die beiden miteinander wechselwirken hängt von der Gegeninduktivität und somit vom Koppelkoeffizienten ab. Dieser kann durch Variation des Abstandes zwischen den beiden Spulen verändert werden. Somit sind der Empfangskreis in dem sich der Tuning-Kondensator befindet und der Matchingkreis galvanisch von einander getrennt. Dadurch ist es möglich das Tuning und Matching unabhängig von einander durchzuführen und die Symmetrie der Potentiale in der Empfangsspule bleibt vom Ankoppelnetzwerk unbeeinflusst [15].

### 2.2.2.1 Parallelresonanz und Güte

Wie oben erwähnt kommt es bei Parallelresonanz zu einem Maximum der Impedanz. Theoretisch kommt dies dadurch zu Stande, dass die Spulenreaktanz mit der Güte  $Q$  der Spule multipliziert wird (siehe Formel 33) und sich dadurch ein sehr hoher Widerstand ergibt. Dieser wird auch äquivalenter Parallelwiderstand  $R_P$  des Serienwiderstandes  $R_S$  der Induktivität bezeichnet (siehe Abbildung 23).

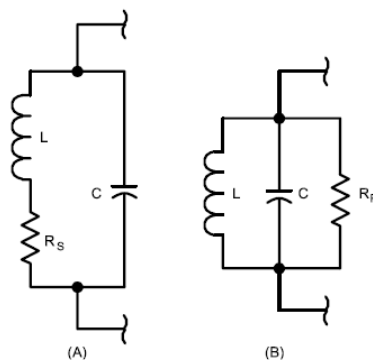


Abbildung 23: Serien- und Paralleläquivalente im Resonanzfall [18]

$$R_P = \frac{X_L^2}{R_S} = \frac{(2\pi fL)^2}{R_S} = Q * X_L \quad (33) [18]$$

In Formel 34 stellt  $Q_u$  die Güte des (unbeladenen) Resonanzkreises dar. Diese hängt von den ohm'schen Anteilen in der Empfangsspule ab in denen Energie in Form von Wärme verloren geht. Die ohm'schen Verluste der Kapazität können bei hohen Frequenzen vernachlässigt werden. Größtenteils wird die Güte des Empfangskreises somit durch die ohm'schen Anteile

der Spule selbst bestimmt. Diese ohm'schen Verluste haben im Resonanzfall den größten Einfluss, wobei dieser immer mehr abnimmt, je größer der Abstand zur Resonanzfrequenz ist, da hier die Reaktanzen immer mehr das Verhalten des Resonanzkreises bestimmen. Wird die Empfangsspule mit der Probe beladen, so erhöht sich der ohm'sche Anteil durch die Wechselwirkungsmechanismen zwischen der Probe und der Spule. Somit ergibt sich die Güte der beladenen Spule aus Formel 35.

$$Q_u = \frac{\omega L}{R_{Spule}} \quad (34) [18]$$

$$Q_b = \frac{\omega L}{R_{Spule} + R_{Probe}} \quad (35) [15]$$

Durch die Beladung der Spule ergibt sich eine geringere Güte wodurch sich ein Rückschluss darauf ziehen lässt, wie gut die Spule mit der Probe wechselwirkt. In beiden Fällen lässt sich die Güte auch über die Bandbreite und die Resonanzfrequenz  $f_R$  bestimmen (siehe Formel 36). Die Bandbreite ergibt sich über die Frequenzen der -3dB Grenze. Dies entspricht dem Wert  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$  vom Maximalwert des Stromes durch den Widerstand, was einer Umsetzung der halben Maximalleistung im Widerstand entspricht.

$$Q = \frac{f_R}{\Delta f} \quad (36) [18]$$

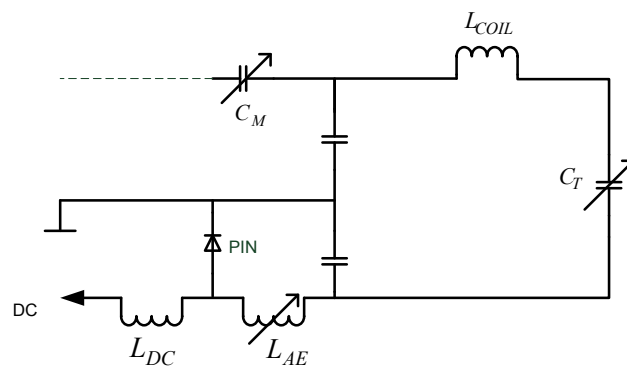
Je höher die Güte desto selektiver (schmalbandiger) ist die Resonanzkurve [18]. Üblicherweise liegt der Wert für die Güte im Bereich von 200.

Physikalisch gesehen lässt sich der hohe Widerstand im idealen Fall bei Resonanz dadurch erklären dass die Ströme durch die Induktivität und die Kapazität gleich groß und entgegengesetzt sind, wodurch sie einander aufheben. Der Strom eilt der Spannung an der Kapazität um  $90^\circ$  voraus während der Strom der Spannung an der Induktivität um  $90^\circ$  nacheilt. Somit ergibt sich eine Phasendifferenz von  $180^\circ$  zwischen den beiden Strömen und aufgrund der inversen Proportionalität zwischen der Reaktanz und des Stromes resultiert eine unendlich große Reaktanz. Im realen Fall jedoch existieren parasitäre Widerstände, welche ein „Null-werden“ des Stromes verhindern (wie auch in Abbildung 23 zu sehen ist) [18].

### 2.2.3 Aktive Entkopplung (Active Detuning)

Die aktive Entkopplung verhindert die Signalaufnahme durch die Empfangsspule bei Anregung der Probe. Dabei wird die Empfangsspule in einen off-resonanten Zustand gebracht. Durch dieses Passivschalten der Empfangsspule wird die homogene Anregung der Probe nicht gestört und eine Induktion sehr hoher Ströme in den Empfangskreis verhindert. Dieser hohe Strom könnte zur Zerstörung der Empfangsspule führen, sowie Verbrennungen beim Patienten verursachen [15].

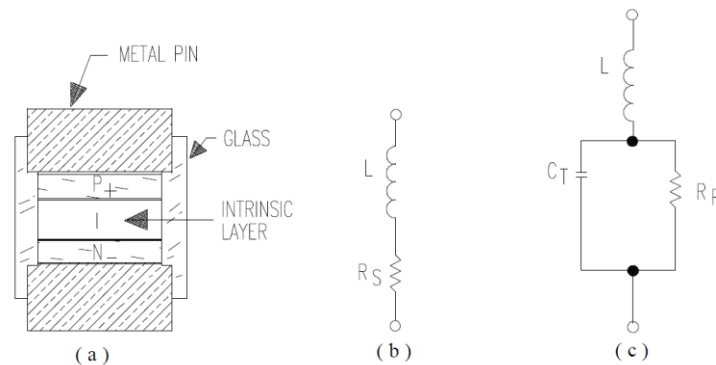
Die aktive Entkopplung wird, wie in Abbildung 24, durch einen Sperrkreis bewerkstelligt welcher über ein Steuersignal vom Tomographen aktiviert wird.



**Abbildung 24: Prinzip der aktiven Entkopplung**

Diese Inaktivierung der Empfangsspule muss sehr schnell durchgeführt werden, da die Steuersignale mit den Anregungsimpulsen synchronisiert sind und im  $\mu\text{s}$ - bzw.  $\text{ms}$ - Bereich geschaltet werden [15]. Dieses schnelle Schalten ist durch die Verwendung einer PIN-Diode möglich. PIN-Dioden bestehen wie in Abbildung 25a dargestellt aus drei Schichten: Zwei hochdotierten P- und N-leitende Schichten sowie einer dazwischenliegenden eigenleitenden i-Schicht (intrinsic layer). Wird die Diode mit einer Spannung gegengespannt (in Sperrrichtung betrieben), so isoliert die nahezu ladungsträgerfreie i-Schicht und die Diode ist hochohmig bzw. verhält sich wie eine Parallelschaltung aus Kapazität und Widerstand in Serie zu einer Induktivität. Das äquivalente Ersatzschaltbild in diesem Zustand ist in Abbildung 25c dargestellt. Wird die Diode in Durchlassrichtung betrieben so gelangen Ladungsträger aus den N- und P-Zonen in die i-Schicht und diese wird leitend. Bei Betrieb in Durchlassrichtung bildet die Diode einen differentiellen Widerstand in Serie zu einer Induktivität (siehe Abbildung 25b). PIN-Dioden können zwischen Sperrrichtung und Durchlassrichtung sehr schnell hin- und herschalten.





**Abbildung 25: a) Querschnitt einer PIN-Diode, b) ESB im durchgeschalteten Zustand, c) ESB im gesperrten Zustand**

Die Serieninduktivitäten werden durch geometrische Eigenschaften wie die Länge des Anschlusskontaktes sowie dessen Durchmesser bestimmt und ist von Typ zu Typ verschieden. Jedoch kann sie unter einer Frequenz von 1GHz vernachlässigt werden [19]. Der Widerstand  $R_S$  hängt vom Vorwärtsstrom durch die Diode ab. Der Widerstand  $R_P$  und die Kapazität  $C_T$  hängen von der Frequenz sowie von der angelegten Gegenspannung ab (siehe Anhang, Datenblatt Microsemi).

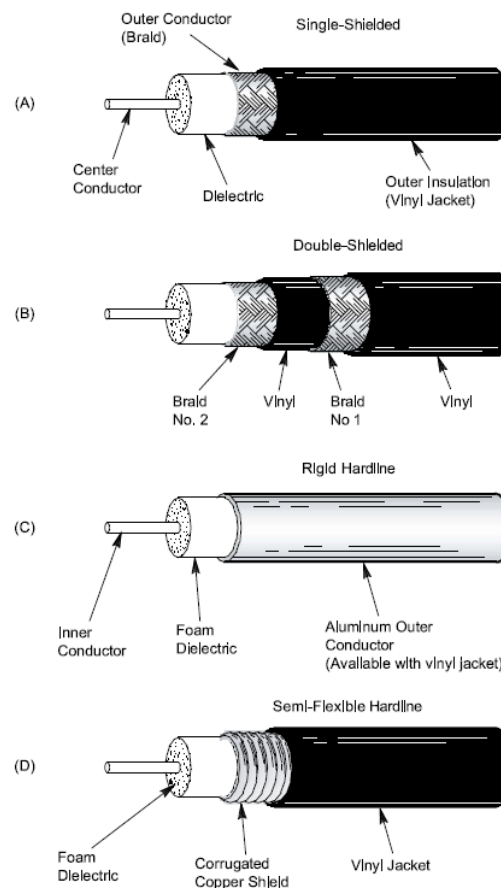
## 2.2.4 Übertragungsleitung

Die Übertragungsleitung stellt eine Verbindung zwischen den Vorverstärkern und den Empfangsspulen her. Somit ist es möglich die Vorverstärker in einer gewissen Entfernung zu den Empfangsspulen zu platzieren. Die Leitung soll dabei den HF-Strom von seiner Quelle (Empfangsspule) zur Senke (Vorverstärker) mit möglichst wenig Verlust übertragen. Dabei muss darauf geachtet werden, dass sie geeignete Transformations- bzw. Übertragungseigenschaften besitzt. Dabei spielen der Wellenwiderstand sowie die Länge der Leitung eine entscheidende Rolle. Beim Verbinden einzelner Komponenten über eine 50  $\Omega$ -Übertragungsleitung ist es nötig, dass alle Komponenten einen reellen Widerstand von 50  $\Omega$  aufweisen. 50  $\Omega$  wurden in der RF-Technik neben 75  $\Omega$  als Standard festgelegt da dadurch ein guter Kompromiss zwischen maximaler Leistungsübertragung und geringster Dämpfung gewährleistet wird [26].

### 2.2.4.1 Koaxialkabel

Als Übertragungsleitung werden meist Koaxialkabel verwendet. Diese bestehen aus einem inneren und einem äußeren Leiter sowie einem isolierenden Dielektrikum zwischen den

Leitern. In Abbildung 26 sind vier gängige Arten von Koaxialkabeln dargestellt. Der innere Leiter wird entweder als Litze (stranded) oder eindrahtig (solid wire) ausgeführt. Die Ausführungsformen des äußeren Leiters sind meist ein Schirmgeflecht (braided shield) oder ein Metallmantel (metallic sheath). Wie in Abbildung 26 zu sehen ist gibt es auch Koaxialkabel mit zwei Schirmgeflechten bzw. sogenannte „Hardlines“ wobei der äußere Leiter aus solidem Aluminium bzw. Kupfer besteht [18].



**Abbildung 26: Gängige Ausführungsformen von Koaxialkabeln [18]**

Die Ströme in den Leitern eines Koaxialkabels sind im Normalbetriebsfall entgegen gerichtet, besitzen idealerweise eine Phasendifferenz von  $180^\circ$  zueinander und haben dieselbe Amplitude. Ist dies der Fall so heben einander die von beiden Strömen erzeugten Felder auf und die Leitung strahlt keine Energie ab. Wäre jedoch eine dieser Bedingungen nicht gegeben so würde die Leitung Energie abstrahlen. Der äußere Leiter in einem Koaxialkabel wirkt, wie weiter oben schon erwähnt, als Schirm [18].

### 2.2.4.1.1 Velocity Factor

Elektromagnetische Wellen breiten sich im Vakuum mit Lichtgeschwindigkeit aus. In einem anderen (dichteren) Medium breiten sie sich langsamer aus. Das Dielektrikum einer Übertragungsleitung verringert somit die Ausbreitungsgeschwindigkeit und somit auch die Wellenlänge bei einer gewissen Frequenz. Berechnen lässt sich dieser Faktor über die Formel 37.

$$VF = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \quad (37) [18]$$

$\epsilon$ ...Dielektrizitätskonstante des Isolators

Polyethylen hat z.B. eine Dielektrizitätskonstante von 2.3 woraus ein VF von 0.66 resultiert. Somit ergibt sich eine Verkürzung der Wellenlänge im Medium um den Faktor 0.66 gegenüber der Wellenlänge im Vakuum.

### 2.2.4.2 Verlustlose Leitung

Zunächst soll zum besseren Verständnis eine verlustlose, unendlich lange Leitung betrachtet werden. Diese kann, wie in Abbildung 27 dargestellt, durch unendlich viele Induktivitäten und Kapazitäten repräsentiert werden. Dabei stellt jede Induktivität den Induktivitätsbelag mal  $dx$  eines sehr kurzen Abschnittes eines einzelnen Leiters der Leitung dar. Jede Kapazität stellt den Kapazitätsbelag mal  $dx$  zwischen diesen Leitern dar.

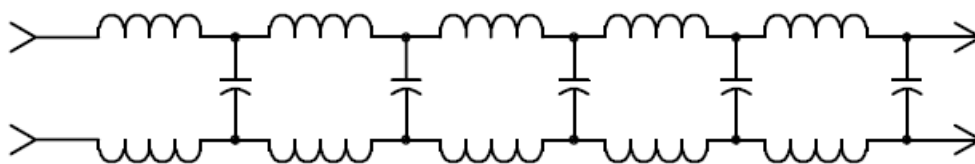


Abbildung 27: Unendlich lange verlustlose Übertragungsleitung [18]

#### 2.2.4.2.1 Wellenwiderstand

Die Induktivitätsbeläge limitieren die Rate mit der der Shunt- Kapazitätsbelag geladen werden kann woraus die sogenannte charakteristische Impedanz (auch Wellenwiderstand genannt) resultiert. Koaxialkabel besitzen meist eine charakteristische Impedanz zwischen  $25\Omega$  und  $100\Omega$ .

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (38) [18]$$

Vollständigkeitshalber soll hier auch eine Möglichkeit der Berechnung des Induktivitäts- und Kapazitätsbelages angegeben werden. Unter den Annahmen dass die Leitung verlustfrei ist, sowie keine Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung existieren (d.h. es existiert eine TEM-Welle deren elektrisches und magnetisches Feld nur in Querrichtung vorliegt) und genügend hohe Frequenzen verwendet werden kann der Kapazitäts- sowie Induktivitätsbelag nach den Gleichungen 39 und 40 berechnet werden [27].

$$C' = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{d_a}{d_i}\right)} \quad (39) [27]$$

$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{d_a}{d_i}\right) \quad (40) [27]$$

Hierbei sind die Größen  $d_a$  und  $d_i$  der innere Durchmesser des Schirms und der äußere Durchmesser des Innenleiters. Die Annahme genügend hoher Frequenzen hat zur Folge dass aufgrund des Skin- Effektes das Leiterinnere feldfrei ist. Um diesen Annahmen gerecht zu werden, muss des Weiteren auch gewährleistet werden, dass sich auch wirklich nur die TEM-Welle ausbreiten kann. Eine Koaxialleitung wirkt nämlich ab gewissen Frequenzen wie ein Rundhohlleiter und besitzt somit auch Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung. Also muss die Koaxialleitung so dimensioniert werden, dass sich diese Feldkomponenten in axiale Richtung nicht ausbreiten können [27]. Als Faustformel gilt für eine reine TEM-Wellenausbreitung die Beziehung 41.

$$d_a + d_i < \frac{2c}{f * \pi * \sqrt{\epsilon_r}} \quad (41) [27]$$

### 2.2.4.3 Verlustbehaftete Leitung

Reale verlustbehaftete Leitungen können wie in Abbildung 28 dargestellt werden.

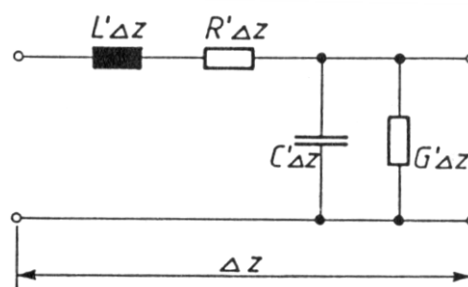


Abbildung 28: Verlustbehaftete Leitung [27]

In jeder realen Übertragungsleitung kommt es aufgrund von ohm'schen Widerständen und Leckströmen im dielektrischen Material zwischen den Leitern zu einem gewissen Leistungsverlust [18]. Aus diesem Ersatzschaltbild lassen sich nun die Fortpflanzungskonstante  $\gamma$  sowie der Wellenwiderstand verlustbehafteter Leitungen herleiten. Mit diesen Größen lässt sich die Übertragungseigenschaft einer Leitung eindeutig beschreiben [27]. Für geringe Verluste lassen sich diese Größen über die Gleichungen 42 und 43 beschreiben.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L') * (G' + j\omega C')} \quad (42) [27]$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega L'}{G'+j\omega C'}} \quad (43) [27]$$

$$\alpha = \frac{R'}{2} \sqrt{\frac{C'}{L'}} + \frac{G'}{2} \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (44) [9]$$

$$\beta = \omega \sqrt{L' C'} \quad (45) [9]$$

Gleichung 44 und 45 gelten nur für den Fall der schwachen Dämpfung.  $\alpha$  ist ein Maß für die Dämpfung der Welle auf der Leitung und wird als Dämpfungskonstante bezeichnet. Durch  $\beta$  wird die Ausbreitungs- bzw. Phasengeschwindigkeit der Welle in der Leitung bestimmt. Daher wird dieser Faktor auch Phasenkoeffizient genannt [9].

Wird die Leitung mit einer Impedanz abgeschlossen dessen Wert gleich der charakteristischen Impedanz ist, so ist die Leitung angepasst (engl.: „matched“) (Abbildung 29A). In dieser Konfiguration wird die gesamte Leistung in der Abschlussimpedanz umgesetzt und die Spannungsverteilung entlang der Leitung ist konstant [18].

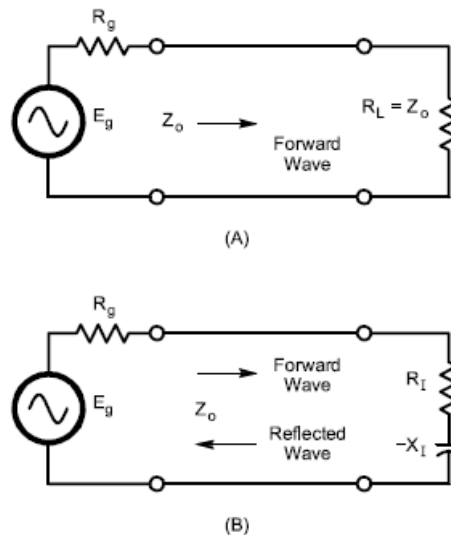


Abbildung 29: Angepasste Leitung (A), Unangepasste Leitung (B) [18]

### 2.2.4.3.1 Reflexionskoeffizient

Ist die Abschlussimpedanz jedoch nicht gleich dem Wellenwiderstand der Leitung, so kommt es zu Reflexionen und die Leitung ist unangepasst (engl.: „mismatched“) (Abbildung 29B). Dabei wird nur ein Teil der Leistung in der Abschlussimpedanz umgesetzt und der andere Teil zurück zur Quelle reflektiert. Dabei variieren die Phase und die Amplitude der reflektierten Welle je nach Grad des Mismatches. Die von der Last reflektierte Energie stößt an der Quelle wiederum auf eine Diskontinuität der Impedanz wodurch wieder Leistung reflektiert wird. Die Welle wird somit zwischen Last und Quelle hin- und her reflektiert bis sie schließlich ganz verschwindet. Die Beziehung

$$\rho = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{(R_1 \pm jX_1) - (R_0 \pm jX_0)}{(R_1 \pm jX_1) + (R_0 \pm jX_0)} \quad (46) [18]$$

stellt den sogenannten Reflexionskoeffizient dar. Dieser besitzt eine Amplitude und Phase und ist somit eine komplexe Größe.  $R_1$  stellt dabei den Abschlusswiderstand und  $X_1$  die zugehörige Reaktanz dar.  $R_0$  ist der Realteil der charakteristischen Impedanz und  $X_0$  dessen zugehöriger Imaginärteil. Bei den meisten Übertragungsleitungen ist die charakteristische Impedanz rein reell und der Imaginärteil ist somit 0. Der Betrag des Reflexionskoeffizienten lässt sich somit durch Formel 47 berechnen.

$$|\rho| = \sqrt{\frac{(R_1 - R_0)^2 + X_1^2}{(R_1 + R_0)^2 + X_1^2}} \quad (47) [18]$$

Ist die Last ein Kurzschluss so ergibt sich  $\rho = 1$  und bei einer angepassten Leitung ist  $\rho = 0$ .

### 2.2.4.3.2 VSWR

Existieren Reflexionen, so überlagern sich die vor- und rücklaufenden Wellen und es kommt zu stehenden Strom- und Spannungswellen. Aus dem Verhältnis von Spannungsmaximum zu Spannungsminimum an einem beliebigen Punkt der Leitung wird das sogenannte VSWR („Voltage standing wave ratio“) definiert. Mit dem Strommaximum- bzw. Minimum kann auch das ISWR definiert werden, welches gleich dem VSWR ist. Dabei muss die Leitung  $\geq \frac{\lambda}{4}$  sein damit sich mindestens ein Maximum bzw. Minimum einstellen kann. Das Verhältnis kann nie kleiner als 1:1 werden, was dem VSWR einer angepassten Leitung entspricht. Eine unangepasste Leitung hat somit ein größeres Verhältnis als 1:1. Das VSWR kann auch mit dem komplexen Reflexionskoeffizient über die Formel 48 in Verbindung gebracht werden.

$$VSWR = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} = \frac{1+\sqrt{\frac{P_r}{P_v}}}{1-\sqrt{\frac{P_r}{P_v}}} \quad (48) [18]$$

$P_r$ ...reflektierte Leistung

$P_v$ ...vorlaufende Leistung

$P_r$  und  $P_v$  lassen sich mittels eines direkionalen HF- Wattmeters messen. Die Verluste in der Leitung sind am geringsten im angepassten Zustand, da sich im unangepassten Zustand aufgrund der stehenden Wellen und der damit verbundenen Strom- und Spannungsmaxima größere dielektrische ( $U^2/R$ ) und ohm'sche ( $I^2R$ ) Verluste ergeben.

### 2.2.4.3.3 Matched- & Mismatched line loss

In Datenblättern wird für verschiedene Kabeltypen der sogenannte „Matched- line loss“ (ML) in db/100m angegeben (siehe Anhang Datenblätter). Daraus ist es möglich für jede beliebige Leiterlänge die Dämpfung in dB zu berechnen. Aus diesem ML lässt sich auch der sogenannte „Mismatched- line loss“ (MML) in dB kalkulieren (siehe Formel 49).

$$MML = 10 * \log \left[ \frac{a^2 - |\rho|^2}{a * (1 - |\rho|^2)} \right] \quad (49) [18]$$

$$a = 10^{ML/10}$$

$ML$  ....Matched line loss in dB

### 2.2.4.4 Impedanztransformation

Eine Übertragungsleitung transformiert eine beliebige Abschlussimpedanz in eine andere Eingangsimpedanz. Die Transformation wird dabei durch verschiedene Parameter wie die elektrischen Länge, die charakteristischen Impedanz sowie die Leitungsverluste bestimmt. Kennt man die Abschlussimpedanz, so kann die sich durch die Transformation ergebende Eingangsimpedanz nach Formel 50 berechnet werden.

$$Z_{in} = Z_0 * \frac{Z_L \cosh(\gamma l) + Z_0 \sinh(\gamma l)}{Z_L \sinh(\gamma l) + Z_0 \cosh(\gamma l)} \quad (50) [18]$$

$Z_{in}$ ...komplexe Eingangsimpedanz

$Z_L$ ...Abschlussimpedanz

$Z_0$ ...Charakteristische Impedanz

$\gamma$ ...Fortpflanzungskonstante bzw. Verlustkoeffizient ( $\gamma = \alpha + j\beta$ )

$\alpha$ ...ML in Neper/m (1 Neper = 8.688 dB)

$\beta$ ...Phasenkonstante in Radiant/m

$l$ ...Länge der Leitung in m

Im verlustfreien Fall vereinfacht sich diese Gleichung zu Formel 51.

$$Z_{in} = Z_0 * \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (51) [28]$$

Sind also die Frequenz und der Wellenwiderstand gegeben, so lässt sich durch geeignete Wahl des Abschlusswiderstandes jede beliebige Impedanz am Eingang realisieren. Wird ein Kurzschluss als Abschluss gewählt, so transformiert die Leitung diesen auf einen Eingangswiderstand der nach Gleichung 52 berechnet werden kann [28].

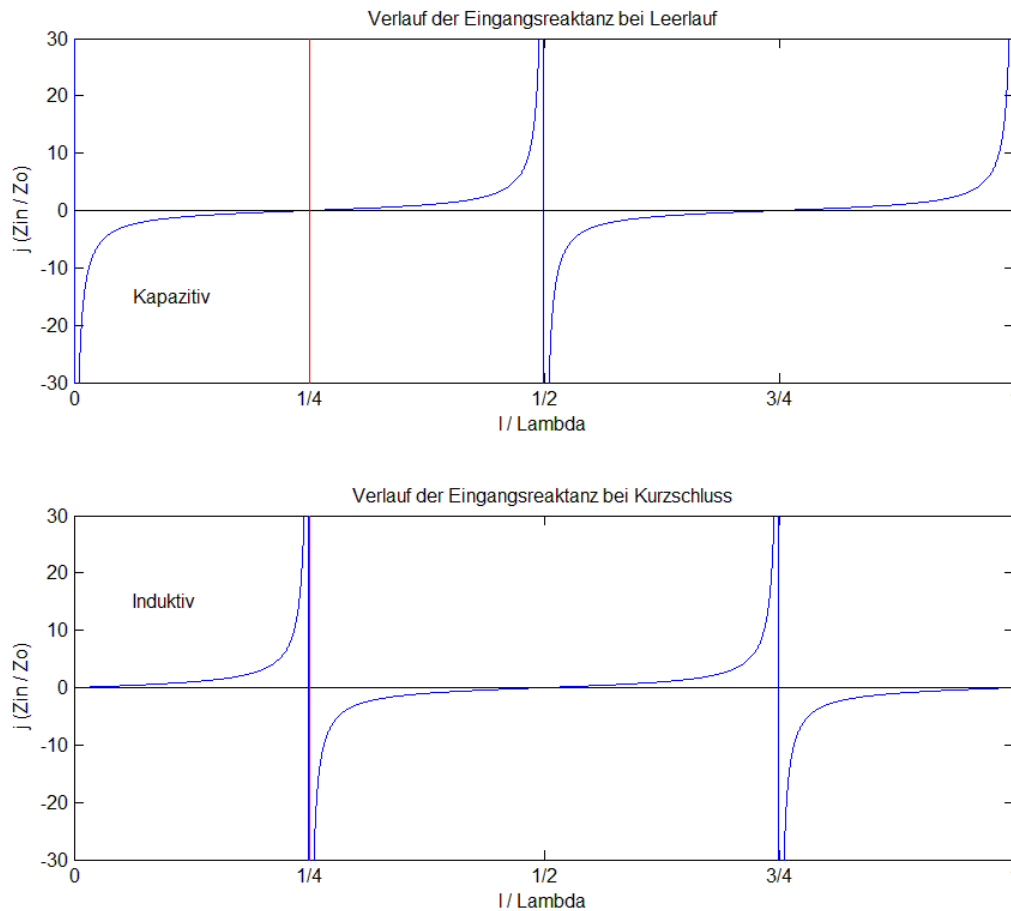
$$Z_{in} = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) \quad (52) [28]$$

Bei Abschluss mit einem Leerlauf ergibt sich der Eingangswiderstand nach Formel 53.

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) \quad (53) [28]$$

Betrachten man nun die zugehörigen tan- und cot- Funktionen in Abbildung 30 so lässt sich erkennen, dass sich bei einer Leitungslänge  $< \lambda/4$  im kurzgeschlossenen Fall ein induktives Verhalten am Leitungseingang ergibt und im offenen Fall ein kapazitives Verhalten [28].





**Abbildung 30: Verlauf der Eingangsreaktanzen bei Leerlauf und Kurzschluss**

Somit lassen sich also durch einen Leerlauf oder einen Kurzschluss sowie eine geeignete Wahl der Leitungslänge beliebige Induktivitäts- und Kapazitätswerte realisieren. Die Pol- bzw. Nullstellen lassen sich als Parallel- und Serienresonanzkreise betrachten.

#### 2.2.4.4.1 $\lambda/4$ Leitung

Bei einer  $\lambda/4$  Leitung kommt es zu einer Widerstandstransformation gemäß Gleichung 54.

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (54) [28]$$

Die  $\lambda/4$  Leitung transformiert widerstandsreziprok. Somit ergibt sich bei einer Kapazität am Eingang eine Induktivität am Ausgang sowie bei einem Leerlauf am Eingang ein Kurzschluss am Ausgang und jeweils umgekehrt. Anders ausgedrückt ergeben sich Komponenten welche sich wie ein Serien- oder Parallelresonanzkreis verhalten. Sie werden oft in Form einer sogenannten Sticheitung als Oberwellenfilter eingesetzt [28].

### 2.2.4.4.2 $\lambda/2$ Leitung

Erwähnenswert bei der  $\lambda/2$  Leitung ist, dass sich unabhängig vom Wellenwiderstand, als Eingangswiderstand stets der gleiche Wert, welcher als Abschlusswiderstand gewählt wurde, ergibt.

### 2.2.4.5 Pi-Glied

Im Allgemeinen ist das Pi- Glied ein Anpass- bzw. Ankoppelnetzwerk, welches aus zwei parallelen Kapazitäten und einer Serieninduktivität besteht. Es wird auch als Collins- Filter bezeichnet und hat Tiefpasscharakteristik. Ein Pi- Glied kann sehr vielseitig eingesetzt werden. Je nach dem, in welchem Frequenzbereich gearbeitet wird, fungiert das Pi- Glied als Phasenschieber, Transformator oder als Tiefpass. Mit dem Pi- Glied lässt sich bei geeigneter Dimensionierung in einem gewissen Frequenzbereich eine  $\lambda/4$  Leitung realisieren. Zur Dimensionierung können die Formeln 55 und 56 verwendet werden. Aus diesen Formeln lassen sich dann der Spulenwert bzw. die Kondensatorwerte in Abbildung 31 berechnen.

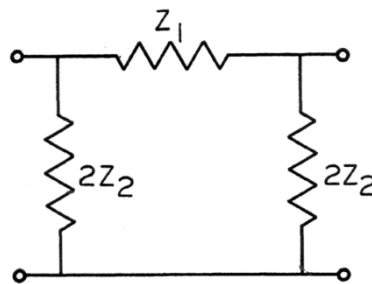


Abbildung 31: Symmetrisches Pi-Glied [30]

$$Z_1 = Z_0 \sinh \theta \quad (55) [30]$$

$$2Z_2 = Z_0 \coth \frac{\theta}{2} \quad (56) [30]$$

$$\theta = \alpha + j\beta l \approx j \frac{2\pi}{\lambda} l \quad (57) [30]$$

Ist der Dämpfungsterm  $\alpha$  sehr klein und vernachlässigbar, so bleibt der Phasenterm (auch „elektrische Länge“ genannt) übrig. Setzt man nun  $l = \lambda/4$ , so ergeben sich für  $Z_1 = jZ_0$  (entspricht einer Induktivität) und  $2Z_2 = -jZ_0$  (entspricht einer Kapazität).

Dient das Pi- Glied als Phasenschieber so simuliert es eine Leitungsverlängerung- oder Verkürzung. Das simulierte Leitungsstück ist dann, je nach Länge, eine Induktivität oder eine

Kapazität. Eine andere Möglichkeit der Berechnung ist die Berechnung über die Kettenmatrix des Pi- Gliedes (siehe Formel 58). Dabei berechnet man die Eingangsimpedanz beim Blick in das Pi- Glied (siehe Abbildung 32).

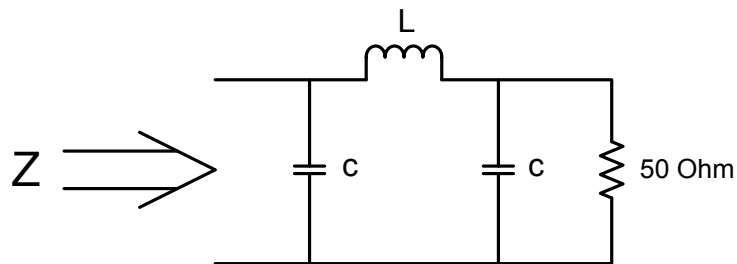


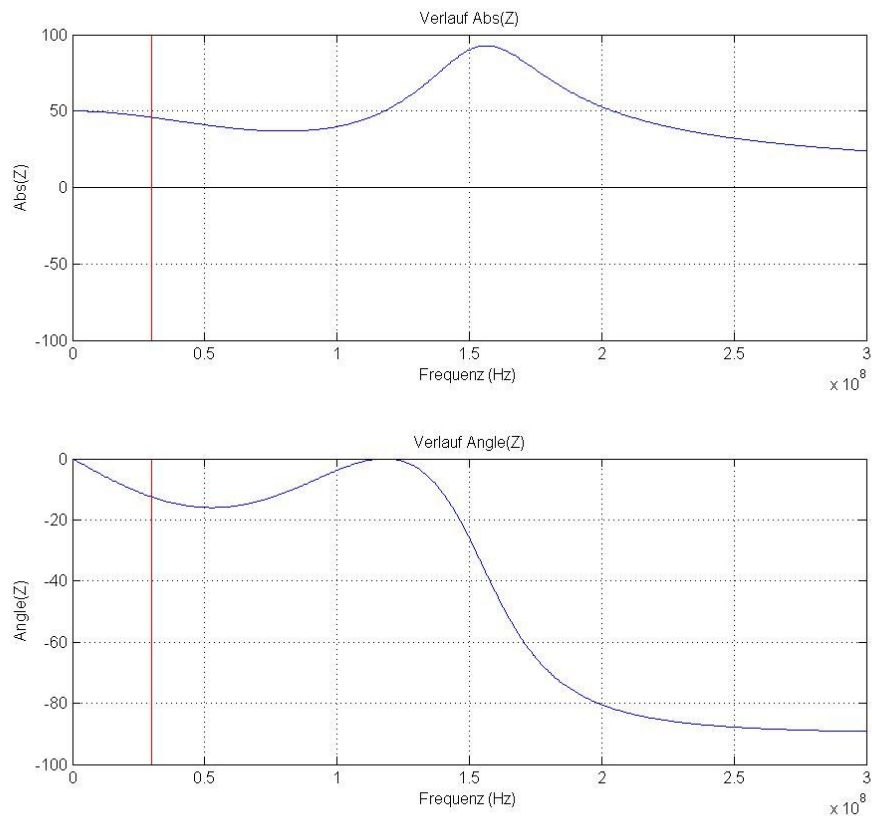
Abbildung 32: Symmetrisches Pi-Glied abgeschlossen mit 50 Ohm

$$A = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ j\omega C * (2 - \omega^2 LC) & 1 - \omega^2 LC \end{pmatrix} \quad (58) [31]$$

$$Z = \frac{A_{11}Z_0 + A_{12}}{A_{21}Z_0 + A_{22}} = \frac{(1 - \omega^2 LC) \sqrt{\frac{L}{C}} + j\omega L}{j\omega C * (2 - \omega^2 LC) \sqrt{\frac{L}{C}} + 1 - \omega^2 LC} \quad (59) [31]$$

Setzt man in Formel 59  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , so ergibt sich  $Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0$ . Für kleine Frequenzen  $\omega \ll \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ergibt sich  $Z \approx Z_0$ .

In Abbildung 33 ist der Verlauf von Z in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt. Hier sind die verschiedenen Arbeitsweisen des Pi- Gliedes schön zu erkennen.



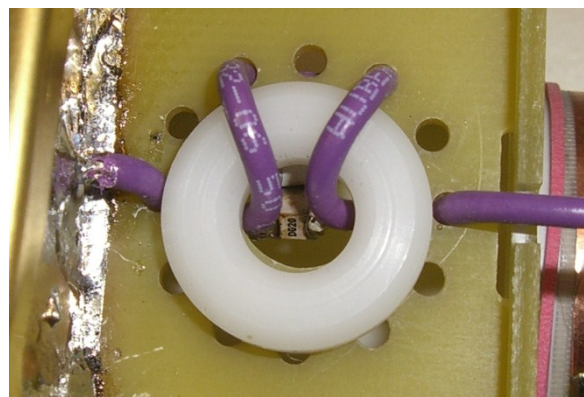
**Abbildung 33: Impedanzverlauf nach Formel 63**

Im niedrigen Frequenzbereich (bis zur roten Linie) kann das Pi- Glied also zur Phasenschiebung verwendet werden. Hierbei bleibt der Betrag der Impedanz fast konstant und die Phase lässt sich über einen gewissen Bereich bis ca.  $15^\circ$  verschieben.

#### 2.2.4.6 Mantelwellensperre

Mantelwellen sind elektromagnetische Wellen, welche sich an der Außenseite des Kabelschirms fortbewegen. Eine mögliche Ursache für die Entstehung solcher Mantelwellen sind z.B. unterschiedliche Massepotentiale wodurch Ausgleichsströme über den Kabelschirm fließen. In der Hochfrequenztechnik bedeutet Masse nicht gleich Masse, vor allem wenn sich zwischen zwei Massen eine Leitung mit einer gewissen Länge befindet. Leitungen wirken in der Hochfrequenztechnik impedanztransformierend. Eine weitere Möglichkeit der Entstehung von Mantelwellen ist der Übergang von einem erdsymmetrischen zu einem erdunsymmetrischen System was den gleichen Effekt der Ausgleichsströme mit sich bringt. Diese Probleme findet man oft in der Antennentechnik wobei die erdsymmetrische Antenne über ein erdunsymmetrisches Koaxialkabel mit weiteren Baugruppen verbunden wird.

Mantelwellen sind oft die Ursache für störende Kopplungen zwischen verschiedenen Baugruppen. Zur Unterdrückung der Mantelwellen kommen die sogenannten Mantelwellensperren zum Einsatz. Diese sind so konstruiert dass sie bei einer gewissen Arbeitsfrequenz eine hohe Impedanz am Mantel hervorrufen. Das zu entstörende Koaxialkabel wird mit mehreren Wicklungen um einen nicht-magnetischen Toroidkörper gewickelt. Zwischen den Schirmen der ersten und der letzten Windung wird nun eine Kapazität eingebracht. Der daraus resultierende Parallelschwingkreis weist im Resonanzfall seine größte Impedanz auf [15]. In Abbildung 34 ist eine fertige Mantelwellensperre dargestellt.



**Abbildung 34: Mantelwellensperre**

### 2.2.5 Vorverstärker (Low Noise Amplifier- LNA)

Die von der Empfangsspule empfangenen Signalamplituden des MR- Signales sind i.A. sehr gering und bedürfen einer Vorverstärkung. Dadurch wird das Signal gegenüber den Rauschbeiträgen der weiteren Empfangskette des Tomographen unempfindlicher. Durch den Vorverstärker kommt es nicht nur zu einer Verstärkung des Signals, sondern auch zur äußerst wichtigen Vorverstärkerentkopplung des Empfangskreises. Im Folgenden wird nun die allgemeine Theorie zur Verstärkung und Vorverstärkerentkopplung beschrieben.

#### 2.2.5.1 Verstärkung und Rauschzahl

Durch den Vorverstärker erfolgt zwischen seinen Aussteuergrenzen eine lineare Verstärkung des Eingangssignals (siehe Abbildung 35).

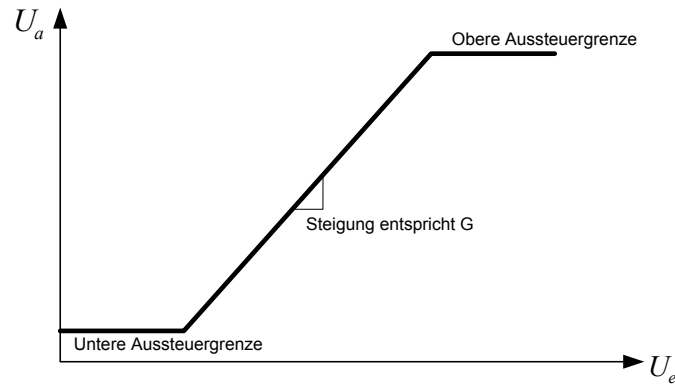


Abbildung 35: Idealierte Verstärkerkennlinie

$$U_a = U_e * G \quad (60) [15]$$

Des Weiteren fügt der Vorverstärker dem Signal ein zusätzliches Rauschen hinzu, was durch seine Rauschzahl  $F$  charakterisiert wird. Die Rauschzahl wird durch das Verhältnis von  $\left(\frac{S}{N}\right)$  am Eingang zum  $\left(\frac{S}{N}\right)$  am Ausgang definiert [32].

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Eingang}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Ausgang}}} \quad (61) [32]$$

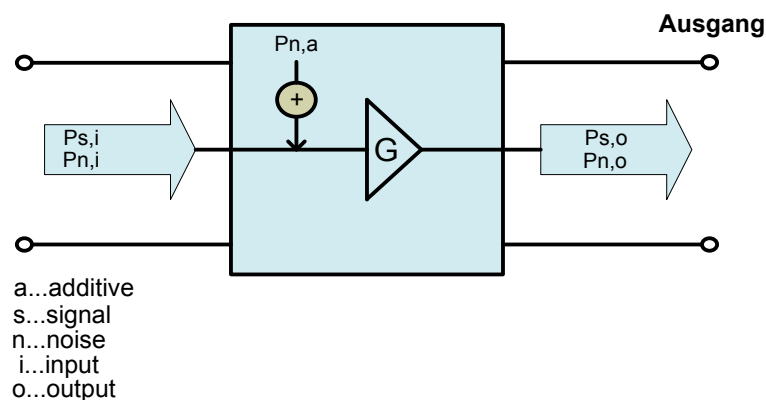


Abbildung 36: Darstellung der Einkopplung des zusätzlichen Rauschens [32]

Aus Abbildung 36 lässt sich nun das  $\left(\frac{S}{N}\right)$  am Ausgang herleiten und in Gleichung 61 einsetzen. Daraus ergibt sich die Beziehung 62.

$$F = 1 + \frac{P_{n,a}}{P_{n,i}} \quad (62) [32]$$

Beim Hintereinanderschalten von  $n$  Verstärkerstufen ergibt sich die Gesamttrauschzahl aus Gleichung 63.

$$F = F_1 + \frac{(F_2-1)}{G_1} + \frac{(F_3-1)}{G_1*G_2} + \dots + \frac{(F_n-1)}{G_1*G_2*\dots*G_n} \quad (63) [15]$$

Ist nun die Verstärkung der weiteren Verstärkerstufen hinreichend groß, so lässt sich erkennen, dass die resultierende Rauschzahl nur von der ersten Verstärkerstufe abhängt. Deshalb ist es sehr wichtig, dass die Vorverstärkerstufe einen sehr geringen Rauschbeitrag liefert bzw. eine sehr geringe Rauschzahl aufweist. Verstärker mit sehr geringer Rauschzahl werden LNAs (Low Noise Amplifier) genannt und sind meist aus Gallium- Arsenid-Feldeffekttransistoren (GaAs- FET) aufgebaut. Gallium- Arsenid weist eine weitaus höhere Mobilität und Driftgeschwindigkeit der Elektronen als Silizium auf. Da das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (engl.: Gain Bandwidth Product) proportional zur Elektronenmobilität ist, besitzt der GaAs- FET auch bei sehr hohen Frequenzen noch eine Verstärkung. Aus der hohen Elektronenmobilität resultiert auch ein geringeres thermisches Rauschen wodurch auch bei sehr hoher Frequenz eine geringe Rauschzahl erreicht wird [18].

### 2.2.5.2 Vorverstärkerentkopplung

Wie oben erwähnt werden zur Vorverstärkerentkopplung spezielle GaAsFETs verwendet welche eine sehr geringe Rauschzahl aufweisen. Typische Werte für die Verstärkung und die Rauschzahl solcher LNA's sind z.B. 20 dB bzw. 0.3 dB. Um einen möglichst geringen Rauschbeitrag zu liefern werden diese Verstärker meist rauschangepasst betrieben. Die Rauschanpassung ist ein spezieller Betriebszustand, bei welchem der Verstärker seine minimale Rauschzahl liefert. Dabei liegt am Eingang des Verstärkers eine hochgradige Fehlanpassung vor und der Reflexionskoeffizient ist beinahe 1 [35]. Es gibt also eine optimale Zuleitungsimpedanz, bei welcher der Verstärker in den rauschangepassten Betriebszustand versetzt wird (siehe Abbildung 37). Diese optimale Zuleitungsimpedanz bei Rauschanpassung ist der bei Leistungsanpassung i.A. nicht identisch [33].

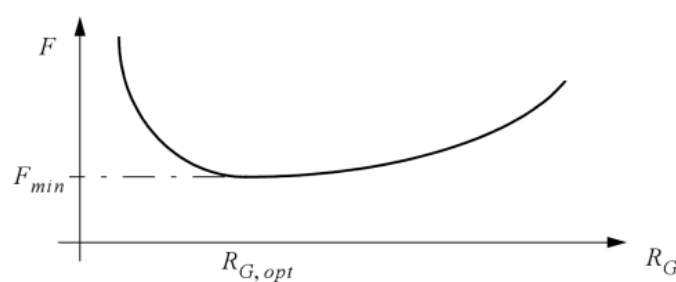
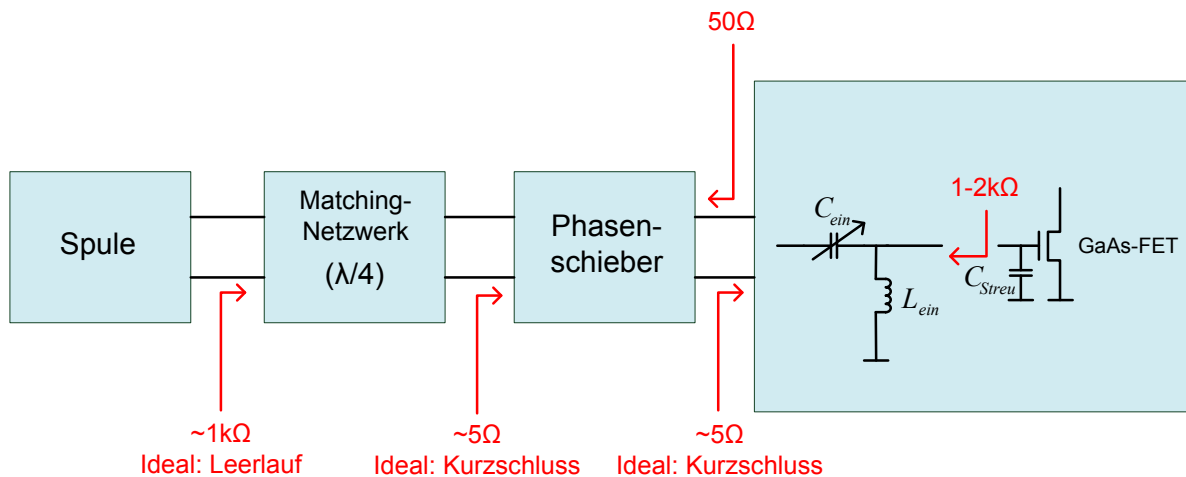


Abbildung 37: Verlauf der Rauschzahl in Abhängigkeit des Zuleitungswiderstandes [33]

Abbildung 38 zeigt das allgemeine Konzept, wie eine Empfangsspule durch einen Vorverstärker entkoppelt werden kann. Dieses Konzept wurde in Anlehnung an das Konzept von Reykowski et al. erstellt, bei welchem von einem Reflexionskoeffizienten nahe 1 ausgegangen wird.



**Abbildung 38: Allgemeines Konzept der Vorverstärkerentkopplung**

Das Eingangsnetzwerk des Vorverstärkers besteht aus einer seriellen Kapazität und einer parallelen Spule, welche als serienresonant angesehen werden können [34]. Aufgrund dieser Serienresonanz ergibt sich beim Blick in den Verstärker idealerweise ein Kurzschluss, was in der Praxis natürlich nicht erreicht wird. Das Ankoppelnetzwerk welches aus dem Matching-Netzwerk und dem Phasenschieber besteht, transformiert die Impedanz der beladenen Spule auf reelle 50  $\Omega$ . Diese treffen auf z.B. 5  $\Omega$  (i.A. ist dieser Wert kleiner) am Eingang des Vorverstärkers, wodurch sich ein sehr hoher Reflexionskoeffizient bzw. eine totale Fehlanpassung ergibt. Das Eingangsnetzwerk des Vorverstärkers muss somit die 50  $\Omega$  der Zuleitung am Vorverstärkereingang auf die für die Rauschanpassung des FETs benötigten 1-2 k $\Omega$  (je nach Transistortyp unterschiedlich) hochtransformieren. Die  $\lambda/4$ - Leitung des Ankoppelnetzwerkes erzeugt aus der sehr geringen Eingangsimpedanz des Vorverstärkers eine sehr hohe Impedanz im Spulenkreis. Somit wird durch die niedrige Vorverstärkerimpedanz die Empfangsspule hochohmig belastet und ein hoher Stromfluss verhindert. Dadurch kommt es zu keiner Signal- bzw. Rauschkopplung zwischen den einzelnen Empfangsspulen und die Spulen arbeiten unabhängig voneinander [34]. Dieses Konzept nennt man Vorverstärkerentkopplung. Obwohl der Vorverstärker nicht leistungsangepasst betrieben wird, wird durch das Eingangsnetzwerk und die hohe Eingangsimpedanz des GaAsFETs dennoch eine hohe Spannungsverstärkung erreicht.



### 2.2.6 Trägermaterial

Das Trägermaterial dient der mechanischen Befestigung von Bauteilen bzw. der elektrischen Verbindung zwischen den Bauelementen. Die Leiterbahnen aus Kupfer werden aus der Kupferbeschichtung heraus geätzt. Wichtige Eigenschaften des Trägermaterials sind dessen Dielektrizitätszahl, Verlustfaktor sowie eine hohe Formstabilität und Temperaturbelastbarkeit. Die Temperaturbelastbarkeit bzw. die sogenannte Glasübergangstemperatur bestimmt die maximale Betriebstemperatur des Substrats. Oberhalb dieser erweicht das Material und es kann zu Leiterbahnrisen kommen. Je geringer der Verlustfaktor ist, desto geringer sind die dielektrischen Verluste um die Leiterbahnen. Basismaterial für flexible Träger sind meist Polyester oder Polyimidfolien. Für feste Träger werden Verbunde aus

- Phenolharz mit Papier (FR2)
- Epoxidharz mit Papier (FR3)
- Epoxidharz mit Glasfasergewebe (FR4)
- Melaminharz mit Glasgewebe (G5, G9)
- Polyimidharz mit Glasgewebe (GI)

verwendet. Im sehr hohen Frequenzbereich verwendet man PTFE-Glasgewebe, das niedrige Dielektrizitätszahlen und Verlustfaktoren aufweist [38]. Hersteller flexibler Substrate sind z.B. Nelco, Taconic, Cufion und Rogers. In Tabelle 3 sind Kennwerte eines flexiblen Substrates sowie eines FR4- Trägers aufgelistet.

**Tabelle 3: Kennwerte des flexiblen Nelco NY9217 und von typischen FR4 Trägern**

Substrat	Material	$\tan\delta@10\text{GHz}$	$\epsilon_r$	Dicke ( $\mu\text{m}$ )	CTE ( $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ )
NY9217	PTFE-Glasgewebe	0.0008	2.17	127	260
FR4	Epoxidharz mit Glasfasergewebe	0.019	3.8-4.15	200-3000	175

CTE bezeichnet hierbei den Wärmeausdehnungskoeffizienten (Coefficient of Thermal Expansion). Dadurch wird die relative Längenänderung bei Temperaturänderung beschrieben.

## 2.3 Bau des Mäusevolumenresonators

In diesem Abschnitt werden praktische Aspekte beim Spulenbau näher beschrieben und dabei immer wieder eine Verbindung zur Theorie hergestellt. Des Weiteren wird hier auch auf die Auswahlkriterien der verschiedenen Materialien eingegangen sowie auf wichtige Datenblattinhalte verwiesen.

### 2.3.1 Dimensionierung und Design des Spulenarrays

Nachfolgend werden die herangezogenen Überlegungen zur Bestimmung des abzudeckenden FOV's näher erläutert sowie das daraus resultierende Design des Arrays beschrieben.

#### 2.3.1.1 Bestimmung der benötigten Dimensionen des Arrays

Mit dem Spulenarray sollten verschieden Messungen wie z.B. eine Ganzkörperfettmessung bei jeglicher Art von Mäusen möglich sein. Daher ist es wichtig den gesamten Körper von Nase bis zum Schwanzanfang mit dem FOV des Arrays abzudecken. Die dafür benötigten Dimensionen wurden aus einfachen Überlegungen abgeleitet. Der durchschnittliche Durchmesser einer üblichen Labormaus beträgt ca. 2,5 cm und die Körperlänge ca. 10 cm. Somit wurde der benötigte Durchmesser auf 3 cm und die Länge des benötigten FOVs auf 11 cm festgelegt. Bei einem Durchmesser von 3 cm ergibt sich für die Breite des Arrays ein Wert von 100,5 mm.

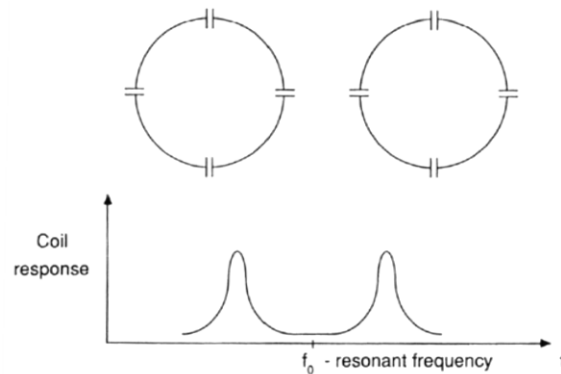
#### 2.3.1.2 Design des Spulenarrays

Zur mechanischen Befestigung der Leiterschleifen des Spulenarrays wurden diese auf ein flexibles Trägermaterial aufgebracht. Das verwendete Substrat NY9217 (Nelco) besteht aus einem PTFE- Glasgewebe- Material und weist eine geringe Dielektrizitätszahl und Verlustfaktor auf.

##### 2.3.1.2.1 Geometrische Entkopplung

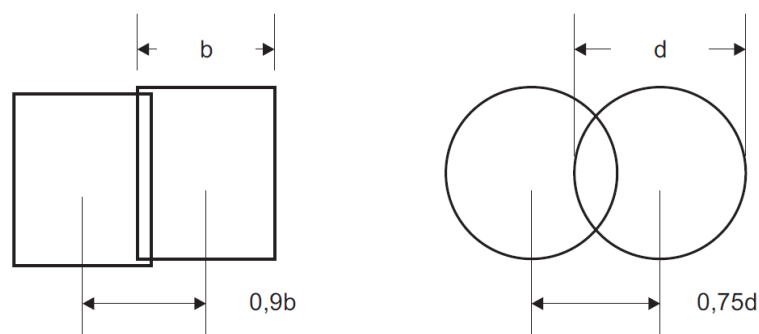
Befinden sich zwei auf derselben Frequenz resonierende Spulen in nächster Nähe zueinander, so kommt es aufgrund der Gegeninduktivität zwischen den Spulen zum Resonanzsplitting (siehe Abbildung 39). Dabei splittet sich die ursprüngliche

Resonanzfrequenz auf zwei Frequenzen auf wodurch es zu einer Sensitivitätsverringering bei der gewünschten Resonanzfrequenz kommt [34].



**Abbildung 39: Resonanzsplitting [34]**

Durch diese gegenseitige Beeinflussung kommt es zu einer Signal- bzw. Rauschkopplung zwischen den Spulen und die Spulen arbeiten nicht unabhängig von einander. Um diese Kopplung zu reduzieren (bzw. idealerweise zu eliminieren), gibt es die Möglichkeit der Spulenüberlappung. Hierbei sollten die Einzelspulen soweit überlappt werden, dass der durch die eine Spule in der anderen Spule hervorgerufene magnetische Fluss idealerweise Null wird. Dadurch wird eine induktive Kopplung der Spulen verhindert. Die ideale Überlappung zwischen den einzelnen Spulen eines Arrays ist abhängig vom Spulendesign bzw. von der Spulengeometrie und muss für jedes Array empirisch ermittelt werden [34]. In Abbildung 40 ist die ideale Spulenüberlappung für rechteckige und runde Spulen dargestellt.



**Abbildung 40: Ideale Spulenüberlappung für rechteckige und runde Spulen [34]**

### 2.3.1.2.2 Anordnung der einzelnen Spulen im Array

Der optimale Überlappungsbereich wurde empirisch mit zwei, auf die gleiche Resonanzfrequenz gebrachten, Spulen ermittelt. Dabei wurde eine Spule fix am Rohr befestigt und die zweite in verschiedene Positionen zu der fixen Spule gebracht. Bei jeder Änderung des Überlappungsbereiches wurde eine Transmissionsmessung mit der double-loop-coil (DLC) durchgeführt. Solange die beiden Spulen nicht geometrisch entkoppelt waren, ergab sich ein Resonanzsplitting. Wurde eine ideale Überlappung gefunden so ergab sich am Bildschirm des Netzwerkanalysators eine einzige Resonanzfrequenz und die Spulen waren geometrisch entkoppelt. Diese Vorgehensweise wurde so lange durchgeführt bis eine Anordnung bzw. Größe der Spulen gefunden wurde, welche um den gesamten Umfang des PVC-Rohres reichte und somit das gesamte FOV abdeckte. In Abbildung 41 ist das endgültige Design des Spulenarrays dargestellt. Die genaue Bemaßung des Arrays kann dem Anhang entnommen werden.

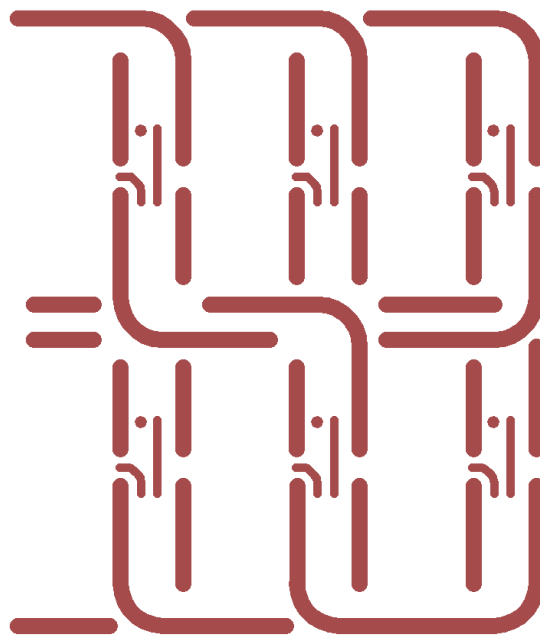


Abbildung 41: Design Spulenarray

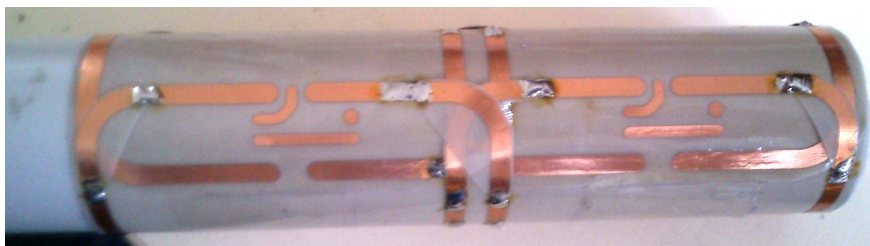


Abbildung 42: Umwickeltes PVC-Rohr

## 2.3.2 Gesamtaufbau

### 2.3.2.1 Design der Einzelspulen

Um den Antenneneffekt zu minimieren wurde eine Segmentierung der Spule mittels Kondensatoren vorgenommen. Eine weitere Minimierungsmaßnahme war der symmetrische Aufbau gegenüber Masse.

Die DC- Versorgung der PIN- Diode wird über die HF- Leitung vorgenommen und über die beiden Koppelspulen  $L_{DC}$  eingekoppelt. Eine Koppelspule befindet sich direkt auf der Empfangsspule und eine auf der Vorverstärkerplatine (siehe Schema der gesamten Empfangskette Abbildung 48).

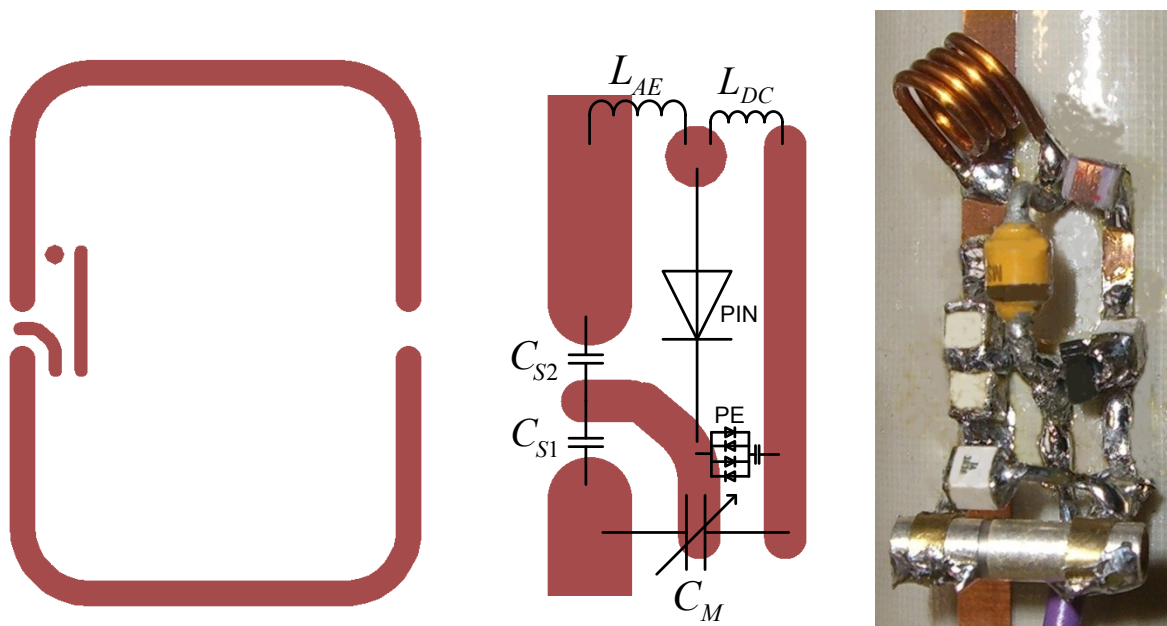
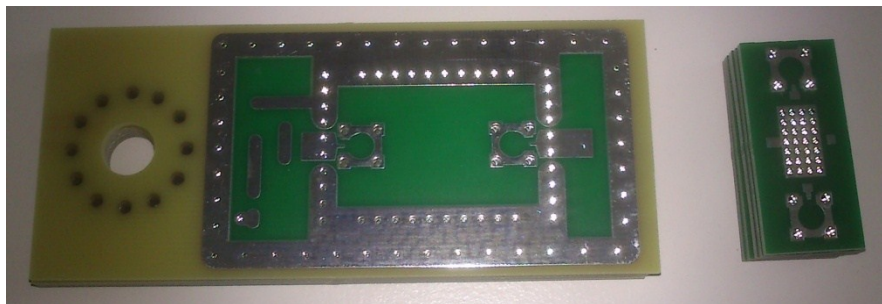


Abbildung 43: Design der Einzelspule Eagle-Layout (a), Spulenausgang bestückt (b,c)

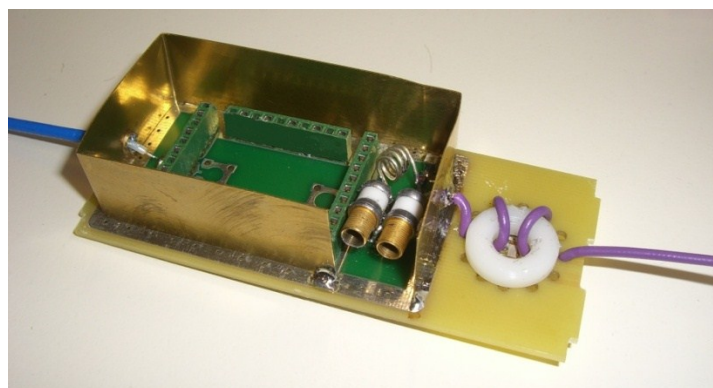
### 2.3.2.2 Design der Vorverstärkerplatine

Als Trägermaterial für die Vorverstärkerplatine wurde FR4 verwendet. Die Einzelspulen sind mit den zugehörigen Vorverstärkerplatten über eine Lambda/Viertel Leitung verbunden. Dadurch ist es möglich die Vorverstärker in einer gewissen Entfernung zur Empfangsspule zu platzieren. Auf den Vorverstärkerplatten befinden sich die Mantelwellensperre, das Pi-Glied zur Kompensation der Eingangsreaktanz des Vorverstärkers und natürlich der Vorverstärker selbst. Die Entfernung zwischen dem Pi- Glied und dem Vorverstärkereingang ist bewusst sehr kurz gehalten, da jedes weitere Leitungstück eine zusätzliche Induktivität aufweist und somit eine Phasenverschiebung des Signals verursacht. Auf der

Vorverstärkerplatine befindet sich auch der Anschluss an die Steuerleitung für die aktive Entkopplung. Der Vorverstärker sowie das Pi- Glied werden dabei von einem Schirmgehäuse umschlossen um Mantelwellen und Übersprechen zwischen den Vorverstärkern zu verhindern. Zum Schirm gehört auch die auf der Unterseite liegende Massefläche. Eine Steuerleitung muss über einen Durchführungskondensator durch einen Schirm geführt werden. Dadurch werden eine Einkopplung von HF- Strömen in den DC- Pfad verhindert und evtl. vorhandene HF- Ströme über den Schirm abgeleitet. Die Zuleitung zum Pi- Glied sowie die Leitung zum Ausgang des Vorverstärkers werden über Koaxialkabel durch das Schirmgehäuse geführt. Dabei wird der Schirm der Koaxialleitungen lückenlos außen am Schirmgehäuse angelötet. Die Schirmung wirkt gegen störende E- und B- Felder insofern, als auf Isopotentialflächen kein E- Feld erzeugt werden kann und die B- Felder Wirbelströme induzieren welche deren Ursache entgegenwirken und somit oberhalb einer gewissen Grenzfrequenz auch keine B- Felder den Schirm durchdringen können.



**Abbildung 44: Vorverstärkerplatten für Siemens-Verstärker (links) und WMA-Verstärker (rechts)**



**Abbildung 45: Bestückte Vorverstärkerplatine**

Diese Platine wurde als „Hybridplatine“ ausgeführt. Dadurch ist es möglich zwei verschiedene Arten von Vorverstärkern einzusetzen und ihre Leistungsfähigkeit miteinander

zu vergleichen. Verglichen wurden dabei ein Vorverstärkermodell der Firma Siemens und ein neueres und kleineres Modell der Firma Wantcom (siehe Abbildung 46).

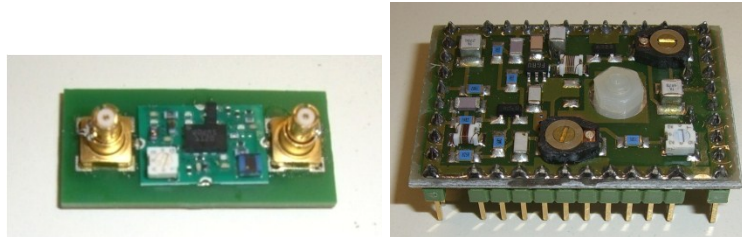


Abbildung 46: WMA- Verstärker (links) und Siemens- Verstärker (rechts)

### 2.3.2.2.1 Anordnung der Vorverstärkerplatten

Die Vorverstärkerplatten wurden hexagonal um das PVC-Rohr angeordnet. In Abbildung 47 sind die Vorverstärker rot dargestellt, die Schirme blau und die Vorverstärkerplatten bzw. das in der Mitte liegende PVC- Rohr schwarz.

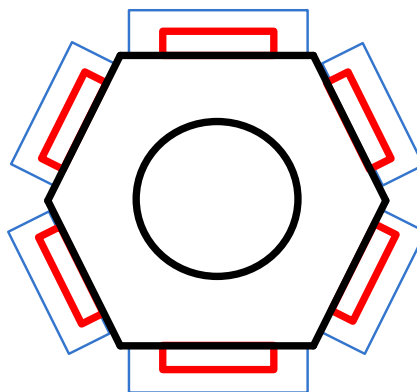


Abbildung 47: Hexagonale Anordnung der Vorverstärkerplatten

### 2.3.2.3 Aufbau der gesamten Empfangskette

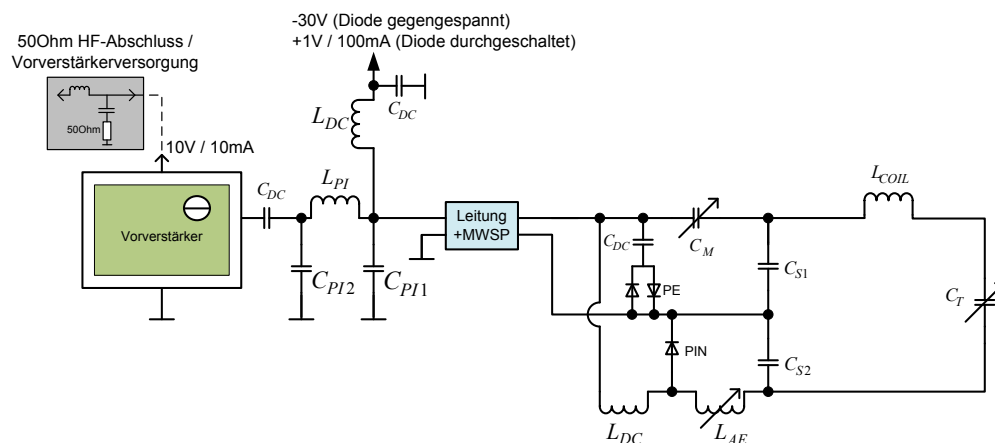


Abbildung 48: Aufbau eines Empfangskanals

**Bauteilwerte und Güten:**

$$L_{Coil} = 133nH$$

$$L_{DC} = 4,7\mu H$$

$$L_{AE} = 51.8nH$$

$$L_{PI} = 34.6nH$$

$$C_T = 46pF$$

$$C_{S1} = 32.2pF$$

$$C_{S2} = 32.2pF$$

$$C_M = 6pF$$

$$C_{DC} = 1nF$$

$$C_{PI1} = 1.1pF$$

$$C_{PI2} = 7.8pF$$

$$\Delta f_U = 0.49MHz$$

$$Q_U = 251$$

$$R_U = 0.406\Omega$$

$$\Delta f_b = 0.63MHz$$

$$Q_b = 194$$

$$R_b = 0.53\Omega$$

$\Delta f_U$ ...Bandbreite der unbeladenen Spule

$Q_U$ ... Güte der unbeladenen Spule

$R_U$ ...Ohm'sche Widerstand der unbeladenen Spule

$\Delta f_b$ ... Bandbreite der beladenen Spule

$Q_b$ ... Güte der beladenen Spule

$R_b$ ... Ohm'scher Widerstand der beladenen Spule

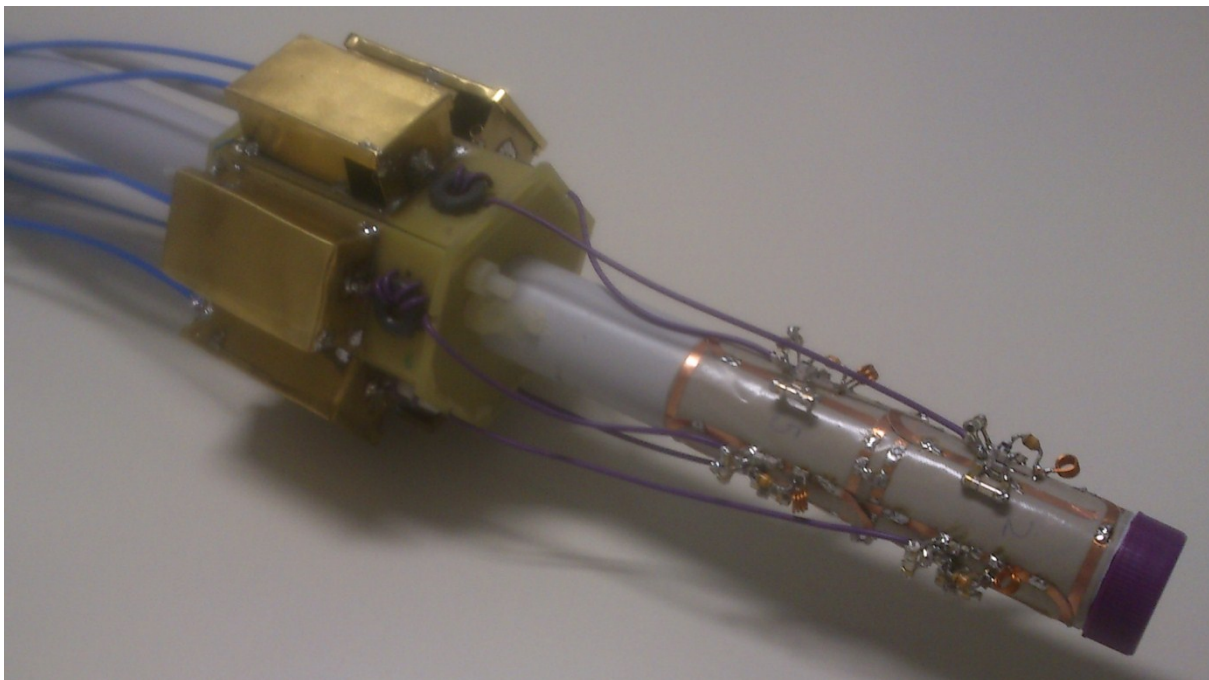
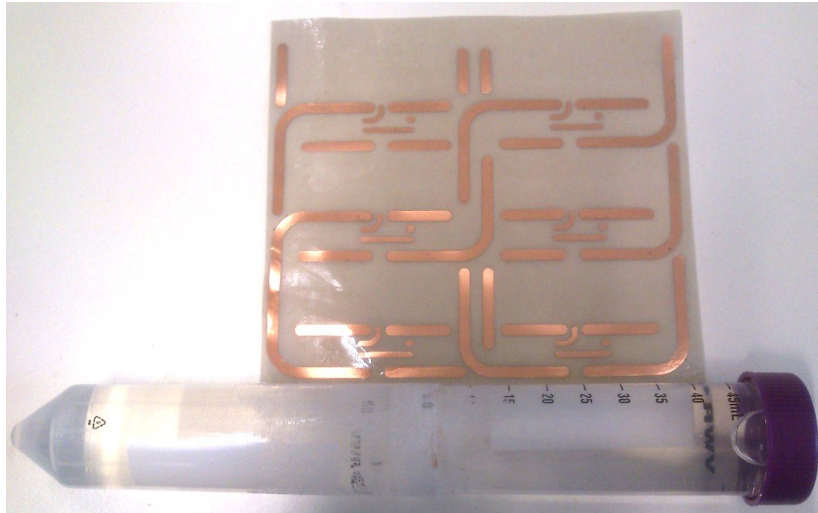


Abbildung 49: Fertiges Empfangskonstrukt



### 2.3.2.4 Phantom

Das Phantom besteht aus zwei zusammengefügt Zentrifugenröhrchen. Es wurde mit einer 0.36 %igen NaCl-Lösung gefüllt um eine möglichst realitätsnahe Nachbildung der ohm'schen Last durch eine Maus zu erreichen.



**Abbildung 50: Phantom mit Spulenarray**

## 2.4 Abstimmung der Komponenten des Phased- Arrays

In diesem Abschnitt soll die messtechnische Vorgehensweise zur Einstellung der Einzelkomponenten erläutert werden.

### 2.4.1 Testumgebung

Das Abstimmen und Testen der Empfangsspulen wurde mit Hilfe verschiedener Laborkomponenten durchgeführt. Diese ermöglichten die Spannungsversorgung sowie eine Aktivierung bzw. Deaktivierung der einzelnen Komponenten der Empfangsketten.

Zur Abstimmung und zum Test des Arrays wurden die nötigen Versorgungsspannungen für die Vorverstärker und die aktiven Entkopplungskreise über ein Netzgerät (VLP 1303) zur Verfügung gestellt. Das Gegenkoppeln und Durchschalten der aktiven Entkopplung sowie das Aktivieren der Vorverstärkerentkopplung konnte über einfache Schalter durchgeführt werden. Die Versorgung der Verstärker sowie die Abschlüsse der HF- Ausgänge wurden über ein HF-Modul ermöglicht.

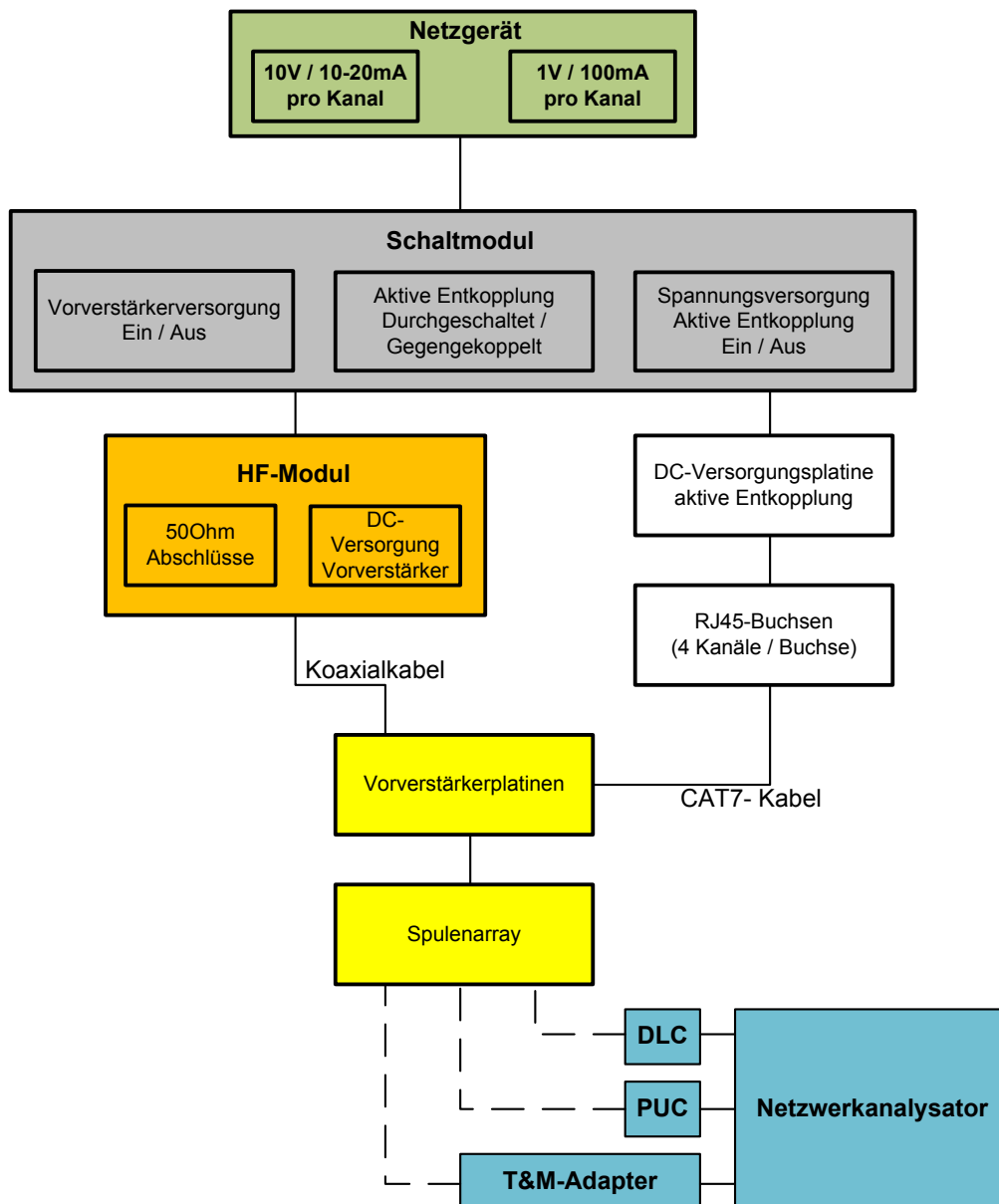
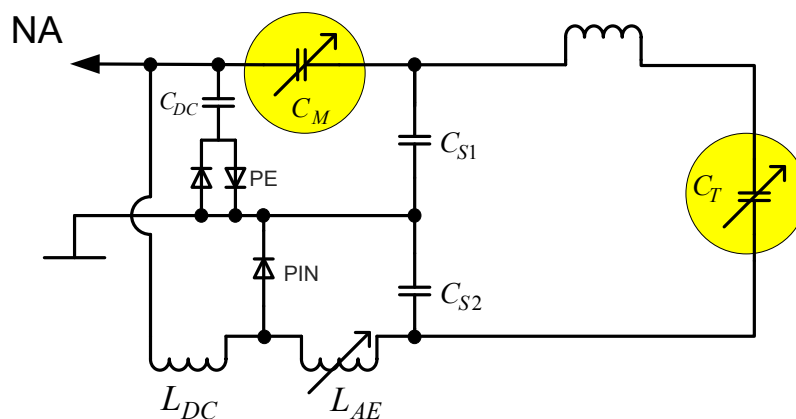


Abbildung 51: Komponenten der Testumgebung

### 2.4.2 Tuning und Matching (T&M)

Das T&M der Empfangsspule erfolgte über die, in Abbildung 52 hervorgehobenen, Kondensatoren  $C_T$  und  $C_M$ . Wie in Abbildung 53 dargestellt ist, wurde dabei der Ausgang der Empfangsspule direkt auf den Eingang des Netzwerkanalysators gelegt und eine Reflexionsmessung (S11- Messung) durchgeführt. Hierbei ist es wichtig, die Leitung von der Empfangsspule zum Netzwerkanalysator (NA) vor dem Anlöten über eine Auto- Length-Kalibrierung weg zu rechnen, da deren Übertragungsfunktion das Messergebnis verfälscht und einen Abgleich erschwert. Als Darstellungsart der Messung ist hierbei das Smith-Diagramm zu bevorzugen, da sowohl die Frequenz als auch der Real- und Imaginärteil der

Impedanz dargestellt wird. Die Tuning- und Matching- Kondensatoren wurden so lange verändert, bis bei einer Arbeitsfrequenz von 123.2 MHz ein rein reeller Widerstand von 50  $\Omega$  vorlag. Hier soll noch einmal hervorgehoben werden, dass es sich bei dieser Frequenz NICHT um die Resonanzfrequenz des Empfangsschwingkreises handelt- diese liegt nach dem T&M bei einer anderen Frequenz als 123.2 MHz. Das T&M musste dabei notwendigerweise abwechselnd durchgeführt werden, da eine Veränderung einer der beiden Kondensatorwerte einen Einfluss auf den gesamten Empfangskreis hat. Wird der Matching- C kleiner, so wird aufgrund der inversen Proportionalität zwischen der kapazitiven Reaktanz und dessen C- Wert, das Verhalten des Parallelresonanzkreises kapazitiver (die Reaktanz des Parallelresonanzkreises nimmt ab). Mit kleiner werdendem Matching- C steigt in weiterer Folge die Arbeitsfrequenz, da die Gesamtkapazität abnimmt. Somit musste der Tuning- C nachjustiert und größer gemacht werden um die Arbeitsfrequenz wieder nach unten zu bringen. Beim T&M eines Empfangskreises wurden alle anderen bereits aufgebauten und abgestimmten Spulen des Arrays mit aktiver Entkopplung betrieben. Damit wurde eine von den anderen Spulen unabhängige Abstimmung der betrachteten Empfangskette ermöglicht.

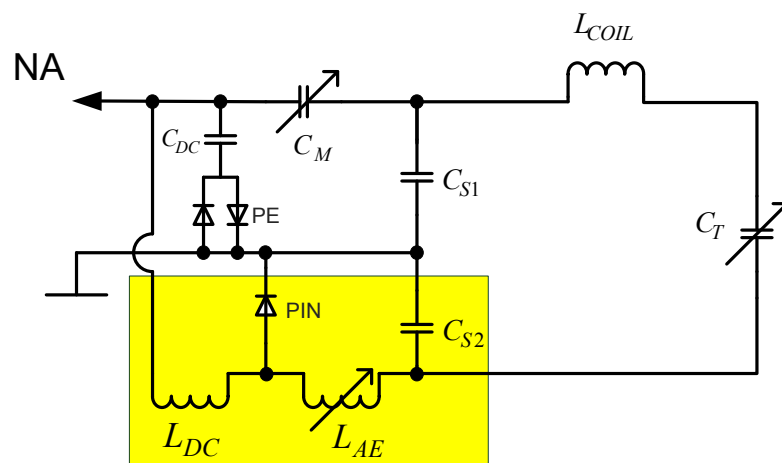


**Abbildung 52: Tuning- und Matching Kondensatoren im Empfangskreis**

Als Kondensatoren  $C_T$  und  $C_M$  wurden Trimmkondensatoren vom Typ „AT 57290 ROHS“ (Temex) verwendet. Diese besitzen einen Trimbereich von 1-13pF und ein Saphir-Dielektrikum. Die Fixwertkondensatoren sind vom Typ „301CHBxGC ROHS“ (Temex). Alle verwendeten Kondensatoren sind speziell für den Gebrauch in MR-Systemen vorgesehen und sind nicht-magnetisch.

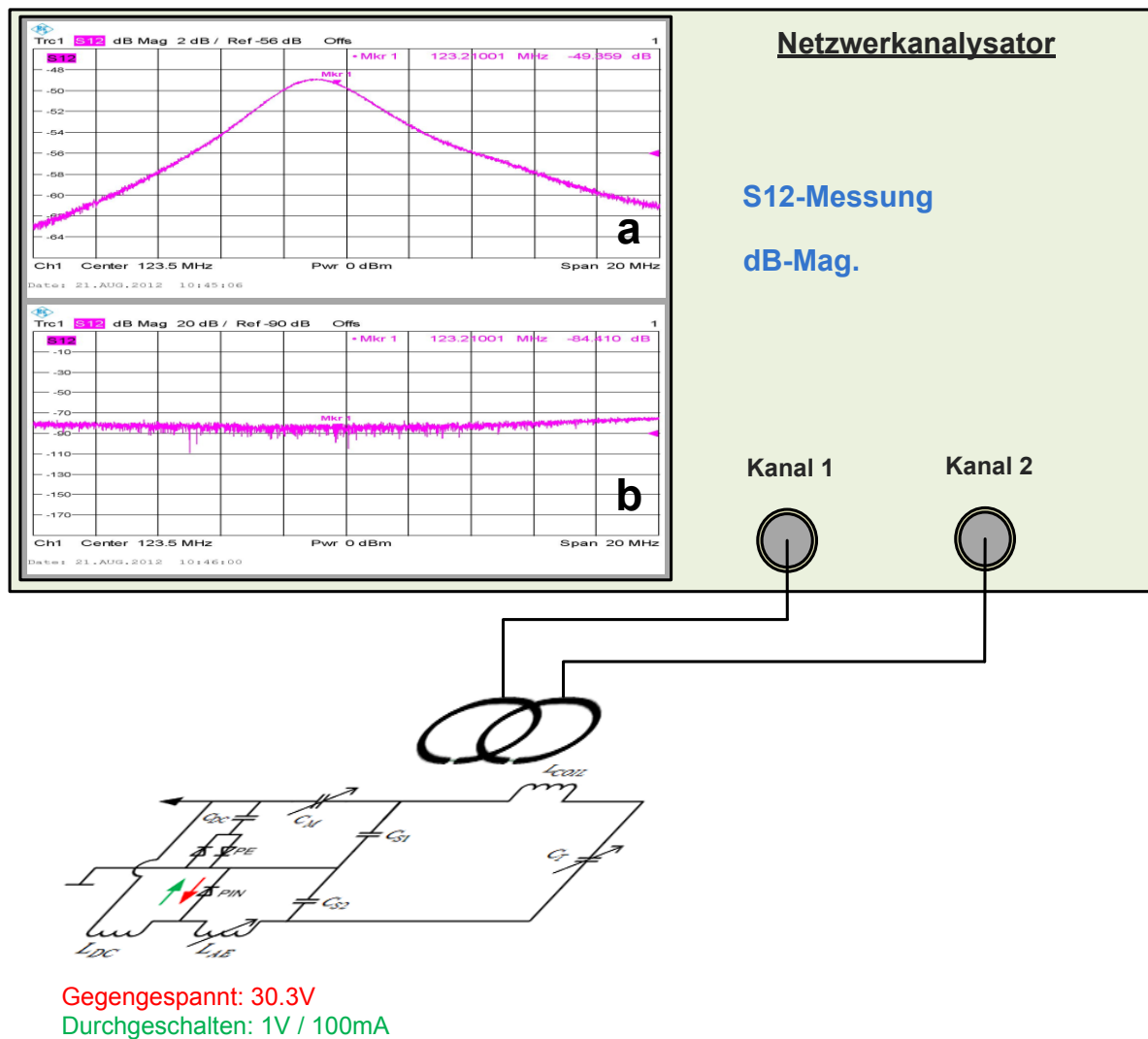


(siehe Datenblatt). Somit trägt die Diode aufgrund ihrer Impedanz auch zur SNR-Verschlechterung bei. Diese hängt vom Sperrstrom und somit von der Gegenspannung ab. Je größer diese ist, desto freier von Ladungsträgern ist die i-Schicht und desto besser isoliert diese. Deshalb wird die Diode mit einer Spannung von -30 V gegengespannt, welche vom Tomographen zur Verfügung gestellt und über die Koppelinduktivität  $L_{DC}$  eingekoppelt wird. Im durchgeschalteten Zustand wird die Diode mit einem Vorwärtsstrom von 100mA betrieben. Die Einkopplung über  $L_{DC}$  ist nötig, da diese Induktivität für das hochfrequente Empfangssignal eine hohe Impedanz aufweist und somit das Signal nicht über den DC-Pfad verloren gehen kann. Als Koppelinduktivitäten wurden nicht-magnetische Luftspulen vom Typ „1008CS-472XJT“ (Coilcraft) verwendet. Diese besitzen eine Induktivität von  $4,7 \mu\text{H}$  und die Anschlüsse bestehen aus einer Zinn-Silber-Kupfer-Legierung (siehe Datenblatt) und sind somit nicht- magnetisch.



**Abbildung 54: Komponenten der aktiven Entkopplung**

Die Messung der aktiven Entkopplung erfolgte über eine Transmissionsmessung mit der DLC. Die DLC ist ein Konstrukt aus zwei geometrisch entkoppelten PUCs. Hierbei wird von einer Spule der DLC über die Empfangsspule in die andere Spule der DLC eingekoppelt. Dabei nimmt die Empfangsspule einen Teil der Energie der 1. Spule auf und erzeugt ihrerseits ein magnetisches Wechselfeld welches in der 2. Spule der DLC ein Signal erzeugt. Die Kopplung sollte bei der gewünschten Arbeitsfrequenz von 123.2 MHz ein Maximum aufweisen (siehe Abbildung 55a). Eine geeignete Darstellung der Messung ist die Magnitude von  $S_{12}$  in dB. Wird die PIN- Diode durchgeschaltet und die aktive Entkopplung somit aktiv, so darf keine Kopplung von Spule 1 der DLC auf Spule 2 der DLC erfolgen (siehe Abbildung 55b).



**Abbildung 55: Messprinzip aktive Entkopplung, Messergebnis bei gegengespannter (a) und durchgeschalteter (b) PIN-Diode**

#### 2.4.4 Passive Entkopplung

Sollte die aktive Entkopplung aus irgendwelchen Gründen versagen und dadurch ein sehr hoher Strom in der Empfangsspule auftreten, so wird die passive Entkopplung wirksam. Der Kondensator  $C_{DC}$  der passiven Entkopplung dient nicht nur der DC- mäßigen Entkopplung sondern auch der Minimierung des Ringings, das beim Ein- und Ausschalten aufgrund der beiden Clamping- Dioden PE durchaus möglich ist.

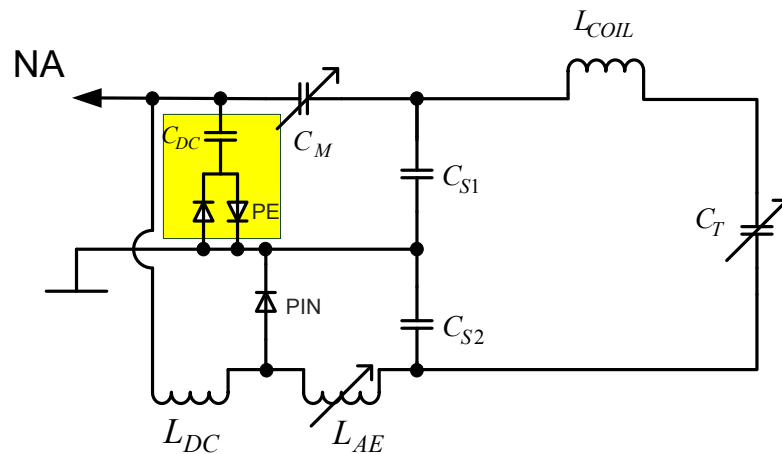


Abbildung 56: Passive Entkopplung

In Abbildung 56 sind die Komponenten der passiven Entkopplung hervorgehoben. Insgesamt wurden vier antiparallele BAV99- Dioden (Fairchild Semiconductor) eingesetzt um einen ausreichenden Schutz zu gewährleisten.

### 2.4.5 Übertragungsleitung

Die Übertragungsleitung welche die Vorverstärker mit den Empfangsspulen verbindet setzt sich aus einem Koaxialkabel welches eine Mantelwellensperre formt und einem Pi- Glied zusammen. Beide zusammen ergeben eine  $\frac{\lambda}{4}$ - Leitung. Der Polyethylenmantel des Koaxialkabels weist eine Dielektrizitätszahl von 2.4 auf. Daraus ergibt sich bei einer Frequenz von 123.2 MHz laut Formeln 64 und 65 eine Wellenlänge von  $\lambda = 157.18 \text{ cm}$  ( $\frac{\lambda}{4} = 39.29 \text{ cm}$ )

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (64) [9]$$

Als Länge für das Koaxialkabel wurden 22 cm gewählt um einerseits das Pi- Glied abstimmbar zu machen (eine längere Leitung bedeutet kleinere Werte für die Kondensatoren und die

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (65) [9]$$

Spule des Pi- Gliedes) und andererseits einen großen Abstand zwischen der unteren Arrayreihe und der Vorverstärkerplatinen zu gewährleisten. Durch diesen Abstand sollte der



Einfluss, der leicht magnetischen Trimmkondensatoren des Pi- Gliedes auf den Sensitivitätsbereich des Spulenarrays, minimiert werden.

### 2.4.5.1 Material

Um eine möglichst verlustlose Übertragung des Signals von der Empfangsspule zum Vorverstärker zu gewährleisten, müssen Materialien verwendet werden, welche den richtigen Wellenwiderstand ( $50 \Omega$ ) und eine geringe Dämpfung aufweisen. Natürlich müssen die verwendeten Kabel nicht-magnetisch sein. Typische nicht-magnetische Ausführungen des Innenleiters bzw. der Abschirmung sind z.B. reines Kupfer (Cu), Kupfer-Zinn- sowie Kupfer-Silber-Legierungen (CuSn, CuAg). Leitermaterialien welche Stahl beinhalten (StCuAg, StCu) sind zu vermeiden, da sie magnetisch sind. Im Bezug auf die Dämpfung ist auf ein geeignetes Dielektrikum sowie auf eine geeignete Abschirmung (einfach, doppelt) zu achten. Geeignete Dielektrika sind z.B. PTFE (Teflon) sowie PE (Polyethylen) wobei die Dämpfungen hierbei auch von Kabeltyp zu Kabeltyp verschieden sind und deshalb auf die Datenblattinhalte der Kabelhersteller verwiesen wird (siehe Anhang- Datenblätter).

Als Kabel für die Übertragungsleitung zwischen Empfangsspulen und Vorverstärkerplatinen wurde das G\_01132-06 (Huber&Suhner) ausgewählt. Dieses ist ein  $50 \Omega$ -Koaxialkabel mit einem PE-Dielektrikum und einfacher Abschirmung. Die Auswahlkriterien waren

- die geringe Dämpfung bei 123.2 MHz (ca. 0.4 dB/m, siehe Anhang- Datenblätter),
- die gute Flexibilität (da damit die Mantelwellensperre gewickelt werden muss),
- die geeigneten Dimensionen (Durchmesser des Innenleiters sowie Außendurchmesser) und
- die Tatsache dass es nicht-magnetisch ist (da der Innenleiter aus Cu und der Schirm aus CuAg besteht).

Für die genauen Spezifikationen dieses Kabeltyps wird auf das Datenblatt verwiesen.

### 2.4.5.2 Lambda-Viertel Leitung

#### 2.4.5.2.1 PI-Glied

Hierbei ist es wichtig die Trimmkondensatoren mit dem Trimmanschluss auf Masse zu legen, da dadurch die Störanfälligkeit geringer ausfällt als in dem Fall in welchem Trimmanschlüsse auf der Datenleitung liegen. Beim Abstimmen des Pi- Glieds wurde am Vorverstärkersteckplatz eine Impedanzmessung ( $S_{11} < Z$ ) durchgeführt. Dabei wurde der NA

über einen Adapter am Steckplatz des Vorverstärkereingangs angeschlossen. Zur Darstellung der Messung am NA wurde lineare Magnitude gewählt, sodass die Impedanz in Ohm dargestellt wurde. Das Pi- Glied wurde so abgestimmt dass sich bei einem  $50 \Omega$  Abschluss,  $50 \Omega @ 123.2 \text{ MHz}$  ergaben (Abbildung 59a). Im Fall des Leerlaufs soll aufgrund der Transformationseigenschaften der  $\lambda/4$  Leitung das Minimum (Abbildung 59c) und im Fall des Kurzschlusses ein Maximum (Abbildung 59b) der Impedanz gemessen werden. Die Spulen- und Kondensatorwerte waren so abzustimmen, dass die Leitung diese Bedingungen erfüllte.

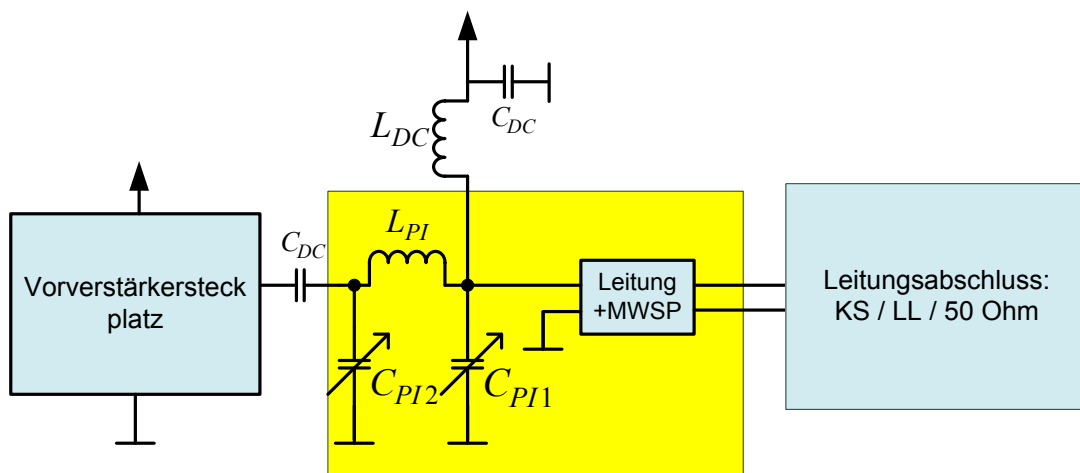


Abbildung 57: Komponenten zum Abgleich des Pi-Glieds bzw. der  $\lambda/4$ -Leitung

Abbildung 58 veranschaulicht schematisch die Auswirkungen auf den Impedanzverlauf bei Änderung von  $C_{PI1}$ ,  $C_{PI2}$  und  $L_{PI}$ .

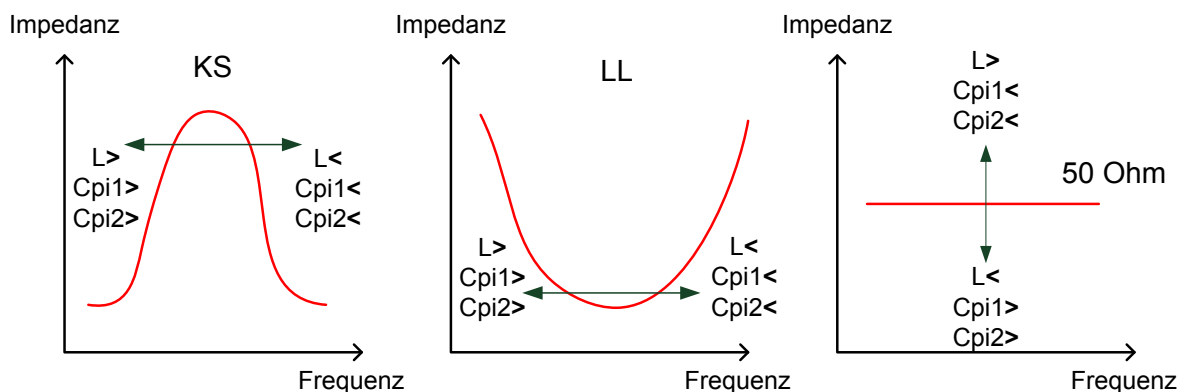
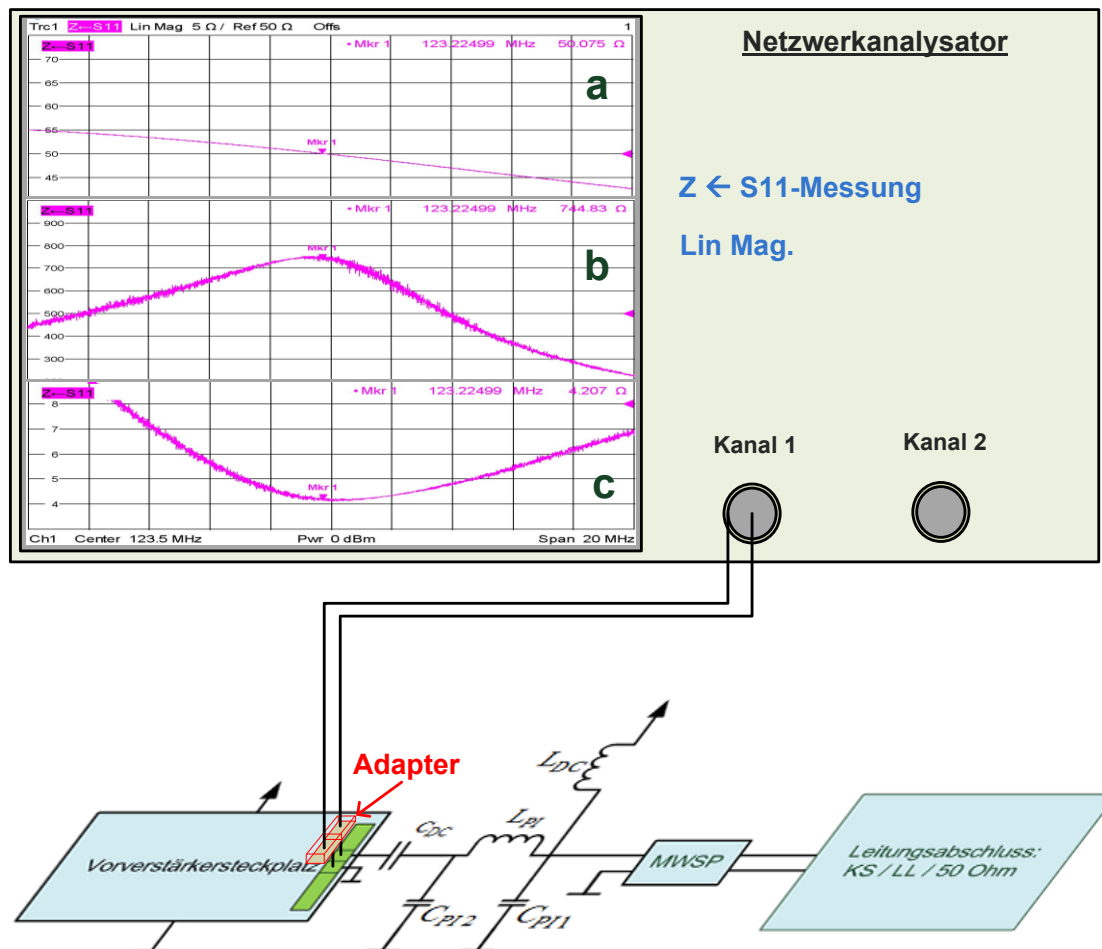


Abbildung 58: Auswirkungen auf den Impedanzverlauf bei Änderung von  $C_{PI1}$ ,  $C_{PI2}$  und  $L_{PI}$

Es wurde festgestellt, dass die Impedanzverläufe eine unterschiedliche Empfindlichkeit auf Änderungen der Kondensatoren bzw. der Spule aufweisen. Im Falle des Leerlaufs hat eine Änderung von  $C_{PI2}$  deutlich weniger Einfluss als die Änderung von  $C_{PI1}$ . Im Kurzschlussfall ist es genau umgekehrt. In beiden Fällen reagieren die Impedanzverläufe eher unempfindlich

auf eine Änderung von  $L_{PI}$ . Eine deutlich höhere Empfindlichkeit auf die Änderung von  $L_{PI}$  wurde im Fall des 50  $\Omega$ - Abschlusses festgestellt.



**Abbildung 59: Messprinzip  $\lambda/4$ -Leitung, Messergebnis bei 50  $\Omega$  (a) Kurzschluss (b) und Leerlauf (c) als Abschluss**

Das Pi- Glied simuliert ein Stück Leitung und kompensiert in weiterer Folge bei der Vorverstärkerentkopplung sowohl die Eingangsreaktanz des Vorverstärkers, als auch das auf  $\lambda/4$  fehlende Leitungsstück des Koaxialkabels.

#### 2.4.5.2.2 Mantelwellensperre

Die Mantelwellensperren wurden mit der PUC und einer Reflexionsmessung abgestimmt. Jede Mantelwelle besteht aus einem Toroidkörper aus Kunststoff sowie vier Windungen der Zuleitung und geeigneten Kondensatoren. Die Kondensatorwerte wurden so ausgewählt, dass die Mantelwellensperren bei 123.2 MHz ihre Resonanzfrequenz aufwiesen.

### 2.4.6 Vorverstärkerentkopplung

Bevor die Vorverstärkerentkopplung abgestimmt werden konnte, musste nach dem Zusammenschließen der einzelnen Komponenten ein T&M durchgeführt werden. Dabei wurde mit einem Steckadapter eine Reflexionsmessung (S11) am Vorverstärkeranschluss durchgeführt. Das T&M wurde, wie unter Punkt 2.3.3.1 beschrieben, durchgeführt. Nachdem die Empfangsspule getuned und gematched war, konnte der Vorverstärker eingebaut und abgestimmt werden. Durch das T&M „sieht“ der Vorverstärker an seinem Eingang eine reelle Impedanz von  $50 \Omega$ . Die Abstimmung der Vorverstärkerentkopplung wurde über eine Transmissionsmessung (S12) mit der DLC durchgeführt. Durch den Vorverstärker ergibt sich der typische M-förmige Verlauf. Dabei sollte das Minimum auf der gewünschten Arbeitsfrequenz von 123.2 MHz liegen (siehe Abbildung 61). Um das Minimum auf diese Frequenz zu bringen wurden zwei verschiedene Methoden getestet. Zum Einen ist es möglich das Pi- Glied zu verändern und zum Anderen kann der Trimm- Kondensator am Vorverstärkereingang verstellt werden. Durch eine Änderung des Pi- Gliedes kompensiert man die durch den Vorverstärker zusätzlich eingebrachte Reaktanz und verändert aber auch die Transformationseigenschaften der  $\lambda/4$  Leitung wodurch der Verstärker eine andere Impedanz als  $50 \Omega$  „sieht“. Bei Änderung des Kondensatorwertes am Eingang des Vorverstärkers wird die Resonanzfrequenz des Eingangsschwingkreises verschoben und die Rauschzahl verändert. Dadurch arbeitet der Vorverstärker nicht mehr rauschangepasst. Die Vorverstärker der Firma Siemens wurden über den Trimm- Kondensator am Verstärkereingang angepasst. Die WMA- Verstärker wurden nur über das Pi- Glied angepasst, weil sie einerseits keinen Trimmer für den Eingangsschwingkreis besitzen und andererseits die Anpassung über das Pi- Glied für diesen Verstärkertyp möglich ist. Mit beiden Arten von Vorverstärkern wurde das erzielbare SNR gemessen.

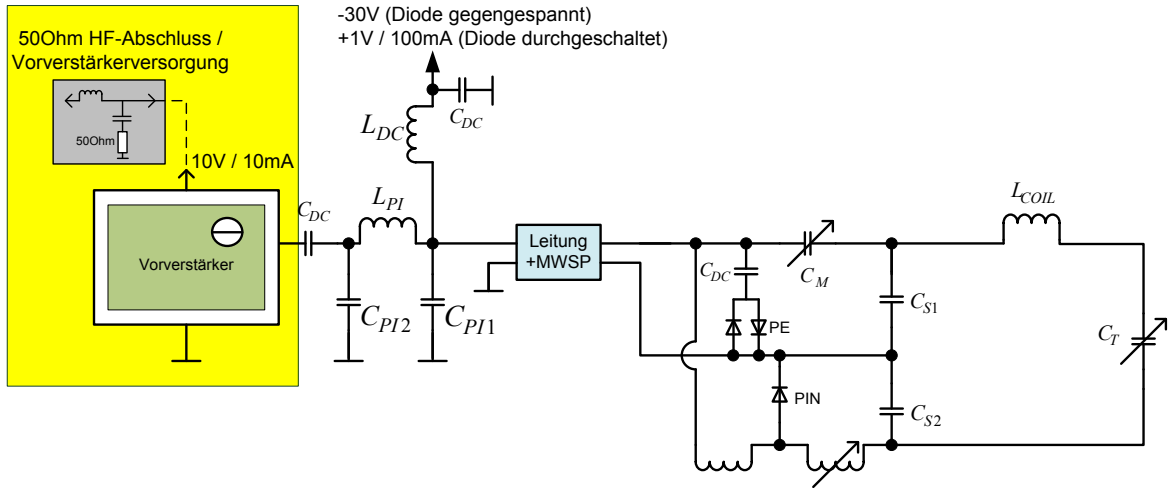


Abbildung 60: Vorverstärkerentkopplung

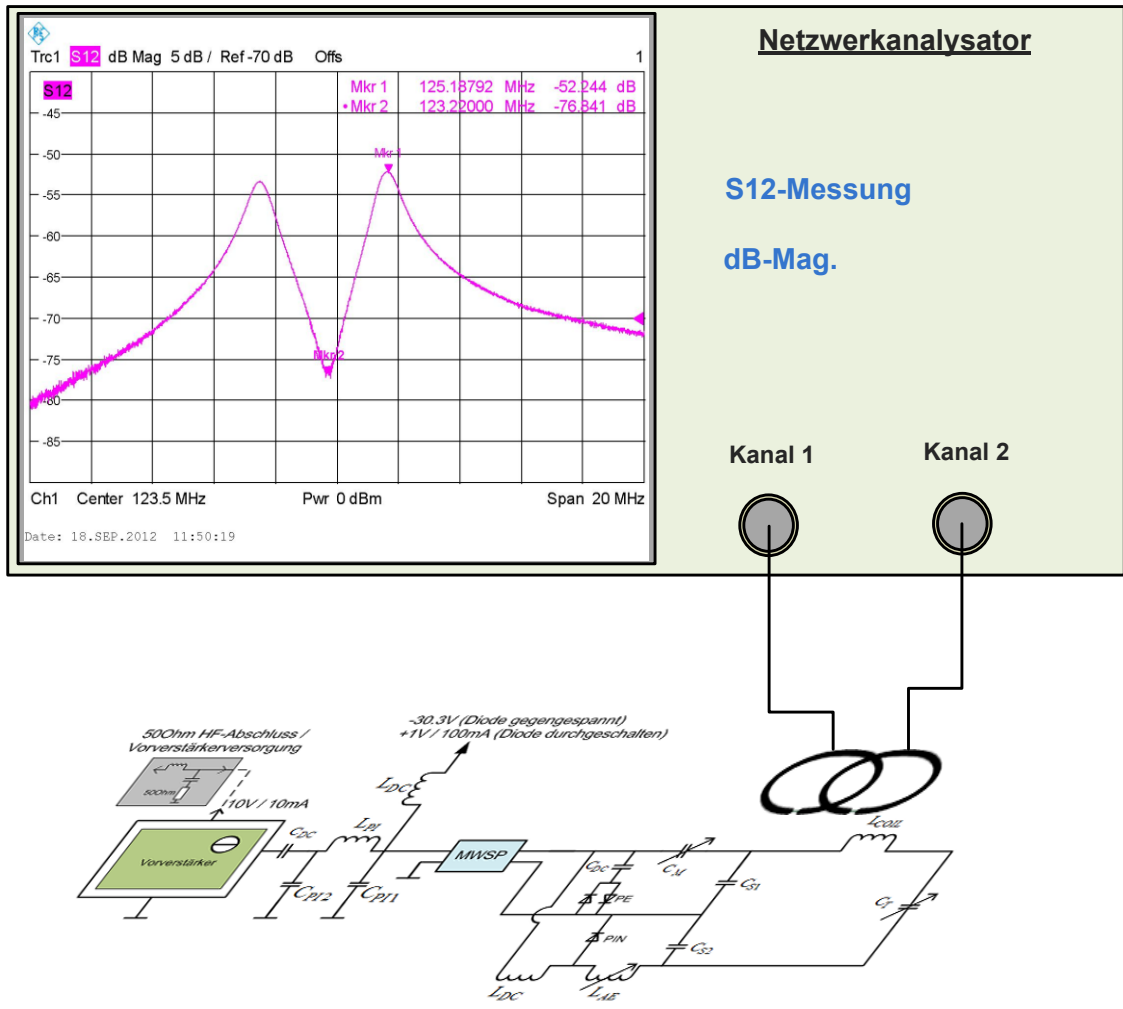
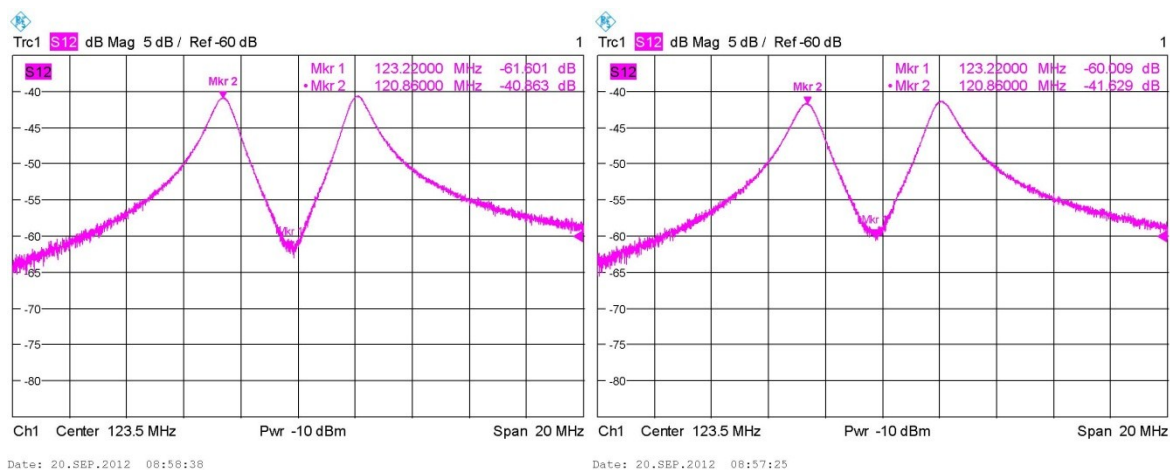


Abbildung 61: Messprinzip Vorverstärkerentkopplung

## 2.4.7 Entstörmaßnahmen

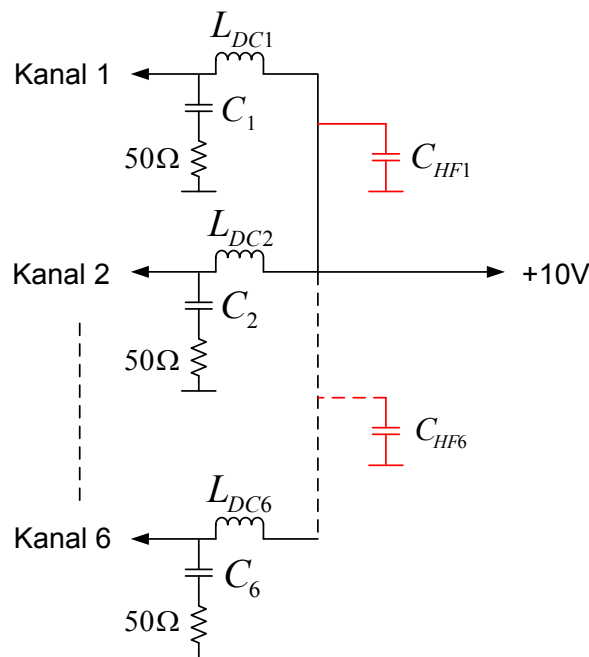
Beim Bau des Spulenarrays traten immer wieder Störungen auf, die aber durch geeignete Maßnahmen unterdrückt wurden.

Der Entstehung von Mantelwellen wurde über die Mantelwellensperren sowie die einzelnen, komplett geschlossenen, Schirmgehäuse entgegengewirkt. Die Schirmgehäuse verhindern außerdem eine Kopplung der relativ nahe beieinanderliegenden Vorverstärker und tragen zu einer besseren Vorverstärkerentkopplung bei (Abbildung 62).



**Abbildung 62: Vorverstärkerentkopplung mit (links) und ohne (rechts) Schirmgehäuse**

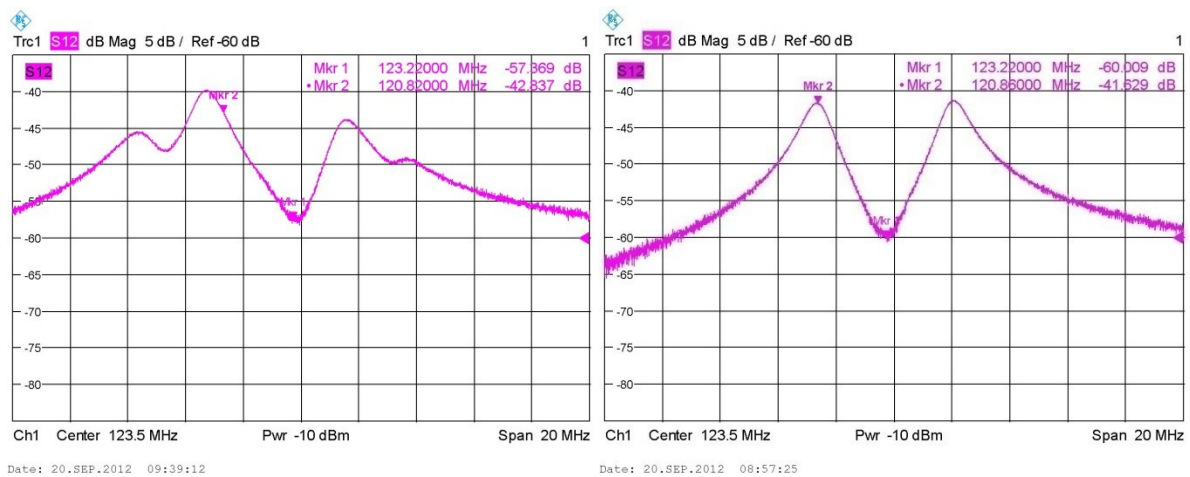
Ein weiteres Problem stellten die Interkanalkopplungen zwischen den Vorverstärkerversorgungs- bzw. Ausgängen dar. Das bereits bestehende HF-Stecker-System, welches für die Bereitstellung der Versorgungsspannung sowie als Ausgang für die Vorverstärker dient, wurde so modifiziert, dass die Vorverstärkerausgänge über Lemo-Stecker angeschlossen werden konnten. Dabei ergaben sich Probleme mit Interkanalkopplungen, die sich auf ein schlechtes HF-Design zurückführen ließen. In Abbildung 64 werden die Probleme aufgrund der Beschaltung ersichtlich. HF-Ströme, welche hinter den Koppelspulen auftreten, gelangen von einem Kanal in den Anderen und verursachen somit Störungen. Die interne Beschaltung im HF-Stecker-System wurde daraufhin so verändert, dass die störenden HF-Ströme über die Kondensatoren  $C_{HF1} - C_{HF6}$  zwischen den Kanalverbindungen abfließen können. In Abbildung 63 ist die vorgenommene Modifizierung zur Verhinderung der Interkanalkopplungen rot dargestellt.



**Abbildung 63: Interne Beschaltung des HF-Stecker-Systems**

Die Interkanalkopplungen sowie die Mantelwellen verursachten eine sehr starke „Handempfindlichkeit“ des gesamten Systems, wodurch eine richtige Abstimmung der einzelnen Komponenten unmöglich wurde. Des Weiteren ergab sich eine starke Schwingneigung der einzelnen Verstärker. Dies äußerte sich dadurch, dass es bei der Abstimmung der Vorverstärkerentkopplung unmöglich war das Minimum der „M-Form“ auf die richtige Frequenz zu bringen. Kurz vor dem Erreichen der gewünschten Frequenz „sprang“ das Minimum auf eine andere Frequenz ober- oder unterhalb der gewünschten Frequenz von 123.2 MHz. Diese Probleme trugen auch oftmals zu gänzlich falschen Signalverläufen bei und führten sogar zur Zerstörung von Vorverstärkern.

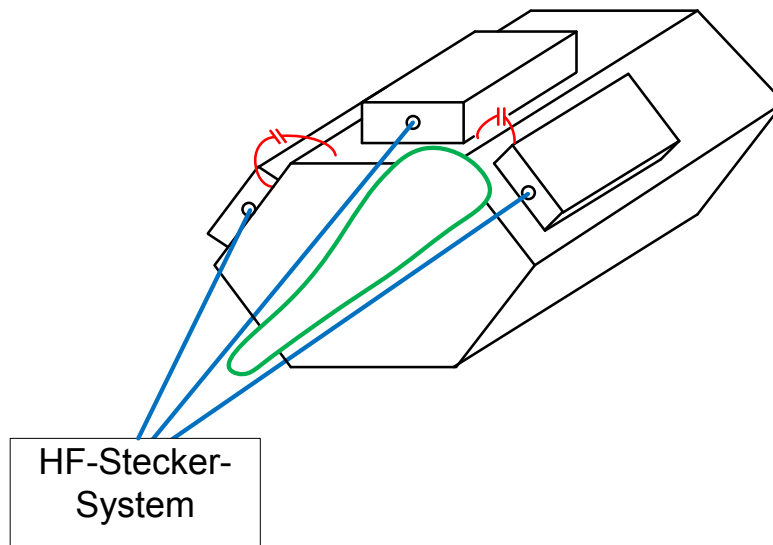
Eine weitere Entstörmaßnahme war das Zusammenschließen der einzelnen Vorverstärkermassen über 1nF-Kondensatoren (siehe Bild 65). Durch das Zusammenschließen verhindert man das Problem der „floatenden Massen“ und alle Vorverstärkerplatten besitzen dasselbe Massepotential. Dadurch können über die Massen keine Ausgleichsströme (Mantelwellen) entstehen. Denselben Zweck hat die enge Kabelführung vom Vorverstärkerausgang zum HF-Stecker-System (die Massen koppeln kapazitiv mit einander). In Abbildung 64 sind die Auswirkungen des Zusammenschließens der Massen ersichtlich- die „Nebenpeaks“ verschwinden.



**Abbildung 64: Verlauf der Vorverstärkerentkopplung ohne (links) und mit (rechts) Massenverbindung**

Da durch die Verbindung der Massen Masseschleifen entstehen (siehe Abbildung 65 grüne Schleife), kann es zur Wirbelstrominduktion durch die geschalteten Gradienten des Tomographen kommen. Die 1 nF- Kondensatoren sollten diese Spannungsinduktion durch die relativ langsamen Gradienten verhindern und ab einer gewissen Frequenz eine hohe Impedanz in der Masseschleife verursachen. Die Gradienten werden in einer Zeit von 100  $\mu$ s geschaltet. Der trapezförmige Verlauf, welcher sich durch das Schalten ergibt, lässt sich nach der Theorie der Fourier-Synthese aus einer Überlagerung mehrere periodischer Signale mit unterschiedlichen Frequenzen erzeugen. Die Frequenzen dieser Signale reichen von etwa 10 kHz- 200 kHz. Somit lässt sich leicht die durch den Kondensator erzeugte Impedanz bei einer Frequenz von 200 kHz berechnen. Diese erreicht einen Wert von etwa 800  $\Omega$ . Des Weiteren gewährleistet man durch die enge Kabelführung eine kapazitive Kopplung der Kabelschirme wodurch die Masseschleifen kleiner werden und somit das Ausmaß der Wirbelstrominduktion reduziert wird.





**Abbildung 65: Schematische Darstellung der Masseverbindung über Kondensatoren und der daraus resultierenden Leiterschleifen**

Essentiell für die Funktion des gesamten Arrays ist außerdem ein möglichst symmetrischer Aufbau aller Komponenten.

## 2.5 Evaluierung der Auswirkungen der Spulenüberlappung

Zur Evaluierung dessen, welche Auswirkungen eine induktive Kopplung bzw. unterschiedliche Überlappungen zwischen zwei vorverstärkerentkoppelten Empfangsspulen auf das empfangene Signal haben, wurden zwei einzelne Empfangsketten aufgebaut. In den Empfangsketten wurden auf einen Phasenschieber sowie eine Mantelwellensperre verzichtet und stattdessen nur eine  $\lambda/4$ -Leitung verwendet (siehe Abbildung 66). Eine Schirmung der Vorverstärker wurde nicht vorgenommen. Die gegenseitige Beeinflussung der Vorverstärker wurde einfach durch einen gewissen Abstand bei der Messung im Tomographen, verhindert (siehe Abbildung 67). Die Bildakquisition im Tomographen erfolgte jeweils mit unterschiedlichen Überlappungen der Spulen.

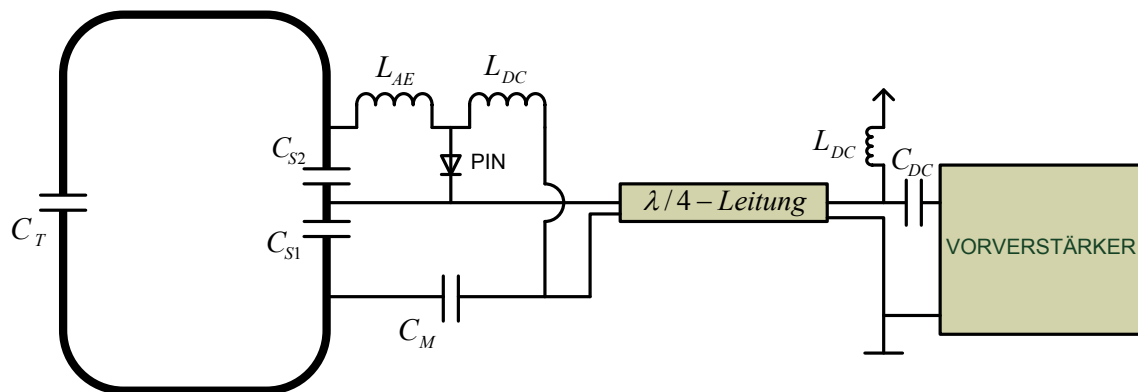


Abbildung 66: Reduzierte Empfangskette

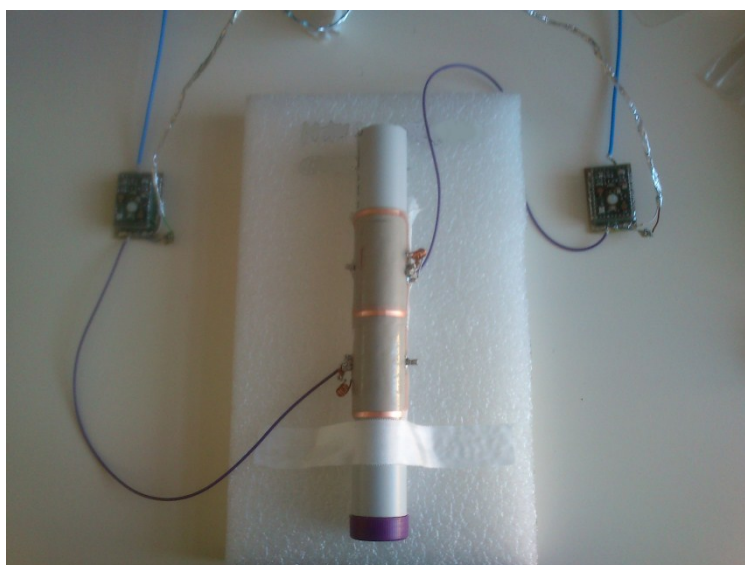


Abbildung 67: Testaufbau im Tomographen

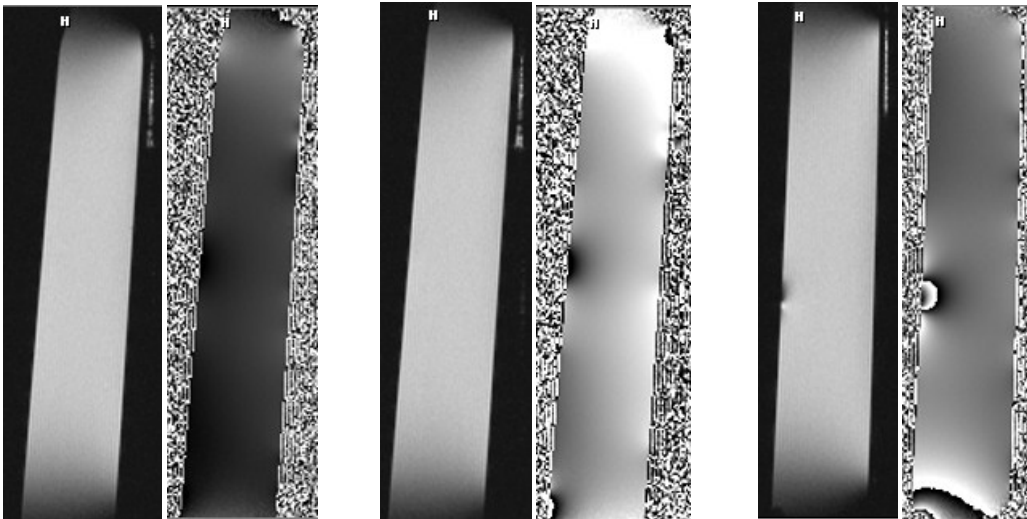
## 3 Ergebnisse

### 3.1 Bauteiltests

Um die Auswirkungen verschiedenster Bauteile auf das MR-Signal zu verifizieren, wurden die verschiedenen Bauteile an einem Phantom befestigt und mit dem Birdcage-Resonator vermessen.

Ausgewertet wurden folgende Bauteile welche sich direkt auf der Empfangsspule befinden:

- 4,7 $\mu$ H DC-Kopplungsspulen
- PIN- Diode (UM9415)
- BAV-99



**Abbildung 68: Jeweils Betrags- und Phasenbild einer PIN- Diode mit Abstand 4mm, 2mm und 0mm (v.l.n.r.) zur Phantomoberfläche**

Weitere Bauteile, welche getestet wurden, aber jedoch nicht direkt in der Empfangsspule vorhanden sind:

- Vorverstärkerplatine
- Nachbestellte 4,7 $\mu$ H DC-Koppelspulen
- RJ45-Buchse
- LEMO-Stecker
- Buchsenleiste schwarz und grün
- Glimmer-Kondensator A3 1 nF
- Rosenbergerstecker 19S103-400L5-NM

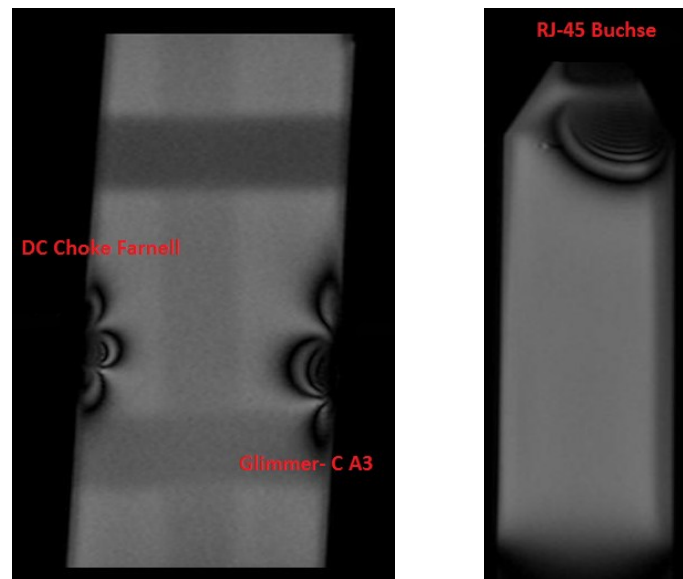


Abbildung 69: Betragsbilder 4,7  $\mu$ H DC- Choke, Glimmer Kondensator 1 nF, RJ-45 Buchse

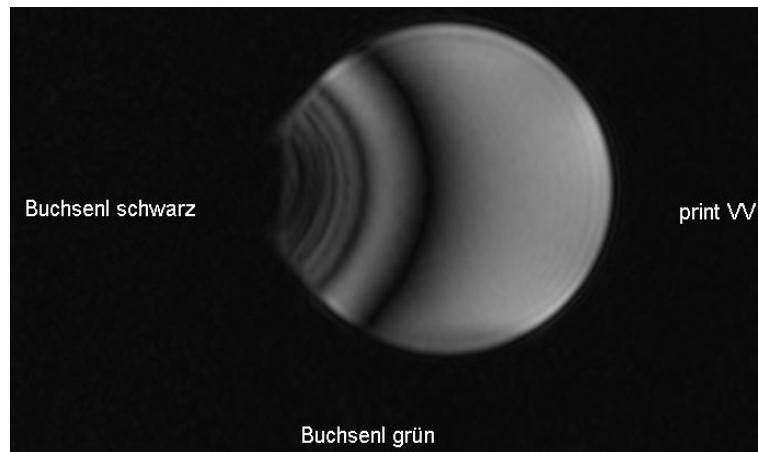


Abbildung 70: Betragsbild Buchsenleiste schwarz und grün sowie Vorverstärkerplatine

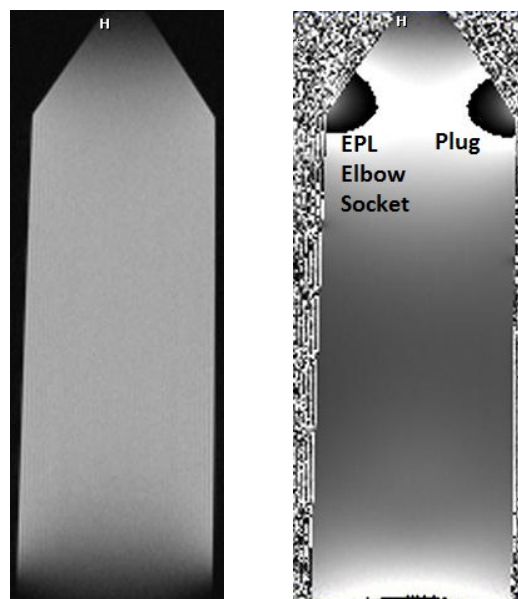


Abbildung 71: Betrags- und Phasenbilder Lemo-Steckverbinder

### 3.2 Test mit 3 aktiven Spulen

Die Spulen wurden mit den Siemens- und WMA- Vorverstärkern getestet. Abbildung 72 zeigt die Ergebnisse, die mit den Siemens- Vorverstärkern erzielt wurden. Dabei wurde eine Schichtdicke von 1.5 mm gewählt.

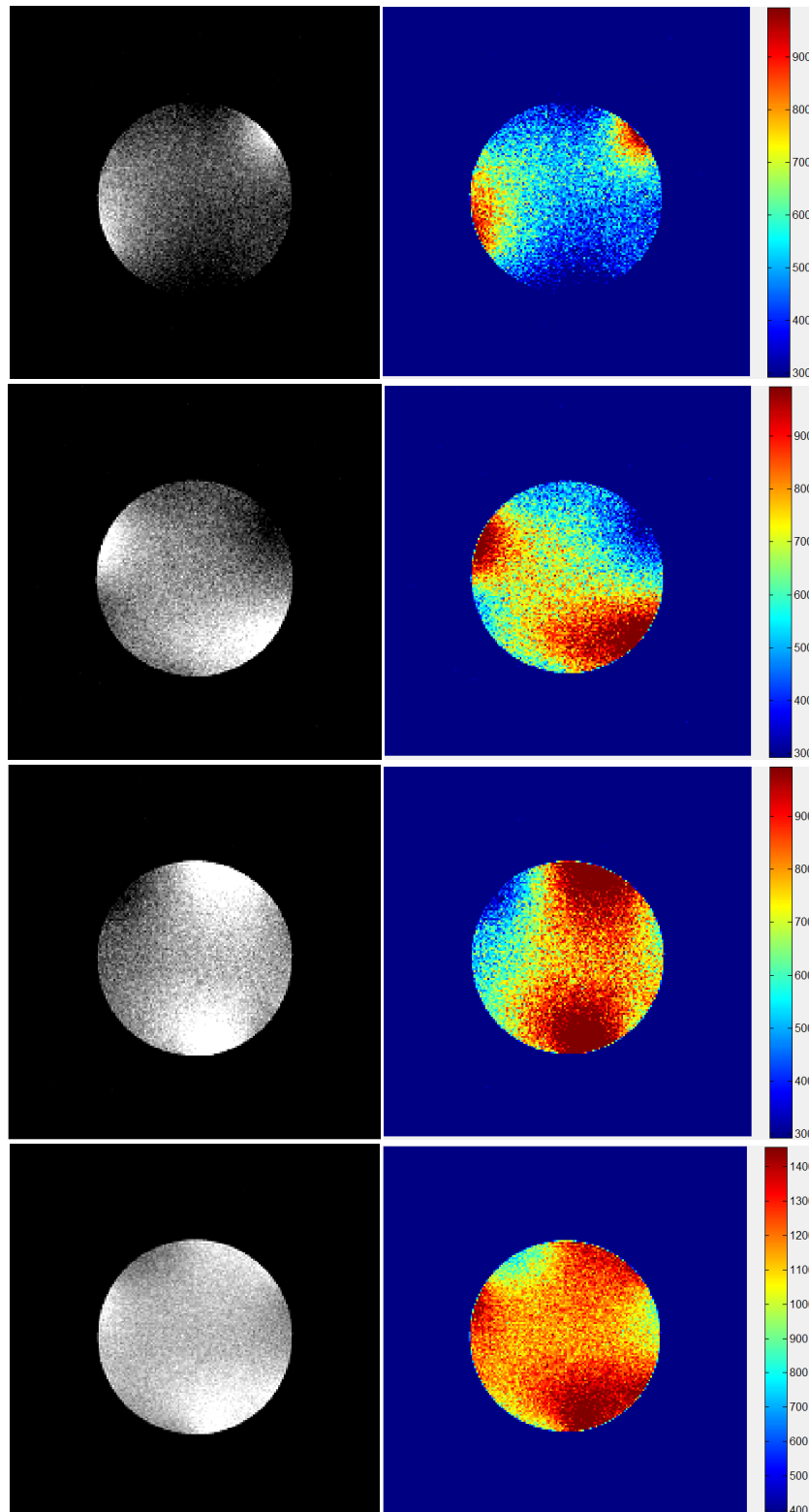
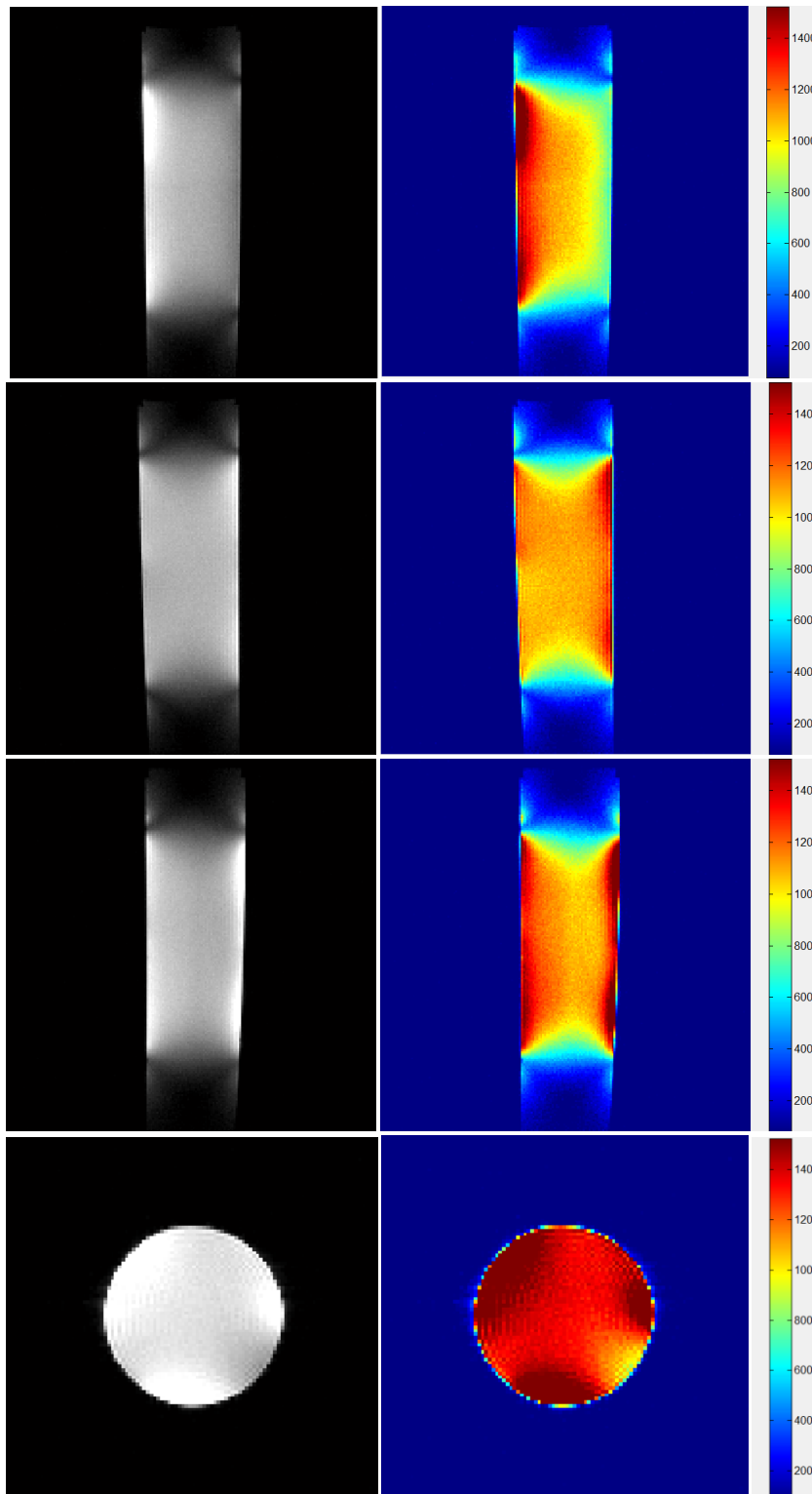


Abbildung 72: Ergebnisse bei Verwendung des Siemens-Vorverstärkers. Die erste drei Zeilen sind die einzelnen Kanalbilder. Die vierte Zeile stellt die Kombination aus allen Kanälen dar.

Abbildung 73 zeigt die Ergebnisse bei Verwendung der WMA-Vorverstärker. Die Schichtdicke betrug dabei 1.5mm.



**Abbildung 73: Die Zeilen 1-3 stellen die coronalen Ergebnisse der Kanäle 1-3 dar. In der letzten Zeile ist das transversale Ergebnisse dargestellt.**

Zur SNR- Bestimmung wurde der Mittelwert des Signals sowie die Standardabweichung des Rauschens ermittelt. Dazu wurden ROIs im Differenzbild der 2. und 3. Messung sowie im Betragsbild einer Messung definiert (siehe Abbildung 74).

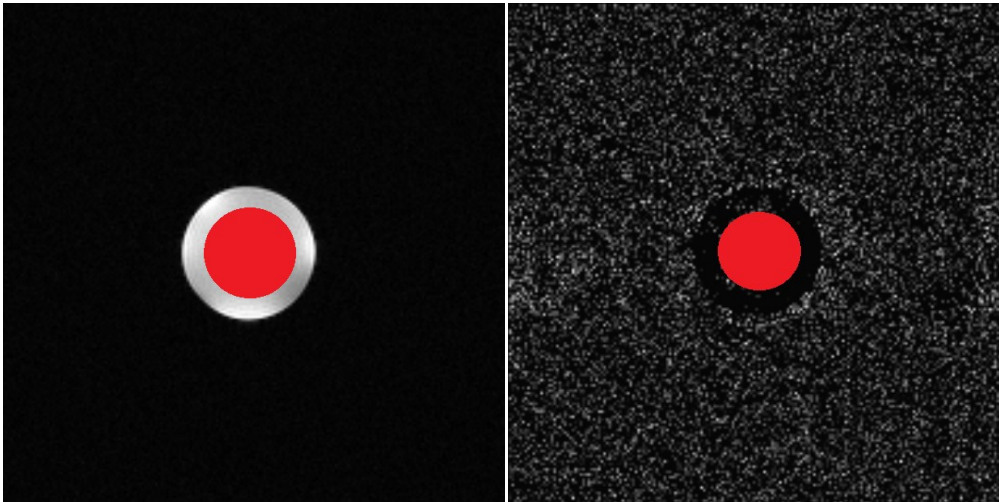


Abbildung 74: ROI im Betragsbild der 2. Messung (links), ROI im Differenzbild der 2. und 3. Messung (rechts)

Tabelle 4: Relatives SNR welches durch die Verwendung der WMA-Verstärker bzw. durch den Birdcage- Resonator erreicht wurde in Bezug auf das Ergebnis bei Verwendung der Siemens-Verstärker

Siemens-Verstärker	WMA-Verstärker	Birdcage
1	1.12	1.414

Das SNR ergibt sich aus Gleichung 66.

$$SNR = \frac{\text{Mittelwert des Signals}}{\text{Standardabweichung des Rauschens}} \quad (66) [2]$$

### 3.3 Test mit 6 aktiven Spulen

Eine Transmissionsmessung mit der DLC im Abstand von ca. 2 cm zum Array ergab in jedem Punkt über dem Array den annähernd gleichbleibenden S12- Verlauf aus Abbildung 75.

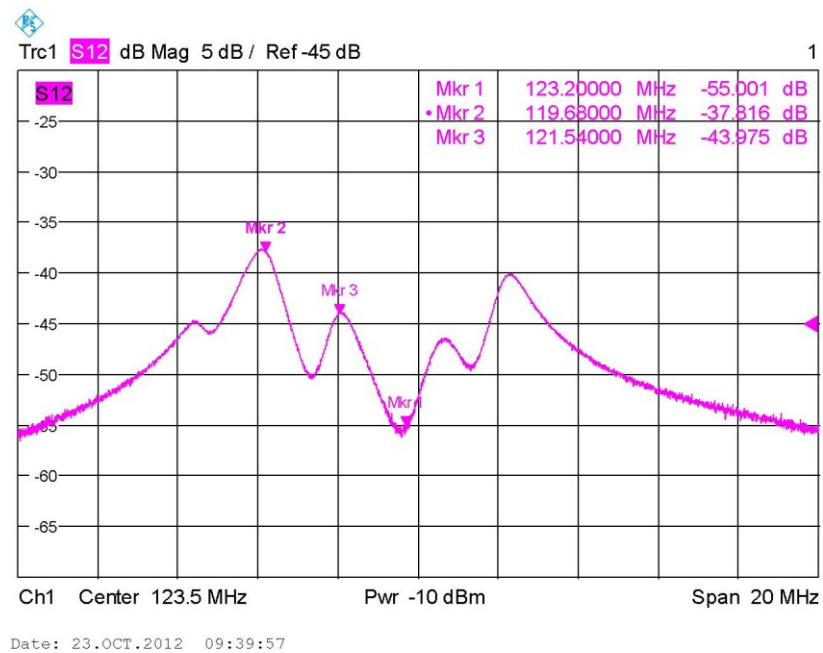


Abbildung 75: Ergebnis der Transmissionsmessung über dem gesamten Array bei Verwendung der Siemens- Vorverstärker

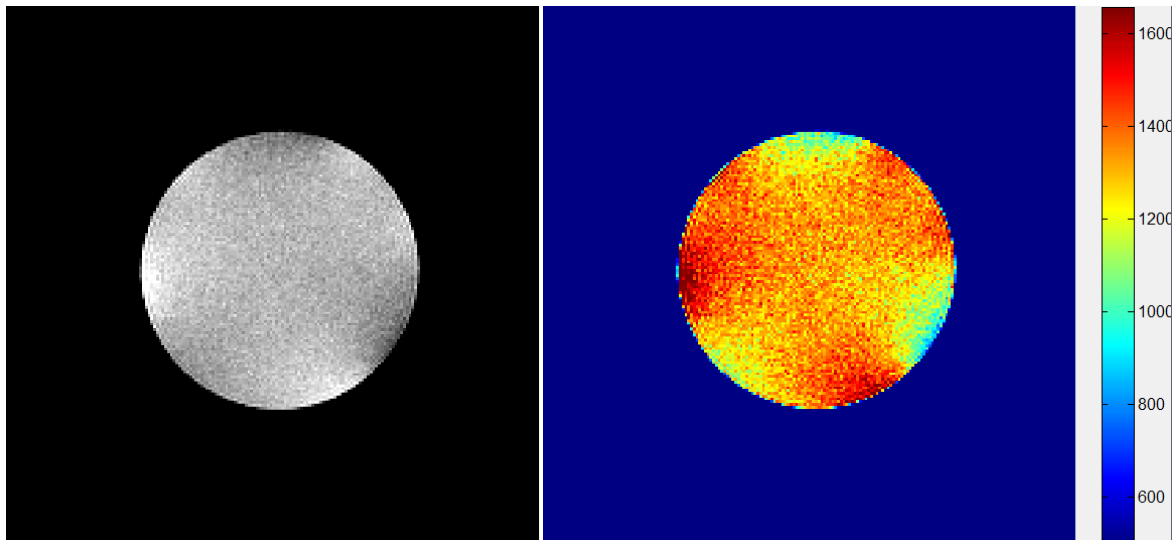
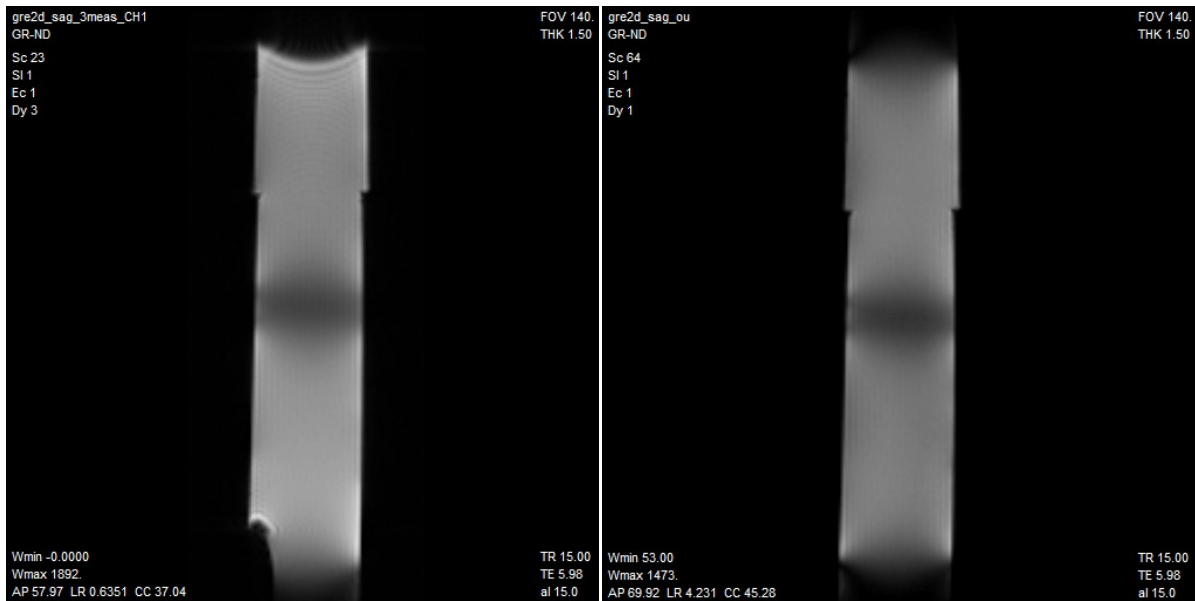
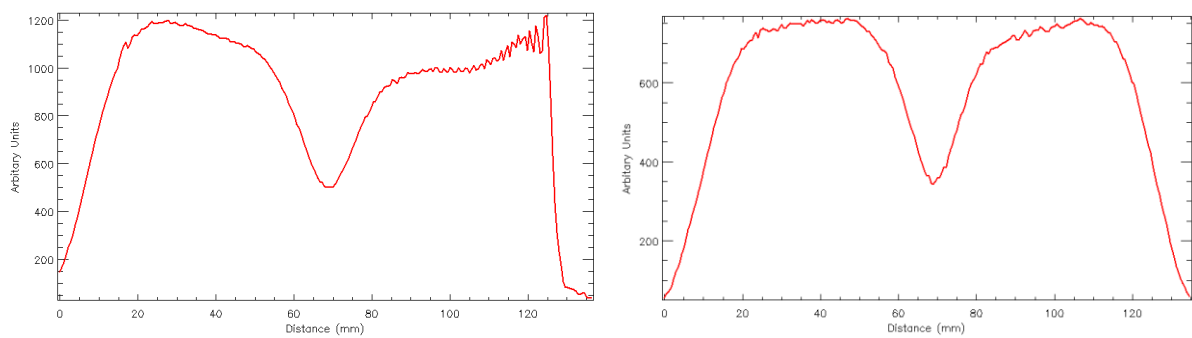


Abbildung 76: Transversale Aufnahme





**Abbildung 77: Sagittale Aufnahme bei 18 cm- (links) und 24 cm- (rechts) langem Koaxialkabel zwischen dem Spulenarray und den Vorverstärkerplatten**



**Abbildung 78: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse der sagittalen Aufnahme bei 18 cm (links) und 24 cm (rechts) langem Koaxialkabel**

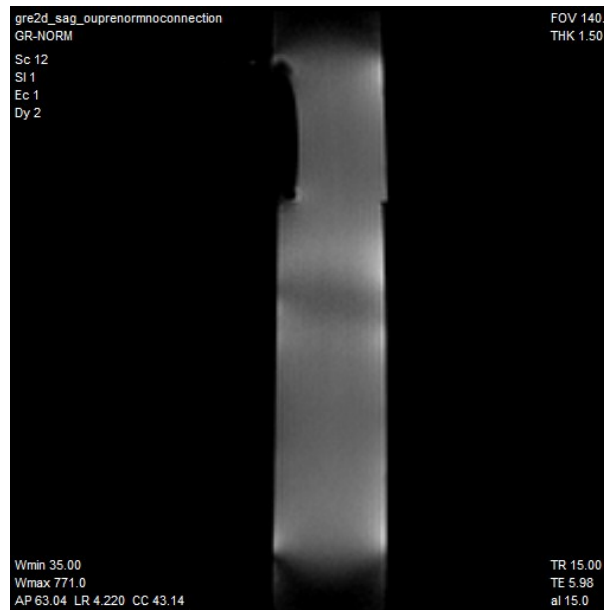


Abbildung 79: Sagittale Aufnahme bei 24 cm langem Koaxialkabel und Pre-Normalization

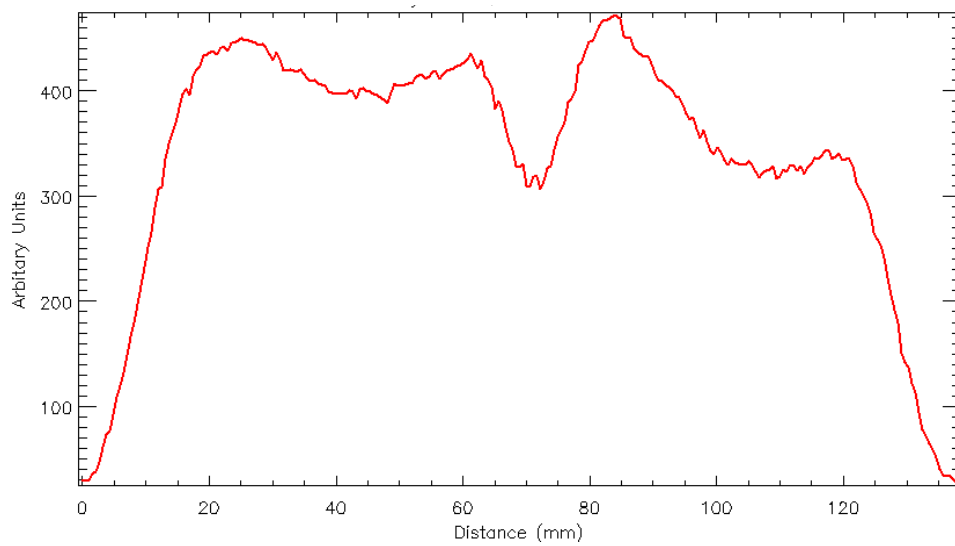


Abbildung 80: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse der sagittalen Aufnahme bei 24 cm langem Koaxialkabel und Pre- Normalization

### 3.3.1 Intensitätshomogenisierung durch größere Überlappung

Ein Lösungsansatz den Intensitätsabfall in der Überlappungszone des Arrays zu minimieren war die größere Überlappung der beiden 3er- Arrays. Anstatt einer Überlappung von 3.75 mm wurde ein Array mit 12 mm angefertigt.

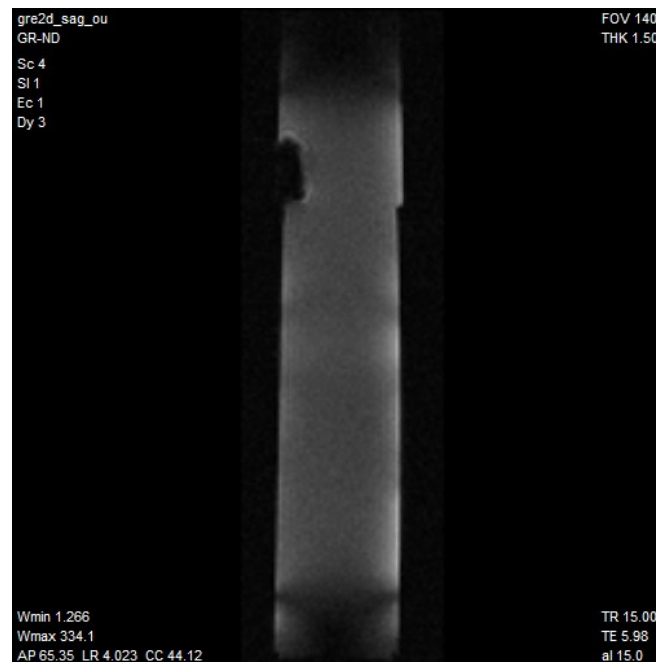


Abbildung 81: Sagittale Aufnahme bei einer Überlappung von 1.2 cm unter Verwendung der Siemens- Vorverstärker

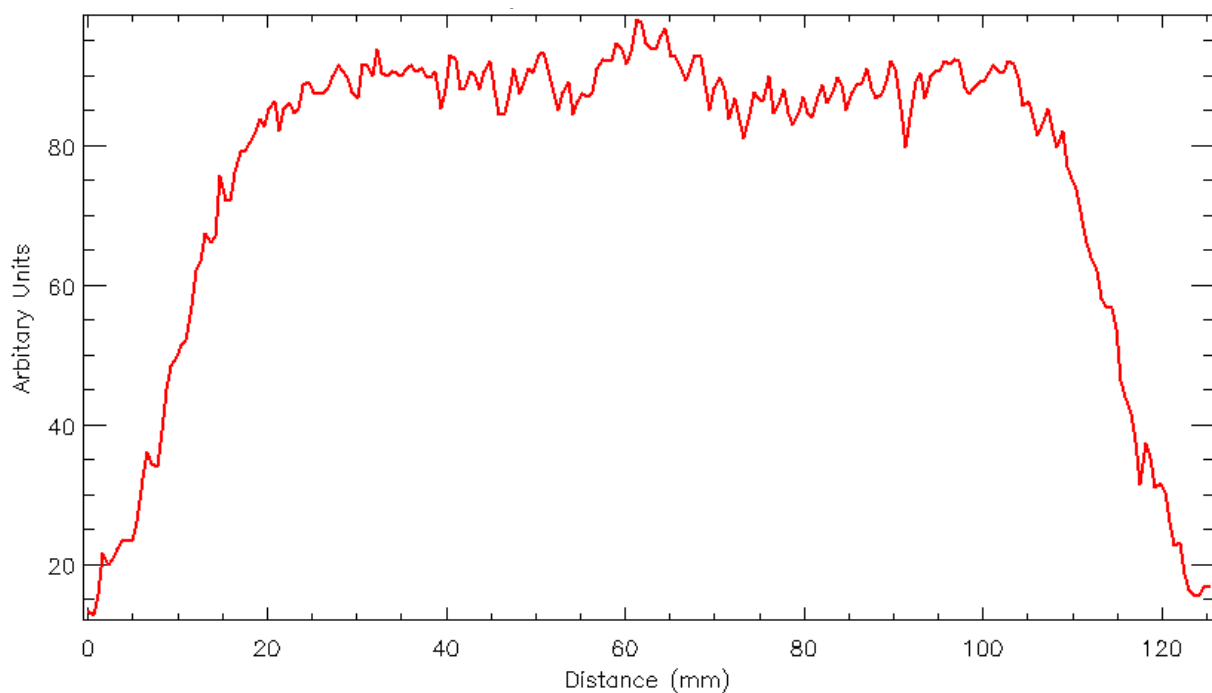
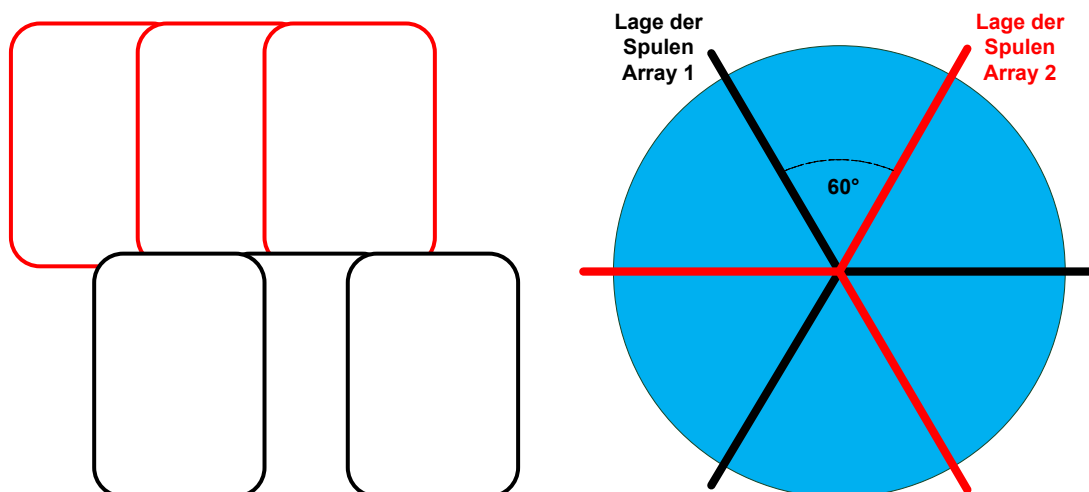


Abbildung 82: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse bei einer Überlappung von 1.2 cm

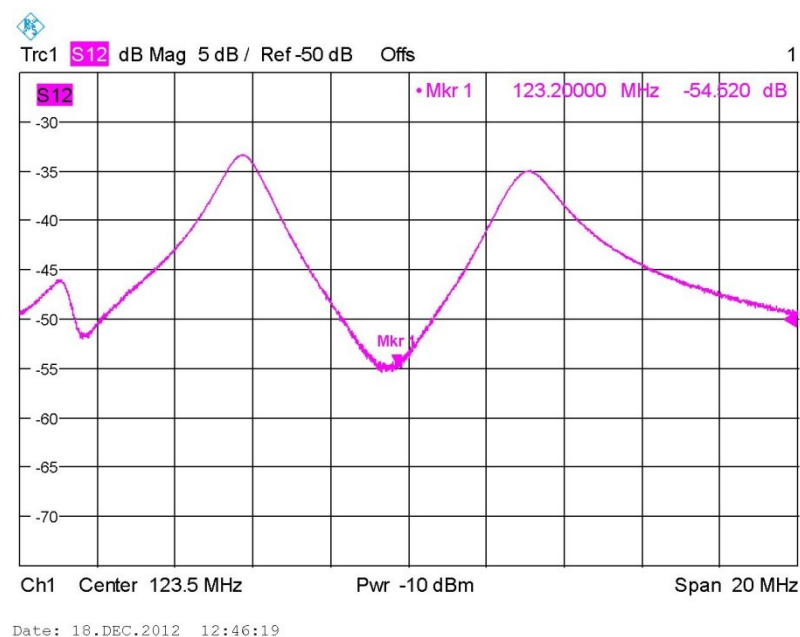
### 3.3.2 Intensitätshomogenisierung durch Verdrehung der beiden 3er- Arrays

Ein weiterer Lösungsansatz den Intensitätsabfall in der Überlappungszone des Arrays zu minimieren war eine gegenseitige Verdrehung der beiden 3er- Arrays zu einander. Anstatt eines fixen 6er- Arrays wurden zwei getrennte 3er- Arrays angefertigt, welche verdreht gegeneinander überlappt wurden (siehe Abbildung 83).



**Abbildung 83: Verdrehung der beiden 3er- Arrays gegeneinander**

Auch hier wurde eine Transmissionsmessung mit der DLC im Abstand von ca. 2 cm zum Array durchgeführt. Diese ergab in jedem Punkt über dem Array den annähernd gleichbleibenden S12-Verlauf aus Abbildung 84.



**Abbildung 84: Transmissionsverlauf über dem gesamten Array bei Verwendung der WMA-Verstärker**

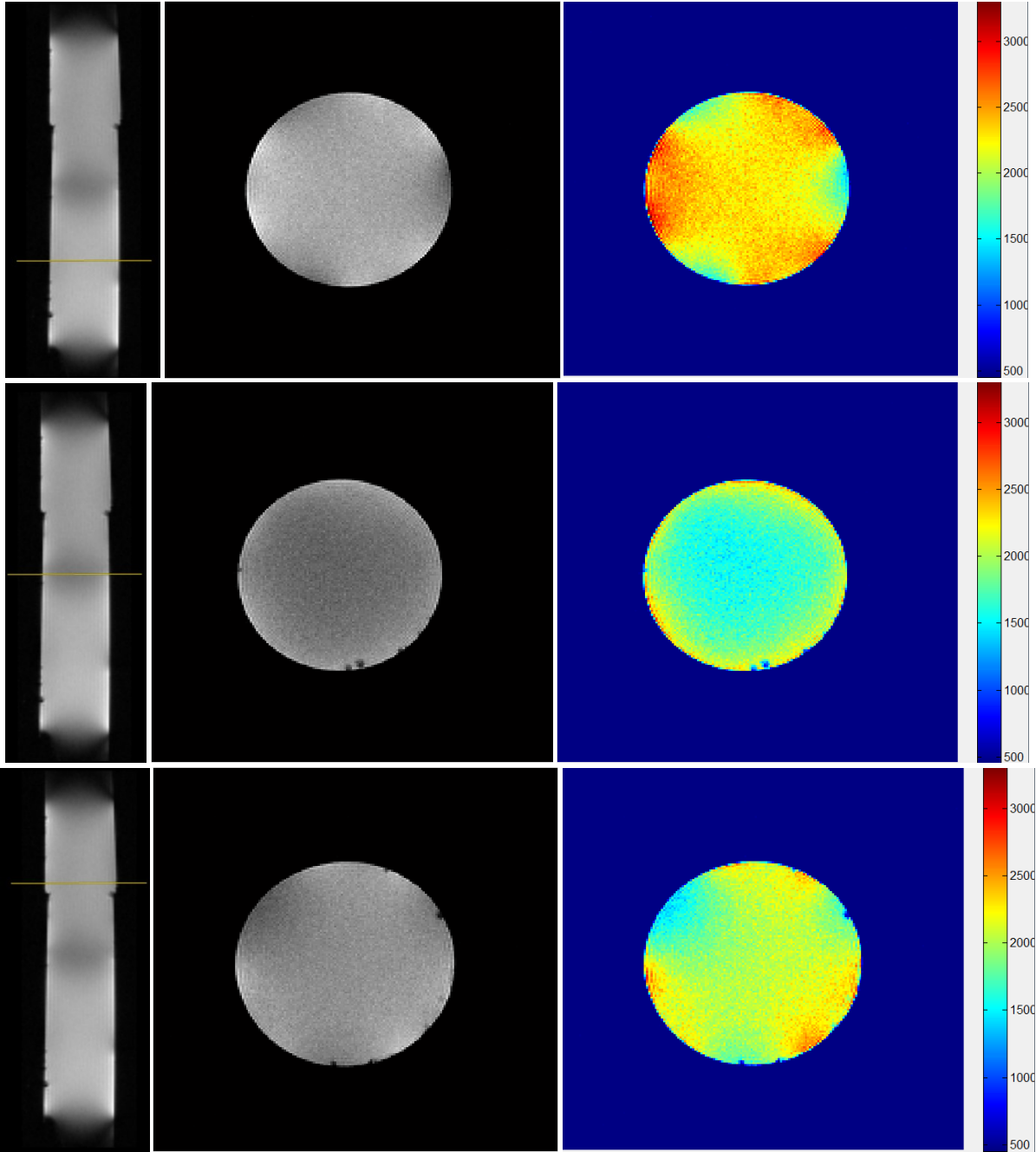


Abbildung 85: Transversale Aufnahmen an unterschiedlichen Positionen

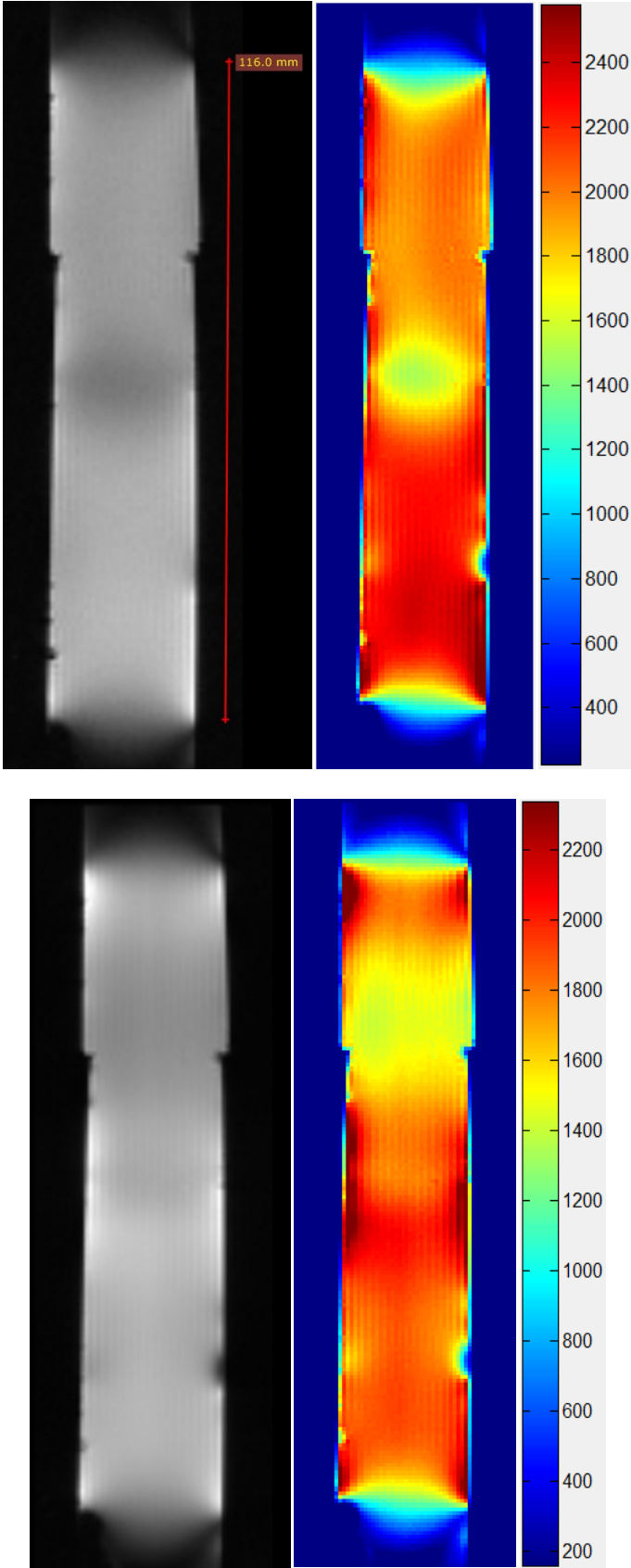


Abbildung 86: Sagittale Aufnahmen ohne Normalisierung (oben) und mit Normalisierung (unten)

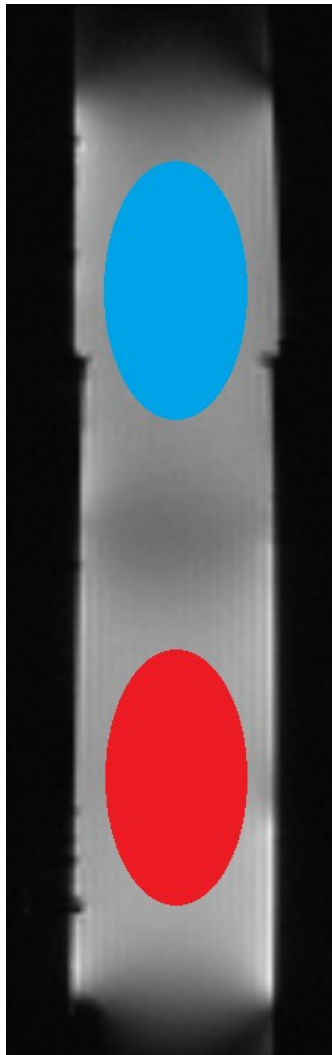


Abbildung 87: ROIs zur SNR- Bestimmung (rechts)

Tabelle 5: Relatives SNR welches durch die Verwendung der WMA- Verstärker bzw. durch den Birdcage- Resonator erreicht wurde in Bezug auf das Ergebnis des Birdcage- Resonators

ROI	6- Kanal Phased- Array	Birdcage
blau	1.02	1
rot	1.21	1



Abbildung 88: T1 gewichtete Aufnahme einer Maus



### 3.4 Überlappung zweier Empfangsspulen

Um den Einfluss der Überlappung auf das empfangene Signal zu evaluieren, wurden zwei einzelne Empfangsketten aufgebaut (siehe Abbildung 67). Die Überlappung wird hierbei als der Abstand zwischen den beiden Leiterbahnnenseiten deklariert (siehe Abbildung 89).

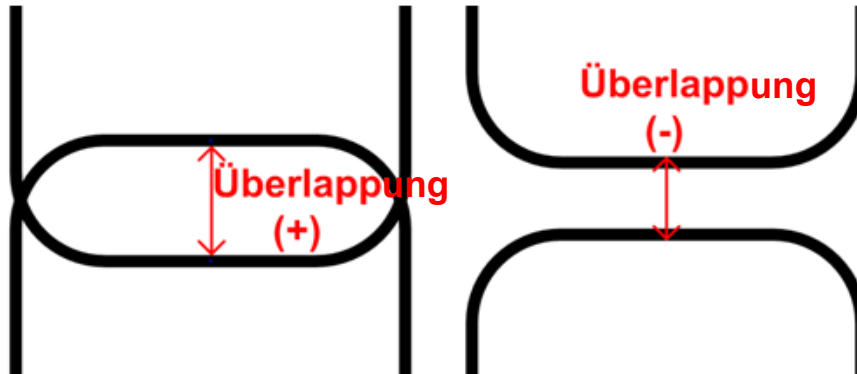


Abbildung 89: Darstellung der Überlappung

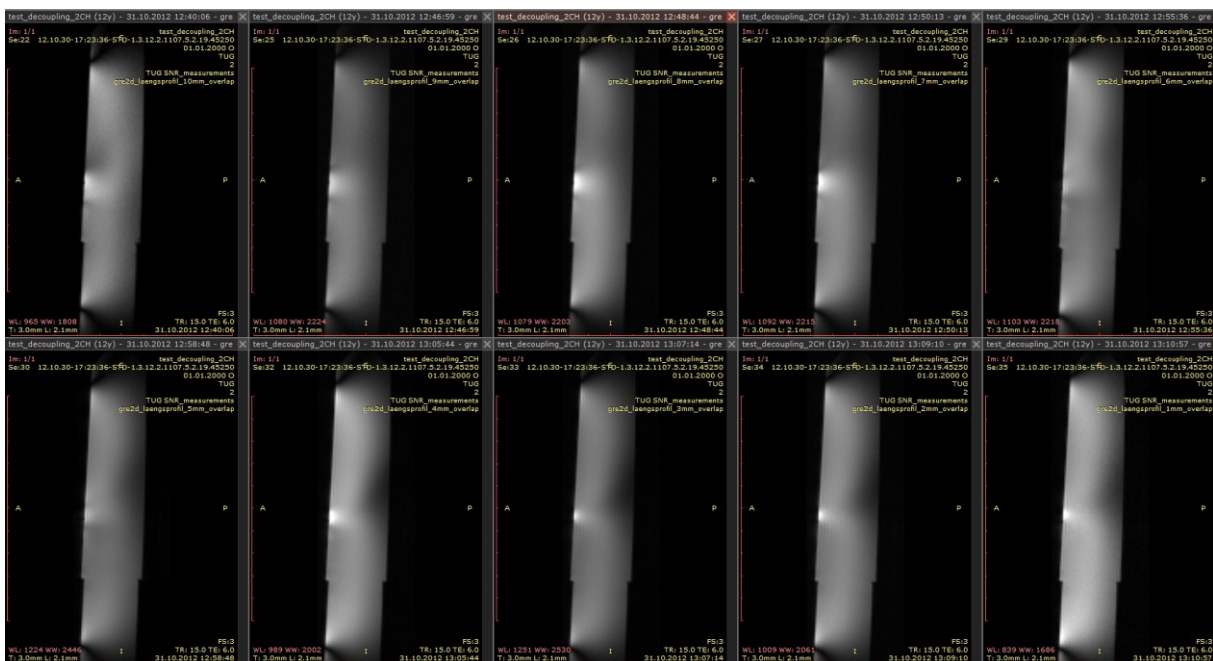


Abbildung 90: Sagitale Aufnahmen bei unterschiedlicher Überlappung. Die obere Reihe stellt die sagitalen Aufnahmen bei einer Überlappung von 10 mm- 6 mm dar. Die untere Reihe stellt diese bei einer Überlappung von 5 mm- 1 mm dar.

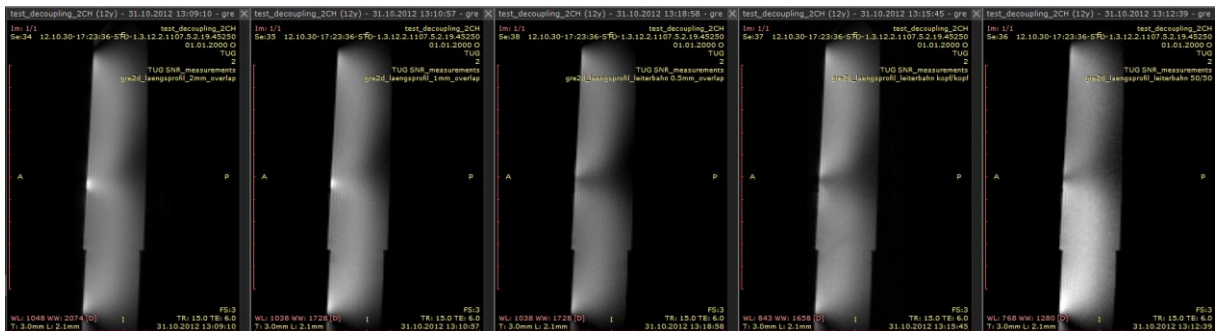


Abbildung 91: Sagittale Aufnahmen bei einer Überlappung von 2 mm, 1 mm, 0.5 mm, 0 mm und -1.5 mm (v.l.n.r)

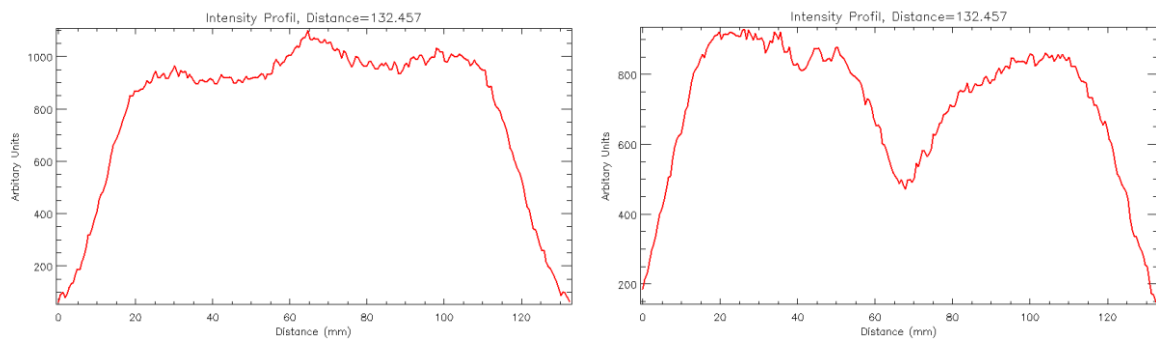


Abbildung 92: Intensitätsprofil entlang der zentralen Achse bei einer Überlappung von 10 mm (links) und -1.5 mm (rechts)

## 4 Diskussion

Bei den Bauteiltests stellte sich heraus, dass die PIN- Diode Einfluss auf das MR- Signal hat. Deshalb wurden mit der PIN- Diode weitere Messungen, mit verschiedenen Abständen zur Phantomoberfläche, durchgeführt. In Abbildung 68 sind die Ergebnisse dieser Messung dargestellt und man erkennt, dass der Einfluss ab einem Abstand von 4 mm komplett verschwindet. Bei einem Abstand von 2 mm ist im Betragsbild auch kein Einfluss mehr zu erkennen, jedoch im Phasenbild. Die Ergebnisse weiterer Bauteiltest sind in den Abbildungen 69 und 70 zu sehen. Die nachbestellten 4,7  $\mu\text{H}$  DC- Koppelspulen, die RJ45- Buchse, der Lemo- Stecker, die Buchsenleiste schwarz sowie der 1 nF Glimmer- Kondensator sind leicht magnetisch und stören das MR- Signal. Keine dieser Komponenten wurde direkt auf der Empfangsspule oder auf der Vorverstärkerplatine verwendet. Die Rosenbergerstecker 19S103-400L5-NM sind nicht magnetisch und konnten auf den Vorverstärkerplatinen verbaut werden.

Beim Test mit drei aktiven Spulen ergab sich bei der transversalen Aufnahme (Abbildung 72 und 73, 4. Zeile), unabhängig vom Typ des Vorverstärkers, eine leichte Intensitätsvariation in unmittelbarer Spulennähe. Diese ergab sich wahrscheinlich aus einer nicht optimalen geometrischen Entkopplung der Spulen.

Zur Bestimmung des SNRs wurden drei Messungen pro Messdurchlauf durchgeführt. Der Zweck der ersten Messung liegt darin, die Probe in den Steady- State zu bringen. Die zweite und die dritte Messung jedes Messdurchlaufs wurden für die SNR- Berechnung herangezogen. Um das Rauschen zu erhalten, wurden die zweite und die dritte Messung zweier Messdurchläufe von einander subtrahiert wodurch man das Differenzbild erhält. Im Subtraktionsbild wurde eine gewisse ROI ausgewählt und die Standardabweichung abgelesen. Durch die Subtraktion erhöht sich das Rauschen um den Faktor  $\sqrt{2}$ . Somit muss zur Bestimmung des Rauschens das Ergebnis aus dem Subtraktionsbild durch  $\sqrt{2}$  dividiert werden. Um den Mittelwert des Signals zu ermitteln, wird im Signalbereich einer Messung eine ROI definiert und der Mittelwert abgelesen (siehe Abbildung 74). Aus den SNR- Bestimmungen ergab sich beim Test mit drei Kanälen, bei Verwendung der WMA- Verstärker anstatt der Siemens- Verstärker, ein um 12 % höheres SNR. Beim Abzug des Quadraturgewinns, fällt das SNR des Birdcage- Resonators sogar geringer aus als bei Verwendung der WMA- Verstärker. Der Grund, warum solch ein gutes SNR erreicht wird, ist der rauschangepasste Betrieb des Verstärkers, wodurch dieser seinen minimalen

Rauschbeitrag liefert. Möglicherweise ist auch die Rauschzahl der Eingangstransistoren, zwischen beiden Verstärkerarten, unterschiedlich. Der Siemens- Verstärker konnte nicht optimal rauschangepasst betrieben werden, da die Einstellung des Pi- Gliedes, um das Minimum des Vorverstärkers auf 123.2 MHz zu bringen, nicht möglich war (die Kondensatorwerte im Minimum des Trimbereichs waren noch immer zu groß). Aus diesem Grund musste die trimmbare Eingangskapazität des Vorverstärkers verändert werden um das Minimum der M- Form auf 123.2 MHz zu bringen. Dadurch wurde die werkseitige Voreinstellung der Eingangskapazität, welche auf Rauschanpassung ausgelegt war, geändert wodurch kein rauschangepasster Betrieb mehr möglich war.

Beim Hinzufügen einer Spule der unteren Arrayreihe entstanden unerwünschte Nebenpeaks in der Nähe der Maxima der Vorverstärkerentkopplung, welche in weiterer Folge auf leichte Unsymmetrien im Aufbau zurückgeführt werden konnten. Nachdem alle Spulenelemente des Arrays in Verwendung waren, ergab sich wieder ein typischer Signalverlauf. Über allen Spulenelementen des Arrays ergab sich ein Signalverlauf, bei welchem das Minimum der Vorverstärkerentkopplung bei der gewünschten Frequenz von 123.2 MHz lag. Jedoch erkannte man in diesem Signalverlauf auch eine nicht- optimale induktive Entkopplung der oberen und unteren Arrayreihe (siehe Abbildung 75).

Das Ergebnis der Messung mit allen 6 Kanälen (Abbildung 77) ergab Blooming- Artefakte im Sensitivitätsbereich der unteren Arrayreihe, welche ihren Ursprung in den leicht magnetischen Trimmkondensatoren auf der Vorverstärkerplatine hatten. Diese Artefakte wurden durch eine Abstandsvergrößerung (Verlängerung des Koaxialkabels auf eine Länge von 24 cm) zwischen dem Spulenarray und den Vorverstärkerplatten fast vollständig eliminiert, sodass die Auswirkungen der magnetischen Trimmkondensatoren lediglich im Phasenbild zu sehen waren. Diese leichten magnetischen Störungen aufgrund der Trimmkondensatoren haben bei phasenbezogenen Sequenzen Einfluss auf das akquirierte Bild. Aus diesem Grund wurden im weiteren Verlauf diese magnetischen Trimmkondensatoren durch nicht- magnetische ersetzt. Ein weiteres unerwünschtes Phänomen ist in der Überlappungsregion der oberen und unteren Arrayreihe zu sehen (Abbildung 77). Hier ergab sich ein Intensitätseinbruch, welcher NICHT auf die suboptimale induktive Entkopplung der Einzelspulen zurückzuführen ist. Dies wurde durch den Versuch der verschiedenen Überlappungen zweier einzelnen Empfangsspulen festgestellt (Abbildungen 90 und 91). Bei diesem Versuch ergab sich bei keiner Überlappung eine

Intensitätsverminderung in der Überlappungszone. Durch die verschiedenen Überlappungen lies sich lediglich die Homogenität bei einer gewissen Blicktiefe der Spulen einstellen. Je weniger die beiden Empfangsspulen überlappen, desto inhomogener wird der Intensitätsverlauf entlang der zentralen Achse des abgebildeten Bereichs.

Um dem Intensitätsabfall im Überlappungsbereich entgegenzuwirken wurde eine Normalisierung bei der Bildakquisition durchgeführt, was eine erhebliche Verbesserung zur Folge hatte (Abbildung 79). Wie im zugehörigen Intensitätsprofil zu erkennen ist, erreichte man diese Verbesserung auf Kosten der Homogenität in den Bereichen außerhalb der Überlappungsregion (Abbildung 80).

Die transversale Aufnahme (Abbildung 76) zeigt eine sehr gute Ausleuchtung des gewünschten Bereichs. Jedoch lassen sich auch Intensitätsvariationen in direkter Nähe zu den Spulen erkennen, was sich evtl. auf die nicht- optimale induktive Entkopplung zurückführen lässt. Als Maßnahme zur Homogenisierung der Intensität in axialer Richtung wurde eine größere Überlappung der beiden 3er- Arrays vorgenommen. Dabei wurde ein neues Array erstellt, welches eine Überlappung von 1.2 cm aufwies. Im Vergleich zur ursprünglichen Konfiguration des Arrays, wies dieses eine um 8.25 mm größere Überlappung auf. Wie in Abbildung 81 und 82 zu sehen ist, konnte dadurch eine Intensitätshomogenisierung erreicht werden. Durch Normalisierung erfolgte keine Änderung des Ergebnisses, wie es beim Array mit der kleineren Überlappung der Fall war. Jedoch ergab sich ein um 58 % (!) schlechteres SNR im Vergleich zur ursprünglichen (relativ gut induktiv entkoppelten) Arraykonfiguration. Der Grund für diese beträchtliche SNR- Abnahme liegt in der schlechten Vorverstärkerentkopplung. In Abbildung 75 ist der Transmissionsverlauf der ursprünglichen Arraykonfiguration dargestellt. Hierbei liegt ein relativ gut ausgeprägtes, „globales“ Minimum, welches sich durch die Vorverstärkerentkopplung ergibt, auf einer Frequenz von 123.2 MHz. Aufgrund der großen Überlappung beim neu entwickelten Array und der damit verbundenen schlechten induktiven Entkopplung, kam das „globale“ Minimum nicht mehr auf dieser Frequenz zu liegen. Es ergab sich zwar ein persistentes lokales Minimum auf dieser Frequenz, welches jedoch nur schwach ausgeprägt war. Somit lässt sich sagen, je schlechter die geometrische Entkopplung ist, desto besser muss die Vorverstärkerentkopplung arbeiten.

Ein weiterer Lösungsansatz zur Intensitätshomogenisierung im Überlappungsbereich, war das Verdrehen der beiden 3er- Arrays gegeneinander. Dazu wurden die beiden 3er- Arrays

auf zwei getrennte Substrate aufgebaut. So konnte man die Überlappung sowie die Verdrehung zwischen beiden Arrays willkürlich festlegen und die beste Konfiguration ermitteln. Eine Verdrehung eines der beiden Arrays um  $60^\circ$  gegenüber der Ausgangslage (siehe Abbildung 83) sowie eine Überlappung von 2 mm ergab eine Konfiguration, bei welcher eine ausgezeichnete induktive Entkopplung zwischen den einzelnen Spulenelementen vorlag. Diese ausgezeichnete induktive Entkopplung lässt sich in Abbildung 84 erkennen. Dabei ergab sich bei der Transmissionsmessung mit der DLC und einem Abstand von 2 cm zum Array kein Resonanzsplitting. Der Verlauf der Transmissionsmessung blieb an jedem Punkt über dem Array annähernd gleich und wies ein sehr gut ausgeprägtes, persistentes Minimum bei 123.2 MHz auf. Die Ergebnisse der transversalen und sagittalen Aufnahmen zeigen ein schön ausgeleuchtetes Volumen bei guter Homogenität und ausgezeichnetem SNR (siehe Abbildung 85 und 86). Mit dem entwickelten 6-Kanal Phased-Array wurde ein, im Mittel, 11% höheres SNR erreicht als das des Birdcage-Resonators MIT Quadraturgewinn. Das nutzbare FOV des Arrays erstreckt sich ca. über 11.6 cm, was einer FOV-Vergrößerung von 65% gegenüber dem des Birdcage-Resonators entspricht.

## 5 Literatur

- [1] Weishaupt, Koechli, Marincek: *Wie funktioniert MRI?* Springer Medizin Verlag Heidelberg 2009
- [2] Arnulf Oppelt (Ed.): *Imaging Systems for Medical Diagnostics*, Siemens AG
- [3] O.Dössel: *Bildgebende Verfahren in der Medizin*, Springer- Verlag Berlin Heidelberg 2000
- [4] Marinus T.Vlaardingerbroek: *Magnetic Resonance Imaging: Theory and Practice*, Springer (Gebundene Ausgabe- 19. September 2002)
- [5] Vinzenz Hombach, Olaf Grebe, Peter Jakob: *Kardiovaskuläre Magnetresonanztomographie*, Schattauer, 1.Auflage (Oktober 2004)
- [6] Ekbert Hering, Rolf Martin, Martin Stohrer: *Physik für Ingenieure*, Springer- Verlag Berlin Heidelberg (Gebundene Ausgabe- 3.Februar 2012)
- [7] Wolfgang R. Nitz, Val M. Runge, Stuart H. Schmeets, William H. Faulkner: *Praxiskurs MRT: Anleitung zur MRT Physik über klinische Bildbeispiele*, Thieme Stuttgart (Broschiert-9.Mai 2007)
- [8] L.O. Figura: *Lebensmittelphysik: Physikalische Kenngrößen- Messung und Anwendung*, Springer Verlag Berlin Heidelberg (Gebundene Ausgabe- 11.Oktober 2004)
- [9] H.Czichos, M.Hennecke: *Das Ingenieurwissen*, Springer Verlag Berlin Heidelberg 2004
- [10] Reinhart Weber: *Experimentelle und theoretische Grundlagen, Teil II: Elektrizitätslehre und Optik*, Books on Demand GmbH Norderstedt
- [11] Prof. Dr. David J. Griffiths: *Elektrodynamik: Eine Einführung*, Pearson Studium (Gebundene Ausgabe 6.Juli 2011)
- [12] Wolfgang Nerreter: *Grundlagen der Elektrotechnik*, Carl Hanser Verlag GmbH & CO. KG (Taschenbuch- 3. August 2006)
- [13] Helmut Lindner, Wolfgang Siebke, Günter Simon: *Physik für Ingenieure*, Carl Hanser Verlag GmbH & CO.KG (Gebundene Ausgabe- 2.Februar 2006)
- [14] Marian K.Kazimierczuk: *High-Frequency Magnetic Components*, John Wiley & Sons. Ltd
- [15] Dissertation von Matthias Müller: *Dreidimensionale Konfiguration von NMR Phased-Array Spulen mit vielen Einzelelementen*, Bayrische Julius-Maximilians-Universität Würzburg (eingereicht am 16.März 2010)
- [16] Joel Mispeltier, Mihaela Lupu, Andé Briguet: *NMR Probeheads for biophysical and biomedical experiments*, Imperial College Press 2006

- [17] Ulrich Harten: Physik: *Eine Einführung für Ingenieure und Naturwissenschaftler*, Springer (Taschenbuch 18.März 2009)
- [18] H.Ward Silver: *The AARL Handbook for radio communications 2011*, ARRL 2010
- [19] W.E. Doherty Jr., R.D. Joos : *The Pin Diode circuit designers' handbook*, Microsemi Corp. 1998
- [20] Zeeck: *Chemie für Mediziner*, Urban & Fischer 6. Auflage
- [21] D.I. Hoult and R.E.Richards: The Signal-to-Noise Ratio of the Nuclear Magnetic Resonance Experiment, *Journal of magnetic resonance* 24, 71-85 (1976)
- [22] Dissertation von Volker Christian Behr: *Entwicklung und Optimierung von Resonatoren und Detektionsverfahren in der magnetischen Kernspinresonanz*, Bayrische Julius-Maximilians-Universität Würzburg (eingereicht am 29.April 2008)
- [23] Pierre-Marie Robitaille, Lawrence Berliner: *Ultra High Field Magnetic Resonance Imaging*, Springer, Gebundene Ausgabe 14.November 2006
- [24] Walter J. Moore: *Grundlagen der physikalischen Chemie*, Gruyter (Gebundene Ausgabe 1.Mai 1990)
- [25] Andreas Küchler: *Hochspannungstechnik: Grundlagen- Technologie- Anwendung*, Springer (Gebundene Ausgabe 29.Juni 2009)
- [26] Gary Breed: *There's nothing magic about 50 Ohms*, High Frequency Electronics- June 2007, Vol.6, No.6, Summit Technical Media, LLC
- [27] Geißler, Kammerloher, Schneider: *Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 2*, Vieweg
- [28] Ulrich Freyer: *Nachrichten- Übertragungstechnik: Grundlagen, Komponenten, Verfahren und Systeme der Telekommunikationstechnik*, Carl Hanser Verlag GmbH & CO.KG
- [29] Sascha Peters, Andreas Kalweit, Christof Paul und Reiner Wallbaum: *Handbuch für technisches Produktdesign: Material und Fertigung, Entscheidungsgrundlagen für Designer und Ingenieure*, Springer Berlin Heidelberg (Gebundene Ausgabe - 14. August 2006)
- [30] C.G. Brennecke: *Equivalent T and Pi Sections for the Quarter- Wavelength Line*, Proceedings of the I.R.E.
- [31] W.Klein: *Vierpoltheorie*, Bibliographisches Institut 1972, Mannheim
- [32] G. Gronau: *Höchstfrequenztechnik, Grundlagen, Schaltungstechnik, Messtechnik, Planare Antennen*, Springer- Verlag Berlin Heidelberg 2001
- [33] Johann Siegl: *Schaltungstechnik*, 3.Auflage, Springer



- [34] Roemer et. Al.: *The NMR Phased Array*, Magnetic Resonance in Medicine 16, 192-225 (1990)
- [35] Arne Reykowski, Steven M. Wright, Jay R. Porter: *Design of Matching Networks for Low Noise Preamplifiers*, Magnetic Resonance in Medicine 33:848-852 (1995)
- [36] Diplomarbeit von Clemens Diwoky: *Design and Optimization of a Quadrature Volume Probe for Micro-MRI at 11.7T*, Institute of Medical Engineering, TU Graz
- [37] D.I. Hoult, R.E. Richards: *The Signal-to-Noise Ratio of the Nuclear Magnetic Resonance Experiment*, Journal of Magnetic Resonance 24, 71-85 (1976)
- [38] Joachim Frühauf: *Werkstoffe der Mikrotechnik: Lehrbuch für Ingenieure*, Carl Hanser Verlag GmbH & CO. KG
- [39] [http://en.wikipedia.org/wiki/Biot%E2%80%93Savart\\_law](http://en.wikipedia.org/wiki/Biot%E2%80%93Savart_law)
- [40] Wiggins et al.: *96-Channel Receive-Only Head Coil for 3 Tesla: Design Optimization and Evaluation*, Magn Reson Med. 2009 September; 62(3): 754-762
- [41] Matt A. Bernstein, John Huston et al.: *Imaging Artifacts at 3.0T*, J Magn Reson Imaging. 2006 Oct; 24(4):735-46.
- [42] Narayana PA, Brey WW et al.: *Compensation for surface coil sensitivity variation in magnetic resonance imaging*, Magn Reson Imaging. 1988 May-Jun; 6(3):271-4

## 6 Anhang

### 6.1 Bemaßung Spulenarray

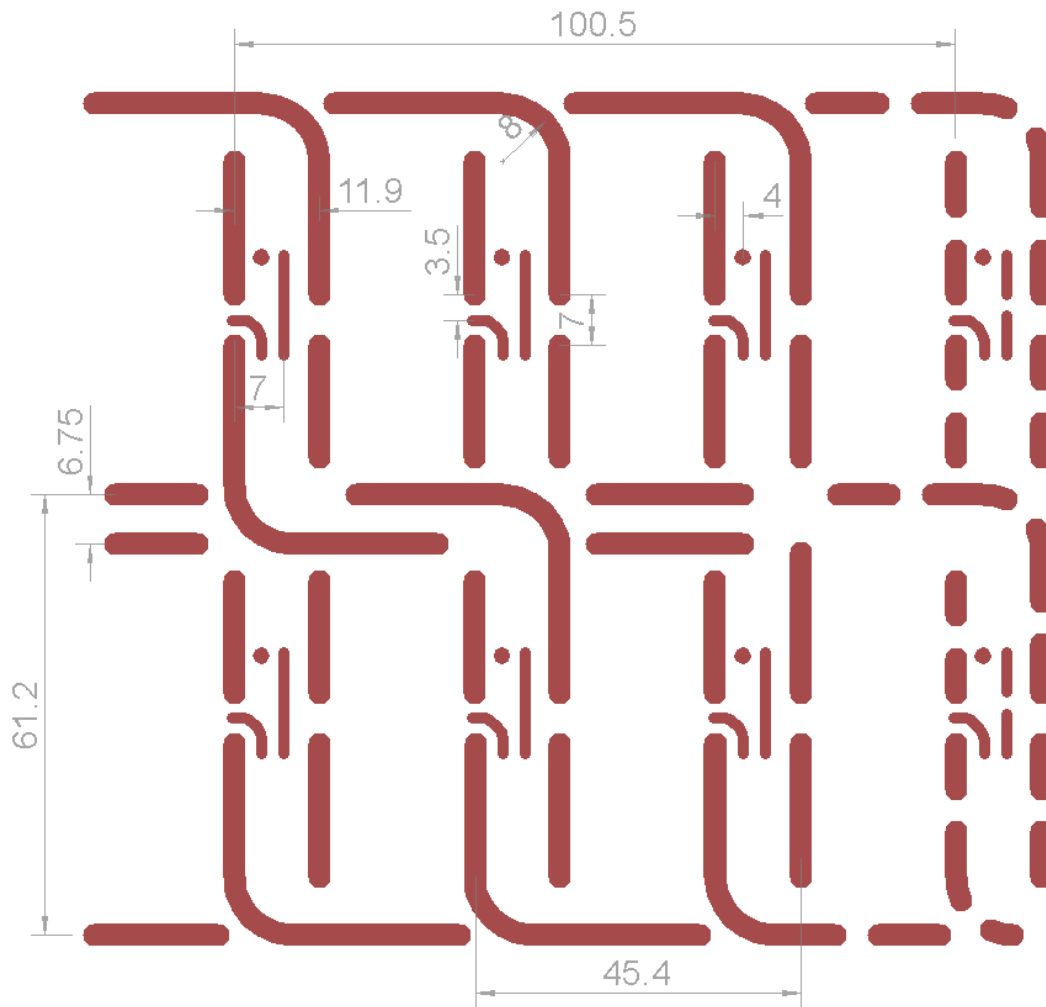


Abbildung 86: Bemaßung des Spulenarray

### 6.2 Bemaßung Vorverstärkerplatinen

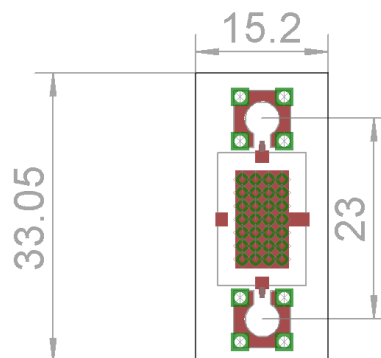


Abbildung 87: Bemaßung der Platine des WMA-Verstärkers

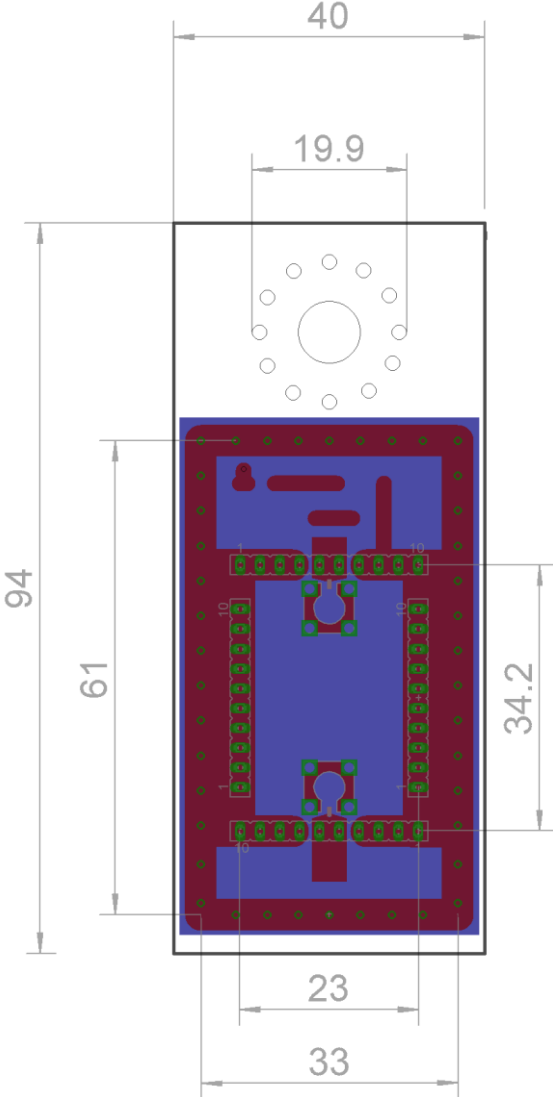


Abbildung 88: Bemaßung der („Hybrid“)-Vorverstärkerplatine

## 6.3 Datenblätter

### 6.3.1 Bauteile

#### 6.3.1.1 Kondensatoren

##### 6.3.1.1.1 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			

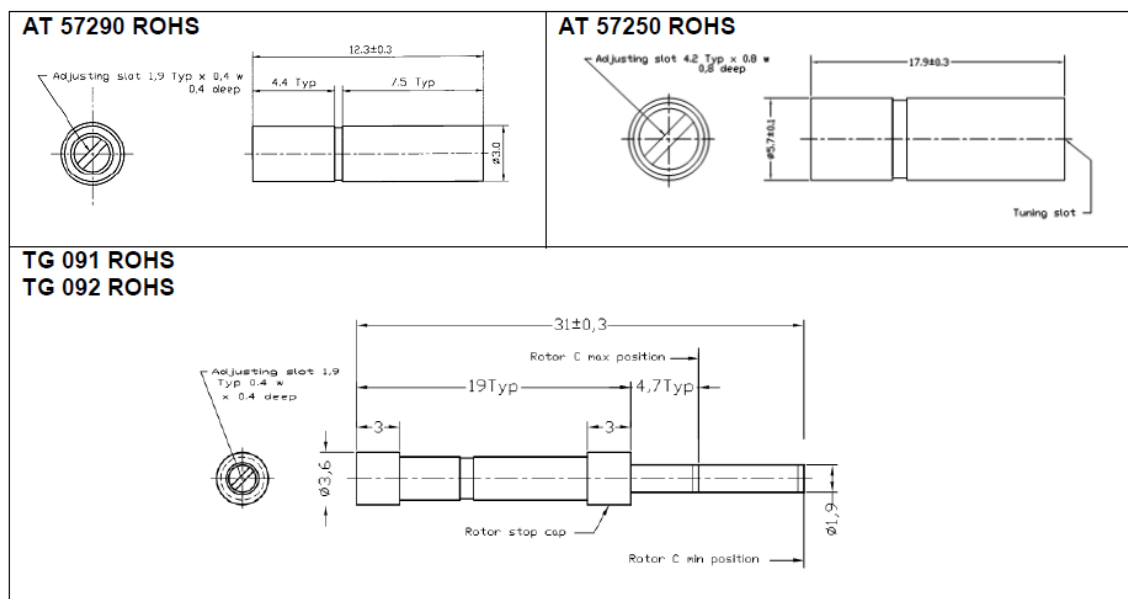
Capacitance change is linear versus rotation of mobile rotor.

TEMEX – CERAMICS, PARC INDUSTRIEL BERSOL 1, 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.

## 6.3.1.1.2 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.

*MR* certified®

ITAR Free®

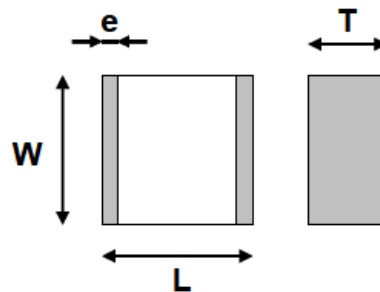
Termination Type	Code	CHA	CHB
Standard (tin-plated nickel)	S	AVAILABLE	AVAILABLE
Non-magnetic (tin-plated copper)	C	AVAILABLE	AVAILABLE

### III. ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

Parameter	Value
Life Test	2'000 hours, +125°C at 2.0 x WVDC (standard WVDC range)
Moisture Resistance Test 1	240 hours, 85% relative humidity at +85°C (ESA/SCC n°3009)
Moisture Resistance Test 2	56 days, 93% relative humidity at +40°C 0V, 5V, WVDC

### IV. OUTLINE DIMENSIONS

Parameter	A (0505)	B (1111)
Length (L)	1.40 ±0.25mm	2.80 ±0.40mm
Width (W)	1.40 ±0.25mm	2.80 ±0.40mm
Thickness (T)	1.40 mm (max.)	2.60 mm (max.)
End-Band (e)	0.25 ±0.15mm	0.40 ±0.25mm



### V. HOW TO ORDER

152	CH	B	100	J	S		L	E	ROHS
voltage	dielectric	case size	capacitance	tolerance code	termination code	mechanical code	marking code	tape and reel	
please refer to Volt Code given in Capacitance Values chart		A B	please refer to Cap. Code given in Capacitance Values chart	A=±0.05pF B=±0.1pF C=±0.25pF D=±0.5pF F=±1% G=±2% J=±5% K=±10%	please refer to Mechanical Specification chart	please refer to Mechanical Configuration chart	"L" means laser marking requested  leave blank if no marking requested	"E" means horizontal orientation  "X" means vertical orientation  leave blank if no tape and reel requested	the RoHS tag is not part of the reference  tag added at the end of P/N for information
500=50V 101=100V 201=200V 301=300V 501=500V 601=600V 102=1KV 152=1.5KV						leave blank if no mechanical requested			



**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			
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	200V	100V	300V			
2,0	2R0	110	111						
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						
5,6	5R6	360	361						
6,2	6R2	390	391						
6,8	6R8	430	431						
7,5	7R5	470	471						
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						

6.3.1.2 1008CS-472XJTB (DC-Koppelspule)



# 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)	Irms <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**<sup>®</sup>

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

Document 101-1 Revised 03/23/06

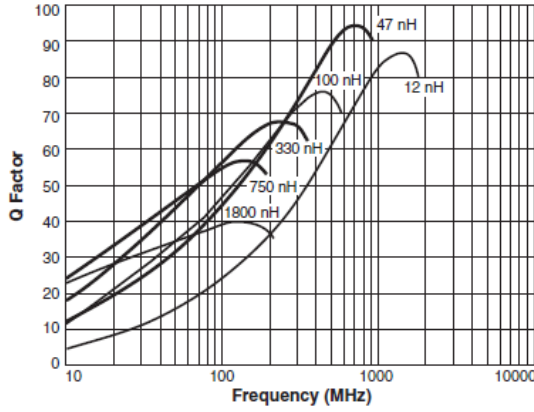
1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469

E-mail info@coilcraft.com Web http://www.coilcraft.com



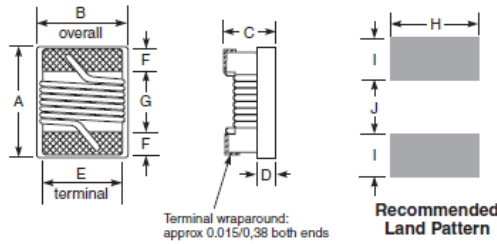
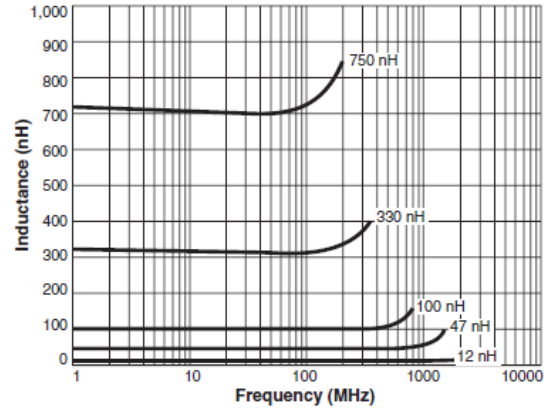
# 1008CS Series (2520)

## 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	0.080	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.

### 6.3.1.3 UM-9415 (PIN- Diode)

 <b>Microsemi</b> <sup>®</sup>	<b>UM9401 / UM9402 / UM9415</b>
	<b>COMMERCIAL TWO WAY RADIO ANTENNA SWITCH DIODES</b>

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 ( $P_A$ )	½ 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 complaint versions available. <sup>1</sup>
- Lead finish  
UM9401: Pb/Sn  
UM9402: Gold  
UM9415: Pb/Sn  
UMX9401,UMX9415: Matte Tin

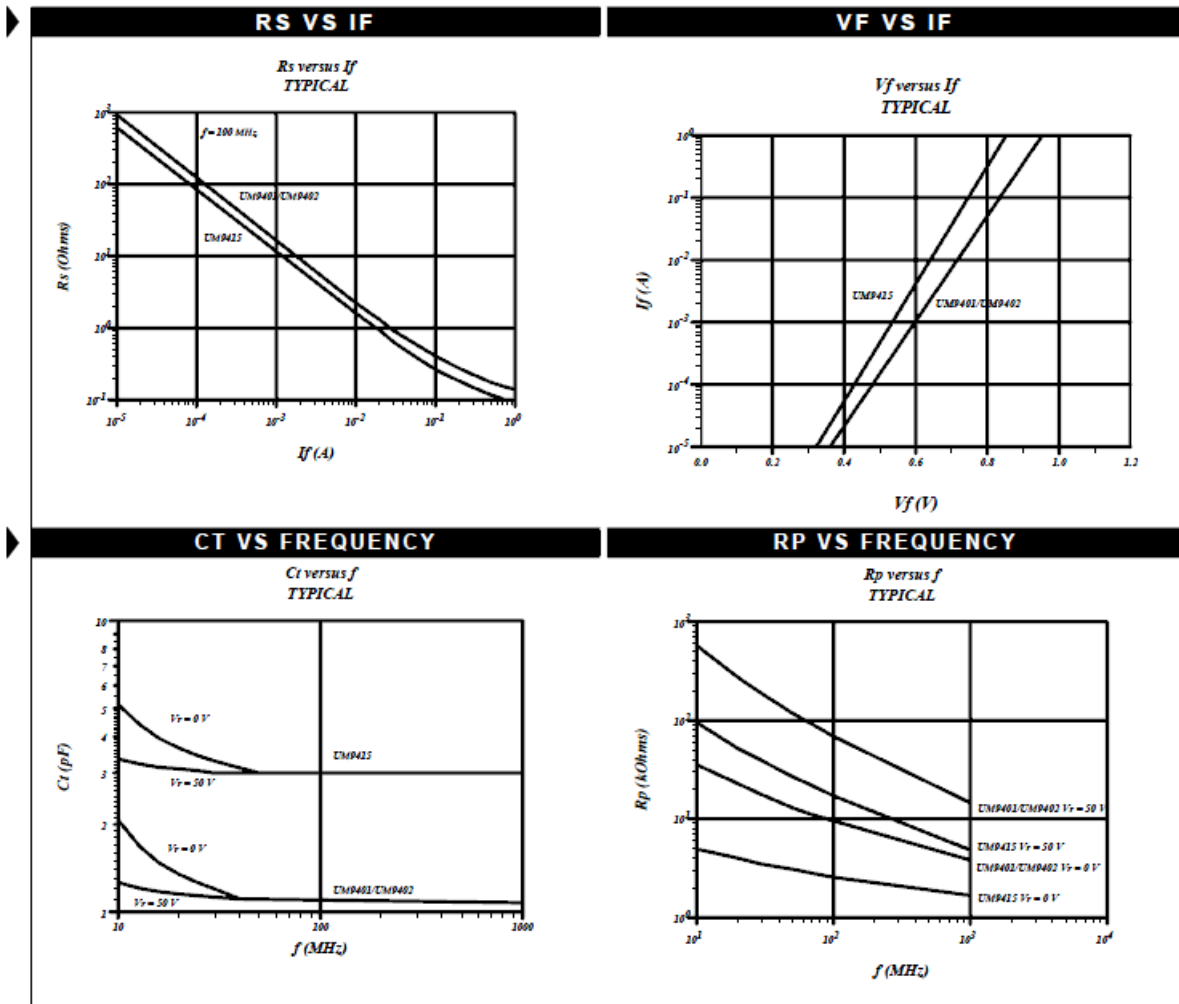
1 - The UM9402 is RoHS complaint. RoHS compliant versions of the UM9401 and UM9415 are supplied as UMX9401, UMX9415. Consult factory for details.



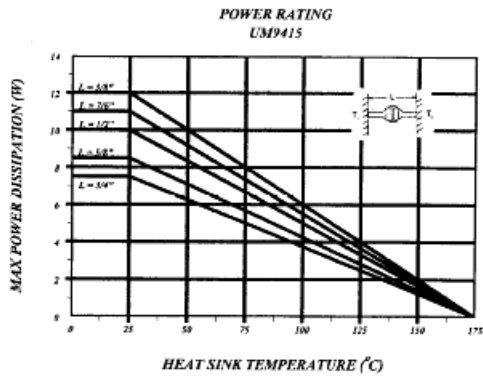
#### APPLICATIONS/BENEFITS

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

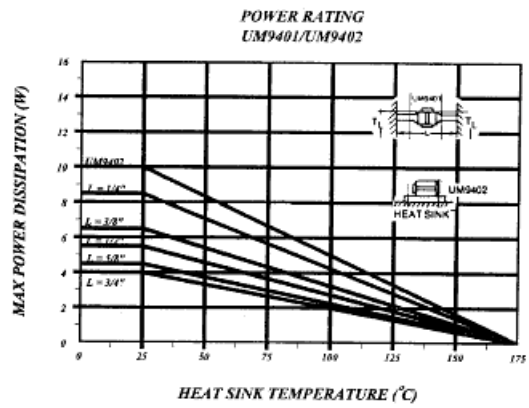
ELECTRICAL PARAMETERS @ 25°C (unless otherwise specified)									
Parameter	Symbol	Conditions	UM9401 / UM9402			UM9415			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reverse Current	$I_R$	$V_R = 50\text{ V}$			10			10	$\mu\text{A}$
Series Resistance	$R_S$	$I_F = 50\text{ mA}$ , $F = 100\text{ MHz}$		0.75	1.0	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



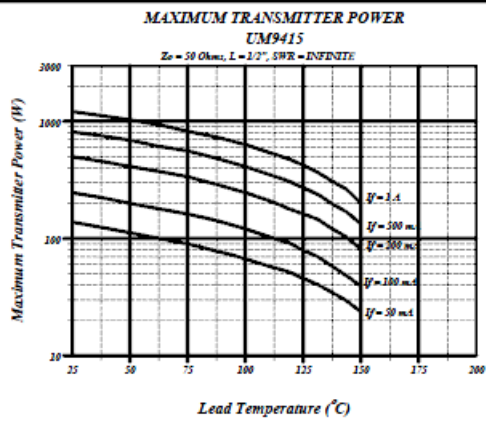
**UM9415 POWER CURVE**



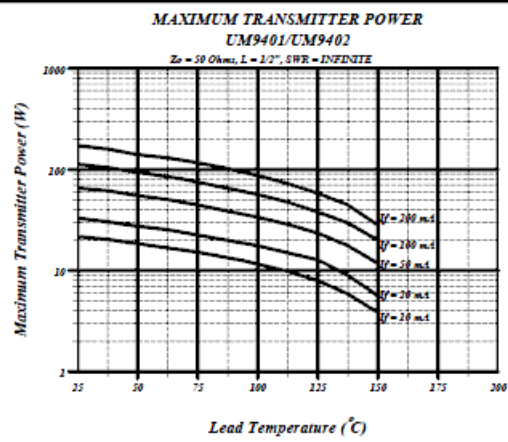
**UM9401, 9402 POWER CURVE**



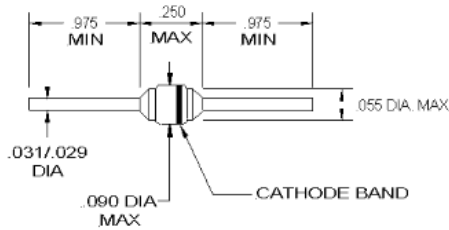
**UM9415 MAX POWER**



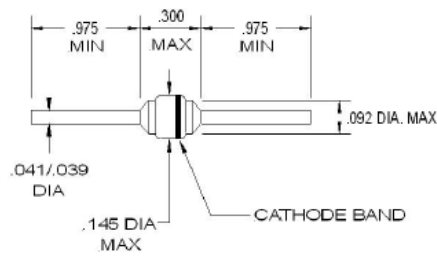
**UM9401, 9402 MAX POWER**



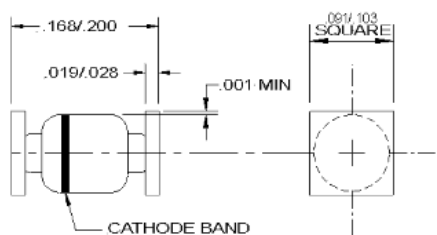
**"STYLE" UM9401B**



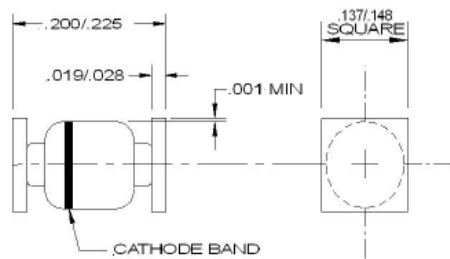
**"STYLE" UM9415B**



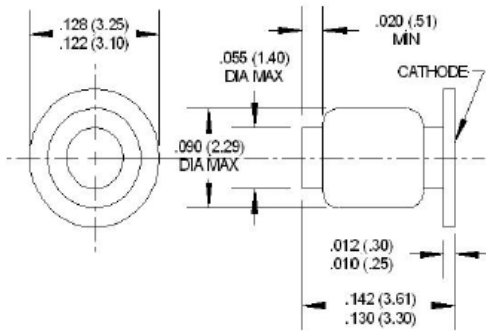
**"STYLE" UM9401SM**



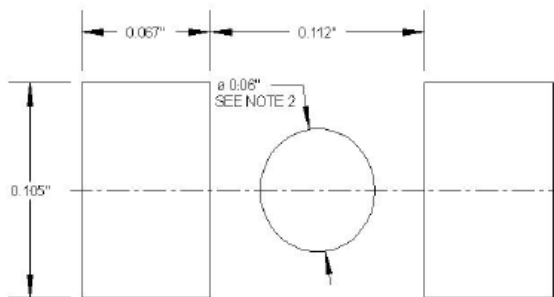
**"STYLE" UM9415SM**



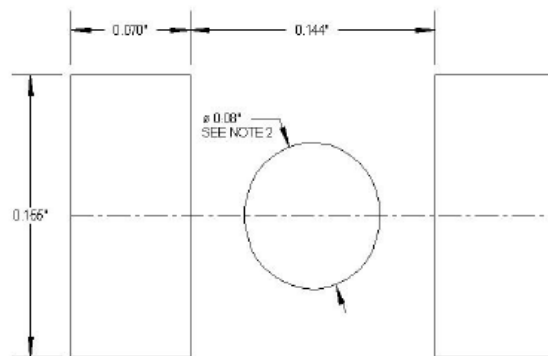
**"STYLE" UM9402**



**UM9401SM FOOTPRINT**      **UM9415SM FOOTPRINT**



**A SIZE  
(STANDARD SMALL  
SQUARE END CAP OUTLINE)**



**B SIZE  
(STANDARD LARGE  
SQUARE END CAP OUTLINE)**

- NOTES:
- 1: THESE DIMENSIONS WILL MATCH THE TERMINALS AND PROVIDE FOR ADDITIONAL SOLDER FILLETS AT THE OUTBOARD ENDS AT LEAST AS WIDE AS THE TERMINALS THEMSELVES, ASSUMING ACCURACY OF DEVICE PLACEMENT WITHIN 0.005".
  - 2: IF THE MOUNTING METHOD CHOSEN REQUIRES USE OF AN ADHESIVE SEPARATE FROM THE SOLDER COMPOUND, A ROUND (OR SQUARE) SPOT OF CEMENT AS SHOWN SHOULD BE CENTRALLY LOCATED.

### 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:

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

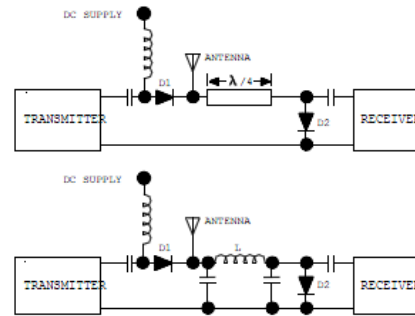
Characteristic curves are shown in the data section which gives both the maximum and typical diode resistance,  $R_D$  as a function of forward current. The maximum power dissipation rating of the PIN diode depends both on the length of the diode leads and the temperature of the contacts to which the leads are connected. A graph defining the maximum power 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 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

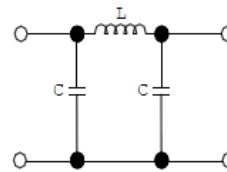
A circuit configuration for a two-way radio antenna switch using PIN diodes consists of a diode placed in series with the transmitter and a shunt diode placed a quarter wavelength from the antenna in the direction of the receiver as shown. For low frequency operation, the quarter wave line may be simulated 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.



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

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





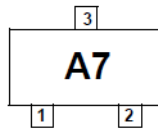
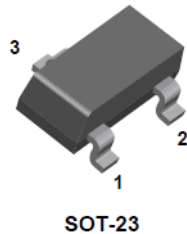
## 6.3.1.4 BAV-99 (Antiparallele Dioden)



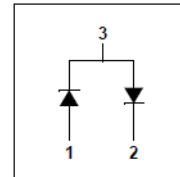
August 2011

## 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	1.0	A
	Pulse Width = 300 microseconds	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.

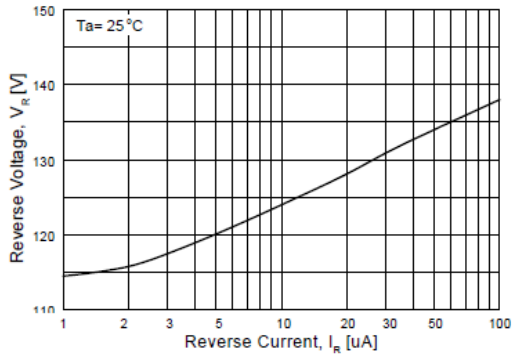
#### Thermal Characteristics

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

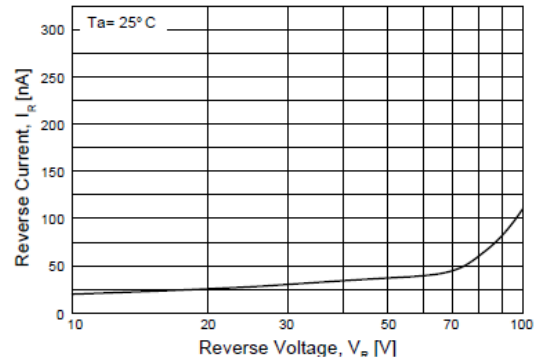
#### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

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

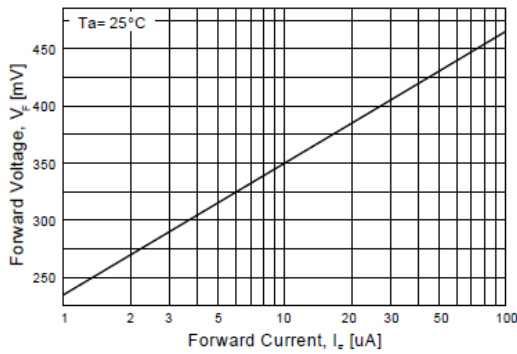
### Typical Performance Characteristics



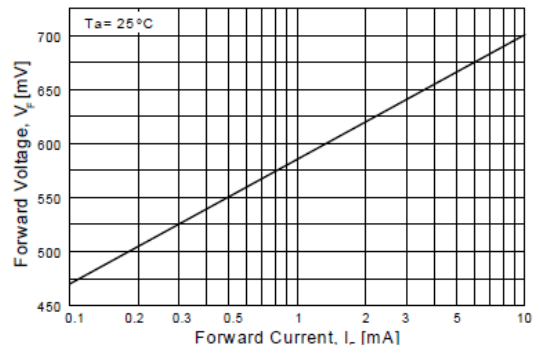
**Figure 1. Reverse Voltage vs Reverse Current**  
BV - 1.0 to 100uA



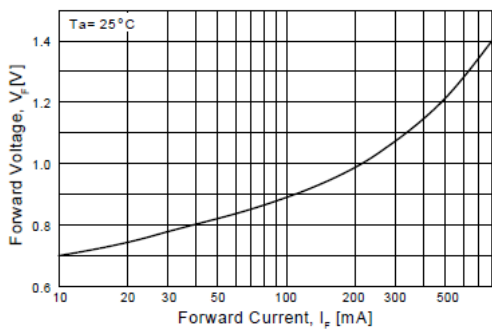
**Figure 2. Reverse Current vs Reverse Voltage**  
IR - 10 to 100 V



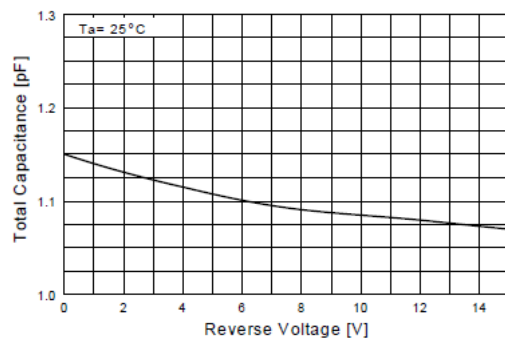
**Figure 3. Forward Voltage vs Forward Current**  
VF - 1.0 to 100 uA



**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)

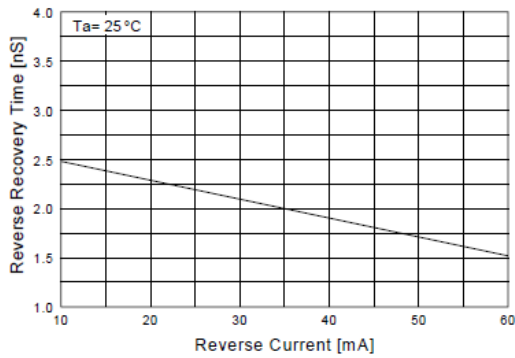


Figure 7. Reverse Recovery Time vs Reverse Current  
TRR - IR 10 mA vs 60 mA

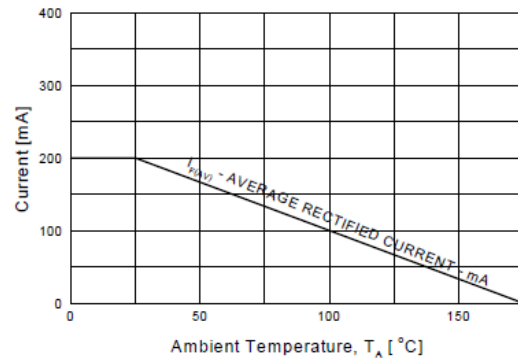


Figure 8. Average Rectified Current ( $I_{F(AV)}$ ) versus Ambient Temperature ( $T_A$ )

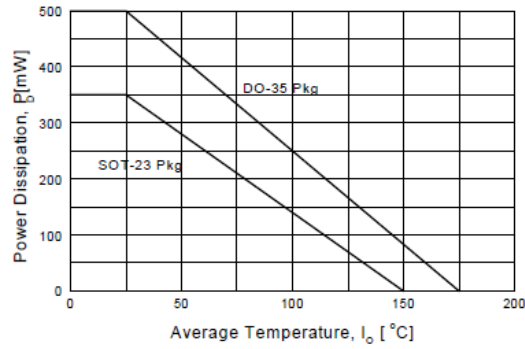


Figure 9. Power Derating Curve

### 6.3.1.5 Vorverstärker

#### 6.3.1.5.1 Siemens Verstärker (kein Datenblatt vorhanden)

#### 6.3.1.5.2 WMA Verstärker



## 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  $P_{IN}$
- 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.

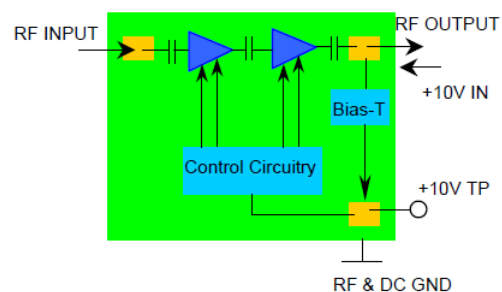
Index	Testing Item	Symbol	Test Constraints	Min	Nom	Max	Unit
1	Gain	$S_{21}$	123.52 MHz	27.5	28.0	28.5	dB
2	Gain Variation	$\Delta G$	123.52 +/- 1 MHz		+/-0.03	+/- 0.05	dB
3	Input Impedance	RE [Z <sub>in</sub> ]	123.52 MHz	0.3	0.5	0.7	Ohm
		IM [Z <sub>in</sub> ]	123.52 MHz	-2.0	0	2.0	Ohm
4	Output VSWR, 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	10		dBm
8	Output-Third-Order Interception point	$IP_3$	Two-Tone, $P_{out} = 0$ dBm each, 1 MHz separation	16	20		dBm
9	Current Consumption	$I_{dd}$	$V_{dd} = +10.0$ V		18		mA
10	Power Supply Operating Voltage	$V_{dd}$		+7	+10	+11	V
11	Thermal Resistance	$R_{th,c}$	Junction to case			220	°C/W
12	Operating Temperature	$T_o$		+10		+60	°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	uS
15	ESD Protection, None Contact	$V_{ESDN}$	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	°C	150
Storage Temperature	°C	-65 ~ 150
Operating Temperature	°C	0 ~ +70
Thermal Resistance <sup>1</sup>	°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 rise  $0.09 \times 215 = 19$  (°C).

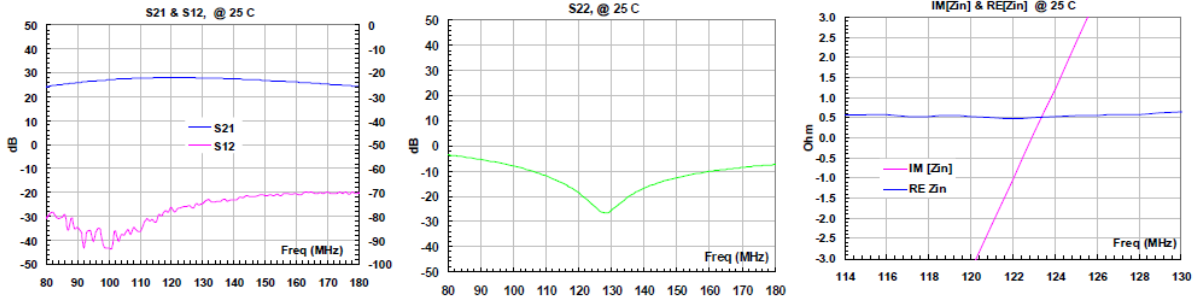
Specifications and information are subject to change without notice.

### Ordering Information

Model Number	WMA123.5A-R5
--------------	--------------

Waffle shell is used for the packing. Contact factory for tape and reel packing option for higher volume order.

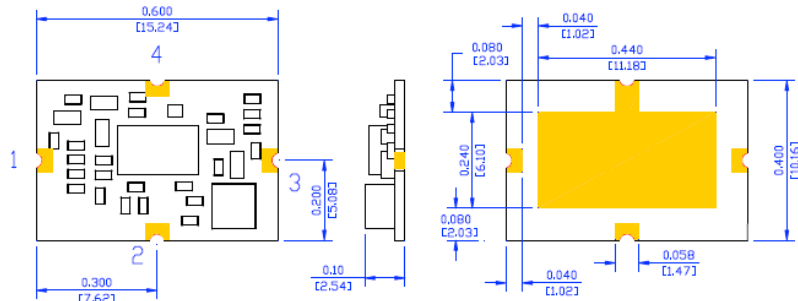
### Typical Data



### Outline,

PIN	1	2	3	4	CNTR
FCTN	IN	NC/10V	OUT/10V	GND	GND

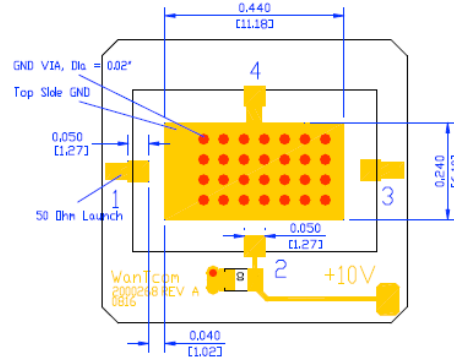
UNITS: INCH [mm]  
FINISH: WHITE TIN



### Foot Print/Mounting Layout

PIN	1	2	3	4	CNTR
FCTN	IN	NC/10V	OUT/10V	GND	GND

UNITS: INCH [mm]  
FINISH: WHITE TIN



Specifications and information are subject to change without notice.

WanTcom, Inc \* Phone 01 952 448 6088 \* FAX: 01 952 448 7188 \* e-mail: sales@wantcominc.com \* Web site: [www.wantcominc.com](http://www.wantcominc.com)

## 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.

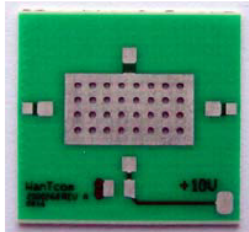


Fig. 1 Example of the motherboard

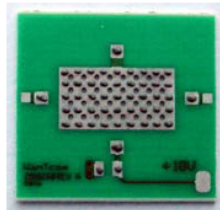


Fig. 2 Dispensed solder paste

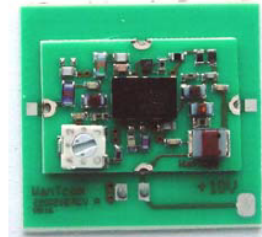


Fig. 3 Assembled part

### 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.wantcominc.com](http://www.wantcominc.com) website.

#### 6.3.1.6 Lemo-Steckverbinder















































6.3.1.6.1 Lemo-Stecker (FFA.00.250)

## 00 Series (NIM-CAMAC CD/N 549)

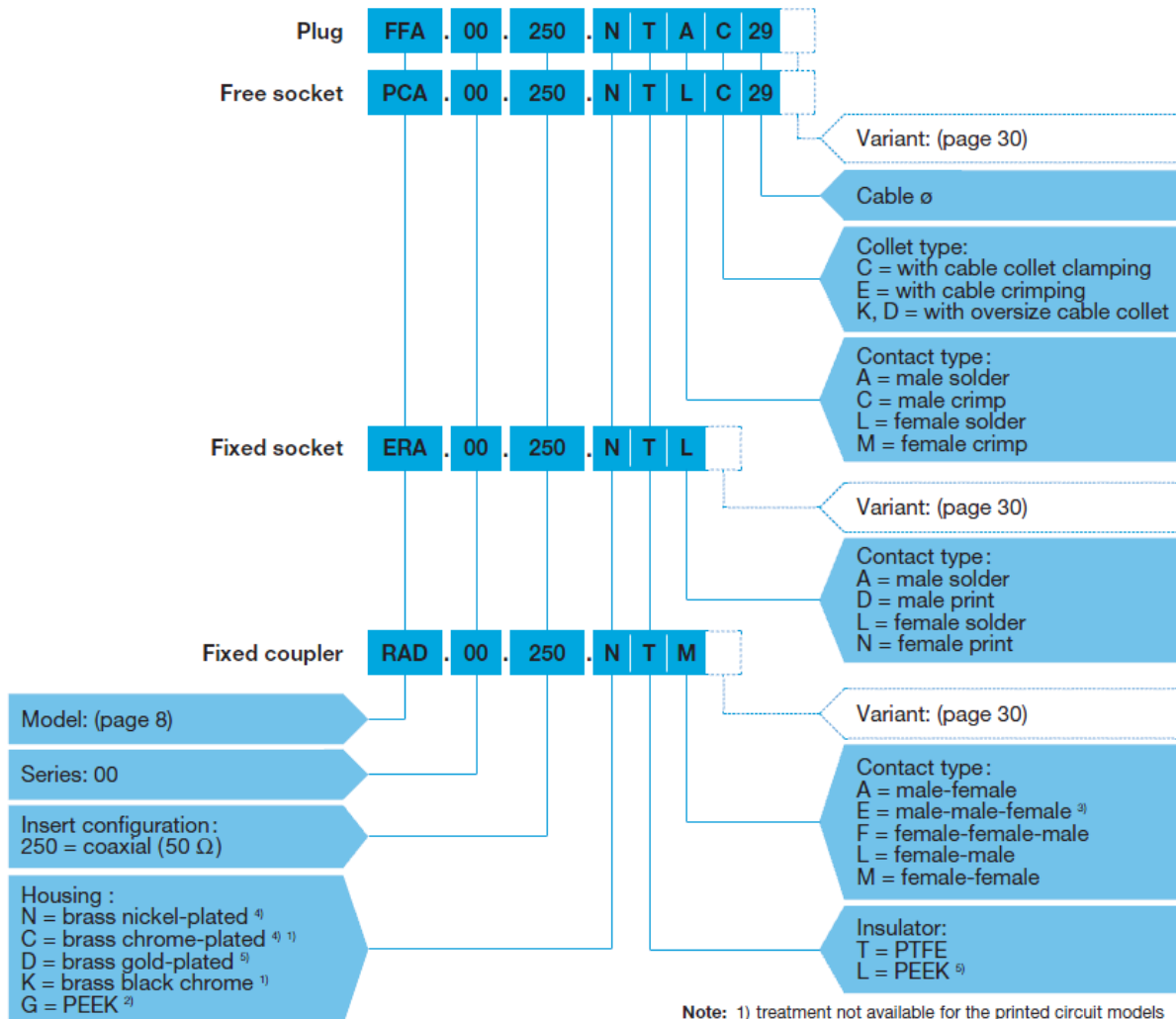
The 00 series is a range of 50Ω coaxial connectors. They are suitable for a wide variety of applications particularly in measurement, control system and nuclear physics, having formed the basis for the NIM-CAMAC CD/N 549 standard. LEMO 00 connectors offer customers many benefits including:

- Self-latching push-pull system
  - Aesthetically pleasing appearance
  - Small size
- High packing density
  - Rugged construction
  - Ease of use
- Low weight
  - Reliable performances
  - Wide choice to suit application

**Metal housing models** (page 8)

<p><b>Fixed plugs</b></p>  FAA  FAN  FAB  FPA  FPL <p><b>Elbow plugs</b></p>  FLA  FLS, FLV	<p><b>Straight plugs</b></p>  FFA  FFA  FFA  FFC  FFC  FFY  FFE  FFF  FFS	<p><b>Fixed sockets</b></p>  ERA, ERE  ERN  ERC  ERT  ERX  ECP  EHP  ELF  EPA, EPB, EPC  EPE	<p><b>Elbow sockets</b></p>  EPL, EPM, EPK, EPR  EPS  EPN  EPY <p><b>Plugs with resistor</b></p>  FRT  FLR <p><b>Socket with microswitch</b></p>  ERM	<p><b>Free sockets</b></p>  PCA  PCS <p><b>Fixed sockets</b></p>  PSA  PSS  PES  PFS  PLK	<p><b>Fixed coupler</b></p>  RAD <p><b>Free coupler</b></p>  RMA <p><b>Straight and elbow plugs with socket</b></p>  FTR  FTA  FTL  FTY
--	--	---	--	--	---

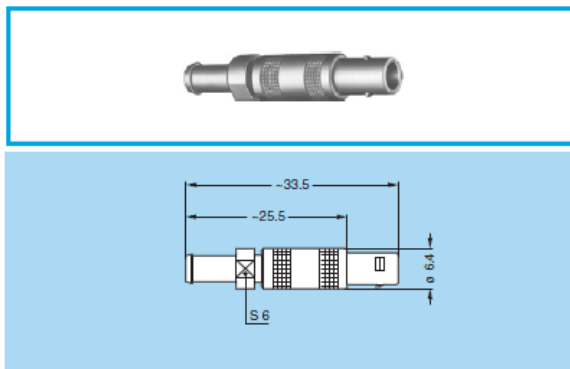
**Part Numbering System**



**Note:** 1) treatment not available for the printed circuit models  
 2) available for the FFA and ERN model only  
 3) used only for models: FTA, FTL and FTY.  
 4) standard  
 5) non-standard, on request only

**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	8	0.55	1.95	2.6	3.0

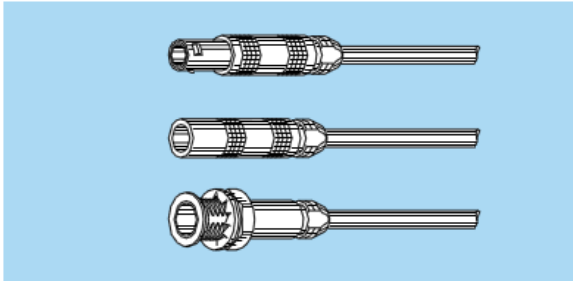
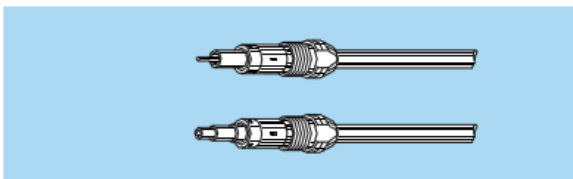
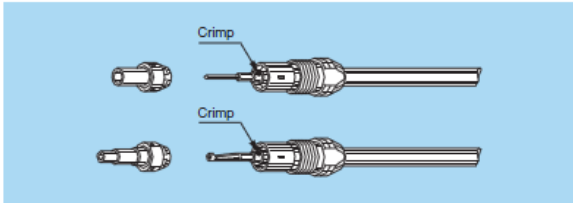
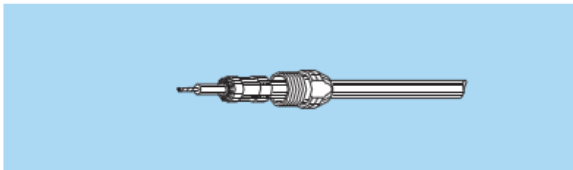
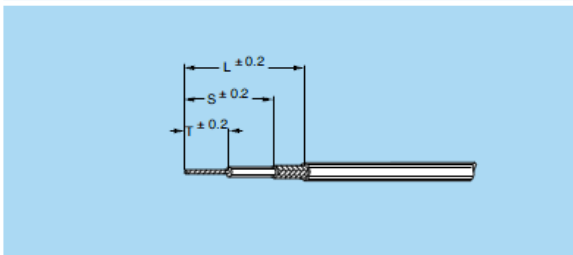
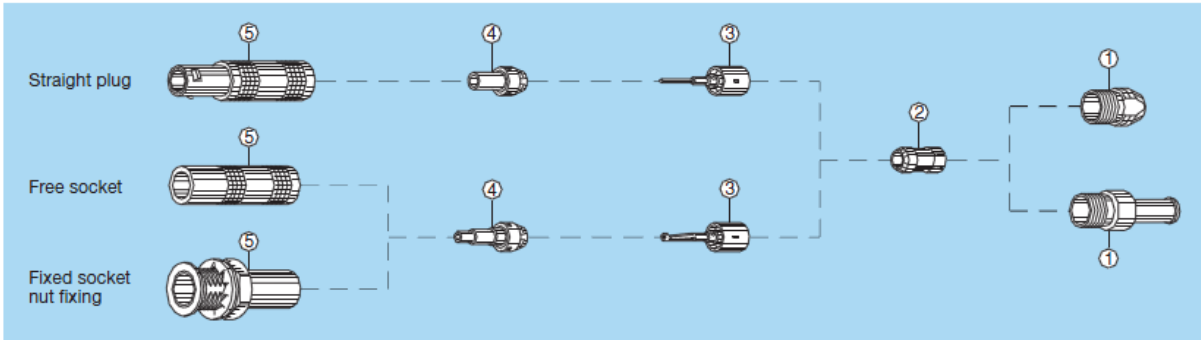
**M1** Cable assembly, solder contact (page 39)

**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

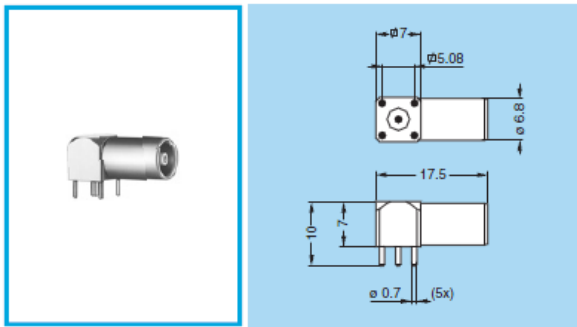
2.2 Slide the subassembly ③ to trap the shield braiding and solder the central conductor into the contact.

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

6.3.1.6.2 Lemo-Buchse (EPL00.250)



EPL Elbow socket (90°) for printed circuit

Part number	H (mm)	Weight (g)
EPL00.250.NTN	10	4.3


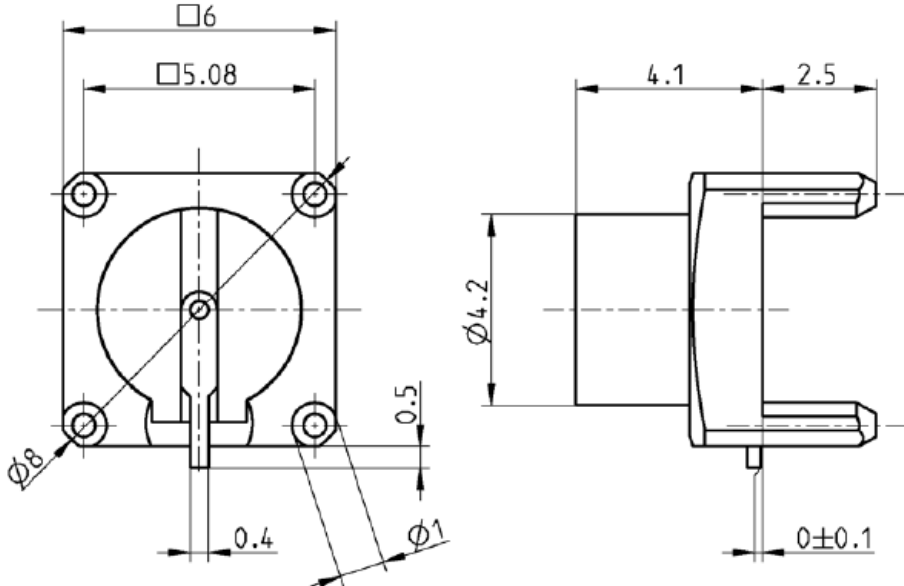
P10 PCB drilling pattern (page 38)

6.3.1.7 Rosenberger Verbindungselemente

6.3.1.7.1 Rosenberger Stecker gerade PCB (19S103-400L5-NM)

TECHNICAL DATA SHEET		<b>Rosenberger®</b>
SMP	STRAIGHT PLUG PCB LIMITED DETENT	<b>19S103-400L5-NM</b>

All dimensions are in mm; tolerances acc. ISO 2768 m-H

**Interface**  
According to MIL-STD-348A, Fig. 326

**Documents**  
PCB layout B 122  
Tape & reel packaging VG33.01M00

**Material and plating****Non-magnetic version****Connector parts**

Center contact  
Outer contact  
Dielectric

**Material**

Spring bronze  
Spring bronze  
LCP

**Plating**

AuroDur®, gold plated  
AuroDur®, gold plated

Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG  
P.O.Box 1260 D-84526 Tittmoning Germany  
[www.rosenberger.de](http://www.rosenberger.de)

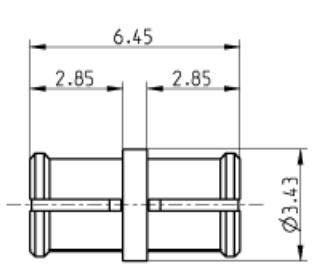
Tel.: +49 8684 18-0  
Fax: +49 8684 18-499  
email: [info@rosenberger.de](mailto:info@rosenberger.de)

Page

1 / 2

TECHNICAL DATA SHEET				<b>Rosenberger®</b>			
SMP STRAIGHT PLUG PCB LIMITED DETENT				<b>19S103-400L5-NM</b>			
<b>Electrical data</b>							
Impedance	50 Ω						
Frequency	DC to 26.5 GHz						
Return loss	≥ 26 dB, DC to 6 GHz ≥ 20 dB, 6 to 12 GHz						
Insertion loss	≤ 0.05 x $\sqrt{f(\text{GHz})}$ dB						
Insulation resistance	≥ 5 GΩ						
Center contact resistance	≤ 6.0 mΩ						
Outer contact resistance	≤ 2.0 mΩ						
Test voltage	500 V rms						
Working voltage	335 V rms						
Contact Current	1.2A DC max.						
<i>- VSWR in application depends decisive on PCB layout -</i>							
<b>Mechanical data</b>							
Mating cycles	≥ 500						
Center contact captivation	≥ 7 N						
Engagement force	45 N max.						
- limited detent							
Disengagement force	9 N min.						
- limited detent							
<b>Environmental data</b>							
Temperature range	-65°C to +155°C						
Thermal shock	MIL-STD-202, Method 107, Condition B						
Vibration	MIL-STD-202, Method 204, Condition B						
Shock	MIL-STD-202, Method 213, Condition A						
Moisture resistance	MIL-STD-202, Method 106						
Max. soldering temperature	IEC 61760-1, +260°C for 10 sec.						
2002/95/EC (RoHS)	compliant						
<b>Tooling</b>							
	N/A						
<b>Suitable cables</b>							
	N/A						
<b>Packing</b>							
Standard	100 pcs in blister, B0100B						
Weight	0.5 g/pce						
<p>While the information has been carefully compiled to the best of our knowledge, nothing is intended as representation or warranty on our part and no statement herein shall be construed as recommendation to infringe existing patents. In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.</p>							
Draft	Date	Approved	Date	Rev.	Engineering change number	Name	Date
F.Michelmann	15/07/08	F.Michelmann	08/10/09	300	09-v398	M. Knoll	08/10/09
Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG P.O.Box 1260 D-84526 Tittmoning Germany <a href="http://www.rosenberger.de">www.rosenberger.de</a>						Tel.: +49 8684 18-0 Fax: +49 8684 18-499 email: <a href="mailto:info@rosenberger.de">info@rosenberger.de</a>	
						Page	2 / 2

## 6.3.1.7.2 Rosenberger Adapter (19K101-K00L5-NM)

Technical Data Sheet		<b>Rosenberger</b>
19	Adaptor SMP Jack - Jack	19K101-K00L5-NM
		
<p>All dimensions are in mm; tolerances according to ISO 2768 m-H</p>		
<b>Interface</b>		
According to		MIL-STD-348A, Fig. 326
<b>Documents</b>		
Assembly instruction		N/A
<b>Material and plating</b>		
Connector parts		
<b>Connector parts</b>	<b>Material</b>	<b>Plating</b>
Center contact	CuBe	AuroDur®, gold plated
Outer contact	CuBe	AuroDur®, gold plated
Dielectric	PTFE	
<b>Electrical data</b>		
Impedance	50 Ω	
Frequency	DC to 26.5 GHz	
Return loss	≥ 26 dB, DC to 4 GHz	
	≥ 20 dB, 4 to 12 GHz	
	≥ 13 dB, 12 to 18 GHz	

Technical Data Sheet		<b>Rosenberger</b>
19	Adaptor SMP Jack - Jack	<b>19K101-K00L5-NM</b>
Insertion loss	$\leq 0.05 \times \sqrt{f(\text{GHz})}$ dB, DC to 18 GHz	
Insulation resistance	$\geq 5 \text{ G}\Omega$	
Center contact resistance	$\leq 6.0 \text{ m}\Omega$	
Outer contact resistance	$\leq 2.0 \text{ m}\Omega$	
Test voltage	500 V rms	
Working voltage	335 V rms	
Contact Current	1.2A DC max.	
<b>Mechanical data</b>		
Mating cycles		
if mating part is smooth bore	$\geq 1000$	
if mating part is limited detent	$\geq 500$	
if mating part is full detent	$\geq 100$	
Center contact captivation	$\geq 7 \text{ N}$	
Engagement force		
- smooth bore	9 N max.	
- limited detent	45 N max.	
- full detent	68 N max.	
Disengagement force		
- smooth bore	2.2 N min.	
- limited detent	9 N min.	
- full detent	22 N min.	
<b>Environmental data</b>		
Temperature range	-65°C to +155°C	
Thermal shock	MIL-STD-202, Method 107, Condition B	
Vibration	MIL-STD-202, Method 204, Condition B	
Shock	MIL-STD-202, Method 213, Condition A	
Moisture resistance	MIL-STD-202, Method 106	
2002/95/EC (RoHS)	compliant	
<b>Tooling</b>		
	N/A	
<b>Suitable cables</b>		
	N/A	
<b>Packing</b>		
Standard	100 pcs in bag	
Weight	0.17 g/pce	

### 6.3.2 Kabel

#### 6.3.2.1 G-01132-06

Standard PE und vernetzte PE Koaxialkabel

einfach abgeschirmt

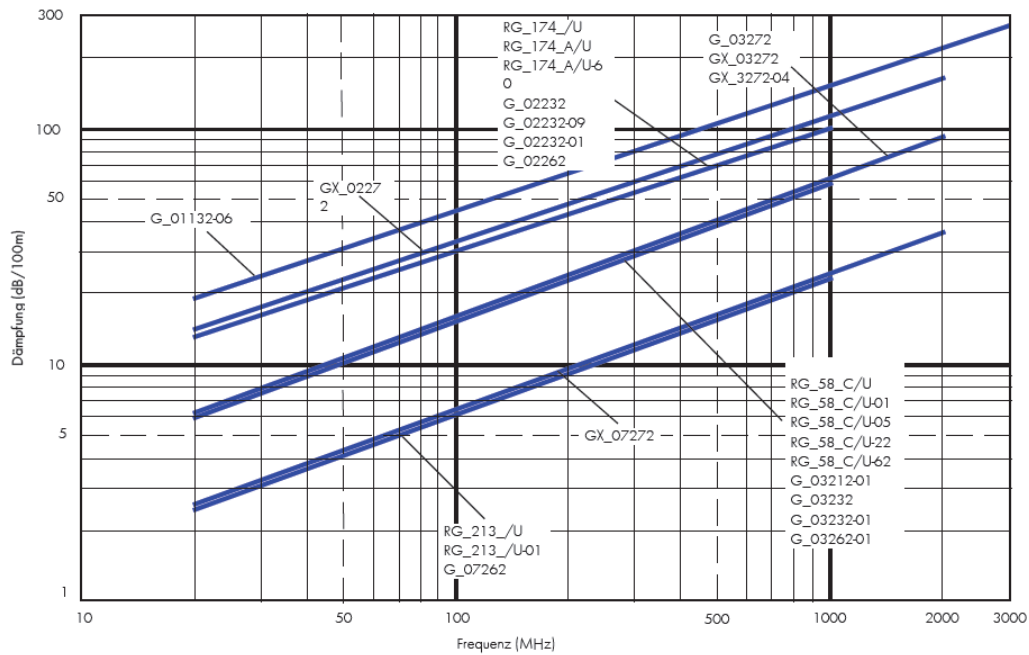
50 Ω

Impedanz	50 Ω
Kapazität	101 pF/m
Signalfortpflanzungsgeschwindigkeit	66 % der Lichtgeschwindigkeit
Signallaufzeit	5.0 ns/m
Isolationswiderstand	$>10^8 \text{ M}\Omega\text{m}$
Min. Biegeradius statisch	5 x Ø Mantel [5]
Min. Biegeradius dynamisch	15 x Ø Mantel [5]
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

Schirmdämpfung  $\geq 40 \text{ dB}$  bei 1 GHz  
 HUBER+SUHNER liefert alle PVC ummantelten Koaxialkabel bleifrei gemäss WEEE Richtlinien.



H+S Typ	Item Nr.	Kurven siehe Seite	Innenleiter [1]			Dielekt. [2]		Abschirm. 1 [3]			Abschirm. 2 [4]		Mantel [5]			Gewicht kg/100 m	Betriebsspannung kV	Max. Betriebsfrequenz	Kabelgruppe*	
			Design	Mat.	Dim. mm	Mat.	Dim. mm	Mat.	Dim. mm	%	Dim. mm	%	Mat.	Dim. mm	Farbe				crimp	geschr.
G_01132-06	22511913		Draht	Cu	0.30	PE	1.00	CuAg	1.40	96	-	-	PVC	1.80	violett	0.60	1.0	3	U1	U1



6.3.2.2 Multiflex 86

**HUBER+SUHNER® DATA SHEET**  
**Coaxial Cable: MULTIFLEX\_86**



**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>6</sup> MΩm
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**

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

**Environmental Data**

Temperature range	-20 °C... + 60 °C	-65 °C... + 165 °C
Installation temperature	IEC 60332-1, UL 1581 § 1080 (VW-1)	
Flammability	compliant	
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\*f<sup>0.5</sup> + b\*f)] and **Power CW** [formula: (p/f<sup>0.5</sup>)]

Coefficients:

a=	0.71702	b=	0.02892	f <sub>max</sub> =	40	p <sub>at</sub> 1GHz =	140
Frequency (GHz)	Nom. attenuation (dB / m)	Nom. attenuation (dB / ft)	Max. CW power (watt)				
	sea level 25° C ambient temperature	sea level 25° C ambient temperature	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	0.689	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				