

**Entwicklung eines Anregungs- und Empfangssystems zur Primaten-Bildgebung an  
einem 7 Tesla Ultrahochfeld Human-Ganzkörper MRT-System**

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,  
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Wirtsch.-Ing. Tim Herrmann

aus  
Magdeburg

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Klaus Solbach
  2. Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Dr. med. Johannes Bernarding
- Tag der mündlichen Prüfung: 17.12.2013

Für meine Eltern

## Kurzfassung

Die Ultrahochfeld-Magnetresonanztomographie (MRT) stellt neuartige technische Anforderungen, vor allem an die Anregung und Detektion. Neben den in den letzten Jahren entwickelten Mehrkanal-Spulen wurde ein weiteres interessantes Prinzip entwickelt, das die Abschirmung des Gradientensystems (RF-Shield) als Wellenleiter für die Anregung nutzt. Das Hauptziel dieser Arbeit war die Konstruktion und Evaluierung eines Anregungs- und Empfangssystems zur Primaten-Bildgebung, das vergleichbar einem entfernbaren Insert für ein Human-Ganzkörper 7 Tesla Ultrahochfeld (UHF) Magnetresonanztomographie-System (nachfolgend 7 T MRT-System genannt) entwickelt werden sollte. Wichtige Anforderungen an das Anregungs- und Empfangssystem waren ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis (*SNR*) und eine hohe Homogenität des eingestrahlten  $B_1^+$ -Feldes, das als Teil des  $B_1$ -Feldes der Anregung dient. Insbesondere die funktionelle MRT (fMRT) benötigt für ihre Untersuchungen MR-HF-Spulen, welche bei der visuellen und auditorischen Stimulation für den hier anzuwendenden experimentellen Aufbau ausreichende Flexibilität bieten. Bei Systemen mit tieferen Feldern (1,5 T und 3 T) wird eine homogene  $B_1^+$ -Feldanregung in der Regel über Ganzkörper-Resonatoren erzeugt. Bei 7 T MRT-Systemen fehlen diese Ganzkörper-Resonatoren, da die Standard Birdcage-Ganzkörper-Resonatorarchitektur nur bedingt bei einer Systemfrequenz von 297,2 MHz einsetzbar ist. In dieser Arbeit wurde die Anwendung des Travelling-Wave (TW) Verfahrens als neuartiges Anregungssystem für ein 7 T MRT-System (Siemens) zur Primaten-Bildgebung untersucht. Das hierfür entwickelte Gesamtkonzept wird als Travelling-Wave Primatensystem bezeichnet. Das TW-Primatensystem benutzt das RF-Shield des Gradientensystems als Hohlwellenleiter, in welchem sich der  $TE_{11}$ -Mode ausbreiten kann. Unter Verwendung von Feldsimulationssoftware wurde eine für das 7 T MRT-System angepasste 2-Port Patchantenne (Systemfrequenz 297,2 MHz) entwickelt, die ein zirkular polarisiertes  $B_1$ -Feld generiert. Für den Empfang wurde eine 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule speziell für die Hirn-Bildgebung bei Makaken konstruiert, die eine auditorische Stimulation zulässt und ein hohes *SNR* gewährleistet. Um die Homogenität des erzeugten  $B_1^+$ -Feldes für einen größeren Bereich mit der entwickelten Patchantenne zu untersuchen und mit einer Birdcagearchitektur zu vergleichen, wurde zusätzlich eine 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule konstruiert. Eine Vergleichsmessung des generierten  $B_1^+$ -Feldes wurde unter Verwendung einer FLASH (Fast Low Angle Shot)-basierten  $B_1^+$ -Flipwinkelmap Sequenz mit einem Silikonöl-Kugelphantom als Beladung durchgeführt. Es konnte nachgewiesen werden, dass die Homogenität für Volumina bis ca. 10 cm Durchmesser vergleichbar ist zur Birdcagearchitektur. Zur Validierung des TW-Primatensystems wurden mehrere *in vivo* Messungen mit Makaken durchgeführt, wobei Turbo-Spin-Echo (TSE) und Echoplanar (EPI) Sequenzen verwendet wurden, um anatomische Datensätze mit hohem Kontrast und hoher nomineller Auflösung  $0,46 \times 0,46 \times 0,5 \text{ mm}^3$  (TSE) bzw.  $0,64 \times 0,58 \times 0,2 \text{ mm}^3$  (EPI) zu akquirieren. Hierdurch wurde erfolgreich die prinzipielle Anwendbarkeit von fMRT Messungen mit dem entwickelten TW-Primatensystem evaluiert. Damit bildet das TW-Primatensystem die weltweit erste Applikation für Makaken Messungen mit guten räumlichen Stimulationsmöglichkeiten an einem 7 T Human-Ganzkörper MRT-System.

## Abstract

Ultra-high field magnetic resonance imaging (MRI) imposes novel technical requirements, especially for excitation and detection. In addition to the developing multi-channel RF coils in recent years, another interesting concept was developed that uses the RF shield of the gradient system as a waveguide for excitation. The main objective of this work was the design and evaluation of an excitation and receiver system for primate imaging, comparable to a removable insert for a human whole-body 7 Tesla ultra-high field (UHF) MRI system (7 T MRI system). Important requirements for this excitation and reception system were a high signal-to-noise ratio ( $SNR$ ) and a high homogeneity of the irradiated  $B_1^+$  field which serves for the excitation as a part of the  $B_1$  field. Especially functional MRI (fMRI) needs RF coils which provide sufficient flexibility for visual and auditory stimulation within the experimental setting. For systems with lower fields (1.5 T and 3 T) the homogeneous  $B_1^+$  field excitation is usually provided by whole-body resonators. At 7 T whole-body MRI systems, these resonators are not available because the standard birdcage architecture is only limited usable at system frequency of 297.2 MHz. In this work the application of the traveling-wave (TW) approach as a novel excitation system for a 7 T MRI system (Siemens) was studied for primate imaging. The developed overall concept is called Traveling-Wave-Primate-System. The TW-Primate-System uses the RF shield of the gradient system as a waveguide in which the  $TE_{11}$ -mode can propagate. A 2-port patch antenna (system frequency 297.2 MHz) which generates a circularly polarized  $B_1$  field was designed for the 7 T MRI system using field simulation software. For receive a 3-element phased array primate head coil primates was specifically designed for brain imaging of macaques which allowed an auditory stimulation and ensured a high  $SNR$ . To study the homogeneity of the  $B_1^+$  field generated by the developed patch antenna for a larger range and comparing it with Birdcage architecture, an 8-element phased array receiving coil was additionally designed. A comparative measurement of the generated  $B_1^+$  field was performed using a FLASH (fast low angle shot)-based  $B_1^+$  flip angle map sequence with a silicone oil spherical phantom as a load. It was shown that the homogeneity for volumes up to approx. 10 cm diameter is comparable to the Birdcage architecture. To validate the TW-Primate-System, several in vivo measurements with macaques were performed. Turbo Spin Echo (TSE) and Echo Planar (EPI) sequences were used to acquire anatomical data with high contrast and high nominal resolution of  $0.46 \times 0.46 \times 0.5 \text{ mm}^3$  (TSE) respectively  $0.64 \times 0.58 \times 0.2 \text{ mm}^3$  (EPI). These results prove the feasibility of fMRI measurements was successfully evaluated for the developed TW-Primate-System. Thus, the TW-Primate-System is the world's first application of macaques measurements with good spatial stimulation options at a 7 T human whole-body MRI system.

## **Danksagung**

Mein persönlicher Dank gilt Herrn Professor Dr. rer. nat. Dr. med. Johannes Bernarding, der mir viel Gestaltungsmöglichkeiten bei meiner Forschung ließ und mich intensiv stets beratend unterstützt hat. Herrn Professor Dr.-Ing. Klaus Solbach möchte ich danken für die sehr gute Zusammenarbeit und die inhaltlich sehr interessanten Konversationen. Meinem Freund und Kollegen Johannes Mallow möchte ich meinen Dank sagen für seine intensive Unterstützung und enge Zusammenarbeit über die vielen Jahre. Herrn Dr.-Ing. Kyoung-Nam Kim danke ich für seine beratende Unterstützung sowie seine praktische Erfahrung im MR-HF-Spulen Bereich, die zum Erfolg vieler Projekte beitrug. Weiterhin danke ich Herrn Dr. rer. nat. Jörg Stadler, der mich immer bei meiner Arbeit am 7 T MRT-System unterstützt hat, und auch Herrn Dr. rer. nat. André Brechmann möchte ich danken, da er unsere Kooperation mit den südkoreanischen Partnern von Anfang an förderte. Frau Dipl.-Biol. Judith Mylius und Herrn Dr. rer. nat. Michael Brosch möchte ich für ihre Unterstützung bei den in vivo Messungen danken. Herrn Dr. rer. nat. Markus Plaumann möchte ich für seine wissenschaftliche Unterstützung bei NMR Fragen danken. Herrn Prof. Dr. rer. nat. Oliver Speck spreche ich meinen Dank aus, für die gute Lehrstuhl-Kooperation bei der Nutzung von MR-Sequenzen. Einen herzlichen Dank richtet sich an Herrn Dirk Salbert und Herrn Jürgen Kanstorf für ihre technische und handwerkliche Hilfe. Selbstverständlich gilt meiner Frau Kristin mein Dank für ihre Hilfe. Natürlich möchte ich mich auch bei den guten Seelen Smilla und Mio bedanken, welche mir oft einen Moment des Ausgleichs vom Alltag gewährten. Abschließend möchte ich meinen Eltern sehr danken, dass sie mir immer ihre volle Unterstützung gegeben haben, ohne die ich diesen interessanten Forschungsweg nicht beschritten hätte.

# Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung . . . . .	I
Abstract . . . . .	II
Danksagung . . . . .	III
Inhaltsverzeichnis . . . . .	IV
Abkürzungsverzeichnis . . . . .	VI
Formelverzeichnis . . . . .	VII
Abbildungsverzeichnis . . . . .	IX
1 Einleitung . . . . .	1
1.1 MR-Bildgebung an Primaten . . . . .	1
1.2 Zielsetzung der Arbeit . . . . .	4
2 Grundlagen . . . . .	6
2.1 Einführung in die Grundlagen der Magnetresonanztomographie . . . . .	6
2.1.1 $B_1$ -Feld . . . . .	10
2.1.2 Rotierendes Koordinatensystem . . . . .	11
2.1.3 Flipwinkel . . . . .	12
2.1.4 Relaxationsprozesse . . . . .	13
2.1.5 MR-Bildgebung . . . . .	15
2.1.6 Funktionelle MR-Bildgebung . . . . .	17
2.2 Grundlagen der EM-Feldtheorie . . . . .	18
2.2.1 Maxwell-Gleichungen . . . . .	18
2.2.2 Poynting-Vektor . . . . .	19
2.2.3 Wellenausbreitung im Freiraum . . . . .	20
2.2.4 Polarisierung . . . . .	22
2.2.5 Theorie der Rundhohlleitermoden . . . . .	22
2.2.6 TE- und TM-Moden Feldberechnung . . . . .	24
2.3 Grundlagen der Leitungstheorie . . . . .	30
2.3.1 Leitungsersatzschaltbild . . . . .	30
2.3.2 S-Parameter . . . . .	34
2.3.3 Verkürzungsfaktor . . . . .	35
2.4 EM-Feldsimulation . . . . .	35
3 Aufbau und Funktion des 7 T Human-Ganzkörper MRT-Systems . . . . .	37
3.1 Aufbau des Magneten . . . . .	37
3.2 Gradientensystem . . . . .	39
3.2.1 Grundsätzlicher Aufbau . . . . .	39
3.3 Bildgebende MR-HF-Spulen . . . . .	41
3.3.1 Grundlagen bildgebender MR-HF-Spulen . . . . .	41
3.3.2 Sende- und Empfangsspulen . . . . .	42
3.3.3 Birdcage-Spulen . . . . .	42
3.3.4 Phased-Array-Spulen . . . . .	46
3.3.5 Gütefaktor der MR-HF-Spulen . . . . .	47
3.3.6 Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) . . . . .	50
3.3.7 Anpassungsnetzwerke . . . . .	51

3.3.8 Mantelwellenfilter . . . . .	53
3.4 SAR . . . . .	55
3.5 Bedingungen im 7 T Ultrahochfeld . . . . .	57
4 Entwurf und Realisierung eines Travelling-Wave-Primatensystems zur MR-Bildgebung bei 7 T . . . . .	61
4.1 Travelling-Wave-Anregungsverfahren . . . . .	61
4.2 Travelling-Wave-Primatensystem als Anregungs- und Empfangssystem . . . . .	62
4.3 Entwicklung einer Patchantenne zur Sendeleistungsoptimierung . . . . .	63
4.3.1 S-Parameter der Patchantenne . . . . .	66
4.4 Sende- und Empfangsinterface . . . . .	69
4.4.1 Aufbau und Funktion . . . . .	69
4.4.2 Power-Splitter mit TR-Switch . . . . .	70
4.4.3 Vorverstärker . . . . .	72
4.5 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule . . . . .	72
4.5.1 Detuning . . . . .	72
4.5.2 Aufbau und Funktion . . . . .	73
4.5.3 Vorverstärker-Box . . . . .	78
4.6 Validierung des TW-Primatensystem . . . . .	79
4.6.1 SAR Berechnung . . . . .	79
4.6.2 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule . . . . .	81
5 Ergebnisse und Evaluierung . . . . .	85
5.1 Vergleich des Travelling-Wave-Primatensystems mit der Birdcagearchitektur . . . . .	85
5.1.1 Berechnete $B_1^+$ -Feldverteilung . . . . .	85
5.1.2 Bandpass-Birdcage-Spule . . . . .	87
5.1.3 $B_1^+$ -Flipwinkelmap Vergleichsmessung . . . . .	88
5.2 Resultate der in vivo Messungen . . . . .	91
5.2.1 3D Turbo-Spin-Echo Messergebnisse . . . . .	92
5.2.2 EPI Messergebnisse . . . . .	94
5.3 Vergleich Primatenkopfspule im Dual-Helmholtz-Design mit Travelling-Wave-Primatensystem . . . . .	95
5.3.1 Vergleichsmessung des TW-Primatensystems mit der DH-Primatenkopfspule . . . . .	96
6 Diskussion . . . . .	99
6.1 Vergleich Travelling-Wave-Primatensystem mit Birdcagearchitektur . . . . .	100
6.1.1 $B_1^+$ Wirkungsgrad . . . . .	101
6.2 In vivo Messungen . . . . .	103
6.3 Vergleich Primatenkopfspule im Helmholtz-Design mit Travelling-Wave-Primatensystem . . . . .	104
6.4 SAR Exposition beim Travelling-Wave-Primatensystem . . . . .	105
7 Zusammenfassung und Ausblick . . . . .	107
7.1 Zusammenfassung . . . . .	107
7.2 Ausblick . . . . .	108
Literaturverzeichnis . . . . .	110
Anhang . . . . .	117

## Abkürzungsverzeichnis

<b>CAD</b>	Computer Aided Design
<b>CP</b>	Zirkular Polarisiert (Circular Polarization)
<b>DH</b>	Dual-Helmholtz
<b>EM</b>	Elektromagentisch
<b>EPI</b>	Echoplanar Imaging
<b>FDTD</b>	finite-difference time-domain
<b>FLASH</b>	Fast Low Angle Shot
<b>FIT</b>	Finite Integrationstechnik
<b>fMRT</b>	funktionelle Magnetresonanztomographie
<b>FoV</b>	Field of View
<b>HBC</b>	Hybrid-Birdcage-Spule bzw. Bandpass-Birdcage-Spule
<b>HF</b>	Hochfrequenz
<b>Hotspot</b>	lokale Konzentration von SAR innerhalb des Gewebes
<b>in vivo</b>	Untersuchungen die am lebenden Organismus ablaufen
<b>MR</b>	Magnetresonanz
<b>MRT</b>	Magnetresonanztomographie
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>PDMS</b>	Polydimethylsiloxan
<b>PMMA</b>	Polymethylmethacrylat
<b>ROI</b>	Region of Interest
<b>Rx</b>	Empfangen (Receive)
<b>SAR</b>	Spezifische Absorptionsrate (Specific Absorption Rate)
<b>SNR</b>	Signal-Rausch-Verhältnis (Signal Noise Ratio)
<b>TE</b>	Echozeit (Time of Echo)
<b>TIM</b>	Total Imaging Matrix
<b>TR</b>	Wiederholungszeit (Time of Repetition)
<b>TSE</b>	Turbo-Spin-Echo
<b>TW</b>	Travelling-Wave
<b>Tx</b>	Senden (Transmit)
<b>Tx/Rx</b>	Senden/Empfangen (Transmit/Receive)
<b>UHF</b>	Ultrahochfeld
<b>Voxel</b>	Volumetric pixel

## Formelverzeichnis

$\vec{\mu}_M$	magnetisches Dipolmoment	$u$	elektromagnetische Energiedichte im Vakuum
$\hbar$	Plancksches Wirkungsquantum	$\vec{S}_P$	Poynting-Vektor
$\vec{I}$	Kernspin	$Z_W$	Feldwellenwiderstand
$\gamma$	gyromagnetisches Verhältnis	$Z_0$	Freiraumimpedanz
$n_{ap}$	Anzahl der antiparallelen Spins	$D_R$	Richtcharakteristik der Antenne
$n_p$	Anzahl der parallelen Spins	$\eta_{Tx}$	Sendewirkungsgrad
$k_B$	Boltzmann-Konstante	$G$	Antennengewinn im Sendefall
$T$	absolute Temperatur	$\delta_{skin}$	Eindringtiefe
$B_0$	Flussdichtebetrag des statischen Magnetfeldes	$\sigma$	elektrische Materialleitfähigkeit
$\omega_L$	Larmorkreisfrequenz	$f$	Frequenz
$M_0$	Ausgangsmagnetisierung des Spinensembles	$\gamma_p$	Fortpflanzungskonstante
$B_1$	Flussdichte des Anregungsfeldes	$\alpha_d$	Dämpfungskonstante
$M_z$	Längsmagnetisierung in Richtung z	$\beta$	Phasenkonstante
$M_x, M_y$	Quermagnetisierung in Richtung x und y	$j$	$\sqrt{-1}$
$T_1$	longitudinale Relaxationszeit	$\vec{k}$	Wellenvektor
$T_2$	transversale Relaxationszeit	$k$	Kreiswellenzahl
$\vec{B}_1^+(t)$	In Kernspin-Richtung rotierendes $B_1$ -Feld	$k_c$	cut-off Kreiswellenzahl
$\vec{B}_1^-(t)$	Entgegen der Kernspin-Richtung rotierendes $B_1$ -Feld	$c$	Vakuumlichtgeschwindigkeit
$\alpha$	Flipwinkel	$H_0$	Amplitude des magnetischen Feldes
$t_0$	Anfangszeitpunkt des Pulses	$J_m(k_{c,mn} \cdot \rho)$	Bessel-Funktion
$t_p$	Pulsdauer	$J'_m(k_{c,mn} \cdot \rho)$	1. Ableitung der Bessel-Funktion
$B_1(t)$	Flussdichte des Pulses	$r_{RHL}$	Rundhohlleiterradius
$\nabla$	Nabla-Operator	$p_{mn}$	n-te Nullstelle m-ter Ordnung der $J_m$
$\vec{D}$	elektrische Flussdichte	$p'_{mn}$	n-te Nullstelle m-ter Ordnung der $J'_m$
$\vec{E}$	elektrische Feldstärke	$R'$	Widerstandsbelag
$\vec{B}$	magnetische Flussdichte	$L'$	Induktivitätsbelag
$\vec{H}$	magnetische Feldstärke	$C'$	Kapazitätsbelag
$\vec{J}$	elektrische Stromdichte	$G'$	Leitwertsbelag
$\rho_Q$	Ladungsdichte	$U^+, I^+$	hinlaufende Welle, in positiver z-Richtung
$\epsilon$	Permittivität	$U^-, I^-$	rücklaufende Welle, in negativer z-Richtung
$\epsilon_0$	elektrische Feldkonstante im Vakuum: $8,854 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$	$\gamma_p$	Ausbreitungskonstante
$\epsilon_r$	relative Permittivität	$\alpha_d$	Dämpfungskonstante
$\mu$	Permeabilität	$\beta$	Phasenkonstante
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante im Vakuum: $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$	$Z_C$	charakteristische Impedanz
$\mu_r$	relative Permeabilität	$\Gamma_{Last}$	Lastreflexionskoeffizient

$Z_{Last}$	Lastimpedanz	$V_{exp}$	gesamtes exponiertes Volumen
$\mathbf{S}$	Streumatrix	$\vec{V}_{Gb}$	Gewebevolumen
$\vec{b}$	Vektor der rücklaufenden Wellen	$V_r$	Geweberegion mit Masse 10 g
$\vec{a}$	Vektor der hinlaufenden Wellen	$C_{WPS}$	Wilkinson-Power-Splitter-Kapazität
$VKF$	Verkürzungsfaktor	$L_{WPS}$	Wilkinson-Power-Splitter-Induktivität
$U_{ind}$	induzierte Spannung	$C_{MS}$	Mantelwellensperrfilter Kapazität
$I_0$	Gesamtstrom $\pm I$ auf der Zylinderoberfläche	$L_{MS\_Kabelschirm}$	Induktivität des Kabelschirms
$i(\theta)$	Stromverteilungsfunktion auf der Zylinderoberfläche	$B_{1\_Tx\,eff\_TW}$	$B_1^+$ Wirkungsgrad TW-Primatensystem
$I_{Zyl}$	Stromverteilung auf der Zylinderoberfläche	$B_{1\_Tx\,eff\_HBC}$	$B_1^+$ Wirkungsgrad HBC
$\theta$	Radialwinkel		
$d_{BC}$	Durchmesser der Birdcage-Spule		
$N$	Anzahl der Stäbe bzw. Rungs		
$l_{BC}$	Länge der Birdcage-Spule		
$U_{Noise}$	Rauschspannung		
$R_{Spule}$	ohmscher Spulenersatzwiderstand		
$R_{Last}$	ohmscher Lastersatzwiderstand		
$BW_{Spule}$	Bandbreite der Empfangsspule		
$Q_{Spule}$	Eigengütefaktor der Spule ohne Last		
$Q_{Gesamt}$	Sensitivität zur Last		
$Q_{Last}$	Gütefaktor der Spule mit Last		
$V_{eff}$	Effektives Akquisitionsvolumen der Empfangsspule		
$\Delta V_{Voxel}$	Volumen eines Voxels		
$F_N$	Rauschzahl des Vorverstärkers		
$\delta_I$	Eingangsdämpfung		
$\Delta f_N$	Bandbreite des Vorverstärkers		
$N_r$	Anzahl der Aufnahmepunkte in Leserichtung		
$N_p$	Anzahl der Phasenkodierungsschritte		
$N_a$	Anzahl der Mittelungen		
$N_c$	Spulentyp (1 für lineare Spule, 2 für Quadraturspule)		
$CF$	Empfangsspulenfaktor		
$\mu_{Pixel\,ROI\,1}$	Mittelwert ROI 1 im homogenen Gewebe		
$\mu_{Pixel\,ROI\,2}$	Mittelwert in signal- und artefaktfreier ROI 2		
$\mu_\alpha$	Mittelwert der gemessenen Flipwinkel		
$\sigma_\alpha$	Standardabweichung gemessenen Flipwinkel		
$\sigma_{CV\_ \alpha}$	relative Standardabweichung gemessenen Flipwinkel		
$c_i$	Gewebespezifische Wärmekapazität		
$\rho_{Mat}$	Materialdichte		

## Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1:	Primatenmessung für visuelle fMRT an einem 4,7 T Bruker Biospec MRT-System mit vertikalen Magneten (Innendurchmesser = 60 cm) [Kagan 2010] . . . . .	2
Abbildung 1.2:	Skizze einer Halterung für die Fixierung eines Javaneraffen (lat. <i>Macaca fascicularis</i> ) in der Sphinx-Position im 7 T Human-Ganzkörper MRT-System. . . . .	3
Abbildung 2.1:	Schematische semiklassische Darstellung des Kernspins und dem daraus folgenden magnetischen Dipolmoment $\vec{\mu}_M$ . . . . .	6
Abbildung 2.2:	Schematische semiklassische Darstellung eines Spinensembles. . . . .	7
Abbildung 2.3:	Darstellung der Transformation des LKS in das RKS nach $\vec{B}_1$ -Feldanregung. . . . .	11
Abbildung 2.4:	Veränderung des Flipwinkels $\alpha$ im RKS bei Einstrahlung des $\vec{B}_1^+$ -Feldes. . . . .	12
Abbildung 2.5:	Darstellung der longitudinalen Relaxationszeit $T_1$ . . . . .	14
Abbildung 2.6:	Darstellung der transversalen Relaxationszeit $T_2$ . . . . .	14
Abbildung 2.7:	Darstellung des Schichtgradienten zur Schichtselektion. . . . .	15
Abbildung 2.8:	Achsen-Ebenen Nomenklatur für Schichtgradienten. . . . .	16
Abbildung 2.9:	Ausbreitung der elektromagnetischen Welle im Freiraum. . . . .	21
Abbildung 2.10:	Darstellung der Rundhohlleitergeometrie mit Zylinderkoordinaten $(\rho, \phi, z)$ . . . . .	24
Abbildung 2.11:	Berechnete Amplitude der transversal-magnetischen Feldkomponenten ( $H_{xy}$ ) der TE-Moden zum Maximalwert normalisiert: $TE_{11}(li)$ , $TE_{21}(mitte)$ , $TE_{01}(re)$ . . . . .	29
Abbildung 2.12:	Berechnete Amplitude der transversal-magnetischen Feldkomponenten ( $H_{xy}$ ) der TM-Moden zum Maximalwert normalisiert: $TM_{01}(li)$ , $TM_{11}(mitte)$ , $TM_{21}(re)$ . . . . .	29
Abbildung 2.13:	Ersatzschaltbild eines infinitesimalen kurzen Leitungsabschnitts. . . . .	30
Abbildung 2.14:	S-Parameter Erfassung für eine Zweitor-Schaltung. . . . .	34
Abbildung 3.1:	Supraleitender Magnet des Magdeburger 7 T MRT-Systems. . . . .	38
Abbildung 3.2:	Seitliche Ansicht des SC72 Ganzkörper-Gradientensystems. . . . .	39
Abbildung 3.3:	Frontansicht des SC72 Ganzkörper-Gradientensystems. . . . .	40
Abbildung 3.4:	Modell einer Bandpass- bzw. Hybrid-Birdcage-Spule mit Kondensatoren an den Endringen und den Stäben. . . . .	43
Abbildung 3.5:	Ideale lineare Stromverteilung innerhalb von zwei Zylinderhalbschalen: (li) Kosinus Abhängigkeit vom Radialwinkel $\Theta$ , (re) das resultierende einheitliche $B_1$ -Feld im Zylinder. . . . .	44
Abbildung 3.6:	Das Zweitor (li) forward und reverse (re) L-Anpassungsnetzwerk. . . . .	52
Abbildung 3.7:	Das symmetrische forward L-Anpassungsnetzwerk. . . . .	53
Abbildung 3.8:	Schematischer Aufbau eines Mantelwellenfilters für Koaxialkabel. . . . .	54
Abbildung 4.1:	Berechnete Amplitude des $B_1^+$ -Feldes des linear polarisierten $TE_{11}$ -Modes normalisiert zum Maximalwert. . . . .	62
Abbildung 4.2:	CAD Simulationsmodell der Patchantenne positioniert im 7 T MRT-System. (a) 7 T Magnet; (b) Gradientensystem; (c) RF-Shield; (d) Patchantenne . . . . .	64
Abbildung 4.3:	CAD Simulationsmodell der Patchantenne mit Größenangaben. . . . .	65
Abbildung 4.4:	Patchantenne: (li) Frontansicht mit Tuningkondensatoren $CT_{PA}$ , (re) Rückansicht mit Matchingkondensatoren $CM_{PA}$ . . . . .	65
Abbildung 4.5:	Transportschlitten mit montierter Patchantenne und Größenangaben. . . . .	66
Abbildung 4.6:	Messaufbau mit mobilen VNA und Patchantenne im 7 T MRT-System. . . . .	67
Abbildung 4.7:	S-Parameter der Patchantenne im unbeladenen 7 T MRT-System: Reflexion gemessen (schwarz) und simuliert (blau); Larmorfrequenzkennlinie (rot) . . . . .	67

Abbildung 4.8: S-Parameter der Patchantenne im unbeladenen 7 T MRT-System: Transmission gemessen (schwarz) und simuliert (blau); Larmorfrequenzkennlinie (rot) . . . . .	68
Abbildung 4.9: Schematischer Aufbau und Zuordnung des Sende- und Empfangsinterfaces. . . . .	69
Abbildung 4.10: Sende-Empfangsinterface mit Siemens TIM Anschlussstecker. . . . .	70
Abbildung 4.11: Schaltbild des verwendeten Wilkinson Power-Splitters für zwei Ports. . . . .	71
Abbildung 4.12: Schaltbild und Bauelementwerte der TR-Switches des Sende- und Empfangsinterfaces. . . . .	72
Abbildung 4.13: Darstellung eines passiven Detuning Schaltkreises als Bestandteil einer Empfangsspule. . . . .	73
Abbildung 4.14: Schaltbild und geometrische Dimensionen der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule. . . . .	74
Abbildung 4.15: Bauelementwerte der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule. . . . .	74
Abbildung 4.16: CAD Modell mit geometrischen Dimensionen des Gehäuses der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule. . . . .	75
Abbildung 4.17: 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule mit Vorverstärker-Box. . . . .	75
Abbildung 4.18: 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule mit schallisolierten Kopfhörern für auditorische fMRT Experimente mit modelliertem Kopfphantom . . . . .	76
Abbildung 4.19: Gemessene Reflexionsparameter der 3-Elemente Primatenkopfspule im unbeladenen und im in vivo Zustand. . . . .	77
Abbildung 4.20: Gemessene Transmissionsparameter der 3-Elemente Primatenkopfspule im unbeladenen und im in vivo Zustand. . . . .	77
Abbildung 4.21: Zuordnung der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule und Vorverstärker-Box. . . . .	78
Abbildung 4.22: Entwickelter Mantelwellenfilter (Sperrfrequenz 297,2 MHz) zum zusätzlichen Schutz der Vorverstärker-Box. . . . .	78
Abbildung 4.23: 7 T MRT-System für SAR Simulation: (li) Frontalansicht, (re) seitliche Ansicht mit (a) Patchantenne und (b) zylindrischem Phantom als Approximation des längsgestreckten Körpers. . . . .	80
Abbildung 4.24: Farbcodierte Werte der SAR Simulation im zylindrischem Phantom mit Kennzeichnung (↑) der Transmitter zugewandten Kopfseite: (li) Oberflächenverteilung der SAR, (re) SAR Verteilung in Schnittebene der z-Richtung. . . . .	80
Abbildung 4.25: Schaltbild und geometrische Dimensionen eines Elementes der 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule. . . . .	82
Abbildung 4.26: Bauelementwerte der 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule. . . . .	82
Abbildung 4.27: 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule mit passiv Detuning und direkt auf das Spulengehäuse aufgesetzten Vorverstärkern. . . . .	83
Abbildung 5.1: Berechnete Amplitude des $B_1^+$ -Feldes einer zirkular polarisierten Birdcage-Spule normalisiert zum Maximalwert: (li) Gesamtdarstellung, (re) Vergrößerter Ausschnitt aus dem Zentrum (ROI, $d = 10$ cm). . . . .	86
Abbildung 5.2: Berechnete Amplitude des $B_1^+$ -Feldes des zirkular polarisierten $TE_{11}$ -Mode normalisiert zum Maximalwert: (li) Gesamtdarstellung, (re) Vergrößerter Ausschnitt aus dem Zentrum (ROI, $d = 10$ cm). . . . .	86
Abbildung 5.3: Hybrid-Birdcage-Spule (HBC) für 7 T mit Innendurchmesser = 30 cm und 16 Stäben mit Länge = 15 cm [Kim 2011, Kap. 3.3.2] . . . . .	87
Abbildung 5.4: Messaufbau für $B_1^+$ -Flipwinkelmapping des PDMS Kugelphantoms: (li) Hybrid-Birdcage-Spule, (re) 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule. . . . .	88
Abbildung 5.5: Zirkular polarisierte $B_1^+$ -Flipwinkelmap für ROI mit $d = 10$ cm, obere Reihe = transversal, mittlere Reihe = sagittal, untere Reihe = koronar: (li) Hybrid-Birdcage-Spule (HBC), (re) TW-Primatensystem mit 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule. . . . .	90
Abbildung 5.6: Narkotisierte Javaneraffe (Posterior-Position) in Liege mit Sphinx-Position und	

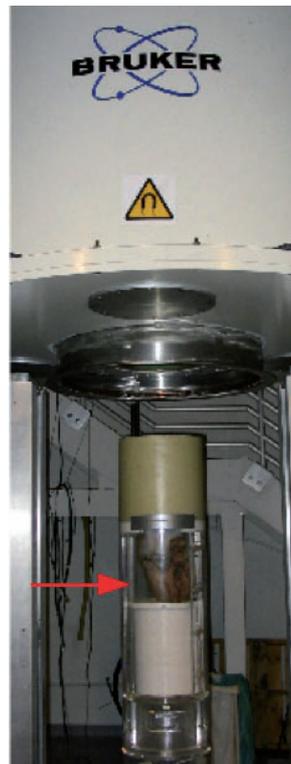
	TW-Primatensystem: (a) Patchantenne, (b) 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule, (c) Verstärker Box, (d) Sende- und Empfangsinterface . . . . .	92
Abbildung 5.7:	Hochaufgelöste 3D TSE Messung mit TW-Primatensystem und narkotisiertem Javaneraffen. Abbildung jeder zehnten Schicht im medialen Anteil des Volume of Interest (VOI). Darstellung des gesamten Gehirns des Tiers mit guter Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie Kleinhirn und Hippocampus . . . . .	93
Abbildung 5.8:	Hochaufgelöste 2D EPI Messung mit TW-Primatensystem und narkotisierten Javaneraffen. Darstellung ausgewählter Schichten des gesamten Tiergehirns mit für dieser Sequenz guter Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie Frontal- und Parietallappen . . . . .	94
Abbildung 5.9:	Primatenkopfspule mit Volumenspule (Tx) im Dual Helmholtz-Design und kombinierter 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule (Rx): (li) Gesamtansicht, (re) Frontalansicht. . . . .	95
Abbildung 5.10:	Narkotisierter Javaneraffe (Anterior-Position) in Primatenkopfspule (DH-Volumenspule (Tx) und kombinierter 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule (Rx). . . . .	96
Abbildung 5.11:	Hochaufgelöste 3D TSE Messung mit DH-Primatenkopfspule und narkotisierten Javaneraffen. Abbildung jeder zehnten Schicht im medialen Anteil des Volume of Interest (VOI). Darstellung des gesamten Gehirns des Tiers mit guter Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie Kleinhirn, Hippocampus und Hirnstamm . . . . .	97
Abbildung 5.12:	Anatomische in vivo 3D TSE Messung des narkotisierten Tiers zum Vergleich von TW-Primatensystem und DH-Primatenkopfspule: (li) TW-Primatensystem und 3-Elemente Primatenkopfspule, (re) DH-Primatenkopfspule. . . . .	98
Abbildung 7.1:	Schematische Gesamtdarstellung des TW-Primatensystems für ein 7 T MRT-System. . . . .	107
Abbildung 7.2:	Optimierte Halterung für die Fixierung von Makaken im 7 T MRT-System: (li) seitliche Ansicht, (re) Frontalansicht . . . . .	109

# **1 Einleitung**

## **1.1 MR-Bildgebung an Primaten**

Die Ultrahochfeld-Magnetresonanztomographie an Makaken, die als Teilordnung zu den Altweltaffen gehören und Bestandteil der Trockennasaffen sind, welche letztendlich zu den Primaten gehören, ist ein ambitioniertes Untersuchungsverfahren. Erst mit der Einführung der vertikalen Ultrahochfeld (UHF) Magnetresonanztomographie (MRT) Systeme eröffnete sich die Möglichkeit, Primaten unter UHF Bedingungen zu untersuchen. Die bereits eher etablierten horizontalen Kleintier-UHF-MRT-Systeme boten für die im Fokus stehenden Primatenarten nicht genügend Platz. Die Primaten-Neuroforschung, als wichtiges Teilgebiet der Neurowissenschaften, dient hierbei der Erforschung von verschiedenen funktionellen Mechanismen im Primatengehirn. Der sehr ähnliche Aufbau vom Primatengehirn der Makaken im Vergleich zum menschlichen Gehirn bietet die Möglichkeit, grundlegende Hirnfunktionen zu untersuchen und gewonnene Rückschlüsse auf das menschliche Gehirn zu ziehen. Hierbei lässt sich die Primaten-Neuroforschung in einen invasiven und einen nicht-invasiven Bereich unterteilen, wobei funktionelle MR-Untersuchungen zum nicht-invasiven Bereich gehören und somit die Belastungen für die Tiere geringer gehalten werden können. Die funktionelle MRT (fMRT) ist ein Untersuchungsverfahren, bei dem mit Hilfe verschiedener Stimuli (z. B. visuell oder auditorisch), eine gezielte Aktivierung in einem Gehirnbe- reich erfolgt. Diese Aktivierung wird mit Hilfe von schnellen MR-Bildgebungsverfahren aufgenommen und durch nachfolgende statistische Auswertung dem jeweiligen Stimulus zugeordnet [Pfeuffer 2004]. Hierbei wird die Aktivierung, die aus funktionellen MR-Mes- sungen erfasst wird, auf vorab gemessene hochaufgelöste anatomische MR-Datensätze projiziert. Die für die fMRT hauptsächlich im Fokus stehenden Primaten sind Javaneraffen (lat. *Macaca fascicularis*) und Rhesusaffen (lat. *Macaca mulatta*), die zur Gattung der Makaken

gehören. Javaneraffen werden neben Rhesusaffen in der MR-Neuroforschung bevorzugt, weil sie im Vergleich zu Nagetieren ein größeres Gehirn besitzen, das bereits leicht gefurcht ist [Logothetis 2004]. Ein Großteil der führenden Primatenforschungsgruppen verwendet UHF MRT-Systeme mit vertikal ausgerichteten Magneten, welche über eine magnetische Flussdichte  $B_0$  von 4,7 T oder 7 T verfügen [Kagan 2010], [Wilke 2012],[Goense 2008]. In Abbildung 1.1 wird eine Primatenmessung mit einem Rhesusaffen für eine visuell stimulierte funktionelle MR-Messung an einem 4,7 T Bruker Biospec MRT-System mit vertikalen Magneten dargestellt [Kagan 2010]. Vertikale MRT-Systeme dieser Kategorie besitzen einen Magnet mit einem Innendurchmesser von 60 cm. Der Durchmesser des für die Makaken nutzbaren Innenraums wird auf bis zu 28 cm reduziert, was letztlich vom verwendeten Gradientensystem abhängt.

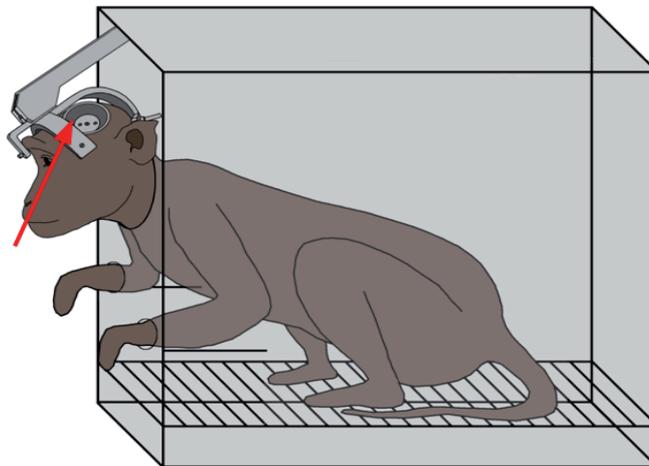


*Abbildung 1.1: Primatenmessung für visuelle fMRT an einem 4,7 T Bruker Biospec MRT-System mit vertikalen Magneten (Innendurchmesser = 60 cm) [Kagan 2010]<sup>†</sup>*

Diese Systeme bieten sehr begrenzten Platz für Makaken und limitieren dadurch auch die Möglichkeit für gute Stimuli-Bedingungen bei der fMRT, wie sie sonst in einem Human-Ganzkörper MRT-System geboten werden. Klinische Human-Ganzkörper MRT-Systeme (1,5

<sup>†</sup> **Quelle:** Mit freundlicher Genehmigung von Dr. Igor Kagan (Caltech/CA/USA)

T und 3 T) werden von einem Teil der Forschungsgruppen zur fMRT an Primaten eingesetzt [Duong 2010]. Dies bietet in erster Linie ein Kostenersparnis, weil die Anschaffung eines vertikalen MRT-Systems, das ausschließlich der Primaten-Bildgebung dient, vermieden werden kann. Des Weiteren bieten die Human-Ganzkörper MRT-Systeme durch ihren größeren Untersuchungsbereich die Möglichkeit für den Einsatz einer Halterung zur Fixierung des Primaten in der sogenannten Sphinx-Position (Abbildung 1.2). Die Sphinx-Position gewährt für konditionierte Tiere gute Stimuli-Bedingungen im Wachzustand. Darüber hinaus lässt sich das Tier in einem Human-Ganzkörper MRT-System gut überwachen, um so auf mögliche Verhaltensänderungen während einer fMRT Messung besser reagieren zu können.



**Abbildung 1.2:** Skizze einer Halterung für die Fixierung eines Javaneraffen (lat. *Macaca fascicularis*) in der Sphinx-Position im 7 T Human-Ganzkörper MRT-System.<sup>†</sup>

Um für fMRT Messungen an Makaken das bestmögliche *SNR* zu erhalten, ist der UHF-Bereich die physikalische Konsequenz, da mit ansteigender magnetischer Flussdichte  $B_0$  das *SNR* proportional zunimmt (Gl. 1.1) [Hoult 1979],[Wada 2010]. Dieser Zusammenhang wird im Kapitel 2.1 Grundlagen der MRT und Kapitel 3.3.6 detaillierter beschrieben.

$$SNR \propto B_0 \quad (1.1)$$

Die klinischen Human-Ganzkörper MRT-Systeme können durch ihre magnetische Flussdichte  $B_0$  bis maximal 3 T nicht das Signal-Rausch-Verhältnis (*SNR*) eines UHF-MRT-Systems erreichen. Das 7 T Human-Ganzkörper MRT-System ist weltweit das etablierteste System im

<sup>†</sup> **Quelle:** Mit freundlicher Genehmigung von Judith Mylius (LIN/Magdeburg)

UHF-Bereich. Ein weiterer *SNR* bestimmender Faktor sind die verwendeten MR-HF-Spulen, die das MR-Signal empfangen. Das beste *SNR* für die fMRT an Primaten wird durch die Anwendung der Phased-Array-Architektur bei Primatenkopfspulen erzielt. Diese bietet eine hohe Sensitivität und eine geometrische Flexibilität bei der Anwendung einer Halterung (Abbildung 1.2) zur Fixierung des Tiers in der Sphinx-Position. Da diese Spulenarchitektur nur dem Empfang dient, wird ein Resonator notwendig, der eine homogene  $B_1^+$ -Feldanregung gewährleistet. Bei 1,5 T und 3 T Human-Ganzkörper MRT-Systemen übernimmt diese Anregung die vorhandene Ganzkörperspule, welche in das MRT-System integriert ist. In einem 7 T Human-Ganzkörper MRT-System ist eine Ganzkörperspule aus verschiedenen technischen Gründen nicht vorhanden. Dies bildete die Motivation für die vorgelegte Arbeit für den UHF-Bereich eine neue Lösung zu entwickeln. Außerdem ergäbe sich daraus die Möglichkeit, die fMRT an Primaten zu stärken, um so invasive Untersuchungsmethoden immer weiter zu reduzieren.

## 1.2 Zielsetzung der Arbeit

Das Hauptziel der vorgelegten Arbeit war es, ein Anregungs- und Empfangssystem für ein 7 T Human-Ganzkörper MRT-System zu entwickeln und zu evaluieren, welches es ermöglicht, die Phased-Array-Architektur für Primatenkopfspulen einzusetzen. Hierdurch soll es ermöglicht werden, mit der gleichen Flexibilität wie bei einem klinischen MRT-System und verbunden mit der Sensitivität der Phased-Array-Architektur, ein höheres *SNR* für die fMRT an Makaken zu erreichen. Das Travelling-Wave-Anregungsverfahren bildete den Ansatz für diese Arbeit und sollte für die Makaken MR-Bildgebung an einem 7 T Human-Ganzkörper MRT-System angepasst und evaluiert werden. Wichtige Fragestellungen bildeten hierbei die Anwendbarkeit des Travelling-Wave-Anregungsverfahrens in Bezug auf die  $B_1^+$ -Feldhomogenität und die spezifische Absorptionsrate (*SAR*), da das Travelling-Wave-Anregungsverfahren bisher nicht für Makaken angewandt wurde und mit dem Verfahren auch nur sehr wenige in vivo Human Messungen durchgeführt wurden sind. Es sollte hierfür ein Transmitter mit hoher Direktivität für das 7 T Human-Ganzkörper MRT-System entwickelt und messtechnisch validiert werden. Die  $B_1^+$ -Feldhomogenität sollte untersucht und mit der  $B_1^+$ -Feldhomogenität der Birdcagearchitektur verglichen werden. Für die anatomischen in vivo MR-Messungen sollte eine Primatenkopfspule entwickelt werden, die auf der Phased-Array-Architektur basiert und so eine hohes Maß

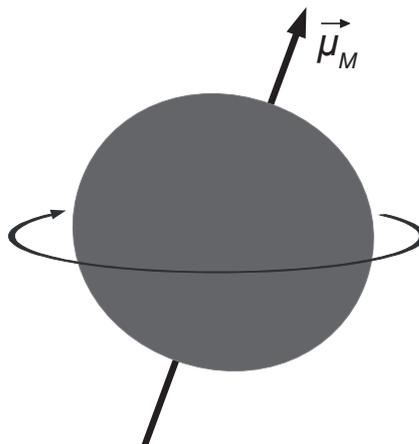
an Flexibilität für auditorische Stimuli mit einem hohem  $SNR$  bietet. Diese Phased-Array-Primatenkopfspule sollte abschließend durch in vivo MR-Messungen mit einer Volumenspule in Bezug auf  $SNR$  und Gewebhomogenität verglichen werden.

Die Arbeit untergliedert sich in sieben Kapitel. Um den experimentellen Aufbau zur MR-Bildgebung an Makaken bei 7 T zu erörtern, werden in Kapitel 2 die Grundlagen und in Kapitel 3 der Aufbau und die Funktion des 7 T Human-Ganzkörper MRT-Systems darlegt. In Kapitel 4 werden die Methoden vorgestellt, die für den Entwurf und die Realisierung des aus dem Travelling-Wave-Anregungsverfahren weiterentwickelten Travelling-Wave-Primatensystems zur MR-Bildgebung bei 7 T verwendet wurden. Hierbei wurde eine Patchantenne mit einem Anpassungsnetzwerk unter Zuhilfenahme von EM-Feldsimulationssoftware entwickelt und messtechnisch validiert. Darüber hinaus wurde eine 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule speziell für die Hirnbildgebung bei Makaken konstruiert, die eine auditorische Stimulation zulässt und ein hohes  $SNR$  gewährleistet. Zur Evaluation der Homogenität des durch die Patchantenne erzeugten  $B_1^+$ -Feldes für einen größeren Bereich wurde zusätzlich eine 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule konstruiert. In Kapitel 5 erfolgt die Beschreibung der durchgeführten Messungen und die Präsentation der Ergebnisse. Diese bestehen aus der Evaluierung der  $B_1^+$ -Feldhomogenität des Travelling-Wave-Primatensystems im Vergleich zur Birdcagearchitektur durch  $B_1^+$ -Flipwinkelmap Messungen an einem Silikonöl-Kugelphantom. Daran schließen sich hochaufgelöste anatomische in vivo MR-Aufnahmen und Echo Planar Imaging (EPI) Messungen an, die mit dem Travelling-Wave-Primatensystem durchgeführt wurden. Nachfolgend werden diese Ergebnisse mit in vivo MR-Messungen in Bezug auf das  $SNR$  verglichen, die mit einer konventionellen Primatenkopfspule akquiriert wurden. In Kapitel 6 werden die Messungen und Ergebnisse detailliert diskutiert und mit Arbeiten von anderen Gruppen verglichen. In Kapitel 7 erfolgt eine abschließende Zusammenfassung der Arbeit.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Einführung in die Grundlagen der Magnetresonanztomographie

Felix Bloch [Bloch 1946] und Edward Mills Purcell [Purcell 1946] haben unabhängig voneinander im Jahre 1946 die Kernspinresonanz entdeckt. Dafür wurde beiden 1952 der Nobelpreis für Physik verliehen.



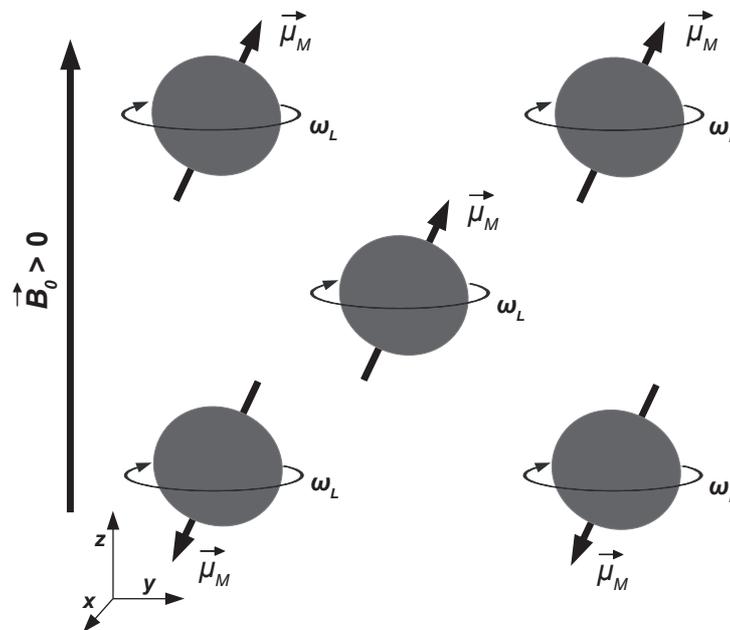
*Abbildung 2.1:* Schematische semiklassische Darstellung des Kernspins und dem daraus folgenden magnetischen Dipolmoment  $\vec{\mu}_M$ .

Nur Atomkerne mit einem Kernspin  $\vec{I}$ , der ungleich Null ist, zeigen eine Kernspinresonanz wie z. B.  $^1\text{H}$ ,  $^{13}\text{C}$ ,  $^{19}\text{F}$ ,  $^{31}\text{P}$ . Der Kernspin  $\vec{I}$  wird durch den Eigendrehimpuls des Atomkerns hervorgerufen und kann gemäß der Quantentheorie halb- und ganzzahlige Werte annehmen. Für Kernspins, die ungleich Null sind, ist hiermit ein magnetisches Dipolmoment  $\vec{\mu}_M$  verbunden (Gl. 2.1), das in Abbildung 2.1 schematisch semiklassisch dargestellt ist. Der bedeutendste Kern für die medizinische Anwendung der MRT ist das Proton  $^1\text{H}$  mit einem Kernspin  $\vec{I} = 1/2$ , da  $^1\text{H}$  in hoher Konzentration in Wasser und Fetten enthalten ist und eine sehr hohe natürliche Signalstärke besitzt.

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

- $\vec{\mu}_M$  : magnetisches Dipolmoment  
 $\hbar$  : Plancksches Wirkungsquantum  
 $\vec{I}$  : Kernspin  
 $\gamma$  : gyromagnetisches Verhältnis

Die Kernspinresonanz kann in der makroskopischen Betrachtung oft ausreichend semiklassisch beschrieben werden. Die Kernspins  $\vec{I}$  verteilen sich ohne äußere Feldeinwirkung unterschiedlich und bilden so nach außen eine Nettomagnetisierung  $\vec{M} = 0$  [Levitt 2008, Kap. 2.6]. Durch das Anlegen eines starken äußeren Magnetfelds mit der Flussdichte  $\vec{B}_0$  kommt es zu einer Ausrichtung der Kernspins  $\vec{I}$ .



**Abbildung 2.2:** Schematische semiklassische Darstellung eines Spinensembles.

Hierbei wird das kartesische Bezugssystem immer so gewählt, dass die  $\vec{B}_0$ -Feldrichtung mit der z-Richtung übereinstimmt. Hierbei teilt sich das Ensemble der Kernspins  $\vec{I}$  in zwei Gruppen auf. Die erste Gruppe richtet sich parallel zum Magnetfeld aus. Die zweite Gruppe der Kernspins  $\vec{I}$  richtet sich genau entgegengesetzt, also antiparallel zum Magnetfeld aus (Abbildung 2.2). Die Aufspaltung in diese zwei Gruppen mit unterschiedlichen Energieniveaus wird als Zeeman-Effekt bzw. Zeeman-Aufspaltung bezeichnet und tritt nur bei der

Existenz eines äußeren  $\vec{B}_0$ -Feldes auf [Demtröder 2010, Kap. 2.5.1]. Das Verhältnis der beiden Gruppen wird durch die Boltzmann-Verteilung (Gl. 2.2) beschrieben, wobei die parallel zum Magnetfeld ausgerichteten Spins geringfügig in der Überzahl sind [Becker 2000, Kap. 2.6]. Die geringfügige Überzahl der parallelen Spins führt zu einer nach außen wirksamen Nettomagnetisierung  $\vec{M}$ .

$$\frac{n_{ap}}{n_p} = e^{\frac{-\hbar \cdot \gamma \cdot B_0}{k_B \cdot T}} \quad (2.2)$$

- $n_{ap}$  : Anzahl der antiparallelen Spins
- $n_p$  : Anzahl der parallelen Spins
- $k_B$  : Boltzmann-Konstante
- $T$  : Temperatur
- $B_0$  : Flussdichtebetrag des statischen Magnetfeldes

Der über die Boltzmann-Verteilung beschriebene Zusammenhang zwischen der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  und dem statischen  $\vec{B}_0$ -Feld, bildet den treibenden Faktor zur Verwendung immer höherer  $\vec{B}_0$ -Felder bei MRT-Forschungssystemen. Die für diese Arbeit wichtigen Effekte können gut semiklassisch beschrieben werden. Die Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  des Spinensembles wird durch das statische Magnetfeld  $\vec{B}_0$  erzeugt. Die Protonen absorbieren elektromagnetische (EM) Strahlung bei einer Frequenz, die von der Stärke des vorhandenen  $\vec{B}_0$ -Feldes abhängt. Diese Resonanzfrequenz wird als Larmorfrequenz  $\omega_L$  bzw. Larmorkreisfrequenz bezeichnet und ist proportional zum kernspezifischen gyromagnetischen Verhältnis  $\gamma$  und zum  $\vec{B}_0$ -Feld (Gl. 2.3) [Becker 2000, Kap. 2.6].

$$\omega_L = \gamma \cdot |\vec{B}_0| \quad (2.3)$$

$\omega_L$  : Larmorkreisfrequenz

Die Absorption der mit der Larmorfrequenz  $\omega_L$  eingestrahlteten Energie regt das Spinenensemble an. Das gyromagnetische Verhältnis  $\gamma$  ist für jedes Isotop spezifisch (Tabelle 2.1). Darüber hinaus beschreibt  $\gamma$  auch den Richtungssinn des Kernspins, der bei einem positiven Vorzeichen des Kernspins  $\vec{I}$  im Uhrzeigersinn und bei einem negativen Vorzeichen gegen den

Uhrzeigersinn definiert ist. Das gyromagnetische Verhältnis  $\gamma$  für den Wasserstoffkern  $^1\text{H}$  beträgt  $\gamma_{1\text{H}} = 42,576 \text{ MHz/T}$ .

Atomkern	$\gamma$ (MHz/T)	Spin	Relative Sensitivität zu $^1\text{H}$ (%)
$^1\text{H}$ Wasserstoff	42,576	$\frac{1}{2}$	100
$^{19}\text{F}$ Fluor	40,059	$\frac{1}{2}$	83,20
$^{31}\text{P}$ Phosphor	17,235	$\frac{1}{2}$	6,63
$^{13}\text{C}$ Kohlenstoff	10,705	$\frac{1}{2}$	1,59

**Tabelle 2.1:** Larmorfrequenzen der signalstärksten Isotope im MR-Bereich [Liang 2000, S. 59].

Felix Bloch stellte ein Gleichungssystem auf, das das Verhalten des Magnetisierungsvektors mit einem durch die Larmorfrequenz anregenden Magnetfeld und der darauffolgenden Relaxation (Kap. 2.1.4) beschreibt. Dieses anregende Magnetfeld wird als  $\vec{B}_1$ -Feld bezeichnet. Für die sogenannten Bloch-Gleichungen ist in der Regel das  $\vec{B}_0$ -Feld in z-Richtung und das anregende  $\vec{B}_1$ -Feld in x- und y-Richtung definiert (Gl. 2.4-2.6) [Bloch 1946], [Callaghan 1993, Kap. 2.3.2 S. 39].

$$\frac{dM_x}{dt} = \gamma \cdot (M_y \cdot B_0 + M_z \cdot B_1 \sin \omega_L \cdot t) - \frac{M_x}{T_2} \quad (2.4)$$

$$\frac{dM_y}{dt} = \gamma \cdot (M_z \cdot B_1 \cos \omega_L \cdot t - M_x \cdot B_0) - \frac{M_y}{T_2} \quad (2.5)$$

$$\frac{dM_z}{dt} = \gamma \cdot (-M_x \cdot B_1 \sin \omega_L \cdot t - M_y \cdot B_1 \cos \omega_L \cdot t) - \frac{(M_z - M_0)}{T_1} \quad (2.6)$$

- $M_0$  : Ausgangsmagnetisierung des Spinensembles
- $B_1$  : Flussdichte des Anregungsfeldes
- $M_z$  : Längsmagnetisierung in Richtung z
- $M_x, M_y$  : Quermagnetisierung in Richtung x und y
- $T_1$  : longitudinale Relaxationszeit
- $T_2$  : transversale Relaxationszeit

Auf Basis dieses Gleichungssystems entwickelte sich die Kernspinresonanzspektroskopie und die MRT.

### 2.1.1 $B_1$ -Feld

Um eine Nutation bzw. ein Kippen der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  anzuregen, wird der transversale Anteil des  $\vec{B}_1$ -Feldes ( $\mu\text{T}$ -Bereich) benötigt, dessen Ausrichtung senkrecht zum statischen  $\vec{B}_0$ -Feld ist und mit der Larmorfrequenz  $\omega_L$  oszilliert. Das  $\vec{B}_1$ -Feld lässt sich als Vektor mit x, y und z-Komponente im Laborkoordinatensystem (LKS) mit Gl. (2.7), modifiziert nach [Bernstein 2004, Kap. 1.2.2 S. 25], darstellen.

$$\vec{B}_1 = \begin{pmatrix} B_{1,x} \\ B_{1,y} \\ B_{1,z} \end{pmatrix} = |B_1| \begin{pmatrix} \cos(\omega_L \cdot t) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Der Betrag dieses  $B_1$ -Feldes wirkt aber nicht im vollem Umfang auf die parallel ausgerichteten Kernspins, da sich das mit der Larmorfrequenz  $\omega_L$  oszillierende linear polarisierte  $\vec{B}_1$ -Feld für die x' und y'-Komponente (Gl. 2.8 und 2.9) in zwei gegensätzlich rotierende Anteile zerlegen lässt (Gl. 2.10). Die z-Komponente nimmt keinen Einfluss, weil sie parallel zum  $\vec{B}_0$ -Feld liegt [Bernstein 2004, Kap. 1.2.2 S. 25]

$$B_{1,x} = \frac{|B_1|}{2} \cdot \cos(\omega_L \cdot t) + \frac{|B_1|}{2} \cdot \cos(\omega_L \cdot t) \quad (2.8)$$

$$B_{1,y} = 0 = \frac{|B_1|}{2} \cdot \sin(\omega_L \cdot t) - \frac{|B_1|}{2} \cdot \sin(\omega_L \cdot t) \quad (2.9)$$

$$\vec{B}_1 = \underbrace{\frac{|B_1|}{2} \begin{pmatrix} \cos(\omega_L \cdot t) \\ \sin(\omega_L \cdot t) \\ 0 \end{pmatrix}}_{\vec{B}_1^+(t)} + \underbrace{\frac{|B_1|}{2} \begin{pmatrix} \cos(\omega_L \cdot t) \\ -\sin(\omega_L \cdot t) \\ 0 \end{pmatrix}}_{\vec{B}_1^-(t)} \quad (2.10)$$

$\vec{B}_1^+(t)$  : In Kernspin-Richtung rotierendes  $B_1$ -Feld

$\vec{B}_1^-(t)$  : Entgegen der Kernspin-Richtung rotierendes  $B_1$ -Feld

Das  $\vec{B}_1^+(t)$ -Feld rotiert in Richtung der parallelen Kernspins und das  $\vec{B}_1^-(t)$ -Feld in Richtung der antiparallelen Kernspins. Nur der  $\vec{B}_1^+(t)$ -Teil des  $B_1$ -Feldes wirkt letztendlich bei der

Anregung der Kernspins. Bei linear zirkulierenden  $\vec{B}_1$ -Feldern sind die Beträge von  $B_1^+$  und  $B_1^-$  gleich groß [Haacke 1999, Kap. 3.3].

### 2.1.2 Rotierendes Koordinatensystem

Um das Verhalten des Spinensembles übersichtlicher darstellen zu können, ist das kartesische Laborkoordinatensystem (LKS) ungeeignet. Die Rotationsbewegung der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  macht eine Darstellung der komplexen Rotationsprozesse schwierig. Deshalb wird die zeitliche Entwicklung  $t$  der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  nach Anregung durch das  $\vec{B}_1$ -Feld vom Laborkoordinatensystem in ein mit der Larmorkreisfrequenz  $\omega_L$  um die  $z$ -Achse rotierendes Koordinatensystem (RKS) mit Hilfe einer Koordinatentransformation übertragen (Gl. 2.11-2.13) (Abbildung 2.3). Die  $z$ -Achse des RKS ist hierbei parallel mit dem äußeren  $\vec{B}_0$ -Feld [Haacke 1999, Kap. 3 S. 40].

$$x'(t) = x \cos(\omega_L \cdot t) - y \sin(\omega_L \cdot t) \quad (2.11)$$

$$y'(t) = x \sin(\omega_L \cdot t) + y \cos(\omega_L \cdot t) \quad (2.12)$$

$$z'(t) = z \quad (2.13)$$

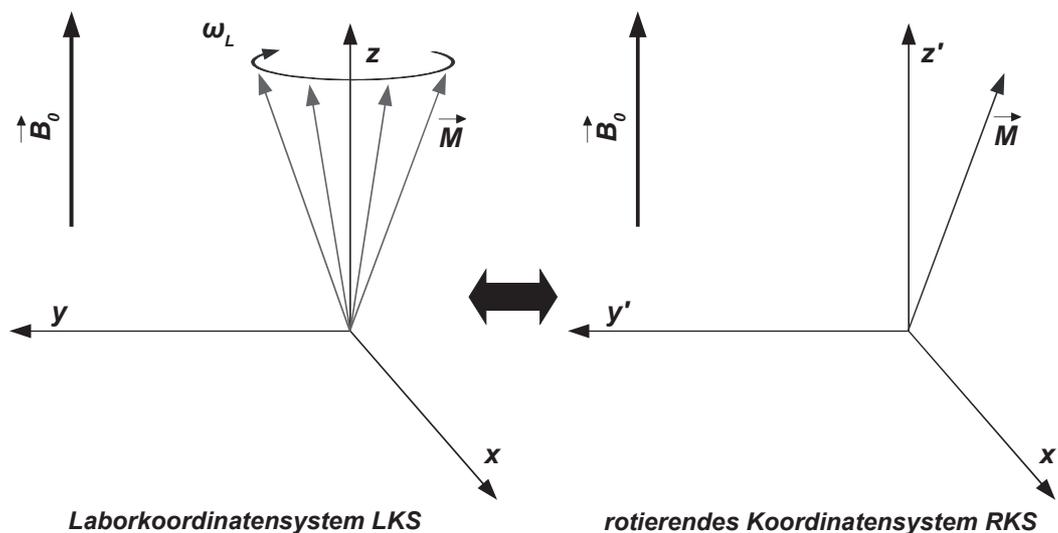


Abbildung 2.3: Darstellung der Transformation des LKS in das RKS nach  $\vec{B}_1$ -Feldanregung.

Um das RKS vom Laborkoordinatensystem formal zu unterscheiden, werden alle drei Koordinatenachsen mit einem Minutenzeichen versehen ( $x',y',z'$ ).

### 2.1.3 Flipwinkel

Um ein Signal aus einem Atomkern unter Ausnutzung der Kernspinresonanz zu akquirieren wird das  $\vec{B}_1$ -Feld verwendet. Das  $\vec{B}_1$ -Feld muss die Larmorfrequenz des Atomkernes besitzen, damit Energie absorbiert werden kann. Mit Hilfe des  $\vec{B}_1^+$ -Teils vom  $\vec{B}_1$ -Feld, das senkrecht zum statischen  $\vec{B}_0$ -Feld steht, wird eine Richtungsänderung der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  des Spinensembles hervorgerufen. Das für eine Zeitdauer  $t_p$  eingestrahlte  $\vec{B}_1^+$ -Feld wird als Puls bezeichnet. Dieser Puls bewirkt eine Neuausrichtung der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$ , der zum  $\vec{B}_0$ -Feld ausgerichteten geringfügigen Mehrheit der parallelen Spins des Spinensembles. Der Winkel, der sich zwischen der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  und dem statischen Magnetfeld  $\vec{B}_0$  einstellt, wird hierbei als Flipwinkel  $\alpha$  bezeichnet. Die z-Komponente der Magnetisierung  $M_z$  wird in Richtung der  $x'$  und  $y'$ -Ebene ausgelegt. Bei  $\alpha = 90^\circ$  ist  $M_z = 0$  und  $M_{xy} = \text{maximal}$  (Abbildung 2.4)

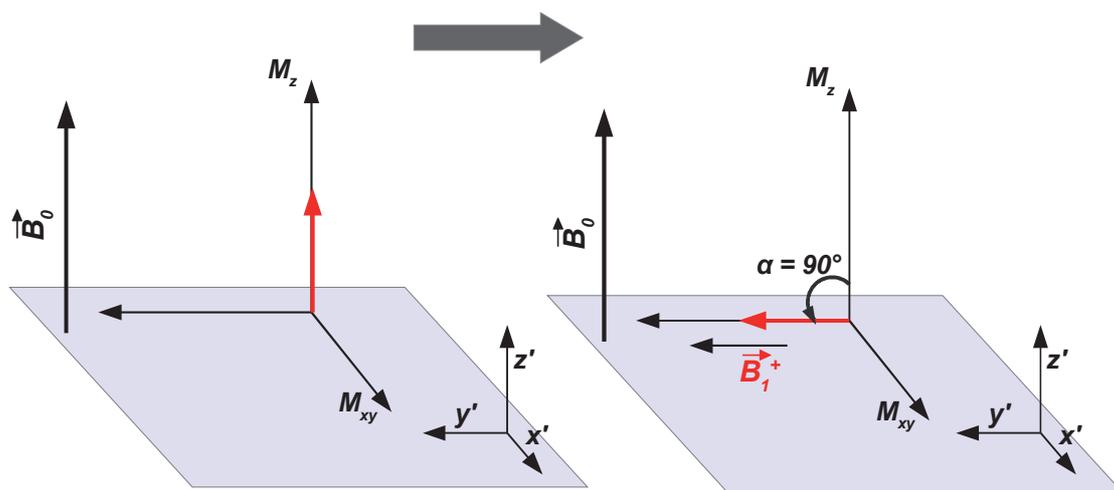


Abbildung 2.4: Veränderung des Flipwinkels  $\alpha$  im RKS bei Einstrahlung des  $\vec{B}_1^+$ -Feldes.

Der Flipwinkel  $\alpha$  bildet ein Maß für die Anregung der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  [Brown 2011, Kap. 3.1], [Haacke 1999, Kap. 3.3.1]. Der Flipwinkel  $\alpha$  im Bogenmaß [rad] ergibt sich durch die Integration des zeitabhängigen  $B_1$ -Feldes, nachfolgend als Betragsgröße geführt, über die Pulsdauer  $t_p$  und multipliziert mit dem gyromagnetischen Verhältnis  $\gamma$  (Gl. 2.14).

$$\alpha = \gamma \int_{t_0}^{t_p} B_1(t) dt \quad (2.14)$$

- $\alpha$  : Flipwinkel [rad]
- $t_0$  : Anfangszeitpunkt des Pulses
- $t_p$  : Pulsdauer
- $B_1(t)$  : Flussdichte des Pulses

#### 2.1.4 Relaxationsprozesse

Wenn der das  $B_1$ -Feld erzeugende Puls endet, präzediert die Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  um die z-Achse. Betrachtet man das Spinensemble, wechselwirken die Spins untereinander und mit der Umgebung. Die Umgebung wird hierbei als "Gitter" bezeichnet. Diese Wechselwirkung führt dabei zu zwei exponentiell verlaufenden Relaxationseffekten für die Nettomagnetisierung  $\vec{M}$ , bis der ursprüngliche Wert (thermisches Gleichgewicht)  $M_z$  wieder erreicht ist. Diese sind die sich wiederaufbauende longitudinale Magnetisierung (Längsmagnetisierung) entlang der z-Achse  $M_z$ , und die zerfallende transversale Magnetisierung (Quermagnetisierung) in der xy-Ebene  $M_{xy}$ . Der Prozess der sich wiederaufbauenden longitudinalen Magnetisierung  $M_z$  wird als longitudinale Relaxation bezeichnet (Gl. 2.15).

$$M_z(t) = M_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right) \quad (2.15)$$

Die Zeitdauer  $T_1$  gibt hierbei die Dauer bis zur Wiederherstellung auf ca. 63% der longitudinalen Magnetisierung  $M_z$  an und wird deshalb als longitudinale Relaxationszeit bezeichnet (Abbildung 2.5). Der Prozess, der die zerfallende transversale Magnetisierung kennzeichnet, wird als transversale Relaxation bezeichnet und beschreibt den Zerfall der Phasenbeziehung zwischen den einzelnen Kernspins (Gl. 2.16).

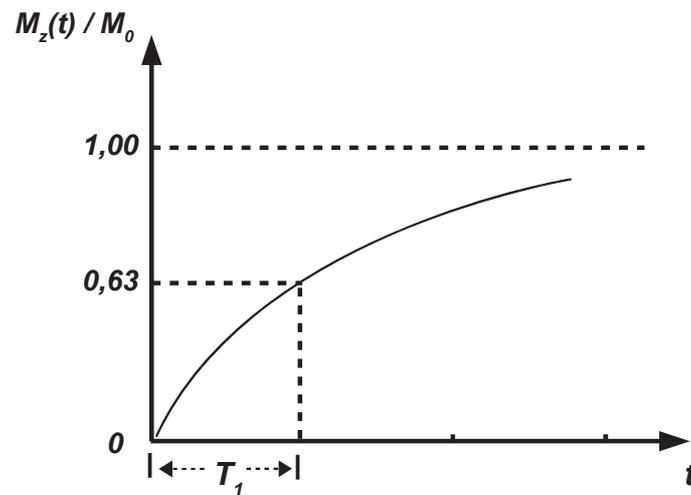


Abbildung 2.5: Darstellung der longitudinalen Relaxationszeit  $T_1$ .

Die Zeit  $T_2$  beschreibt hierbei die Dauer, die die transversale Magnetisierung  $M_{xy}$  benötigt, um auf ca. 37% ihres Ausgangswert zu zerfallen (Abbildung 2.6).

$$M_{xy}(t) = M_{xy}(0) \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} \quad (2.16)$$

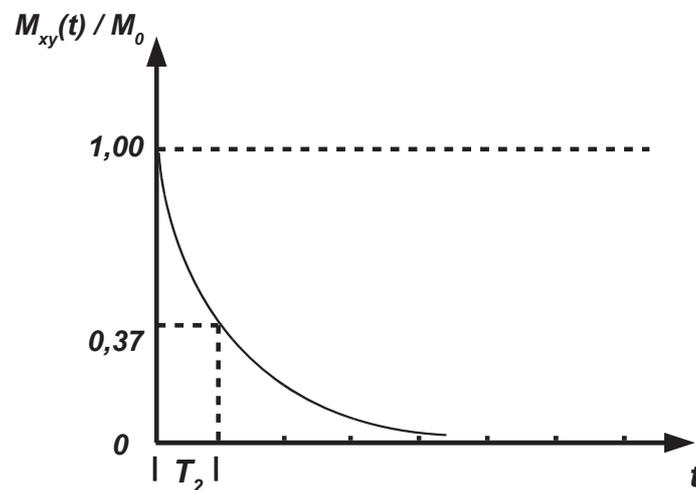


Abbildung 2.6: Darstellung der transversalen Relaxationszeit  $T_2$ .

$T_2$  wird deshalb als transversale Relaxationszeit bezeichnet. Durch lokale Inhomogenitäten und Fluktuationen des Magnetfeldes zerfällt die transversale Magnetisierung  $M_{xy}$  in der Regel schneller als mit der Zeitdauer  $T_2$ . Dieser schnellere Zerfall der transversalen Magnetisierung

$M_{xy}$  wird deshalb mit der Zeitdauer  $T_2^*$  bezeichnet [Brown 2011, Kap. 3]. Die Relaxationszeiten  $T_1$  und  $T_2$  sind materialspezifisch, können jedoch von weiteren Parametern abhängen (z. B. Temperatur, pH-Wert, Dichteänderungen). Sie bilden die Basis für die Zuordnung verschiedener Gewebearten durch unterschiedliche Kontraste bei der Akquirierung eines MR-Bildes mit gezielter Auswahl der Pulssequenzparameter.

### 2.1.5 MR-Bildgebung

Durch die Relaxation der transversalen Magnetisierung  $M_{xy}$  entsteht ein Signal, das mittels MR-HF-Spulen durch Induktion empfangen wird. Dieses Signal wird als FID (Free Induction Decay) bezeichnet, was übersetzt "freier Induktionszerfall" bedeutet. Hieraus lässt sich ableiten, dass nur die transversale Magnetisierung  $M_{xy}$  das nutzbare Signal für die Bildgebung generiert. Das FID-Signal stellt einen Mittelwert über das gesamte, durch das  $B_1$ -Feld angeregte Volumen dar. Die MR-Bildgebung wird über eine räumliche Zuordnung von Frequenzen und Phasen des FID-Signals ermöglicht. Hierzu wird das statische  $\vec{B}_0$ -Feld mit Hilfe von Gradientenfeldern in x-, y- und z-Richtung überlagert, die zu einer linearen Veränderung der magnetischen Flussdichte führen. Hierdurch ist es möglich, die Larmorfrequenz  $\omega_L$  und die relative Phase räumlich zu kodieren und durch Fouriertransformation zur Ortsauflösung zu verwenden (Abbildung 2.7).

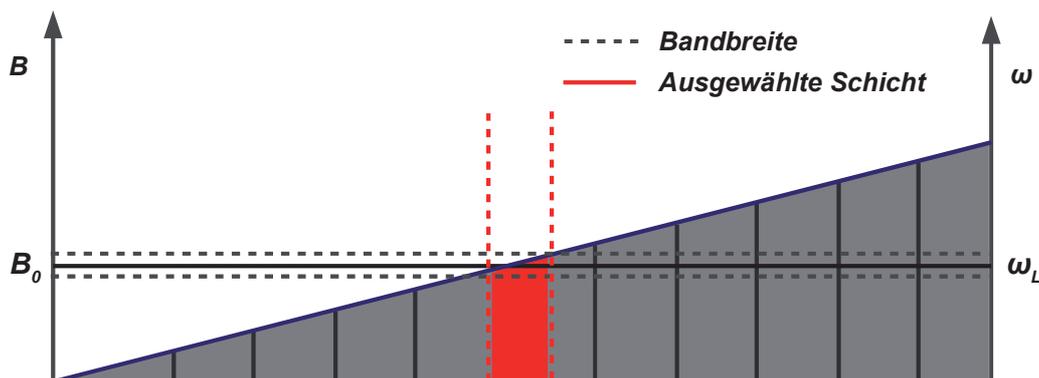
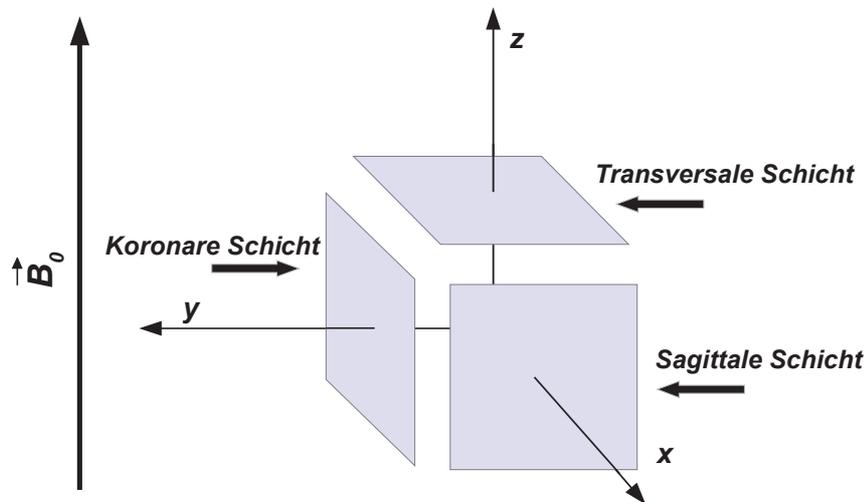


Abbildung 2.7: Darstellung des Schichtgradienten zur Schichtselektion.

Die jeweilige Schichtführung richtet sich in der Regel an den Koordinatenachsen aus (Abbildung 2.8). Es gibt 3 Gradienten (x,y,z), die zur MR-Bildgebung angewendet werden.



**Abbildung 2.8:** Achsen-Ebenen Nomenklatur für Schichtgradienten.

Um eine gewünschte Schichtebene während der Anregung durch das  $B_1$ -Feld auszuwählen, wird ein Gradient senkrecht zur Schichtebene zugeschaltet. Dieser Gradient wird als Schichtgradient bezeichnet. Für eine Schicht, die in der  $xy$ -Ebene liegt, wird das  $\vec{B}_0$ -Feld mit dem  $z$ -Gradient überlagert. Das  $B_0$ -Feld wird nachfolgend als Betragsgröße geführt. Der  $z$ -Gradient ändert die Larmorfrequenz entlang der  $z$ -Richtung und dient hierdurch der Schichtselektion. Das  $B_1^+$ -Feld mit einer spezifischen Larmorfrequenz  $\omega_L$  wirkt dann nur auf Kernspins in der selektierten Schichtebene. Um die Schichtdicke zu verändern (Abbildung 2.7), kann man entweder die Bandbreite des Pulses oder die Stärke des jeweiligen Gradienten verändern [Brown 2011, Kap. 4]. Während bei transversaler Schichtführung der  $z$ -Gradient zur Schichtselektion dient, bildet der  $x$ -Gradient den Auslesegradienten bzw. “Readout Gradient“ und führt eine frequenzspezifische Kodierung durch, weshalb er auch als Frequenzkodierungsgradient bezeichnet wird. Da der Frequenzkodierungsgradient erst nach der Anregung zugeschaltet wird, sind zwar alle Kernspins innerhalb der ausgewählten Schicht angeregt, aber relaxieren mit leicht unterschiedlichen Larmorfrequenzen. Dadurch bilden sich Spalten entlang der  $x$ -Achse mit unterschiedlicher Frequenz. Würde man 256 verschiedene Spalten als Auflösung auswählen, bedeutet dies auch 256 geringfügig verschiedene Frequenzen mit einer bestimmten Gesamtbandbreite. Um weiterfolgend 256 Zeilen zu kodieren, dient der  $y$ -Gradient als Phasenkodiergradient und wird vor Beginn der Datenakquisition geschaltet, was eine zeilenweise Phasenverschiebung zwischen den Spins erzeugt, die direkt proportional zu ihrem Ort ist. Die Frequenzkodierung generiert quasi alle Spalten gleichzeitig, aber bei der Phasen-

kodierung muss der Phasenkodiergradient äquivalent zur Zeilenanzahl zugeschaltet werden. Hierdurch lassen sich letztendlich einzelne Volumenelemente kodieren, um sie dann in einer Rohdatenmatrix im sogenannten k-Raum zu speichern. Mit Hilfe einer Fouriertransformation werden die Frequenz- und Phasenkodierung des jeweiligen Volumenelements, das als Voxel bezeichnet wird, aus dem k-Raum zu einem Bild überführt. Aus der Amplitude der jeweiligen Signalfrequenz wird ein Grauwert für das zugehörige Voxel berechnet [Reiser 2002, Kap. 2.3.3].

### 2.1.6 Funktionelle MR-Bildgebung

Die funktionelle MRT (fMRT) gehört zu den anspruchsvollsten Bereichen der MR-Bildgebung, da sie höchste Anforderungen an Hardware und Software stellt. Die fMRT basiert auf der Signalveränderung durch Aktivität von Hirnarealen in einem zeitlichen Bezug zu einem Stimulus. Der Effekt für diese Signalveränderung wird als BOLD-Effekt (Blood Oxygen Level Depend) bezeichnet und wurde 1990 durch den japanischen Biophysiker Prof. Seiji Ogawa das erste Mal beschrieben [Ogawa 1990]. Der BOLD-Effekt beschreibt, dass beim Verbrauch von Sauerstoff durch die Aktivität der Neuronen zwar zunächst der Anteil an Deoxyhämoglobin steigt, es jedoch durch eine nachfolgend verstärkte Zufuhr von Oxyhämoglobin insgesamt zu einer reduzierten Konzentration von Deoxyhämoglobin in den aktivierten Regionen kommt. Das Deoxyhämoglobin ist der sauerstoffarme paramagnetische Bestandteil des Hämoglobin und das Oxyhämoglobin der sauerstoffangereicherte diamagnetische Bestandteil. Das paramagnetische Deoxyhämoglobin führt zu einer lokalen Magnetfeldänderung, die zu einer kurzfristigen Signalreduktion bei  $T_2^*$ -gewichteten Pulssequenzen führt. Die relative Abnahme des Desoxyhämoglobins führt danach zu einem kurzzeitigen Signalanstieg. Diese Signalveränderung, welche proportional zur  $B_0$ -Feldstärke ist (Gl. 2.4-2.6), beläuft sich auf nur wenige Prozent des Gesamtsignals. Aus diesem Grund bilden eine hohe Stabilität der MR-Messung und ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis ( $SNR$ ) (Gl. 1.1) die Basis für die fMRT und die immer weiter steigende Anzahl der UHF Human-Ganzkörper MRT-Systeme.

## 2.2 Grundlagen der EM-Feldtheorie

### 2.2.1 Maxwell-Gleichungen

Für die Berechnung von elektromagnetischen (EM) Feldern werden die Maxwell-Gleichungen verwendet. Diese bilden ein lineares partielles Differentialgleichungssystem erster Ordnung, bestehend aus vier Gleichungen, und beschreiben vollständig das elektromagnetische Feld in Abhängigkeit von der Zeit und den Koordinaten des Raumes. Die Reihenfolge dieser vier Gleichungen variiert teilweise in der Fachliteratur. Die Maxwell-Gleichungen können in differentieller und auch in integraler Form angegeben werden, wobei die differentielle Form das elektromagnetische Feld in Abhängigkeit von der Zeit und einem lokalen Punkt darstellt und die integrale Form das elektromagnetische Feld in Abhängigkeit von der Zeit und Volumina, Flächen bzw. Kurven darstellt. Die Maxwell-Gleichungen für die Vakuumbedingung mit der relativen Permittivität  $\epsilon_r = 1$  sind [Strauß 2011, Kap. 3.6.1 u. Kap. 6.1].

$$1. \text{ Maxwell-Gleichung: } \nabla \cdot \vec{D} = \rho_Q \quad (2.17)$$

$$2. \text{ Maxwell-Gleichung: } \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.18)$$

$$3. \text{ Maxwell-Gleichung: } \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.19)$$

$$4. \text{ Maxwell-Gleichung: } \nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.20)$$

- $\nabla$  : Nabla-Operator
- $\vec{D}$  : elektrische Flussdichte
- $\vec{E}$  : elektrische Feldstärke
- $\vec{B}$  : magnetische Flussdichte
- $\vec{H}$  : magnetische Feldstärke
- $\vec{J}$  : elektrische Stromdichte
- $\rho_Q$  : Ladungsdichte

Die erste Maxwell-Gleichung (2.17) beschreibt, dass die Ladung bzw. Ladungsdichte  $\rho_Q$  die Quelle des elektrischen Feldes  $\vec{E}$  ist. Die zweite Maxwell-Gleichung (2.18) beschreibt, dass das  $\vec{B}$ -Feld quellenfrei ist und keine magnetischen Monopole existieren [Krischke 2001, Kap.

1.1.6]. Die dritte Maxwell-Gleichung (2.19) beschreibt, dass jede zeitliche Änderung des  $B$ -Feldes zu einem elektrischen Wirbelfeld  $\vec{E}$  führt. Diese Gleichung bildet das Induktionsgesetz [Hertel 2006, Kap. 2.2]. Die vierte Maxwell-Gleichung (2.20) beschreibt, dass die Wirbel des Magnetfeldes  $\vec{H}$  von der elektrischen Stromdichte  $\vec{J}$  und Flussdichte  $\vec{D}$  abhängen, wobei sich die Stromdichte insgesamt aus der Verschiebungsstromdichte und der Leitungsstromdichte zusammensetzt. Diese Gleichung bildet die Grundlage für das erweiterte Durchflutungsgesetz. Wichtige Parameter der Maxwell-Gleichungen sind die Permittivität  $\epsilon$  (Gl. 2.21) und die Permeabilität  $\mu$  (Gl. 2.22).

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (2.21)$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (2.22)$$

$\epsilon$  : Permittivität

$\epsilon_0$  : elektrische Feldkonstante im Vakuum:  $8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$

$\epsilon_r$  : relative Permittivität

$\mu$  : Permeabilität

$\mu_0$  : magnetische Feldkonstante im Vakuum:  $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$

$\mu_r$  : relative Permeabilität

Die Permittivität wird auch als dielektrische Leitfähigkeit bezeichnet und gibt die Durchlässigkeit von Materialien für elektrische Felder an. Die Permeabilität wird auch als magnetische Leitfähigkeit bezeichnet und beschreibt die Durchlässigkeit von Materialien für magnetische Felder. Des Weiteren existieren folgende Beziehungen zwischen den Feldstärken und Flussdichten (Gl. (2.23, 2.24).

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (2.23)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (2.24)$$

## 2.2.2 Poynting-Vektor

Der Poynting-Vektor  $\vec{S}_p$  definiert den Vektor der elektromagnetischen Leistungsdichte und wird aus dem Kreuzprodukt der elektrischen  $\vec{E}$  und magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$  gebildet (Gl.

2.25). Darüber hinaus lässt sich aus den Maxwell-Gleichungen der Poynting-Satz herleiten, der die Energiebilanz des elektrischen Feldes darstellt (Gl. 2.26) [Hertel 2006, Kap. 2.7].

$$\vec{S}_P = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.25)$$

$$\nabla \cdot \vec{S}_P + \vec{J} \cdot \vec{E} = -\frac{\partial u}{\partial t} \quad (2.26)$$

$\vec{S}_P$  : Poynting-Vektor

$u$  : elektromagnetische Energiedichte im Vakuum

### 2.2.3 Wellenausbreitung im Freiraum

Die Wellenausbreitung im Freiraum wird maßgeblich durch das Abstrahlverhalten der jeweiligen Antenne bestimmt. Die Antennen bilden das Bindeglied zwischen der leitungsgebundenen und der Freiraum-Signalübertragung. Hierbei gibt es entscheidende Eigenschaften, die jede Antenne charakterisieren. Diese sind die Anpassung an die Freiraumimpedanz  $Z_0$ , der Antennengewinn  $G$  (Gl. 2.29) und die Richtcharakteristik  $D_R$ . Die Freiraumimpedanz  $Z_0$  bildet sich aus dem Feldwellenwiderstand  $Z_W$  (Gl. 2.27) im Vakuum und errechnet sich hierbei aus dem elektrischen Feld  $\vec{E}$  und dem magnetischen Feld  $\vec{H}$  zu  $Z_0 = 376,76 \Omega$  (Gl. 2.28) [Krischke 2001, Kap. 1.3.2].

$$Z_W = \frac{\vec{E}}{\vec{H}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}} \quad (2.27)$$

$$Z_0 = \frac{\vec{E}}{\vec{H}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (2.28)$$

$$G = \eta_{Tx} \cdot D_R \quad (2.29)$$

$Z_W$  : Feldwellenwiderstand

$Z_0$  : Freiraumimpedanz

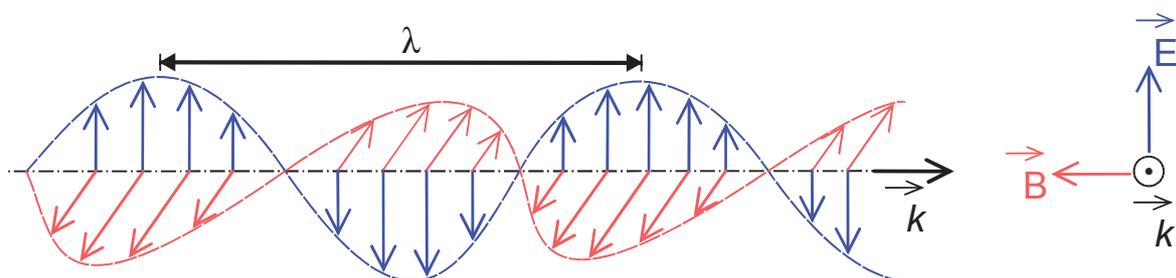
$D_R$  : Richtcharakteristik der Antenne

$\eta_{Tx}$  : Sendewirkungsgrad

$G$  : Antennengewinn im Sendefall

Eine Antenne sollte im Idealfall an  $Z_0$  optimal angepasst sein, damit es zu keiner Reflexion bei der Signalübertragung zwischen der elektrischen Leitung und dem Freiraum kommt. Das

Auftreten von Reflexion beim Übergang zum Freiraum bedeutet in erster Linie nicht, dass die Signalübertragung gestört wird, sondern dass mehr Leistung benötigt wird, um an einem beliebigen Punkt im Freiraum einen entsprechenden Signalpegel zu erhalten. Der Antennengewinn  $G$  einer Antenne ist ein Maß aus der Direktivität bzw. Richtcharakteristik  $D_R$  bezogen auf das Fernfeld und den Sendewirkungsgrad  $\eta_{Tx}$  der abgestrahlten Leistung zur eingespeisten Leistung (Gl. 2.29). Als Bezugspunkt für die Richtcharakteristik wird häufig das theoretische Modell einer Isotrop-Antenne bzw. eines Kugelstrahlers verwendet und mit der Einheit dBi bezeichnet. Dies bedeutet, dass eine Antenne, die über eine Richtwirkung verfügt, einen Antennengewinn gegenüber einem homogen abstrahlenden Kugelstrahler erzielt, bei jeweils gleicher eingespeister Leistung. Die Richtwirkung bei Antennen wird dafür genutzt, einen bestimmten räumlichen Bereich gezielt abzudecken und damit Leistung einzusparen. Jede Antenne besitzt ein Nahfeld, ein Übergangsfeld (Fresnel-Region) und ein Fernfeld (auch Fraunhofer-Region genannt), wobei das Nahfeld und Fernfeld über die Fouriertransformation ineinander überführt werden können. Die Feldverteilung einer Antenne für Nah- und Fernfeld lässt sich über die Maxwell-Gleichungen herleiten. Im Fernfeld sind die elektrische und magnetische Feldstärke über den Feldwellenwiderstand  $Z_W$  aus Gl. (2.27) miteinander orthogonal in Phase zueinander verbunden (Abbildung 2.9). Dies bedeutet für den Fall der Messung z. B. der magnetischen Feldstärke  $\vec{H}$ , dass daraus die elektrische Feldstärke  $\vec{E}$  berechnet werden kann und umgekehrt. Im Nahfeld ist diese Verbindung nicht mehr gegeben, hier kommt es sogar zur antennenabstandsabhängigen Phasenverschiebung von bis zu  $90^\circ$  zwischen  $\vec{E}$ - und  $\vec{H}$ -Feld.



**Abbildung 2.9:** Ausbreitung der elektromagnetischen Welle im Freiraum.<sup>†</sup>

Des Weiteren verändert sich auch die Feldstärke von  $\vec{E}$  und  $\vec{H}$  unterschiedlich mit zunehmender Distanz zur Antenne im Nahfeldbereich. Die Feldstärke des  $\vec{E}$ -Feldes nimmt kubisch

<sup>†</sup> **Quelle:** Emmanuel Boutet CC-BY-SA - Onde\_electromagnetique.svg

und die des  $\vec{H}$ -Feldes nimmt quadratisch ab [Schlötzer 2004, Kap. 1.2.2]. Im Fernfeldbereich nimmt die Feldstärke vom  $\vec{E}$ - und  $\vec{H}$ -Feld linear ab. Der Bereich, in dem das Fernfeld beginnt, ist abhängig von der Wellenlänge  $\lambda$  des abgestrahlten elektromagnetischen Wechselfeldes und der Richtcharakteristik der jeweiligen Antenne. Dies bedeutet, dass die Distanz des Fernfeldes zur Antenne mit Verbesserung der Richtcharakteristik weiter zunimmt [Solbach 2006, Kap 2], [Kraus 2001, Kap. 2.3.1].

#### 2.2.4 Polarisation

Der Begriff der Polarisation von elektromagnetischen Wellen bezeichnet die Richtung der Schwingung der elektrischen Feldkomponente einer propagierenden Welle. Es werden drei Arten der Polarisation unterschieden: 1. die lineare Polarisation, 2. die zirkulare Polarisation und 3. die elliptische Polarisation. Bei einer linearen Polarisation bildet sich eine zeitlich und räumlich konstante Richtung der elektrischen Feldkomponente aus (Abbildung 2.9). Ein Nachteil der linearen Polarisation ist, dass ein optimaler Empfang nur bei genau gleicher Ausrichtung der Empfangsantenne zur Sendeantenne gewährleistet wird. Bei einer zirkularen Polarisation rotieren die elektromagnetischen Feldkomponenten um die Achse der Ausbreitungsrichtung und sind in ihrem Betrag konstant. Die zirkulare Polarisation kann im Uhrzeigersinn (clockwise CW) oder entgegen dem Uhrzeigersinn (counterclockwise CCW) rotieren. Um eine zirkulare Polarisation zu erzeugen, werden zwei senkrecht zueinanderstehende linear polarisierte Wellenfelder mit gleicher Amplitude und  $90^\circ$  Phasenverschiebung genutzt. Bei einer elliptischen Polarisation ändern sich bei den elektromagnetischen Feldkomponenten der Betrag und die Richtung. Es bildet sich eine Ellipse mit beliebiger Lage der Hauptachse. Eine elliptische Polarisation kann aus einer mit verschiedenen Amplituden CW u. CCW zirkular polarisierten Welle erzeugt werden [Krischke 2001, Kap. 1.3.4].

#### 2.2.5 Theorie der Rundhohlleitermoden

Für das Verständnis des TW-Anregungsverfahrens und der damit verbundenen Ausbreitung von EM-Wellen in einem Hohlwellenleiter werden die wichtigsten Grundbegriffe der Theorie der Rundhohlleitermoden erläutert. Die Hohlwellenleiter bilden im Hochfrequenz-Bereich (HF-Bereich) eine Möglichkeit der sehr verlustarmen HF-Leistungsübertragung. Diese kommen im Frequenzbereich von ca. 0,3 bis 330 GHz zum Einsatz. Aktuell finden

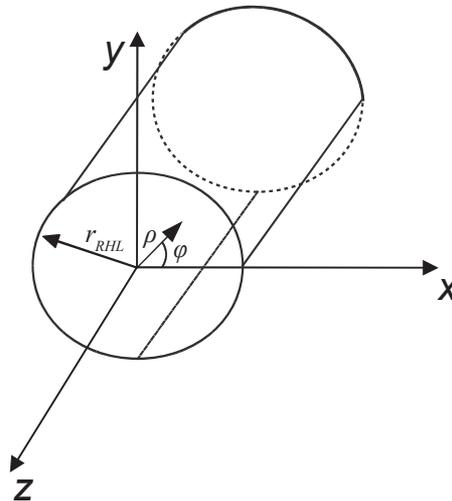
Hohlwellenleiter hauptsächlich Anwendung für die Energieübertragung von HF-Leistungsverstärkern bzw. HF-Generatoren für Antennenanlagen und RADAR-Systeme. Die Verluste bei der Übertragung von HF-Leistung werden bei elektrischen Leitern durch den Skineneffekt erklärt. Der Skineneffekt (Gl. 2.30) beschreibt, dass sich mit zunehmender Frequenz  $f$  der Stromfluss sich immer mehr auf der Oberfläche des Übertragungsleiters konzentriert und die Eindringtiefe  $\delta_{skin}$  abnimmt. Dementsprechend spielt bei hohen Frequenzen der Leiterquerschnitt kaum noch eine Rolle. Dies führt zu Verlusten, weil sich so der effektive Leiterquerschnitt verkleinert. Rundhohlleiter gehören wie Rechteckhohlleiter zur Gruppe der Wellenleiter.

$$\delta_{skin} = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}} \quad (2.30)$$

- $\sigma$  : elektrische Materialleitfähigkeit
- $f$  : Frequenz
- $\delta_{skin}$  : Eindringtiefe

Rundhohlleiter verwenden ein verlustarmes Dielektrikum, wie z. B. Luft oder Schutzgas (u. a.  $N_2$ ), um Überschläge durch hohe Spannungen bei der HF-Leistungsübertragung zu vermeiden. Mit Hilfe der Maxwell-Gleichungen kann die Ausbreitung bzw. Übertragung der elektromagnetischen Wellen innerhalb des Rundhohlleiters beschrieben werden. Als zusätzliche Randbedingung wird angenommen, dass die Innenwand des Rundhohlleiters ideal leitet, was zur Folge hat, dass diese selbst feldfrei bleibt ( $\delta_{skin} = 0$ ). Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen innerhalb runder Hohlwellenleiter unterscheidet sich grundsätzlich von der Freiraumwellen-Ausbreitung. In Rundhohlleitern bilden sich in Abhängigkeit des Radius  $r_{RHL}$  und der Frequenz sogenannte Moden für die  $\vec{E}$ - und  $\vec{H}$ -Feldverteilung aus [Küpfmüller 2008, Kap. 36]. Die elektromagnetischen Wellen in Rundhohlleitern besitzen transversale Feldkomponenten  $H_{\rho\phi}$  bzw.  $E_{\rho\phi}$ , welche senkrecht zur Ausbreitungsrichtung sind. Die erzeugten Moden werden als Transversal-elektrische (TE) und Transversal-magnetische (TM) Moden bezeichnet und bilden frequenzabhängig bestimmte Muster der  $\vec{E}$ - und  $\vec{H}$ -Feldverteilung aus. Das charakteristische Merkmal von TE-Moden, die auch als  $H$ -Wellen bezeichnet werden, ist, dass nur das  $\vec{H}$ -Feld in Ausbreitungsrichtung ( $z$ ) entlang des gesamten Rundhohlleiters vorhanden ist, also  $E_z = 0$ . Bei TM-Moden, die auch als  $E$ -Wellen bezeichnet werden, ist

hingegen nur das  $\vec{E}$ -Feld in Ausbreitungsrichtung (z) vorhanden, also  $H_z = 0$  [Stiny 2007, Kap. 12.3].



**Abbildung 2.10:** Darstellung der Rundhohlleitergeometrie mit Zylinderkoordinaten  $(\rho, \varphi, z)$ .

### 2.2.6 TE- und TM-Moden Feldberechnung

Um die Berechnung der elektromagnetischen Feldverteilung innerhalb von Rundhohlleitern zu vereinfachen, wird das Zylinderkoordinatensystem  $(\rho, \varphi, z)$  verwendet (Abbildung 2.10). Um die Ausbreitung der EM-Welle zu beschreiben, findet die Fortpflanzungskonstante  $\gamma_p$  Verwendung, welche die Dämpfung und die Phase definiert (Gl. (2.31)).

$$\gamma_p = \alpha_d + j\beta \quad (2.31)$$

$\gamma_p$  : Fortpflanzungskonstante

$\alpha_d$  : Dämpfungskonstante

$\beta$  : Phasenkonstante

$j$  :  $\sqrt{-1}$

Nachfolgend wird das Rundhohlleiter-Ausbreitungsverhalten der transversalen Feldkomponenten  $H_\rho, H_\varphi, E_\rho$  und  $E_\varphi$  der elektromagnetischen Wellen in Abhängigkeit der longitudinalen Feldkomponenten  $H_z, E_z$  durch Gl. (2.32-2.35) beschrieben [Pozar 2011, Kap. 3.4].

$$H_\rho(\rho, \varphi, z) = \frac{j}{k_c^2} \left( \omega \cdot \epsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \beta \cdot \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (2.32)$$

$$H_\varphi(\rho, \varphi, z) = -\frac{j}{k_c^2} \left( \omega \cdot \epsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\beta}{\rho} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \right) \quad (2.33)$$

$$E_\rho(\rho, \varphi, z) = -\frac{j}{k_c^2} \left( \beta \cdot \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\omega \cdot \mu}{\rho} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} \right) \quad (2.34)$$

$$E_\varphi(\rho, \varphi, z) = -\frac{j}{k_c^2} \left( \frac{\beta}{\rho} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \omega \cdot \mu \cdot \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (2.35)$$

$k_c$ : cut-off Kreiswellenzahl

Die longitudinale Feldkomponente  $H_z$  wird wiederum über die Helmholtz-Wellengleichung (2.36) für zylindrische Rundhohlleiter beschrieben, wobei  $k$  die Wellenzahl bzw. Kreiswellenzahl darstellt Gl. (2.39) und sich aus dem Betrag des Wellenvektors  $\vec{k}$  bildet. Die cut-off Kreiswellenzahl  $k_c$  beschreibt die Grenzfrequenz für jeden Mode, ab der die EM-Welle ausbreitungsfähig ist.

$$\Delta H_z + k^2 \cdot H_z = 0 \quad (2.36)$$

$$\Delta E_z + k^2 \cdot E_z = 0 \quad (2.37)$$

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \quad (2.38)$$

$$k = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}} \quad (2.39)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{(2 \cdot \pi \cdot f)^2}{\mu \cdot \epsilon} - k_c^2} \quad (2.40)$$

$\Delta$ : Laplace-Operator

$k$ : Kreiswellenzahl

$c$ : Vakuumlichtgeschwindigkeit

Die Auflösung der Helmholtz Wellengleichung (2.36) für einen idealen unendlich langen zylindrischen Rundhohlleiter ( $\rho, \varphi, z$ ) führt zur Besselschen Differentialgleichung [Collin 1991, Kap. 2.8]. Die Lösungen der Besselschen Differentialgleichung werden hierbei als Bessel-Funktion  $J_m$  der jeweiligen m-ten Ordnung bezeichnet. Für die Berechnung der  $TE_{mn}$ -

und  $TM_{mn}$ -Moden gilt Gl. (2.41), mit entsprechend berechneter cut-off Kreiswellenzahl  $k_{c,mn}$ . Das Verhalten der  $TE_{mn}$ -Moden ( $E_z = 0$ ) innerhalb eines Rundhohlleiters wird über die Randbedingung (Gl. 2.43) der transversalen  $E$ -Feldkomponenten bestimmt. Die Gl. (2.41) wird in Gl. (2.35) eingesetzt, woraus, unter Verwendung der 1. Ableitung der Bessel-Funktion  $J_m'$ , die Gl. (2.42) resultiert.

$$H_z(\rho, \varphi, z) = H_0 \cdot J_m(k_{c,mn} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \varphi) \cdot e^{-j\beta \cdot z} \quad (2.41)$$

$$E_\varphi(\rho, \varphi, z) = H_0 \cdot \frac{j\omega \cdot \mu}{k_{c,mn}} \cdot J_m'(k_{c,mn} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \varphi) \cdot e^{-j\beta \cdot z} \quad (2.42)$$

$$E_\varphi(\rho = r_{RHL}, \varphi, z) = 0 \quad (2.43)$$

$H_0$  : Amplitude des magnetischen Feldes

$J_m(k_{c,mn} \cdot \rho)$  : Bessel-Funktion

$J_m'(k_{c,mn} \cdot \rho) \cong \frac{dJ_m(k_{c,mn} \cdot \rho)}{d\rho}$  : 1. Ableitung der Bessel-Funktion

Die Gl. (2.43) wird unter der Bedingung Gl. (2.44) erfüllt und führt zur cut-off Kreiswellenzahl  $k_{c,mn}$  für  $TE_{mn}$ -Moden (Gl. 2.45), welche sich aus  $p'_{mn}$  der n-ten Nullstelle m-ter Ordnung der 1. Ableitung der Bessel-Funktion  $J_m'$  m-ter Ordnung und dem zugehörigen Radius  $\rho = r_{RHL}$  (Abbildung 2.10) ergibt [Pozar 2011, Kap. 3.4].

$$\text{TE-Moden: } J_m'(k_{c,mn} \cdot r_{RHL}) = 0 \quad (2.44)$$

$$k_{c,mn} = \frac{p'_{mn}}{r_{RHL}} \quad (2.45)$$

$$\text{TM-Moden: } J_m(k_{c,mn} \cdot r_{RHL}) = 0 \quad (2.46)$$

$$k_{c,mn} = \frac{p_{mn}}{r_{RHL}} \quad (2.47)$$

$r_{RHL}$  : Rundhohlleiterradius

$p_{mn}$  : n-te Nullstelle m-ter Ordnung der Bessel-Funktion  $J_m$

$p'_{mn}$  : n-te Nullstelle m-ter Ordnung der 1. Ableitung der Bessel-Funktion  $J_m'$

Für  $TM_{mn}$ -Moden ( $H_z = 0$ ) bildet sich unter der Bedingung (Gl. 2.46) die cut-off Kreiswellenzahl  $k_{c,mn}$  (Gl. 2.47), welche sich aus der  $n$ -ten Nullstelle der Bessel-Funktion  $m$ -ter Ordnung und dem zugehörigen Radius  $\rho = r_{RHL}$  ergibt. Weil die Bessel-Funktion  $J_m$  jeweils mehrere Nullstellen besitzt, bilden sich unterschiedliche Moden in Abhängigkeit der cut-off Frequenz  $f_{c,mn}$  aus. Die cut-off Frequenz  $f_{c,mn}$  ist die Grenzfrequenz für jeden Mode, welche deren Ausbreitung kennzeichnet. Die ausbreitungsfähigen Moden werden nur durch das Dielektrikum im Hohlleiter und die Leitfähigkeit der Rundhohlleiterinnenwand gedämpft. Unterhalb dieser cut-off Frequenz  $f_{c,mn}$  klingen die Felder der jeweiligen Moden exponentiell ab. Für die Grenzfrequenz-Bedingung bzw. cut-off Bedingung  $\beta = 0$  wird dadurch  $k = k_{c,mn}$  aus Gl. (2.38). Die cut-off Frequenz  $f_{c,mn}$  ergibt sich unter Verwendung von Gl. (2.45) in Gl. (2.39) für  $TE_{mn}$ -Moden zu Gl. (2.48) und unter Verwendung von Gl. (2.47) in Gl. (2.39) für  $TM_{mn}$ -Moden zu Gl. (2.49). Hierbei ist  $p_{mn}$  die  $n$ -te Nullstelle  $m$ -ter Ordnung der Bessel-Funktion und  $p'_{mn}$  die  $n$ -te Nullstelle  $m$ -ter Ordnung der 1. Ableitung der Bessel-Funktion. Die jeweiligen Nullstellen der Bessel-Funktion für  $TE_{mn}$  und  $TM_{mn}$  werden in Tabelle 2.2 und Tabelle 2.3 dargestellt, wobei der Index  $m$  (Ordnung der Bessel-Funktion) die Anzahl der Wellen entlang des Umfangs im zylindrischen Rundhohlleiter und der Index  $n$  ( $n$ -te Nullstelle) die Anzahl der Halbwellen entlang des Radius  $r_{RHL}$  beschreibt [Alt 2012b, Kap. 2.6.2].

$$f_{c,mn}^{TE} = \frac{p'_{mn}}{2 \cdot \pi \cdot r_{RHL} \cdot \sqrt{\mu \cdot \epsilon}} \quad (2.48)$$

$$f_{c,mn}^{TM} = \frac{p_{mn}}{2 \cdot \pi \cdot r_{RHL} \cdot \sqrt{\mu \cdot \epsilon}} \quad (2.49)$$

	$m = 0$	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$
$n = 1$	3,831	1,841	3,054	4,201
$n = 2$	7,015	5,331	6,706	8,015
$n = 3$	10,173	8,536	9,969	11,345

**Tabelle 2.2:** Nullstellen ( $n$ ) der ( $m$ -ten) Ordnung der 1. Ableitung der Bessel-Funktion für  $TE$ -Moden.

Die cut-off Frequenzen  $f_{c,mn}$  für  $TE$ - und  $TM$ -Moden werden in Tabelle 2.4 für zylindrische Rundhohlleiter mit einem Beispielradius  $r_{RHL} = 32$  cm mit ansteigender cut-off Frequenz  $f_c$  abgebildet.

	$m = 0$	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$
$n = 1$	2,404	3,831	5,135	6,380
$n = 2$	5,520	7,015	8,417	9,761
$n = 3$	8,653	10,173	11,619	13,015

**Tabelle 2.3:** Nullstellen ( $n$ ) der ( $m$ -ten) Ordnung der Bessel-Funktion für TM-Moden.

TE-Mode	$F_c$ (MHz)	TM-Mode	$F_c$ (MHz)
TE <sub>11</sub>	275	TM <sub>01</sub>	359
TE <sub>21</sub>	456	TM <sub>11</sub>	572
TE <sub>01</sub>	572	TM <sub>21</sub>	766

**Tabelle 2.4:** Cut-off Frequenzen für einen Rundhohlleiter mit Radius  $r_{RHL} = 32$  cm.

Dieser Wert des Radius wird für das genutzte 7 Tesla Human-Ganzkörper MRT-System verwendet. Hierbei wird auch ersichtlich, dass der TE<sub>11</sub>-Mode der dominante Grundmode ist, weil er bei den zylindrischen Rundhohlleitern die tiefste cut-off Frequenz  $f_{c,11}$  besitzt. Die transversal-magnetischen Feldkomponenten  $H_\rho$  und  $H_\varphi$  der elektromagnetischen Wellen lassen sich nun für die TE<sub>mn</sub>-Moden in einem idealen unendlich langen zylindrischen Rundhohlleiter  $(\rho, \varphi, z)$  durch Gl. (2.50-2.51) und für TM<sub>mn</sub>-Moden durch Gl. (2.52-2.53) beschreiben.

TE-Moden:

$$H_\rho(\rho, \varphi, z) = -H_0 \cdot \frac{j\beta}{k_c} \cdot J_m'(k_c \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \varphi) \cdot e^{-j\beta \cdot z} \quad (2.50)$$

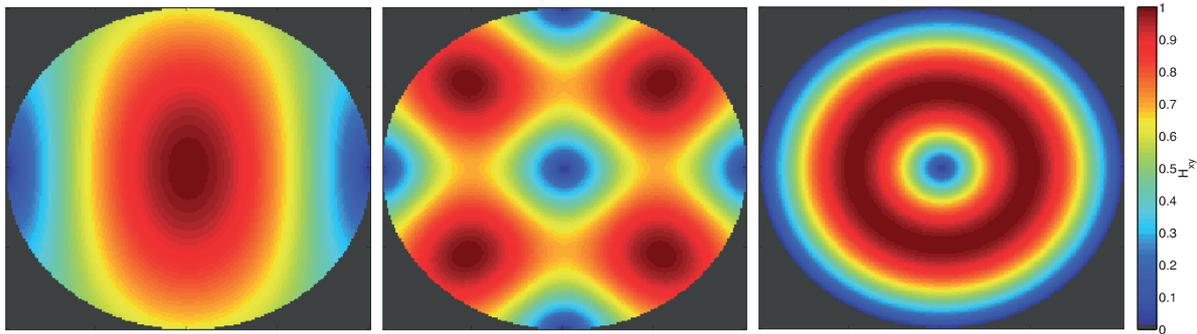
$$H_\varphi(\rho, \varphi, z) = H_0 \cdot \frac{j\beta \cdot m}{k_c^2 \cdot \rho} \cdot J_m(k_c \cdot \rho) \sin(m \cdot \varphi) \cdot e^{-j\beta \cdot z} \quad (2.51)$$

TM-Moden:

$$H_\rho(\rho, \varphi, z) = H_0 \cdot \frac{j\omega \cdot \epsilon \cdot m}{k_c^2 \cdot \rho} \cdot J_m(k_c \cdot \rho) \cdot \sin(m \cdot \varphi) \cdot e^{-j\beta \cdot z} \quad (2.52)$$

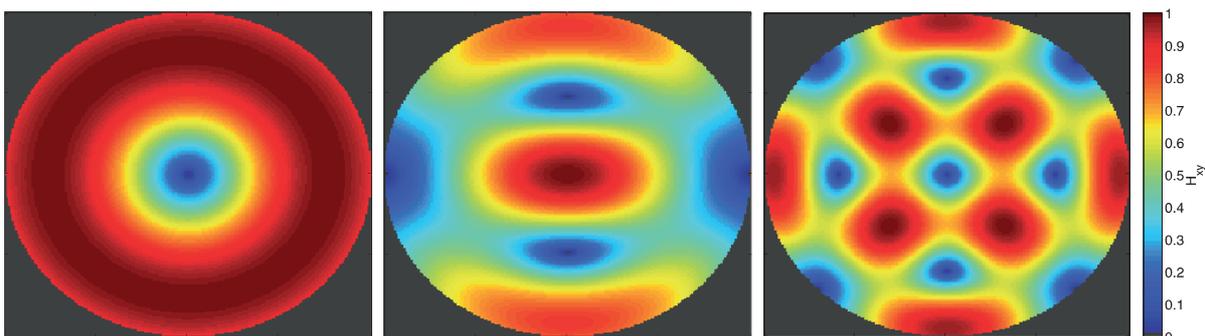
$$H_\varphi(\rho, \varphi, z) = -H_0 \cdot \frac{j\omega \cdot \epsilon}{k_c} \cdot J_m'(k_c \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \varphi) \cdot e^{-j\beta \cdot z} \quad (2.53)$$

Nur die transversal-magnetischen Feldkomponenten  $H_\rho$  und  $H_\varphi$ , der transversalen TE<sub>mn</sub>- und TM<sub>mn</sub>-Moden sind für die Bildung des  $B_1^+$ -Feldes zum Anregen der Präzession der Nettomagnetisierung  $\vec{M}$  relevant, wie in Kapitel 2.1.1 bereits erläutert.



**Abbildung 2.11:** Berechnete Amplitude der transversal-magnetischen Feldkomponenten ( $H_{xy}$ ) der TE-Moden zum Maximalwert normalisiert:  $TE_{11}(li)$ ,  $TE_{21}(mitte)$ ,  $TE_{01}(re)$ .

Die Moden werden nachfolgend für die Vakuumbedingung mit der relativen Permittivität  $\varepsilon_r = 1$  aufgeführt. In Abbildung 2.11 werden nach ihrer jeweiligen cut-off Frequenz die ersten drei TE-Moden dargestellt. Der  $TE_{11}$ -,  $TE_{21}$ - und der  $TE_{01}$ -Mode ist nur mit seiner transversal-magnetischen Feldkomponenten ( $H_\rho$ ,  $H_\phi$ ) abgebildet, die ins Laborkoordinatensystem transformiert aus der  $H_x$ - und  $H_y$ -Komponente gebildet wird. Des Weiteren werden in Abbildung 2.12 die ersten drei TM-Moden dargestellt. Der  $TM_{01}$ -,  $TM_{11}$ - und der  $TM_{21}$ -Mode wird ebenfalls nur mit seinen ins Laborkoordinatensystem transformierten transversal-magnetischen Feldkomponenten  $H_x$  und  $H_y$  abgebildet. Die Moden wurden mit Hilfe eines MATLAB® (Mathworks, Natick, MA) Skriptes auf Basis der Gleichungen Gl. (2.50-2.53) berechnet, dass durch Herrn Dipl.-Ing. Johannes Mallow entwickelt und für die Zwecke dieser Arbeit angepasst wurde.



**Abbildung 2.12:** Berechnete Amplitude der transversal-magnetischen Feldkomponenten ( $H_{xy}$ ) der TM-Moden zum Maximalwert normalisiert:  $TM_{01}(li)$ ,  $TM_{11}(mitte)$ ,  $TM_{21}(re)$

## 2.3 Grundlagen der Leitungstheorie

Wichtige Kenngrößen einer elektrischen Leitung sind die Leitungsinduktivität, die Leitungskapazität und der Leitungswiderstand. Diese Kenngrößen sind von der jeweiligen Leitungslänge abhängig und werden deshalb als sogenannte Belagsgrößen (') definiert. Um die elektrische Reflexion analytisch berechnen zu können, muss, je höher die Arbeitsfrequenz  $f$  ist, eine elektrische Leitung in feinere Teilkapazitäten und Teilinduktivitäten aufgelöst werden.

### 2.3.1 Leitungersatzschaltbild

Ein infinitesimaler Abschnitt einer elektrischen Leitung kann als Ersatzschaltbild (Abbildung 2.13) dargestellt werden und dient somit als Basis einer analytischen Berechnung.

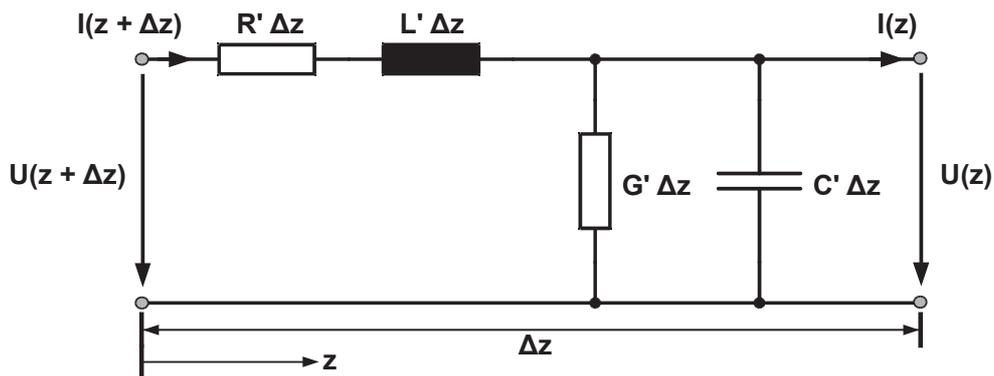


Abbildung 2.13: Ersatzschaltbild eines infinitesimalen kurzen Leitungsabschnitts.

Aus diesem Ersatzschaltbild lassen sich durch die Längsbeläge (Gl. 2.54) und Querbeläge (Gl. 2.55) mit Hilfe der Maschen- und Knotengleichung [Brauer 2004, Kap. 2.1] der Impedanzbelag  $Z'$  (Gl. 2.56) und der Admittanzbelag  $Y'$  (Gl. 2.57) in komplexer Darstellung berechnen [Solbach 2003, Kap 5]. Über die Leitungstheorie ist definiert, dass sich die auf einer elektrischen Leitung ausbreitenden Wellen untergliedern: In positiver  $z$ -Richtung hinlaufende Wellen  $U^+, I^+$  und in negativer  $z$ -Richtung rücklaufende Wellen  $U^-, I^-$ .

$$\text{Längsbeläge: } R' = \frac{\Delta R}{\Delta z} \quad L' = \frac{\Delta L}{\Delta z} \quad (2.54)$$

$$\text{Querbeläge: } G' = \frac{\Delta G}{\Delta z} \quad C' = \frac{\Delta C}{\Delta z} \quad (2.55)$$

$R'$  : Widerstandsbelag  
 $L'$  : Induktivitätsbelag  
 $C'$  : Kapazitätsbelag  
 $G'$  : Leitwertbelag  
 $z$  : Längskoordinate

$$\text{Impedanzbelag: } Z' = R' + j \omega L' \quad (2.56)$$

$$\text{Admittanzbelag: } Y' = G' + j \omega C' \quad (2.57)$$

Durch eine suboptimale Anpassung am Leitungsende können Reflexionen resultieren, wodurch sich aus der Überlagerung der hin- und rücklaufenden Welle eine in Ausbreitungsrichtung periodisch variierende Feldüberlagerung ergibt, welche wiederum über das sog. Stehwellenverhältnis (SWR) gekennzeichnet werden kann. Die Leitungsgleichungen (2.58) und (2.59) stellen das Ausbreitungsverhalten für Spannung und Strom der hin- und rücklaufenden Wellen dar. Diese sind mit den Längs- und Querbelägen des elektrischen Leitungsabschnitt über die Ausbreitungskonstante  $\gamma_p$  (Gl. 2.60) verbunden.

$$\text{Leitungsgleichungen: } U(z) = U^+ e^{-\gamma_p z} + U^- e^{+\gamma_p z} \quad (2.58)$$

$$I(z) = I^+ e^{-\gamma_p z} - I^- e^{+\gamma_p z} \quad (2.59)$$

$U^+, I^+$  : hinlaufende Welle, in positiver z-Richtung  
 $U^-, I^-$  : rücklaufende Welle, in negativer z-Richtung

Es werden hierbei zwei Fälle der Ausbreitung unterschieden: Der erste Fall beschreibt die Ausbreitung in einer verlustbehafteten Leitung (Gl. 2.60-2.62) und der zweite Fall stellt die Ausbreitung in einer verlustfreien Leitung (Gl. 2.63-2.64) dar. Im zweiten verlustfreien Fall besitzt der Leitungsabschnitt keinen Widerstand, weshalb auch die Dämpfungskonstante  $\alpha_d = 0$  ist und so die Ausbreitungskonstante  $\gamma_p$  der imaginären Phasenkonstante  $\beta$  entspricht.

$$\text{Verlustbehafteter Fall: } \gamma_p = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (2.60)$$

$$\gamma_p = \sqrt{Z'Y'} \quad (2.61)$$

$$\gamma_p = \alpha_d + j\beta \quad (2.62)$$

$\gamma_p$  : Ausbreitungskonstante

$\alpha_d$  : Dämpfungskonstante

$\beta$  : Phasenkonstante

$$\text{Verlustfreier Fall: } R', G' = 0 \quad \text{bzw. } \alpha_d = 0$$

$$\gamma_p = j\omega \cdot \sqrt{L'C'} \quad (2.63)$$

$$\gamma_p = j\beta \quad (2.64)$$

Die charakteristische Impedanz oder auch der Leitungswellenwiderstand  $Z_C$  ist der Quotient der Quadratwurzel aus Impedanzbelag  $Z'$  und Admittanzbelag  $Y'$  des Leitungsabschnitts (Gl. 2.65). Sie beschreibt das Verhältnis der hin- und rücklaufenden Wellen von Spannung und Strom, welche für jeden Leitungstyp spezifisch ist und immer einen rein reellen ohmschen Wert besitzt. Die meisten Koaxialkabel-Typen, die im Nachrichten- und Hochfrequenztechnikbereich eingesetzt werden, haben eine charakteristische Impedanz  $Z_C = 50 \Omega$ .

$$Z_C = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \quad (2.65)$$

$$Z_C = \frac{U^\pm}{I^\pm} \quad (2.66)$$

$Z_C$  : charakteristische Impedanz

Dieser Wert bildet einen Kompromiss zwischen der Spannungsfestigkeit (bei  $60 \Omega$  optimal) und der maximalen Leistungsfestigkeit (bei  $30 \Omega$  optimal). Mit einer Impedanz  $Z_C = 75 \Omega$  werden Koaxialkabel im Bereich der Video- und Fernsehtechnik verwendet, weil bei einem Wert von  $77 \Omega$  die geringste Dämpfung herrscht [Solbach 2003, Kap. 7.1]. Zur Berechnung der charakteristische Impedanz  $Z_C$  wird ebenfalls zwischen einer verlustbehafteten (Gl. 2.67)

und einer verlustfreien Leitung (Gl. 2.68) unterschieden. Die sogenannte Lastimpedanz  $Z_{Last}$ , die häufig komplex ist, bildet die Summe aller Teilimpedanzen des angeschlossenen Verbrauchers, wie z. B. einer MR-HF-Spule.

$$\text{Verlustbehafteter Fall: } Z_C = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (2.67)$$

$$\text{Verlustfreier Fall: } Z_C = \sqrt{\frac{j\omega L'}{j\omega C'}} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.68)$$

Sobald eine vollständige Anpassung stattgefunden hat, ist der Lastreflexionskoeffizient  $\Gamma_{Last}$  (Gl. 2.69) der elektrischen Reflexion gleich Null. Um eine elektrische Leitung an einen Verbraucher anzupassen, muss die Lastimpedanz  $Z_{Last}$  des Verbrauchers der charakteristische Impedanz  $Z_C$  entsprechen ( $Z_{Last} = Z_C$ ). Um die Lastimpedanz  $Z_{Last}$  an die charakteristische Impedanz  $Z_C$  anzupassen, wird ein sogenanntes Anpassungsnetzwerk zwischen der elektrischen Leitung und dem Verbraucher eingesetzt (Kap. 3.3.7).

$$\Gamma_{Last} = \frac{Z_{Last} - Z_C}{Z_{Last} + Z_C} \quad (2.69)$$

$$\Gamma_{Last} = \frac{U^-}{U^+} = \frac{I^+}{I^-} \quad (2.70)$$

$\Gamma_{Last} = -1$  Totalreflexion durch Kurzschluss

$\Gamma_{Last} = +1$  Totalreflexion durch Leerlauf

$\Gamma_{Last} = 0$  vollständige Anpassung

$\Gamma_{Last}$  : Lastreflexionskoeffizient

$Z_{Last}$  : Lastimpedanz

Der Lastreflexionskoeffizient  $\Gamma_{Last}$  ist ein Maß der Anpassung einer Leitung an den Verbraucher bzw. an die Last. Der Lastreflexionskoeffizient  $\Gamma_{Last}$  kann nur Null werden, wenn es keine rücklaufenden Wellen gibt (Gl. 2.70). Der Lastreflexionskoeffizient  $\Gamma_{Last}$  ist bei einer verlustbehafteten oder verlustfreien Leitung ortsunabhängig gleich.

## 2.3.2 S-Parameter

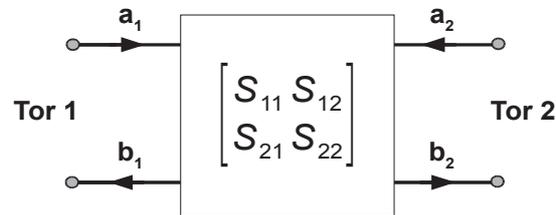


Abbildung 2.14: S-Parameter Erfassung für eine Zweitor-Schaltung.

Die S-Parameter bzw. Streuparameter stellen eine wichtige Kenngröße in der Hochfrequenztechnik dar. Die Bestimmung der Übertragungseigenschaften einer elektrischen Leitung ist mit Hilfe der S-Parameter wesentlich effektiver, als konventionelle Ersatzschaltbildern zu verwenden, weil diese mit steigender Frequenz in ihren Parameter ungenauer werden. Die S-Parameter sind komplex und dimensionslos. Sie bilden die Quotienten der hin- und rücklaufenden Wellen (Gl. 2.72), wie in der Abbildung 2.14 für eine Zweitor-Schaltung beispielhaft dargestellt, wobei das Zweitor einen Verbraucher bzw. Device under Test (DUT) mit einem Ein- und Ausgang darstellt.

$$\text{S-Parameter Gleichung: } \vec{b} = \mathbf{S} \cdot \vec{a} \quad (2.71)$$

Streumatrix  $\mathbf{S}$  für 2-Port Element mit Streuparametern:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$\mathbf{S}$  : Streumatrix

$\vec{b}$  : Vektor der rücklaufenden Wellen

$\vec{a}$  : Vektor der hinlaufenden Wellen

$S_{11}$  : Reflexion von Port 1, wenn Port 2 angepasst ist

$S_{12}$  : Transmisson von Port 2 zu Port 1, wenn Port 1 angepasst ist

$S_{21}$  : Transmisson von Port 1 zu Port 2, wenn Port 2 angepasst ist

$S_{22}$  : Reflexion von Port 2, wenn Port 1 angepasst ist

$a_i$  : Komplexe Amplitude der hinlaufenden Welle

$b_i$  : Komplexe Amplitude der rücklaufenden Welle

Die S-Parameter für ein Tor bzw. Port lassen sich nur erfassen, wenn die anderen Ports mit

ihrer charakteristischen Impedanz angepasst sind. Sie werden in einer Streumatrix bzw. S-Matrix Gl. (2.71) zusammengefasst [Wiesbeck 2005, Kap. 9].

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (2.73)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (2.74)$$

Beispiel: 
$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_L \quad \text{für Port 1} \quad \text{wenn} \quad a_2 = 0 \quad (2.75)$$

Über die S-Parameter lassen sich die Reflexion und die Transmission für beliebig viele Tore bzw. Ports bestimmen. Die gebräuchlichste Messung der S-Parameter findet für 2-Ports statt Gl. (2.73-2.74). Um beispielsweise an Port 1 die Reflexion bestimmen zu können, muss Port 2 angepasst werden, in der Folge dass an Port 2 keinerlei Reflexion auftritt und entsprechend die gemessene Reflexion aus dem Bereich zwischen Port 1 und Port 2 kommt, wie Gl. (2.75) zeigt [Strauß 2011, Kap. 4.2].

### 2.3.3 Verkürzungsfaktor

Durch das Dielektrikum innerhalb von TEM Koaxialkabeln verkürzen sich auch die in den Kabeln wandernden EM-Wellen. Für die Berechnung der jeweiligen Verkürzung der EM-Wellen in einem Leitungskabel dient der Verkürzungsfaktor *VKF*. Die Freiraumwellenlänge wird mit dem jeweiligen Verkürzungsfaktor *VKF* multipliziert und ergibt die sich im Kabel ausbreitende Wellenlänge. Der Verkürzungsfaktor *VKF* ist eine kabelspezifische Kenngröße und dient so auch beim richtigen Platzieren von Mantelwellenfiltern (Kapitel 3.3.8).

$$VKF = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.76)$$

*VKF*: Verkürzungsfaktor

## 2.4 EM-Feldsimulation

Da komplexe Antennenarchitekturen in der Regel analytisch nicht zu berechnen sind, spielt die Software zur elektromagnetischen Feldsimulation eine wichtige Rolle bei der Entwicklung von Antennen für Kommunikationssysteme, im Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit und im UHF MR-Bereich. Sie bietet die Möglichkeit, die verwendeten Materialien in

ihrem physikalischen Verhalten umfangreich zu modellieren. Dies reicht von der Leitfähigkeit über die dielektrischen Verluste, bis hin zur spezifische Absorptionsrate *SAR*. Ein besonderer Schwerpunkt für Feldsimulationssoftware bildet die Evaluierung mit Bezug auf die Wechselwirkung zwischen EM-Transmittern und dem menschlichen Körper. Für ein freibestimmbares Volumen basiert das Prinzip der Feldsimulation auf der Lösung der Maxwell Gleichungen im Zeitbereich oder auch im Frequenzbereich. Die Finite-Differenzen-Methode FDTD (Finite Difference Time Domain), die im Zeitbereich arbeitet, gehört zu den etablierten und ältesten Verfahren [Mur 1981]. Hierbei wird der zu berechnende Bereich in sogenannte Meshzellen unterteilt, die dann im Zeitbereich gelöst werden. In dieser Arbeit kam für die Entwicklung der Transmitter Patchantenne und *SAR* Evaluierung die Software CST Microwave Studio® 2011 (MWS) und MWS 2012 zum Einsatz [CST AG 2011]. MWS nutzt die Finite-Integral-Methode FIT (Finite Integration Technique), die eine Erweiterung von FDTD darstellt. FIT verwendet globale Matrizen zur Beschreibung des Systems. Dies vereinfacht die Erfassung zusätzlicher Funktionen, wie z. B. PBA (Perfect Boundaries Approximation) und die „thin sheet“ Technik im Solver.

## 3 Aufbau und Funktion des 7 T Human-Ganzkörper MRT-Systems

### 3.1 Aufbau des Magneten

Der technologische Fortschritt ermöglicht die Entwicklung von MRT-Systemen mit immer höheren  $B_0$ -Feldstärken. Durch die Entwicklung der Ultrahochfeld Human-Ganzkörper MRT-Systeme wurde Anfang dieses Jahrtausends ein großer Fortschritt verwirklicht. Das 7 T Human-Ganzkörper MRT-System, nachfolgend 7 T MRT-System genannt, der ersten Generation vom Hersteller Siemens AG, das in dieser Arbeit behandelt wird, war das erste Ultrahochfeld Human-Ganzkörper MRT-System in Europa und wurde am Leibniz-Institut für Neurobiologie (LIN) 2004 in Magdeburg installiert. Derzeit sind weltweit über 50 weitere 7 T MRT-Systeme von 3 verschiedenen Herstellern in Betrieb. Der nachfolgende Abschnitt gibt eine kurze Übersicht über den Aufbau und die technischen Kenndaten des in Magdeburg betriebenen 7 T UHF MRT-Systems, da es für die Entwicklung des Travelling-Wave-Primatensystems eine wichtige Rolle spielt. Der Magnet bildet das Kernstück eines jeden MRT-Systems. Zur Erlangung hoher  $B_0$ -Feldstärken für einen homogenen zylindrischen Bereich von über 40 cm Länge und einem Durchmesser von über 60 cm sind ausschließlich supraleitende Magneten in der Lage. Der supraleitende Magnet, welcher Bestandteil des Magdeburger 7 Tesla MRT-Systems ist, wurde durch das Unternehmen Magnex Scientific (ein Tochterunternehmen der Agilent Technologies AG) hergestellt. Er besteht aus einer mit Draht (Länge ca. 400 km) gewickelten Spule, die aus einer Niob-Titan-Legierung (NbTi) besteht. Diese Spule ist in einen Dewar eingebettet, um sie gegenüber der Raumtemperatur mit einem umgebenen Vakuum zu isolieren. Die Spule selber besitzt eine Induktivität  $L$  von 3,7 kH. Supraleitende Magnete werden in die Kategorien geschirmt und ungeschirmt eingeordnet. Bei einem aktiv geschirmten supraleitenden Magneten wird durch eine zweite Spule, die im Magneten instal-

liert ist, ein gegengerichtetes Magnetfeld erzeugt und so das Streufeld nach außen abgeschirmt. Bei ungeschirmten supraleitenden Magneten bleibt dieses Streufeld bestehen und je nach Größe des Magneten, der auch die Ausmaße des Streufeldes bestimmt, sind externe Baumaßnahmen vorzunehmen, um dieses Streufeld einzudämmen.



**Abbildung 3.1:** Supraleitender Magnet des Magdeburger 7 T MRT-Systems.

Die Kenndaten des supraleitenden 7 T Magneten (Abbildung 3.1) werden in Tabelle 3.1 aufgeführt:

Länge:	3,37 m
Breite:	2,38 m
Höhe inkl. Kühlköpfe:	3,74 m
Innendurchmesser:	0,90 m
Gesamtgewicht:	32 t

**Tabelle 3.1:** Kenndaten des supraleitenden 7 T Magneten Magnex Scientific (Agilent Technologies AG).

Der supraleitenden Magnet des Magdeburger 7 T MRT-Systems gehört zur Kategorie der ungeschirmten Magneten. Das Streufeld bei einem Magneten dieser Größe stellt deshalb ohne bestimmte baulichen Maßnahmen eine Gefahr für Menschen mit Herzschrittmacher dar. Aus diesem Grund wurde um das 7 T MRT-System mit seinem Magneten eine Abschirmung

aus 230 Tonnen Eisen als Bestandteil des Gebäudes gebaut. Diese Vorgehensweise wird als passive Schirmung bezeichnet.

### 3.2 Gradientensystem

Das Gradientensystem bildet die Basis für die Bildgebung in einem MRT-System. Im Bereich der Hoch- und Ultrahochfeld MRT-Systeme kommen Gradientensysteme zum Einsatz, welche für den ganzen Körper oder ausschließlich für den Kopf konzipiert sind. Diese Aufteilung ist auf den Leistungsbedarf für das abzudeckende Volumen zurückzuführen. Eine Kopf-Gradientensystem kann bei gleicher Leistung stärkere Gradientenfelder erzeugen als ein Ganzkörper-Gradientensystem und bietet dadurch die Möglichkeit eine höhere Ortsauflösung oder weitere Parameter (wie z. B. Diffusion) verbessert aufzunehmen.

#### 3.2.1 Grundsätzlicher Aufbau

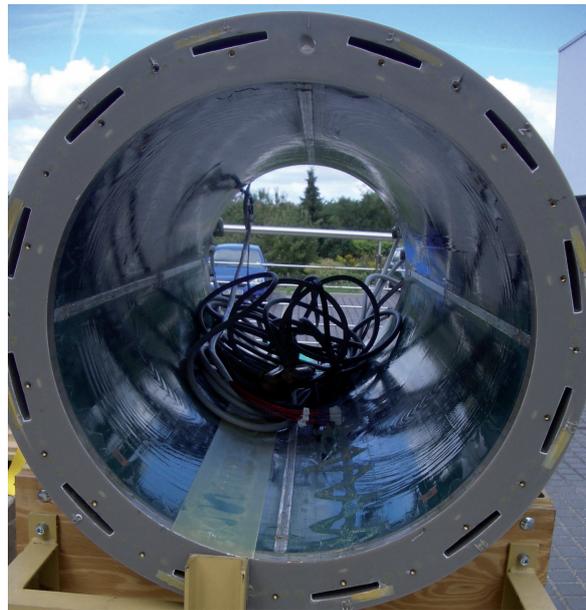
Das Gradientensystem besteht im Kern aus 3 separaten Spulen. Diese 3 Spulen dienen der Ortskodierung und erfassen die drei Raumrichtungen x, y und z (Abbildung 2.8). Jede dieser 3 Spulen kann jeweils zur Schichtselektion dienen, was letztendlich davon abhängt, ob die Schichtführung transversal, sagittal oder coronal ist (Kap. 2.1.5). Das Siemens Ganzkörper-Gradientensystem (Abbildung 3.2) des Magdeburger 7 T MRT-Systems hat die Modellbezeichnung SC72. In jeder der 3 Spulen des SC72 Gradientensystems erzeugt ein Strom mit



*Abbildung 3.2: Seitliche Ansicht des SC72 Ganzkörper-Gradientensystems.*

über 600 A ein Magnetfeld, das eine Gradientenstärke von bis zu 70 mT/m erreicht. Um eine Ortskodierung für eine große Anzahl von Voxeln in relativ kurzer Zeitdauer durchzuführen,

werden die Gradientenfelder in ihrer Stärke variiert mit einer maximalen Anstiegsrate bzw. slew rate von 200 mT/m/ms. Auf das 158 cm lange Siemens SC72 Ganzkörper-Gradientensystem mit seinen schnell schaltenden Gradientenfeldern wirkt das statische 7 Tesla  $B_0$ -Feld je nach Ausrichtung der Gradientenfelder anziehend oder abstoßend. Diese durch die Lorentzkraft hervorgerufenen mechanischen Kräfte erzeugen während einer Messung einen Lärmpegel mit einer Stärke von bis zu 110 dB. Dieser Lärmpegel ist für Probanden gesundheitsschädlich, sodass nur mit einem entsprechenden Gehörschutz Messungen durchgeführt werden dürfen. Durch das schnelle Schalten der Gradientenfelder werden Wirbelströme (eddy currents) erzeugt, die in Richtung des Magneten kompensiert werden, um den supraleitenden Zustand nicht zu beeinflussen. Darüber hinaus können nach innen gerichtete Wirbelströme die Qualität der MR-Bildgebung negativ beeinflussen [Brown 2011, S. 198]. Um diesem Effekt entgegenzuwirken, besitzen Gradientensysteme ein HF-Schild oder auch RF-Shield genannt [Weishaupt 2006, S.39]. Das RF-Shield ist im Prinzip ein geschlitztes Kupferrohr, das den inneren Bereich des Gradientensystems abdeckt (Abbildung 3.3).



**Abbildung 3.3:** Frontansicht des SC72 Ganzkörper-Gradientensystems.

Dieses RF-Shield hat eine Länge von 147 cm, einen Innendurchmesser von 64 cm bzw. Radius von  $r_{RHL} = 32$  cm und ist über Kondensatoren und Anschlusskabel geerdet. Darüber hinaus sind in einem Gradientensystem standardmäßig auch Spulen für das  $B_0$ -Shimming integriert. Das SC72 Ganzkörper-Gradientensystem besitzt 5 Shim-Spulen für einen Shim

erster und zweiter Ordnung. Diese Shim-Spulen dienen als Bestandteil des aktiven Shims der Kompensation von Inhomogenitäten im  $B_0$ -Feld, die durch den menschlichen Körper hervorgerufen werden.

### 3.3 Bildgebende MR-HF-Spulen

#### 3.3.1 Grundlagen bildgebender MR-HF-Spulen

Die bildgebenden MR-HF-Spulen stellen die Schnittstelle zwischen dem MRT-System und dem zu untersuchenden Bereich des Probanden dar. Bei klinischen MRT-Systemen existieren eine Vielzahl von MR-HF-Spulen für jeden Teilkörperbereich. Hierbei sind die meisten dieser MR-HF-Spulen reine Empfangsspulen, weil Human-Ganzkörper MRT-Systeme bis 3 Tesla über eine eingebaute Ganzkörper-Anregespule verfügen. Um eine hohe diagnostische MR-Bildqualität zu erhalten, ist es wichtig, so dicht wie möglich an den zu untersuchenden Bereich heranzugehen. Die Empfangsspulen sind hierfür optimal geeignet, weil sie für die dichtenliegende Lagerung konzipiert werden können. Eine Betrachtung von MR-HF-Spulen als Sende- und Empfangsantennen ist nur eingeschränkt mit der auf die klassische Fernfeld basierenden Antennentheorie der Hochfrequenztechnik möglich, weil sie hauptsächlich im elektromagnetischen Nahfeld angewendet werden (Kap. 2.2.3). Als Grundlage für den Empfang des MR-Signals bzw. des FID dient das Induktionsgesetz Gl. (3.1), das sich aus der 3. Maxwell-Gleichung (2.19) herleiten lässt.

$$U_{ind} = - \frac{d}{dt} \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (3.1)$$

$U_{ind}$  : induzierte Spannung

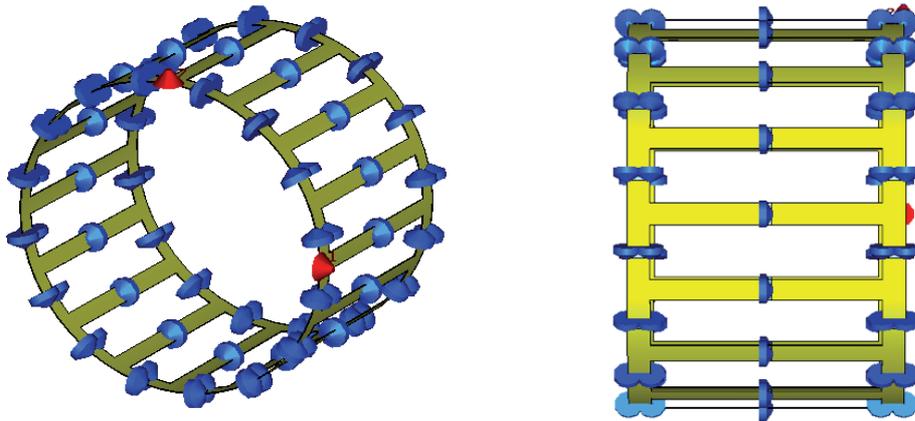
Durch Veränderung der Quermagnetisierung  $M_{xy}$  während des freien Induktionszerfalls wird eine Spannung  $U_{ind}$  innerhalb der Spule induziert [Hoult 2000], [Ibrahim 2005]. Diese induzierte Spannung liegt im mV Bereich und wird über Vorverstärker an die Signalverarbeitungseinheit bzw. den Bildrechner des MRT-Systems weitergeführt. Im Bildrechner wird dieses Signal mit Hilfe der Fouriertransformation zu einem MR-Bild rekonstruiert, wie in Kapitel 2.1.5 bereits beschrieben.

### 3.3.2 Sende- und Empfangsspulen

Zur Akquirierung eines MR-Bildes werden ein Transmitter (Tx) und ein Empfänger (Rx) für das durch den FID erzeugte MR-Signal benötigt. Die besten Resultate für eine MR-Messung lassen sich hierbei erzielen, in dem eine Sendespule eine homogene  $B_1^+$ -Feldverteilung generiert, wobei die Auswirkung und Entstehung von Inhomogenitäten der  $B_1^+$ -Feldverteilung nachfolgend in Kap. 3.5 beschrieben werden. Die Sendespulen werden hierbei in homogene und heterogene Sendespulen unterteilt. Als  $B_1^+$  Standardtransmitter (Tx) hat sich die Birdcage-Spule über Jahrzehnte erfolgreich in MRT-Systemen etabliert. Sie gehört zu den homogenen Sendespulen. Dagegen gehören Oberflächenspulen und Multi-Elemente Sende-/Empfangsspulen zu den heterogenen Sendespulen. Die Charakterisierung der einzelnen Konzepte wird nachfolgend beschrieben. Die Multi-Elemente Sende-/Empfangsspulen haben sich seit einigen Jahren im Ultrahochfeld Bereich etabliert. Sie bieten die Möglichkeit zum sogenannten  $B_1$ -Shimming. Durch dielektrische Wellenlängeeffekte im Probanden kann es zu  $B_1^+$ -Inhomogenitäten kommen, die mit Hilfe von  $B_1$ -Shimming verringert werden können [Mao 2006], [Orzada 2010].

### 3.3.3 Birdcage-Spulen

Die Birdcage-Spule ist als Ganzkörper-Sendespule in jedem klinischen Standard MRT-System vorhanden und wird in bestimmten Diagnosefällen auch als Empfangsspule genutzt, wenn keine passende Empfangsspule für den jeweiligen Bereich am Patienten verfügbar ist. Birdcage-Spulen bestehen aus  $N$  diskreten Stäben, die auch als Rungs bezeichnet werden. Es gibt drei verschiedene Birdcage-Spulen Designtypen: Die Tiefpass-, die Hochpass- und die Bandpass- bzw. Hybrid-Birdcage-Spule. Diese Bezeichnung orientiert sich an dem jeweiligen Ersatzschaltbild, welches einen Tiefpass-, Hochpass- oder Bandpassfilter darstellt. Daraus resultiert auch die jeweilige Anordnung der Kondensatoren. Bei einer Birdcage-Spule im Tiefpass Design befinden sich die Kondensatoren nur in den Stäben. Bei einer Birdcage Spule im Hochpass Design befinden sich die Kondensatoren nur in den Endringen [Lupu 2006, Kap. 8.2.4]. Wenn in den Endringen und den Stäben Kondensatoren eingesetzt werden, spricht man von der Birdcage-Spule im Hybrid- bzw. Bandpassdesign, wie in Abbildung 3.4 dargestellt.

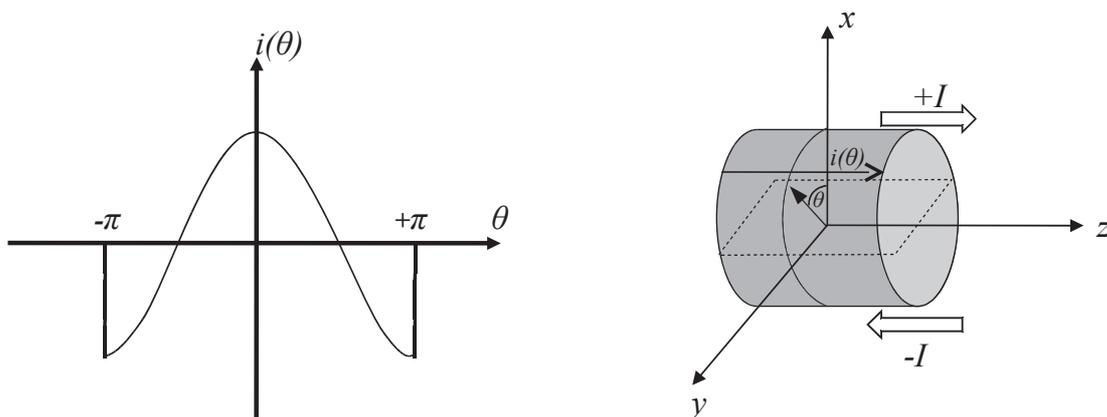


**Abbildung 3.4:** Modell einer Bandpass- bzw. Hybrid-Birdcage-Spule mit Kondensatoren an den Endringen und den Stäben.

Die Birdcage-Spulen generieren in Abhängigkeit der Anzahl ihrer  $N$  Stäbe verschiedene  $B_1^+$ -Moden, die durch Phasendifferenzen in der Stromverteilung auf den Stäben entstehen. Nur einer dieser Moden führt zu einer homogenen  $B_1^+$ -Feld Verteilung, die anderen Moden besitzen durch Nullstellen eine inhomogene  $B_1^+$ -Feld Verteilung. Die Tiefpass-Birdcage-Spule besitzt ihren homogenen Mode am unteren Ende des Frequenzspektrums ( $f$ ). Alle höheren Resonanzfrequenzen dieses Resonators kennzeichnen die inhomogenen Moden [Mispelter 2008], [Boissoles 2006]. Die Hochpass-Birdcage-Spule besitzt ihren homogenen Mode am oberen Ende des Frequenzspektrums ( $f$ ). Alle tieferliegenden Resonanzfrequenzen dieses Resonators kennzeichnen die inhomogenen Moden. Die Bandpass-Birdcage-Spule kann je nach Umsetzung ein Modenspektrum eines Tiefpass- oder Hochpassdesigns besitzen [Hayes 2009]. Ein weiterer Faktor für die Homogenität bilden die verwendeten Komponenten. Die Kondensatoren müssen nicht-magnetisch sein und eine hohe Güte bzw. einen geringen Eigenserien Widerstand (ESR) besitzen, um damit die Verluste innerhalb der verschiedenen Birdcage-Spulen Designtypen zu minimieren. An den Kondensatoren der Birdcage-Spule ist die Stärke des  $\vec{E}$ -Felds am größten, weshalb bei den klinischen Systemen Radiologen darauf achten müssen, dass Patienten nicht zu nah an den Ganzkörper Birdcage-Spule positioniert werden. Die starken  $\vec{E}$ -Felder an diesen Kondensatoren können im ungünstigsten Fall zu Verbrennungen führen.

### B<sub>1</sub>-Feld in Birdcage-Spulen

Das homogene B<sub>1</sub>-Feld in einer Birdcage-Spule wird im Idealfall durch eine lineare kosinus-abhängige Stromverteilung auf einer leitenden Zylinderoberfläche erzeugt und ist senkrecht zur Zylinderachse (Abbildung 3.5 links). Die Stromverteilungsfunktion  $i(\theta)$  auf der Zylinderoberfläche, welche vom Radialwinkel  $\theta$  abhängig ist (Gl. 3.2), führt zu einer homogenen Gesamtstromverteilung  $I_{Zyl}$  auf dem Zylinder (Gl. 3.3). Ein wichtiges Merkmal dieses Resonators besteht darin, dass die Stromverteilung symmetrisch zur xz-Ebene und asymmetrisch zu der xy-Ebene (Abbildung 3.5 rechts) ist. Dies führt zu einer Aufhebung der x-Komponente und zu einer Verdopplung der y-Komponente des B<sub>1</sub>-Feldes. Das B<sub>1</sub>-Feld in der Mitte eines idealen unendlich langen leitenden Zylinder hat deshalb nur eine yz-Komponente, wobei nur die y-Komponente das wirkende B<sub>1</sub><sup>+</sup>-Feld bildet (Gl. (3.4)).



**Abbildung 3.5:** Ideale lineare Stromverteilung innerhalb von zwei Zylinderhalbschalen: (li) Kosinus Abhängigkeit vom Radialwinkel  $\theta$ , (re) das resultierende einheitliche B<sub>1</sub>-Feld im Zylinder.

Durch die Verwendung der in Reihe gesetzten  $N$  Filter Elemente (Hoch-, Tief- oder Bandpass) wird eine Phasendifferenz im Radialwinkel  $\theta$  erzeugt. Diese Phasendifferenz ist in der Summe  $2\pi$  ( $360^\circ$ ) (Gl. 3.5). Im Vergleich zum unendlich langen Zylinder (Gl. 3.4), ist das B<sub>1</sub>-Feld in einer Birdcage-Spule durch Gl. (3.6) beschrieben, wobei die Länge  $l_{BC}$  und Anzahl der Stäbe bzw. Filter Elemente  $N$  über die Gl. (3.7) berücksichtigt werden. Je größer die Anzahl der Stäbe ist, desto homogener ist das generierte B<sub>1</sub><sup>+</sup>-Feld des homogenen Modes.

$$i(\Theta) = I_0 \cdot \cos(\Theta) \quad (3.2)$$

$$I_{Zyl} = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} i(\Theta) d\Theta \quad (3.3)$$

$$B_{1y} = \frac{\mu_0 \cdot I_{Zyl}}{2 \cdot d_{BC}} = 2 \cdot B_1^+ \quad (3.4)$$

- $\Theta$  : Radialwinkel
- $i(\Theta)$  : Stromverteilungsfunktion auf der Zylinderoberfläche
- $I_0$  : Gesamtstrom  $\pm I$  auf der Zylinderoberfläche
- $I_{Zyl}$  : Stromverteilung auf der Zylinderoberfläche
- $B_{1y}$  : y-Komponente des  $B_1$ -Feldes
- $d_{BC}$  : Durchmesser der Birdcage-Spule

Dieser Zusammenhang wird durch den Faktor  $\zeta$  beschrieben, der sich aus Gl. (3.7) herleitet und einen Maximalwert von 0,785 für eine Birdcage-Spule erreichen kann.

$$N \cdot \Delta\Theta(\omega) = 2 \cdot \pi \quad (3.5)$$

$$B_{1y} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot I_{Zyl}}{2 \cdot d_{BC}} \cdot \frac{l_{BC}}{\sqrt{l_{BC}^2 + d_{BC}^2}} \cdot \zeta \quad (3.6)$$

$$\zeta = \frac{\sum_{n=0}^{N/2-1} \cos^2\left[\frac{\pi}{2 \cdot N}(2 \cdot n + 1)\right]}{\sum_{n=0}^{N/2-1} \cos\left[\frac{\pi}{2 \cdot N}(2 \cdot n + 1)\right]} \quad (3.7)$$

- $N$  : Anzahl der Stäbe bzw. Rungs
- $l_{BC}$  : Länge der Birdcage-Spule

Die Birdcage-Spulen können linear oder zirkular betrieben werden. Bei einem linearen Betrieb wird die Birdcage-Spule über einen einzelnen HF-Anschluss betrieben und generiert hierbei gleichgroße  $B_1^+$  und  $B_1^-$ -Felder. Durch den linearen Betrieb wird nur die Hälfte der eingespeisten Leistung zur Anregung genutzt. Bei einem zirkularen Betrieb wird die Birdcage-Spule über zwei HF-Anschlüsse betrieben, die einen radial geometrischen Abstand von  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ) haben. Des Weiteren werden die Einspeiseanschlüsse mit plus  $90^\circ$  Phasendifferenz zueinander gespeist. Durch die zirkulare Polarisation des  $B_1$ -Feldes in der Birdcage MR-HF-

Spule wird das  $B_1^+$  maximiert, weil die y-Komponente des  $B_1^-$  mit der y-Komponente des  $B_1^+$ -Feldes zusammenfallen und im Uhrzeigersinn rotieren. Würde man die Phasendifferenz auf minus  $90^\circ$  verändern, wird das  $B_1^-$ -Feld maximiert, weil beide Feldkomponenten entgegen dem Uhrzeigersinn rotieren [Lupu 2006, Kap. 8.2.4].

### 3.3.4 Phased-Array-Spulen

Die Phased-Array-Spulen bilden seit über 20 Jahren die Grundlage für hochsensitive MR-Signal Akquisition [Roemer 1990]. Das Konzept der Phased-Array-Spulen basiert darauf, eine Art Gitter aus mehreren Oberflächenspulen zu bilden, welche eine große Oberfläche abdecken. Da der ohmsche Widerstand in einer kleineren Oberflächenspule geringer ist, wirkt sich dies auf die Güte und die Sensitivität aus. Durch das Zusammenschalten mehrerer Oberflächenspulen zu einem Gitter entsteht eine Phased-Array-Spule, die eine bessere Sensitivität besitzt als eine vergleichbare Einzelelementspule gleicher Größe. Die Sensitivität einer Empfangsspule wird durch den Gesamtgütefaktor  $Q_{Gesamt}$  (Gl. 3.12) beschrieben, die in Kapitel 3.3.5 erläutert wird. Jedes Einzelelement einer Phased-Array-Spule kann separat angesteuert bzw. angesprochen werden. Um das durch die Gegeninduktivität [Meinke 1992, Kap. E14 6.3] hervorgerufene Übersprechen bzw. das Koppeln zwischen den Einzelelementen zu minimieren, gibt es mehrere Methoden: Beim induktiven Entkoppeln oder auch inductive decoupling genannt, werden die Einzelelemente über Induktivitäten (meist Solenoidspulen) verbunden, wodurch sich bei der gewünschten Arbeitsfrequenz eine entkoppelnde Impedanz ausbildet. Beim überlappenden Entkoppeln oder auch overlapping decoupling [Roemer 1990] genannt, werden die Einzelelemente soweit überlappt bis die maximale Entkoppelung erreicht wird. Diese Methode hat gerade bei PCB (Printed Circuit Board) basierenden Phased-Array-Spulen den Nachteil, dass eine nachträgliche Korrektur der Überlappung nicht mehr möglich ist. Bei der kapazitiven Entkoppelungsmethode oder auch capacitive decoupling genannt, werden die Einzelelemente durch Entkoppelungskondensatoren verbunden, die für eine maximale Entkoppelung sorgen. Diese Methode ist auch für PCB basierende Phased-Array-Spulen von Vorteil, weil eine nachträgliche Korrektur durch Veränderung der Entkoppelungskondensatorenwerte möglich ist [Hon Tat Hui 2007], [Lee 2002]. Um MR-Datensätze in einer kurzen Zeit aufnehmen zu können, bedient man sich eines parallelen Verfahrens, das Parallel-Bildgebung oder Englisch "parallel imaging" genannt wird. Bei der Parallel-Bildgebung

dienen die Phased-Array-Spulen dazu, die Anzahl der Phasenkodierungsschritte zu verkleinern, um dadurch die Messzeit zu verkürzen. Der dabei entstehende Beschleunigungsfaktor kann zwischen 2 und 4 liegen. Bei diesem Verfahren wird mit jedem Spulenelement ein separates Bild akquiriert und abschließend mit Hilfe von komplexen Algorithmen zu einem Gesamtbild kombiniert. Hierbei bilden das Sum-of-Square-Verfahren (SoS) und das Adaptive-Combine-Verfahren (AdC) die beiden wichtigsten Bild-Rekonstruktionsverfahren für Phased-Array-Spulen [Roemer 1990], [Robson 2008], [Walsh 2000]. Für diese Rekonstruktionsverfahren werden die geometrischen Eigenschaften und die räumliche Anordnung der einzelnen Spulenelemente des Phased-Arrays berücksichtigt, welche eine zusätzliche Ortsinformation neben der normalen Gradientenortskodierung für die Lokalisation der MR-Signale liefern. Die Spulenelemente dienen der zusätzlichen Ortskodierung. Hierbei wird eine effiziente Beschleunigung der Bildgebung, durch Anordnung der Spulenelemente in Richtung der Phasenkodierung, ermöglicht. Dies bedeutet, dass man je nach Schichtführung und in Verbindung mit der geometrischen Anordnung des Phased-Array eine unterschiedliche maximale Beschleunigung erreichen kann. Ein Großteil der Phased -Array Strukturen haben in koronarer und sagittaler Schichtausrichtung ihren optimalen Beschleunigungsfaktor. Die Phased-Array-Spulen erhöhen auch das Signal-Rausch-Verhältnis ( $SNR$ ) im Vergleich zu einer Volumenspule, was dazu führt, dass entweder ein MR-Datensatz in besserer Qualität oder in einem kürzeren Zeitraum aufgenommen werden kann. [Brown 2011, Kap. 5.5]

### 3.3.5 Gütefaktor der MR-HF-Spulen

Der Gütefaktor  $Q$  ist eine wichtige Kenngröße für MR-HF-Spulen, hierdurch lassen sich Rückschlüsse auf die Sensitivität bei der Akquisition des MR-Signals schließen. Das MR-Signal wird immer in Überlagerung mit dem vorhandenem Rauschen empfangen, das als Rauschspannung in die Empfangsspule einkoppelt. Die thermische Rauschspannung  $U_{Noise}$  kann über die Nyquist-Gleichung (3.8) bestimmt werden und ist proportional mit der absoluten Temperatur  $T$ , dem ohmschen Spulenersatzwiderstand  $R_{Spule}$  und dem Lastersatzwiderstand  $R_{Last}$ . Der Lastersatzwiderstand  $R_{Last}$  berücksichtigt hierbei die Wirbelströme und die dielektrischen Verluste innerhalb der Beladung (Last) der MR-HF-Spule. Im UHF-Bereich überwiegen die Verluste in der Last stark, weil sie quadratisch mit der Larmorfrequenz zunehmen und der Spulenersatzwiderstand  $R_{Spule}$  nur mit der Quadratwurzel steigt. Der

ohmsche Spulenersatzwiderstand  $R_{Spule}$  der den Eigengütefaktor  $Q_{Spule}$  mitbestimmt kann aus diesem Grund für den Gesamtgütefaktor  $Q_{Gesamt}$  im UHF-Bereich vernachlässigt werden.

$$\text{Nyquist-Gleichung: } U_{Noise} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot (R_{Spule} + R_{Last}) \cdot BW_{Spule}} \quad (3.8)$$

- $U_{Noise}$  : Rauschspannung
- $R_{Spule}$  : ohmscher Spulenersatzwiderstand
- $R_{Last}$  : ohmscher Lastersatzwiderstand
- $BW_{Spule}$  : Bandbreite der Empfangsspule

Hierbei sei noch angemerkt, dass der Spulenersatzwiderstand  $R_{Spule}$  auch den Generatorersatzwiderstand berücksichtigt. Der jeweilige Gütefaktor lässt sich direkt aus der Resonanzkurve der MR-HF-Spule mit Hilfe einer Netzwerkanalysator Messung bestimmen (Gl. 3.9). Hierbei haben sich drei Methoden zur Bestimmung der Güte etabliert [Lupu 2006, S. 507]. Bei der ersten Methode wird die Transmission  $S_{21}$  in logarithmischer Magnituden (dB) Darstellung gemessen und daraus werden die beiden sogenannten Eckfrequenzen (untere und obere Eckfrequenz) ermittelt. Diese befinden sich bei einer um -3 dB geringeren Magnitude (dB) gegenüber der bei der Resonanzfrequenz  $f_L$  liegenden Maximalmagnitude. Aus den ermittelten Eckfrequenzen kann so die Resonanzbandbreite der MR-HF-Spule  $BW_{Spule}$  berechnet werden. Dieses Verfahren ist sehr genau, lässt sich aber nur mit Hilfe von zwei sogenannten pick up Spulen realisieren [Vaughan 2012, S. 113], [Lupu 2006, S. 494]. Bei der zweiten Methode wird die Impedanz  $Z$  gemessen und aus der Phase werden die beiden Eckfrequenzen ermittelt, die im Abstand  $-45^\circ$  und  $+45^\circ$  zur Resonanzfrequenz  $f_L$  liegenden  $0^\circ$  Phase bestimmt werden und so  $BW_{Spule}$  ergeben. Hierbei sei angemerkt, dass die beiden Eckfrequenzen den Zustand der Impedanz  $Z$  markieren, an dem der Betrag der Reaktanz  $X$  der Resistanz  $R$  entspricht ( $|X|=R$ ). Bei der dritten Methode wird Reflexion mit Hilfe des Smith-Charts [Caspers 2012, S. 15] gemessen, um daraus die Eckfrequenzen für die unbeladene ( $Q_{Spule} =$  Leerlaufgüte) und beladene ( $Q_{Last} =$  Lastgüte) MR-HF-Spule zu ermitteln. Die Eckfrequenzen der Leerlaufgüte  $Q_{Spule}$  liegen genau an den beiden Punkten (im induktiven bzw. kapazitiven Bereich) wo die Reaktanz  $X$  der Resistanz  $R$  entspricht ( $|X|=R$ ). Gemessenen in der logarithmischer Magnituden (dB) Darstellung lägen Eckfrequenzen der Leerlaufgüte  $Q_{Spule}$  bei ca. -7 dB ( $|T|=0,45$ ). Die Eckfrequenzen der Lastgüte  $Q_{Last}$  liegen genau an den beiden Punkten (im induktiven bzw. kapazitiven Bereich) wo die Reaktanz  $X$  ihren Maximalwert erreicht ( $|X|_{max}$ ). Für eine Spule bildet sich des Weiteren der Gütefaktor im Resonanzfall als Quotient der

induktiven Reaktanz der Spule  $\omega_L \cdot L$  zum Spulenersatzwiderstand  $R_{Spule}$  (Gl. 3.10). Diese Güte dominiert den Eigengütefaktor bzw. Leerlaufgüte  $Q_{Spule}$  dieses LC-Resonators gegenüber dem höheren Gütefaktor der verwendeten Kondensatoren. Der Lastgütefaktor  $Q_{Last}$  bei Beladung der Spule mit einer verlustbehafteten Last sollte sich immer verkleinern, weil eine Empfangsspule immer sensitiv auf die Last ist (Gl. 3.11).

$$Q = \frac{f_L}{BW_{Spule}} \quad (3.9)$$

$$Q_{Spule} = \frac{\omega_L \cdot L}{R_{Spule}} \quad (3.10)$$

$Q_{Spule}$  : Eigengütefaktor der Spule ohne Last

$$Q_{Last} = \frac{\omega_L \cdot L}{R_{Spule} + R_{Last}} \quad (3.11)$$

$$Q_{Gesamt} = \frac{Q_{Spule}}{Q_{Last}} = \frac{R_{Spule} + R_{Last}}{R_{Spule}} \quad (3.12)$$

$Q_{Gesamt}$  : Sensitivität zur Last

$Q_{Last}$  : Gütefaktor der Spule mit Last

Verändert sich der Gütefaktor  $Q_{Last}$  bei Beladung mit einer verlustbehafteten Last nicht, so ist die Empfangsspule nicht sensitiv genug und die Messung der dominierenden Rauschspannung innerhalb der Spule ist die Folge. Durch diesen Umstand würde nur ein geringer Teil der MR-Signale aus der beladenen Spule akquiriert werden. Daher wird der Gesamtgütefaktor  $Q_{Gesamt}$  eingeführt, welcher angibt, wie sensitiv eine Empfangsspule auf die Beladung der Spule anspricht. Der Gesamtgütefaktor  $Q_{Gesamt}$  (Gl. 3.12) zeigt, dass die Gesamtgüte nur ansteigen kann, wenn eine Differenz zwischen dem Gütefaktor im unbeladenen und beladenen Zustand herrscht [Hayes 1985]. Eine sensitive MR-HF-Spule im UHF-Bereich sollte immer einen Gesamtgütefaktor  $Q_{Gesamt} > 1$  haben, welches auch eine wichtige Basis für ein gutes SNR bildet. Hierbei muss beachtet werden, dass der Eigengütefaktor  $Q_{Spule}$  einer Spule im UHF-Bereich kleiner wird, was sich auch auf die Gesamtgütefaktor  $Q_{Gesamt}$  auswirkt.

### 3.3.6 Signal-Rausch-Verhältnis (SNR)

Das Signal-Rausch-Verhältnis (*SNR*) ist eine wichtige Größe für die MR-Bildgebung und wird unter anderem stark von der Sensitivität der verwendeten MR-HF-Spule beeinflusst. Das *SNR* in einem Voxel kann über Gl. (3.13) für den Ultrahochfeld-Bereich ex ante errechnet werden. Des Weiteren kann gezeigt werden, dass das *SNR* in einem Voxel von sequenzabhängigen Parametern ( $N_r, N_p, N_a, \Delta f_N$ ), der absoluten Temperatur  $T$  und empfangsseitiger Faktoren ( $F_N, \delta_I$ ) proportional bzw. gegenproportional abhängig ist [Vlaardingerbroek 2003, Kap. 6.4], [Ullmann 2007, Kap. 2.4]. Das *SNR* wächst proportional mit der Stärke des  $B_0$ -Feldes (Gl. 1.1). Um das *SNR* einer Spule für eine Phantom Messung zu bestimmen, ist es ausreichend mehrere identische Messungen über das Sum-of-square-Verfahren (SoS) zu rekonstruieren [Roemer 1990] und den Quotienten aus dem Pixelmittelwert  $\mu_{Pixel}$  und der Pixelstandardabweichung  $\sigma_{Pixel}$  pixelbezogen zu erfassen. Um das *SNR* aus einer in vivo MR-Messung zu

$$SNR_{Voxel} = M_{xy} \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot Q_{Last} \cdot \omega_{Larmor}}{4 \cdot k_B \cdot T \cdot \Delta f_N \cdot V_{eff}}} \cdot \sqrt{N_r \cdot N_p \cdot N_a \cdot N_c} \cdot \Delta V_{Voxel} \cdot 10^{-\frac{\delta_I + F_N}{20}} \quad (3.13)$$

- $V_{eff}$  : Effektives Akquisitionsvolumen der Empfangsspule
- $\Delta V_{Voxel}$  : Volumen eines Voxels
- $F_N$  : Rauschzahl des Vorverstärkers
- $\delta_I$  : Eingangsdämpfung
- $\Delta f_N$  : Bandbreite des Vorverstärkers
- $N_r$  : Anzahl der Aufnahmepunkte in Leserichtung
- $N_p$  : Anzahl der Phasenkodierungsschritte
- $N_a$  : Anzahl der Mittelungen
- $N_c$  : Spulentyp (= 1 für lineare Spule, = 2 für Quadraturspule)

bestimmen, ist diese Vorgehensweise nur sehr schwierig realisierbar, weil mehrere identische Messungen durch Bewegungsartefakte bzw. Lagerung des Tiers beim MR-HF-Spulenvergleich nicht möglich sind. In einem Ansatz, der auch hier angewendet wurde, wird hierfür eine besonders relevante Schicht der in vivo MR-Messung verwendet und in dieser werden zwei Regions of Interest (ROI) markiert. Die ROI 1 markiert einen Bereich in einem möglichst homogenen Gewebe und die ROI 2 markiert einen signal- und artefaktfreien Bereich. Die *SNR* in dem ausgewählten Bereich lässt sich nachfolgend aus dem Empfangsspulenfaktor  $CF$  [Dietrich 2008], multipliziert mit dem Quotienten des Pixelmittelwerts der ROI

1  $\mu_{Pixel ROI 1}$  und dem Pixelmittelwert der ROI 2  $\mu_{Pixel ROI 2}$  ermitteln (Gl. 3.14) [Constantinides 1997]. Eine weitere Methode, das  $SNR$  zu ermitteln, ist es, den Quotienten des Pixelmittelwerts der ROI 1  $\mu_{Pixel ROI 1}$  und der Pixelstandardabweichung der ROI 2  $\sigma_{Pixel ROI 2}$  zu ermitteln und mit dem zugehörigen Empfangsspulenfaktor zu multiplizieren [Constantinides 1997].

$$SNR = CF \cdot \frac{\mu_{Pixel ROI 1}}{\mu_{Pixel ROI 2}} \quad (3.14)$$

- $\mu_{Pixel ROI 1}$  : Mittelwert ROI 1 im homogenen Gewebe
- $\mu_{Pixel ROI 2}$  : Mittelwert in signal- und artefaktfreier ROI 2
- $CF$  : Empfangsspulenfaktor

Die Methode (Gl. 3.14) ist genauer bei der  $SNR$  Ermittlung, weil der Mittelwert der Rayleighverteilung eine zuverlässigere Abschätzung für die Standardabweichung der Gaußverteilung bildet, als die Standardabweichung der Rayleighverteilung [Haacke 1999, S. 876].

### 3.3.7 Anpassungsnetzwerke

Um eine hohe Güte im unbeladenen und beladenen Zustand zu erhalten, was eine geringe Empfangs- und Sendebandbreite für MR-HF-Spulen bedeutet, werden MR-HF-Spulen an die Larmorfrequenz des MRT-Systems mit ihrer Resonanzfrequenz und Resonanzbandbreite angepasst. Dieses Verfahren wird mit den englischen Begriffen „Tuning“ (abstimmen) und „Matching“ (anpassen) bezeichnet. Sobald sich eine MR-HF-Spule im beladenen Zustand befindet, wird durch Tuning die Resonanzfrequenz auf die Larmorfrequenz eingestellt und in einem zweiten Schritt durch das Matching das Angleichen der Lastimpedanz  $Z_L$  auf die charakteristische Impedanz  $Z_c$  der Verbindungsleitung vollzogen. Ohne Tuning und Matching würde ein großer Teil der Sendeleistung nicht in der MR-HF-Spule eingespeist werden können und wieder reflektiert. Des Weiteren würde bei Empfangsspulen ein Großteil des MR-Signals nicht empfangen werden. Um eine Anpassung der Lastimpedanz  $Z_L$  auf die charakteristische Impedanz  $Z_c$  zu ermöglichen, wird zwischen der MR-HF-Spule und der Verbindungsleitung ein Anpassungsnetzwerk installiert. Die Anpassungsnetzwerke bilden die Brücke für eine optimale Leistungsübertragung zwischen einem Sende- bzw. Empfangssystem und einer Last. Die als komplex betrachtete Lastimpedanz  $Z_L$  wird mit Hilfe eines Anpassungsnetzwerks auf einen reellen Widerstandswert überführt, um genau zum reellen Wert der

charakteristischen Impedanz  $Z_c$  der jeweiligen Verbindungsleitung zu passen. Eine Anpassung der Impedanz ist notwendig, um Reflexionen zu vermeiden. Als Anpassungsnetzwerke kommen im HF-Bereich nur bestimmte Schaltungsprinzipien und Bauelemente zum Einsatz. Die entscheidenden Faktoren bei der Auswahl eines Anpassungsnetzwerks sind die Komplexität des Aufbaus, die Bandbreite der Anpassung und die Dämpfung. Die LC-Anpassungsnetzwerke sind universell für jede Lastimpedanz  $Z_L$ , ob mit induktiven oder kapazitiven Charakter, einsetzbar. Der Nachteil der LC-Anpassungsnetzwerke liegt in der geringen Flexibilität bei Änderungen der Lastimpedanz  $Z_L$ , da Induktivitäten nur geringe Spielräume für Wertveränderungen bieten. Die C-Anpassungsnetzwerke, welche sich im Gros aus variablen Kondensatoren zusammensetzen, haben diesen Nachteil nicht und ermöglichen so eine weitgehend verlustfreie Anpassung für den Großteil der im MR-Bereich vorkommenden Lastimpedanzen  $Z_L$ . Es können rein kapazitive Anpassungsnetzwerke verwendet werden, weil die induktive Reaktanz  $X_L$  innerhalb von UHF MR-HF-Spulen oftmals dominiert und so durch Anpassungsnetzwerke mit kapazitiven Charakter angepasst werden kann. Sie haben eine geringe Bandbreite der Anpassung, was aber für MR-HF-Spulen kein Nachteil darstellt, und sie lassen sich als Schaltung mit Hilfe von diskreten Bauelementen sehr einfach implementieren. Es gibt verschiedene Arten von C-Anpassungsnetzwerken. Im MR-HF-Spulen Bereich findet das sogenannte L-Anpassungsnetzwerk am häufigsten Verwendung. Das L-Anpassungsnetzwerk kann die charakteristische Leitungsimpedanz  $Z_c$  mit Hilfe von zwei reaktiven Elementen, also Induktivitäten oder Kapazitäten an eine komplexe Lastimpedanz  $Z_L$  anpassen. Es gibt grundsätzlich zwei verschiedene Varianten dieses Anpassungsnetzwerks, die sogenannte forward- und reverse-Variante (Abbildung 3.6).

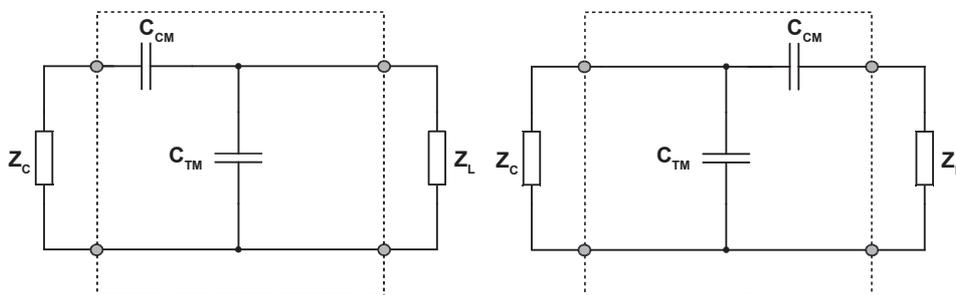


Abbildung 3.6: Das Zweitor (li) forward und reverse (re) L-Anpassungsnetzwerk.

Beide Varianten können aufgrund ihrer Struktur nur bis zu einer bestimmten Lastimpedanz  $Z_L$  anpassen. Zum Matching von MR-HF-Spulen werden größtenteils forward L-Anpassungs-

netzwerke mit diskreten Kapazitäten verwendet. Um eine maximale Güte  $Q$  zu erhalten, muss der Einfluss von parasitären Impedanzen und Kapazitäten, auch "coil-to-ground parasitics" genannt, zwischen der verlustbehafteten Last in der MR-HF-Spule und dem äußeren Massepotential verringert werden [Murphy-Boesch 1983]. Ein symmetrisches forward L-Anpassungsnetzwerk kann dies gewährleisten und überführt die Lastimpedanz  $Z_L$  der MR-HF-Spule an das unsymmetrische Koaxialkabel (Abbildung 3.7).

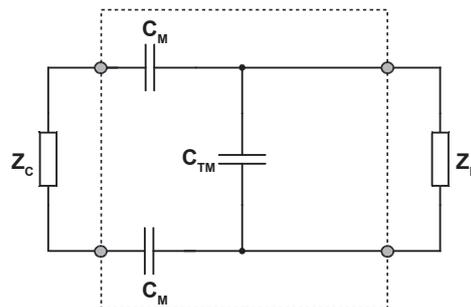


Abbildung 3.7: Das symmetrische forward L-Anpassungsnetzwerk.

Der Matchingkondensator  $C_m$  des unsymmetrischen forward L-Anpassungsnetzwerk wird ersetzt durch den doppelten Wert, also  $2 \cdot C_m$  an beiden Eingängen des Anpassungsnetzwerkes. Durch ein symmetrisches Anpassungsnetzwerk kann die Gleichtaktunterdrückung (Common-Mode Rejection Ratio), die ein Maß für die Unterdrückung konstanter Interferenzen darstellt, erhöht werden.

### 3.3.8 Mantelwellenfilter

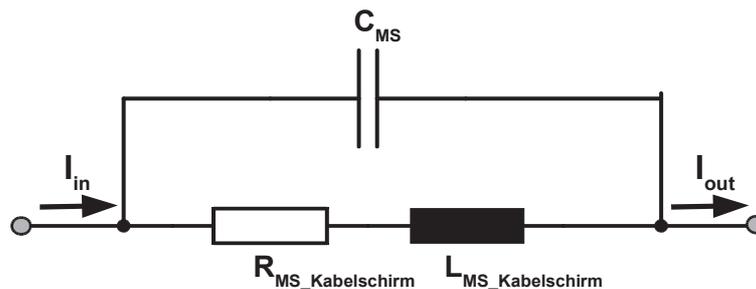
Die Mantelwellenfilter bzw. Mantelstromfilter gehören zur Gruppe der sogenannten Baluns. Der Begriff Balun bildet sich aus den englischen Worten **balanced-unbalanced**, was Symmetrierglied bedeutet. Baluns lassen sich in die Kategorie Symmetrierglieder (engl. voltage baluns) und Sperrglieder (engl. current baluns) unterteilen. Die Anwendungsgebiete von Baluns sind die Symmetrierung von symmetrischen Transmittern bzw. Antennen auf asymmetrische Koaxialkabel (voltage balun), die Impedanzanpassung und das Unterdrücken von Mantelwellen auf den Übertragungsleitungen (current balun) [Krischke 2001, Kap. 7.1]. Die Ursache für Mantelwellen liegt in einem unsymmetrischen Übertragungsbetrieb, welcher auch als Gleichtaktbetrieb bezeichnet wird. Beim Gleichtaktbetrieb sind Strom und Spannung im Hin- und Rückleiter gleich groß und gleichphasig, was durch Überlagerungen elektromagneti-

scher Felder auf dem Übertragungsleiter zur Ausbildung von Störsignalen führt. Bei einem symmetrischen Übertragungsbetrieb, der auch als Gegenaktbetrieb bezeichnet wird, sind Strom und Spannung im Hin- und Rückleiter zwar gleich groß aber gegenphasig. Deshalb kompensieren sich die elektromagnetischen Felder in der Umgebung der Übertragungsleitung. Die Unterdrückung von Mantelwellen wird auch als Gleichtaktunterdrückung bezeichnet. Der Mantelwellenfilter, oder auch Cabel Trap genannt, verhindert die Ausbreitung von Störsignalen  $U^+, U^-, I^+, I^-$  (Mantelwellen) auf der Kabelschirmung, die bei der Koaxialkabelarchitektur die Rückleitung zwischen Innenleiter und Dielektrikum abschirmt [Peterson 2003].

$$f_{MS} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{MS\_Kabelschirm} \cdot C_{MS}}} \quad (3.15)$$

$C_{MS}$  : Mantelwellensperrfilter Kapazität  
 $L_{MS\_Kabelschirm}$  : Kabelschirm Induktivität

Es gibt verschiedene Bauformen von Mantelwellenfiltern für unterschiedliche Frequenzbereiche. Die Operationsfrequenz  $f_{MS}$  des Mantelwellenfilters kann über Gl. (3.15) berechnet werden. Mit Hilfe einer Transmissionsmessung ( $S_{12}$ ) kann genau bestimmt werden, ob die gewählten Parameter zur gewünschten Sperrfrequenz führen oder ggf. eine Nachjustierung erforderlich ist. Die Abbildung 3.8 zeigt das Ersatzschaltbild eines Mantelwellenfilters.



**Abbildung 3.8:** Schematischer Aufbau eines Mantelwellenfilters für Koaxialkabel.

Um diesen Mantelwellenfilter herzustellen, der für MR-HF-Spulen und auch für das Traveling-Wave-Primatensystem zum Einsatz kommt, wird die Induktivität  $L_{MS\_Kabelschirm}$  durch mehrfache Windungen des Koaxial-Anschlusskabels bzw. mit Hilfe eines Semi-rigid Koaxialkabels gebildet. Der Mantelwellenfilter fungiert als Sperrfilter für Mantelwellen bzw. Mantelströme mit der jeweiligen Larmorfrequenz. Durch die hohe Güte dieser Bauform kann dieser

Mantelwellenfilter auch in großen Leistungsbereichen eingesetzt werden, ohne sich durch Verluste zu stark zu erwärmen.

### 3.4 SAR

Die spezifische Absorptionsrate  $SAR$ , welche in engl. als Specific Absorption Rate bezeichnet wird, ist eine sicherheitsrelevante Kenngröße in bestimmten EM-Bereichen. Über die  $SAR$  werden Grenzwerte definiert, in denen der menschliche Körper der EM-Strahlung ausgesetzt ist. Ein sehr bekannter Bereich bildet der Mobilfunk, in dem für jedes Mobilfunkgerät (Handy, Smartphone etc.) ein gemessener  $SAR$  Wert angegeben wird. Dieser  $SAR$  Wert wird durch das jeweilige Gerät in der Nähe des menschlichen Kopfes bei maximaler Sendeleistung erreicht. Die  $SAR$  Werte werden in der Einheit W/kg angegeben. Die  $SAR$  lässt sich aus verschiedenen physikalischen Größen ableiten. Diese sind die Änderung der Temperatur  $T$  im Gewebe bzw. Stoff, wie in Gl. (3.16) dargestellt, die Bestimmung der Stromdichte  $J$  (Gl. 3.17) und die Bestimmung der elektrischen Feldstärke  $\vec{E}$  (Gl. 3.18-3.19) im Gewebe. Durch die starke Wechselwirkung der EM-Felder im Gewebe kommt es durch Orientierungspolarisation zu Erwärmungen in bestimmten Bereichen. Es dürfen bestimmte Temperaturgrenzwerte im menschlichen Körper nicht überschritten werden, da es sonst zu irreparablen Schädigungen des Gewebes kommen kann.

$$SAR = c_i \cdot \frac{dT}{dt} \quad (3.16)$$

$$SAR = \frac{J^2}{\rho_{mat} \cdot \sigma} \quad (3.17)$$

$$SAR = \frac{\sigma \cdot |\vec{E}|^2}{\rho_{Mat}} \quad (3.18)$$

$$SAR = \frac{1}{V_{exp}} \cdot \int_{V_{exp}} \frac{\sigma(\vec{V}_{Gb}) \cdot |\vec{E}(\vec{V}_{Gb})|^2}{\rho_{Mat}(\vec{V}_{Gb})} d\vec{V}_{Gb} \quad (3.19)$$

- $c_i$  : Gewebespezifische Wärmekapazität
- $\rho_{Mat}$  : Materialdichte
- $V_{exp}$  : gesamtes exponiertes Volumen
- $\vec{V}_{Gb}$  : Gewebenvolumen

Die SAR Grenzwerte für MRT-Systeme sind im EU Raum durch die IEC Norm 60601-2-33 bzw. DIN EN 60601-2-33 Norm geregelt [IEC 2010]. Diese Norm ist für den sicheren Betrieb von MRT-Systemen international verbindlich vorgeschrieben. Beim Betrieb eines MRT-Systems werden nach diesen Sicherheitsnormen zwischen drei verschiedenen Betriebsarten unterschieden, wobei auch die Stärke des  $B_0$ -Feldes eines MRT-Systems eingeordnet wird, wie in Tabelle 3.2 dargestellt.

Betriebsart	$B_0$ -Feldstärke des MRT-System
normale Betriebsart	bis 2 Tesla
kontrollierte Betriebsart 1. Stufe	von 2 Tesla bis 4 Tesla
kontrollierte Betriebsart 2. Stufe	über 4 Tesla (UHF-Bereich)

**Tabelle 3.2:** Betriebsarten für Human-Ganzkörper MRT-Systeme in Abhängigkeit der  $B_0$ -Feldstärke.

Für die Teilkörper SAR wird eine zusätzlicher Faktor  $m_a$  gebildet, der sich mit dem Verhältnis „exponierte Patientenmasse ( $m_{\text{exPa}}$ ) /gesamte Patientenmasse ( $m_{\text{gPa}}$ )“ skaliert. Die vorgegebenen SAR Grenzwerte für den Betrieb von MRT-Systemen werden in Ganzkörper SAR (siehe Tabelle 3.3) und lokale SAR (siehe Tabelle 3.4) unterschieden.

gemittelte Zeitdauer	6 min			
	Körperregion	Normal [W/kg]	1. Stufe [W/kg]	2. Stufe [W/kg]
Ganzkörper SAR {whole body SAR}		2	4	> 4
Teilkörper SAR {partial body SAR}		2 – 10 <sup>†</sup>	4 - 10 <sup>†</sup>	> (4 – 10) <sup>†</sup>
Kopf SAR {head SAR}		3,2	3,2	> 3,2

**Tabelle 3.3:** SAR Expositionsgrenzwerte für Volumen transmit MR-HF-Spulen [IEC 2010, Tabelle 201.105].

Bei der lokalen SAR im Kopfbereich (siehe Tabelle 3.4) ist darauf zu achten, dass bei den gegebenen SAR Grenzwerten der erfolgende Temperaturanstieg um maximal 1° C begrenzt bleibt. Die Gl. (3.19) beschreibt die SAR für das gesamte exponierte Volumen. Eine Überwachung der maximalen lokalen SAR ist wichtig, um die EM-Feld Überlagerungen (Hotspots) im gesamten exponierten Bereich zu erfassen. Hierbei wird die Verteilung der entstehenden

† NORMAL OPERATING MODE: partial body SAR = (10 W/kg - 8 W/kg) ·  $m_a$

FIRST LEVEL CONTROLLED OPERATING MODE : partial body SAR = (10 W/kg - 6 W/kg) ·  $m_a$

gemittelte Zeitdauer	6 min		
	lokale SAR		
Körperregion	Normal [W/kg]	1. Stufe [W/kg]	2. Stufe [W/kg]
Kopf	10 <sup>†2</sup>	20 <sup>†2</sup>	> 20 <sup>†2</sup>
Rumpf	10	20	> 20
Extremitäten	20	40	> 40

**Tabelle 3.4:** SAR Expositionsgrenzwerte für lokale transmit MR-HF-Spulen [IEC 2010, Tabelle 201.106].

Wärmeenergie nicht berücksichtigt. Eine Bestimmung der lokalen SAR erfolgt durch eine Mittlung über 10 g Gewebe (Gl. 3.20). Des Weiteren erfolgt bei der maximalen lokalen SAR, wie auch bei der Ganzkörper SAR, eine zeitliche Mittlung über 6 min.

$$SAR(\vec{V}_{Gb}) = \frac{1}{10g} \int_{V_r} \sigma(\vec{V}_{Gb}) \cdot |\vec{E}(\vec{V}_{Gb})|^2 d\vec{V}_{Gb} \quad (3.20)$$

$V_r$ : Geweberegion mit Masse 10 g

### 3.5 Bedingungen im 7 T Ultrahochfeld

Im UHF-Bereich, welcher ab einer  $B_0$ -Feldstärke größer 4 T beginnt, gibt es derzeit keine MRT-Systeme, die über einen Ganzkörper-Resonator verfügen. Dies hat mehrere Gründe: (a) Die Architektur von Birdcage-Spulen bedingt immer eine Induktivität, die anteilig jedes LC-Filterelement mitbildet und bei großen Spulendimensionen auch entsprechend ansteigt. Je größer die Systemfrequenz einer Birdcage-Spule sein soll, desto kleiner muss dann die Kapazität des LC-Filterelements werden. Tiefpass-Birdcage-Spulen haben die geringste Anzahl an Kondensatoren (Kap. 3.3.3) im Bereich der Birdcagearchitektur und sind für den UHF-Bereich nicht geeignet, da es durch ihr Tiefpassverhalten sehr schwierig ist, Resonanzfrequenzen bis zu 300 MHz zu erreichen. Hochpass- und besonders Bandpass-Birdcage-Spulen sind in diesem Bereich durchaus besser einsetzbar, aber auch hier ist die Induktivität die begrenzende Größe. (b) Ein weiteres Problem betrifft alle Ganzkörper-Resonator-Konzepte, welche mit steigender Larmorfrequenz  $f_L$  eine höhere SAR erzeugen (Kapitel 3.4), weil

<sup>†2</sup> In cases where the orbit is in the field of a small local RF transmit coil, care should be taken to ensure that the temperature rise is limited to 1° C.

die Stärke des  $E$ -Feldes quadratisch mit dem statischen  $B_0$ -Feld der Larmorfrequenz  $f_L$  ansteigt. Dies bedeutet praktisch, dass eine MR-Messung, die bei 3 T eine SAR Exposition von 2 W/kg erzeugt, bei 7 T mit gleichen Anregungsparametern und gleichem Messobjekt eine SAR Exposition von über 10 W/kg ergeben würde. (c) Die derzeitigen 7 T Human-Ganzkörper MRT-Systeme sind mit zu geringer HF-Leistung herstellerseitig ausgestattet, so dass eine ausreichende Anregung des menschlichen Körpers mit einem Ganzkörper-Resonatoren nicht gewährleistet ist. Das Siemens 7 T MRT-System ist mit 8 x 1 kW HF Verstärkern vom Typ LPPA (Linear Pulse Power Amplifier) 13080W (COMET Stolberg, Stolberg, Deutschland) ausgestattet. Diese werden über einen sogenannten power combiner zusammengeführt, wobei durch Leitungsverluste insgesamt nur 6,5 kW zur Anregung verfügbar sind. Im Vergleich hierzu verfügt ein 3 T Human-Ganzkörper MRT-System über 35 kW HF-Leistung zum Betrieb des vorhandenen Ganzkörper-Resonators.

### **SAR im UHF Bereich**

Die SAR ist einer der wichtigsten Schlüsselfaktoren, welche die Anwendung von Ganzkörper-Resonatoren im UHF-Bereich klar eingrenzt, wobei letztlich die Erwärmung im Gewebe die zu verhindernde Gefährdung bildet. Eine Temperaturüberwachung im Gewebe ist jedoch sehr aufwändig. Die derzeit etablierten Messverfahren sind in ihrer Genauigkeit für den in vivo UHF-Bereich noch nicht ausreichend [Streicher 2011], weil die Temperaturgenauigkeit bei 0,5 K liegen muss. Aus diesem Grund wird die SAR mit Hilfe von EM-Feldsimulationsmodellrechnungen erhoben, um eine daraus resultierende Erwärmung abzuschätzen. Ein weiteres Phänomen im UHF-Bereich ist die anwachsende Inhomogenität des  $B_1^+$ - und  $E$ -Feldes im Gewebe. Diese Inhomogenitäten werden durch die verkürzte Freiraumwellenlänge  $\lambda$  hervorgerufen, die durch die relative Materialpermittivität  $\epsilon_r$  verursacht wird. Die Freiraumwellenlänge  $\lambda$  verringert sich unter Beladung mit dem Faktor  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  und erreicht damit bei biologischem Gewebe Größenordnungen in der Ausdehnung des Probandenvolumens. Dies führt zu stehenden Wellen durch dielektrische Resonanzen im Untersuchungsvolumen und wird zu den UHF-Effekten gezählt [Magill 2007, Kap. 3.11.4], [Hoult 2000]. Des Weiteren zählen auch Interferenzen des  $B_1^+$ - oder  $E$ -Feldes zu UHF-Effekten, die sich durch die unterschiedlichen Gewebematerial-Permittivitäten bilden können. Für die SAR bedeutet dies, dass bei einer Messung sogenannte Hotspots entstehen können, die durch die EM-Feldsimulation

abgeschätzt werden, und die ins Gewebe eingestrahlte HF-Leistung auf diese abgestimmt werden muss. Hierbei wird im UHF-Bereich primär die lokale maximale  $SAR$  als Kenngröße gegenüber der Ganzkörper  $SAR$  verwendet, um so sich bildende Hotspots besser zu berücksichtigen. In der Praxis bedeutet dies, dass bei einer Messung jeder Transmitter (Tx) einen  $SAR$ -Faktor besitzt, welcher die Sequenzparameter beeinflusst. Die hierbei wichtigsten  $SAR$  relevanten Sequenzparameter sind der Flipwinkel  $\alpha$  und die Wiederholungszeit  $TR$ . Sollte das  $SAR$ -Limit für die ausgewählten Sequenzparameter überschritten sein, wird entweder  $\alpha$  verkleinert oder das  $TR$  erhöht. Diese Maßnahmen bewirken, dass entweder die eingestrahlte HF-Energie verkleinert wird oder die Zeit zwischen den Anregungspulsen erhöht wird, was die Gesamtmesszeit ( $TA$ ) verlängert und dementsprechend eine Abkühlung ermöglichen soll.

### **$B_1^+$ -Feldhomogenität**

Die  $B_1^+$ -Feldhomogenität wird im UHF-Bereich durch mehrere Faktoren beeinflusst. Die dadurch auftretenden  $B_1^+$ -Feldinhomogenitäten sind im UHF-Bereich ein sehr bekanntes Phänomen und verstärken sich mit steigender Systemfrequenz  $f_L$  [Van de Moortele 2005]. Aus diesem Grund sind kleinere in sich geschlossene Körperregionen für Untersuchungen mit UHF MRT besser geeignet als große Körperregionen. Das Neuroimaging ist deshalb einer der Hauptanwendung von UHF Human-Ganzkörper MRT-Systemen, wobei auch die Ganzkörper-MRT [Orzada 2013] und die Kardio-MRT [Gräßl 2013] immer mehr an Bedeutung im UHF-Bereich gewinnen. Ein Großteil der  $B_1^+$ -Feldinhomogenitäten ist auf die sich verkürzende Freiraumwellenlänge  $\lambda$  und die dadurch entstehenden dielektrischen Resonanzen bzw. Interferenzen zurückzuführen. Um den entstehenden  $B_1^+$ -Feldinhomogenitäten entgegen zu wirken, gibt es verschiedenste Ansätze die  $B_1^+$ -Feldverteilung zu verbessern, wie z. B. das RF-Shimming [Orzada 2010], [Yazdanbakhsh 2012] oder die Verwendung von dielektrischen Kissen [Teeuwisse 2012]. Diese Verfahren zur Korrektur der  $B_1^+$ -Feldverteilung befinden sich jedoch noch in einem Stadium der Erprobung. Ein weiterer Faktor für die  $B_1^+$ -Feldhomogenität bildet die Inhomogenitäten des  $B_0$ -Feldes. Diese werden durch unterschiedliche Suszeptibilität der Gewebe im menschlichen Körper hervorgerufen. Der  $B_0$ -Shim, der über das Gradientensystem durchgeführt wird, kann diese meist nicht vollständig kompensieren bzw. angleichen. Die Inhomogenitäten des  $B_0$ -Feldes führen im Prinzip nicht zu einer  $B_1^+$ -Feldinhomogenität, sondern zu einer inhomogenen Verteilung der Nettomagnetisierungen  $\vec{M}$  mit

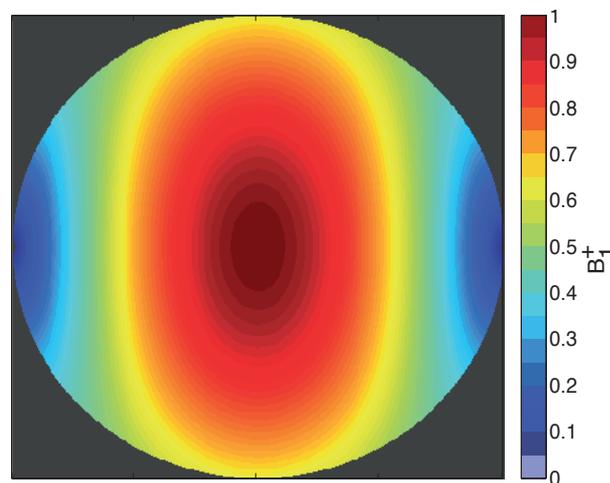
unterschiedlicher Larmorfrequenz  $\omega_L$ , was letztlich als indirekter Einfluss auf die Homogenität des  $B_1^+$ -Felds wahrgenommen wird [Becker 2000, Kap. 3.3].

## **4 Entwurf und Realisierung eines Travelling-Wave-Primatensystems zur MR-Bildgebung bei 7 T**

### **4.1 Travelling-Wave-Anregungsverfahren**

Das Travelling-Wave-Anregungsverfahren, nachfolgend TW-Anregungsverfahren genannt, bildet gegenüber der Birdcage-Spulenarchitektur einen völlig neuen Ansatz zur  $B_1^+$ -Feldanregung. Bei der Birdcage-Spulenarchitektur wird mit Hilfe einer linearen kosinusabhängigen Stromverteilung eine  $B_1^+$ -Feldanregung generiert (Kap. 3.3.3), wohingegen beim TW-Anregungsverfahren Rundhohlleitermoden der  $B_1^+$ -Feldanregung dienen (Kap. 2.2.5). Das TW-Anregungsverfahren ist aus diesem Grund erst ab einer  $B_0$ -Feldstärke  $\geq 7$  T (297 MHz) bei Human-Ganzkörper MRT-Systemen anwendbar, weil die geometrischen Randbedingungen für einen Rundhohlleiter hier erfüllt werden (Kap. 2.2.5). Im Gegensatz zum Resonatorverfahren wie z. B. der Birdcage-Spulenarchitektur, wo die HF-Energie konzentriert wird und im verlustlosen Fall sogar kurzfristig begrenzt gespeichert werden könnte, kann beim TW-Anregungsverfahren die HF-Energie nicht gespeichert und nur im begrenzten Maß konzentriert werden (Kap. 2.2.6). Beim TW-Anregungsverfahren dient eine durch einen Transmitter erzeugte EM-Welle, die durch einen Wellenleiter läuft, der  $B_1^+$ -Feldanregung innerhalb dieses Wellenleiters. Das TW-Anregungsverfahren wird in dieser Arbeit als Anregungsverfahren für die Primaten MR-Bildgebung bei 7 T zum TW-Primatensystem weiterentwickelt, was weltweit noch nicht verwirklicht worden ist. Brunner et al. stellte 2009 das TW-Anregungsverfahren erstmals vor [Brunner 2009] und zeigte, dass der RF-Shield des Human-Ganzkörper MRT-Systems als Wellenleiter fungiert und sich dadurch der dominante  $TE_{11}$ -Mode ausbreiten kann [Herrmann 2011]. Der  $TE_{11}$ -Mode dient wiederum mit den beiden transversalen Komponenten  $B_{1x}$  und  $B_{1y}$  zur Bildung des anregenden  $B_1^+$ -Feldes, das linear polarisiert in Abbildung

4.1 dargestellt ist für einen RF-Shield Durchmesser von 64 cm. Das 7 T Human-Ganzkörper MRT-System (Systemfrequenz 298 MHz) des Herstellers Philips, welches Brunner et al. benutzt hatte, besaß einen RF-Shield Durchmesser von 58 cm, was zur einer cut-off Frequenz von 303 MHz für den  $TE_{11}$ -Mode führt. Ein Arbeiten unterhalb der cut-off Frequenz führt zu starken Dämpfungen (Kap. 2.2.6), der Brunner et al. mit der Verringerung der Wellenlänge, durch dielektrische Beladung, begegnete und so die cut-off Frequenz senken konnte. Mit Hilfe von wassergefüllten Zylindern oder durch den Einsatz eines menschlichen Körpers, welcher eine hohe dielektrische Last bildet und auch zu einer Diskontinuität des Hohlleiter führt [Zhang 2012], senkte Brunner et al. die Wellenlänge im RF-Shield. Damit wurde die Grundlage geschaffen, auf der diese Arbeit zu einem Teil aufbaut.



*Abbildung 4.1: Berechnete Amplitude des  $B_1^+$ -Feldes des linear polarisierten  $TE_{11}$ -Modus normalisiert zum Maximalwert.*

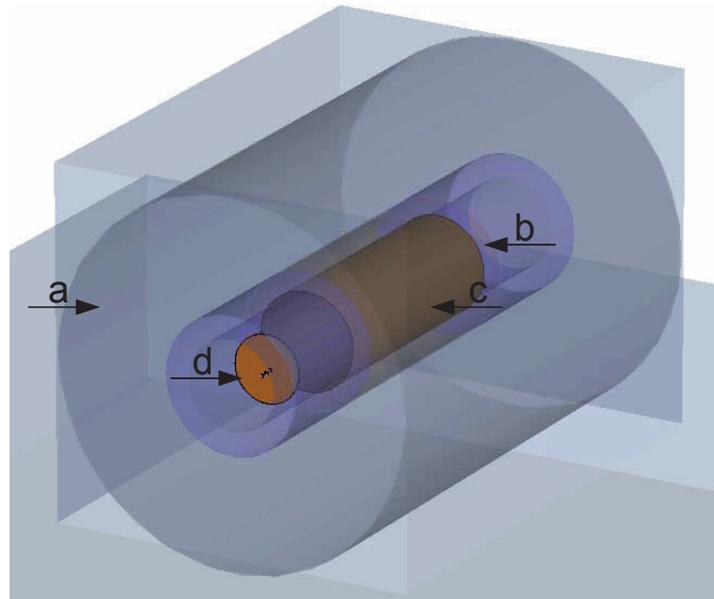
## 4.2 Travelling-Wave-Primatensystem als Anregungs- und Empfangssystem

Bei der Anwendung des TW-Anregungsverfahrens am Siemens 7 T Ganzkörper MRT-System (Systemfrequenz 297,2 MHz) sind die Rahmenbedingungen auch ohne zusätzliche Beladung mit dielektrischen Material erfüllt, da das RF-Shield mit 64 cm um 6 cm größer ist, was eine cut-off Frequenz von 275 MHz für den dominanten  $TE_{11}$ -Mode ergibt. Des Weiteren ist es wichtig, die anregende Antenne so nah wie möglich an das RF-Shield zu positionieren, damit der Großteil der HF-Leistung ins RF-Shield, das als Rundhohlleiter dient, eingekoppelt wird und sich so eine EM-Welle ausbreiten kann. Dies ist besonders wichtig, weil das TW-Anregungsverfahren im Gegensatz zu Resonatorverfahren einen geringeren HF-Energie

Wirkungsgrad besitzt. Dieser geringere Wirkungsgrad ist darauf zurückzuführen, dass ein Großteil der generierten EM-Wellen die das RF-Shield passieren und nur teilweise der  $B_1^+$ -Feldanregung dienen, dann das RF-Shield verlassen [Zhang 2012].

### **4.3 Entwicklung einer Patchantenne zur Sendeleistungsoptimierung**

Ausgehend von der begrenzten Leistung von effektiv 6,5 kW der angebotenen HF-Leistung war es wichtig, eine hohe Direktivität in Ausbreitungsrichtung der propagierenden Welle zu erhalten, bei gleichzeitig kompakter und MR-kompatibler Bauweise. Aus diesem Grund fiel die Entscheidung auf eine Patchantenne, die eine hohe Direktivität besitzt und mit ihrer Richtcharakteristik einen guten Kompromiss aus Baugröße und Direktivität bildet, um im Bereich des RF-Shields betrieben werden zu können. Die Patchantennen haben mit 7 bis 10 dBi eine bessere Direktivität  $D_R$  gegenüber einem einfachen  $\lambda/2$  Dipol mit ca. 2,2 dBi (Kap. 2.2.3) und können hierdurch optimaler in das RF-Shield einkoppeln. Um eine Patchantenne für den Systemfrequenzbereich des 7 T MRT-System (297,2 MHz) zu entwickeln, wurde die Feldsimulationssoftware CST Microwave Studio® [CST AG 2011] und die Software Antenna Magus® (Magus (Pty) Ltd) verwendet. Die Modellierung der Patchantenne wurde so gewählt, dass diese innerhalb des 7 T MRT-Systems mit einem hohem Einkoppelungswirkungsgrad arbeiten konnte. Zu diesem Zweck wurde zunächst das 7 T MRT-System modelliert (Abbildung 4.2) und zusammen mit der Patchantenne simuliert. Dieses Simulationsmodell wurde gemeinsam mit Herrn Johannes Mallow entwickelt und optimiert. Die Simulation wurde mit einer Anzahl von 14 Mio. Meshzellen aufgelöst und berechnet. Hierbei war es wichtig, dass die Patchantenne mit einer hohen Güte  $Q$  innerhalb des RF-Shields vom 7 T MRT-System betrieben werden konnte, damit die maximale HF-Leistung für das TW-Primatensystem ausgenutzt werden konnte. Bei einer Patchantenne gibt es mehrere bestimmende Faktoren, um das optimale Abstrahlverhalten mit der gewünschten Resonanzfrequenz zu erhalten. Eine Patchantenne ist grundlegend einfach aufgebaut. Sie besteht aus dem Patch, einem dazwischen liegenden Dielektrikum und einem sogenannten Groundshield. Die HF-Leistung wird in den Patch eingespeist und abgestrahlt. Die geometrischen Patch Dimensionen sind die bestimmenden Hauptfaktoren für die Resonanzfrequenz. In einer sehr vereinfachten Näherung sollte der Patch für die Ausbildung der entsprechenden Resonanzfrequenz ungefähr die Dimensionen  $\lambda/2$  besitzen.



**Abbildung 4.2:** CAD Simulationsmodell der Patchantenne positioniert im 7 T MRT-System. (a) 7 T Magnet; (b) Gradientensystem; (c) RF-Shield; (d) Patchantenne

Das Dielektrikum, welches aus einem Substrat gebildet wird, hat durch seine Dicke einen proportionalen Einfluss auf die Bandbreite und durch sein  $\epsilon_r$  einen Einfluss auf die Resonanzfrequenz. Das Groundshield dient zusätzlich als Reflektor für eine hohe Direktivität [Kinayman 2005, Kap. 4]. Der Gesamtdurchmesser der Patchantenne  $d_{PA} = 44$  cm war in seiner Größe maximal gewählt, weil die Transportschienen der Patientenliege die Gesamtöffnung (60 cm) des 7 T MRT-Systems im unteren Bereich einschränken. Als Material für den Patch und das Groundshield wurde reines Kupfer verwendet, mit einer Materialstärke von 0,05 cm. Der Patch wurde mit 16 PE M2-Gewindeschrauben auf das Substrat montiert (Abbildung 4.3). Als Substratmaterial kam Polymethylmethacrylat (PMMA) auch Acrylglas genannt zum Einsatz, welches eine Dicke von 1,5 cm besaß. Die Permittivität für dieses Material wird mit  $\epsilon_r = 3,8$  bei  $f = 50$  Hz angegeben, aber bei  $f = 300$  MHz sinkt die relative Permittivität auf einen Wert  $\epsilon_r = 2,5$  [Hellerich 2004, S. 424]. Die fertiggestellte Patchantenne lag mit ihrer Resonanzfrequenz bei  $f_{PA} \approx 305$  MHz. Um die Patchantenne genau auf die Systemfrequenz einzustellen, wurde für jeden Portbereich ein Tuning SMD Trimmkondensator ( $C_{TPA} = 0,6-4,5$  pF) vom Typ 66-0401-00004-000 (Tronser GmbH) angebracht (Abbildung 4.4 linke Seite). Mit Hilfe von M4-Messinggewindeschrauben in einer Länge von 25 mm wurde die Verbindung zum Groundshield gebildet, da die Tuningkapazitäten parallel zwischen Patch und Groundshield wirken müssen. Für das Matching der beiden Ports kamen

jeweils ein nicht-magnetischer SMD Kondensator vom Typ 252CPX270JCL (Hersteller: Temex Ceramics) zum Einsatz mit einem Wert von  $C_{MPA} = 8,2$  pF. Der Matchingkondensator wurde zwischen dem Innenleiter der Feedpins und der Groundshield-Abschirmung angebracht (Abbildung 4.4 rechte Seite).

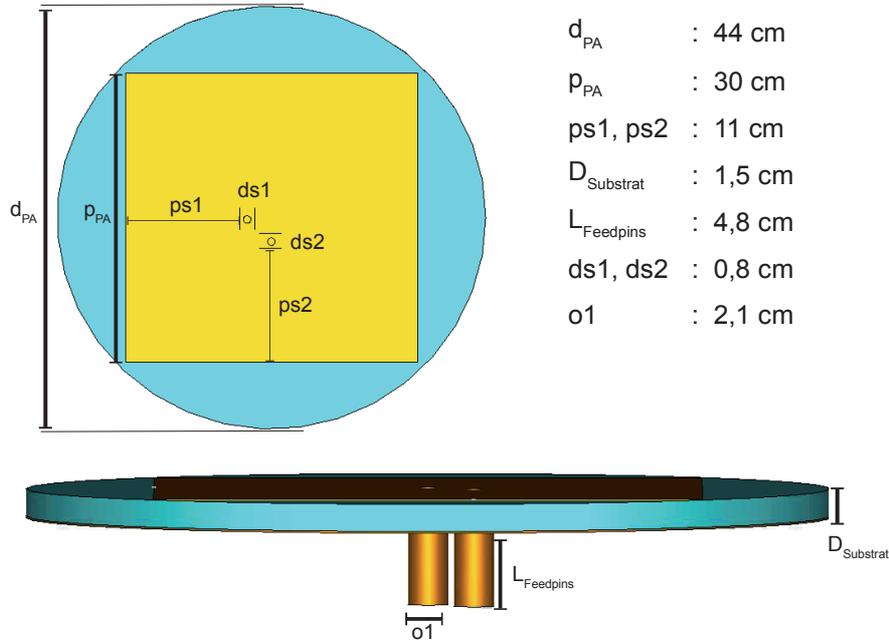


Abbildung 4.3: CAD Simulationsmodell der Patchantenne mit Größenangaben.

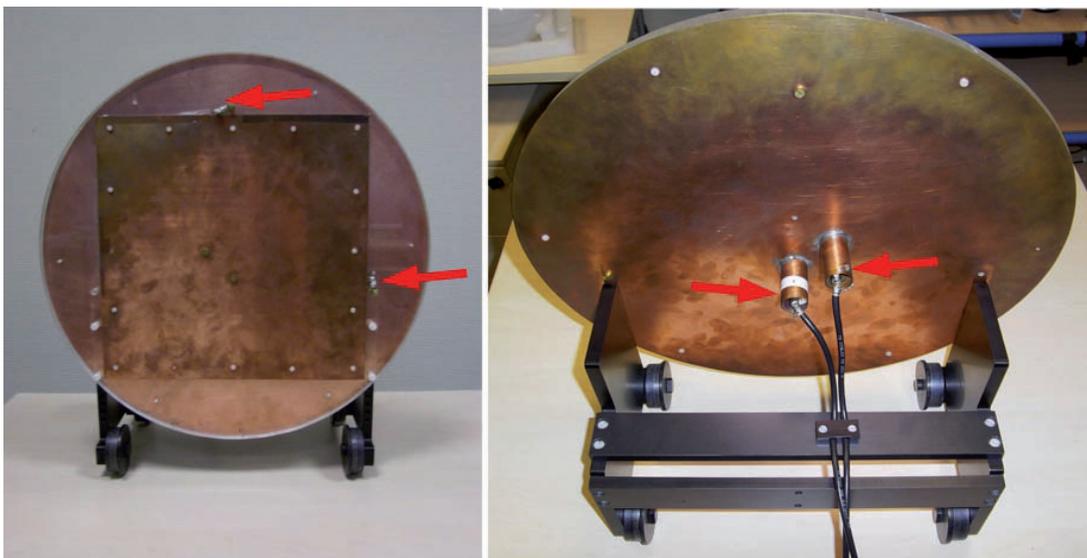
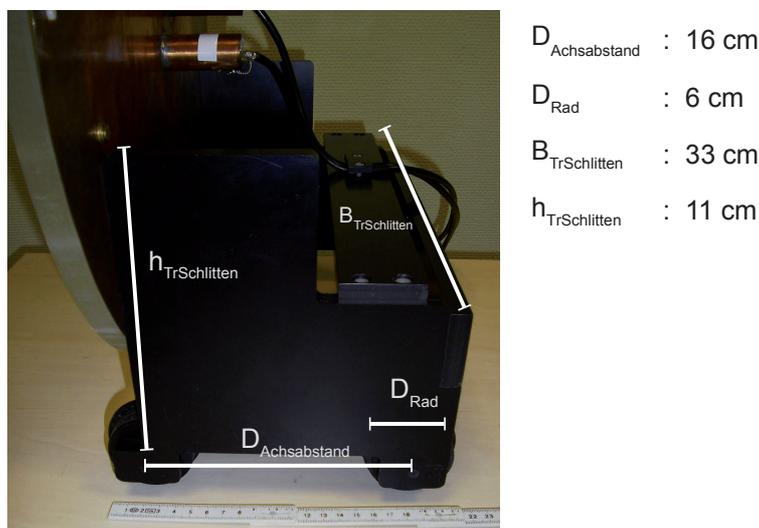


Abbildung 4.4: Patchantenne: (li) Frontansicht mit Tuningkondensatoren  $C_{TPA}$ , (re) Rückansicht mit Matchingkondensatoren  $C_{MPA}$ .

Die Feedpins bestanden aus 6,3 cm langen Messingstäben mit einem Durchmesser von 0,8

cm. Die Einspeisung der HF-Leistung erfolgt über ein 80 cm langes Koaxialkabel vom Typ RG-223. Die Anschlüsse der beiden Koaxialkabel wurden mit nicht-magnetischen BNC Steckern konfektioniert vom Typ 11\_BNC-50-3-86/133\_N (Hersteller: Huber&Suhner AG). Um die Patchantenne im 7 T MRT-System variabel positionieren zu können, wurde hierfür ein Transportschlitten (Abbildung 4.5) entwickelt. Als nicht-magnetisches Material kam PVC zum Einsatz, mit einer Materialstärke von 1,2 cm. Die Dimensionen des entwickelten Transportschlittens sind mit Größenangaben in Abbildung 4.5 dargestellt. Die Patchantenne wird mit Hilfe von 4x M6 Schrauben (PVC) am Transportschlitten montiert.



*Abbildung 4.5: Transportschlitten mit montierter Patchantenne und Größenangaben.*

### 4.3.1 S-Parameter der Patchantenne

Die fertiggestellte Patchantenne wurde im Frontbereich vom sogenannten Bore des 7 T MRT-Systems positioniert. Die Patientenliege des Human-Ganzkörper MRT-Systems war bis zum hinteren Anschlag eingefahren und die Patchantenne wurde mit Hilfe des Transportschlittens auf den Transportschienen der Patientenliege positioniert, wie in Abbildung 4.6 dargestellt. Diese Position der Patchantenne ist auch die Sendeposition für die nachfolgenden Phantom und in vivo Primatenmessungen. Die Distanz des Patches vom ISO-Zentrum beträgt 125 cm. Zur Bestimmung der S-Parameter wurde ein mobiler Vektornetzwerkanalysator (VNA) vom Typ Fieldfox N9923A (Hersteller Agilent Technologies AG) verwendet. Der Fieldfox N9923A VNA bietet einen Akkubetrieb, wodurch ein großer Freiheitsgrad bei der Positionierung gewährleistet wird. Der mobile VNA wurde außerhalb des passiven Eisenschildes

aufgestellt und mit Hilfe von zwei 8 m langen RG-223 Koaxialkabeln mit der Patchantenne verbunden und kalibriert (Abbildung 4.6). Für beide Ports wurden die S-Parameter bestimmt (Abbildung 4.7 Reflexion) (Abbildung 4.8 Transmission).



Abbildung 4.6: Messaufbau mit mobilen VNA und Patchantenne im 7 T MRT-System.

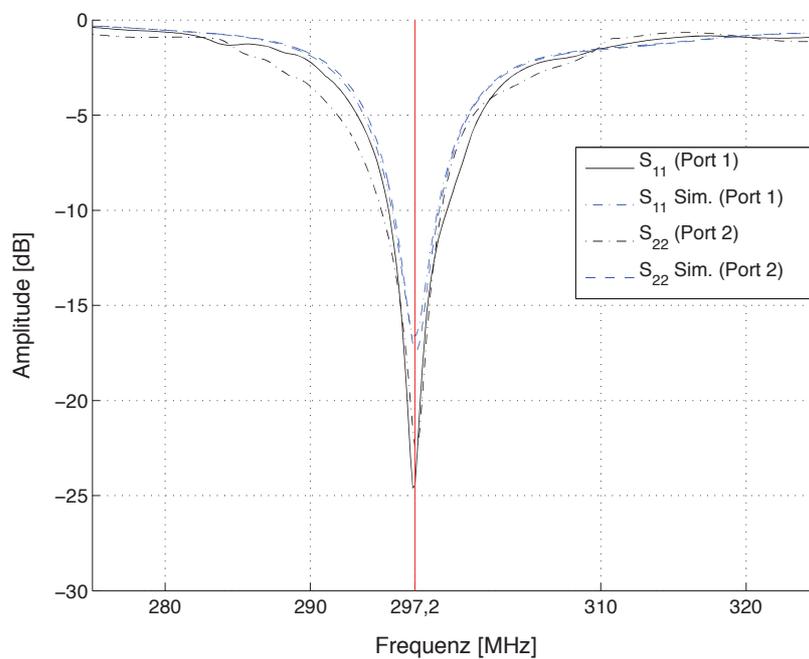
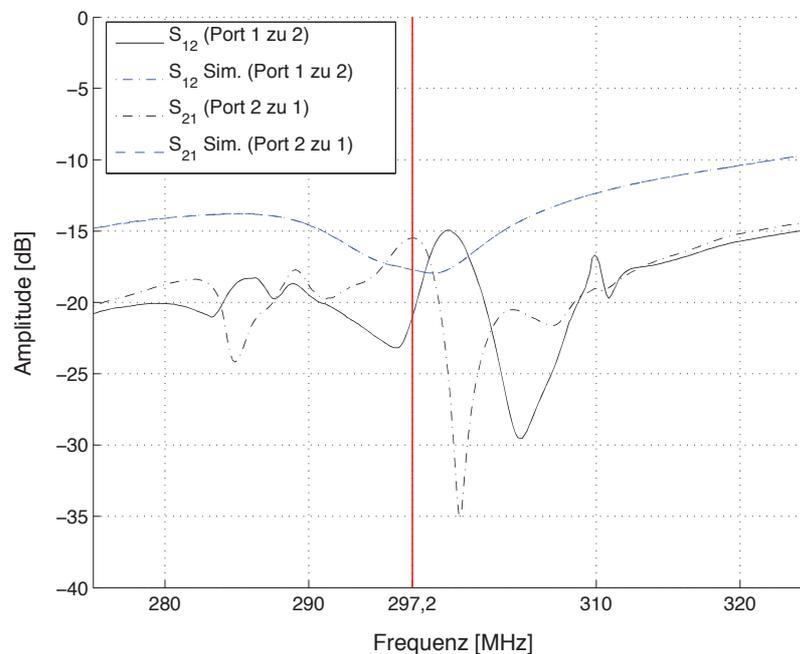


Abbildung 4.7: S-Parameter der Patchantenne im unbeladenen 7 T MRT-System: Reflexion gemessen (schwarz) und simuliert (blau); Larmorfrequenzkennlinie (rot)

Abschließend wurden die Messergebnisse (schwarz) mit den Ergebnissen der Simulation (blau) verglichen. Die gemessene Güte für Port 1 war  $Q_{PA} = 47,9$  und für Port 2  $Q_{PA} = 45,7$ , die Ergebnisse der Simulation ergaben eine Güte für Port 1  $Q_{PA} = 58,2$  und für Port 2  $Q_{PA} = 59,4$ . Die Güte als beschreibende Kenngröße wird bei Antennen meist weniger verwendet, weil standardmäßig der Antennengewinn  $G$  und die Direktivität bzw. die Richtcharakteristik  $D_R$  eine Antenne für ihren Anwendungsbereich kennzeichnen. Da aber ein Antennenmessraum nicht nutzbar war und der Antennengewinn  $G$  innerhalb des RF-Shields nur eine geringfügige Bedeutung besitzt, wurde die Güte und die Portentkopplung als beschreibende Kenngrößen verwendet.



**Abbildung 4.8:** *S-Parameter der Patchantenne im unbeladenen 7 T MRT-System: Transmission gemessen (schwarz) und simuliert (blau); Larmorfrequenzkennlinie (rot)*

Die Transmissionsmessung ergab eine Entkopplung für Port 1 zu Port 2 von -21,52 dB und für Port 2 zu Port 1 von -15,48 dB, dies entspricht einer guten Portentkoppelung. Die Ergebnisse der Simulation ergaben eine Entkopplung für Port 1 zu Port 2 und für Port 2 zu Port 1 von jeweils -17,7 dB. Die über 6 dB Abweichung zur Feldsimulation werden durch die unsymmetrische Umgebung (Patientenliege) im RF-Shield hervorgerufen, die im Simulationsmodell nicht so detailliert berücksichtigt wurde. Die gemessene Abweichung zwischen Port 1 ( $S_{12}$ ) und Port 2 ( $S_{21}$ ) wird durch eine unzureichende Transmissionskalibrierung erzeugt. Die Güte der Simulations- und Messergebnisse weist geringfügige Abweichungen

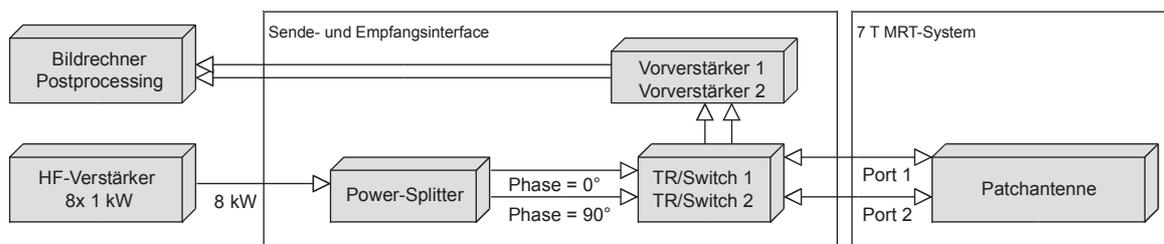
auf, die zum Teil auf die Auflösung und die nicht berücksichtigte Patientenliege beim Simulationsmodell zurückzuführen sind.

#### 4.4 Sende- und Empfangsinterface

Das Sende- und Empfangsinterface wurde in Zusammenarbeit mit den südkoreanischen Kooperationspartnern des Neuroscience Research Institute (NRI) der Gachon University of Medicine and Science entwickelt. Hierbei wurde das Sende- und Empfangsinterface in seiner Funktion zusammen mit Herrn Dr.-Ing. Kyoung-Nam Kim entworfen. Anschließend wurde das Sende- und Empfangsinterface durch das Neuroscience Research Institute (NRI) fertiggestellt. Der Anwendungsbereich sollte flexibel für das TW-Primatensystem und für den Betrieb von Volumenspulen dienen.

##### 4.4.1 Aufbau und Funktion

Das Gehäuse des Sende-Empfangsinterface besteht aus PMMA und wird über ein Siemens TIM Anschlusskabel mit dem 7 T MRT-System verbunden. Über dieses Anschlusskabel inkl. Anschlussstecker findet eine systemseitige Identifizierung des Sende-Empfangsinterfaces statt und hierüber verlaufen die Anschlüsse für das HF-Sendekabel, für die bis zu 8 Empfangskabel und die PIN Diodensteuerungskabel. Die vom MRT-System bereitgestellte HF-Leistung (max. 6,5 kW) wird mit Hilfe eines Wilkinson Power-Splitters auf zwei Ausgänge verteilt und über Sende/Empfangsweichen, die sogenannte TR-Switches, zur Patchantenne oder Volumenspule geführt. Der schematische Aufbau und die Zuordnung des Sende- und Empfangsinterfaces wird in Abbildung 4.9 dargestellt. Das fertiggestellte Sende- und Empfangsinterface (Abbildung 4.10) ist in seiner Funktion universell einsetzbar. Nachfolgend werden die wichtigsten Baugruppen des Sende- und Empfangsinterfaces detailliert erläutert.



**Abbildung 4.9:** Schematischer Aufbau und Zuordnung des Sende- und Empfangsinterfaces.

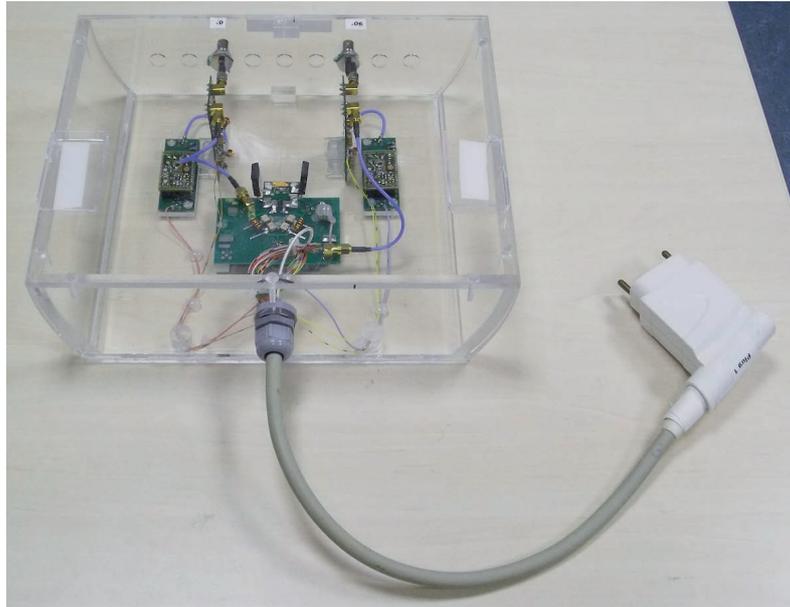


Abbildung 4.10: Sende-Empfangsinterface mit Siemens TIM Anschlussstecker.

#### 4.4.2 Power-Splitter mit TR-Switch

Der Wilkinson Power-Splitter (Abbildung 4.11) ist seit über 50 Jahren ein im HF-Bereich bewährtes Element, um die HF-Leistung aufzuteilen. Er bildet eine gute Kombination aus verlustfreier Teilung und hoher Entkopplung durch die Anpassung der Ausgangsports. Die verlustfreie Teilung der HF-Leistung erfolgt mit Hilfe von diskreten Blindelementen ( $L_{WPS}$ ,  $C_{WPS}$ ) oder durch  $\lambda/4$  Leitungen. Hierbei lässt sich erkennen, dass der Wilkinson Power-Splitter frequenzspezifisch ist und die Werte der diskreten Blindelemente ( $L_{WPS}$ ,  $C_{WPS}$ ) für die jeweilige Systemfrequenz  $f$  berechnet werden müssen (Gl. 4.1-4.2).

$$L_{WPS} = \frac{R}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f} \quad (4.1)$$

$$C_{WPS} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot R} \quad (4.2)$$

$C_{WPS}$  : Wilkinson-Power-Splitter-Kapazität

$L_{WPS}$  : Wilkinson-Power-Splitter-Induktivität

In Abbildung 4.11 wird das Schaltbild des verwendeten Wilkinson Power-Splitters für zwei Ports mit äquivalenter Leistungsteilung dargestellt. Die zwei Ports mit äquivalenter Teilung

sind über  $2 \cdot Z_0$  ( $Z_0 = 50 \Omega$ ) verbunden und  $R$  entspricht  $2 \cdot Z_0$ . Die HF-Leistung wird über den Port 1 eingespeist und äquivalent auf den Port 2 und 3 verteilt. Sollte der Bedarf an mehr als zwei Ausgängen zur Aufteilung der HF-Leistung bestehen, können entweder weitere Ausgänge hinzugefügt und die Teilungsimpedanz angepasst werden oder mehrere Wilkinson Power-Splitter als Kaskadenschaltung hintereinander gesetzt werden [Pozar 2011, Kap. 7.3], [Wilkinson 1960].

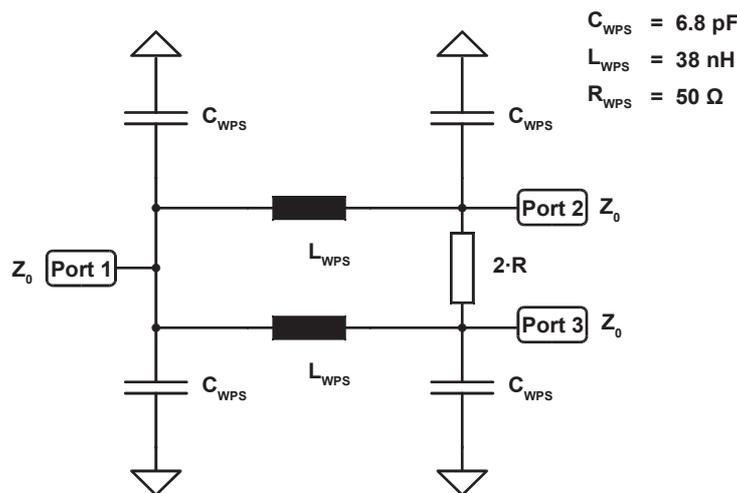


Abbildung 4.11: Schaltbild des verwendeten Wilkinson Power-Splitters für zwei Ports.

Um die eingespeiste HF-Leistung von dem zu empfangenen MR-Signal zu trennen, kommen Sende/Empfangsweichen zum Einsatz. Die sogenannten TR-Switches werden durch das MRT-System gesteuert und schützen so auch die Vorverstärker gegenüber der Einkopplung von der HF-Sendeleistung, was diese beschädigen könnte. Die TR-Switches sind aktive Module und werden mit Hilfe von PIN Dioden geschaltet. Die PIN Dioden werden durch die Steuerungsspannung  $U_S$  und den Steuerungsstrom  $I_S$  getriggert. In der Sendephase ( $U_S = +10 \text{ V} / I_S = 100 \text{ mA}$ ) schaltet die TR-Switch eine Verbindung zwischen dem HF-Verstärker und der Patchantenne bzw. der Sende/Empfangsspule. In der Empfangsphase ( $U_S = -30 \text{ V} / I_S = 0 \text{ mA}$ ) schaltet die TR-Switch eine Verbindung zwischen dem Vorverstärker und der Patchantenne bzw. der Sende/Empfangsspule. In Abbildung 4.12 wird das Schaltbild der TR-Switches inklusive der Bauelementwerte aufgeführt, die für das Sende- und Empfangsinterface verwendet wurden. Diese TR-Switches sind von Herrn Dr.-Ing. Kyoung-Nam Kim und Herrn M. Sc. Suk-Min Hong entwickelt worden und werden in [Kim 2011, Kap. 4.2.5.2] detaillierter beschrieben.

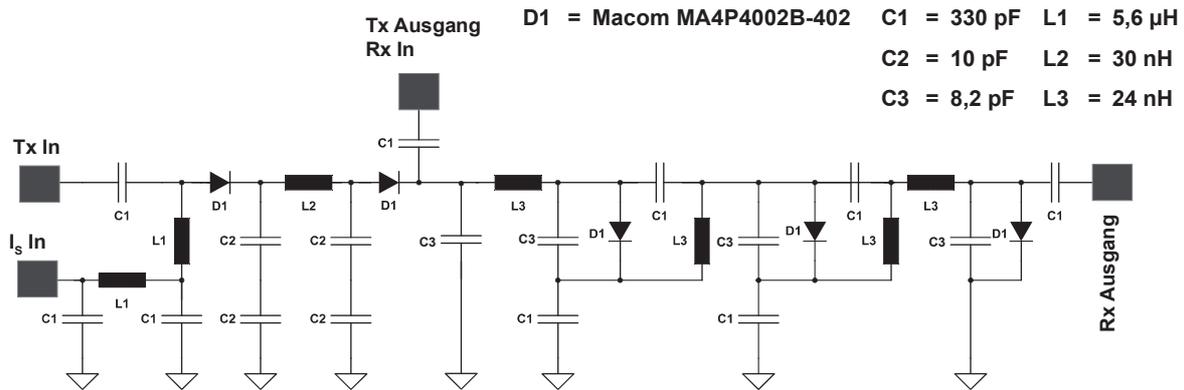


Abbildung 4.12: Schaltbild und Bauelementwerte der TR-Switches des Sende- und Empfangsinterfaces.

#### 4.4.3 Vorverstärker

Als Vorverstärker wurde der Modelltyp 7576-312 Preamp 3 T (123 MHz) (Hersteller: Siemens) verwendet, welcher durch die Firma Stark Contrast für den 7 T (297 MHz) Betrieb angepasst und vertrieben wird. Das entwickelte Adapterboard besitzt einen aktiven Detuning Schaltkreis mit der Diodenspannung  $U_D = -30 \text{ V}$  ( $I_D = 100 \text{ mA}$ ) zum Schutz des Vorverstärkers. Der Vorverstärker 7576-312 ist sehr rauscharm und besitzt einen internen Mantelwellenfilter zum Schutz. Die Kennwerte sind wie folgt: Betriebsspannung  $U_B = 10 \text{ V}$  ( $I_B = 22..30 \text{ mA}$ ), Rauschzahl  $F_N$  (für 297,2 MHz)  $< 0.5$ , Eingangsimpedanz =  $50 \Omega$ , Gain = 26 dB.

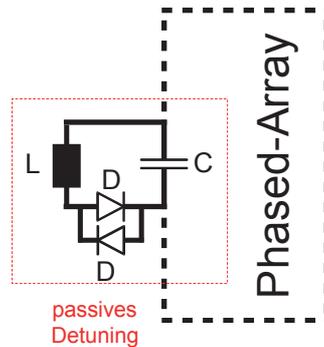
#### 4.5 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule

Die 3-Elemente Phased-Array-Empfangsspule als Teil des TW-Primatensystems wurde speziell für die MR-Messungen mit Javaneraffen (lat. *Macaca fascicularis*) konzipiert. Die zu entwickelnde Primatenkopfspule sollte in erster Linie ein hohes Maß an Flexibilität für weitere Experimente mit auditorischen Stimuli gewähren und dabei ein hohes SNR bieten.

##### 4.5.1 Detuning

Reine Empfangsspulen benötigen zusätzlich für den Betrieb einen Detuning Schaltkreis. Hierbei gibt es den aktiven Detuning Schaltkreis, der über einen externen Steuerungsstrom angesteuert wird, und den passiven Detuning Schaltkreis, der häufig bei Empfangsspulen

eingesetzt wird. Damit während der Sendephase des Transmitters (Tx) die Empfangsspule nicht resonant ist, werden sogenannte Detuning (verstimmende) Elemente in die Empfangsspule eingebettet. Hierbei besteht die Möglichkeit durch externe Steuerung aktiv zu verstimmen oder passiv zu verstimmen.



**Abbildung 4.13:** Darstellung eines passiven Detuning Schaltkreises als Bestandteil einer Empfangsspule.

Beim passiven Detuning wird durch das Detuning Element und durch die induzierte Spannung des Transmitters die Empfangsspule während der Sendephase verstimmt. Die Empfangsspule wird erst nach dem Ende der Sendephase (Tx) wieder resonant. Ein passiver Detuning Schaltkreis besteht aus 2 PIN Dioden, die nicht-magnetisch sein müssen, und einer Induktivität  $L$ . Die Induktivität  $L$  muss in ihrem Wert zusammen mit einer Kapazität  $C$  die Resonanzfrequenz der Empfangsspule erzeugen. Die PIN Dioden sorgen dafür, dass die Induktivität  $L$  nur während der Sendephase (Tx) mit der Kapazität  $C$  verbunden ist (Abbildung 4.13). Für die nachfolgenden passiven Detuning Schaltkreise in dieser Arbeit wurde die PIN Diode vom Typ UM9989 (Hersteller: Microsemi) verwendet. Diese PIN Diode wurde speziell für MR Empfangsspulen konzipiert. Die UM9989 ist eine passive Diode und benötigt keine externe Vorwärtsspannung, weil die vom Transmitter induzierte Spannung in die Empfangsspule hierfür ausreicht. Diese Diode ist nicht-magnetisch und hat durch eine verringerte intrinsische Zone eine sehr geringe Eigenkapazität, wodurch sie schneller schalten kann.

#### 4.5.2 Aufbau und Funktion

Die 3-Elemente Phased-Array-Empfangsspule besteht aus drei separaten Empfangselementen, die kapazitiv entkoppelt wurden. Die kapazitive Entkoppelung wurden bei dieser Spule

gegenüber der überlappenden bevorzugt, weil so ausreichend Platz innerhalb der Elemente für schallisolierte Kopfhörer verfügbar war. Des Weiteren besitzt jedes der drei Empfangselemente zwei passive Detuning Elemente, wie im Schaltbild in Abbildung 4.14 dargestellt, zugehörige Bauelementwerte werden in Abbildung 4.15 aufgeführt. Als PCB für die 3 Elemente wurde FR4 mit einer Materialstärke von 0,2 mm verwendet. Die Spulenelemente wurde mit Hilfe von speziellem dielektrisch verlustarmen doppelseitigem Klebeband (3M Brand Tape, 9080A) auf das Gehäuse aufgebracht.



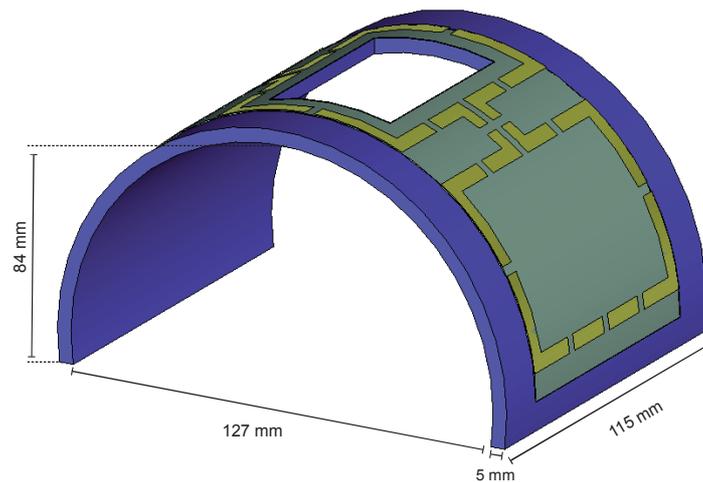
Abbildung 4.14: Schaltbild und geometrische Dimensionen der 3-Elemente Phased-Array-Primatekopfspule.

$C_{A1}$ : 10 pF	$C_T$ : 3-10 pF
$C_{A2}$ : 6,8 pF	$L_1$ : 28,7 nH
$C_M$ : 470 pF	$D_1$ : PIN Diode Typ UM9989
$C_{TM}$ : 6,5-30 pF	

Abbildung 4.15: Bauelementwerte der 3-Elemente Phased-Array-Primatekopfspule.

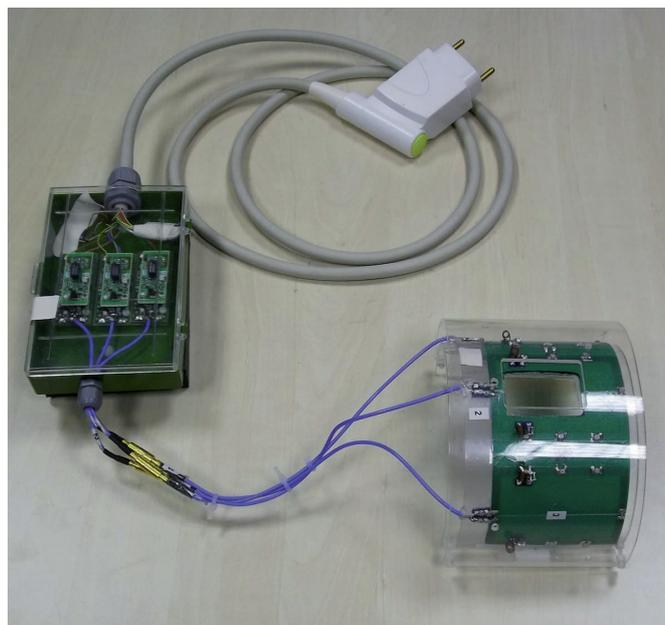
Der Aufbau des Gehäuses der Primatenkopfspule sollte den Bereich schützen, auf den die Phased-Array Elemente aufgebracht wurden. Deshalb ist die Primatenkopfspule aus einem inneren Halbzylinder und einem äußeren Halbzylinder aufgebaut. Die Gehäusedimensionen

sind als CAD Modell in Abbildung 4.16 dargestellt. Für das Gehäuse wurde extrudiertes PMMA als Material verwendet. In der Gehäusemitte wurde eine Öffnung in das Design implementiert, um so eine Fixierung vom Kopf des Tieres mit Hilfe einer Halterung (Abbildung 1.2) zu ermöglichen.



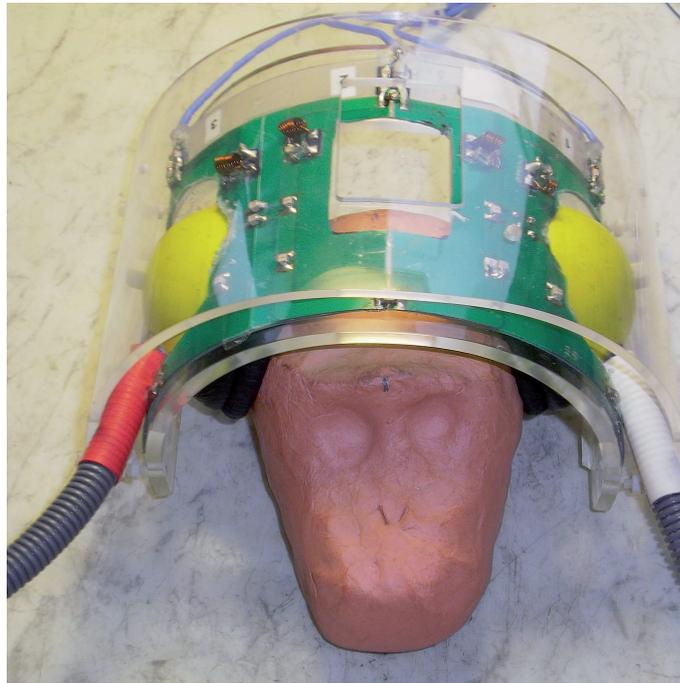
**Abbildung 4.16:** CAD Modell mit geometrischen Dimensionen des Gehäuses der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule.

In Abbildung 4.17 wird die fertiggestellte 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule dargestellt.



**Abbildung 4.17:** 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule mit Vorverstärker-Box.

Aus Platzgründen wurden die Vorverstärker inkl. Adapterboard (Kap. 4.6.2) nicht auf dem Gehäuse der Spulen, sondern in einer separaten Box untergebracht. In einem weiteren Schritt wurde die 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule für auditorische Experimente angepasst (Abbildung 4.18).



**Abbildung 4.18:** 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule mit schallisolierten Kopfhörern für auditorische fMRT Experimente mit modelliertem Kopfphantom<sup>†</sup>

Zur Bestimmung der Gesamtgüte  $Q_{Gesamt}$  als Sensitivitätsfaktor wurden die S-Parameter mit Hilfe eines mobilen Vektornetzwerkanalysators (VNA), Typ Fieldfox N9923A (Hersteller: Agilent Technologies AG), gemessen. Die S-Parameter der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule wurden zunächst im Leerlauf und nachfolgend in vivo gemessen. Für alle 3 Ports wurden die S-Parameter mit Reflexion (Abbildung 4.19) und Transmission (Abbildung 4.20) bestimmt. Die Ergebnisse der gemessenen Gesamtgüte  $Q_{Gesamt}$  für alle 3 Elemente ergaben:  $Q_{Gesamt\_E1} = 1,59$ ,  $Q_{Gesamt\_E2} = 1,70$ ,  $Q_{Gesamt\_E3} = 1,42$ . Alle 3 Elemente erfüllen das Sensitivitätskriterium (Kap. 3.3.5). Die Entkopplung zwischen allen 3 Elementen lag zwischen -12 dB und -14 dB im Leerlauf und zwischen -12 dB und -16 dB mit Last. Somit wurde durch kapazitive Entkopplung eine ausreichend hohe Entkopplung gewährleistet.

<sup>†</sup> **Quelle:** Judith Mylius (LIN/Magdeburg)

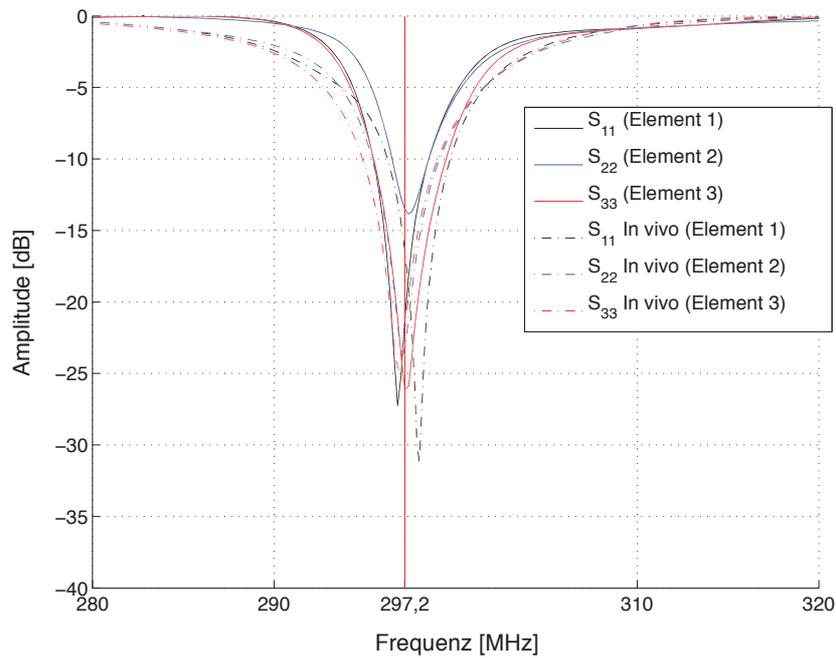


Abbildung 4.19: Gemessene Reflexionsparameter der 3-Elemente Primatenkopfspule im unbeladenen und im in vivo Zustand.

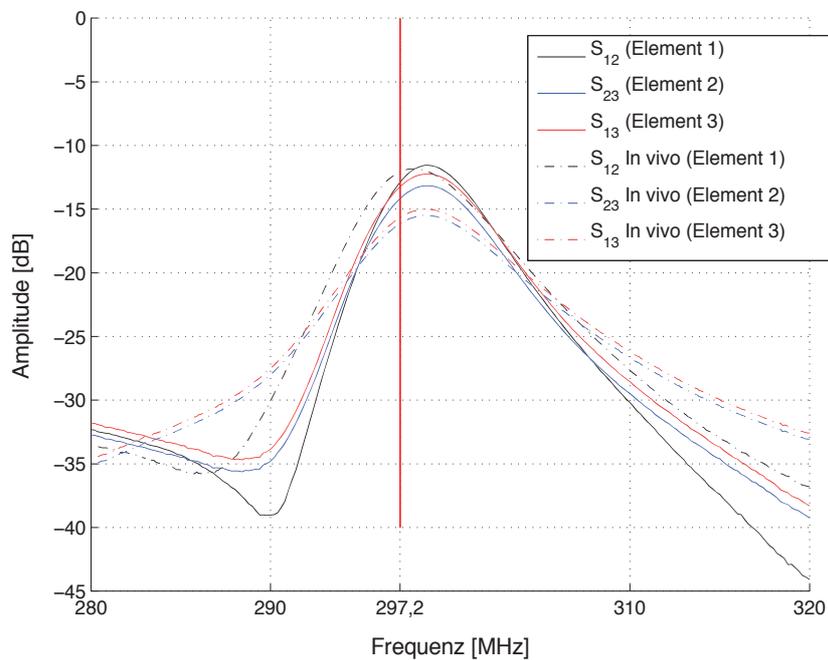
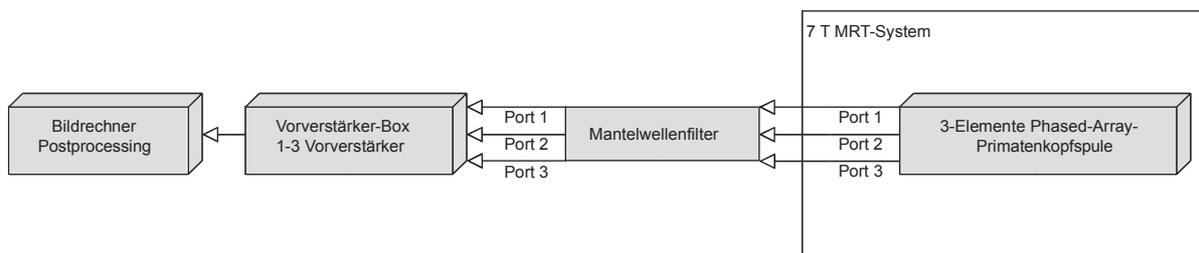


Abbildung 4.20: Gemessene Transmissionsparameter der 3-Elemente Primatenkopfspule im unbeladenen und im in vivo Zustand.

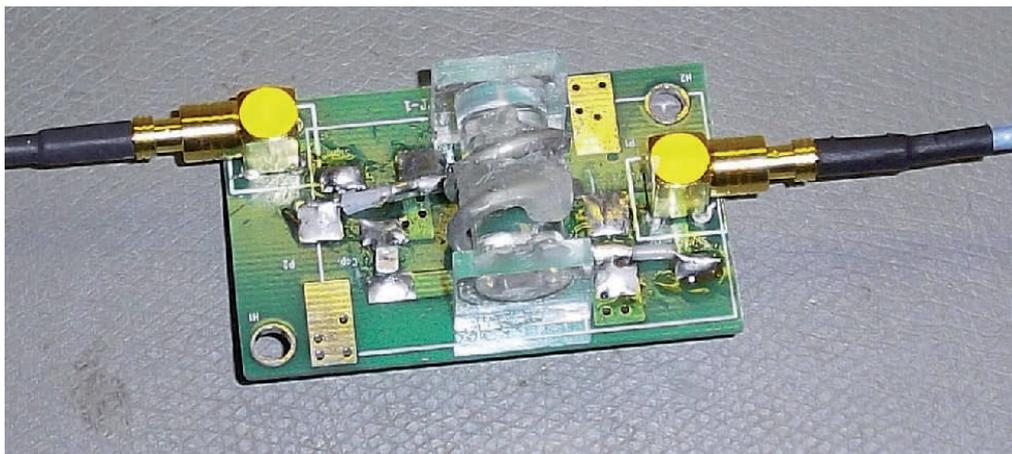
### 4.5.3 Vorverstärker-Box

Die Vorverstärker-Box wurde über RG-316 Koaxialkabel, die mit SMB Anschlüssen konfektioniert sind, angeschlossen. Durch das Verwenden von SMB Anschlüssen ist ein sehr leichtes Anschließen bzw. Trennen der Primatenkopfspule von der Vorverstärker-Box möglich. Diese Flexibilität ist bei einem späteren Experimentalaufbau in Verbindung mit einer Fixiereinheit wichtig. In Abbildung 4.21 ist die schematische Zuordnung der Primatenkopfspule und der Vorverstärker-Box für den Experimentalaufbau dargestellt.



**Abbildung 4.21:** Zuordnung der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule und Vorverstärker-Box.

Um die Vorverstärker-Box vor der starken HF-Leistung der einstrahlenden Patchantenne zu schützen, wurden 3 Mantelwellenfilter für den 7 T UHF-Bereich (Sperrfrequenz 297,2 MHz) entwickelt (Abbildung 4.22), die modular über SMB Anschlüsse zwischen der Primatenkopfspule und der Vorverstärker-Box installiert werden.



**Abbildung 4.22:** Entwickelter Mantelwellenfilter (Sperrfrequenz 297,2 MHz) zum zusätzlichen Schutz der Vorverstärker-Box.

## 4.6 Validierung des TW-Primatensystem

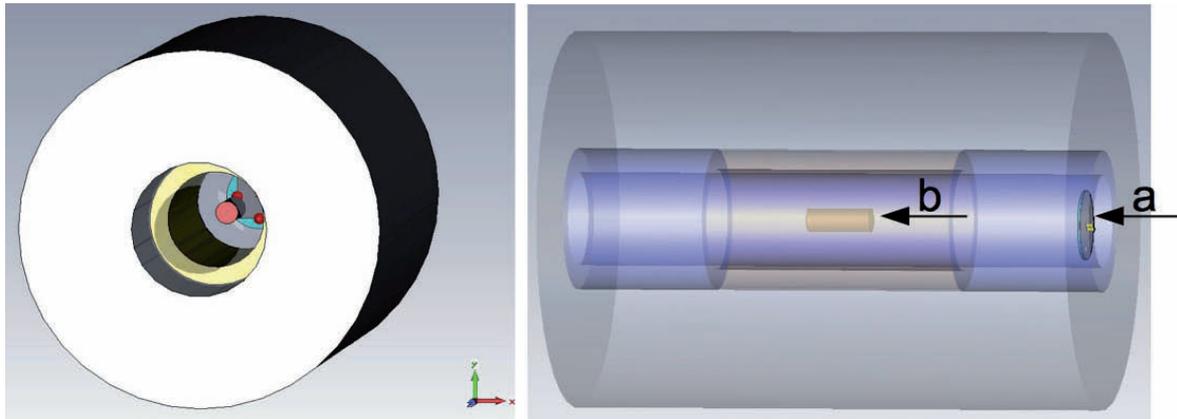
Um das TW-Primatensystem in seinen Leistungsmerkmalen zu validieren, wird es in Bezug auf SAR Exposition,  $B_1^+$ -Feld Homogenitätsvergleich mit der Birdcage (BC) Architektur und der Sensitivität (SNR) bei in vivo Messungen untersucht (Kapitel 5.2). Für den  $B_1^+$ -Feld Homogenitätsvergleich der in Kapitel 5.1 aufgeführt wird, wurde zusätzlich eine 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule für Phantom Messungen mit dem TW-Anregungsverfahren entwickelt. Des Weiteren wird das TW-Primatensystem mit einer konventionellen Volumenspule durch einen Vergleich der Sensitivität (SNR) bei in vivo Messungen untersucht (Kapitel 5.3).

### 4.6.1 SAR Berechnung

Im UHF-Bereich ist eine Evaluation für jede Sendespule bzw. Transmitter bei einer in vivo Anwendung zwingend notwendig. Beim TW-Primatensystem bildet die verwendete Patchantenne den HF-Transmitter, welcher eine SAR Exposition durch EM-Felder auf das gemessene Tier zur Folge hat. Um sicherzustellen, dass die IEC Norm 60601-2-33, wie in Kapitel 3.4 beschrieben, eingehalten wird, muss eine EM-Feldsimulation durchgeführt werden. Die IEC Norm 60601-2-33 gilt im Prinzip für MR-Messungen am Menschen. Sie wurden aber für die Primatenmessungen in dieser Arbeit ohne Einschränkungen übernommen.

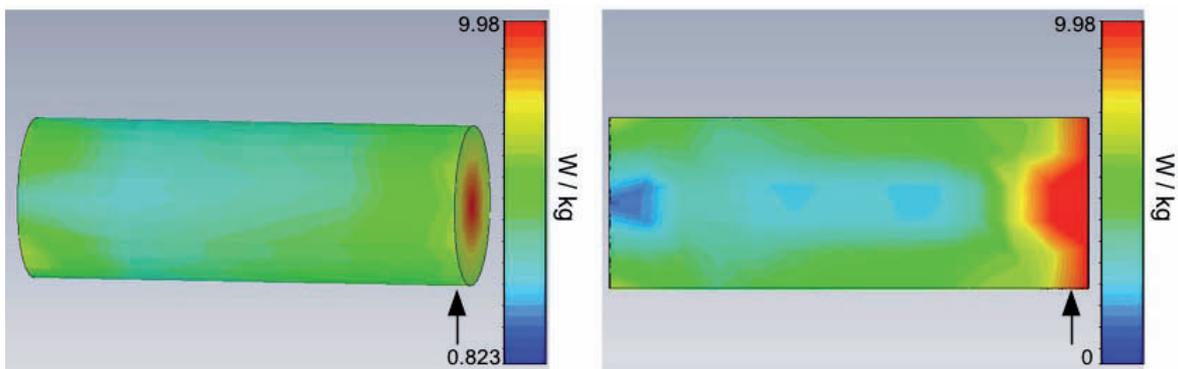
### SAR Modell

Die Feldsimulation zur SAR Berechnung wurde mit CST MWS 2011 [CST AG 2011] von Herrn Johannes Mallow durchgeführt. Hierfür wurden ein Simulationsmodell des 7 T MRT-System inkl. RF-Shield und der Patchantenne verwendet (Abbildung 4.23). Bei der Berechnung der SAR im Humanbereich erfolgt der Zugriff auf eine Vielzahl von biologischen Voxel Simulationsmodellen (Hugo Voxel Model, Virtual Family, CST Family). Für den Primaten Bereich existieren keine zugänglichen Ganzkörper-Modelle. Aus diesem Grund wurde ein SAR Phantom entwickelt, das in Form und Größe dem ausgewachsenen Tier entspricht und hauptsächlich das Volumen des Kopf- und Torso-Bereiches abbildet. Das zylindrische SAR Phantom hat folgende Parameter:  $\epsilon_r = 60$ ,  $\rho_{Mat} = 1.040 \text{ kg/m}^3$ ,  $\sigma = 0,8 \text{ S/m}$ , Länge = 40 cm, Durchmesser = 15 cm, Gesamtmasse = 7,35 kg. Die wesentlichen



**Abbildung 4.23:** 7 T MRT-System für SAR Simulation: (li) Frontalansicht, (re) seitliche Ansicht mit (a) Patchantenne und (b) zylindrischem Phantom als Approximation des längsgestreckten Körpers.

Materialparameter sind gemittelt, um die durchschnittlichen Eigenschaften des Primatenkopfes und Primatentorsos, basierend auf den Parametern von menschlichen Gewebe, abzubilden [Gabriel 1996]. Die Verwendungen von zylindrischen Phantomen ist eine gängige Praxis, wenn keine biologischen Voxelmodelle verfügbar sind [Bottomley 1992]. Mit diesem Phantom wurden eine SAR Berechnung durchgeführt [Mallow 2012]. In Abbildung 4.24 sind die Ergebnisse der SAR Simulation dargestellt. Im linken Bild wird die Oberflächenverteilung der SAR des Phantoms abgebildet und im rechten Bild wird ein sagittaler Schnitt durch das Zentrum des Phantoms gezeigt. Die SAR nimmt von den Rändern des Phantoms innerhalb einer Eindringtiefe von 5 cm stark ab.



**Abbildung 4.24:** Farbcodierte Werte der SAR Simulation im zylindrischen Phantom mit Kennzeichnung (↑) der Transmitter zugewandten Kopfseite: (li) Oberflächenverteilung der SAR, (re) SAR Verteilung in Schnittebene der z-Richtung.

Ein maximaler Wert von knapp 10 W/kg bei 10 g Gewebe an der Kopfseite (der Patchantenne

zugewandt), wo die EM-Welle zuerst eindringt, ist erkennbar. Um den maximalen Wert von 10 W/kg lokale *SAR* zu erreichen, muss die Patchantenne mit einer effektiven HF-Leistung von 1,1 kW einstrahlen. Mit dieser Anregungsleistung beläuft sich die absorbierte Gesamtleistung an die Umgebung inkl. *SAR* Phantom auf 854 W, dabei war die absorbierte Leistung des Phantom bei 31,4 W, und daraus resultiert bei einer Phantom Gesamtmasse von 7,35 kg eine Ganzkörper *SAR* = 4,28 W/kg [Mallow 2012]. Für das in der Betriebsstufe 1 genutzte 7 T MRT-System wird primär die maximale lokale *SAR* als Kenngröße verwendet, um so sich bildende Hotspots besser zu berücksichtigen. Die *SAR* bildet somit einen HF-Leistungsbegrenzenden Faktor, der sich auf MR-Messungen über einen reduzierten zulässigen Flipwinkel  $\alpha$  oder eine Heraufsetzung der Wiederholungszeit TR auswirkt.

#### **4.6.2 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule**

Die 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule wurde für Phantom Messungen mit dem TW-Anregungsverfahren entwickelt. Die Empfangsspule besteht aus 8-Elementen, welche sich überlappen und so eine Entkopplung zwischen den Elementen ermöglichen. Darüber hinaus wurde jedes der Elemente mit passiven Detuning Modulen ausgestattet.

#### **Aufbau und Funktion**

Die 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule hat einen Innendurchmesser von 22,8 cm und eine Gehäuselänge von 25 cm. Das Gehäuse der Spule wurde aus einem PMMA-Rohr gefertigt, mit einer Materialstärke von 5 mm und mit zusätzlichen Öffnungen versehen, für einen hohen Freiheitsgrad beim Einbringen von Proben oder Phantomen. Als Trägermaterial bzw. Printed Circuit Board (PCB) für die Phased-Array Elemente wurde FR4 verwendet, mit einer Materialstärke von 0,2 mm. Durch die in dieser Materialstärke gegebene Biegsamkeit ist es möglich, mit Hilfe von speziellem dielektrisch verlustarmen doppelseitigem Klebeband (3M Brand Tape, 9080A) die Spulenelemente auf dem zylindrischen Gehäuse aufzubringen. Jedes Element besitzt jeweils zwei passive Detuning Elemente, wie im Schaltbild in Abbildung 4.25 dargestellt, zugehörige Bauelementwerte werden in Abbildung 4.26 aufgeführt.

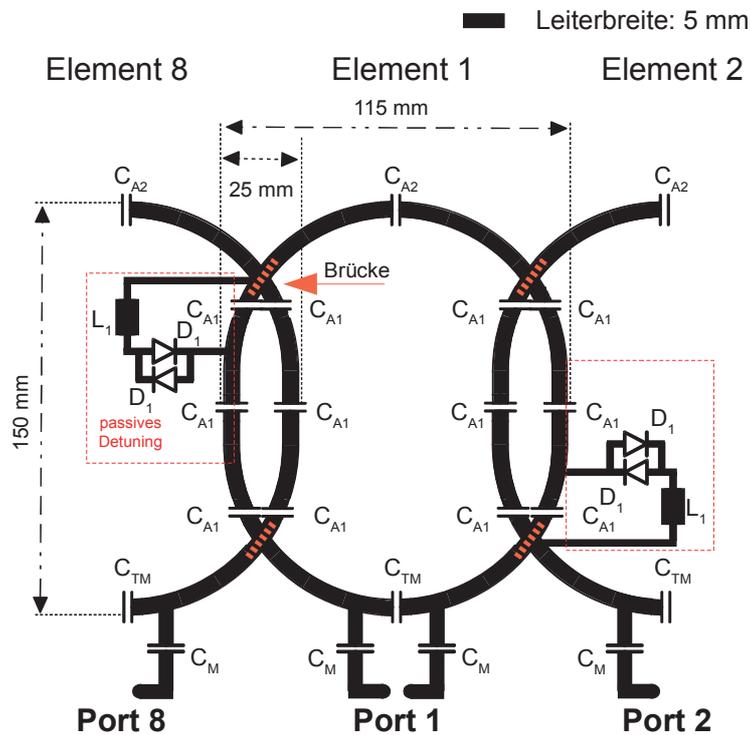
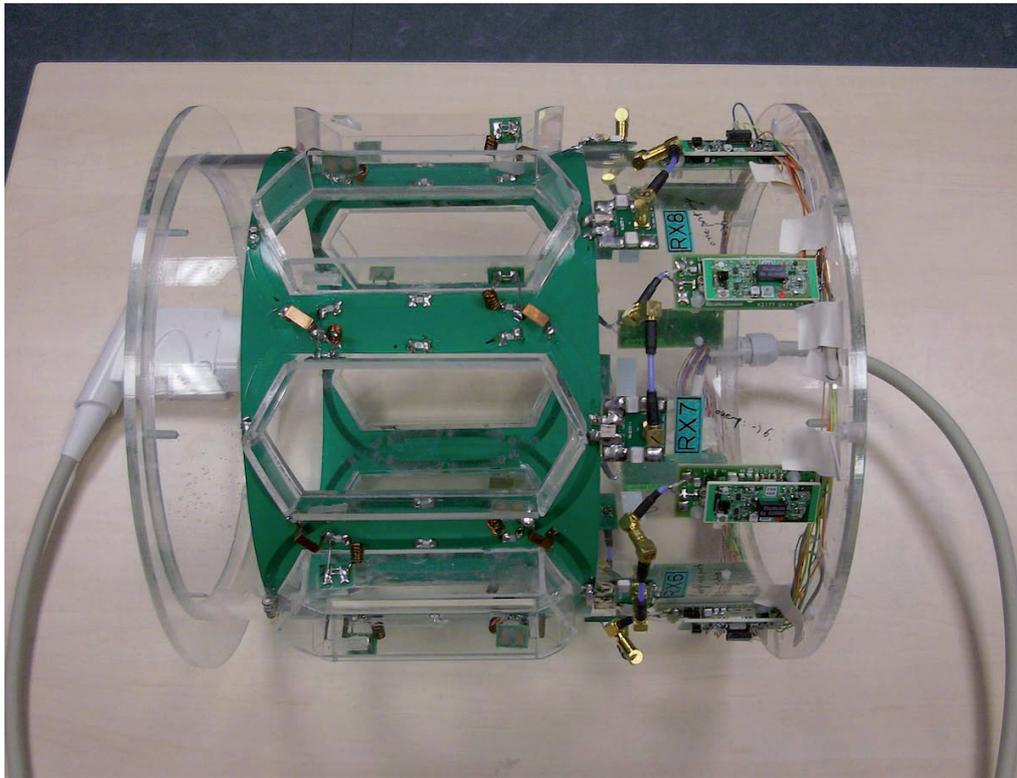


Abbildung 4.25: Schaltbild und geometrische Dimensionen eines Elementes der 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule.

- $C_{A1}$  : 4,7 pF
- $C_{A2}$  : 3,9 pF
- $C_M$  : 150 pF
- $C_{TM}$  : 8,2 pF
- $L_1$  : 61,1 nH
- $D_1$  : PIN Diode Typ UM9989

Abbildung 4.26: Bauelementwerte der 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule.

Die Spule wird direkt über ein Siemens TIM (Total Imaging Matrix) Anschlusskabel mit dem 7 T MRT-System verbunden, hierüber verlaufen die Anschlüsse für die 8 Empfangskabel und die PIN Diodensteuerungskabel. Um ein hohes SNR zu erhalten, wurden die Vorverstärker direkt auf das Gehäuse der Spulen aufgesetzt, wie in Abbildung 4.27 dargestellt. Die Vorverstärker werden durch eine DC Spannung von  $U_B = 10$  V über den Innenleiter der jeweiligen 8 Empfangskabel versorgt. Die 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule wurde im unbeladenen Zustand auf 297,2 MHz angepasst.



*Abbildung 4.27: 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule mit passiv Detuning und direkt auf das Spulengehäuse aufgesetzten Vorverstärkern.*

Der Leerlauf Gütebereich für alle 8 Elemente lag bei  $Q_{Spule}(297,2 \text{ MHz}) = 20-22$ . Die Entkopplung zwischen allen 8 Elementen lag zwischen -15 und -16 dB, was als ein guter Wertebereich gilt und auf die überlappende Entkopplung zurückzuführen ist. Bei der Beladung mit dem Kugelphantom ( $d = 16,5 \text{ cm}$ ), das mit Polydimethylsiloxan (PDMS) also Silikonöl gefüllt war, haben sich die Güte- und Entkopplungswerte nicht signifikant ( $<1\%$ ) verändert. Dies bedeutet aber nicht, dass der Gesamtgütefaktor  $Q_{Gesamt}$  der Spule ungünstig ist. Das Gütemodell aus Kapitel 3.3.5 kann nur bei verlustbehafteten Materialien eine wirkliche Auskunft über die Sensitivität der jeweiligen Spule geben. Das Silikonöl (PDMS) besitzt folgende Parameter:  $\epsilon_r = 2,3$ ,  $\rho_{Mat} = 0,97 \text{ kg/m}^3$ ,  $\sigma = 0,25 \cdot 10^{-13} \text{ S/m}$ . PDMS gehört zu den dielektrisch sehr verlustarmen Materialien.

### **Vorverstärker**

Als Vorverstärker wurde der Modelltyp 101-85-702 Preamp 7 T (Hersteller: Siemens) inklusive Adapterboard vom Typ 101-85-751 Basic Board 7 T (Hersteller: Siemens)

verwendet. Das Adapterboard besitzt einen passiven und einen aktiven Detuning Schaltkreis mit der Diodenspannung  $U_D = -30 \text{ V}$  ( $I_D = 100 \text{ mA}$ ) zum Schutz des Vorverstärkers und dient zur direkten Montage am Empfangsspulen-Element. Der Vorverstärker 101-85-702 ist sehr rauscharm und besitzt einen internen Mantelwellenfilter zum Schutz. Die Kennwerte sind wie folgt: Betriebsspannung  $U_B = 10 \text{ V}$  ( $I_B = 22 \dots 30 \text{ mA}$ ), Rauschzahl  $F_N$  (für 297,2 MHz)  $< 0.6$ , Eingangsimpedanz =  $75 \Omega$ , Gain = 26 dB. Der Vorverstärker selbst hat eine Eingangsimpedanz von  $75 \Omega$ , weil bei dieser Impedanz die Rauschzahl niedriger ist als bei  $50 \Omega$  Eingangsimpedanz. Damit aber die Empfangsspule mit  $50 \Omega$  Eingangsimpedanz ohne Signalverluste angeschlossen werden kann, wird durch das Adapterboard eine Anpassung von  $50 \Omega$  auf  $75 \Omega$  durchgeführt.

## 5 Ergebnisse und Evaluierung

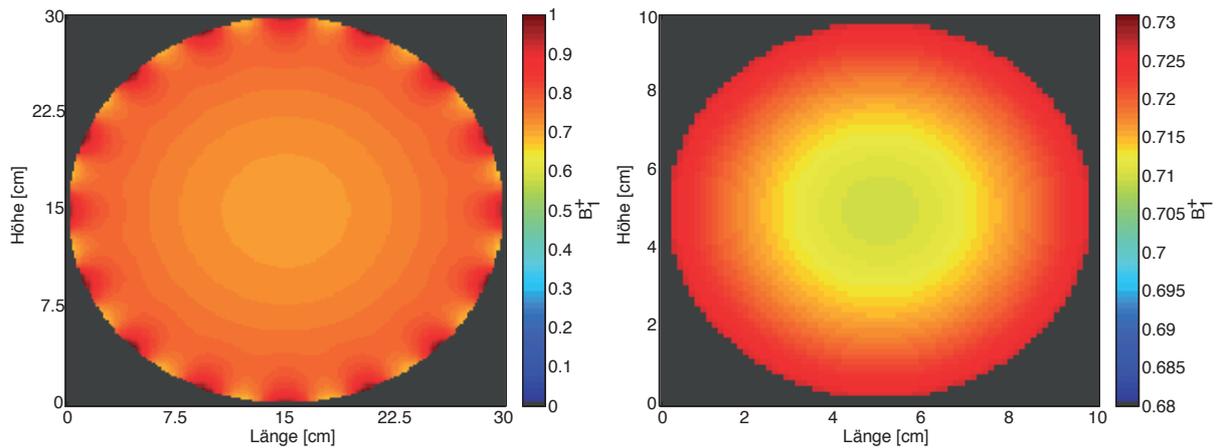
### 5.1 Vergleich des Travelling-Wave-Primatensystems mit der Birdcagearchitektur

Um eine Referenzebene für die  $B_1^+$  Homogenität des TW-Konzepts zu erhalten, wurde eine Vergleichsmessung zur Birdcagearchitektur durchgeführt, die als Standardanregungsarchitektur für den MR-Bereich gilt. Dieser Vergleich basiert auf der theoretisch berechneten  $B_1^+$ -Feldverteilung und es schließt sich ein experimenteller Vergleich an. Für den experimentellen Vergleich wurde eine Hybrid-Birdcage-Spule (HBC) ausgewählt. Beim TW-Primatensystem kam die im Kapitel 4.6.2 bereits beschriebene 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule zum Einsatz. Zur Untersuchung des  $B_1^+$ -Feldes wurde ein Kugelphantom ( $d = 16,5$  cm), gefüllt mit PDMS Silikonöl, verwendet. Das PDMS Silikonöl hat eine nur geringfügig kleinere Dichte als Wasser ( $\rho_{Mat} = 0,97$  kg/m<sup>3</sup>), besitzt aber eine geringere Permittivität ( $\epsilon_r = 2,3$ ) als Wasser und ist elektrisch nichtleitend ( $\sigma = 0,25 \cdot 10^{-13}$  S/m). Hierdurch kommt es bei einer  $B_1^+$ -Flipwinkel Messung zu keiner Beeinflussung durch UHF-Effekte [Magill 2007, Kap. 3.11.4], [Hoult 2000].

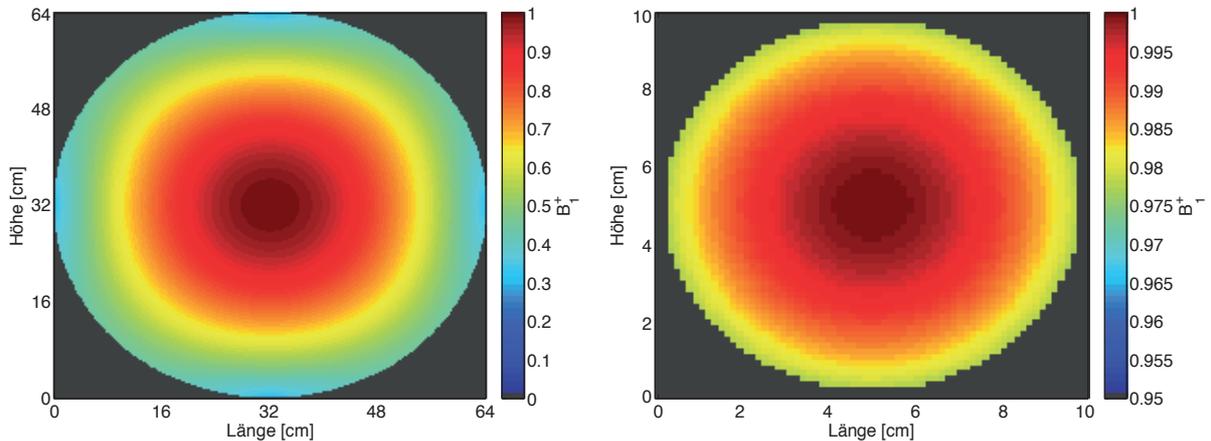
#### 5.1.1 Berechnete $B_1^+$ -Feldverteilung

Für die Berechnung der  $B_1^+$ -Feldverteilung wurde die Software MATLAB® 2011 (Mathworks, Natick, MA) verwendet. Für die Birdcagearchitektur (Kap. 3.3.3) wurde ein Script entwickelt, das Vorarbeiten der Dissertation von [Boissoles 2005] verwendet und die  $B_1^+$ -Feldverteilung auf Basis des Biot-Savart Gesetzes beschreibt. Für das TW-Primatensystem wurde das im Kapitel 2.2.5 erwähnte MATLAB® Script verwendet, um die  $B_1^+$ -Feldverteilung für den zirkular polarisierten TE<sub>11</sub>-Mode zu berechnen. Die berechnete  $B_1^+$ -Feldverteilung, in zum Maximalwert normalisierter Form, für die HBC ist in Abbildung 5.1

dargestellt. Das linke Bild zeigt den gesamten Feldbereich mit  $d = 30$  cm und das rechte Bild stellt einen Ausschnitt mit  $d = 10$  cm des Zentrums dar, der in den nachfolgenden  $B_1^+$ -Flipwinkelmap Vergleichsmessungen als Bezugsausschnitt dient. Hierbei lässt sich erkennen, dass die Amplitude des  $B_1^+$ -Feldes zum Zentrum der HBC hin schwächer wird. Die berechnete  $B_1^+$ -Feldverteilung, in zum Maximalwert normalisierter Form, für das TW-Primatensystem ist in Abbildung 5.2 dargestellt.



**Abbildung 5.1:** Berechnete Amplitude des  $B_1^+$ -Feldes einer zirkular polarisierten Birdcage-Spule normalisiert zum Maximalwert: (li) Gesamtdarstellung, (re) Vergrößerter Ausschnitt aus dem Zentrum (ROI,  $d = 10$  cm).



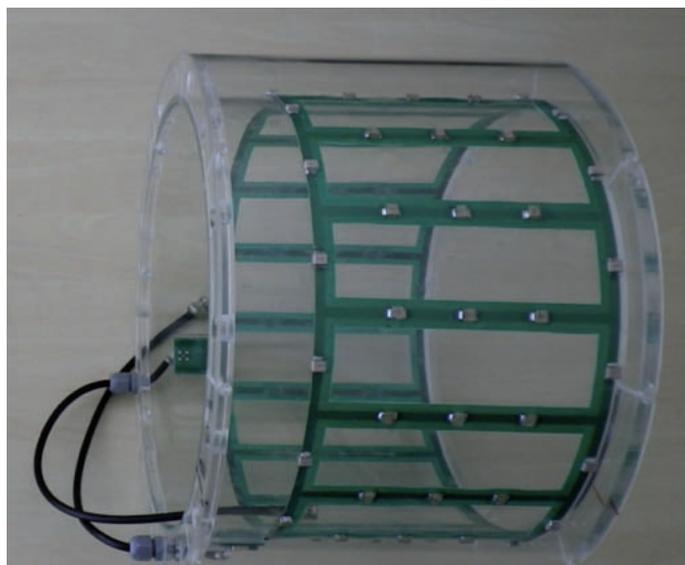
**Abbildung 5.2:** Berechnete Amplitude des  $B_1^+$ -Feldes des zirkular polarisierten  $TE_{11}$ -Mode normalisiert zum Maximalwert: (li) Gesamtdarstellung, (re) Vergrößerter Ausschnitt aus dem Zentrum (ROI,  $d = 10$  cm).

Das linke Bild zeigt den gesamten Feldbereich des RF-Shieldes mit einem Durchmesser  $d = 64$  cm, mit dem sich darin ausbreitenden zirkular polarisierten  $TE_{11}$ -Mode, und das rechte Bild stellt gleichermaßen einen Ausschnitt mit  $d = 10$  cm des Zentrums dar, der ebenfalls in den

nachfolgenden  $B_1^+$ -Flipwinkelmap Vergleichsmessungen als Bezugsausschnitt dient. Es lässt sich besonders genau erkennen, dass das  $B_1^+$ -Feld des zirkular polarisierten  $TE_{11}$ -Modes die höchste Amplitude im Zentrum besitzt und nach außen hin abnimmt (Abbildung 5.2 links). Um die Homogenität beider  $B_1^+$ -Feldverteilungen besser miteinander vergleichen zu können, wurde die relative Standardabweichung (coefficient of variation) verwendet  $\sigma_{CV_\alpha}$ , die als Quotient aus Mittelwert  $\mu_\alpha$  und Standardabweichung  $\sigma_\alpha$  gebildet wird. Für die Region of Interest (ROI)  $d = 10$ , der berechneten transversalen  $B_1^+$ -Feldverteilung, ergibt sich eine relative Standardabweichung für die HBC mit  $\sigma_{CV\_HBC\_Tra} = 0,0068$  und mit  $\sigma_{CV\_TW\_Tra} = 0,0067$  für das TW-Primatensystem mit zirkular polarisierten  $TE_{11}$ -Mode.

### 5.1.2 Bandpass-Birdcage-Spule

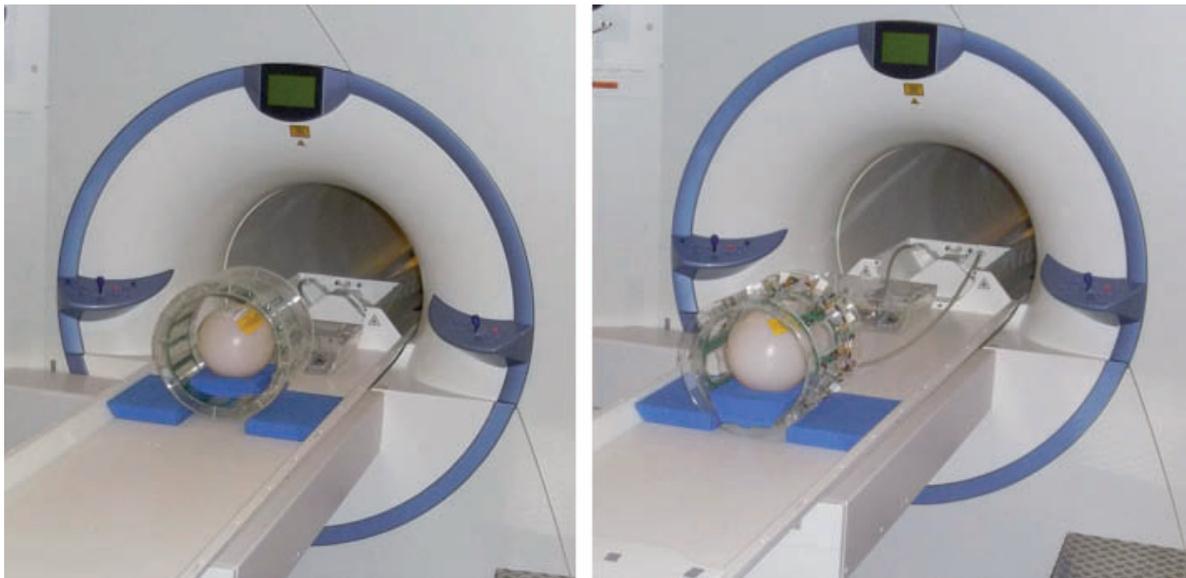
Für die angestrebte Vergleichsmessung wurde eine von Dr.-Ing. Kyoung-Nam Kim entwickelte Hybrid-Birdcage-Spule (HBC) [Kim 2011, Kap. 3.3.2] verwendet und über das Send- und Empfangsinterface betrieben. Die HBC Spule (Abbildung 5.3) besteht aus 16 Stäben mit eine Länge von 15 cm und einem Innendurchmesser von 30 cm. Sie wird über zwei Ports gespeist, die mit einer Phasendifferenz von  $90^\circ$  angesteuert werden, um eine zirkular polarisierte  $B_1$ -Feldverteilung zu generieren.



**Abbildung 5.3:** Hybrid-Birdcage-Spule (HBC) für 7 T mit Innendurchmesser = 30 cm und 16 Stäben mit Länge = 15 cm [Kim 2011, Kap. 3.3.2]

### 5.1.3 $B_1^+$ -Flipwinkelmap Vergleichsmessung

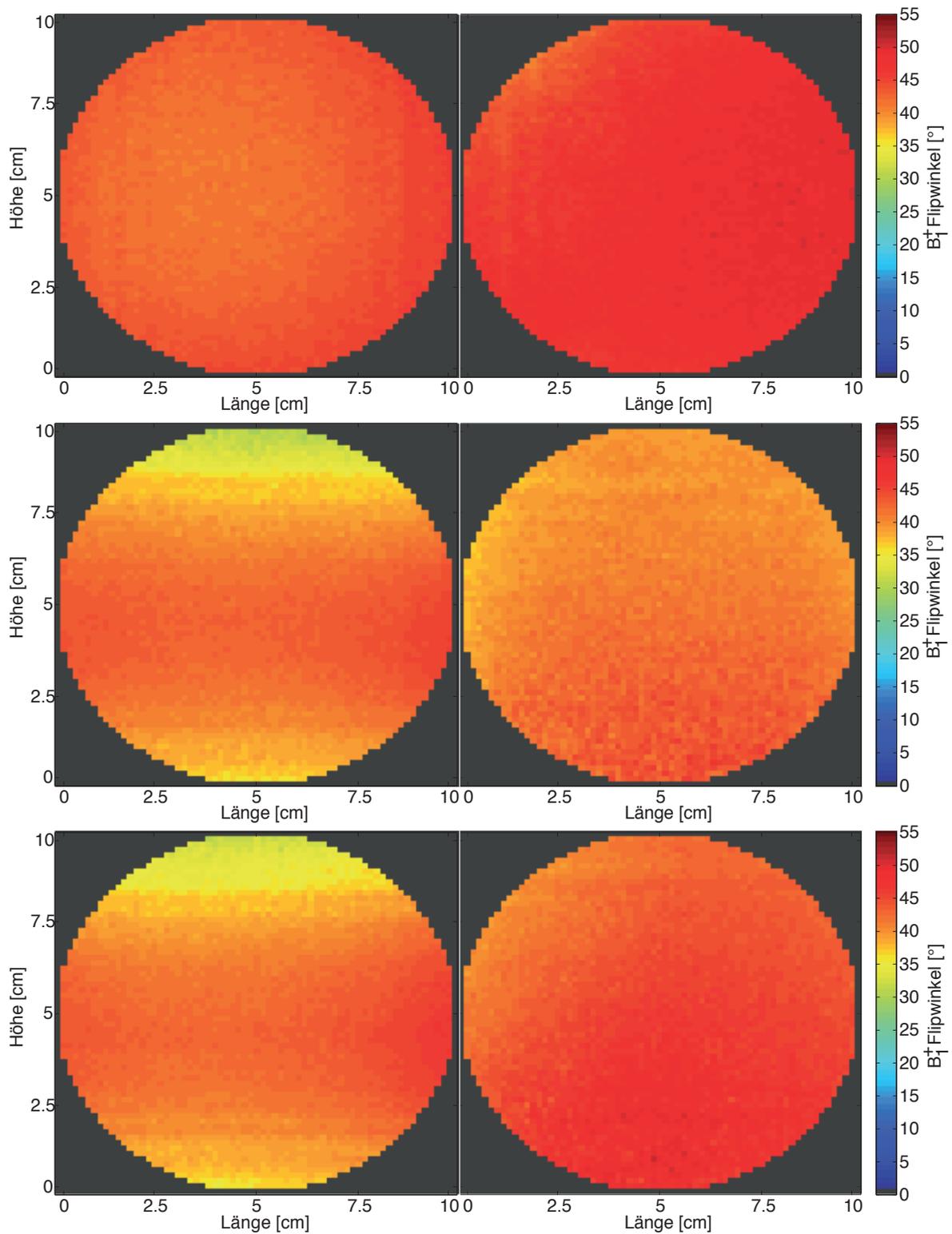
Der Messaufbau mit PDMS Kugelphantom ( $d = 16,5$  cm) für die Vergleichsmessung des TW-Primatensystem mit dem Birdcage-Resonator im 7 T MRT-System ist in Abbildung 5.4 dargestellt. Im linken Bild ist die Bandpass-Birdcage-Spule, angeschlossen an das Sende-Empfangsinterface, abgebildet und im rechten Bild die 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule. Als Sequenz für die  $B_1^+$  Vergleichsmessung kam eine  $B_1^+$ -Flipwinkelmapping-Sequenz zum Einsatz (Siemens work in progress Paket, durch Dr. Hans-Peter Fautz zur Verfügung gestellt). Diese basiert auf einer turbo FLASH Sequenz, die einen magnetisierenden Präparationspuls nutzt, um die Flipwinkelverteilung zu bestimmen [Frahm 1986], [Klose 1992]. Für die Bestimmung der  $B_1^+$ -Flipwinkelmaps im FoV muss der Präparationspulsflipwinkel  $\alpha$  im Bereich zwischen  $45^\circ$  bis  $90^\circ$  liegen, um den rauschbedingten Messfehler gering zu halten.



**Abbildung 5.4:** Messaufbau für  $B_1^+$ -Flipwinkelmapping des PDMS Kugelphantoms: (li) Hybrid-Birdcage-Spule, (re) 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule.

Mit Hilfe eines Rechteck-Präparationssättigungspulses wird die longitudinale Magnetisierung  $M_z$  verringert, was einer genaueren Flipwinkelbestimmung dient. Die von dieser Sequenz gemessenen  $B_1^+$ -Flipwinkel werden als Grauwertmap abgespeichert. Die Grauwerte entsprechen dem 10-fachen des nominellen Flipwinkels. Dieses Aufnahmeverfahren ist schneller als das Spin-Echo- oder stimulierte Echo-Verfahren zur  $B_1^+$ -Flipwinkel Bestimmung [Akoka 1993]. Die Genauigkeit der Turbo FLASH Sequenz mit Präparationssättigungspuls-

Aufnahmeverfahren ist abhängig von der Stärke des Anregungspulses  $\alpha_{exc}$ . Der Anregungspuls  $\alpha_{exc}$  führt bei einem Wert von  $20^\circ$  zu guten Resultaten mit akzeptablen  $SNR$ , bei gleichzeitiger Minimierung der Artefakte entlang der Phasenkodierungsrichtung. Die Anregungspulswinkel  $\alpha_{exc}$  und Präparationspulswinkel  $\alpha$  sind auf die Effektivwertamplitude (RMS) der Referenzspannung  $U_{ref}$  bezogen. Die Amplitude der Referenzspannung  $U_{ref}$  charakterisiert die HF-Energie, welche benötigt wird, um einen Flipwinkel von  $180^\circ$  zu erreichen. Dieser  $180^\circ$  Referenzflipwinkel wird durch einen Rechteckpuls mit der Dauer  $t_p = 1$  ms erzeugt, was ein  $B_1^+ = 11,75 \mu\text{T}$  generiert. Insbesondere für in vivo MR-Aufnahmen ist eine valide Referenzspannung  $U_{ref}$  die Grundlage für eine diagnostisch verwertbare Kontrastwichtung. Die Homogenität der aufgenommenen  $B_1^+$ -Flipwinkelmaps wird über die Standardabweichung  $\sigma_\alpha$  ( $^\circ$ ) der Flipwinkel in einer ausgewählten Region of Interest (ROI) [Setsompop 2008] ermittelt. Zur Anregung wird ein Sättigungspulswinkel  $\alpha = 45^\circ$  für die Hybrid-Birdcage-Spule und das TW-Primatensystem verwendet. Der angewendete Rechteck-Präparationssättigungspulswinkel  $\alpha = 45^\circ$  entspricht bei der HBC einer Amplitude von  $U_{sat}$  (RMS) = 55 V bei einer Pulsdauer  $t_p = 1$  ms und  $U_{sat}$  (RMS) = 440 V mit einer Pulsdauer  $t_p = 1,5$  ms beim TW-Primatensystem. Die nachfolgenden Sequenzparametereinstellungen wurden verwendet: TR = 5000 ms, TE = 1,9 ms, Matrix = 128x128, FoV = 200x200 mm, Schichtdicke = 8 mm,  $\alpha = 45^\circ$ ,  $\alpha_{exc} = 20^\circ$ . Die Wiederholzeit TR = 5000 ms wurde gewählt, um eine vollständige Erholung der longitudinalen Magnetisierung  $M_z$  zu erhalten, da für das PDMS Kugelphantom  $T_1 = 1000$  ms beträgt. Bei einem kürzeren TR würde dies zu einer Überschätzung des Flipwinkel  $\alpha$  und so zu fehlerhaften Messergebnissen führen. Die Sequenz erzeugt kleinere Inhomogenitäten an den Grenzflächen des Kugelphantoms. Diese Inhomogenitäten werden von Gibbs-Ringing Artefakten [Haacke 1999, Kap 13.3] verursacht. Um die Einflüsse dieser Artefakte zu vermindern, wurde eine kreisförmige ROI mit einem Durchmesser von 10 cm für die weitere Auswertung verwendet. Die gemessenen  $B_1^+$ -Flipwinkelmaps werden für alle 3 Ebenen (transversal, sagittal, koronal) in Abbildung 5.5, für die Hybrid-Birdcage-Spule (HBC) Tx/Rx und TW-Primatensystem (Tx) mit 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule (Rx), dargestellt. Der Mittelwert  $\mu_\alpha$  ( $^\circ$ ), die Standardabweichung  $\sigma_\alpha$  ( $^\circ$ ) und die relative Standardabweichung  $\sigma_{CV,\alpha}$  der gemessenen Flipwinkel werden für Bandpass-Birdcage-Spule (HBC) und TW-Primatensystem in Tabelle 5.1 für jede Ebene aufgeführt.



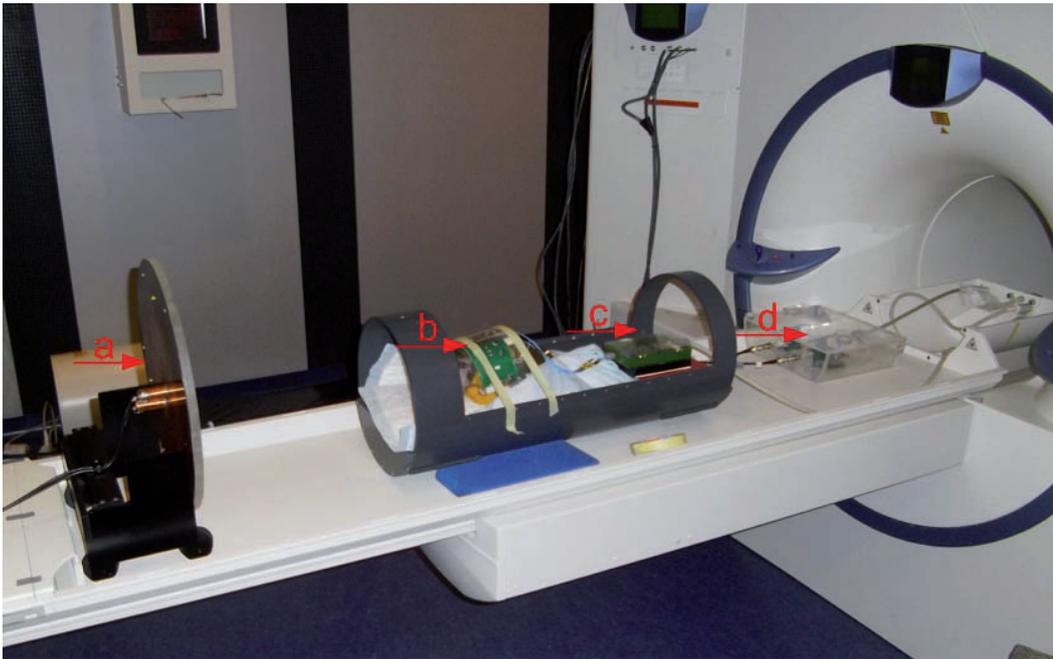
**Abbildung 5.5:** Zirkular polarisierte  $B_1^+$ -Flipwinkelmap für ROI mit  $d = 10$  cm, obere Reihe = transversal, mittlere Reihe = sagittal, untere Reihe = koronar: (li) Hybrid-Birdcage-Spule (HBC), (re) TW-Primatensystem mit 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule.

Anregung Tx / Ebene	$\mu_\alpha$ (°)	$\sigma_\alpha$ (°)	$\sigma_{CV_\alpha}$
HBC / transversal	43,0	1,1	0,026
TW / transversal	47,4	1,6	0,034
HBC / sagittal	40,6	3,1	0,076
TW / sagittal	41,1	1,7	0,041
HBC / koronar	40,6	3,0	0,074
TW / koronar	42,3	2,2	0,052

**Tabelle 5.1:** Mittelwert  $\mu_\alpha$  (°), Standardabweichung  $\sigma_\alpha$  (°) und relative Standardabweichung  $\sigma_{CV_\alpha}$  der gemessenen Flipwinkelmaps mit Flipwinkel des Sättigungspulses  $\alpha = 45^\circ$  in ROI ( $d = 10$  cm) für Hybrid-Birdcage-Spule (HBC) und TW-Primatensystem in jeweils einer transversalen, sagittalen und koronaren Ebene

## 5.2 Resultate der in vivo Messungen

Um die Leistungsfähigkeit des TW-Primatensystems zu evaluieren, wurden anatomische in vivo Messungen akquiriert und mit Messungen einer Birdcagearchitektur äquivalenten Primatenkopfspule in puncto SNR und Gewebehomogenität verglichen. Für die anatomischen in vivo Messungen mit TW-Primatensystem und der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule wurde eine zylinderförmige Liege aus PVC Material benutzt. Die Liege hat einen Durchmesser = 30,5 cm und eine Länge = 75 cm. Die nachfolgenden MR-Aufnahmen wurden in Kooperation mit dem Leibniz-Institut für Neurobiologie (LIN) durchgeführt. Herr Dr. Jörg Stadler (LIN) und Frau Judith Mylius (LIN) führten die gesamten in vivo Experimente, unter Einhaltung der geltenden Tierschutzbedingungen, an zwei Javaneraffen (lat. *Macaca fascicularis*) durch. Geschlecht: weiblich; Alter: 4 und 9 Jahre; Gewicht: ca. 4 und 6 kg. Unter Verwendung des Narkotikums Ketamin ist eine Narkose für die durchgeführten Messungen erfolgt, um so Bewegungsartefakte zu minimieren und den Stress für die unkonditionierten Tiere so gering wie möglich zu halten. Die Tiere befanden sich in der Posterior-Position, also mit den Füßen zuerst im 7 T MRT-System und wurde in der sogenannten Sphinx-Position für die Messung gelagert (Abbildung 5.6). Die Patchantenne wurde über das Send- und Empfangsinterface gespeist und die 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule wurde über die Vorverstärker-Box an die Signalverarbeitungseinheit des 7 T MRT-Systems angeschlossen. Die Primatenkopfspule wurde mit Hilfe von Papiertape parallel zur Liege fixiert.

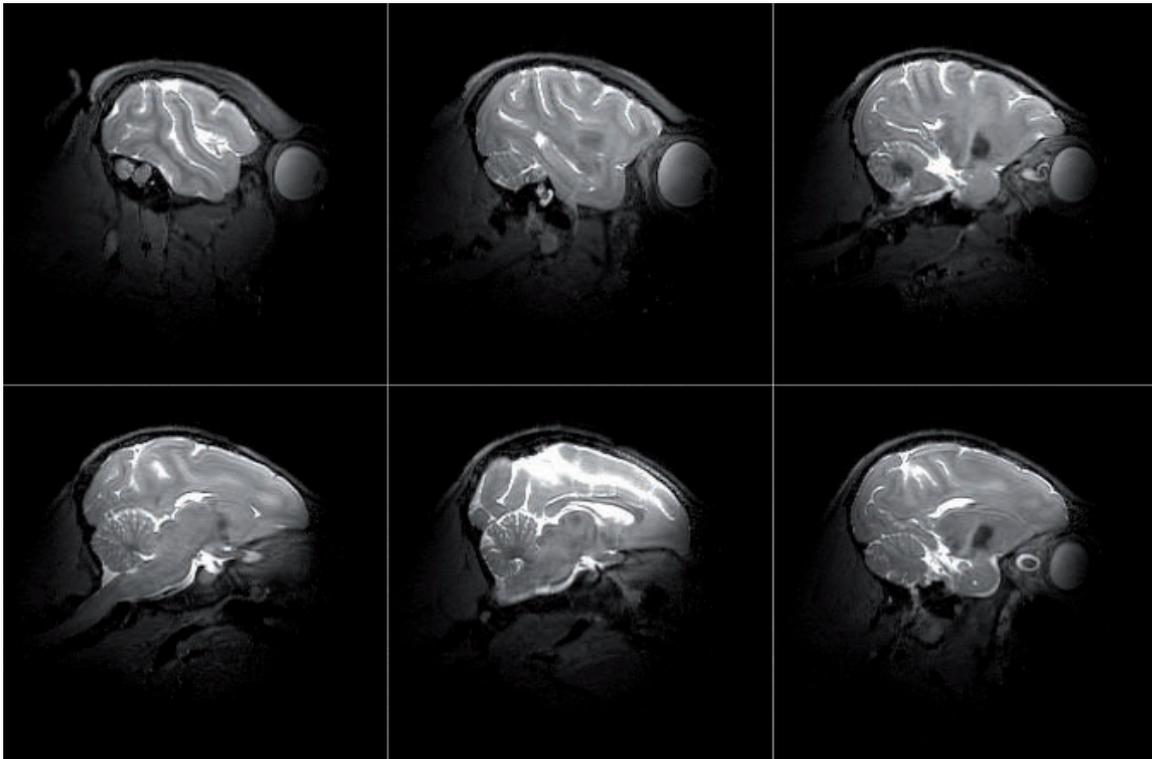


**Abbildung 5.6:** Narkotisierte Javaneraffe (Posterior-Position) in Liege mit Sphinx-Position und TW-Primatensystem: (a) Patchantenne, (b) 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule, (c) Verstärker Box, (d) Sende- und Empfangsinterface

### 5.2.1 3D Turbo-Spin-Echo Messergebnisse

Das TW-Primatensystem wurde in Hinblick auf das  $SNR$  und die Gewebegleichmäßigkeit mit Hilfe von hochauflösenden anatomischen *in vivo* Messungen evaluiert. Eine hochauflösende anatomische MR-Messung bildet in der Regel die Grundlage für die fMRT, da funktionelle Daten oft nicht eine ausreichend hohe Bildqualität besitzen, um auf ihnen die ausgewertete Aktivierung anschaulich zu projizieren. Für die Akquirierung dieser hochauflösenden anatomischen MR-Messungen haben sich zwei Sequenzen bei Human *in vivo* Messungen besonders etabliert. Die 3D MP-RAGE-Sequenz (Magnetization Prepared Rapid Gradient Echo), die eine 3D-Variante der Turbo-FLASH Sequenz darstellt, findet bei derzeitigen fMRT Messungen am häufigsten Anwendung [Mugler 1990], [Deichmann 2000]. Sie bildet durch die Verwendung eines Inversionspulses ein gutes Kontrastverhältnis bei Human *in vivo* Messungen zwischen grauer und weißer Substanz aus. Eine gegenüber  $B_0$ -Inhomogenitäten bzw. Suszeptibilitätsartefakten unempfindlichere Sequenz ist die Turbo-Spin-Echo (TSE) Sequenz [Schmitt 1998, Kap. 19]. Die Turbo-Spin-Echo (TSE) Sequenz erreicht meist nicht das MP-RAGE Kontrastverhältnis zwischen grauer und weißer Substanz bei Human *in vivo* Messungen, aber kann sich deutlich

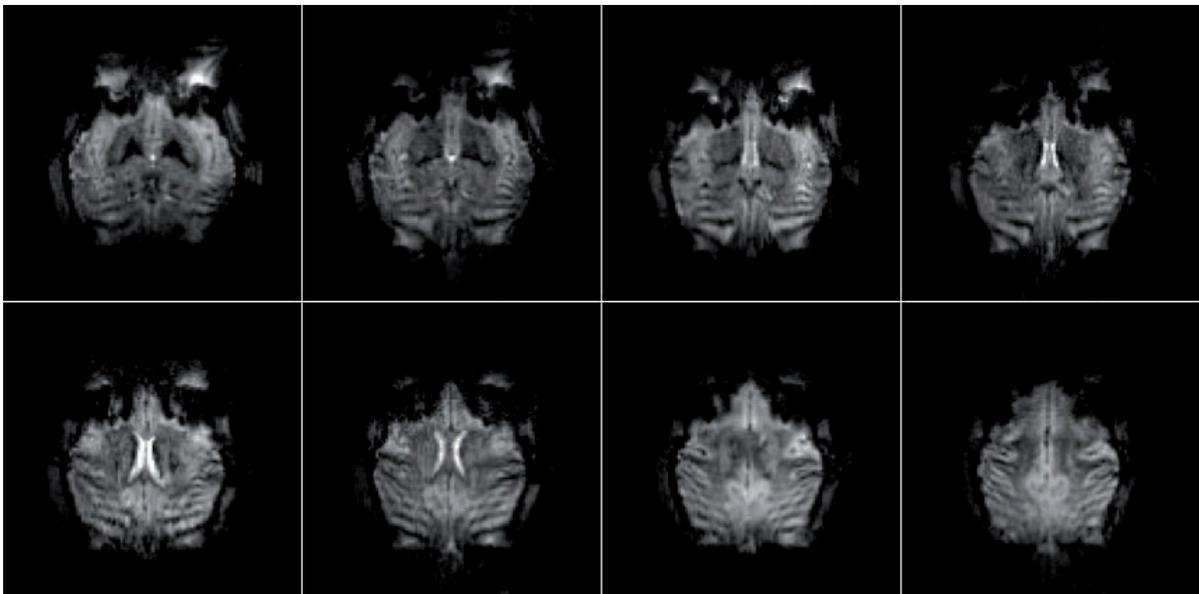
bei schwierigen  $B_0$ -Shim Bedingungen gegenüber der MP-RAGE-Sequenz behaupten. Bei Primatenmessungen am 7 T MRT-System sind diese schwierigen  $B_0$ -Shim Bedingungen gegeben, da das Shim-System als Teil des Gradienten-Systems für die Human Anwendung ausgelegt ist. Eine qualitativ guter  $B_0$ -Shim kleiner Körper, wie der eines Makaken, sind nur teilweise erreichbar. Für die durchgeführten anatomischen Primatenmessungen wurde die 3D-Variante der Turbo-Spin-Echo (TSE) Sequenz mit nachfolgenden Sequenzparametern verwendet: TR = 4000 ms, TE = 200 ms, Matrix = 320x320, Schichten = 160, FoV = 150x150 mm, Schichtdicke = 0,5 mm, Schichtdistanz = 1 mm, Schichtführung = sagittal,  $\alpha$  = var,  $U_{ref}$  = 270 V, Bild-Rekonstruktionsverfahren = Sum-of-Squares (SoS). Die 3D Turbo-Spin-Echo Sequenz bildet einen starken Kontrast mit  $T_2$ -Wichtung. Durch Verwendung kleinerer Flipwinkel hat die 3D Turbo-Spin-Echo Sequenz eine geringe SAR Exposition gegenüber der 2D TSE [Schmitt 1998, Kap. 19]. Jede zehnte Schicht dieser Messung wird im medialen Anteil des Volume of Interest (VOI) in Abbildung 5.7 mit einer nominellen Auflösung von  $0,46 \times 0,46 \times 0,5 \text{ mm}^3$  dargestellt.



**Abbildung 5.7:** Hochauflösende 3D TSE Messung mit TW-Primatensystem und narkotisiertem Javaneraffen. Abbildung jeder zehnten Schicht im medialen Anteil des Volume of Interest (VOI). Darstellung des gesamten Gehirns des Tiers mit guter Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie Kleinhirn und Hippocampus

### 5.2.2 EPI Messergebnisse

Für die fMRT an Primaten bilden schnelle bildgebende Sequenzen einen wichtigen Bestandteil. Die Echo Planar (EPI) Sequenz gilt als Standard fMRT Sequenz und findet bei derzeitigen fMRT Messungen am häufigsten Anwendung, sowohl bei der Human-Bildgebung als auch bei der Tier-Bildgebung [Haacke 1999, Kap. 19.3]. Die  $T_2$ -gewichtete 2D EPI Sequenz wurde mit nachfolgenden Sequenzparametern angewendet: TR = 2690 ms, TE = 31 ms, Matrix = 232x256, Schichten = 30, FoV = 150x150 mm, Schichtdicke = 1 mm, Schichtdistanz = 0,2 mm, Schichtführung = koronar,  $\alpha = 90^\circ$ , Fettsättigung = 40°,  $U_{ref} = 270$  V, Bild-Rekonstruktionsverfahren = Sum-of-Squares (SoS). Ausgewählte Schichten dieser Messung werden in Abbildung 5.7 mit einer nominellen Auflösung von  $0,64 \times 0,58 \times 0,2$  mm<sup>3</sup> gezeigt. Die Schichtführung ist hierbei koronar gewählt worden, weil hierdurch der größtmögliche Gehirnbereich pro Schicht aufgenommen wird. Durch die hohe Auflösung lassen anatomische Details, wie Frontal- und Parietallappen und eine gute Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, erkennen. Hierdurch würden sich ausgewertete Aktivierungen besser zuordnen lassen, um diese auf die hochaufgelösten anatomischen MR-Messung zu projizieren.



**Abbildung 5.8:** Hochaufgelöste 2D EPI Messung mit TW-Primatensystem und narkotisierten Javaneraffen. Darstellung ausgewählter Schichten des gesamten Tiergehirns mit für dieser Sequenz guter Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie Frontal- und Parietallappen

### 5.3 Vergleich Primatenkopfspule im Dual-Helmholtz-Design mit Travelling-Wave-Primatensystem

Um die Leistungsfähigkeit des TW-Primatensystems zu vergleichen, wurden hochaufgelöste anatomische in vivo Messungen mit einer Birdcagearchitektur äquivalenten Primatenkopfspule akquiriert. Diese hochaufgelösten anatomischen in vivo Messungen sollten in puncto  $SNR$  und Gewebekomogenität zum TW-Primatensystem verglichen werden. Da im UHF-Bereich nur sehr wenige kommerzielle MR-HF-Spulen existieren, war dementsprechend eine Primatenkopfspule kaum verfügbar. Aus diesem Grund wurde eine Primatenkopfspule verwendet, die die südkoreanischen Partner (NRI) im Jahr 2009 ausschließlich für die anatomischen Bildgebung an Makaken entwickelt hatten. Diese Primatenkopfspule besteht aus einer äußeren Volumenspule Tx im Dual-Helmholtz (DH) Design und einer inneren Empfangsspule (Rx) im Phased-Array Design mit 12-Elementen (Abbildung 5.9). Die Dual-Helmholtz (DH) Anregungsspule [Kim 2011, Kap. 3.2.2], welche über einen aktiven Detuning Schaltkreis verfügt, besitzt einen Innendurchmesser = 22,5 cm und eine Länge = 13,5 cm. Das Gehäuse der DH-Spule wurde aus einem PMMA-Rohr gefertigt, mit einer Materialstärke von 5 mm. Die DH-Volumenspule ist vom  $B_1^+$  Anregungsverhalten der Birdcage-Spule gleichwertig. Die DH-Volumenspule wurde mit Hilfe des Sende- und Empfangsinterfaces betrieben.



**Abbildung 5.9:** Primatenkopfspule mit Volumenspule (Tx) im Dual Helmholtz-Design und kombinierter 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule (Rx): (li) Gesamtansicht, (re) Frontalansicht.

Die 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule, welche passive Detuning Schaltkreise nutzt (Kap. 4.5.1), besitzt einen Innendurchmesser = 13,5 cm und eine Länge = 9 cm mit einer

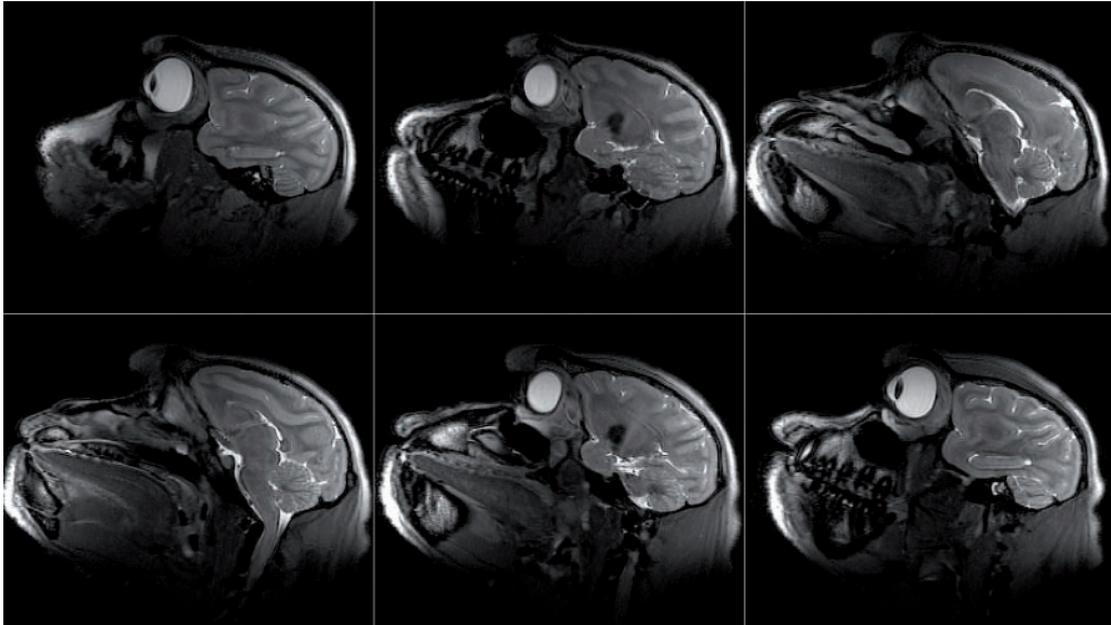
PMMA Materialstärke von 5 mm. Die 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule verwendet überlappendes Entkoppeln. Das Tier wurde für die Messung ebenfalls mit Ketamin narkotisiert und in der anterioren Position, also mit dem Kopf voran, im MRT-System in einer seitlichen Position gelagert (Abbildung 5.10). Eine Lagerung in der Sphinx-Position war mit der NRI DH-Primatenkopfspule nicht möglich.



*Abbildung 5.10: Narkotisierter Javaneraffe (Anterior-Position) in Primatenkopfspule (DH-Volumenspule (Tx) und kombinierter 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule (Rx).*

### 5.3.1 Vergleichsmessung des TW-Primatensystems mit der DH-Primatenkopfspule

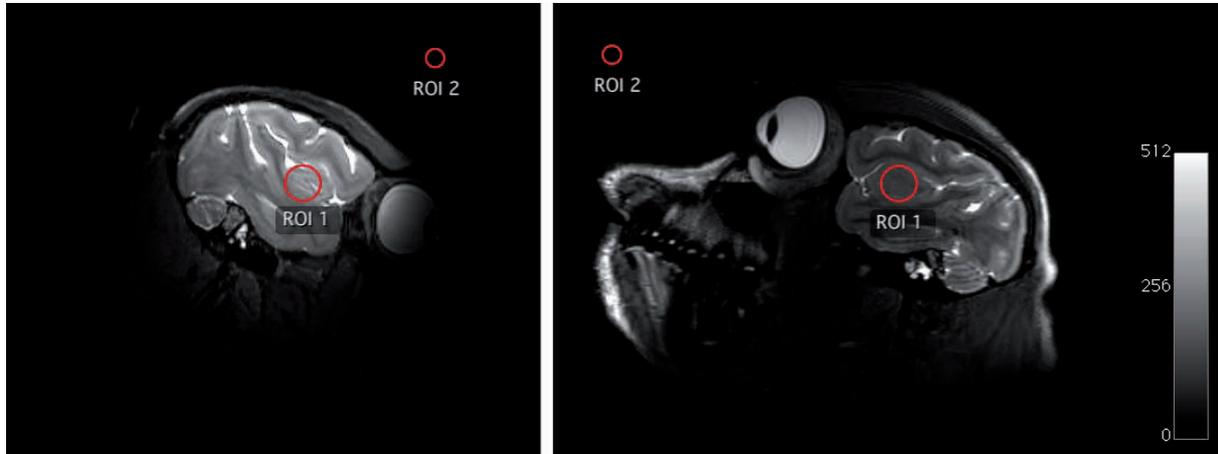
Um das *SNR* und die Gewebegleichmäßigkeit sowie den Gewebekontrast mit dem TW-Primatensystem zu vergleichen, wurde für die anatomische Messung mit der DH-Primatenkopfspule ebenfalls die 3D Turbo-Spin-Echo (TSE) Sequenz mit nachfolgenden Sequenzparametern verwendet:  $TR = 5000$  ms,  $TE = 200$  ms, Matrix =  $320 \times 320$ , Schichten = 160, FoV =  $150 \times 150$  mm, Schichtdicke = 0,5 mm, Schichtdistanz = 1 mm, Schichtführung = sagittal,  $\alpha = \text{var}$ ,  $U_{ref} = 197$  V, Bild-Rekonstruktionsverfahren = Sum-of-Squares (SoS). Jede zehnte Schicht dieser Messung wird im medialen Anteil des Volume of Interest (VOI) in Abbildung 5.11 mit einer nominellen Auflösung von  $0,46 \times 0,46 \times 0,5$  mm<sup>3</sup> dargestellt.



**Abbildung 5.11:** Hochaufgelöste 3D TSE Messung mit DH-Primatenkopfspule und narkotisierten Javaneraffen. Abbildung jeder zehnten Schicht im medialen Anteil des Volume of Interest (VOI). Darstellung des gesamten Gehirns des Tiers mit guter Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie Kleinhirn, Hippocampus und Hirnstamm

Nachfolgend werden die Ergebnisse dieser hochaufgelösten anatomischen 3D TSE Messungen mit den Ergebnissen des TW-Primatensystem verglichen und das  $SNR$  ermittelt. In Abbildung 5.12 (links) wird eine ausgewählte Schicht der TSE Messung mit dem TW-Primatensystem in Verbindung mit der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule dargestellt. In Abbildung 5.12 (rechts) wird eine Schicht mit nahezu identischer Position dargestellt, welche mit der DH-Primatenkopfspule aufgenommen wurde. Es lässt sich gut erkennen, dass die DH-Kopfspule über ein größeres FoV verfügt, da ihre Phased-Array Elemente auch mehr Volumen abdecken können. Die Zielstellung bleibt weiterhin das Primatengehirn mit gutem Kontrast und hoher  $SNR$  aufzunehmen. Die Ergebnisse zeigen eine gleichwertige Gewebekomogenität beider Messungen im Bereich des Gehirns, sowie eine gute Darstellung des Kleinhirns und des Hippocampus. Der Kontrast für graue und weiße Substanz ist ebenfalls für beide Messungen sehr gut. Die  $SNR$ -Werte, die über Gl. 3.14 (Kap. 3.3.6) mit den zugehörigen Empfangsspulenfaktor  $CF_{TW\_3\_Elemente} = 2,3499$  und  $CF_{DH\_12\_Elemente} = 4,848$  [Dietrich 2008] aus den mit dem SoS-Verfahren rekonstruierten 3D TSE Messungen ermittelt wurden, sind für das TW-Primatensystem mit 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule  $SNR_{TW\_3\_Elemente} = 560$

und  $SNR_{DH\_12\_Elemente} = 174$  für die DH-Primatenkopfspule. Die zugehörigen Werte werden in Tabelle 5.2 aufgeführt.



**Abbildung 5.12:** Anatomische in vivo 3D TSE Messung des narkotisierten Tiers zum Vergleich von TW-Primatensystem und DH-Primatenkopfspule: (li) TW-Primatensystem und 3-Elemente Primatenkopfspule, (re) DH-Primatenkopfspule.

MR-HF-Spule	$\mu_{\text{Pixel}}$ ROI 1	$\mu_{\text{Pixel}}$ ROI 2	SNR
TW 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule	315	1,32	560
DH 12-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule	131	1,82	174

**Tabelle 5.2:** Pixelmittelwert  $\mu_{\text{Pixel}}$  der ROI 1, ROI 2 und das SNR (Gl. 3.14) des TW-Primatensystems mit 3-Elemente Primatenkopfspule und der DH-Primatenkopfspule mit 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule für die anatomische 3D TSE Messung mit SoS-Bild-Rekonstruktionsverfahren.

## 6 Diskussion

Das in dieser Arbeit entwickelte TW-Primatensystem für die MR-Bildgebung an Makaken bietet weltweit die erste uneingeschränkt nutzbare Applikation für MR-Messungen mit großen räumlichen Stimulationsmöglichkeiten an einem 7 T Human-Ganzkörper MRT-System. Der wesentliche Vorteil liegt hierbei in der Verwendung eines 7 T UHF Human-Ganzkörper MRT-Systems, das erstens einen großen Untersuchungsbereich und zweitens ein hohes  $SNR$  durch die hohe  $B_0$ -Feldstärke von 7 T bietet. Durch die Kombination mit einer Phased-Array-Architektur gewährleistet das TW-Primatensystem große räumliche Stimuli-Bedingungen für die fMRT an Makaken. Darüber hinaus sind die Kosten für die Komponenten und die Produktion von einer Patchantenne für das TW-Primatensystem mit ca. 3000 € viel niedriger im Vergleich zu denen der DH-Primatenkopfspule mit ca. 6000 €. Die Möglichkeit, Phased-Array-Spulen am Kopf des Primaten zu fixieren, erleichtert die Durchführung von fMRT Messungen von wachen Primaten in einem Human-Ganzkörper UHF MRT-System. Dies reduziert weiterhin die finanziellen Kosten, weil so die Anschaffung eines zusätzlichen vertikalen UHF MRT-Systems vermieden werden kann. Darüber hinaus könnten auch andere Kleintiere wie z. B. Hunde oder Katzen mit dem TW-Primatensystem an einem 7 T Human-Ganzkörper MRT-System untersucht werden, wobei solche Untersuchungen nicht Gegenstand dieser Arbeit waren. Einer der größten Unterschiede zwischen der Birdcagearchitektur und dem TW-Primatensystem ist die unterschiedliche  $E$ -Feld Verteilung, die sich auch auf die  $SAR$  auswirkt. Während bei Birdcage-Spulen die  $E$ -Feld Verteilung von den Kondensatoren beeinflusst wird, bestimmt beim TW-Primatensystem der  $TE_{11}$ -Mode die  $E$ -Feld Verteilung. Hierbei liegt der maximale Wert des  $E$ -Feldes an der Mittelachse des RF-Shields, was dadurch auch Ausgangspunkt für die höchste  $SAR$  in diesem Bereich wäre. Das TW-Primatensystem ist eine Weiterentwicklung des TW-Anregungsverfahrens für die Primaten MR-Bildgebung. Die Anwendung des TW-Anregungsverfahrens als  $B_1^+$ -Feld Anregungsquelle in einem 7 T

Human-Ganzkörper MRT-System wurde erstmalig durch Brunner et al. [Brunner 2009] gezeigt. Die Autoren konzentrierten sich bei dem TW-Anregungsverfahren auf die potenziellen Vorteile der Einstrahlung von HF-Leistung in ein großes FoV, das im UHF-Bereich neue Anwendungen erschließen könnte. Das Problem für jedes Ganzkörper-Resonator Konzept ist die leistungslimitierende  $SAR$ , weswegen derzeit kein UHF Human-Ganzkörper MRT-System über eine Ganzkörperspule verfügt. Aus diesem Grund bilden Volumenspulen in Kombination mit Phased-Array-Spulen die Basis für MR-Messungen im UHF-Bereich, wie z. B. die DH-Primatenkopfspule (Kap. 5.3). Bei Volumenspulen, die die  $B_1^+$ -Feldanregung von bestimmten Körperregionen übernehmen, lassen sich die  $SAR$  Grenzwerte sehr viel besser abschätzen und einhalten. Die Birdcage-Spulen bilden mit ihrer  $B_1^+$  Homogenität den "Goldstandard" im MR-Bereich, weswegen das TW-Primatensystem eine vergleichbare  $B_1^+$ -Feldverteilung aufweisen muss, für das zu untersuchende FoV.

### 6.1 Vergleich Travelling-Wave-Primatensystem mit Birdcagearchitektur

Die Flipwinkelmap-Vergleichsmessungen zwischen der Birdcagearchitektur (HBC) und dem TW-Primatensystem (Kap. 5.1.3) zeigen eine vergleichbare  $B_1^+$ -Feldhomogenität im Zentrum des RF-Shields. Die ausgewählte Region of Interest (ROI) mit 10 cm Durchmesser bildet eine Homogenität, vergleichbar zur Birdcagearchitektur. Dies bestätigt auch die theoretische Vorbetrachtung der  $B_1^+$ -Feldverteilungen (Kap. 5.1.1) in diesem Bereich. Für die im Zentrum liegende ROI mit einem Durchmesser  $d = 10$ , der berechneten transversalen  $B_1^+$ -Feldverteilung, ergab sich eine relative Standardabweichung für die HBC mit  $\sigma_{HBC\_Tra} = 0,0068$  und mit  $\sigma_{TW\_Tra} = 0,0067$  für das TW-Primatensystem mit zirkular polarisierten  $TE_{11}$ -Mode. Die theoretisch berechnete  $B_1^+$ -Feldhomogenität des TW-Primatensystem unterscheidet sich somit nicht signifikant von der  $B_1^+$ -Feldhomogenität der Birdcagearchitektur für die im Zentrum ausgewählte ROI mit  $d = 10$  cm. Bei den durchgeführten Flipwinkel-Vergleichsmessungen wurden geringfügige Abweichungen in der  $B_1^+$ -Feldhomogenität zwischen TW-Primatensystem und Birdcagearchitektur festgestellt. Die gemessene relative Standardabweichung der transversalen Flipwinkelmap des TW-Primatensystems  $\sigma_{CV\_a\_TW\_Tra} = 0,034$  hat gegenüber der gemessenen relativen Standardabweichung der transversalen Flipwinkelmap der HBC  $\sigma_{CV\_a\_HBC\_Tra} = 0,026$  eine Abweichung von 0,008 (Tabelle 5.1). Bei den gemessenen sagittalen

Flipwinkelmaps hatte wiederum die relative Standardabweichung der HBC  $B_1^+$ -Feldverteilung eine Abweichung von 0,035 und bei der koronaren Flipwinkelmap trat eine Abweichung von 0,022 gegenüber der relativen Standardabweichung der  $B_1^+$ -Feldverteilung des TW-Primatensystems auf. Dies lässt den Rückschluss zu, dass das TW-Primatensystem in der Praxis eine nur geringfügig schlechtere  $B_1^+$ -Feldhomogenität bei der transversalen  $B_1^+$ -Feldverteilung im Vergleich zur Birdcagearchitektur besitzt. Bei der sagittalen und koronaren  $B_1^+$ -Feldverteilung ist die  $B_1^+$ -Feldhomogenität wiederum geringfügig besser im Vergleich zur Birdcagearchitektur. Auch die Ergebnisse der in vivo Messungen zeigen, dass die Anforderung an die  $B_1^+$ -Feldhomogenität erfüllt wird. Einen weiteren Schwachpunkt des TW-Primatensystems bildet die begrenzte HF-Leistung von real 6,5 kW, die zur Verfügung steht. Aus diesem Grund wurde für das TW-Primatensystem eine Patchantenne entwickelt, die durch eine hohe Direktivität  $D_R$  und eine kompakte Baugröße im Bereich des RF-Shields betrieben werden konnte. Um die Patchantenne für den Systemfrequenzbereich des 7 T MRT-System (297,2 MHz) zielgerichtet zu entwickeln, wurde die Feldsimulationssoftware CST Microwave Studio® und die Software Antenna Magus® (Magus (Pty) Ltd) verwendet. Darüber hinaus konnte die HF-Leistung durch ein an Patchantennen adaptiertes Anpassungsnetzwerk effizient genutzt werden. Die Verwendung eines Anpassungsnetzwerkes bei der in dieser Arbeit entwickelten Patchantenne stellt somit eine verbesserte Anwendung des TW-Primatensystem gegenüber dem TW-Anregungsverfahren von Brunner et al. [Brunner 2009] und Zhang et al. [Zhang 2012] dar, weil bei diesen verwendeten Patchantennen kein Anpassungsnetzwerk zum Einsatz kam. Quantitativ lässt sich durch die Verwendung eines Anpassungsnetzwerkes für jede Positionierung der Patchantenne innerhalb des RF-Shields ein höherer  $B_1^+$ -Wirkungsgrad erzielen.

### 6.1.1 $B_1^+$ Wirkungsgrad

Der  $B_1^+$  Wirkungsgrad des TW-Primatensystem ist gegenüber einer lokalen Volumenspule mit Resonatorarchitektur bzw. Resonatorverfahren sehr viel schwächer, weil das TW-Anregungsverfahren einen geringeren HF-Energie-Wirkungsgrad besitzt. Dieser geringere Wirkungsgrad ist darauf zurückzuführen, dass ein Großteil der generierten EM-Wellen, die das RF-Shield passieren und nur teilweise der  $B_1^+$ -Feldanregung dienen ( $TE_{11}$ -Mode), dann

das RF-Shield verlassen [Zhang 2012]. Beim Resonatorverfahren, wie z. B. der Birdcage-Spulenarchitektur, wird die HF-Energie konzentriert und könnte bei Dämpfungsfreiheit sogar kurzfristig begrenzt gespeichert werden. Der gemessene  $B_1^+$  Wirkungsgrad mit PDMS Silikonöl-Kugelphantom ( $d = 16,5$  cm) für das TW-Primatensystem lag bei  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_TW} = 1,04$   $\mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}$  und für die Hybrid-Birdcage-Spule (HBC) bei  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_HBC} = 11,41$   $\mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}$ . Der  $B_1^+$  Wirkungsgrad wird in  $[\mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}]$  angegeben. Die Bestimmung des  $B_1^+$  Wirkungsgrads erfolgt durch den in  $\mu\text{T}$  umgerechneten (Gl. 2.14)  $B_1^+$ -Flipwinkel Mittelwert (Tabelle 5.1) dividiert durch die Quadratwurzel der verwendeten Wirkleistung (RMS)  $\sqrt{P}$  [kW]. Die verwendete Wirkleistung  $P$  (RMS) lässt sich als Quotient des quadratischen Effektivwerts der genutzten Flipwinkel Spannung (RMS) dividiert durch die charakteristische Impedanz  $Z_C$  ( $50 \Omega$ ) ermitteln. Der  $B_1^+$  Wirkungsgrad  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_HBC}$  im PDMS Silikonöl-Kugelphantom war somit beim TW-Primatensystem elfmal niedriger als bei der Hybrid-Birdcage-Spule (HBC), die einen Durchmesser von 30 cm besitzt. Der geringere Wirkungsgrad des TW-Primatensystems ist auf den kleineren  $B_1$ -Füllfaktor für das zu untersuchende FoV zurückzuführen. Das TW-Primatensystem generiert ein  $B_1^+$ -Feld im gesamten RF-Shield. Dies benötigt mehr HF-Leistung als bei einem kleineren Anregungsvolumen, wie z. B. bei der Anregung des menschlichen Kopfes mit einer Volumenspule. Dies ist aber letztendlich eine Eigenschaft, die jeden klassischen Ganzkörper-Resonator im MR-Bereich betrifft. Eine Ganzkörper-Birdcage-Spule (Hochpass-Design) eines 3 T MRT-Systems mit einem  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_BC\_3T\_GK} = 8,96$   $\mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}$ , erreicht nicht den selben  $B_1^+$  Wirkungsgrad, wie eine 3 T Birdcage-Kopfspule (Hochpass-Design) mit  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_BC\_3T\_KS} = 13,12$   $\mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}$  bezogen auf ein PDMS Silikonöl-Kugelphantom ( $d = 16,5$  cm). Der gemessene  $B_1^+$  Wirkungsgrad für das TW-Primatensystem bei der in vivo Primatenmessung lag bei  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_TW} = 9,72$   $\mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}$  ( $U_{ref} = 270$  V), womit dieser neunmal höher als beim PDMS Silikonöl-Kugelphantom ist. Unter der Annahme, dass das TW-Primatensystem lastunabhängig  $Q_{PA}$  gegenüber der Beladung mit einem Makaken arbeitet (Beladungsverluste verringern Güte), würde der höhere  $B_1^+$  Wirkungsgrad durch eine dielektrische Resonanz im Kopf bzw. Gehirn des Tieres verursacht, der als dielektrischer Resonator fungiert und so das  $B_1^+$ -Feld bündelt. Diese dielektrischen Resonanzen werden durch die im wasserhaltigen Gewebe verkürzte Freiraumwellenlänge  $\lambda$  verursacht, die zu stehenden Wellen im Untersuchungsvolumen führen können. Die dielektrischen Resonanzen generieren im

Kopf des Tieres bei den durchgeführten Messungen keine signifikanten Inhomogenitäten bzw. Interferenzen wie die Ergebnisse zeigen, aber kompensieren den geringen  $B_1^+$  Wirkungsgrad des TW-Primatensystems innerhalb des Tierkopfes. Der  $B_1^+$  Wirkungsgrad  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_TW} = 1,04 \mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}$  repräsentiert die  $B_1^+$ -Feldverteilung für den unbeladenen RF-Shield Zustand. Durch den Einsatz von wasserhaltigen Objekten erhöht sich der  $B_1^+$  Wirkungsgrad durch die dielektrischen Resonanzeffekte, wie Alt et al. [Alt 2012a] und Brunner et al. [Brunner 2011] zeigen. Beide erreichen einen  $B_1^+$  Wirkungsgrad von ca.  $B_{1^+}^{Tx\_eff\_TW} = 5 \mu\text{T}/\sqrt{\text{kW}}$ , welcher mit Hilfe von wasserhaltigen Phantomen mit dem TW-Anregungsverfahren erzielt wird. Durch die dielektrischen Resonanzeffekte wirkt Wasser als Verstärker für den  $B_1^+$  Wirkungsgrad bei der in vivo Anwendung des TW-Primatensystem.

## 6.2 In vivo Messungen

Im Ergebnis der durchgeführten in vivo Messungen, unter Anwendung des TW-Primatensystems, zeigte sich eine hohe  $SNR$  in Verbindung mit der Birdcagearchitektur gleichwertigen  $B_1^+$  Feldhomogenität. Die in vivo Messungen ergaben, dass hochauflösende anatomische 3D TSE Aufnahmen mit diesem Verfahren akquiriert werden können. Die MR-Aufnahmen (Abbildung 5.7) decken das gesamte Gehirn ab und zeigen ausgezeichnete Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie die verschiedenen Teile des Gehirns bis zum Kleinhirn und den Hippocampus. Eine hochaufgelöste anatomischen MR-Messung bildet in der Regel die Grundlage für die fMRT, um auf ihnen die ausgewertete Aktivierung anschaulich zu projizieren. Mit der gegebenen HF-Leistung blieb die angewandte 3D TSE Sequenz innerhalb der  $SAR$ -Werte, mit akzeptabler Messdauer und einem hohen  $SNR$  von 560. Weil die EPI-Sequenz basierte Messungen in der Regel eine schlechtere Qualität aufweisen, bilden hochauflösende 3D TSE oder 3D MP-RAGE Messungen die Grundlage für das sogenannte anatomische Mapping der auf EPI-Sequenz basierenden fMRT Messungen. Die mit dem TW-Primatensystem und der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule akquirierten EPI Aufnahmen zeigen eine gute anatomische Qualität für dieses Aufnahmeverfahren und bilden so die Basis für spätere fMRT Experimente. Untersuchungen wie in fMRT Experimenten erfordern größtenteils wache Primaten, welche aber häufig in horizontalen MRT-Systemen nicht gemessen werden, weil die liegende Position wachen Primaten unbequem zu sein scheint. Die

sogenannte Sphinx-Position ist eine Alternative, erfordert jedoch eine spezielle Fixiereinheit (Abbildung 1.2) mit ausreichendem Platz um den Kopf herum, so dass diese Anwendung ideal für das TW-Primatensystem geeignet ist. Die einfache Positionierung des narkotisierten Makaken innerhalb des 7 T MRT-Systems zeigt den großen Vorteil des TW-Primatensystems. Mit dem TW-Primatensystem und der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule kann eine sogenannte Sphinx-Position eingenommen werden. Im Vergleich mit einer Volumenspulenarchitektur, wie z. B. der DH-Primatenkopfspule, lässt die 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule mehr Platz für die Sphinx-Position und führt zu einem höheren  $SNR$ . Dieses hohe  $SNR$  wird durch den hohen  $B_1$ -Füllfaktor und die sehr nahe am Objekt positionierten Vorverstärker erreicht. Die Verwendung der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule führt zu einer höheren Flexibilität bei der Anwendung von fMRT Stimuli, mit z. B. Kopfhörern oder visuellen Geräten. So eröffnet das TW-Primatensystem die Möglichkeit für verschiedene Arten von Empfangsspulen, auf die jeweiligen Anforderungen optimiert werden zu können.

### 6.3 Vergleich Primatenkopfspule im Helmholtz-Design mit Travelling-Wave-Primatensystem

Die hochaufgelöste anatomische 3D TSE Messung sowohl mit der DH-Primatenkopfspule als auch mit dem TW-Primatensystem und 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule zeigen (Abbildung 5.12) eine gute Homogenität in dem Bereich des Gehirns, der für spätere Untersuchungen relevant sein wird. Der Kontrast für die graue und weiße Substanz ist ebenfalls in beiden Messungen gut. Die DH-Primatenkopfspule verfügt über ein größeres FoV, weil ihre Phased-Array Elemente mehr Volumen abdecken. Beide 3D TSE Messungen wurden mit dem SoS-Verfahren rekonstruiert [Roemer 1990]. Das gemessene  $SNR$  für das TW-Primatensystem ist mit  $SNR_{TW\_3\_Elemente} = 560$  dreimal höher als für die DH-Primatenkopfspule mit  $SNR_{DH\_12\_Elemente} = 174$ . Dieser starke Unterschied in der Sensitivität ist primär auf den um ca. 2,5 cm größeren Durchmesser der 12-Elemente Phased-Array-Empfangsspule zurückzuführen, weil hierdurch der  $B_1$ -Füllfaktor geringer gegenüber der 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule ist. Der  $B_1$ -Füllfaktor ist in der Regel oftmals kleiner als 1, da eine MR-HF-Spule nicht zu 100% ein zu vermessenenes Objekt umschließt. Ein weiteres Problem war die seitliche Lagerung des Tieres innerhalb der DH-Primatenkopfspule, was zwangsläufig zu einer ungleichmäßigen Distanz gegenüber den 12 Empfangselementen führte und so auch das

*SNR* verringerte. Eine Lagerung in der Sphinx-Position war im Gegensatz zum TW-Primatensystem mit der DH-Primatenkopfspule nicht möglich. Eine MR-HF-Spule, die sich nicht an die Lage des zu untersuchen Objektes und dessen Lagerung anpassen kann, ist immer von Nachteil. Der Einsatz von Volumenspulen schränkt die Freiheitsgrade für anspruchsvollere Versuchsaufbauten wie z. B. akustischer fMRT an Makaken sehr ein.

#### 6.4 SAR Exposition beim Travelling-Wave-Primatensystem

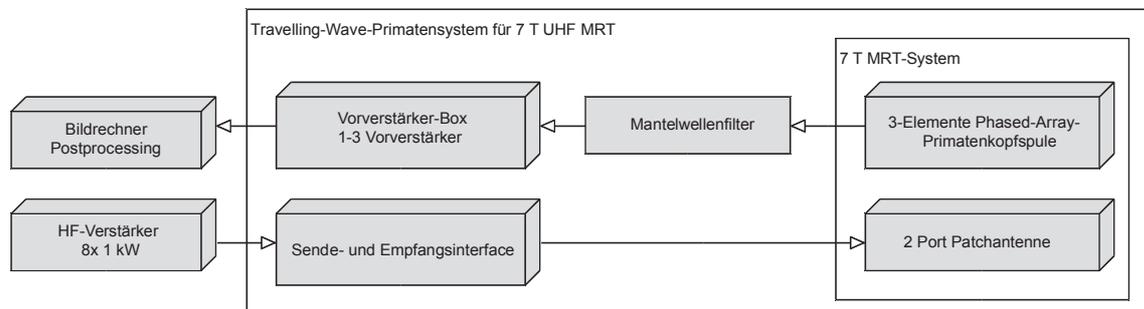
Ein Nachteil des TW-Primatensystems als Gesamtresonatorarchitektur besteht in der im gesamten RF-Shield exponierten HF-Leistung. Hierdurch werden alle Bereiche eines Objektes mit der HF-Energie exponiert, auch die Anteile, die überhaupt nicht untersucht werden. Darüber hinaus wird bei der *SAR* Exposition der dem Transmitter zugewandte Bereich stärker betroffen. Aus diesem Grund ist es notwendig, die maximale lokale *SAR* in diesem Bereich zu erfassen, wo die HF-Energie zunächst in das Objekt eindringt. Für in vivo Messungen ist es daher wesentlich, zu berücksichtigen, welche Körperteile der Antenne zugewandt liegen. Die durch Feldsimulationssoftware berechneten Ergebnisse der maximalen lokalen *SAR* (Abbildung 4.24) ergeben einen Wert von knapp 10 W/kg (über 10 g Gewebe gemittelt) an der Kopfseite (zur Patchantenne zugewandt) für das TW-Primatensystem. Die Patchantenne kann somit bis zu einer effektiven HF-Leistung von 1,1 kW einstrahlen, bis sie eine maximale lokale  $SAR = 10$  W/kg (über 10 g Gewebe gemittelt) erreichen würde. Für das in der Betriebsstufe 1 genutzte 7 T MRT-System wird primär die maximale lokale *SAR* als Kenngröße verwendet, um so sich bildende Hotspots besser zu berücksichtigen. Mit dieser Anregungsleistung beläuft sich die absorbierte Gesamtleistung an die Umgebung inkl. Phantom auf 854 W, dabei war die absorbierte Leistung des Phantom bei 31,4 W, daraus resultiert bei einer Phantom Gesamtmasse = 7,35 kg eine Ganzkörper  $SAR = 4,28$  W/kg [Mallow 2012]. Man erkennt auch hier den geringen Wirkungsgrad von diesem Anregungsverfahren, da nur ein geringer Teil der eingestrahnten effektiven HF-Leistung vom Phantom selber absorbiert wird. Dies wird auch durch den bereits diskutierten  $B_1^+$  Wirkungsgrad bestätigt. Die *SAR* ist ein begrenzender Faktor, der Sequenzparameter wie Flipwinkel  $\alpha$  und Wiederholungszeit  $TR$  beeinflussen kann. Sollte das *SAR*-Limit für die ausgewählten Sequenzparameter überschritten sein, wird entweder  $\alpha$  verkleinert oder das  $TR$  erhöht. Diese Maßnahmen bewirken, dass entweder die eingestrahlte HF-Energie verkleinert wird oder die

Zeit zwischen den Anregungspulsen erhöht wird, was die Gesamtmesszeit (TA) verlängert und dementsprechend eine Abkühlung ermöglichen soll. Um die Ganzkörper *SAR* Exposition für das TW-Primatensystem zu senken und somit auch die Messzeiten zu verkürzen, gibt es verschiedene Ansätze. Alt et al. [Alt 2012a] beschreibt eine mögliche Optimierung des TW-Anregungsverfahrens durch die Zuführung der HF-Leistung über TEM-Leiter, wobei der vordere und hintere Teil des RF-Shields zum TEM-Leiter umgewandelt wird. Hierdurch lässt nur der mittlere Teil des RF-Shields eine Ausbreitung der EM-Welle im  $TE_{11}$ -Mode zu. Dieses Konzept hat den Vorteil, dass durch Variation (in z-Richtung) des nicht als TEM-Leiter arbeitenden RF-Shield-Abschnittes der mit HF-Energie exponierte Körperbereich verkleinert wird und so zur Reduktion der Ganzkörper *SAR* beitragen kann. Ein Nachteil des Konzepts von Alt et al. ist die komplizierte Integration der erforderlichen Apparatur in das vorhandene 7 T MRT-System. Aus diesem Grund wurden bisher nur Phantom Messungen veröffentlicht, die mit einem TEM RF-Shield-System gemessen wurden, das einen verkleinerten Maßstab besitzt und als Insert im 7 T MRT-System betrieben wurde. Erni et al. [Erni 2011] beschreibt eine mögliche Optimierung des TW-Anregungsverfahrens durch selektive Anregung über ein Ringsystem, das im RF-Shield gleichmäßig verteilt wird. Der Vorteil dieses Konzeptes ist, dass die HF-Energie nur in dem Bereich exponiert wird, wo eine  $B_1^+$ -Feldanregung erfolgen soll und sich damit die exponierte HF-Energie deutlich begrenzen lässt. Dies würde zu einer Absenkung der Ganzkörper *SAR* Exposition führen. Die Realisierung erfordert ebenfalls eine räumlich Integration in das vorhandene RF-Shield des 7 T MRT-Systems. Eine praktische Umsetzung soll zeitnah an einem 7 T MRT-System der Hersteller Phillips und Siemens erfolgen. Eine endgültige Bewertung der Konzepte von Erni et al. [Erni 2011] und Alt et al. [Alt 2012a] kann jedoch erst nach Installation und Vergleichsmessungen erfolgen, weshalb sie aus diesem Grund noch nicht für die Absenkung der Ganzkörper *SAR* Exposition beim TW-Primatensystem angewendet werden können.

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

### 7.1 Zusammenfassung

Das Hauptziel dieser Arbeit war es, ein Anregungs- und Empfangssystem für ein 7 T Human-Ganzkörper MRT-System zu entwickeln und zu evaluieren, welches es ermöglicht, die Phased-Array-Architektur für Primatenkopfspulen einsetzen zu können. Dieses Ziel konnte durch die Entwicklung des TW-Primatensystems erreicht werden. Die durchgeführten Entwicklungen im Hardwarebereich konnten das TW-Primatensystem (Abbildung 7.1) für die Makaken MR-Bildgebung an einem 7 T Human-Ganzkörper MRT-System adaptieren.



**Abbildung 7.1:** Schematische Gesamtdarstellung des TW-Primatensystems für ein 7 T MRT-System.

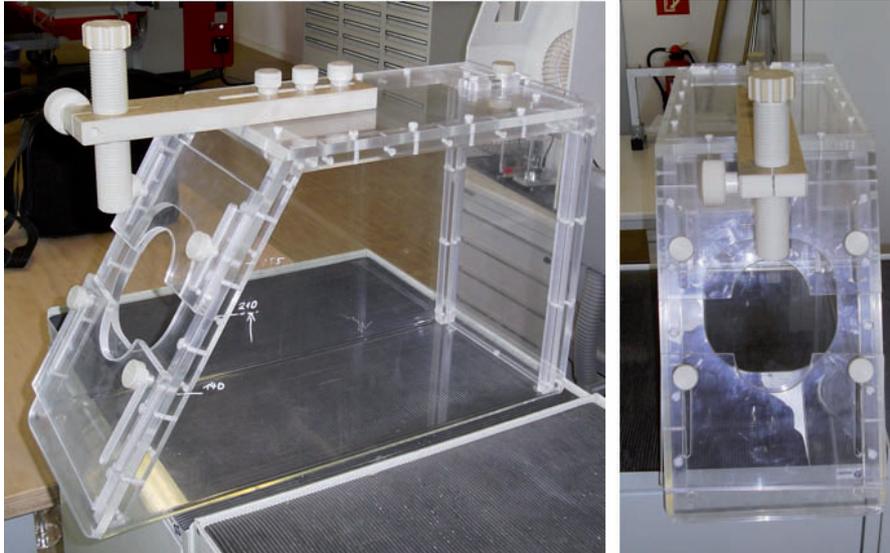
Um dieses Hauptziel zu erreichen wurde das Travelling-Wave-Anregungsverfahren zum Travelling-Wave-Primatensystem weiterentwickelt. Ein Teil dieser Arbeit erfolgte innerhalb einer Kooperation mit dem Leibniz-Institut für Neurobiologie (LIN) und dem Neuroscience Research Institute (NRI) der Gachon University of Medicine and Science. Die eigenständigen Schwerpunkte betrafen hierbei die Entwicklung und messtechnische Validierung einer Patchantenne mit einem Anpassungsnetzwerk unter Zuhilfenahme von EM-Feldsimulationssoftware. Darüber hinaus wurde eine 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule speziell

für die Hirn-Bildgebung bei Makaken konstruiert, die eine auditorische Stimulation zulässt (Abbildung 4.18) und ein hohes  $SNR$  gewährleistet. Zur Evaluation der Homogenität des durch die Patchantenne erzeugten  $B_1^+$ -Feldes für einen größeren Bereich wurde zusätzlich eine 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule konstruiert. Mit dieser 8-Elemente Phased-Array-Empfangsspule wurden  $B_1^+$ -Flipwinkelmap Messungen an einem Silikonöl-Kugelphantom durchgeführt. Diese  $B_1^+$ -Flipwinkelmap Messungen wurden am selben Phantom mit der Birdcagearchitektur verglichen, was zur Bestätigung der vorherberechneten Birdcagearchitektur vergleichbaren  $B_1^+$ -Feldhomogenität im Zentrum des RF-Shields führte. Die mit dem TW-Primatensystem akquirierten hochaufgelösten anatomischen in vivo 3D TSE MR-Aufnahmen und Echo Planar Imaging (EPI) Messungen zeigten eine gute Gewebhomogenität und ein dreimal höheres  $SNR$  im Vergleich zu einer konventionellen Primatenkopfspule bei den 3D TSE Messungen. Die MR-Aufnahmen deckten das gesamte Gehirn ab und zeigten eine ausgezeichnete Abgrenzung von grauer und weißer Substanz, sowie die verschiedenen Teile des Gehirns bis zum Kleinhirn und in den Hippocampus. Die mit dem TW-Primatensystem akquirierten EPI Aufnahmen weisen eine für dieses Aufnahmeverfahren gute anatomische Qualität vor und können so die Basis für spätere fMRT Experimente bilden. Das in dieser Arbeit entwickelte TW-Primatensystem ist bisher weltweit ohne vergleichbares Beispiel die erste Applikation des TW-Anregungsverfahrens (Brunner et al.) für Makaken Messungen mit großen räumlichen Stimulationsmöglichkeiten, die den Primatenforschungsgruppen zur Verfügung steht.

## 7.2 Ausblick

Um fMRT Experimente durchführen zu können, wird aktuell in Zusammenarbeit mit dem Speziallabor für Primatenneurobiologie (Leibniz-Institut für Neurobiologie, Magdeburg) eine Halterung für die Fixierung der Tiere entwickelt. Diese Halterung soll die Tiere im Wachzustand in der Sphinx-Position fixieren, wie in der Skizze in Abbildung 1.2 dargestellt. Die fertiggestellte MR-kompatible Halterung ist in Abbildung 7.2 aufgeführt. Darüber hinaus wurde auch die 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule für auditorische Experimente angepasst, wie in Abbildung 4.18 dargestellt. Die angepasste 3-Elemente Phased-Array-Primatenkopfspule eröffnet die Möglichkeit, schallgedämmte Kopfhörer am Kopf des Tieres zu positionieren und so auditorische Stimuli für fMRT Experimente zu ermöglichen. Der Beginn

dieser auditorischen fMRT Experimente ist abhängig von der Konditionierung der Tiere für die geplanten MR-Messungen.



*Abbildung 7.2: Optimierte Halterung für die Fixierung von Makaken im 7 T MRT-System:  
(li) seitliche Ansicht, (re) Frontalansicht*

Ohne eine Konditionierung der Tiere, die eine 6- bis 12-monatige Dauer haben kann, ist es nicht möglich, die gemessene Aktivierung im Gehirn den auditorischen Stimuli zuzuordnen. Zusammenfassend wurde mit der vorgelegten Arbeit eine neuartige Technik etabliert, auf deren Grundlagen verbesserte fMRT Untersuchungen für Primatenforschungsgruppen ermöglicht werden, die zur weiteren Verdrängung der invasiven Untersuchungsmethoden in diesem Bereich führen kann.

---

---

## Literaturverzeichnis

- [Akoka 1993] Akoka, S., Franconi, F., Seguin, F., Pape, A. Le (1993). Radiofrequency map of an NMR coil by imaging. *Magnetic Resonance Imaging*, 11(3), DOI: 10.1016/0730-725X(93)90078-R.
- [Alt 2012b] Alt, S. (2012b). Koaxiale Wellenleiteranordnung für die multinukleare Hochfeld-Magnetresonanztomographie mit laufenden Wellen.
- [Alt 2012a] Alt, S., Müller, M., Umathum, R., Bolz, A., Bachert, P., Semmler, W., Bock, M. (2012a). Coaxial waveguide MRI. *Magnetic Resonance in Medicine*, 67(4), DOI: 10.1002/mrm.23069.
- [Becker 2000] Becker, E.D. (2000). *High Resolution NMR: Theory and Chemical Applications*. Academic Press, ISBN: 9780120846627.
- [Bernstein 2004] Bernstein, M.A., King, K.F., Zhou, X.J. (2004). *Handbook of MRI Pulse Sequences*. Elsevier, ISBN: 9780080533124.
- [Bloch 1946] Bloch, F., Hansen, W.W., Packard, M. (1946). Nuclear induction. *Physical review*, 70(7-8).
- [Boissoles 2005] Boissoles, P. (2005). *Dissertation: Problèmes mathématiques et numériques issus de l'imagerie par résonance magnétique nucléaire*.
- [Boissoles 2006] Boissoles, P., Caloz, G. (2006). Accurate calculation of mutual inductance and magnetic fields in a birdcage coil. Preprint IRMAR.
- [Bottomley 1992] Bottomley, P.A., Roemer, P.B. (1992). Homogeneous Tissue Model Estimates of RF Power Deposition in Human NMR Studies. *Annals of the New York Academy of Sciences*, 649(1), DOI: 10.1111/j.1749-6632.1992.tb49604.x.
- [Brauer 2004] Brauer, H., Lindner, H., Lehmann, C. (2004). *Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik*. Fachbuchverl. Leipzig im Carl-Hanser-Verlag, ISBN: 9783446225466.
- [Brown 2011] Brown, M.A., Semelka, R.C. (2011). *MRI: Basic Principles and Applications*. 4. Edition, John Wiley & Sons, ISBN: 9780470920862.
- [Brunner 2011] Brunner, D.O., Paška, J., Fröhlich, J., Pruessmann, K.P. (2011). Traveling-wave RF shimming and parallel MRI. *Magnetic Resonance in Medicine*, 66(1), DOI: 10.1002/mrm.22817.
- [Brunner 2009] Brunner, D.O., Zanche, N.D., Fröhlich, J., Paska, J., Pruessmann, K.P. (2009). Travelling-wave nuclear magnetic resonance. *Nature*, 457(7232), DOI: 10.1038/nature07752.

- [Callaghan 1993] Callaghan, P.T. (1993). Principles of Nuclear Magnetic Resonance Microscopy. Oxford University Press, ISBN: 9780198539971.
- [Caspers 2012] Caspers, F. (2012). RF engineering basic concepts: the Smith chart. arXiv:1201.4068 [physics].
- [Collin 1991] Collin, R.E. (1991). Field Theory of Guided Waves. 2. Edition, Wiley, ISBN: 9780879422370.
- [Constantinides 1997] Constantinides, C.D., Atalar, E., McVeigh, E.R. (1997). Signal-to-Noise Measurements in Magnitude Images from NMR Phased Arrays. *Magnetic resonance in medicine: official journal of the Society of Magnetic Resonance in Medicine / Society of Magnetic Resonance in Medicine*, 38(5) .
- [CST AG 2011] CST AG (2011). CST Microwave Studio 2011.
- [Deichmann 2000] Deichmann, R., Good, C.D., Josephs, O., Ashburner, J., Turner, R. (2000). Optimization of 3-D MP-RAGE Sequences for Structural Brain Imaging. *NeuroImage*, 12(1) , DOI: 10.1006/nimg.2000.0601.
- [Demtröder 2010] Demtröder, W. (2010). Experimentalphysik 4: Kern-, Teilchen- Und Astrophysik. 3. Edition, Springer DE, ISBN: 9783642015984.
- [Dietrich 2008] Dietrich, O., Raya, J.G., Reeder, S.B., Ingrisch, M., Reiser, M.F., Schoenberg, S.O. (2008). Influence of multichannel combination, parallel imaging and other reconstruction techniques on MRI noise characteristics. *Magnetic Resonance Imaging*, 26(6) , DOI: 10.1016/j.mri.2008.02.001.
- [Duong 2010] Duong, T.Q. (2010). Diffusion Tensor and Perfusion MRI of Non-Human Primates. *Methods (San Diego, Calif.)*, 50(3) , DOI: 10.1016/j.ymeth.2009.08.001.
- [Erni 2011] Erni, D., Liebig, T., Rennings, A., Koster, N.H.L., Frohlich, J. (2011). Highly adaptive RF excitation scheme based on conformal resonant CRLH metamaterial ring antennas for 7-Tesla traveling-wave magnetic resonance imaging. 2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, DOI: 10.1109/IEMBS.2011.6090102.
- [Frahm 1986] Frahm, J., Haase, A., Matthaei, D. (1986). Rapid NMR imaging of dynamic processes using the FLASII technique. *Magnetic Resonance in Medicine*, 3(2) , DOI: 10.1002/mrm.1910030217.
- [Gabriel 1996] Gabriel, S., Lau, R.W., Gabriel, C. (1996). The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz. *Physics in Medicine and Biology*, 41(11) , DOI: 10.1088/0031-9155/41/11/002.
- [Goense 2008] Goense, J.B.M., Ku, S.-P., Merkle, H., Tolias, A.S., Logothetis, N.K. (2008). fMRI of the temporal lobe of the awake monkey at 7 T. *NeuroImage*, 39(3) , DOI: 10.1016/j.neuroimage.2007.09.038.
- [Gräßl 2013] Gräßl, A., Winter, L., Thalhammer, C., Renz, W., Kellman, P., Martin, C., Knobelsdorff-Brenkenhoff, F. von, Tkachenko, V., Schulz-Menger, J., Niendorf, T. (2013). Design, evaluation and application of an eight channel transmit/receive coil array for cardiac MRI at 7.0 T. *European Journal of Radiology*, 82(5) , DOI: 10.1016/j.ejrad.2011.08.002.

- [Haacke 1999] Haacke, E.M., Brown, R.W., Thompson, M.R., Venkatesan, R. (1999). *Magnetic Resonance Imaging: Physical Principles and Sequence Design*. 1. Edition, John Wiley & Sons, ISBN: 0471351288.
- [Hayes 1985] Hayes, C.E., Edelstein, W.A., Schenck, J.F., Mueller, O.M., Eash, M. (1985). An efficient, highly homogeneous radiofrequency coil for whole-body NMR imaging at 1.5 T. *Journal of Magnetic Resonance* (1969), 63(3), DOI: 10.1016/0022-2364(85)90257-4.
- [Hayes 2009] Hayes, C.E. (2009). The development of the birdcage resonator: a historical perspective. *NMR in Biomedicine*, 22(9), DOI: 10.1002/nbm.1431.
- [Hellerich 2004] Hellerich, W., Harsch, G., Haenle, S. (2004). *Werkstoff-Führer Kunststoffe: Eigenschaften, Prüfungen, Kennwerte ; mit 56 Tabellen*. 8. Edition, Hanser Verlag, ISBN: 3446225595.
- [Herrmann 2011] Herrmann, T., Mallow, J., Kim, K.-N., Bernarding, J., Stadler, J. (2011). Improvement of travelling wave excitation for whole body 7T MRI with an extended gradient coil RF-shield of 1.58 m length. 19th annual ISMRM scientific meeting and exhibition 2011 ; Vol. 3.
- [Hertel 2006] Hertel, P. (2006). *Theoretische Physik*. 1. Edition, Springer, ISBN: 354036644X.
- [Hon Tat Hui 2007] Hon Tat Hui, B.S.P. (2007). Decoupling Methods for the Mutual Coupling Effect in Antenna Arrays: A Review. *Recent Patents on Engineering*, 1(2), DOI: 10.2174/187221207780832200.
- [Hoult 2000] Hoult, D.I. (2000). The principle of reciprocity in signal strength calculations—A mathematical guide. *Concepts in Magnetic Resonance*, 12(4), DOI: 10.1002/1099-0534(2000)12.
- [Hoult 1979] Hoult, D., Lauterbur, P.C. (1979). The sensitivity of the zeugmatographic experiment involving human samples. *Journal of Magnetic Resonance* (1969), 34(2), DOI: 10.1016/0022-2364(79)90019-2.
- [Ibrahim 2005] Ibrahim, T.S. (2005). Analytical approach to the MR signal. *Magnetic Resonance in Medicine*, 54(3), DOI: 10.1002/mrm.20600.
- [IEC 2010] IEC (2010). *Medical electrical equipment—part 2-33 particular requirements for the safety of magnetic resonance equipment for medical diagnosis*. 3. Edition.
- [Kagan 2010] Kagan, I., Iyer, A., Lindner, A., Andersen, R.A. (2010). Space representation for eye movements is more contralateral in monkeys than in humans. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 107(17), DOI: 10.1073/pnas.1002825107.
- [Kim 2011] Kim, K.-N. (2011). *Dissertation: Homogeneous and Heterogeneous Resonators in Ultrahigh-Field MRI, Homogene und heterogene Resonatoren in der Ultrahochfeld-MRT*. Universität Duisburg-Essen.
- [Kinayman 2005] Kinayman, N., Aksun, M.I. (2005). *Modern microwave circuits*. Artech House, ISBN: 9781580537254.
- [Klose 1992] Klose, U. (1992). Mapping of the radio frequency magnetic field with a MR snapshot FLASH technique. *Medical Physics*, 19(4), DOI: 10.1118/1.596828.
- [Kraus 2001] Kraus, J.D., Marhefka, R. (2001). *Antennas*. 3. Edition, McGraw-Hill Publishing Co., ISBN: 0071122400.

- [Krischke 2001] Krischke, A. (2001). Rothammels Antennenbuch. 12. Edition, DARC, ISBN: 388692033X.
- [Küpfmüller 2008] Küpfmüller, K., Mathis, W., Reibiger, A. (2008). Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung. 18. Edition, Springer DE, ISBN: 9783540785903.
- [Lee 2002] Lee, R.F., Giaquinto, R.O., Hardy, C.J. (2002). Coupling and decoupling theory and its application to the MRI phased array. *Magnetic Resonance in Medicine*, 48(1) , DOI: 10.1002/mrm.10186.
- [Levitt 2008] Levitt, M.H. (2008). *Spin Dynamics: Basics of Nuclear Magnetic Resonance*. 2. Edition, John Wiley & Sons, ISBN: 1118681843.
- [Liang 2000] Liang, Z.-P., Lauterbur, P.C., Society, I.E. in M. and B. (2000). *Principles of magnetic resonance imaging: a signal processing perspective*. 1. Edition, SPIE Optical Engineering Press, ISBN: 9780780347236.
- [Logothetis 2004] Logothetis, N.K., Pfeuffer, J. (2004). On the nature of the BOLD fMRI contrast mechanism. *Magnetic Resonance Imaging*, 22(10) , DOI: 10.1016/j.mri.2004.10.018.
- [Lupu 2006] Lupu, M., Briguet, A., Mispelter, J. (2006). *NMR Probeheads: For Biophysical and Biomedical Experiments*. 1. Edition, Imperial College, ISBN: 1860946372.
- [Magill 2007] Magill, A.W. (2007). *Dissertation: Ultra-high frequency magnetic resonance imaging*. University of Nottingham.
- [Mallow 2012] Mallow, J., Herrmann, T., Kim, K.-N., Stadler, J., Mylius, J., Brosch, M., Bernarding, J. (2012). Ultra-high field MRI for primate imaging using the travelling-wave concept. *Magnetic Resonance Materials in Physics, Biology and Medicine*, DOI: 10.1007/s10334-012-0358-z.
- [Mao 2006] Mao, W., Smith, M.B., Collins, C.M. (2006). Exploring the limits of RF shimming for high-field MRI of the human head. *Magnetic Resonance in Medicine*, 56(4) , DOI: 10.1002/mrm.21013.
- [Meinke 1992] Meinke, H.H., Gundlach, F.W. (1992). *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Grundlagen, Komponenten, Systeme*. 5. Edition, Springer Berlin Heidelberg, ISBN: 3540547177.
- [Mispelter 2008] Mispelter, J., Lupu, M. (2008). Homogeneous resonators for magnetic resonance: A review. *Comptes Rendus Chimie*, 11(4–5) , DOI: 10.1016/j.crci.2007.10.003.
- [Van de Moortele 2005] Moortele, P.-F. Van de, Akgun, C., Adriany, G., Moeller, S., Ritter, J., Collins, C.M., Smith, M.B., Vaughan, J.T., Uğurbil, K. (2005). B1 destructive interferences and spatial phase patterns at 7 T with a head transceiver array coil. *Magnetic Resonance in Medicine*, 54(6) , DOI: 10.1002/mrm.20708.
- [Mugler 1990] Mugler, J.P., Brookeman, J.R. (1990). Three-dimensional magnetization-prepared rapid gradient-echo imaging (3D MP RAGE). *Magnetic Resonance in Medicine*, 15(1) , DOI: 10.1002/mrm.1910150117.
- [Mur 1981] Mur, G. (1981). Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, EMC-23(4)* , DOI: 10.1109/TEMC.1981.303970.
- [Murphy-Boesch 1983] Murphy-Boesch, J., Koretsky, A.P. (1983). An in Vivo NMR probe circuit for improved

- sensitivity. *Journal of Magnetic Resonance* (1969), 54(3) , DOI: 10.1016/0022-2364(83)90333-5.
- [Ogawa 1990] Ogawa, S., Lee, T.M., Kay, A.R., Tank, D.W. (1990). Brain magnetic resonance imaging with contrast dependent on blood oxygenation. *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, 87(24) .
- [Orzada 2013] Orzada, S., Johst, S., Maderwald, S., Bitz, A.K., Solbach, K., Ladd, M.E. (2013). Mitigation of B1+ inhomogeneity on single-channel transmit systems with TIAMO. *Magnetic Resonance in Medicine*, 70(1) , DOI: 10.1002/mrm.24453.
- [Orzada 2010] Orzada, S., Maderwald, S., Poser, B.A., Bitz, A.K., Quick, H.H., Ladd, M.E. (2010). RF excitation using time interleaved acquisition of modes (TIAMO) to address B1 inhomogeneity in high-field MRI. *Magnetic Resonance in Medicine*, 64(2) , DOI: 10.1002/mrm.22527.
- [Peterson 2003] Peterson, D.M., Beck, B.L., Duensing, G.R., Fitzsimmons, J.R. (2003). Common mode signal rejection methods for MRI: Reduction of cable shield currents for high static magnetic field systems. *Concepts in Magnetic Resonance*, 19B(1) , DOI: 10.1002/cmr.b.10090.
- [Pfeuffer 2004] Pfeuffer, J., Merkle, H., Beyerlein, M., Studel, T., Logothetis, N.K. (2004). Anatomical and functional MR imaging in the macaque monkey using a vertical large-bore 7 Tesla setup. *Magnetic Resonance Imaging*, 22(10) , DOI: 10.1016/j.mri.2004.10.004.
- [Pozar 2011] Pozar, D.M. (2011). *Microwave Engineering*, 4th Edition. Wiley Global Education, ISBN: 9781118213636.
- [Purcell 1946] Purcell, E.M., Torrey, H.C., Pound, R.V. (1946). Resonance Absorption by Nuclear Magnetic Moments in a Solid. *Physical Review*, 69(1-2) , DOI: 10.1103/PhysRev.69.37.
- [Reiser 2002] Reiser, M., Semmler, W. (2002). *Magnetresonanztomographie*. Springer DE, ISBN: 364256044X.
- [Robson 2008] Robson, P.M., Grant, A.K., Madhuranthakam, A.J., Lattanzi, R., Sodickson, D.K., McKenzie, C.A. (2008). Comprehensive quantification of signal-to-noise ratio and g-factor for image-based and k-space-based parallel imaging reconstructions. *Magnetic Resonance in Medicine*, 60(4) , DOI: 10.1002/mrm.21728.
- [Roemer 1990] Roemer, P.B., Edelstein, W.A., Hayes, C.E., Souza, S.P., Mueller, O.M. (1990). The NMR phased array. *Magnetic Resonance in Medicine*, 16(2) , DOI: 10.1002/mrm.1910160203.
- [Schlötzer 2004] Schlötzer, S., Renk, T. (2004). *Script: Grundlagen der Antennentheorie*.
- [Schmitt 1998] Schmitt, F., Stehling, M.M.K., Turner, R. (1998). *Echo-Planar Imaging: Theory, Technique and Application*. Springer-Verlag GmbH, ISBN: 9783540631941.
- [Setsompop 2008] Setsompop, K., Alagappan, V., Gagoski, B., Witzel, T., Polimeni, J., Potthast, A., Hebrank, F., Fontius, U., Schmitt, F., Wald, L.L., Adalsteinsson, E. (2008). Slice-Selective RF pulses for In-vivo B1+ Inhomogeneity Mitigation at 7 Tesla using Parallel RF Excitation with a 16-Element Coil. *Magnetic resonance in medicine : official journal of the Society of Magnetic Resonance in Medicine / Society of Magnetic Resonance in Medicine*, 60(6) , DOI: 10.1002/mrm.21739.
- [Solbach 2006] Solbach, K. (2006). *Skriptum zur Vorlesung "Antennas for Communication" Wintersemester 2006/2007*. Universität Duisburg-Essen.

- [Solbach 2003] Solbach, K. (2003). Skriptum zur Vorlesung "Grundzüge der Hochfrequenztechnik" 5. Auflage, Sommersemester 2003. Universität Duisburg-Essen.
- [Stiny 2007] Stiny, L. (2007). Handbuch passiver elektronischer Bauelemente: Aufbau, Funktion, Eigenschaften, Dimensionierung und Anwendung. Franzis Verlag GmbH, ISBN: 9783772354304.
- [Strauß 2011] Strauß, F. (2011). Grundkurs Hochfrequenztechnik: Eine Einführung. 1. Edition, Vieweg+Teubner Verlag, ISBN: 3834812420.
- [Streicher 2011] Streicher, M.N., Schäfer, A., Reimer, E., Dhital, B., Trampel, R., Ivanov, D., Turner, R. (2011). Effects of air susceptibility on proton resonance frequency MR thermometry. *Magnetic Resonance Materials in Physics, Biology and Medicine*, 25(1), DOI: 10.1007/s10334-011-0249-8.
- [Teeuwisse 2012] Teeuwisse, W.M., Brink, W.M., Webb, A.G. (2012). Quantitative assessment of the effects of high-permittivity pads in 7 Tesla MRI of the brain. *Magnetic Resonance in Medicine*, 67(5), DOI: 10.1002/mrm.23108.
- [Ullmann 2007] Ullmann, P. (2007). Dissertation: Parallele Sendetechniken in der Magnetresonanztomographie: experimentelle Realisierung, Anwendungen und Perspektiven. Universität Freiburg.
- [Vaughan 2012] Vaughan, J.T., Griffiths, J.R. (2012). RF Coils for MRI. John Wiley & Sons, ISBN: 9781118590461.
- [Vlaardingerbroek 2003] Vlaardingerbroek, M.T., Boer, J.A. (2003). *Magnetic Resonance Imaging: Theory and Practice*. 3. Edition, Springer, ISBN: 9783540436812.
- [Wada 2010] Wada, H., Sekino, M., Ohsaki, H., Hisatsune, T., Ikehira, H., Kiyoshi, T. (2010). Prospect of High-Field MRI. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 20(3), DOI: 10.1109/TASC.2010.2043939.
- [Walsh 2000] Walsh, D.O., Gmitro, A.F., Marcellin, M.W. (2000). Adaptive reconstruction of phased array MR imagery. *Magnetic Resonance in Medicine*, 43(5), DOI: 10.1002/(SICI)1522-2594(200005)43:5<682::AID-MRM10>3.0.CO;2-G.
- [Weishaupt 2006] Weishaupt, D., Köchli, V.D., Marinček, B. (2006). *Wie funktioniert MRI?* 6. Edition, Springer DE, ISBN: 9783540279488.
- [Wiesbeck 2005] Wiesbeck, W. (2005). Skriptum zur Vorlesung "Grundlagen der Hochfrequenztechnik", 7. Auflage,. Universität Karlsruhe: Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik,.
- [Wilke 2012] Wilke, M., Kagan, I., Andersen, R.A. (2012). Functional imaging reveals rapid reorganization of cortical activity after parietal inactivation in monkeys. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, DOI: 10.1073/pnas.1204789109.
- [Wilkinson 1960] Wilkinson, E.J. (1960). An N-Way Hybrid Power Divider. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 8(1), DOI: 10.1109/TMTT.1960.1124668.
- [Yazdanbakhsh 2012] Yazdanbakhsh, P., Solbach, K., Bitz, A.K. (2012). Variable Power Combiner for RF Mode Shimming in 7-T MR Imaging. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 59(9), DOI: 10.1109/TBME.2012.2205926.

- [Zhang 2012] Zhang, B., Sodickson, D.K., Lattanzi, R., Duan, Q., Stoeckel, B., Wiggins, G.C. (2012). Whole body traveling wave magnetic resonance imaging at high field strength: Homogeneity, efficiency, and energy deposition as compared with traditional excitation mechanisms. *Magnetic Resonance in Medicine*, 67(4), DOI: 10.1002/mrm.23107.

## Anhang

### Veröffentlichungen im Verlauf dieser Promotion:

Teile der in dieser Arbeit gezeigten Resultate wurden bereits veröffentlicht:

### Zeitschriftenbeiträge:

\*J. Mallow, \*T. Herrmann, KN. Kim, J. Stadler, J. Mylius, M. Brosch, J. Bernarding: Ultra-high field MRI for primate imaging using the travelling-wave concept. *Magn Reson Mater Phy*  
Springer Online, ISSN 0968-5243 - DOI 10.1007/s10334-012-0358-z, Dezember, 2012,

\* Erstautor

### Begutachtete Konferenzbeiträge:

T. Herrmann, J. Mallow, J. Mylius, J. Stadler, J. Bernarding: Abstract title: Improved Primate MRI at 7T Whole Body MRI-System with Travelling-Wave Concept. Proceedings of the Joint annual meeting ESMRMB, Toulouse, DOI: 10.1007/s10334-013-0384-5, 2013

T. Herrmann, J. Mallow, K-N Kim, J. Stadler, J. Bernarding: Travelling Wave for Improved Excitation of Whole Body 7T MRI with an Extended RF-shield of 1.58m Length and Diameter of 0.64m. Proceedings of the Joint annual meeting ESMRMB, Leipzig, DOI: 10.1007/s10334-012-0323-x, 2011

T. Herrmann, J. Mallow, K-N Kim, J. Stadler, J. Bernarding: Improvement of Travelling Wave Excitation for Whole Body 7T MRI with an Extended Gradient Coil RF-shield of 1.58 m Length. Proceeding of the ISMRM 19th Annual Meeting, Montreal, 2011

T. Herrmann, J. Mallow, J. Bernarding: Using Travelling Wave for Whole Body 7T MRI with an Extended Gradient Coil RF-shield. Proceedings of the German Section of the ISMRM (DS-ISMRM) 2010, Essen, Germany, September, 2010

T. Herrmann, J. Mallow, J. Stadler, O. Speck, M. Kladeck, J. Bernarding: Simulation and Construction of a Modified Turnstile Dipole Tx Antenna for Whole Body 7T MRI with an Extended Gradient Coil RF-shield of 1.58 m Length. Proceeding of the Joint ISMRM-ESMRMB 18th Annual Meeting, Stockholm, 2010