

Die Vorverstärkerentkopplung in der Magnetresonanztomographie

M.Sc. E. Pannicke^{1,2}, Dipl.-Ing R. Mueller², Prof. Dr.-Ing. R. Vick¹, Prof. Dr. H. E. Moeller²

¹Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Lehrstuhl für EMV

²Max-Planck-Institut für Kognitions- und Neurowissenschaften, Leipzig

1 Einleitung

In der Medizintechnik, als wesentlicher Wirtschafts- und Technologiebereich, ist eine zuverlässige Funktion der Geräte unabdingbar. Die Magnetresonanztomographie (MRT), als vielseitiges Werkzeug für die Diagnostik, stellt den Entwickler vor große Herausforderungen – besonders seitens der EMV. In diesem Beitrag wird am Beispiel einer Empfangsspule für die MRT eine spezifische Analyse der Entkopplung nah beieinanderliegender Leiterschleifen durchgeführt.

Ziel dieser Veröffentlichung ist es, eine allgemein verständliche Darstellung dieser Entkopplung zu präsentieren. Die Grundzüge der Entstehung einer Entkopplung werden dargestellt und eine Dimensionierungsgleichung hergeleitet. Diese wird am bekannten Beispiel [3] validiert. Desweiteren werden andere bisher unbekannte Aspekte aufgezeigt. Die Ergebnisse werden diskutiert und mit dem aktuellen Stand der Technik verglichen.

2 Grundlagen

Der grundlegende Aufbau einer Empfangsspule ist in Abb. 1 zu sehen. Der Vorverstärker wird durch seinen Eingangswiderstand charakterisiert (Block D). Das Netzwerk C wird als beliebig angenommen. Seine Eigenschaften sollen erst im Beitrag hergeleitet werden.

Charakteristischerweise besitzen Verstärkerschaltungen nicht nur eine Eingangsimpedanz für Leistungs-, sondern auch eine für die Rauschanpassung. Bei dieser trägt die Verstärkerschaltung die geringste Rauschleistung bei. Für kleine Signale wird diese Art der Anpassung gewählt, um das SNR möglichst wenig zu verringern. Rausch- und Leistungsanpassung sind in der Regel nicht gleich.

Am Ausgang des Netzwerkes C kommt es zur Reflexion. Die Ströme und Spannungen in der Anordnung lassen sich nun als Überlagerung einer vor- und zurücklaufenden Welle beschreiben:

$$I_S(z) = \frac{U_S}{Z_0} \cdot (e^{-jkz} - \Gamma_{A/B} e^{jkz}), \quad (1)$$

$$I_S(z=0) = \frac{U_S}{Z_0} \cdot (1 - \Gamma_{A/B}). \quad (2)$$

Die Spannungsquelle in Abb. 1 repräsentiert das in die Empfangsspule induzierte Signal. Um die magnetische Kopplung zu minimieren darf diese Spannung U_I keinen Strom I_S in der Spule zur Folge haben. Wenn positionsabhängige Stromänderungen auf der Leiterschleife vernachlässigt werden können (z. B. Umfang der Spule klein im Vergleich zur Wellenlänge ($\lambda \gg u$) oder Einsatz verteilter Kapazitäten) entspricht der Strom am Übergang A/B dem der Spule entspricht.

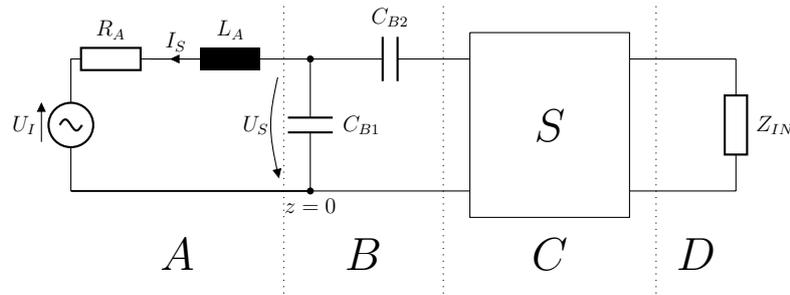


Abbildung 1: Grundlegender Aufbau für eine Empfangsspule mit Vorverstärkerentkopplung.

Das Signal erfährt am Übergang C/D eine Reflexion, die durch den Reflexionsfaktor $\Gamma_{C/D}$ gegeben ist:

$$\Gamma_{C/D} = \frac{Z_{IN} - Z_{C-}}{Z_{IN} + Z_{C-}} = |\Gamma_{C/D}| \cdot e^{j\phi_{C/D}}. \quad (3)$$

Dabei ist Z_{IN} die Eingangsimpedanz der Verstärkerschaltung und Z_{C-} die linksseitige charakteristische Impedanz des Netzwerkes C. Desweiteren wird angenommen, dass die rechtsseitige charakteristische Impedanz des Netzwerkes Z_0 entspricht. Durch eine geeignete Transformation des Reflexionsfaktors $\Gamma_{C/D}$ am Übergang A/B soll an diesem gelten:

$$I_S(z) = \frac{U_S}{Z_0} \cdot (1 - \Gamma_{A/B}) = 0. \quad (4)$$

Die Schaltung B ist an ihrem Ausgang an Z_0 und am Eingang an R_A angepasst. Dabei handelt es sich für um eine für MR-Empfangsspulen typische Anpassschaltung, weshalb diese hier verwendet wird. Die notwendigen Parameter C_{B1} und C_{B2} sind durch die Güte der Spule, die Lamorfrequenz sowie Z_0 gegeben und in der einschlägigen Literatur zu finden [2]. Mit diesen Bedingungen lässt sich die Transformation von $\Gamma_{C/D}$ stufenweise ausdrücken als:

$$S_{11}(C) = S_{22}(C) = 0, \quad (5a)$$

$$\Gamma_{B/C} = S_{12}(C) \cdot \Gamma_{C/D} \cdot S_{21}(C), \quad (5b)$$

$$\Gamma_{A/B} = S_{12}(B) \cdot \Gamma_{B/C} \cdot S_{21}(B). \quad (5c)$$

Für die Übertragungsfunktion der Netzwerke B und C gilt:

$$S_{12}(C) = S_{21}(C) = e^{-j\phi_C}, \quad (6a)$$

$$S_{12}(B) = S_{21}(B) = e^{-j\phi_B}, \quad (6b)$$

wobei ϕ_B und ϕ_C komplexe Argumente sein können. Bei der Bestimmung von $S_{12}(B)$ ist darauf zu achten, dass auch die Induktivität aus Block A mit einzubeziehen ist. Nur mit dieser bildet Block B ein Netzwerk, das reale Impedanzen transformiert.

Um (4) zu erfüllen muss gelten:

$$\Gamma_{A/B} = 1. \quad (7)$$

Verwendet man (5) und setzt (6) ein, erhält man die Beziehung zwischen $\Gamma_{A/B}$ und $\Gamma_{C/D}$:

$$\Gamma_{A/B} = \Gamma_{C/D} \cdot e^{-j2\phi_B} \cdot e^{-j2\phi_C}. \quad (8)$$

Durch die festgelegten und gegebenen Bedingungen lässt sich nur noch ϕ_C ändern, und so muss für Netzwerk C gelten:

$$\phi_C = \frac{\phi_{C/D} - 2\phi_B - j \ln(|\Gamma_{C/D}|)}{2} \quad (9)$$

Der minimale Strom an dem Übergang A/B lässt sich folglich einstellen, wenn die Übertragungsfunktion des Netzwerkes C $G = e^{-j\phi_C}$ entspricht. Dieses Prinzip der Stromverringern wird allgemein als Vorverstärkerentkopplung bezeichnet.

Der Imaginärteil von (9) ist immer:

$$1 < \Im(\phi_C) < 0 \quad (10)$$

und kann damit als Verstärkungsfaktor interpretiert werden. Dies ist ein Verstärkungsfaktor, den die reflektierte Welle erfahren müsste, um eine ideale Stromunterdrückung zu realisieren. Da $|\Gamma_{C/D}|$ im praktischen Bereich nicht Eins erreichen wird, ist auch der Strom in der Spule nicht Null.

Eine andere, geeignetere Interpretation ist es $\Im(\phi_C)$ als Gütefaktor für die Stromunterdrückung zu wählen. Des Weiteren ist es unerheblich welches Vorzeichen $\Gamma_{C/D}$ hat. Solange $\Gamma_{C/D} \neq 0$ gilt, lässt sich auch ein ϕ_C finden um die Stromunterdrückung zu maximieren. Abb. 4 zeigt die Stromunterdrückung in Abhängigkeit der Reflexion am Eingang des Vorverstärkers.

2.1 Beladungsverhalten

Die Eigenschaften einer Empfangsspule werden zu einem beträchtlichen Teil durch die Umwelt bestimmt. Die Nähe zum menschlichen Körper führt zu einer Veränderung des Widerstandes und der Induktivität [2]. Die Beeinflussung der Schaltung durch diese Effekte wird im folgenden Teil betrachtet. Dazu wird von den Streuparametern des Anpassnetzwerkes ausgegangen, das zusammen mit der Induktivität der Spule ein T-Glied ergibt (Abb. 1).

$$S_{11}(B) = - \left(\left(1 - \frac{X_1 + X_2}{Z_1} \right) \cdot \left(1 + \frac{X_3 + X_2}{Z_2} \right) + \frac{X_2^2}{Z_1 Z_2} \right) / N, \quad (11a)$$

$$S_{22}(B) = - \left(\left(1 + \frac{X_1 + X_2}{Z_1} \right) \cdot \left(1 - \frac{X_3 + X_2}{Z_2} \right) + \frac{X_2^2}{Z_1 Z_2} \right) / N, \quad (11b)$$

$$S_{12}(B) = S_{21}(B) = \frac{2 \cdot X_2}{\sqrt{Z_1 Z_2}} \cdot \frac{1}{N}, \quad (11c)$$

$$N = \left(1 + \frac{X_1 + X_2}{Z_1} \right) \cdot \left(1 + \frac{X_3 + X_2}{Z_2} \right) - \frac{X_2^2}{Z_1 Z_2}. \quad (11d)$$

X_1 , X_2 und X_3 sind die Impedanzen der Induktivität L_A , und Kapazitäten C_{B1} und C_{B2} . Desweiteren ist $Z_1 = R_A$. Für die weitere Vereinfachung der Ausdrücke werden die Parameter a und b eingeführt:

$$a = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} (1 + Q^2) - 1}, \quad b = \frac{Z_1'}{Z_1}. \quad (12)$$

Z_1 stellt den aktuellen realen Widerstand der Spule dar und Z'_1 den Wert auf den die Anpassung erfolgte. Der Quotient b stellt damit die Veränderung des Widerstandes dar und ist immer positiv ($b > 0$). Das Auftrennen der Ausdrücke zu Zähler und Nenner und Einführen der Dimensionierungsgleichungen für C_{B1} und C_{B2} führt zu:

$$N = \frac{1+b}{b} \cdot d, \quad Z(S_{11}) = \left(\frac{1-b}{b}\right) \cdot d, \quad Z(S_{22}) = \left(\frac{1-b}{b}\right) \cdot d^*, \quad (13a)$$

$$Z(S_{12}) = Z(S_{21}) = -2j\sqrt{\frac{Z_1}{bZ_2}} \cdot \left(\frac{1+Q^2}{Q-a}\right), \quad (13b)$$

wobei sich für d und dd^* ergibt:

$$d = 1 - j\left(\frac{Qa+1}{Q-a}\right), \quad dd^* = \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \left(\frac{1+Q^2}{Q-a}\right)^2. \quad (14)$$

Für den Reflexionsfaktor, der durch einen beliebige Vierpol transformiert wird, gilt:

$$\Gamma = S_{11} + \frac{S_{12}\Gamma_L S_{21}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}. \quad (15)$$

Für den angepassten Fall gilt:

$$S_{11}(B)' = S_{22}(B)' = 0, \quad S_{12}(B)'\Gamma_{B/C}S_{21}(B)' = 1. \quad (16)$$

$\Gamma_{B/C}$ bestimmt sich nach (5). Wie schon zuvor wird auch (15) in Zähler und Nenner aufgespalten:

$$\Gamma_{A/B} = \frac{Z(S_{11}(B)) \cdot N - |Z(S_{11}(B))|^2 \cdot \Gamma_{B/C} + Z(S_{12}(B)) \cdot \Gamma_{B/C}}{N(N - Z(S_{11}(B))^* \cdot \Gamma_{B/C})}. \quad (17)$$

Setzt man in (17) die Ausdrücke aus (13) und (16) ein ergibt sich:

$$\Gamma_{A/B} = \frac{\frac{(1-b)(1+b)}{b^2} \cdot d^2 + \left(\frac{1-b}{b}\right)^2 \cdot \frac{Z_2}{Z_1} \cdot dd^* \cdot \left(\frac{Q-a}{1+Q^2}\right)^2 \cdot d^2 + 4 \cdot \frac{d^2}{b}}{\left(\frac{1+b}{b}\right)^2 \cdot d^2 - \frac{1-b}{b} \cdot \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \left(\frac{Q-a}{1+Q^2}\right)^2 \cdot d^2 \cdot \frac{1+b}{b} \cdot dd^*}. \quad (18)$$

Nach Ausmultiplizieren der Terme resultiert:

$$\Gamma = \frac{1 - b^2 + 1 - 2b + b^2 + 4b}{1 + 2b + b^2 + 1 - b^2} = \frac{2 + 2b}{2 + 2b} = 1 \quad (19)$$

Einmal eingestellt ändert sich die Vorverstärkerentkopplung für die Zielfrequenz nicht (Abb. 2(a)). Für eine Änderung der Induktivität durch Beladungsänderung lässt sich numerisch zeigen, dass erst eine sehr hohe Änderung der Induktivität zu einer Verstimmung der Vorverstärkerentkopplung führt (Abb. 2(b)). Die am Vorverstärker anliegende Spannung ändert sich dabei auch nicht (Abb. 3). Damit ist es möglich, den Signalempfang zu optimieren und die externen Einflüsse auf die Anordnung zu minimieren.

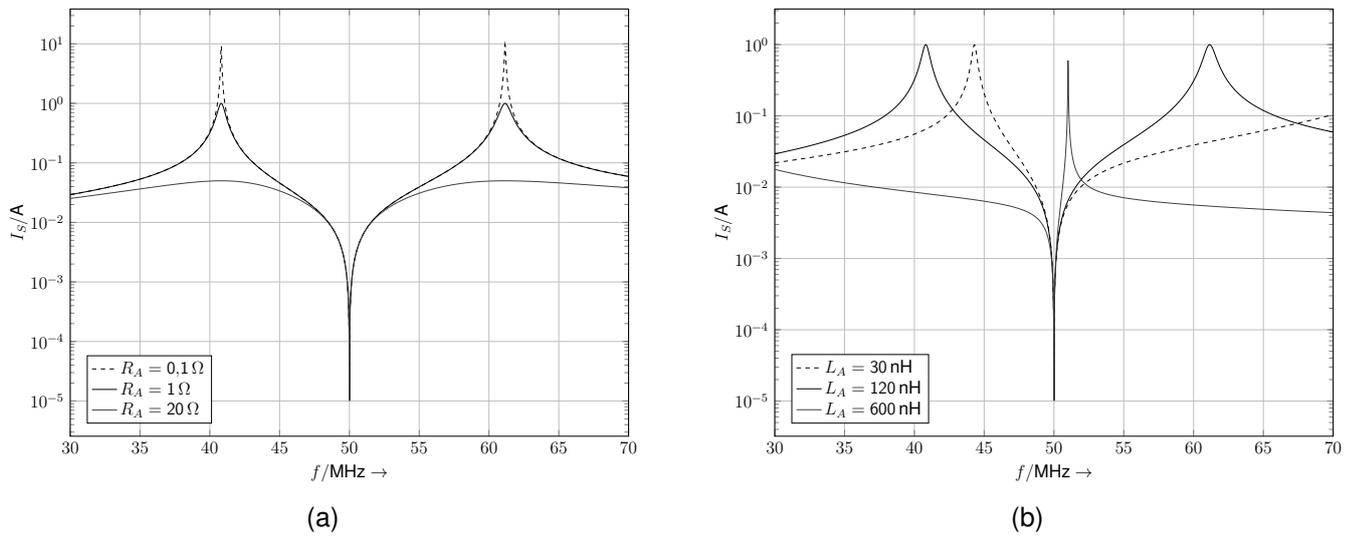


Abbildung 2: Strom in der Spule in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Widerstände und Induktivitäten.

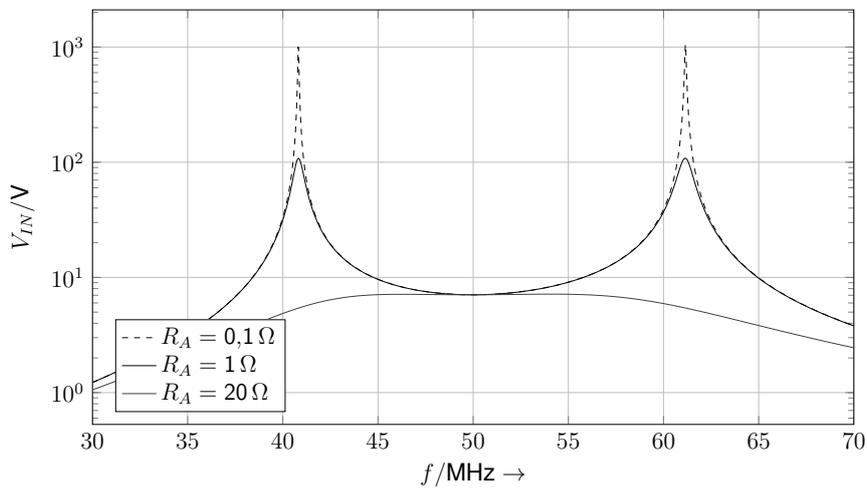


Abbildung 3: Spannung an dem eingesetzten Vorverstärker ($Z_{IN} = 5 \text{ M}\Omega$)

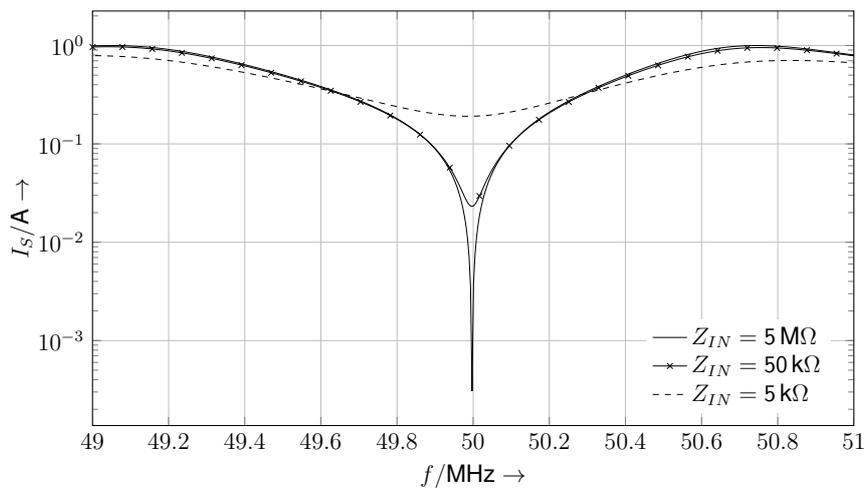


Abbildung 4: Stromunterdrückung in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Reflexionen am Vorverstärker.

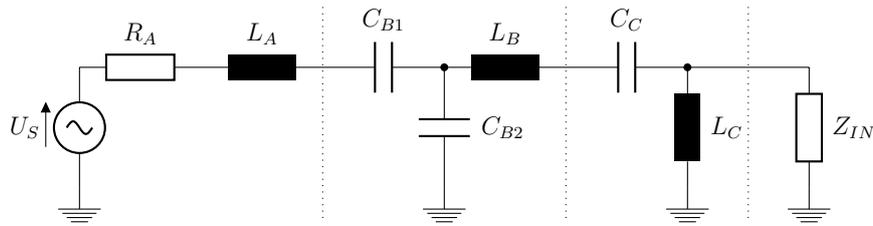


Abbildung 5: Netzwerk zur Vorverstärkerentkopplung wie es in [3] vorgestellt wurde.

Beispiel In Abb. 5 ist die in Roemer et. al. [3] vorgestellte Schaltung zur Vorverstärkerentkopplung dargestellt. Die Dimensionierungsvorschriften können der Literaturstelle entnommen werden. Das zwischen Spule und Vorverstärker geschaltete Netzwerk transformiert stufenweise den Spulenwiderstand auf die vorgegebene Rauschanpassung des Verstärkers. Dabei ändert sich die in Abschnitt 2 hergeleitete Gleichung (9) nicht. Um diese anwenden zu können muss erst die Übertragungsfunktion S_{12} bestimmt werden, wie es in Abschnitt 2 beschrieben wurde. Dies ergibt für eine Spule mit $L_A = 120 \text{ nH}$ und $R_A = 1 \Omega$:

$$S_{12}(B) = e^{-j \cdot \phi_B} = e^{j \cdot \frac{\pi}{2}}$$

Der Reflexionsfaktor, der sich aus den Angaben der Literaturstelle ergibt ist $\Gamma_{C/D} = 0.9995$. Eingesetzt in Gleichung (9) ergibt sich für ϕ_C :

$$\phi_C = -\frac{\pi}{2} + j \cdot 2.5 e^{-4}$$

Verwendet man nun die Dimensionierungsformeln für ein PI-Glied mit dem Übertragungsverhältnis $Z_A/Z_E = 25$ und einer Phasenverschiebung von $\Re(\phi_C)$ erhält man die Werte für die Impedanzen im Längs- und Quersweig. Diese stimmen mit den in der Literaturstelle angegebenen Impedanzen überein. Es ist zu beachten, dass der Schaltung in Abb. 5 die erste Querimpedanz im Block C fehlt. Für rein reale Werte für Z_{IN} ist die Abweichung zwischen dem Γ -Glied in Abb. 5 und einem Π -Glied minimal.

3 Messtechnischer Nachweis

Zum Nachweis der Vorverstärkerentkopplung und der in Abschnitt 2.1 hergeleiteten Eigenschaften wurde der in Abb. 6 abgebildete Aufbau realisiert. Die zwei angepassten Spulen wurden gegenüberliegend über einem Testobjekt angeordnet. Die elektrischen Eigenschaften des Testobjekts entsprechen dem von menschlichem Gewebe. Das Experiment bestand aus zwei Teilversuchen zum Nachweis der prinzipiellen Wirksamkeit der Vorverstärkerentkopplung und zur Überprüfung der in Abschnitt 2.1 hergeleiteten Eigenschaften.

Experiment I: Um die Kopplung zwischen beiden Spulen unter realistischen Bedingungen überprüfen zu können, wurde eine kleine Leiterschleife verwendet. Diese induziert die in Abschnitt 2 beschriebene Spannung in die Empfangsspulen II. Ziel ist es, den Signaleintrag in die Empfangsspule I zu minimieren. Dazu wurde II an ein Oszilloskop angeschlossen. Das Oszilloskop bietet eine Eingangsimpedanz Z_{IN} mit wahlweise 50Ω und

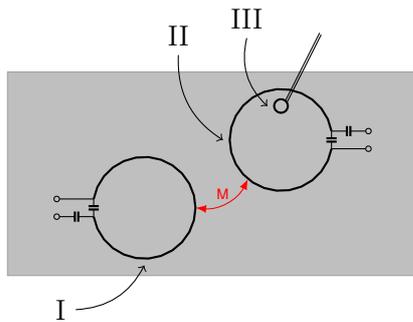


Abbildung 6: Messaufbau zum Nachweis der Entkopplung.

EMV-Gewebe	Eingangswiderstand	
	50 Ω	1 MΩ
ohne	27 mV	40 mV
mit	15 mV	39 mV

Abbildung 7: Die in Experiment II gemessene Spannung.

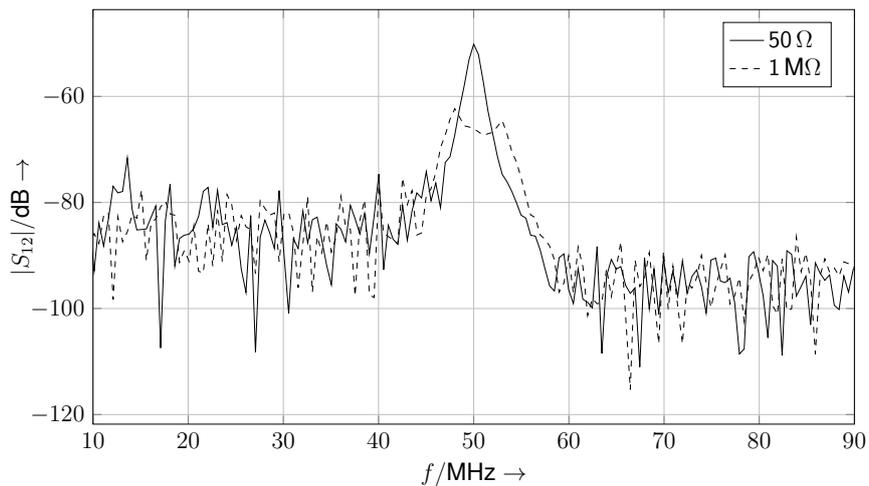


Abbildung 8: Ergebnis der in Abs. 3 beschriebenen S_{12} Messung

1 MΩ. Der letztere Wert kann dazu verwendet werden eine Stromunterdrückung gemäß (9) einzustellen. Um den Signalübertrag zu evaluieren, wurde das S_{12} zwischen I und III gemessen.

Experiment II: Um die in Abschnitt 2.1 hergeleiteten Eigenschaften zu überprüfen wurden nur II und III verwendet. Die Einstellungen für die Vorverstärkerentkopplung wurden nicht geändert. Der Dipol wurde von einem Signalgenerator mit einer Sinusfunktion gespeist ($f = 50$ MHz). Als reale und reaktive Laständerung wurde ein EMV-Abschirmgewebe verwendet. Durch die Leitfähigkeit des Gewebes erhöht sich der Widerstand der Spule und durch die induzierten Wirbelströme deren Induktivität. Der Dipol wurde in der in Abb. 6 gezeigten Position belassen und die Empfangsspule II teilweise mit dem Abschirmgewebe belegt, während das induzierte Signal am Oszilloskop für beide Eingangsimpedanzen ausgewertet wurde.

In Abb. 8 ist das gemessene S_{12} zwischen Spule III und I dargestellt. Wird die Eingangsimpedanz am Oszilloskop verändert, verringert sich der Signalübertrag um -15 dB. Tabelle 7 enthält die gemessenen Spannungen am Oszilloskop für verschiedene Konfigurationen des Eingangswiderstandes sowie Beladungen der Spule. Für 50Ω ist keine Vorverstärkerentkopplung wirksam. Wird die Spule mit dem Abschirmgewebe beladen, ändern sich deren Eigenschaften stark und das Signal fällt um die Hälfte ab. Im Gegensatz dazu ist die Vorverstärkerentkopplung für $1 \text{ M}\Omega$ voll wirksam und für beide Beladungszustände

lässt sich nur eine minimale Spannungsänderung feststellen – das Übertragungsverhalten bleibt stabil (siehe Abb. 3). Auch ist die Spannung am Empfänger durch den hohen Widerstand deutlich höher als für $50\ \Omega$.

4 Zusammenfassung

Es wurde ein einfaches Konzept für die Entkopplung von Empfangsspulen in der MRT beschrieben, das es ermöglicht, die maximale Stromunterdrückung für jegliche Art Verstärker zu finden. Die neue Formulierung verdeutlicht, welche Komponenten beim Entwurf einer solchen Schaltung wichtig sind und unterscheidet sich damit von der ursprünglichen Darstellung [3]. Dies wurde in Experiment I nachgewiesen. Zusätzlich lässt sich mittels dieser neuen Darstellung ein Qualitätsparameter definieren, der die Stromminimierung charakterisiert und damit vergleichbar macht.

Die vereinfachte Darstellung macht auch ein vielfach beobachtetes Phänomen leicht erklärbar. Durch die Vorverstärkerentkopplung wird der Strom am Übergang A/B minimiert, aber die Spannung wird maximiert. Gerade für dicht gepackte Spulenarrays oder benachbarte Spulen, die mit einem „*magic overlap*“ entkoppelt wurden, ist dies problematisch. Diese Methode verringert zwar die magnetische Kopplung, hat aber parasitäre Kopplungskapazitäten zur Folge. Durch die Maximierung der Spannung wird der Signalübertrag über diesen Koppelpfad erhöht. Eine Kombination beider Methoden sollte deshalb vermieden werden. Diese Schlussfolgerung steht im Einklang mit den Beobachtungen anderer Forschungsgruppen [1, 4].

Außerdem wurde analytisch und experimentell eine besondere Eigenschaft dieser Schaltung nachgewiesen – ihre Stabilität gegenüber Beladungsänderung der Spule.

Literatur

- [1] R. F. Lee, R. O. Giaquinto, and C. J. Hardy. Coupling and decoupling theory and its application to the mri phased array. *Magnetic Resonance in Medicine*, 48(1):203–213, 2002.
- [2] J. Mispelter, M. Lupu, and A. Briquet. *NMR Probeheads for Biophysical and Biomedical Experiments: Theoretical Principles & Practical Guidelines*. Imperial College Press, 2006.
- [3] P. B. Roemer, W. A. Edelstein, C. E. Hayes, S. P. Souza, and O. M. Mueller. The NMR Phased Array. *Magnetic Resonance in Medicine*, 16(2):192–225, 1990.
- [4] D. Zanche, Nordmeyer-Massner, Brunner, and Pruessmann. Noise correlation and coupling mechanisms: a comparison of overlapped and non-overlapped surface coils at 3T. In *ISMRM*, 2008.