

Kapitel 4

Konstruktion eines gekühlten Vorverstärkers

4.1 Anforderungen an den Vorverstärker

Die Konzeption eines NMR tauglichen Hf-Vorverstärkers muß unter Berücksichtigung des Eingangsrauschens sowie der Einschwingzeit des Vorverstärkers nach Übersteuerung durch die Anregungspulse erfolgen. Aufgrund der extrem kurzen T_2 -Zeit der Kupratsupraleiter von nur etwa $50 \mu\text{s}$ darf der zeitliche Abstand τ_2 zwischen den Pulsen der Spin-Echo-Sequenz (Kapitel 6) nur einige $10 \mu\text{s}$ betragen. Die Einschwingzeit des gesamten Systems ergibt sich aus den Einschwingzeiten der einzelnen Komponenten. Jede Komponente kann erst dann in den eingeschwingenen Zustand gelangen, wenn die vor ihr befindliche Komponente sich von der Übersteuerung erholt hat. Die verwendeten konventionellen Hf-Vorverstärker der Firma MITEQ: AU-1114-7780 erlauben zusammen mit einem Tiefpaßfilter der Bandbreite von 125 kHz ein τ_2 von $20 \mu\text{s}$. Damit diese Einschwingzeit nicht wesentlich verlängert wird, muß der gekühlte Vorverstärker eine Einschwingzeit von nur wenigen μs aufweisen. Die praktische Realisierung stellt somit ein typisches Optimierungsproblem dar, bei dem das Optimum ein Kompromiß zwischen niedrigem Rauschen und schnellem Einschwingen darstellt.

Bei einer Temperatur von $4,2 \text{ K}$ ist die Intensität des Cu-NQR-Signales und damit der Signal-Rausch-Abstand (SNR) groß genug um das Cu-NQR-Spektrum in angemessener Zeit (etwa sechs Stunden) aufzunehmen. Eine Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes in diesem Temperaturbereich erscheint daher nur dann gerechtfertigt, wenn sich der Aufwand hierfür in Grenzen hält. Anders sieht es aus, wenn man das Cu-NQR-Spektrum bei 20 K messen möchte. Die Intensität des Signales hat sich bei dieser Temperatur etwa um den Faktor 5 verringert. Um bei 20 K das gleiche SNR in zu erhalten wie bei $4,2 \text{ K}$, müßte, bei Verwendung des gleichen Hf-Vorverstärkers, die 25-fache Meßzeit eingeplant werden, was eine Verlängerung der Meßzeit auf drei Wochen bedeutet. Eine Vergrößerung des SNR, durch Absenken des Spannungsrauschens des Vorverstärkers, führt somit zu einer erheblichen Reduzierung der Meßzeit.

Bei der Konzeption muß genau berücksichtigt werden in welchem Temperaturbereich gemessen werden soll und in welchem Maße eine Absenkung des Vorverstärkerrauschens als sinnvoll erscheint. Dem Absenken des Gesamtrauschens in einem NMR Experiment ist durch das Spannungsrauschen des Probenkopfes eine physikalische Grenze gesetzt. In Resonanzabstimmung verhält sich ein NMR-Probenkopf wie ein reeller 50Ω Widerstand, der eine Rauschspannung U_T entsprechend des Nyquist Theorems [29]

$$U_T = \sqrt{4k_BRTB} \quad (4.1)$$

aufweist. Das System weist eine optimales SNR auf, wenn die gesamte Rauschspannung durch das Rauschen des Probenkopfes dominiert wird. Bei 20 K beträgt die Rauschspannung des unbelasteten Probenkopfes $U_T(20\text{K}) \approx 220 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$, das Rauschen des Vorverstärkers sollte also bei dieser Temperatur unterhalb dieses Wertes liegen.

4.1.1 Technische Modelle

In der Elektrotechnik bedient man sich relativ einfacher Modellvorstellungen zur Beschreibung des Rauschens und dessen Kenngrößen. Das Rauschen einer Verstärkerkette wird beschrieben als Funktion zweier Quellen, einer Rauschspannungsquelle sowie einer Rauschstromquelle, die am Eingang des Verstärkers angeordnet sind und in denen man sich das Rauschen des Verstärkers entstanden denkt, Abb. 4.1.

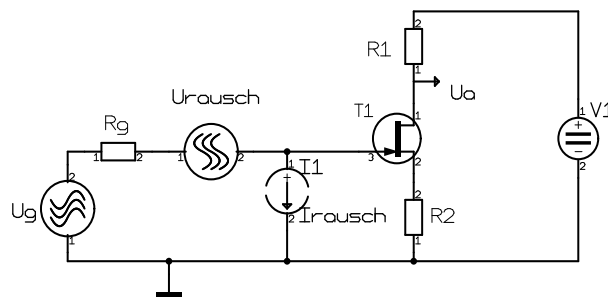


Abbildung 4.1: Prinzip eines Transistorverstärkers und des Modells zur Beschreibung des Rauschens mittels Rauschspannungs- und Rauschstromquellen am Eingang eines rauschfrei gedachten Transistors

Der Verstärker selbst wird als rauschfrei behandelt. Aus diesem Modell ergibt sich die Definition der Rauschkenngrößen, Eingangsrauschspannung und Eingangsrauschstrom. Die Eingangsrauschspannung ist definiert als die auftretende Rauschspannung bei kurzgeschlossenem Eingang. Zu dieser Rauschspannung addiert sich noch der Anteil des Rauschstromes hinzu, der von der Impedanz R_g der angeschlossenen Quelle abhängt. Die gesamte Eingangsrauschspannung ergibt sich zu

$$U_{rg} = \sqrt{U_r^2 + (R_g \cdot I_r)^2}. \quad (4.2)$$

Die gesamte am Eingang eines Verstärkers auftretende Rauschspannung hängt somit stark vom Generatorwiderstand R_g ab. Die Größen U_r und I_r sind wiederum stark vom gewählten Arbeitspunkt des Transistors

abhängig und zeigen zudem noch eine Frequenzabhängigkeit. Typische Werte für U_{r} und I_{r} sind $U_{\text{r}} \approx 1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und $I_{\text{r}} \approx 1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ für bipolare Transistoren. Feldeffekt-Transistoren (FET) auf Si-Basis weisen für das Spannungsrauschen vergleichbare Werte auf, hinsichtlich des Rauschstromes jedoch Werte im Bereich von $I_{\text{r}} \approx 1\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Der Eingangsrauschstrom von FETs auf der Basis von Schottky-Übergängen kann jedoch wiederum um einige Größenordnungen über diesem Wert liegen.

Physikalisch betrachtet liegt die Ursache des Spannungsrauschens, was das weiße Rauschen anbelangt, im thermischen Rauschen der Widerstände der Halbleiter (Basisbahnwiderstand, Kanalwiderstand) entsprechend des Nyquist-Theorems. Das Eingangsstromrauschen ist eine Folge der Ladungsquantelung des Eingangstromes eines Transistors. Ein stetiger Strom aus unkorrelierten Elektronen weist einen Effektivwert des Rauschens von

$$I_{\text{r}} = \sqrt{2qIB} \quad (4.3)$$

auf. Das Spannungsrauschen ist temperaturabhängig, das Stromrauschen jedoch nicht sondern hängt nur vom Eingangsstrom ab. Überwiegt das Spannungsrauschen am Eingang des Verstärkers so hat eine Kühlung des Verstärkers grundsätzlich eine Reduzierung des Eingangsrauschens zur Folge. Entsprechend des Nyquist Theorems 4.1 variiert die Rauschspannung mit \sqrt{T} , also im Temperaturbereich von 300 K bis 4,2 K um den Faktor 8,5. Ausgehend von einem Wert der Eingangsrauschspannung von $U_{\text{r}} \approx 1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 300 K ergibt sich damit ein Wert von $U_{\text{r}} \approx 118\text{pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 4,2 K. Angestrebt wird das Probenkopfrauschen ab 20 K dominieren zu lassen, was bei einer Rauschspannung des Probenkopfes von $U_{\text{r,p}} \approx 220\text{pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 20 K erreicht ist, wenn der Verstärker auf 4,2 K gekühlt wird.

4.1.2 Auswahl des Transistors

Der Verstärker soll bei einer Arbeitstemperatur von 4,2 K betrieben werden um das erforderliche geringe Eingangsrauschen zu erreichen. Bipolare Transistoren beruhen in ihrer Wirkungsweise auf thermisch angelegten Diffusionsprozessen von Ladungsträgern in den entsprechenden p-n Übergängen. Eine Betriebstemperatur von 4,2 K ist für einen Bipolartransistor weit unterhalb seines Arbeitsbereiches. In Frage kommen daher nur Feldeffekttransistoren, deren Wirkungsweise auf der stromlosen Steuerung der Leitfähigkeit eines n oder p dotierten Kanals beruht. Voraussetzung für einen Betrieb bei 4,2 K ist natürlich, daß der Kanal bei tiefen Temperaturen noch eine genügend hohe Leitfähigkeit aufweist. Eine Bedingung die vorzugsweise von sogenannten MESFETs (MEtall Semiconductor Field Effect Transistor) erfüllt wird.

Getestet wurden verschiedene Typen von FETs wobei sich der Si-Sperrschicht-FET BF 245C und der GaAs MESFET CF 739 als geeignet erwiesen. Die Wahl fiel, aufgrund des höheren Verstärkungsfaktors, auf den CF 739 von Infineon.

4.2 Konzeption des Verstärkers

4.2.1 Prinzip eines Transistorverstärkers

Die prinzipielle Funktionsweise eines FET Verstärkers sei am Beispiel der Abb. 4.1 erläutert. Durch den Transistor T1 und R1 fließt im Ruhezustand, d. h. ohne angelegtes Signal, ein Strom, der Ruhestrom. Die Größe des Stroms hängt dabei von der Spannung an Punkt 3 ab. Variiert man die Spannung an Punkt 3, ändert sich dadurch der Strom durch den Transistor und damit die Spannung an Punkt 1. Der spannungsverstärkende Effekt beruht nun darauf, daß die Stromänderung multipliziert mit dem Widerstand R1 größer ist als die Spannung am Eingang an Punkt 3. Kenngröße für die verstärkende Wirkung des Transistors ist die Steilheit $S = \frac{dI}{dV}$. Die Spannungsverstärkung A ergibt sich damit als $A = S \cdot R1$. Der Ausgangswiderstand des Verstärkers $R_A = \frac{dU_A}{dI_A}$ ergibt sich aus der Parallelschaltung des Widerstandes des Kanals zu R1. Für Arbeitswiderstände größer 1 k Ω kann der Ausgangswiderstand in guter Näherung gleich R1 gesetzt werden. In der Hf-Technik bedient man sich häufig einer Variation dieses Prinzips. Hf-Transistoren weisen in der Regel einen relativ geringen Kanalwiderstand von einigen 100 Ω auf. Der Arbeitswiderstand R1 wird durch eine Drosselspule ersetzt, wodurch die Spannungsquelle V1 im Hf-Bereich als rauscharme Stromquelle erscheint. Die Spannungsänderungen an Punkt 3 bewirken wiederum eine Änderung des Kanalwiderstandes des Transistors, was bei eingepprägtem Strom zu einer Spannungsänderung an Punkt 1 (U_a) führt. In Abb. 4.2 ist diese Prinzip sowie das Hf-Ersatzschaltbild dargestellt.

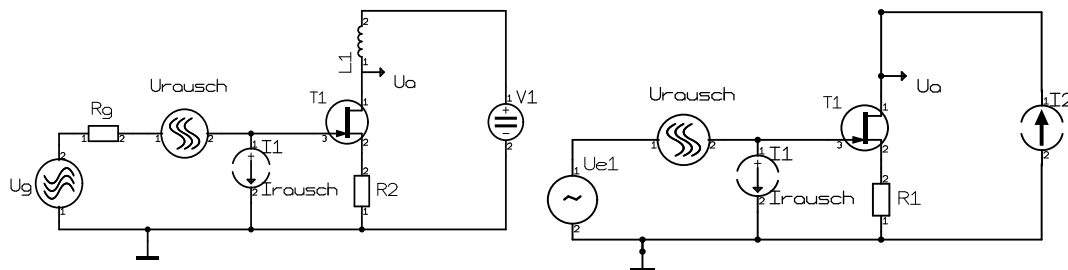


Abbildung 4.2: Prinzip des in der Hf-Technik gebräuchlichen Ankoppelns der Betriebsspannung über eine Induktivität (links) und das dazugehörige Ersatzschaltbild (rechts)

FETs, also die einzigen, bei 4,2 K noch im DC-Bereich funktionsfähigen Transistoren, besitzen im allgemeinen eine Steilheit im Bereich von 5 bis 20 mS. Um eine ausreichend hohe Spannungsverstärkung zu erzielen, muß der Widerstand R1 entsprechend hoch gewählt werden bzw. der Kanalwiderstand recht hoch sein. Diese Bedingung läuft den vorgefundenen Gegebenheiten und der Forderung zuwider, daß Wellenleiter mit einem Widerstand entsprechend ihres Wellenwiderstandes, in diesem Fall 50 Ω , terminiert werden müssen, was die erzielbare Verstärkung stark reduziert. Hier offenbart sich das Dilemma, das auch so in der Literatur vorgefunden wurde [24]. Mit einer Steilheit von 20 mS und einem Arbeitswiderstand von 50 Ω lassen sich zwar extrem rauscharme Verstärker realisieren, jedoch sind sie mit dem Nachteil behaftet, lediglich einen Verstärkungsfaktor $A \leq 1$ aufzuweisen, eignen sich daher also nur als Impedanzkonverter.

4.2.2 Konzept des gekühlten Vorverstärkers

Soll das Probenkopfrauschen wie oben gefordert ab einer Temperatur von 20 K das Gesamtrauschen dominieren, so muß die Verstärkung in der Größenordnung von $A \approx 10$ liegen, damit das Probenkopfrauschen genügend verstärkt wird, um das Eingangsruschen des folgenden Verstärkers zu überschreiben. Natürlich kann der Verstärker mehrstufig ausgeführt werden, wobei die ersten Stufen eine hohe Spannungsverstärkung bei hoher Ausgangsimpedanz erzielen und die letzte Stufe das Signal mit einer Ausgangsimpedanz von 50Ω an den Wellenleiter übergibt. Versuche in dieser Richtung ergaben jedoch ein für die Kernresonanz zu langes Einschwingverhalten. Ein Verstärker kann jedoch auch durch Kombination eines Transformators mit anschließendem Transistor als Impedanzkonverter realisiert werden. Der Transformator sorgt dabei für eine reine Spannungsverstärkung und der folgende Impedanzwandler stellt die geforderte Ausgangsimpedanz von 50Ω her. Abb. 4.3 zeigt das Prinzip eines solchen Verstärkers.

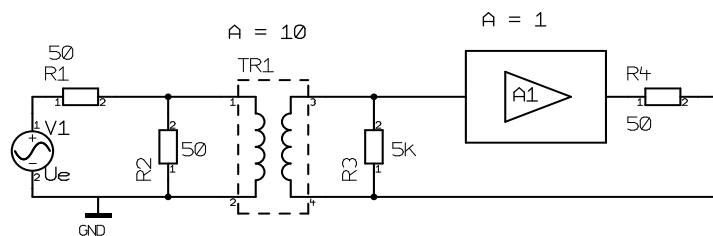


Abbildung 4.3: Prinzip der Spannungsverstärkung mittels eines Transformators und einem nachgeschalteten Impedanzwandlers

Der Transformator besitzt ein Verhältnis der Windungszahlen von 1:10, erzielt also eine Spannungsverstärkung von 10. Der Eingangswiderstand von 50Ω wird dementsprechend auf $5 \text{ k}\Omega$ transformiert. Der Transistorverstärker arbeitet mit einer Spannungsverstärkung von 1 und besitzt einen Ausgangswiderstand von 50Ω , übergibt also das Signal mit der geforderten Abschlußimpedanz an den folgenden Hf-Verstärker. Die Gesamtverstärkung der Schaltung beträgt 5, da R_4 mit dem Eingangswiderstand des folgenden Verstärkers einen Spannungsteiler bildet, der das Signal halbiert, woraus sich die Reduzierung von 10 auf 5 errechnet. Die Spannungsverstärkung ist hierbei auf die Spannung an R_2 bezogen.

Eine technische Realisierung des Transformators kann auf unterschiedlichem Wege erfolgen. Im vorliegenden Fall wurde der Resonanzkreis in Abb. 4.4 als Transformator benutzt.

Die Verwendung abstimmbarer Resonanzkreise als Transformatoren vereinfacht den Aufbau eines Verstärkers erheblich. Zudem arbeitet ein solcher Resonanzkreis ohne Probleme auch bei tiefen Temperaturen. Transformatoren am Eingang eines Verstärkers sind im idealen Fall unkritische Elemente. Im realen Fall treten jedoch stets sogenannte parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten auf, die durch die Anordnung der Bauelemente und Leiterbahnen gebildet werden. Diese parasitären Elemente können im Hf-Bereich zu unerwünschten Resonanzen führen und müssen bei Verwendung von Breitbandtransformatoren mühselig und langwierig eliminiert werden, was natürlich bei Zimmertemperatur erfolgt und getestet wird. Wie Messungen an Probeaufbauten des Verstärkers zeigten, verändern sich die bei 300 K optimierten Parameter des Verstärkers bei 4,2 K recht stark, weshalb nur ein abstimmbarer Transformator in Betracht kam. Sämtliche

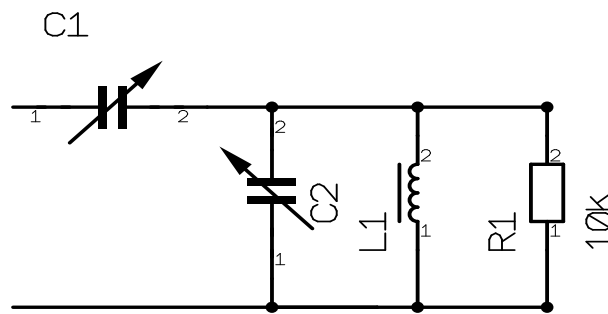


Abbildung 4.4: Resonanzkreis als Transformatorschaltung mit einer Spannungsverstärkung von 14 bei $50\ \Omega$ Eingangswiderstand

unerwünschten Kapazitäten und Induktivitäten werden durch die Resonanzabstimmung bei 4,2 K einfach eliminiert und der Verstärker arbeitet zuverlässig auch bei tiefen Temperaturen.

4.3 Technische Realisierung

4.3.1 Auswahl der Bauelemente

Der Frequenzbereich des Verstärkers soll im Bereich von 10 MHz bis 30 MHz liegen. Der Kapazitätsbereich des Kondensators C2 (Abbildung 4.4) muß nach der Thompson-Formel demnach eine Variation seiner Kapazität um den Faktor 10 zulassen, ein verlustarmes Dielektrikum besitzen und bei einer Temperatur von 4,2 K arbeiten. Standard Drehkondensatoren, wie sie im Elektronikhandel angeboten werden, scheidet damit von vornherein aus. In Frage kommen nur spezielle Drehkondensatoren, wie sie z. B. in NMR-Probenköpfen zum Einsatz kommen. Die Wahl fiel auf den Typ: TP 120 von Voltronics, mit einem Abstimmbereich von 1 pF bis 120 pF. Der Bereich wurde größer gewählt, da die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von der Kapazität unterhalb von 10 pF sehr steil verläuft und ein genaues Abstimmen des Resonanzkreises stark erschwert.

Um unerwünschte Kopplungen der Induktivität L1 (Abbildung 4.4) mit der Umgebung zu minimieren, muß die Spulengeometrie klein gehalten und die Spule auf einen Kern gewickelt werden. Als Kernmaterial für eine Arbeitstemperatur von 4,2 K kommen nur Eisenpulverkerne in betracht, wobei sich der Typ: T 30-6 der Firma Amidon hierfür als geeignet erwies. Die Widerstände sind gewöhnliche 1/4 Watt Metallschicht-Widerstände.

Die Kriterien für die Auswahl des Transistor sind oben beschrieben. Die Wahl fiel auf den Typ: Cf 739 von Infineon.

4.3.2 Aufbau des Impedanzwandlers

Der Aufbau des Impedanzwandlers gestaltet sich nach dem Prinzip der Standardschaltung der Abb. 4.1 und ist in Abb. 4.5 gezeigt.

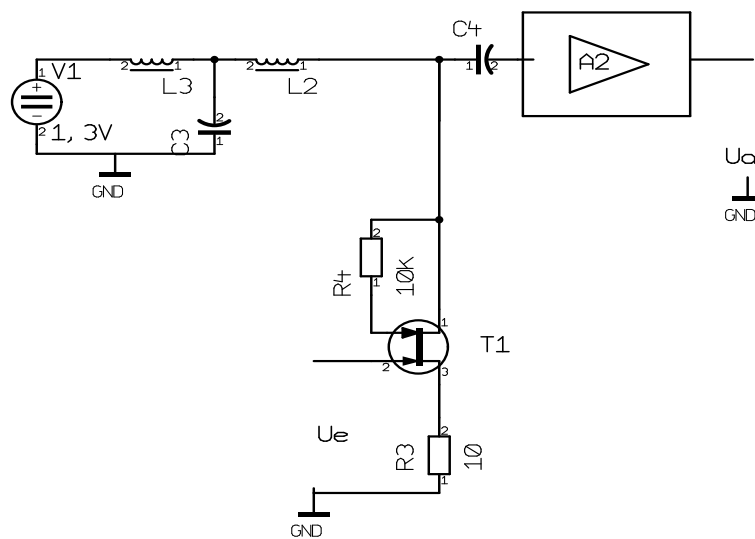


Abbildung 4.5: Aufbau des Impedanzwandlers. Die Zuführung der Betriebsspannung erfolgt über die Signalleitung. Gekühlt sind nur die Widerstände R3, R4 und der Transistor T1.

Die Betriebsspannung kann nach diesem Prinzip über die Signalleitung eingekoppelt werden und erlaubt einen sehr kompakten Aufbau der Verstärkerschaltung. Es kann in dieser Konfiguration eine Leitung und damit eine potentielle Störquelle eingespart werden.

Die Drosselspule L3 bildet zusammen mit dem Kondensator C3 einen Tiefpaß und beseitigt die Betriebsspannung von Rausch- und Störkomponenten der Spannungsquelle. L2 entkoppelt die Hf-Signalspannung von der DC-Betriebsspannung. Der Kondensator C4 entkoppelt den Eingang des Verstärkers A2 von der DC-Betriebsspannung des Transistors T1.

Der Transistor CF 739 ist ein sogenannter Dual Gate FET, was bedeutet, daß er zwei Steuereingänge besitzt. Es wird aber nur eine benötigt, so daß der Eingang G2 zur Festlegung des Arbeitspunktes über den Widerstand R4 auf eine feste Spannung gelegt wird.

Bei 4,2 K und 1,3 V arbeitet der Transistor außerhalb der Sättigung im Ohmschen Bereich. Der DC-Kanalwiderstand des Transistors liegt hier bei etwa 75Ω , der AC-Widerstand im Frequenzbereich um 15 MHz sollte etwas niedriger liegen. Das ergibt eine tolerierbare Fehlanpassung an einen 50Ω Wellenleiter und erfordert kein Anpassungsnetzwerk am Ausgang des Transistors.

4.3.3 Bestimmung der Güte des Resonanzkreises

Die Güte des Resonanztransformators bestimmt die Spannungsverstärkung. Man ist natürlich versucht die Güte so hoch wie möglich zu legen um eine hohe Spannungsverstärkung zu erzielen. Allerdings ist bei der Wahl der Güte das Einschwingverhalten nach Übersteuerung sowie der zeitliche Verlauf des Meßsignals zu berücksichtigen. Der zeitliche Verlauf des Meßsignals ist durch die Länge der Pulse der Spin-Echo-Sequenz festgelegt. Um vergleichbare Messungen zu erhalten, soll mit der gleichen Spin-Echo-Sequenz gemessen werden wie bei der Verwendung des Zimmertemperatur-Vorverstärkers. Die Länge des π -Pulses beträgt $8 \mu\text{s}$

womit das Signal eine Glockenkurve mit einer Halbwertsbreite von etwa $8 \mu\text{s}$ darstellt. Die Einschwingzeit des Resonanzkreises muß kurz genug sein um das Signal nicht zu verfälschen und um ein Abklingen des Kreises nach Übersteuerung in kurzer Zeit zu ermöglichen. Zu kurz darf die Einschwingzeit jedoch auch wiederum nicht gewählt werden, da sonst die Spannungsverstärkung zu gering ausfällt. Der günstigste Kompromiß wurde empirisch ermittelt und lag bei einer Güte von 14, also bei einer entsprechenden Spannungsverstärkung von 14. Der Widerstand R1 (Abbildung 4.4) beträgt hierbei $10 \text{ k}\Omega$.

4.3.4 Wahl des Arbeitspunktes

Die Wahl des Arbeitspunktes erfolgte unter dem Gesichtspunkt einer möglichst geringen Verlustleistung des Transistors, bei ausreichend hoher Steilheit. Die Steilheit eines FETs hängt vom Drainstrom I_D in der Form $S \propto \sqrt{I_D}$ ab und kann durch die Spannung an G2 in weiten Grenzen variiert werden, allerdings unter Inkaufnahme einer Erhöhung der Verlustleistung. Zur Ermittlung des günstigsten Arbeitspunktes wurde G2 über den Widerstand R4 (Abbildung 4.6) mit dem Drain verbunden und die Spannung im Bereich von 1,3 V bis 5 V variiert. Als Testsignal diente eine Wechsellspannung mit $U = -60 \text{ dBm}$, und einer Frequenz von 20 MHz. Es zeigte sich, daß die Verstärkung des Transistors von $A = 0.5$ bei $U = 1,3 \text{ V}$ bis $A = 2$ bei $U = 5 \text{ V}$ betrug. Allerdings stieg zum einen die Verlustleistung des Transistors dabei auf über 100 mW und zum anderen erhöhte sich das Eingangsrauschen drastisch. Die Betriebsspannung wurde daher auf 1,3 V festgelegt. Die Schaltung des gesamten Verstärkers ist in Abb. 4.6 dargestellt. Der Widerstand R2 dient als Strombegrenzer und limitiert während der Anregungspulse die Eingangsströme durch G1, die ansonsten die Sperrschicht zu stark aufheizen würden.

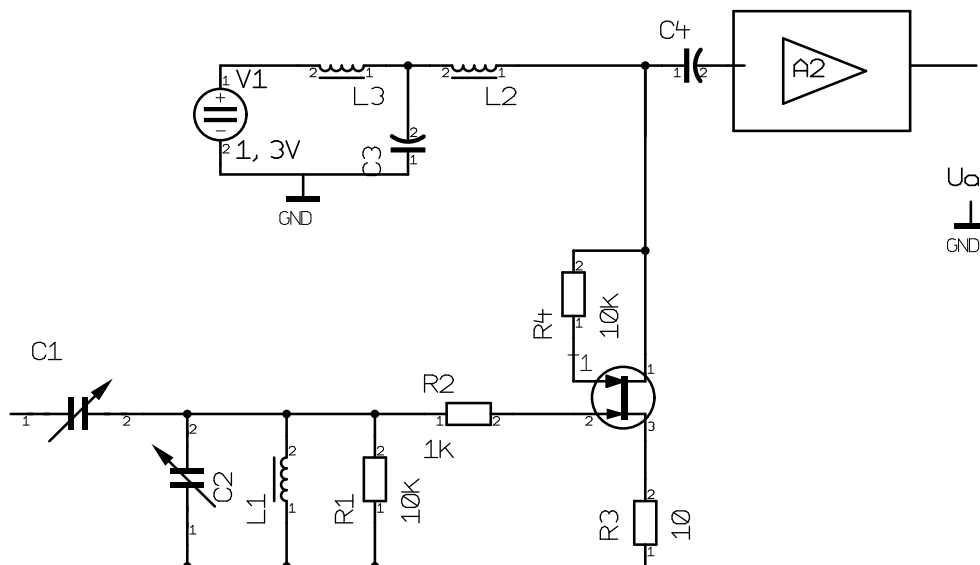


Abbildung 4.6: Schaltbild des gekühlten Vorverstärkers. Nur der Resonanztransformator und der Impedanzwandler sind gekühlt.

4.3.5 Schutz des Verstärkers während der Anregungspulse

Probenkopf, Vorverstärker und Hf-Leistungsendstufe laufen elektrisch am Eingang des Vorverstärkers zusammen. Während der Anregungspulse mit einer Amplitude von $300 \text{ V}_{\text{pp}}$ muß der Vorverstärker von der Leistungsendstufe entkoppelt werden. Im Standardaufbau wird dies durch ein Collins-Filter mit nachgeschalteten Begrenzerdioden erreicht (Abb. 4.7.)

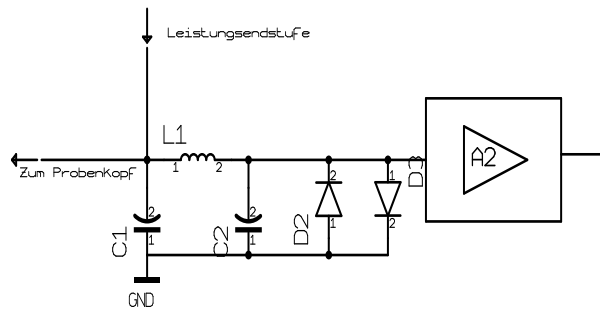


Abbildung 4.7: Collins-Filter mit Begrenzerdioden zum Schutz des Vorverstärkers während der Anregungspulse

Diese Schaltung enthält nur Blindelemente, ist daher praktisch rauschfrei und kann ohne weiteres ungekühlt für den gekühlten Vorverstärker verwendet werden. Bei der Verwendung von gekühlten Begrenzerdioden am Eingang des gekühlten Vorverstärkers kam es durch den niedrigen Widerstand des Dioden von einigen $\text{k}\Omega$ zu einer starken Reduzierung der Güte des Schwingkreises und damit zu einer zu starken Reduzierung des Verstärkungsfaktors.

4.3.6 Linearität

Die Güte und damit die Verstärkung des Resonanztransformators wird durch den Widerstand R_1 (Abb. 4.6) und den Eingangswiderstand von 50Ω bestimmt und sollte in dem Frequenzbereich der Cu-NQR-Spektren konstant bleiben. Die Messung des Frequenzganges erfolgte mit einem Testsignal von -60 dBm im Bereich von 13 MHz bis 20 MHz und ist in Abb. 4.8 dargestellt. Die Meßwerte wurden bei 17 MHz auf 1 normiert.

Es zeigte sich ein linearer Frequenzgang im Bereich von 13 MHz bis 20 MHz , bis auf einen leichten Abfall ab 17 MHz von ca. 2% , nach notwendigem Tausch der Schutzschaltung bei 17 MHz . Der Abfall von 2% ist auf die Schutzschaltung zurückzuführen und in dem Bereich von 2% tolerabel.

4.3.7 Rauschmessungen

Das Eingangsrauschen des Verstärkers wurde durch Messung des Spannungsrauschens eines 50Ω Widerstandes bei Zimmertemperatur, 77 K und $4,2 \text{ K}$ ermittelt. Gekühlt wurde der Widerstand durch Eintauchen in flüssigen Stickstoff bzw. flüssiges Helium. Als Zimmertemperatur wurde 300 K gesetzt. Abb. 4.9 zeigt das Ersatzschaltbild für die Rauschmessungen.

U_{r01} stellt die Rauschspannungsquelle des Widerstandes dar und liegt in Reihe zum Widerstand R_1 .

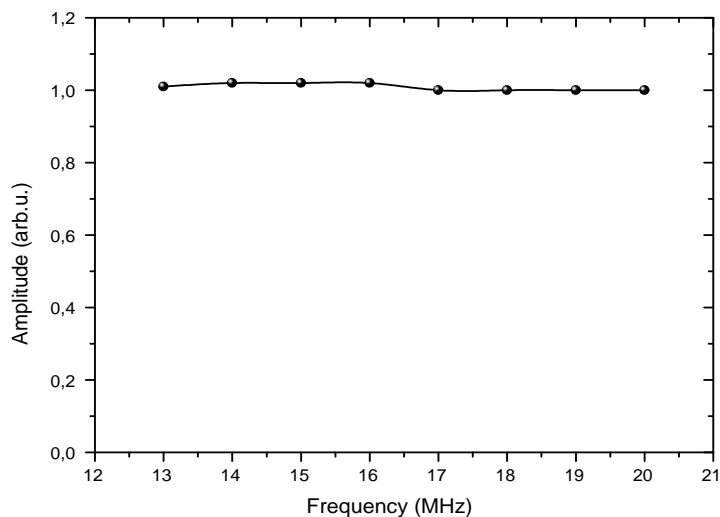


Abbildung 4.8: Amplitudenfrequenzgang des gekühlten Verstärkers. Die Werte sind bei 17 MHz auf 1 normiert.

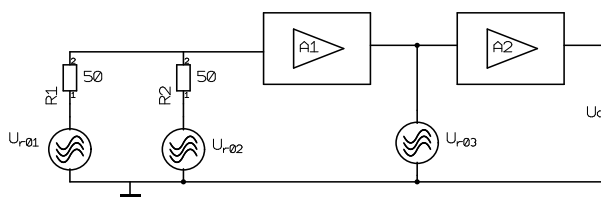


Abbildung 4.9: Ersatzschaltbild des für Rauschmessungen benutzten Modells. R1 stellt den Probenkopf mit dem Spannungsrauschen U_{r01} dar, U_{r02} und R2 repräsentieren den Eingangswiderstand und das Eingangsspannungsrauschen des gekühlten Vorverstärkers. U_{r03} berücksichtigt das Spannungsrauschen der folgenden Verstärkerstufe.

U_{r02} stellt die Rauschspannungsquelle des Vorverstärkers dar und liegt ebenfalls in Reihe zum Eingangswiderstand R2. Der Verstärker selbst wird entsprechend den Rauschmodellen als rauschfrei angenommen. Die Rauschspannungen der beiden Quellen wird durch den Spannungsteiler R1 und R2 durch 2 dividiert, mit dem Verstärker A1 um den Faktor $A_1 = 7$ verstärkt und nach der Gleichung

$$U_{rG} = \sqrt{\left(\frac{U_{r01}^2}{4} + \frac{U_{r02}^2}{4}\right) A_1 + U_{r03}^2} \quad (4.4)$$

mit dem Eingangsspannungsrauschen U_{r03} des Verstärkers A2 addiert. Gemessen wurde die Rauschspannung am Spektrometer bei einer Frequenz von 20 MHz mit einer Bandbreite des Filters von 125 kHz. Es wurden jeweils 5000 Einzelmessungen addiert und daraus der Effektivwert errechnet. Ermittelt wurde die Rauschspannung durch Anpassen der Gleichung

$$U_{rG} = A \sqrt{\left(\frac{(k_B T 50 \Omega)}{4} + \frac{U_{r02}^2}{4}\right) \cdot 49 + U_{r03}^2} \quad (4.5)$$

mit $U_{r03} = 500 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ an die gemessenen Rauschspannungen. Für das Rauschen des Widerstandes wurde das Nyquist Theorem 4.1 eingesetzt. Die Bandbreite von 125 kHz ist für alle Messungen dieselbe und wurde vor die Wurzel gezogen, geht also in den Verstärkungsfaktor A mit ein. Abb. 4.10 zeigt das Ergebnis der Rauschmessungen mit der angepaßten Funktion 4.5.

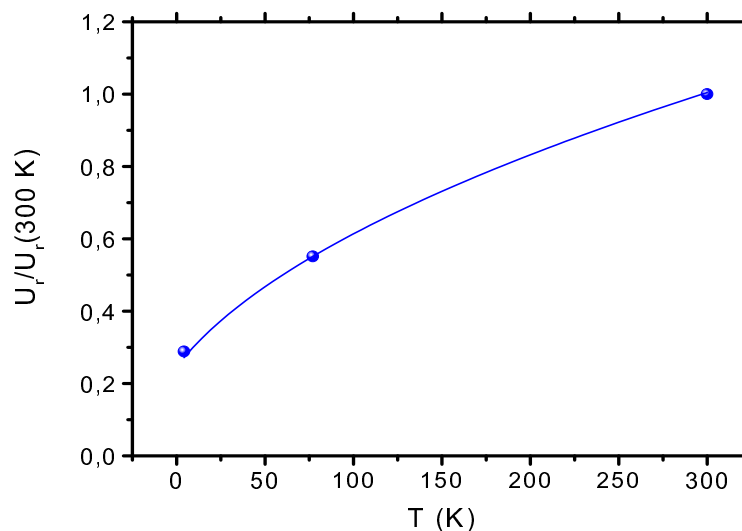


Abbildung 4.10: Spannungsrauschen eines 50 Ω -Widerstandes bei 300 K, 77 K und 4,2 K mit einer Anpassung der Gleichung 4.5. Die Eingangsspannung des gekühlten Vorverstärkers ergab sich zu $100 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Als Eingangsspannung bei angeschlossenem Widerstand ergab sich ein Wert von $U_{r02} = 100 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$, ein Wert der über dem theoretischen Wert von $U_{r02} = 50 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ liegt, jedoch 5 mal geringer ist als die

Rauschspannung des MITEQ AU-1114-7780 und damit eindeutig innerhalb der Zielvorgabe liegt.

4.3.8 Einschwingverhalten

Um das Einschwingverhalten abschätzen zu können, wurde das gesamte Signal während der Anregungspulse aufgezeichnet. Das Einschwingverhalten wurde an einem $50\ \Omega$ Festwiderstand getestet um ein Verfälschen des Einschwingverhaltens durch reflektierte Hf-Signale, verursacht durch Abstimmungsfehler des Probenkopfes, zu unterbinden. Das Rauschen des $50\ \Omega$ Widerstandes diente dabei gleichzeitig als Meßsignal. Damit sichergestellt ist, daß das Rauschen auch tatsächlich von dem Widerstand stammt, wurde jeweils bei 300 K und 77 K gemessen. Die Messungen sind in Abb. 4.11 dargestellt. Das gemessene Rauschsignal ist bei 77 K kleiner als bei 300 K, wie es im eingeschwungenen Zustand bei Kühlung des Widerstandes sein sollte. Der markierte Abschnitt entspricht $20\ \mu\text{s}$ und bezeichnet den Bereich in dem das Spin-Echo-Signal zu erwarten ist. Das Spektrometer befindet sich zu diesem Zeitpunkt also im eingeschwungenen Zustand.

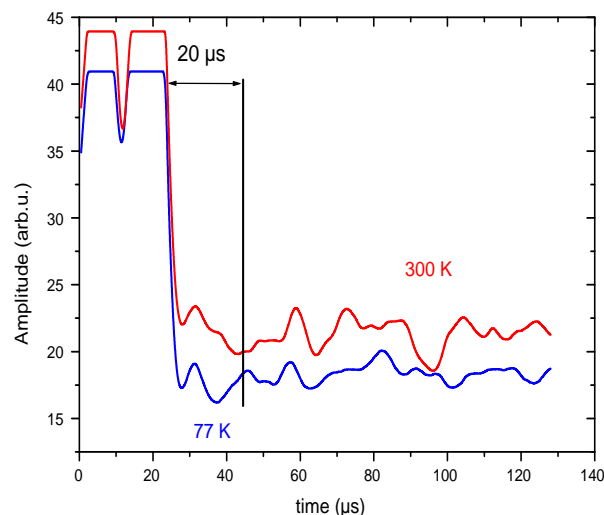


Abbildung 4.11: Einschwingverhalten des Spektrometers mit dem gekühlten Vorverstärker an einem $50\ \Omega$ Widerstand, jeweils bei 300 K und 77 K des Widerstandes. Die Kurven sind zur besseren Darstellung gegeneinander verschoben.

4.3.9 NQR-Testmessungen

Der gekühlte Vorverstärker wurde bei einer Proben temperatur von 38 K mit einem Bruker Hf-Vorverstärker MSL 200 verglichen. Als Probe wurde ein Hg-1201 Kupratsupraleiter verwendet. Die Pulssequenz besaß ein τ_2 von $23\ \mu\text{s}$. Es wurde erst direkt mit dem Bruker MSL 200 gemessen und dann der gekühlte Vorverstärker vor den MSL 200 geschaltet und jeweils 400 Einzelmessungen addiert. Die Ergebnisse sind in Abb.

4.12 dargestellt und zeigen für den gekühlten Vorverstärker ein deutliches Signal, während für die Messung mit dem MSL 200 kein Signal zu erkennen ist.

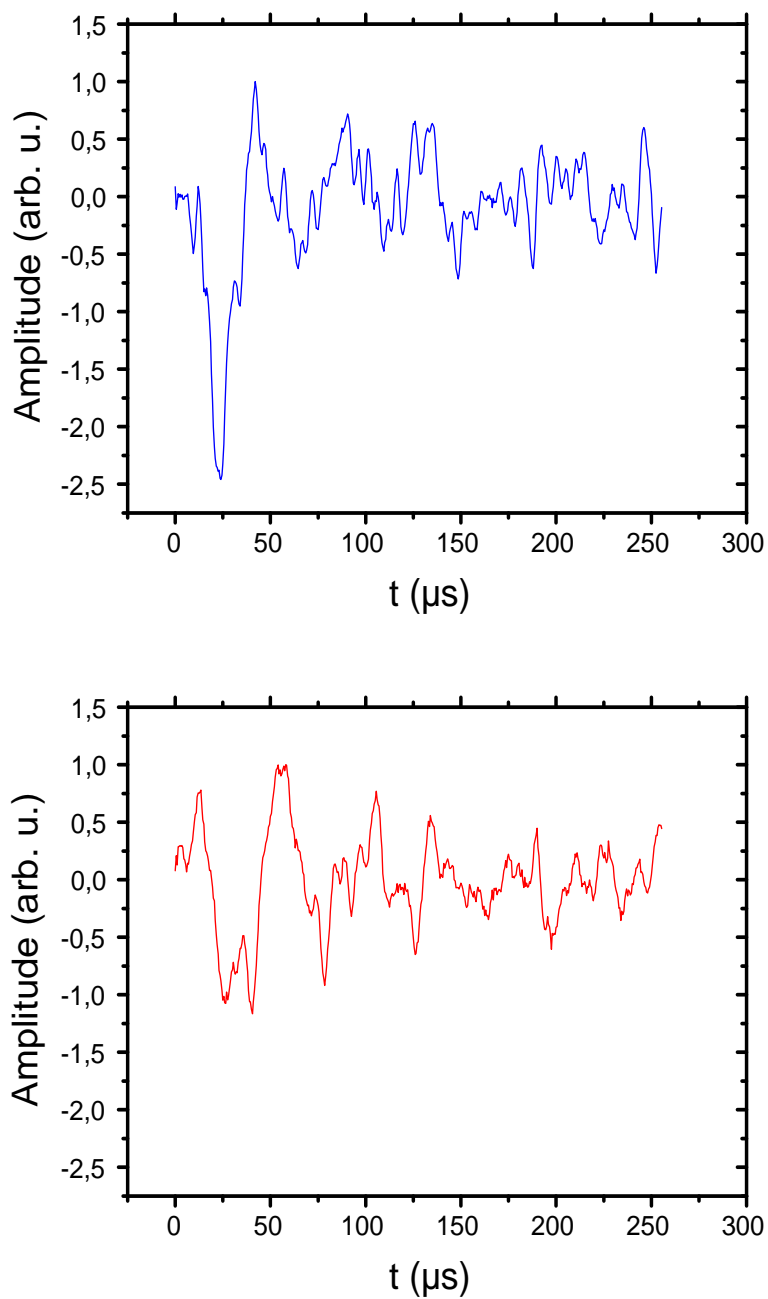


Abbildung 4.12: ^{63}Cu -NQR-Signal, aufgenommen mit dem gekühlten Vorverstärker bei 38 K, 17 MHz und 400 Einzelmessungen (oben) und mit dem Bruker Vorverstärker MSL 200 (unten)

4.3.10 Vergleich der Meßzeiten bei 4,2 K und 20 K

Abb. 4.13 zeigt Cu-NQR-Spektren eines Hg-1223 Kupratsupraleiters, bei 4,2 K und 20 K. Beide Spektren sind mit der gleichen Pulssequenz sowie Wiederholzeit zwischen den Einzelmessungen aufgenommen und zeigen vergleichbare Signal-zu-Rausch-Abstände. Bei 4,2 K wurden 800 Einzelmessungen pro Punkt addiert, bei 20 K wurden 2400 Einzelmessungen pro Punkt benötigt.

Nach den Rauschmessungen beträgt das Eingangsspannungsrauschen des Vorverstärkers bei angeschlossenem Probenkopf $100 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Das Spannungsrauschen des Probenkopfes beträgt bei 20 K im angeschlossenen Zustand $110 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$, was eine Gesamtrauschespannung von $148 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ergibt. Verstärkt um den Faktor 7 liegt am Eingang des MITEQ AU-1114-7780 Vorverstärkers eine Rauschspannung von $1036 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ an, die sich zusammen mit der Eingangsspannung des MITEQ AU-1114-7780 zu $1,15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ addiert. Berücksichtigt man das Eingangsspannungsrauschen des MITEQ AU-1114-7780 nicht, so verbessert sich durch den gekühlten Vorverstärker das SNR um $500/148 \approx 3,37$. Das Rauschen des MITEQ AU-1114-7780 Verstärkers reduziert diesen Wert auf 3. Damit sollte sich Anzahl der nötigen Einzelmessungen von 20 000 pro Punkt auf 2 200 reduzieren, was durch die Messung bei 20 K bestätigt wird. Dies bedeutet konkret eine Reduzierung der Meßzeit von 3 WOCHEN auf 2 TAGE !

Ursache des erhöhten Rauschens

Bei der Ermittlung des Rauschens nach Gleichung 4.5 wurde angenommen, daß das Rauschen im Widerstand R1 (Abbildung 4.6) entstanden ist, das am Eingang des Transformators als Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand von 50Ω erscheint. Eine detaillierte Analyse des Rauschens ergibt jedoch eine leichte Abweichung von diesem Bild. Am Eingang G1 des Transistors liegt ein Widerstand R4 von $10 \text{ k}\Omega$ (Abbildung 4.6), der ein entsprechendes Spannungsrauschen erzeugt. Am Eingang G2 liegt ebenfalls ein Widerstand von $10 \text{ k}\Omega$ der das gleiche Spannungsrauschen an G2 erzeugt. Bei gleicher Steilheit an den Eingängen G1 und G2 erscheint das Rauschen am Ausgang des Verstärkers um den Faktor 1,41 erhöht. Bei der Transformation auf den Eingang entsprechend den Rauschmodellen verhalten sich die beiden Rauschquellen jedoch unterschiedlich. Transformiert man das Rauschen des Widerstandes R4 von G2 auf den Eingang G1, erscheint es dort als Spannungsquelle ohne Innenwiderstand (Abb. 4.14)

Am Eingang G2 liegen somit zwei unterschiedliche Rauschspannungsquellen parallel, mit zusammen $2,15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Eine Rauschspannungsquelle U_{r1} mit dem Innenwiderstand $10 \text{ k}\Omega$ und eine Rauschspannungsquelle U_{r2} mit dem Innenwiderstand 0Ω . Bei der Transformation auf den Eingang des Verstärkers erscheinen die Rauschspannungsquellen dort einmal als Rauschspannungsquelle U_{r1} mit dem Innenwiderstand von 50Ω und einmal als Rauschspannungsquelle U_{r2} mit dem Innenwiderstand 0Ω mit der gesamten Rauschspannung von $150 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Schließt man nun den Probenkopf an, so dividiert sich die Rauschspannung der Rauschspannungsquelle U_{r1} durch 2, die Rauschspannung der Quelle U_{r2} jedoch nicht. Am Probenkopf liegen jetzt die Rauschspannungen von $50 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und $107 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$, was zusammen etwa $111 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ergibt.

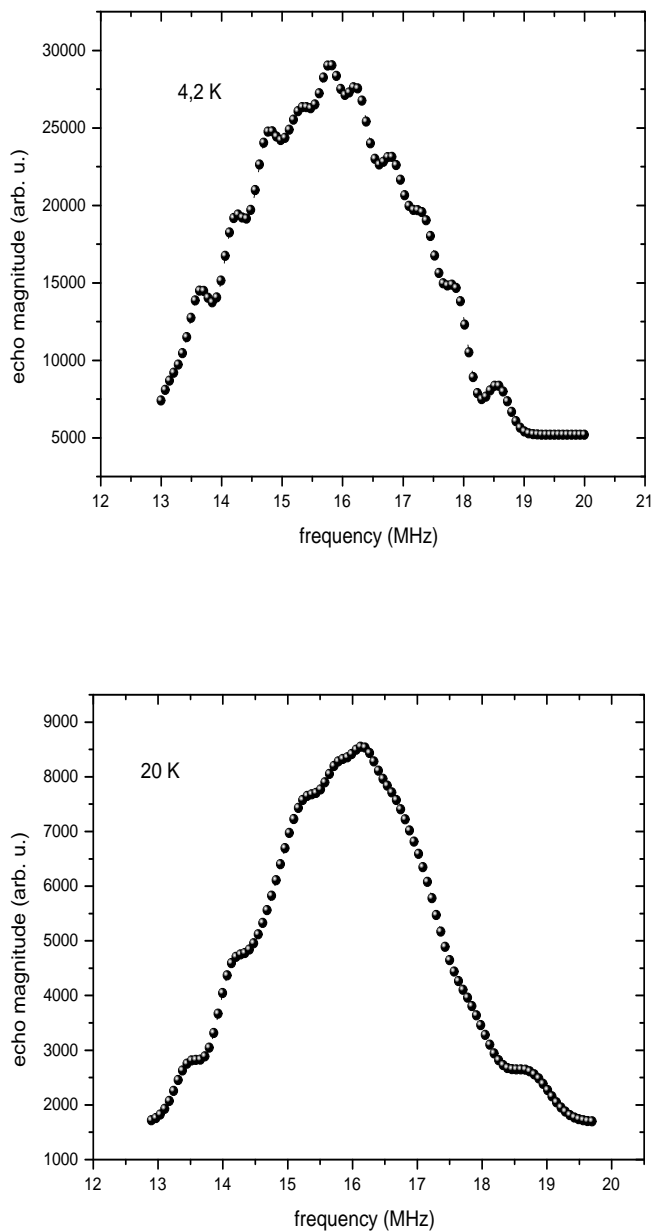


Abbildung 4.13: Vergleich der Meßzeiten bei 4,2 K und 20 K. Beide Spektren wurden mit der gleichen Pulssequenz und zeitlichem Abstand der Einzelmessungen aufgenommen. Bei 4,2 K (oben) wurden 800 Einzelmessungen pro Punkt aufgenommen, bei 20 K (unten) 2400 Einzelmessungen pro Punkt. Es ergibt sich durch den gekühlten Vorverstärker eine beachtliche Reduzierung der Meßzeit von 3 Wochen auf 2 Tage.

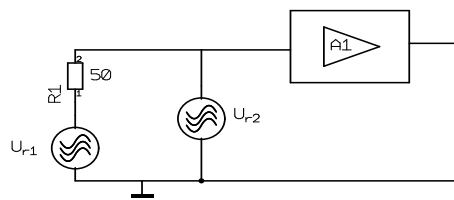


Abbildung 4.14: Rauschmodell unter Berücksichtigung des Widerstandsrauschens von R4

Jetzt ist es natürlich naheliegend den Widerstand R4 von 10 kΩ durch einen Widerstand mit einem kleineren Wert zu ersetzen. Das Ersetzen von R4 durch einen Widerstand mit 1 kΩ ergab jedoch überraschenderweise eine leichte Erhöhung des Rauschens. Die Ursache dieser Erhöhung ist im Stromrauschen des durch den Widerstand R4 fließenden Stromes zu suchen. Der Eingang G2 stellt eine in Durchlaßrichtung betriebene Schottky-Diode mit einer nicht linearen Kennlinie dar. Verringert man den Widerstand R4 um den Faktor 10, so erhöht sich der Strom durch den Widerstand R4 um ein Mehrfaches dieses Faktors. Die Rauschspannung hat sich zwar verringert, aber der Strom und damit das Stromrauschen sind gestiegen. Diese These stimmt mit der Beobachtung überein, daß das Rauschen stark ansteigt, wenn man die Spannung an R4 erhöht.

Abhilfe schafft in diesem Fall ein Kondensator an G2 gegen Masse, der mit R4 einen Tiefpaß bildet, Abb. 4.15 und die Rauschspannung oberhalb von 1 MHz mit 6 dB pro Oktave dämpft. Abb. 4.16 zeigt den

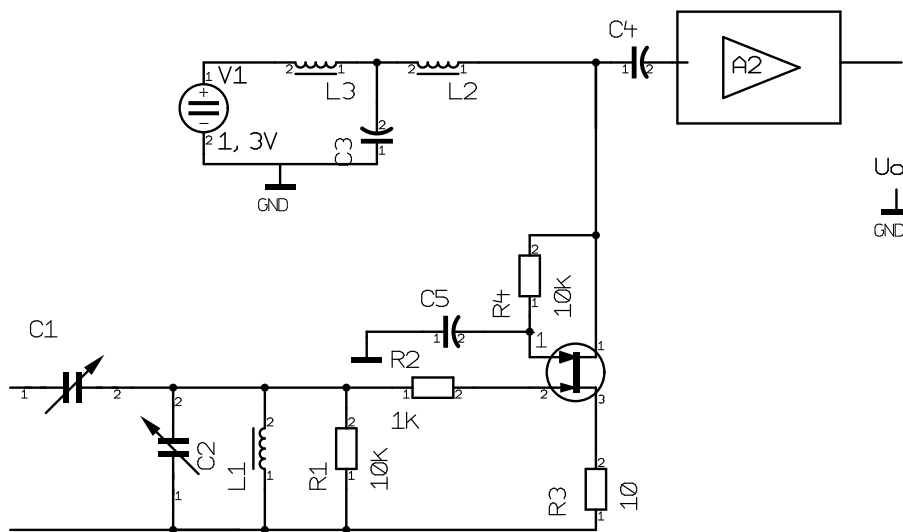


Abbildung 4.15: Auf minimales Rauschen optimierte Schaltung des Vorverstärkers. Der Kondensator C5 eliminiert die Rauschspannung des Widerstandes R4 oberhalb von 1 MHz.

Erfolg dieser Maßnahme. Das Eingangsspannungsrauschen ist jetzt auf den theoretisch möglichen Wert von $50 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ gesunken. Wie oben erläutert, stellt die Entwicklung des gekühlten Vorverstärkers ein typisches Optimierungsproblem dar, wobei das Optimum in einem Kompromiß zwischen niedrigem Rauschen und schnellem Einschwingen liegt. So auch in diesem Fall. Das Einfügen des Kondensators C5 senkte zwar das Spannungsrauschen auf den theoretischen Wert von $50 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$, jedoch erwiesen sich die Kondensatoren

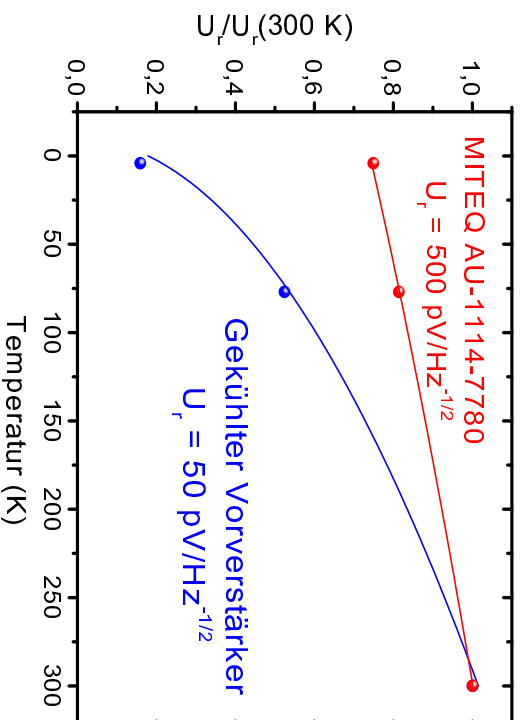


Abbildung 4.16: Rauschen eines $50\ \Omega$ Widerstandes bei $4,2\ \text{K}$, $77\ \text{K}$ und $300\ \text{K}$. Blau: gekühlter Vorverstärker, Rot: MITTEQ AU-1114-7780.

als anfällig gegenüber dem Einkühlprozess des Verstärkers. Die Langzeitstabilität des Kapazitätswertes ist entscheidend für die Langzeitstabilität des Rauschens und des Einschwingverhaltens und gerade hier zeigen sich Veränderungen nach mehreren Temperaturzyklen. Es wurde daher zugunsten der Robustheit und Stabilität ein erhöhtes Rauschen in Kauf genommen.

4.3.11 Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau des Verstärkers erwies sich als sehr kritisch. Der Resonanztransformator ist sehr empfindlich gegenüber Hf-Einstrahlungen und reagiert kritisch auf die Leitungsführung. Zur Kühlung soll der Verstärker in einen $100\ \text{L}$ He-Vorratsbehälter eingetaucht werden. Das Gehäuse des Verstärkers wurde daher als Edelstahlrohr von ca. $1,3\ \text{m}$ ausgeführt. Die Bedienelemente der Drehkondensatoren und die Signalleitungen verlaufen im Inneren des Rohres. Zur Einkopplung des Verstärkers von den Verdrehern für die Drehkondensatoren sind diese unterbrochen von jeweils $50\ \text{cm}$ langen PVC Stäben.

Am oberen Ende des Trägerrohres sind die Schutzschaltung sowie die Spannungszuführung angebracht. Abb. 4.17 zeigt ein Foto des Verstärkergehäuses sowie Detailsichten des Verstärkers. Der Becher in der oberen Detailsicht dient zum einen der Abschirmung des Verstärkers zum anderen stellt er eine sichere Masseverbindung zum Fußpunkt des Verstärkers her. Der Transistor selbst ist kaum zu sehen. Es ist der kleine Punkt zwischen den Widerständen.

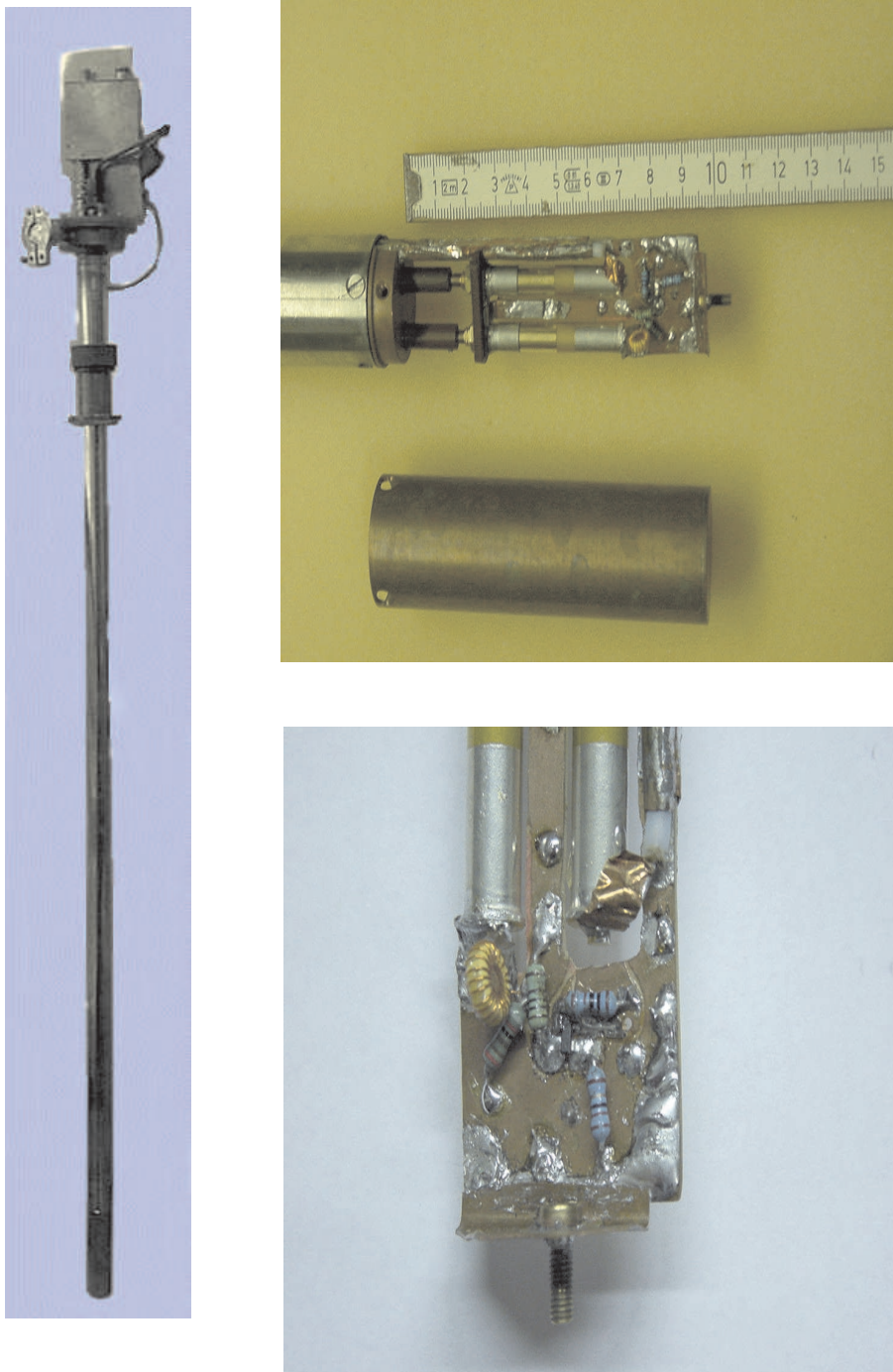


Abbildung 4.17: Das Verstärkergehäuse mit einer Detailansicht des Verstärkers