

Masterarbeit

AUTOMATISIERTES RFID-ANTENNEN-MATCHING MIT HILFE EINES VEKTOR-NETZWERKANALYSATORS

ausgeführt am



Fachhochschul-Masterstudiengang
Automatisierungstechnik-Wirtschaft

von

Michael Juwan, BSc

1710322026

betreut und begutachtet von
Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Pauritsch

Graz, im Jänner 2019



Unterschrift

EHRENWÖRTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre ehrenwörtlich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die angegebenen Quellen nicht benützt und die benutzten Quellen wörtlich zitiert sowie inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.



Unterschrift

DANKSAGUNG

Ich möchte mich bei allen Personen bedanken, die mich bei dieser wissenschaftlichen Arbeit unterstützt haben. Ein besonderer Dank gilt meinem Betreuer Herrn Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Pauritsch, der mir stets beratend zur Seite stand und immer ein offenes Ohr hatte.

KURZFASSUNG

Diese wissenschaftliche Arbeit, welche für die Fachhochschule CAMPUS 02 durchgeführt wird, setzt sich mit der automatisierten und softwaregestützten Antennen-Anpassung im NFC-Bereich mithilfe eines Vektor-Netzwerk-Analysators (VNA) auseinander. Das Programm soll zur einfachen und automatisierten Antennenanpassung ohne tieferes Fachwissen des Benutzers fähig sein und etwaige Projekte im Bereich Forschung und Entwicklung an der Fachhochschule CAMPUS 02 vereinfachen.

Ziel ist, die Antennen-Anpassung als Prozess abbilden zu können und alle nötigen Schritte mithilfe eines günstigen VNAs und der Software umzusetzen mit so wenig Benutzerinteraktionen wie nötig. Das fertige System soll von der Genauigkeit der Messung nahe der eines um ein vielfaches teureren VNAs liegen.

Die Funktionsweisen eines NFC-Systems und dessen Antenne wird analysiert und alle wichtigen Punkte für die Anpassung einer Antenne ermittelt. Aufbauend auf den gesammelten Informationen werden Methoden zur Ermittlung der Antennenparameter und deren Anpassungsschaltung erörtert und evaluiert. Die benötigten Maßnahmen zur Umsetzung der Methoden wie etwaige Messungen und Berechnungen mithilfe des VNAs werden aufgeführt und analysiert.

Für die Antennenanpassung wird ein C# Programm geschrieben, welches die Messungen und Kalibrationen am VNA durchführt und mit wenigen Benutzereingaben visuell und tabellarisch alle benötigten Daten für die Antennenanpassung liefert.

ABSTRACT

This scientific work is carried out for the university of applied science CAMPUS 02 and deals with the automated and software-supported antenna matching in the NFC area using a vector network analyser (VNA). The program is designed to facilitate simple and automated antenna customization without the user's deeper technical expertise and to simplify any research and development projects at FH CAMPUS 02 in this field.

The goal is to be able to map the antenna matching as a process and to implement all necessary steps with the help of an economical VNA and the software with as few user interactions as necessary. The finished system should be close to that of a much more expensive VNA in terms of measurement accuracy.

The functioning of an NFC system and its antenna is analysed and all important aspects for the matching of an antenna are determined. Based on the collected information, methods for determining the antenna parameters and their matching circuit are discussed and evaluated. The steps needed to implement the methods, such as any measurements and calculations using the VNA, are listed and analysed.

For the antenna matching a C# program is written, which manages the measurements and calibrations for the VNA and provides all necessary data visually and tabularly for the antenna matching requiring only little user inputs.

INHALTSVERZEICHNIS

1	Einleitung.....	1
2	Antennen.....	3
2.1	Physikalische Grundlagen.....	3
2.1.1	Magnetische Feldstärke H	3
2.1.2	Magnetischer Fluss Φ und die Induktivität L	4
2.1.3	Gegeninduktivität M und Koppelungsfaktor k	5
2.1.4	Induktionsgesetz.....	6
2.2	Elektrische Eigenschaften.....	6
2.2.1	Resonanzfrequenz.....	6
2.2.2	Resonanzüberhöhung und Gütefaktor.....	7
2.2.3	Die Streumatrix.....	8
3	RFID und NFC.....	12
3.1	Betriebsfrequenz und Reichweite.....	14
3.2	Kopplung.....	15
3.3	Datenaustausch.....	17
3.4	Anforderungen an die Antennen-Anpassung.....	19
4	Vektor-Netzwerkanalysator.....	20
4.1	Elektronischer Aufbau.....	20
4.1.1	DDS-Frequenzgenerator.....	20
4.1.2	Richtkoppler.....	22
4.1.3	Mischer.....	23
	Aufwärtsmischer.....	23
	Abwärtsmischer.....	24
4.1.4	IQ-Demodulator.....	25
4.2	Messablauf.....	26
5	Kalibration.....	28
5.1	Messabweichungen.....	28
5.1.1	Systematische Messabweichungen.....	28
5.1.2	Driftfehler.....	30
5.1.3	Zufällige Messabweichungen.....	30
5.2	Kalibration.....	30
6	Ermittlung der Antennenparameter.....	33
6.1	Antennen Ersatzschaltbild.....	33
6.1.1	Serienwiderstand.....	35
	Messung über die Impedanz.....	36
	4-Draht Messung.....	36
	Berechnung über die Geometrie.....	37
6.1.2	Induktiver Anteil.....	39
6.1.3	Kapazitiver Anteil.....	40

6.2	Anpassungsschaltung	41
6.2.1	Dämpfungswiderstand	42
6.2.2	EMV-Filter	43
6.2.3	Anpassungskreis	45
6.3	Antennen Tuning	48
7	Software Ablauf	50
7.1	Kommunikation mit dem VNA.....	50
7.1.1	miniVNA Pro.....	50
7.1.2	Schnittstelle und Befehlssatz.....	50
7.2	Ausführung eines Sweeps.....	51
7.2.1	Aufteilung der Frequenzbänder	53
7.2.2	Unterer Frequenzbereich.....	53
7.2.3	Oberer Frequenzbereich	54
7.2.4	Frequenzbereich für das Antennen Tuning.....	55
7.3	Kalibrierung	55
7.3.1	Datenerfassung	55
7.3.2	Mathematische Auswertung	57
7.4	Antennen Anpassung	59
7.5	Antennen Tuning	62
8	Validierung.....	65
8.1.1	Kalibration	65
8.1.2	Abgleich mit professionellen VNA.....	68
8.1.3	Validierung der Anpassungsschaltung.....	72
9	Ergebnisse und Ausblick	76
	Literaturverzeichnis.....	78
	Abbildungsverzeichnis	79

1 EINLEITUNG

Der Fachbereich Automatisierungstechnik an der FH CAMPUS 02 besitzt eine Forschungs- und Entwicklungsabteilung, die Projekte im Bereich Automatisierungstechnik umsetzt. Ein großer Aufgabenbereich der Elektronik-Abteilung ist das Auslegen, Designen und Fertigen von elektronischen Schaltungen und deren Ansteuerung mithilfe von Mikrokontrollern. Bei Aufgabenstellungen im Bereich Auto-ID, speziell im Bereich NFC und RFID, müssen Sender und Empfänger auf Basis der jeweiligen Technologie entwickelt und ausgelegt werden. Zum Auslegen der Antenne wird derzeit ein stationärer Vektor-Netzwerkanalysator (VNA) verwendet. Durch die Messung mit dem VNA erhält man Informationen über die Übertragungsfunktion und die Parameter der angeschlossenen Antenne, um diese dann anpassen und optimieren zu können. Die üblichen VNAen sind einerseits sehr teuer in der Anschaffung und andererseits durch ihr großes Einsatzgebiet sehr komplex handzuhaben und zu bedienen. Für die spezielle Messung von Antennen im Bereich NFC soll zukünftig eine kompaktere, tragbare und weitaus benutzerfreundlichere Lösung gefunden werden.

Um die derzeitig umständliche Messung mit dem stationären VNA umgehen zu können, soll ein Gerät verwendet werden, welches speziell für die Messungen im Bereich NFC geeignet ist. Dazu muss die Messung und die Kalibrierung vom erwähnten Gerät vergleichbare Ergebnisse wie ein stationärer VNA liefern. Zurzeit kommt dazu nur der VNA „miniVNA Pro“ in Frage, da er die Anforderungen erfüllt und sehr kostengünstig ist. Aufbauend auf dieser Hardware soll eine Software als Schnittstelle entwickelt werden, durch welche der Prozess vom Anstecken des Prüflings über die Ausgabe der evaluierten Ergebnisse und der benötigten elektronischen Bauteile für das Tuning bis zum Abruf der bisher gemessenen Prüflinge benutzerfreundlich, einfach und ohne tieferes Fachwissen abgewickelt werden kann. Die wichtigsten Eigenschaften des Prüflings bzw. der Antenne sind dessen Resonanzfrequenz, Impedanz und Güte. Aus diesen und gegebenenfalls weiteren Parametern soll dann das Ersatzschaltbild, bzw. die Parameter der elektronischen Bauteile in diesem, ermittelt werden. Aufbauend auf das ermittelte Ersatzschaltbild und die Parameter sollen anschließend die erforderlichen Komponenten für den Anpassungsschaltkreis zum richtigen Einstellen der Antenne ermittelt und dem Benutzer vorgeschlagen werden.

Ziel der Arbeit ist es, einen Aufbau bestehend, aus einer Recheneinheit mit Display zur Benutzerinteraktion mit dem miniVNA zu entwickeln. Die Datenübertragung zwischen Recheneinheit und miniVNA sowie der Anschluss des Prüflings über Stecksysteme muss gewährleistet sein und der Aufbau soll dazu fähig sein, die benötigten Parameter des Prüflings zu ermitteln und die Daten mittels Diagrammen, Bildern und Tabellen am Gerät darzustellen und diese auch abzuspeichern bzw. auf ein anderes Endgerät zu übertragen. Für die Umsetzung soll eine Software mit den benötigten Funktionen entwickelt werden, welche die Messung, Auswertung und Datenverarbeitung realisieren soll.

Im theoretischen Teil der Arbeit soll einerseits erfasst werden, welche Daten und Eigenschaften des Prüflings für eine vollständige Auswertung ermittelt und gemessen werden müssen und wie die Messung funktionieren könnte. Hierbei ist die größte Schwierigkeit das Ermitteln der Antennenparameter. Anschließend muss die mathematisch notwendige Manipulation der erhaltenen Daten und die Berechnung der geforderten Ausgabeparameter umgesetzt werden. Ein weiterer Fokus liegt in der Kalibrierung des

Messsystems sowie der Expertise, wie man Antennen mit den ermittelten Daten richtig einstellen kann um optimale Ergebnisse zu erhalten.

Im praktischen Teil sollen das entwickelte Konzept, die entwickelte Software und die evaluierten Algorithmen auf deren Richtigkeit geprüft und durch Messungen validiert werden. Zu prüfen ist ebenfalls, ob das beschriebene Konzept betreffend der automatischen Auswertung und der Interpretation der ermittelten Daten umsetzbar ist und die gewünschten Ergebnisse liefert. Wichtigster Punkt ist das Abgleichen der Messergebnisse mit einem bestehenden VNA und den daraus resultierenden Parametern, die für die Antennenanpassung nötig sind. Wenn die Ergebnisse übereinstimmen bzw. vergleichbar sind, ist die Funktion des entwickelten Aufbaues hinterlegt.

2 ANTENNEN

Antennen für den NFC-Bereich basieren auf einigen physikalischen Grundlagen. Das größte Problem solch einer Antenne ist ihre hohe Abhängigkeit von äußeren Einflüssen. Alle Eigenschaften der Antenne werden massiv von anderen Materialien in ihrer Nähe beeinflusst. Würde man eine bereits angepasste Antenne in eine andere Umgebung bringen, würde sie nicht mehr optimal oder gar nicht mehr ihren Anwendungszweck erfüllen. Aus diesem Grund werden Antennen in der Regel nicht angepasst verkauft. Die Antenne muss in ihr endgültiges Umfeld eingebaut und anschließend angepasst werden. Der Einfluss durch das Antennenumfeld ist dabei sehr schwer berechnen- und simulierbar.

2.1 Physikalische Grundlagen

2.1.1 Magnetische Feldstärke H

Mit jedem Stromfluss durch einen Leiter ist auch ein magnetisches Feld verbunden. Die magnetische Feldstärke in einem magnetischen Feld wird bei geraden Leitern durch die Formel (2-1) beschrieben. Daraus ist ersichtlich, dass sie linear mit dem Strom steigt und dem Abstand zum Leiter sinkt. Da die Antennen eines RFID-Systems nicht aus einem geraden Leiter bestehen, sondern aus einer Leiterschleife, kann man diese Formel nicht für die Berechnung der Feldstärke verwenden. Für den Feldstärkenverlauf einer runden Spule kann die Formel (2-2) und für eine rechteckige Spule die Formel (2-3) zur Berechnung verwendet werden. Die Formeln gelten nur, wenn die Distanz zwischen den äußersten Leiterschleifen d viel kleiner als der Antennenradius r und die Distanz zur Antennenmitte x kleiner als $\lambda/2\pi$ ist.

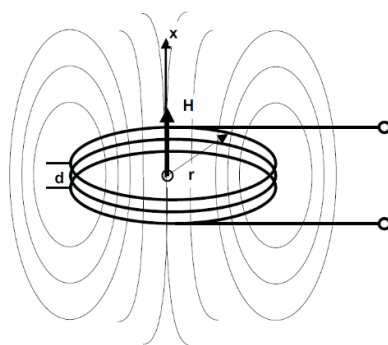


Abbildung 1: Veranschaulichung der magnetischen Feldlinien um eine Antenne. Quelle: Finkenzeller (2006), S. 68.

$$H = \frac{I \cdot N}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

H/Am^{-1}	Magnetische Feldstärke	
$N/1$	Windungszahl	
I/A	Strom durch die Spule	(2-1)
r/m	Kreisradius der Spule	

$$H = \frac{I \cdot N \cdot r^2}{2 \sqrt{(r^2 + x^2)^3}}$$

x/m	Abstand zur Antennenmitte	(2-2)
--------------	---------------------------	---------

$$H = \frac{N \cdot I \cdot a \cdot b}{4\pi \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2}} \left(\frac{1}{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + x^2} + \frac{1}{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2} \right)$$

$a, b/\text{m}$	Kantenlängen der rechteckigen Spule	(2-3)
-----------------	-------------------------------------	---------

Die Gleichungen (2-2) und (2-3) zeigen, dass die Antenne durch ihre Geometrie, ihre Windungsanzahl und den durch sie fließenden Strom die Feldstärke bestimmt. Bei steigender Entfernung zur Antennenmitte nimmt das magnetische Feld kontinuierlich ab. Im Nahfeld beträgt die Abschwächung der Feldstärke ca. 60 dB pro Dekade, im Fernfeld nur mehr 20 dB. Antennen mit kleinem Durchmesser liefern zwar im Antennenmittelpunkt eine höhere Feldstärke, jedoch sie schon bei kürzeren Distanzen ($x > r$) mit den 60 dB pro Dekade ab. Je nach gewünschter Reichweite kann somit der Antennendurchmesser aus der Gleichung (2-2) bzw. die Antennenkantenlängen aus der Gleichung (2-3) hergeleitet werden, je nachdem ob es eine runde oder rechteckige Antenne ist. Dazu sucht man die Nulldurchgänge der Ableitung von H nach dem Antennenradius um die Maximalstellen der Feldstärke in Abhängigkeit des Radius zu finden. Bei der Annahme, dass der Strom durch die Antenne bei jedem Durchmesser gleich bleibt und der Abstand x zur Antenne der maximale Leseabstand ist, erhält man den optimalen Feldstärkenverlauf bei: $r = x \cdot \sqrt{2}$. Dies gilt nur für Zylinderspulen, die herleitungsweise ist für Rahmenantennen aber die selbe.¹

2.1.2 Magnetischer Fluss Φ und die Induktivität L

Der magnetische Fluss wird dazu verwendet, ein Magnetfeld zu beschreiben. Er ist eine physikalische Größe die abhängig von der auf die Fläche A bezogenen Flussdichte B ist. Die Flussdichte B setzt sich aus den Materialeigenschaften des im Feld liegenden Körpers und der Feldstärke zusammen.

$\Phi = B \cdot A$	Φ/Wb B/T	Magnetischer Fluss Flussdichte	(2-4)
--------------------	----------------------------------	-----------------------------------	---------

$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H = \mu \cdot H$	$\mu_0/\text{VsA}^{-1}\text{m}^{-1}$ $\mu_r/1$	Magnetische Feldkonstante Relative Permeabilität	(2-5)
---	---	---	---------

Die Konstante μ_0 ist die magnetische Feldkonstante ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/Am}$) und beschreibt die Permeabilität (magnetische Leitfähigkeit) des Vakuums. Die Größe μ_r wird als relative Permeabilität bezeichnet und gibt an, um wie viel die Permeabilität eines Stoffes größer oder kleiner als μ_0 ist.²

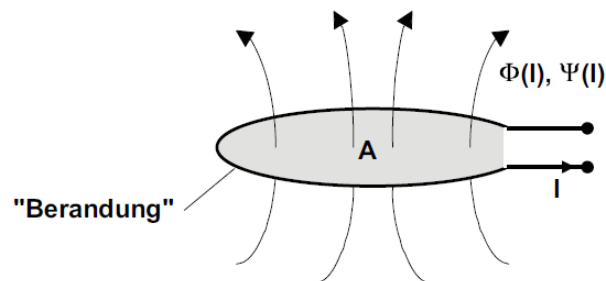


Abbildung 2: Grafische Erklärung zum verketteten Fluss und der Induktivität. Quelle: Finkenzeller (2006), S. 72.

Da eine Spule meist aus mehreren Leiterschleifen besteht, wird der magnetische Fluss mit jeder Windung verstärkt, da die Flächen sich aufsummieren. Der verkettete Fluss ψ ist die Summe aller magnetischen Flüsse und somit der Gesamtfluss. Die Induktivität L beschreibt den verketteten Fluss der

¹ Vgl. Finkenzeller (2006), S. 68ff.

² Vgl. Finkenzeller (2006), S. 71.

Spuleninnenfläche in Abhängigkeit des Stroms I durch die Spule, wie in Formel (2-7) zu sehen. Da der Leiterquerschnitt bei Antennenspulen sehr klein gegenüber der umschlossenen Fläche ist, kann die Formel (2-8) näherungsweise verwendet werden.³

$$\psi = N \cdot \Phi = N \cdot \mu \cdot H \cdot A \quad \psi / \text{Wb} \quad \text{Verketteter Fluss} \quad (2-6)$$

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{N \cdot \mu \cdot H \cdot A}{I} \quad L/H \quad \text{Induktivität} \quad (2-7)$$

$$L = N^2 \cdot \mu \cdot r \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot r}{d}\right) \quad \begin{array}{l} r/m \\ d/m \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Durchmesser der Leiterschleife} \\ \text{Distanz zwischen den äußersten} \\ \text{Leiterschleifen} \end{array} \quad (2-8)$$

2.1.3 Gegeninduktivität M und Koppelungsfaktor k

Bringt man nun eine weitere Antennenspule in das erzeugte Feld der stromdurchflossenen Leiterschleife, durchsetzt ein Teil des magnetischen Flusses auch die Fläche der zweiten Antennenspule. Man spricht hierbei von einer Koppelung der Spulen und dem dazugehörigen Koppelfluss ψ_{21} . Dieser Koppelfluss ist nur von den Geometrien beider Leiterschleifen abhängig. Die Gegeninduktivität M_{21} leitet sich analog zur Induktivität L vom Koppelfluss und dem Strom in der ersten Leiterschleife ab, wie in Formel (2-7) dargestellt, die Einheit ist dieselbe wie die der Eigeninduktivität. Verändert man nun die Reihenfolge, sodass die zweite Spule mit Strom durchflossen wird anstatt der ersten, ändert sich die Gegeninduktivität nicht. Deswegen gilt der Umkehrsatz $M = M_{12} = M_{21}$. Setzt man nun die obenstehenden Formeln in die Gegeninduktivitätsformel ein, erhält man für Schleifenantennen Formel (2-9) und für Rahmenantennen Formel (2-10).

$$M_{12} = \mu \cdot N_1 \cdot R_1^2 \cdot \pi \cdot \frac{N_2 \cdot R_2^2}{2 \cdot \sqrt{(R_1^2 + x^2)^3}} \quad \begin{array}{l} M_{12}/H \\ N_1, N_2/1 \\ R_1, R_2/m \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Gegeninduktivität der} \\ \text{gekoppelten Spulen} \\ \text{Windungsanzahl der} \\ \text{gekoppelten Spulen} \\ \text{Kreisradius der gekoppelten} \\ \text{Spulen} \end{array} \quad (2-9)$$

$$M_{12} = \mu \cdot N_1 \cdot a_1 \cdot b_1 \cdot \frac{N_2 \cdot a_2 \cdot b_2}{4 \cdot \pi \cdot \sqrt{\left(\frac{a_2}{2}\right)^2 + \left(\frac{b_2}{2}\right)^2 + x^2}} \left(\frac{1}{\left(\frac{a_2}{2}\right)^2 + x^2} + \frac{1}{\left(\frac{b_2}{2}\right)^2 + x^2} \right) \quad (2-10)$$

$a_1, b_1, a_2, b_2/m$ Kantenlängen der gekoppelten Spulen

Der Koppelungsfaktor k beschreibt die Qualität der Koppelung unabhängig von deren geometrischen Eigenschaften und wird wie in Formel (2-11) gezeigt berechnet. Er liegt zwischen 0, völlig entkoppelt, und 1, totale Koppelung bei welcher beide Spulen vom gleichen Fluss durchsetzt werden.⁴

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{a1} \cdot L_{a2}}} \quad \begin{array}{l} k/1 \\ M/H \\ L_{a1}, L_{a2}/H \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Koppelfaktor} \\ \text{Gegeninduktivität} \\ \text{Induktivität der gekoppelten} \\ \text{Antennenspulen} \end{array} \quad (2-11)$$

³ Vgl. Finkenzeller (2006), S. 67-72.

⁴ Vgl. Finkenzeller (2006), S. 72-74.

2.1.4 Induktionsgesetz

Verändert man nun den Strom durch die erste Antennenspule, erhält man einen zeitlich veränderlichen verketteten Fluss in beiden Spulen. Der Teilfluss in der zweiten Antennenspule induziert nun darin durch das Induktionsgesetz eine Spannung. Die Spannung entsteht jedoch nur bei Änderung des Stroms bzw. des Flusses. In der Praxis wird die stromdurchflossene Spule mit einem sinusförmigen Strom mit einer bestimmten Frequenz gespeist um somit eine Spannung in der zweiten zu induzieren. Dies gilt ebenso, wenn man die Reihenfolge umdreht, also die zweite Spule mit einem sinusförmigen Strom speist um eine Spannung in der ersten zu induzieren. Die induzierte Spannung in der zweiten Spule berechnet sich wie in Formel (2-12), wobei der Widerstand der Spule dabei vernachlässigt wird.⁵

$$u_{La2} = j\omega \left(k \cdot \sqrt{L_{a1} \cdot L_{a2}} \cdot I_1 + L_2 \cdot I_2 \cdot (k^2 - 1) \right) \quad u_{La2}/V \quad \text{Induzierte Spannung} \quad (2-12)$$

2.2 Elektrische Eigenschaften

2.2.1 Resonanzfrequenz

Jede reale Spule besitzt nicht nur einen induktiven Anteil. Durch ihre Anschlüsse und ihren geometrischen Aufbau besitzt sie eine parasitäre Kapazität und einen Widerstand, man kann eine Antenne somit durch das Ersatzschaltbild aus Abbildung 3 darstellen. Durch diese Schaltung bilden die Bauteile einen Parallelschwingkreis mit einer Resonanzfrequenz. Bei der Resonanzfrequenz ist der Betrag der Impedanz maximal. Im RFID-Bereich wird zu der parasitären Kapazität der Antenne eine weitere Kapazität parallelgeschaltet, um die Resonanzfrequenz verschieben zu können. Um die Gesamtkapazität des Schwingkreises zu erhalten werden die zwei parallelen Kapazitäten addiert. Mit der Gleichung (2-13) erhält man die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, wobei C_g für die Gesamtkapazität steht.⁶

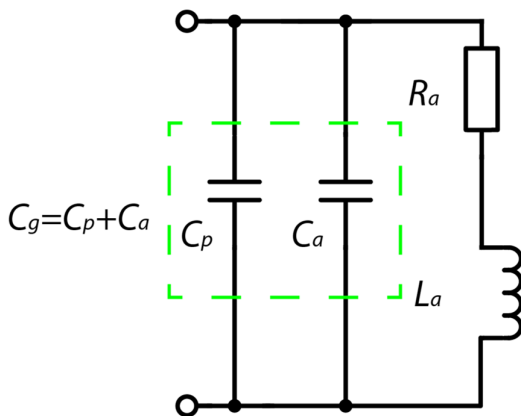


Abbildung 3: Antennen-Ersatzschaltbild. Quelle: Eigene Darstellung.

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_a \cdot C_g}} \quad \begin{array}{l} f_r/s^{-1} \\ C_g/F \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Resonanzfrequenz} \\ \text{Kapazität des Schwingkreises} \end{array} \quad (2-13)$$

⁵ Vgl. Langer/Roland (2010), S. 19f.

⁶ Vgl. Finkenzeller (2006), S. 78f.

2.2.2 Resonanzüberhöhung und Gütefaktor

Die Gleichung (2-12) aus dem Kapitel 2.1.4 kann man zur Berechnung der induzierten Spannung eines Schwingkreises nicht mehr anwenden, sie gilt nur für Antennen mit rein induktivem Anteil. Die Formel (2-14) zeigt die von der ersten in die zweite reale Antenne induzierte Spannung, die am Verbraucher R_L , welcher nach der Antenne geschaltet wird, anliegt.

$$u_2 = \frac{j\omega \cdot M \cdot i_1}{1 + (j\omega \cdot L_{a2} + R_{a2}) \cdot \left(\frac{1}{R_L} + j\omega \cdot C_{g2}\right)}$$

u_2/V	Induzierte Spannung an der Antenne	
ω/s^{-1}	Kreisfrequenz	
R_{a2}/Ω	Serienwiderstand der Antenne	(2-14)
R_L/Ω	Lastwiderstand an der Antenne	
C_{g2}/F	Gesamte Kapazität der Antenne	

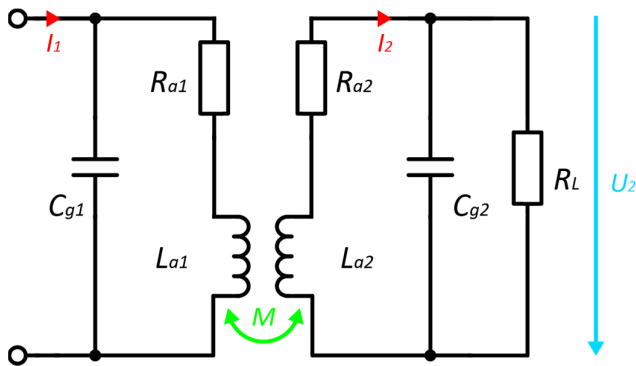


Abbildung 4: Koppelung zweier Antennenspulen. Quelle: Finkenzeller (2006), S. 78 (stark modifiziert).

Betrachtend man den Verlauf der induzierten Spannung in Abhängigkeit der Frequenz, erhält man einen Verlauf wie in Abbildung 5 gezeigt. Man erkennt eine markante Erhöhung der induzierten Spannung bei der Resonanzfrequenz, dies nennt man Resonanzüberhöhung. Die Höhe und Breite des Ausschlags hängt von den elektronischen Bauteilen der Ersatzschaltung des Schwingkreises ab. Das Maß dieser Überhöhung wird durch den Gütefaktor beschrieben.

$$Q = \frac{1}{\frac{R_{a2}}{\omega \cdot L_{a2}} + \frac{\omega \cdot L_{a2}}{R_L}} \quad Q/1 \quad \text{Gütefaktor} \quad (2-15)$$

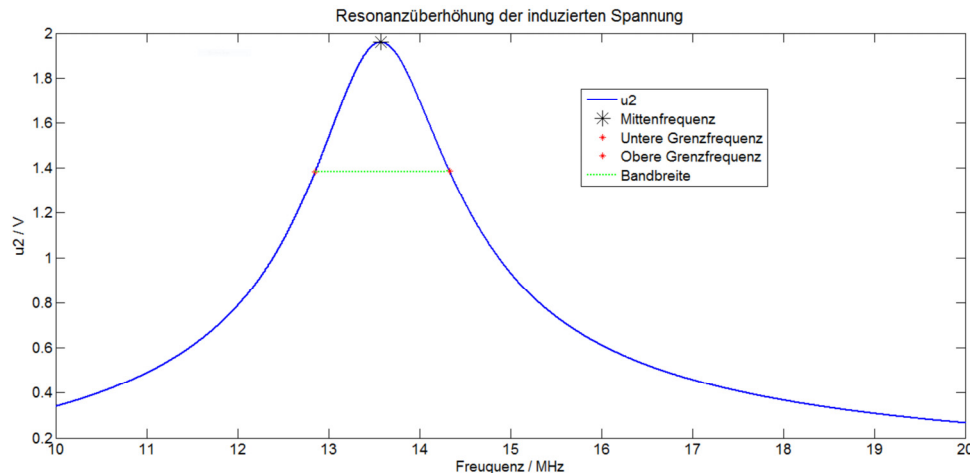


Abbildung 5: Verlauf der Induzierten Spannung in Abhängigkeit der Frequenz. Quelle: Eigene Darstellung.

Betrachtet man die Formel für den Gütefaktor, bemerkt man, dass ein niedriger Lastwiderstand bzw. ein hoher Wicklungswiderstand die Güte verkleinert. Lässt man umgekehrt den Wicklungswiderstand gegen 0 gehen und den Lastwiderstand gegen Unendlich, erreicht die Güte ihr Maximum. Noch interessanter ist die Güte betrachtet in Abhängigkeit von der Induktivität der Antennenspule. Für jedes Parameterpaar R_2 und R_L gibt es ein L_{a2} das zu einer maximalen Güte führt, dabei muss natürlich die Resonanzbedingung (also $C_2 = 1/(\omega^2 \cdot L_{a2})$) für alle Werte von L_{a2} eingehalten werden. Dies gilt für nur für den Transponder bzw. die empfangende Antenne.⁷

$$Q = \frac{f_{res}}{B} \quad B/s^{-1} \quad \text{Bandbreite} \quad (2-16)$$

Bei der sendenden Antenne kann man die Güte vom Reflexionsfaktor bzw. vom Rückflussfaktor ablesen. Der Rückflussfaktor ist bei Antennen der Reflexionsfaktor in Dezibel. Die Bandbreite der Antenne geht von der unteren bis zur oberen Grenzfrequenz. Die Grenzfrequenzen sind jene Frequenzen, bei denen das Maximum des Rückflussfaktors um 3 dB abgesunken ist. Die Güte beschreibt den Zusammenhang zwischen der Mittenfrequenz, die bei unseren Antennen die Resonanzfrequenz ist, und den Grenzfrequenzen.

Der Frequenzbereich in der die Resonanzüberhöhung genügend hoch für eine Übertragung ist, bestimmt die Bandbreite der Antenne. Der Gütefaktor ist maßgeblich für die Bandbreite verantwortlich, in der die Antenne eingesetzt werden kann, da er die Höhe und Breite dieser Überhöhung bestimmt. Allgemein ist die Bandbreite solcher Antennen klein, da sie mit einem Schwingkreis arbeiten und der Bereich der Resonanzüberhöhung nicht groß ist.

2.2.3 Die Streumatrix

Systeme in der Elektronik sowie in der Hochfrequenztechnik bestehen meist aus einer Zusammenschaltung verschiedener Komponenten wie Filter oder Verstärker. Diese einzelnen Bauteile besitzen einen Eingang und einen Ausgang, die übergeordneten Systeme besitzen somit wiederum ein oder mehrere Ein- und Ausgänge. Jedem Ein- und Ausgang werden meist jeweils zwei Pole zugeschrieben. Man kann ein System somit als Mehrpol betrachten und diesen mithilfe verschiedener Parameter beschreiben, die Streu-Parameter sind im nachfolgenden Teil dieses Kapitels näher beschrieben und sind essenziell für den weiteren Verlauf der wissenschaftlichen Arbeit.⁸

Die S-Parameter beschreiben den Zusammenhang zwischen ein oder mehreren Toren in einem elektrischen System in Abhängigkeit der Frequenz. Ein Tor beschreibt allgemein eine elektronische Schaltung oder Bauteil, welches zwei Anschlüsse besitzt, wie zum Beispiel eine Antenne oder einen Widerstand. Diese zwei Anschlüsse nennt man Zweipol, wie im vorigen Absatz erwähnt. Zwei- oder Mehrpole sind meist elektronische Netzwerke wie eine Verstärkerschaltung die mehrere solcher Zweipole besitzen. Die Anzahl an S-Parametern die das Netzwerk oder das Bauteil beschreibt, ist das Quadrat der Toranzahl, ein Eintor besitzt somit nur einen S-Parameter, ein Zweitor schon vier. Die Streumatrix

⁷ Vgl. Finkenzeller (2006), S. 78-82.

⁸ Vgl. Bevelacqua (2016), Online-Quelle [01.09.2018]

beinhaltet alle S-Parameter und hat so viel Spalten und Zeilen wie Tore. Hat man nun zwei Tore, Tor 1 und Tor 2, gibt es für jede mögliche Kombination einen S-Parameter, in diesem Fall S_{11} , S_{12} , S_{21} und S_{22} .⁹

Die Streumatrix

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \quad (2-17)$$

Statt einer Spannung, die am Zweipol anliegt, wird bei einem Tor von einer hinlaufenden Welle a und rücklaufenden Welle b ausgegangen. Die hin- und rücklaufenden Wellen lassen sich folgendermaßen definieren:

$$a_i = \frac{U_i + I_i \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$b_i = \frac{U_i - I_i \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}}$$

$a/\sqrt{\Omega^{-1/2}}$	Hinlaufende Welle am Tor i	(2-18)
$b/\sqrt{\Omega^{-1/2}}$	Rücklaufende Welle am Tor i	
Z_0/Ω	Eingangsimpedanz	
U_i/V	Eingangsspannung am Tor i	
I_i/A	Strom durch Tor i	

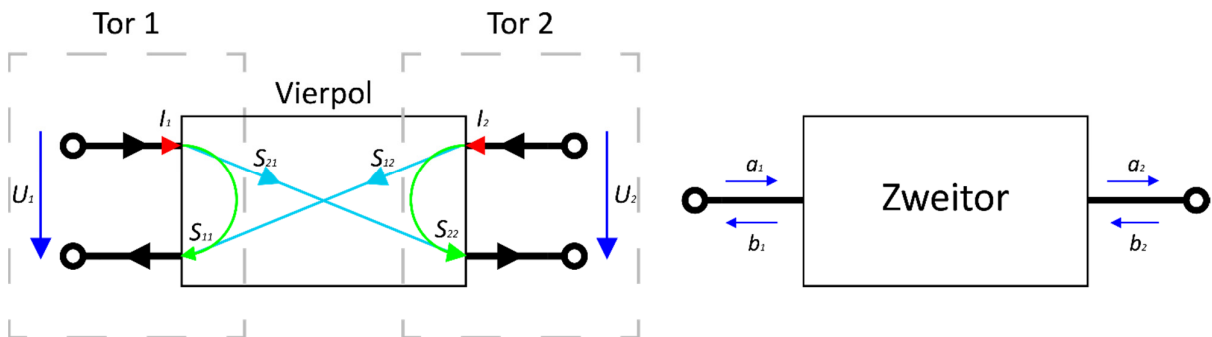


Abbildung 6: Schematische Darstellung eines Zweitors. Quelle: Eigene Darstellung.

Die Streumatrix stellt nun den Zusammenhang zwischen diesen beiden Wellen dar. Allgemein gilt dabei die Matrixgleichung:

$$[b] = [S][a]$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (2-19)$$

Bzw. am Beispiel eines Zweitors:

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (2-20)$$

⁹ Vgl. Bevelacqua (2016), Online-Quelle [01.09.2018]

Dabei kann man den S-Parametern folgende Bedeutung zuschreiben:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Eingangsreflexionsfaktor bei angepasstem Ausgang}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Ausgangsreflexionsfaktor bei angepasstem Eingang}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Vorwärtsübertragungsfaktor bei angepasstem Ausgang}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Rückwärtsübertragungsfaktor bei angepasstem Eingang}$$

Abbildung 7: Bedeutungen der Streumatrix-Parameter. Quelle: Schiek (1999), S. 2.

Berechnet man nun den Reflexionsfaktor S_{11} für ein Eintor und setzt die Formeln aus (2-18) statt a und b ein, erhält man den Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von der Eingangsimpedanz und der Impedanz am Tor. Die Spannung im Verhältnis zum Strom am Tor entspricht dabei der Impedanz. ¹⁰

$$S_{11} = \frac{\frac{U_1 - I_1 \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}}}{\frac{U_1 + I_1 \cdot Z_0}{2\sqrt{Z_0}}} = \frac{\frac{U_1}{I_1} - Z_0}{\frac{U_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad \begin{array}{ll} Z_0/\Omega & \text{Eingangsimpedanz} \\ Z/\Omega & \text{Impedanz am Tor} \\ U/V & \text{Eingangsspannung am Tor i} \\ I/A & \text{Strom durch Tor i} \end{array} \quad (2-21)$$

Betrachtet man das Betragsquadrat der hin- und rücklaufenden Welle und der Streumatrixelemente, erhält man noch weitere wichtige Parameter die in Abbildung 8 aufgelistet sind. Die Streumatrix liefert somit nicht nur das Verhältnis zweier Wellen, sondern auch das der Leistungen im System.¹¹

$ a_1 ^2$	am Eingang des Vierpols einfallende = verfügbare Leistung eines Generators mit einem Innenwiderstand gleich dem Bezugswiderstand Z_0 ,
$ a_2 ^2$	am Ausgang einfallende Leistung,
$ b_1 ^2$	am Eingang des Vierpols reflektierte Leistung,
$ b_2 ^2$	am Ausgang austretende Leistung,
$10 \log S_{11} ^2$	Reflexionsdämpfung am Eingang,
$10 \log S_{22} ^2$	Reflexionsdämpfung am Ausgang,
$10 \log S_{21} ^2$	Einfügungsdämpfung vorwärts,
$10 \log S_{12} ^2$	Einfügungsdämpfung rückwärts.

Abbildung 8: Parameter der Betragsquadraten der Wellen- und Streumatrixelemente. Quelle: Schiek (1999), S. 3.

Da die Leistungsübertragung zweier Antennen stark von den räumlichen Positionen der zwei Antennen abhängen, ist eine Auslegung mit zwei Antennen nicht sinnvoll. Da Antennen meistens auf Bedingungen ohne jegliche weitere im Feld befindliche Antenne ausgelegt sind, werden sie als Eintor betrachtet und

¹⁰ Vgl. Dick (1997), Online-Quelle [06.11.2018], S. 7-13.

¹¹ Vgl. Schiek (1999), S. 3.

besitzen nur den S-Parameter S_{11} . In der Praxis ist dieser der wichtigste Parameter, wenn es um Antennen geht. Bei $S_{11}=0$ dB (bzw. $S_{11}=1$) reflektiert die Antenne die gesamte Leistung, mit der sie gespeist wird und es wird kein elektromagnetisches Feld aufgebaut. Ist S_{11} zum Beispiel -10 dB und die Antenne wird mit 3 dBm gespeist, dann werden -7 dBm reflektiert und die restliche Leistung führt zu Verlusten in der Antenne und baut das elektromagnetische Feld auf. Bei $S_{11}=0$ würde die Antenne keinerlei Leistung reflektieren und die gesamte Leistung führt zu Verlusten in der Antenne und zum Aufbau des elektromagnetischen Felds. Die Einheit dBm (Dezibel Milliwatt) beschreibt einen Leistungspegel als relativen Wert, der angegebene Wert stellt dabei das logarithmische Verhältnis zwischen der betrachteten Leistung und einem Milliwatt an 50Ω dar. Die Verlustleistung in einer Antenne ist nahe der Resonanzfrequenz meist sehr gering, somit wird der Großteil der aufgenommenen Leistung in das elektromagnetische Feld umgesetzt.

3 RFID UND NFC

Der Bereich der automatischen Identifikationsverfahren (Auto-ID) fand in den letzten Jahren sehr große Nachfrage und verbreiterte sich rasant. Die Aufgabe von Auto-ID Verfahren ist es, die benötigten Daten und Informationen von Personen, Tieren, Waren und Gütern für deren Identifikation bereitzustellen. Der Barcode ist nach wie vor die am häufigsten angewendete Methode, wenn es um die Identifikation von Waren und Gütern geht. Der Barcode überzeugt vor allem durch seine einfache Implementierung und der extrem günstigen Umsetzung. Durch stetig kompliziertere Anforderungen an das Identifizierungssystem kann der Barcode durch seine geringe Speicherkapazität, der fehlenden Möglichkeit des Umprogrammierens und der eingeschränkten Lesbarkeit bei negativen äußeren Einflüssen in komplexeren Anwendungsgebieten nicht mehr eingesetzt werden. RFID (Radio-Frequency-Identification) bietet den großen Vorteil der Speicherung von Daten auf einem Siliziumchip und der kontaktlosen Datenübertragung mithilfe eines Lesegeräts. Bei der kontaktlosen Datenübertragung bieten passive Systeme, welche keine eigene Stromversorgung benötigen einen weiteren großen Vorteil. Die RFID-Technologie gehört zu dem schnellst wachsenden Bereich der Funkindustrie und findet in immer mehr Anwendungsgebieten Verbreitung.¹²

Jedes RFID-System besteht aus zwei Komponenten, einem Lesegerät und einem oder mehreren Transpondern. Das Lesegerät besitzt ein Koppellement für die Daten- und Energieübertragung zusammen mit einer Kontrolleinheit für die Kommunikation und die Datenverarbeitung, optional besitzt es zusätzlich eine Schnittstelle, um die Daten auf ein über- oder untergeordnetes System zu übertragen. Der Transponder fungiert als Datenträger und besitzt ebenfalls ein Koppellement für die Datenübertragung und die Energiegewinnung. Bei passiven Transpondern, also Transponder ohne eigene Spannungsversorgung, ist ein elektronischer Mikrochip mit dem Koppellement verbunden, welcher die Kommunikation und die Datenbereitstellung umsetzt und von dem Koppellement mit Energie versorgt wird. Aktive Transponder sind üblicherweise ähnlich wie das Lesegerät aufgebaut und können meist auch als solches fungieren. Transponder gibt es in sehr vielen Formen und Größen. Sie können auf das zu identifizierende Objekt geklebt, in einem Gehäuse verbaut, in einer Karte ein laminiert, in anderen Objekten wie Uhren oder Ringe etc. integriert sein und noch vieles mehr.¹³

¹² Vgl. Finkenzeller (2006), S.1f.

¹³ Vgl. Finkenzeller (2006), 7ff.

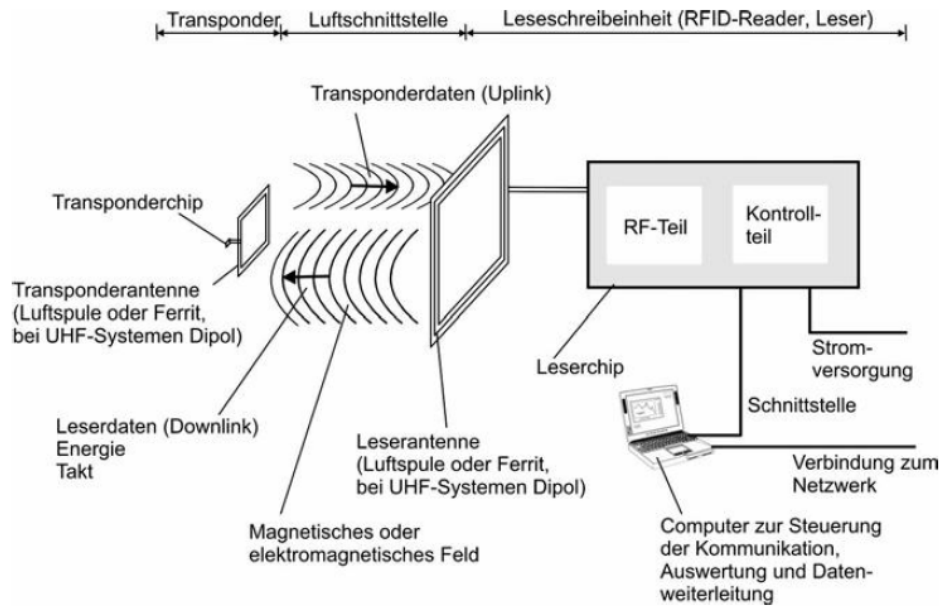


Abbildung 9: Aufbau eines RFID-Systems. Quelle: Kern (2007), S. 34.

NFC (Near Field Communication) ist ein Teil der RFID und soll eine standardisierte Technologie bieten, die weltweit angewendet werden kann. Aus diesem Grund gibt es das NFC Forum, welches Spezifikationen entwickelt, um die Interoperabilität zwischen NFC-Geräten und Diensten gewährleisten zu können. Das Forum besteht aus einer Vielzahl an Mitgliedern aus verschiedensten Branchen, welche die Weiterentwicklung von NFC fördern sollen. Ein großer Unterschied zur klassischen RFID ist die Aufhebung der strikten Trennung von Lesegerät und Transponder. Aktive NFC-Geräte können beide Funktionen übernehmen, somit kann das Lesegerät über Standard-Protokolle mit Transpondern kommunizieren, andererseits aber auch selbst einen Transponder emulieren.¹⁴

Die ISO/IEC 14443 ist die wichtigste aller Normen die NFC beschreiben und beinhaltet vier Teile. Das Lesegerät wird in der Norm PCD (proximity coupling device) und der Tag PICC (proximity integrated circuit card) genannt.

- 14443-1
Der erste Teil beschreibt und spezifiziert die physikalischen Eigenschaften der PICC.
- 14443-2
Hier wird die verwendete Funkfrequenz von 13,56 MHz, die Versorgung und die Modulationsverfahren festgelegt. Dabei gibt es zwei unterschiedliche Modulationsverfahren, genannt Typ A und Typ B. Sie verwenden für den im Kapitel 3.3 beschriebenen Uplink verschiedene Kodierungsmethoden und Typ A eine Amplitudenmodulation mit Modulationsgrad 1, Typ B hingegen mit 0,1. Für den ebenfalls in Kapitel 3.3 beschriebenen Downlink wird bei beiden Typen die Lastmodulation mit einem Hilfssträger von 874,5 kHz (ein sechzehntel der Übertragungsfrequenz) verwendet, jedoch wiederum mit verschiedenen Kodierungsmethoden.

¹⁴ Vgl. Langer/Roland (2010), S. 4-7.

- 14443-3
Der dritte Teil beschreibt wie ein Frame bei der Datenübertragung aufgebaut sein muss und wie eine Kommunikation in Punkto Aktivierung und Sicherung auszusehen hat. Zusätzlich regelt dieser Teil die Antikollision bei mehreren Tags im Feld.
- 14443-4
Der letzte Teil beschreibt das blockorientierte Transportprotokoll, welches bei NFC zum Einsatz kommt.

Die Reichweite von NFC ist durch die Norm auf etwa 10 cm beschränkt, die ISO/IEC 15693 bietet eine abgewandelte Spezifikation die eine etwas größere Reichweite bietet. Es gibt zusätzlich noch mehrere Normen, die aufbauend auf der ISO/IEC 14443 weitere Richtlinien für die Kommunikation und die physikalischen Eigenschaften der Tags bereitstellen.¹⁵

Da der Einsatzbereich von RFID weit gestreut ist, gibt es sehr viele verschiedene RFID-Systeme von verschiedenen Herstellern die im Umlauf sind. Deshalb gibt es eine Vielzahl an Unterscheidungsmerkmalen, mit denen man die Systeme einteilen kann. Die wichtigsten darunter sind die Betriebsfrequenz, die Reichweite, das Koppelfverfahren und die Datenübertragung. Diese Kriterien beeinflussen den Einsatzbereich des RFID-Systems enorm.¹⁶

3.1 Betriebsfrequenz und Reichweite

RFID-Systeme arbeiten bei Frequenzen im Langwellen- bis zum Mikrowellenbereich mit Frequenzen von 125 kHz bis 5,8 GHz. Die Reichweite variiert von wenigen Millimeter bis zu 15m. Reichweiten von deutlich über einem Meter werden als Long-range-Systeme bezeichnet und sind im UHF- und Mikrowellenbereich angesiedelt. Systeme mit einer geringen Reichweite von wenigen Zentimeter werden Close-coupling-Systeme genannt. Zwischen den beiden Bereichen sind Systeme mit dem Überbegriff Remote-coupling zu finden. Allgemein gilt, dass höherfrequente Systeme weniger Energiebedarf haben, umgekehrt ist bei niederfrequenten-Systemen die übertragene Energie pro Zeiteinheit höher. Nachvollziehbar ist natürlich, dass die Datenübertragungsrate mit höherer Frequenz steigt. Nachteil von hohen Frequenzen bei der Datenübertragung ist die schlechte Fähigkeit, feste und flüssige Materialien zu durchdringen. Die wichtigsten Eigenschaften und deren Frequenzabhängigkeit sind in Abbildung 10 nochmals zusammengefasst. Da in dieser Masterarbeit keine RFID-Systeme im UHF-Bereich behandelt werden, werden der UHF-Bereich und Long-Range-Systeme nicht weiter behandelt. Wichtig ist hierbei der Vergleich und die Vor- und Nachteile des NFC-Bereichs zu den anderen RFID-Systemen.¹⁷

¹⁵ Vgl. Langer/Roland (2010), S. 55ff.

¹⁶ Vgl. Finkenzeller (2006), S. 22.

¹⁷ Vgl. Kern (2007), S. 41-44.

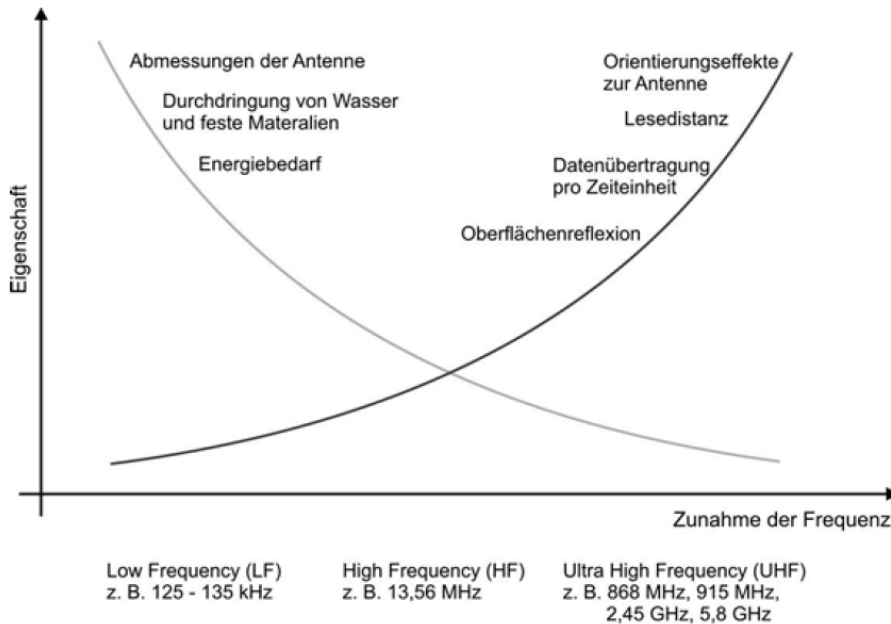


Abbildung 10: Eigenschaften der RFID-Systeme in Abhängigkeit der Frequenz. Quelle: Kern (2007), S. 41.

3.2 Kopplung

Für die Kopplung zwischen dem Lesegerät und etwaigen im Feld befindlichen Tags gibt es drei unterschiedliche Verfahren die zur Anwendung kommen: die kapazitive Kopplung, die induktive Kopplung und das sogenannte „Backscatter-Verfahren“. Die kapazitive Kopplung basiert auf dem Datenaustausch über ein elektrisches Feld zwischen zwei Kondensatorplatten. Das „Backscatter-Verfahren“ basiert auf der Reflexion von elektromagnetischen Wellen und kommt im UHF-Bereich im Fernfeld zum Einsatz, als Antenne wird hierbei eine Dipolantenne eingesetzt.¹⁸

Für NFC ist ausschließlich das Nahfeld sowie der HF-Bereich von Relevanz, deshalb wird nur die induktive Kopplung weiter betrachtet.

Bei der induktiven Kopplung erzeugt das Lesegerät ein magnetisches Wechselfeld mithilfe der Antennenspule. Die Kopplung mit dem Transponder basiert auf dem gleichen Prinzip wie die Kopplung zweier Spulen eines Transformators über das magnetische Nahfeld der stromdurchflossenen Spule, jedoch besteht zwischen den beiden Spulen nur eine schwache Kopplung. Durch die Änderung des magnetischen Flusses in der Antennenspule des Lesegeräts wird eine Änderung des Flusses in der Antennenspule des Transponders hervorgerufen, welche eine Spannung an der Spule induziert. Dies gilt nur wenn der Transponder sich in ausreichender Nähe zum Lesegerät befindet. Wie das magnetische Feld zustande kommt und welchen Einfluss es auf die Empfängerantenne hat, ist in Kapitel 2.1 näher erläutert. Ebenso werden die physikalischen Grundlagen hinter dem Parallelschwingkreis und der Resonanzüberhöhung im Kapitel 2.1 beschrieben. Diese sind essenziell für dieses Koppelverfahren.¹⁹

¹⁸ Vgl. Kern (2007), S. 47-50;55.

¹⁹ Vgl. Kern (2007), S. 49-54.

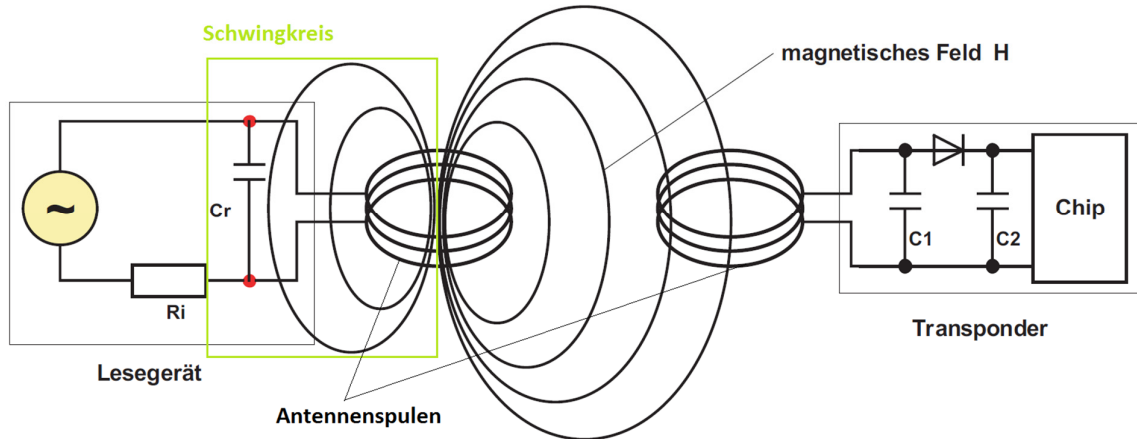


Abbildung 11: Induktive Kopplung zwischen Lesegerät und Transponder. Quelle: Finkenzeller (2006) S. 44 (leicht modifiziert).

Die Sendefrequenz des RFID-Lesegeräts wird über einen Parallelschwingkreis erzeugt. Um diesen zu erzeugen wird parallel zur Antennenspule ein Kondensator geschaltet wie in Abbildung 11 zu sehen. Dabei muss der Kondensator so abgestimmt sein, dass die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises der gewünschten Sendefrequenz entspricht. Mithilfe von Resonanzüberhöhung können in der Antennenspule hohe Ströme erreicht werden und dadurch wird eine höhere Feldstärke erreicht. Auf der Seite des Transponders wird ebenso ein Parallelschwingkreis aufgebaut, dieser sollte auf die Sendefrequenz abgestimmt sein, um durch Resonanzüberhöhung ein Maximum an Energieübertragung zu garantieren.²⁰

Die Resonanzüberhöhung ist ein wichtiger Aspekt der induktiven Kopplung, da die Kopplungsfaktoren im RFID-Bereich meist deutlich unter 1 liegen. Das bedeutet, dass die Transponder Antennenspule nur von einem Bruchteil des magnetischen Flusses der Antennenspule des Lesegeräts durchsetzt wird. Damit die Spannung und die Leistung am Transponder trotzdem ausreichen, um den Mikrochip und etwaige andere Komponenten zu versorgen, wird trotz des geringen Kopplungsfaktors eine ausreichend hohe induzierte Spannung benötigt. Diese sollte bei den meisten Systemen im Bereich von 0.8V – 5V liegen, für zu hohe Spannungen wird ein Spannungsbegrenzer nachgeschaltet. Im Schwingkreis werden Frequenzen über der Resonanzfrequenz durch den parallel geschalteten Kondensator jedoch stark gedämpft. Unterhalb besitzt der Schwingkreis ein ähnliches Verhalten wie das eines Transformators, da der Kondensator in diesem Bereich sehr wenig Einfluss ausübt. In Kapitel 2.2.2 ist die beschriebene Erhöhung der Leistung am Transponder bei Resonanzfrequenz und der Bereich darüber und darunter ersichtlich.²¹

Es gibt sehr viele Faktoren, die den Wirkungsgrad und die Funktion der induktiven Kopplung beeinflussen. Einerseits die geometrischen Eigenschaften der Antennen wie Abstand, Windungszahl, die umschlossene Fläche der Transponderspule und der Winkel in dem die Antennen aufeinander stehen, andererseits die elektrischen Eigenschaften wie Resonanzfrequenz-Abstimmung, Feldstärke, Arbeitsfrequenz und Güte der Antennenspulen. Die verwendete Arbeitsfrequenz beeinflusst wiederum einige der genannten Faktoren. Je

²⁰ Vgl. Finkenzeller (2006), S. 44.

²¹ Vgl. Langer/Roland (2010), S. 18-21.

höher die Frequenz desto niedriger die benötigte Spuleninduktivität und somit die Windungszahl. Im LF-Bereich beträgt die Windungszahl typischerweise 100-1000 Windungen und im HF- und NFC-Bereich nur mehr 2-10 Windungen. Eine geringe Windungszahl wirkt sich in der Praxis ebenfalls auf den Wirkungsgrad der Übertragung aus. Zusätzlich kommen noch äußere Einflüsse hinzu wie Materialien zwischen und in der Nähe der zwei Antennen welche die Übertragung massiv beeinflussen können.²²

Die gekoppelten Transponder können in drei Modi betrieben werden, passiv, semi-aktiv und aktiv. Die aktive Variante bezieht die Energie für die Übertragung aus einer bei dem Transponder befindlichen Energiequelle wie zum Beispiel einer Batterie. Das magnetische Feld wird bei dieser Variante nur für den Datenaustausch benötigt, im Kapitel 3.3 sind die zu den Betriebsmodi dazugehörenden Übertragungsarten gelistet. Bei der passiven Betriebsart bezieht der Transponder die benötigte Energie für den Mikrochip rein aus dem magnetischen Feld. Dazu wird die induzierte Wechselspannung zu einer Gleichspannung umgewandelt und versorgt den Mikrochip, dem magnetischen Feld wird dabei Energie entzogen. Die meisten Transponder arbeiten derzeit auf diesem Prinzip. Die semi-aktive Variante wird nur für spezielle Anwendungen verwendet, hierbei wird der Transponder passiv betrieben und bei größeren Beanspruchungen, wie zum Beispiel größere Distanzen zwischen Lesegerät und Transponder, wird die fehlende Energie aus einer Batterie bezogen. Die Batterie kann über die Induktion aber auch wieder aufgeladen werden, wenn mehr Energie zur Verfügung steht als gebraucht wird.

3.3 Datenaustausch

Lesegerät zu Transponder

Für den Datenaustausch zwischen dem Lesegerät und dem Transponder wird das bestehende magnetische Feld für die induktive Kopplung verwendet. Die Kommunikation vom Lesegerät zum Transponder läuft immer gleich ab und wird auch als Uplink bezeichnet. Auf das Trägersignal, also das Signal mit dem der Parallelschwingkreis der Antenne angeregt wird und welches für die Energieversorgung verantwortlich ist, wird das Nutzsignal, also die zu übertragenden Daten, moduliert. Als Modulationsverfahren werden die Amplitudenmodulation, die Phasenmodulation und die Frequenzmodulation verwendet. Die Frequenzmodulation findet in der Praxis kaum Anwendung im RFID-Bereich und wird nicht weiter erläutert. Bei der Amplitudenmodulation wird die maximale Amplitude in n-Stufen unterteilt wobei jede Stufe für ein dazugehöriges Symbol oder einen Wert steht, am häufigsten kommt die sogenannte „OOK“ (On-off keying, engl. Ein-Aus Tastung) zum Einsatz, bei der das Trägersignal an- beziehungsweise aus geschaltet wird, der Modulationsgrad ist hier 1. Der Nachteil dabei ist, dass bei fehlendem Trägersignal auch keine Energie übertragen wird. Durch spezielle Kodierungen und einem Energiespeicher im Transponder wird die Zeit ohne Energie überbrückt. Es werden auch zweistufige Amplitudenmodulationen mit einem Modulationsgrad <1 häufig in der Praxis verwendet. Die Phasenmodulation funktioniert auf einem ähnlichen Prinzip, hier beschreibt eine Phasenlage des

²² Vgl. Finkenzeller (2006), S. 46.

Trägersignals zum Nutzsignal jeweils ein Symbol oder einen Wert. Auch hier kommen häufig zweistufige Modulationen zum Einsatz.²³

Die Kommunikation vom Transponder zum Lesegerät läuft je nach Betriebsart des Transponders anders ab. Dieser kann wie im vorigen Abschnitt beschrieben aktiv, passiv oder semi-aktiv arbeiten. Wenn ein aktiver Transponder verwendet wird, benutzt er ebenfalls den Uplink Kanal und überträgt die Daten gleich wie das Lesegerät. In diesem Fall gibt es auch keine klare Zuteilung, welcher der Teilnehmer das Lesegerät ist und welcher der Transponder. Der gerade sendende Teilnehmer übernimmt einfach die Rolle des Lesegeräts und umgekehrt.²⁴

Transponder zu Lesegerät

In der gegengesetzten Übertragungsrichtung, also vom passiven Transponder zum Lesegerät, wird keine der oben genannten Modulationsvarianten verwendet, sondern die sogenannte Lastmodulation, der benutzte Kanal wird auch Downlink genannt. Bei der Lastmodulation wird die Spannungsänderung am Lesegerät durch die entzogene Energie des Transponders genutzt. Wie schon im vorigen Kapitel erwähnt, entzieht der Transponder dem magnetischen Feld Energie und dies führt zu einer Spannungsänderung am Lesegerät. Der Transponder ist dabei in der Lage eine Last zu- und wegzuschalten, die resultierenden Lastunterschiede führen dann zu verschiedenen Spannungen am Lesegerät. Diese Schaltvorgänge können getaktet geschehen und mit dem zu sendenden Datenstrom Amplituden- oder Phasenmoduliert werden. Zu beachten ist, dass nur eine zweistufige Modulierung in Frage kommt, da der Transponder die Last nur zu- oder wegschalten kann. Da das Lastspiel nur eine sehr kleine Spannungsänderung zur Folge hat, wird es nicht direkt auf das Trägersignal moduliert, da die Änderungen zu klein und nicht leicht zu

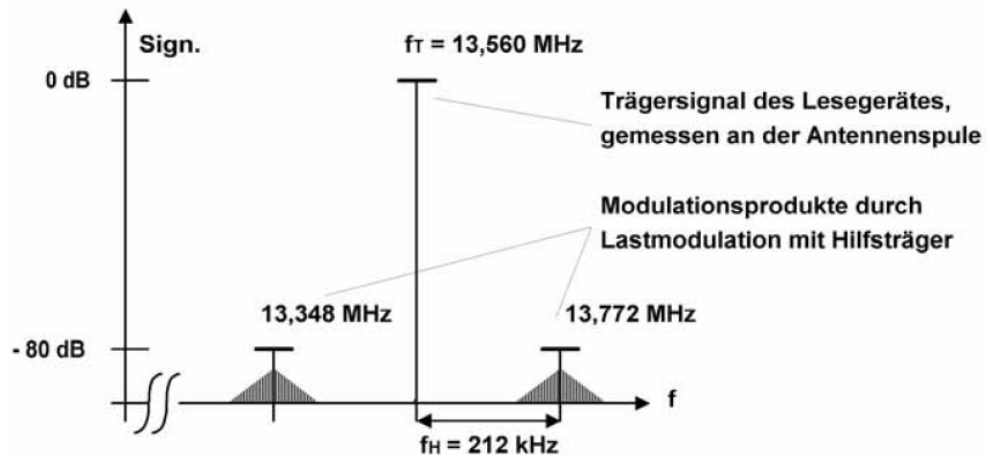


Abbildung 12: Seitenbänder der Übertragung bei Lastmodulation, Quelle: Finkenzeller (2006), S. 48.

detektieren wären. Der Transponder schaltet den zusätzlichen Lastwiderstand mit einer hohen Taktfrequenz, diese wird als Hilfsträger bezeichnet. Betrachtet man die resultierende Spannung am Lesegerät nun im Frequenzbereich, erhält man eine hohe Amplitude bei der Trägerfrequenz und zwei Modulationsseitenbänder im Abstand der Hilfsträgerfrequenz zur Trägerfrequenz wie in Abbildung 12 zu

²³ Vgl. Langer/Roland (2010), S. 22-25.

²⁴ Vgl. Langer/Roland (2010), S. 25.

sehen. Das Lesegerät kann nun mit einem Abwärtsmischer und einem Filter die Modulationsseitenbänder vom Trägersignal trennen, verstärken und anschließend demodulieren. Der Abwärtsmischer ist in Kapitel 4.1.3 allgemein beschrieben, die genaue Auswertung, die das Lesegerät durchführt wird jedoch nicht tiefer beschrieben. Durch diese Modulationsmethode wird eine höhere Bandbreite benötigt. Um in der breiteren Bandbreite trotzdem noch Daten übertragen zu können, muss die Güte so gewählt werden, dass eine gute maximale Reichweite gegeben ist und die Bandbreite trotzdem noch breit genug ist, um die Seitenbänder nicht zu stark abzuschwächen.

3.4 Anforderungen an die Antennen-Anpassung

Zusammengefasst kann man aus den oben beschriebenen Unterpunkten nun auf die Anforderungen an die Antennen für eine gut funktionierende RFID-Übertragung schließen.

- Die Resonanzfrequenz muss bei Lesegerät und Transponder für die Resonanzüberhöhung an die Arbeitsfrequenz angepasst sein.
- Die Güte soll hoch genug sein, um eine gute Übertragung auf die gewünschte Distanz zu garantieren, trotzdem muss sie für die Seitenbänder der Lastmodulation eine ausreichend große Bandbreite garantieren.
- Die elektronischen Komponenten, die das Ersatzschaltbild der Antenne darstellen, müssen bekannt sein um die Resonanzfrequenz, die Güte und die Impedanz der Antennenspule anpassen zu können.
- Die Anpassungsschaltung, damit alle Anforderungen eingehalten werden, muss aus den berechneten und bemessenen Eigenschaften der Antenne ermittelt werden können.

4 VEKTOR-NETZWERKANALYSATOR

Ein Netzwerkanalysator wird in der Messtechnik zur Charakterisierung von elektrischen Netzwerken und deren Verhalten verwendet. Im Hochfrequenzbereich ermittelt man meist die S-Parameter von Ein- oder Mehrporten. Allgemein unterscheidet man zwei verschiedene Netzwerkanalyse-Methoden, die skalare und die vektorielle Netzwerkanalyse. Der Skalar -Netzwerkanalysator (SNA) misst nur den Betrag des Verhältnisses zwischen der hin- und rücklaufenden Welle und wird für Anwendungen verwendet, bei denen die Phase dieser Größe nicht von Interesse ist. Der VNA misst hingegen, wie der Name schon sagt, den Betrag und die Phase der S-Parameter des Netzwerks in Abhängigkeit zur Frequenz. Üblicherweise ist dies der Reflexionsfaktor bei Eintoren und zusätzlich die Übertragungsfunktion bei Mehrporten, die S-Parameter werden in Kapitel 2.2.3 näher erläutert. Der VNA besteht dabei aus komplexeren Schaltungen als der SNA, liefert im Regelfall aber auch höhere Genauigkeit. Für eine solche Messung muss der Messaufbau mit einem geeigneten Kalibrationskit kalibriert werden. Die erhaltenen Daten können in Ortskurven, Smith-Diagrammen und anderen Formaten dargestellt werden, entweder nach Betrag und Phase, der Impedanz oder direkt als Reflexions- bzw. Transmissionsfaktoren.

4.1 Elektronischer Aufbau

Es gibt verschiedene Möglichkeiten wie ein VNA aufgebaut sein kann. Sie unterscheiden sich meist in der Anzahl an Messtoren, des abgedeckten Frequenzbereichs und der Genauigkeit. Der abgedeckte Frequenzbereich beeinflusst die verwendeten Bauteile massiv und führt ebenfalls zu hohen Kosten. Um einen größeren Bereich abdecken zu können, sind einige Schaltungen des VNAs mehrfach ausgeführt, wobei jeder Schaltungsblock ein Frequenzband abdecken kann. Die Funktionen der einzelnen Blöcke sind jedoch immer dieselben, auch wenn sie sich vom Aufbau her unterscheiden.

4.1.1 DDS-Frequenzgenerator

Ein DDS-Frequenzgenerator (direkte digitale Synthese) bietet die Möglichkeit, ein Sinussignal mit verschiedenen Frequenzen zu generieren. Der Vorteil bei dieser Methode ist die hohe Auflösung (Frequenzschritte), die Geschwindigkeit des Frequenzwechsels und die geringe Abhängigkeit von äußeren Einflüssen, da fast alle Schritte auf digitalen und nicht analogen Daten beruhen. In seiner einfachsten Form kann der Generator aus einem Präzision-Taktgeber, einem Adresszähler, einem Speicher (PROM) und einem Digital- Analogwandler aufgebaut werden. In Abbildung 13 ist der Aufbau eines DDS-Frequenzgenerators dargestellt.

- Präzisions-Taktgeber
Der Präzisions-Taktgeber muss eine stabile Taktfrequenz besitzen. Er regt den Adresszähler pro Takt einmal an, sich um einen einstellbaren Wert zu erhöhen.
- Speicher
Der Speicher fungiert als Sinustabelle, jeder Speicherplatz repräsentiert einen digitalen Wert äquivalent zur Amplitude des Sinus zu einem bestimmten Zeitpunkt. Würde man die Werte des Speichers auslesen und nacheinander in ein Diagramm einfüllen, ergäbe sich ein Taktdurchlauf eines Sinus.

- Adresszähler**

Der Adresszähler zählt vom ersten Platz im Speicher bis zum letzten, bei einem Überlauf fängt er wieder von vorne an. Ein Zählschritt passiert bei jedem Taktsignal des Taktgebers. Stellt man sich wieder ein Diagramm mit den Werten aus dem Speicher vor, würde nach N Takten (N steht hierbei für die Anzahl an Speicherplätzen im Speicher) ein vollständiger Sinus im Diagramm entstehen. Die Frequenz des Sinus wäre damit N-mal kleiner als die des Taktgebers. Um die Frequenz nun variabel zu machen, besitzt der Adresszähler eine Eingangsgröße, welche bestimmt um wie viele Zähl Schritte pro Takt gezählt werden soll. Der Adresszähler addiert somit pro Takt zum alten Zählstand die Anzahl an Zähl Schritten hinzu, bis es zum Überlauf kommt. Da der Generator dabei einige Werte aus der Tabelle überspringt, wird der ausgegebene Sinus mit einer geringeren Auflösung pro Frequenzgang dargestellt, besitzt jedoch eine höhere Frequenz.
- Digital-Analogwandler**

Der Wandler muss die Werte aus der Sinustabelle des Speichers an der Position des Adresszählers als analogen Wert darstellen. Die Taktfrequenz bei der der Wandler arbeitet ist vom Taktgeber bestimmt, die Änderung des Analogwerts pro Zählschritt hängt von der Anzahl der Adressschritte pro Takt ab.

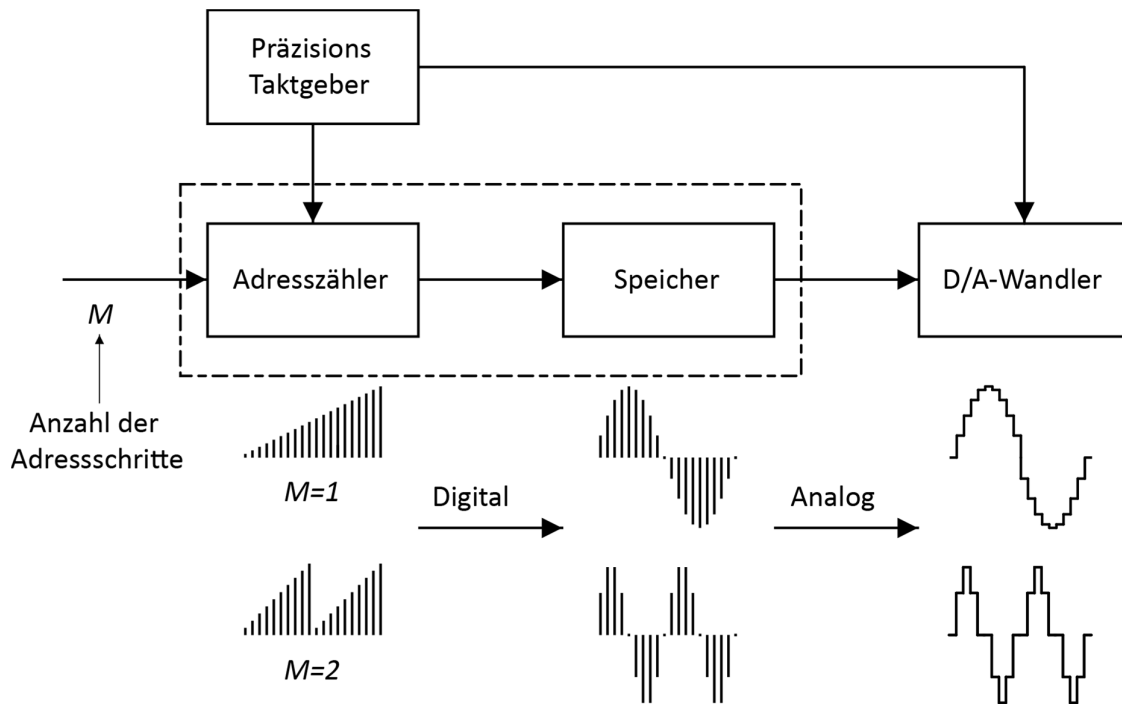


Abbildung 13: Aufbau eines DDS-Generator, Quelle: Analog-Devices (1999), S. 8 (stark modifiziert).

Die Ausgangsfrequenz lässt sich somit über die Formel $F_{Out} = \frac{M \cdot F_{Clock}}{2^N}$, bestimmen wobei F_{Clock} die Taktfrequenz des Taktgebers, M die Anzahl an Adressschritten pro Takt und N die Anzahl an Speicherplätzen im Speicher ist.²⁵

²⁵ Vgl. Analog-Devices (1999), S. 5-9.

4.1.2 Richtkoppler

Der Zweck des Richtkopplers ist die Trennung zwischen hin- und rücklaufender Welle. Der Richtkoppler kann als Viertor beschrieben werden, bei dem zwei Tore die Verbindung vom VNA zum DUT darstellen und die anderen beiden die Ausgänge des Richtkopplers. Idealerweise sollten die beiden Torpaare miteinander verlustfrei gekoppelt sein. Um die nachfolgende Erklärung leichter zu erläutern, ist in der Abbildung 14 ein Richtkoppler schematisch aufgezeichnet und die verschiedenen Tore durchnummeriert. Eine Welle, die vom Tor 1 einläuft soll sich auf Tor 2 und Tor 4 aufteilen. Das Verhältnis der Aufteilung wird durch den Koppelfaktor beschrieben. Das Tor 3 sollte in diesem Fall komplett entkoppelt sein. Das gleiche gilt umgekehrt für die reflektierte Welle vom Tor 2, hierbei sollte sich die Leistung wiederum auf Tor 1 und Tor 3 aufteilen. Der Koppelungsfaktor a_K , welcher die Leistungsaufteilung beschreibt wird als logarithmischer Wert angegeben und liegt meistens im Bereich von -10 bis -30 dB. Er ist abhängig von der geometrischen Anordnung der Leitungen und berechnet sich aus $a_K = -10 \cdot \log \frac{P_4}{P_1}$. P steht für die jeweilige Leistung am Tor in Watt, die Leistung ist gleichbedeutend zur Welle. Da Tor 3 und Tor 4 in der Realität nicht vollständig rückwirkungsfrei sind, besitzt der Richtkoppler noch einen weiteren Parameter, die Richtdämpfung a_D . Die Richtdämpfung ist das Verhältnis zwischen erwünschter gekoppelter Leistung am Tor 3 oder Tor 4 und der unerwünschten Leistung am jeweilig anderen Tor und berechnet sich aus $a_D = -10 \cdot \log \frac{P_3}{P_4}$ beziehungsweise umgekehrt. Er wird als logarithmisches Maß angegeben und ist sehr frequenzabhängig.

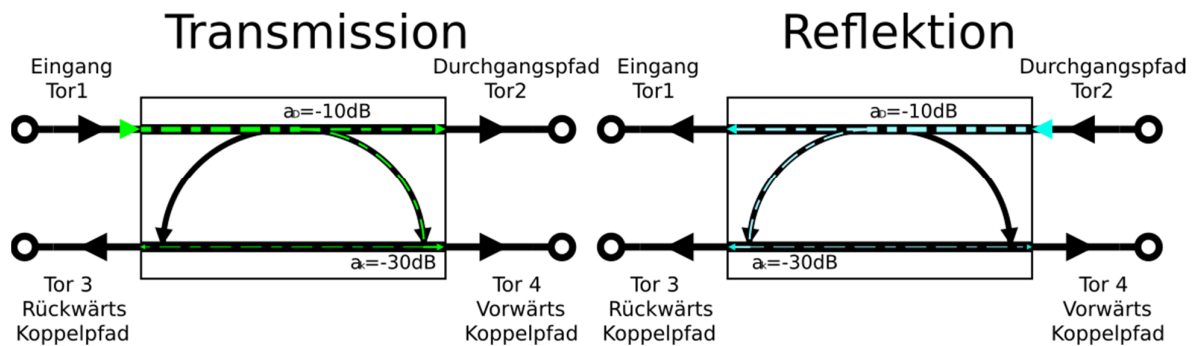


Abbildung 14: Schematische Darstellung eines Richtkopplers, Quelle: Eigene Darstellung.

Um das Problem der unerwünschten Leistung durch die Richtdämpfung zu umgehen gibt es Richtkoppler mit nur drei Toren. Das vierte Tor wird dabei mit einem Leistungswellenwiderstand intern abgeschlossen um die Richtdämpfung zu senken. Ein Richtkoppler mit drei Toren liefert erheblich bessere Messergebnisse, kann jedoch nur die an Tor 1 einlaufende Welle auf den Ausgang koppeln. Um trotzdem die hin- und rücklaufende Welle messen zu können, werden bei einem VNA zwei Richtkoppler mit drei Toren gegengleich in eine Leitung geschaltet. Einige andere Faktoren wie die Isolation oder Verluste bei der Kopplung können das Messergebnis negativ beeinflussen. Durch gewisse bauliche Maßnahmen und spezielle Anordnung der Leitungen können diese bei Frequenzen nahe des Arbeitsbereichs minimiert werden. Die optimale Länge für eine gute Koppelung (bei einer gewünschten Arbeitsfrequenz) liegt bei $\lambda/4$. Da die benötigte Länge für die Koppelung bei niedrigen Frequenzen bzw. hohen Wellenlängen immer

größer wird, gibt es für den unteren Frequenzbereich andere Verfahren welche vergleichbare Ergebnisse liefern können.²⁶

4.1.3 Mischer

Ein Mischer wandelt ein Signal von einer Frequenz in eine höhere oder eine niedrigere. Damit können Hochfrequenzsignale in Niederfrequenzsignale, auch Abwärtsmischer genannt, und Niederfrequenzsignale in Hochfrequenzsignale, auch Aufwärtsmischer genannt, gewandelt werden. Für die Umsetzung der Frequenzwandlung wird lediglich ein sinusförmiges HF-Signal benötigt, welches als Lokaloszillatorsignal bezeichnet wird. Zusätzlich wird das niederfrequente Trägersignal als Zwischenfrequenzsignal und das hochfrequente Trägersignal als Hochfrequenzsignal bezeichnet. Andere Systeme werden heutzutage durch die Preissenkung der benötigten Komponenten für einen Mischer selten verwendet, da der Mischer wegen seiner hohen Linearität und Empfindlichkeit gegenüber Detektoren einen großen Vorteil bietet. Die meisten verwendeten Mischer arbeiten mit dem Multiplikationsprinzip. Dabei wird beim Aufwärtsmischer die Zwischenfrequenzsignal und beim Abwärtsmischer das HF-Signal mit dem Lokaloszillatorsignal multipliziert.²⁷

Betrachtet man eine Multiplikation zweier Cosinus-Signale mathematisch ergibt sich folgende Formel:

$$\cos(\omega_{LO} \cdot t) \cdot \cos(\omega_e \cdot t + \varphi_e) = \frac{1}{2} [\cos((\omega_{LO} + \omega_e) \cdot t + \varphi_e) + \cos((\omega_{LO} - \omega_e) \cdot t - \varphi_e)] \quad (4-1)$$

ω_{LO}/s^{-1}	Kreisfrequenz des Oszillatorsignals
ω_e/s^{-1}	Kreisfrequenz des Eingangssignals
$\varphi_e/^\circ$	Winkelverschiebung zwischen Oszillator- und Eingangssignal
t/s	Zeit

Aufwärtsmischer

Beim Aufwärtsmischer wird das Zwischenfrequenzsignal mit dem Lokaloszillatorsignal multipliziert. Wie in der Gleichung (4-1) erkennbar, entstehen nun zwei Bänder mit verschiedenen Frequenzbereichen. Um diese Modulation leichter anschaulich zu machen, sind die Diagramme im Frequenzbereich und nicht im Zeitbereich dargestellt. Das erste Signal bei $\cos((\omega_{LO} + \omega_{ZF}) \cdot t + \varphi_e)$ wird Oberband genannt, wie in Abbildung 15 zu sehen ist, taucht das Signal um die Kreisfrequenz ω_{LO} nochmal auf. In der Abbildung ist ebenfalls ersichtlich, dass sich das Signal nicht verändert hat, dies nennt man Gleichlage. Beim zweiten Signal hingegen, nämlich bei $\cos((\omega_{LO} - \omega_{ZF}) \cdot t - \varphi_e)$, ist deutlich eine Spiegelung des Signals zu bemerken. Dieses befindet sich im sogenannten Unterband und steht in Kehrlage zum Lokaloszillatorsignal. Theoretisch besitzen beide den gleichen Informationsgehalt und können als Ausgangssignal verwendet werden, die Frequenzen der beiden sind lediglich gespiegelt. Das andere nicht erwünschte Band muss mit einem Filter unterdrückt werden.²⁸

²⁶ Vgl. Lange/Löcherer (1986), S. L27-L32.

²⁷ Vgl. Holger (2005), S. 256.

²⁸ Vgl. Holger (2005), S. 257f.

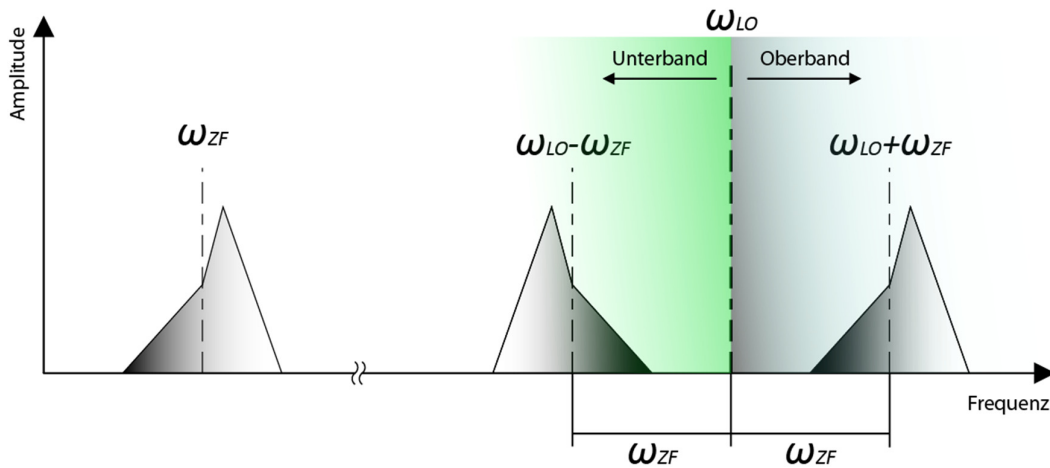


Abbildung 15: Signalverhalten eines Aufwärtsmischers. Quelle: Eigene Darstellung.

Abwärtsmischer

Das Prinzip des Abwärtsmischers ist dasselbe wie das des Aufwärtsmischers. Das HF-Signal wird mit dem Lokaloszillatorsignal multipliziert und es entstehen ebenfalls neue Bänder, welche um ω_{LO} verschoben sind. Einziger Unterschied ist hierbei, dass das HF-Signal beides, höher- und niederfrequenter als das Lokaloszillatorsignal, sein kann. Beim Aufwärtsmischer ist dies bei richtiger Implementierung auszuschließen. Jene Signale, welche im gleichen Abstand zur Lokaloszillatorfrequenz liegen, überlagern sich mit dem Zwischenfrequenzsignal, das untere Band wird hierbei wieder gespiegelt, da es in Kehrlage liegt. Solche Frequenzen, die sich im gleichen Abstand zu ω_{LO} befinden nennt man Spiegelfrequenzen, in Abbildung 16 ist ein solcher Fall dargestellt, ω_{HFSp} ist dabei die Spiegelfrequenz zu ω_{HF} . Da es unmöglich ist, die Signale nach der Multiplikation im unteren Frequenzbereich wieder zu trennen, muss hier bereits vor der Multiplikation das unerwünschte Band (Ober- bzw. Unterband) gefiltert werden.²⁹

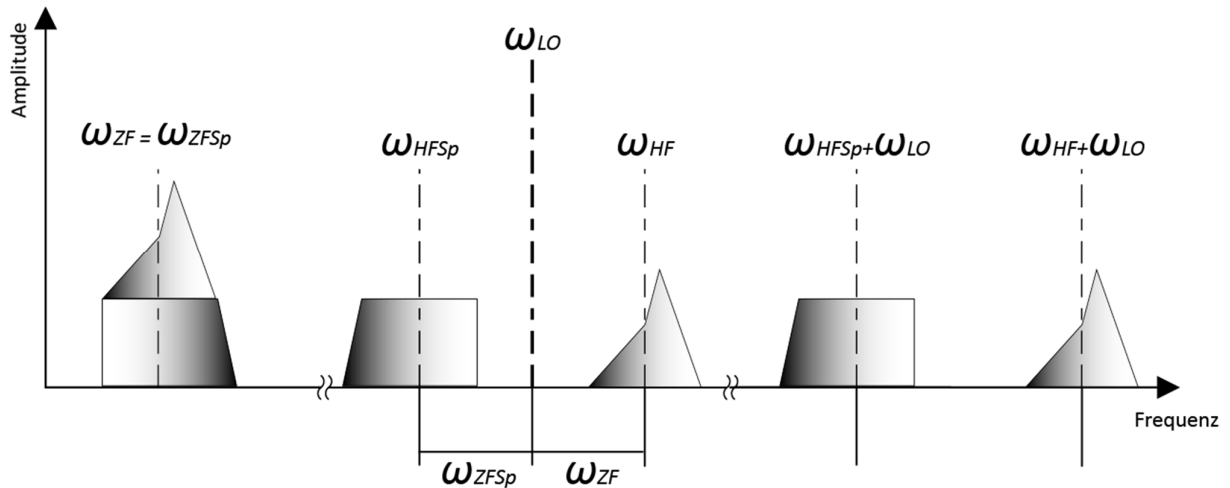


Abbildung 16: Signalverhalten eines Abwärtsmischers. Quelle: Eigene Darstellung.

²⁹ Vgl. Holger (2005), S. 257f.

4.1.4 IQ-Demodulator

Da der VNA das Signal als Vektor benötigt, muss es zuerst in diese Bestandteile zerlegt werden. Ein IQ-Modulator zerlegt das Eingangssignal in dessen I- und Q-Signal. Das Q-Signal ist dabei jener Anteil, der um -90° zur Phase des I-Anteils verschoben ist. Um die Anteile zu filtern wird der im Vorkapitel beschriebene Abwärtsmischer verwendet. Bedingung für die folgenden Beschreibungen ist, dass die Oszillatorfrequenz gleich der Frequenz des HF-Signals ist und diese auch in gleicher Phasenlage zueinander sind. Sind diese Bedingungen erfüllt, ist der I-Anteil, welcher in Phase mit dem Referenzsignal ist, gleichzeitig der Realteil des Signals und der Q-Anteil somit der Imaginärteil. Zuerst wird das Signal einmal mit dem Oszillatorsignal und einmal mit dem um 90° phasenverschobenen Oszillatorsignal gemischt. Dazu werden natürlich zwei Mischer benötigt, die Anordnung dazu ist in Abbildung 17 dargestellt.

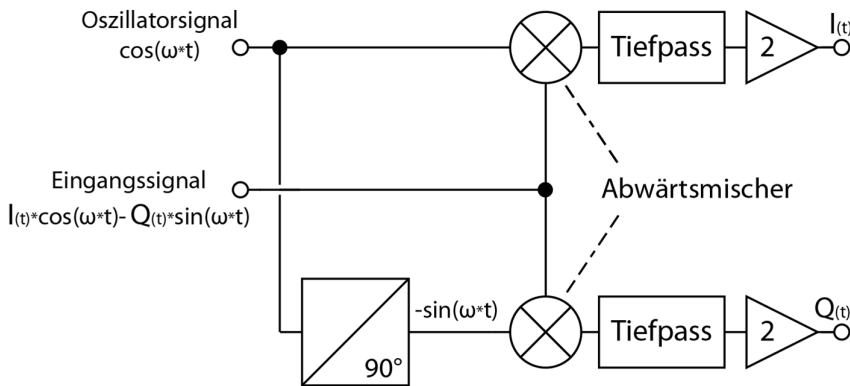


Abbildung 17: Blockschaltbild eines IQ-Demodulators. Quelle: Eigene Darstellung.

Betrachtet man diesen Vorgang mathematisch ergeben sich folgende zwei Signale nach der Mischung:

$$\begin{aligned} & \cos(\omega \cdot t) (I_{(t)} \cos(\omega \cdot t) - Q_{(t)} \sin(\omega \cdot t)) = \\ & \frac{I_{(t)}}{2} [\cos((\omega + \omega) \cdot t) + \cos((\omega - \omega) \cdot t)] - \frac{Q_{(t)}}{2} [\sin((\omega + \omega) \cdot t) - \sin((\omega - \omega) \cdot t)] \quad (4-2) \\ & = \frac{I_{(t)}}{2} \cos(2\omega \cdot t) + \frac{I_{(t)}}{2} - \frac{Q_{(t)}}{2} \sin(2\omega \cdot t) \\ & -\sin(\omega \cdot t) (I_{(t)} \cos(\omega \cdot t) - Q_{(t)} \sin(\omega \cdot t)) = \\ & -\frac{I_{(t)}}{2} [\sin((\omega + \omega) \cdot t) - \sin((\omega - \omega) \cdot t)] + \frac{Q_{(t)}}{2} [-\cos((\omega + \omega) \cdot t) + \cos((\omega - \omega) \cdot t)] \quad (4-3) \\ & = \frac{I_{(t)}}{2} \sin(2\omega \cdot t) - \frac{Q_{(t)}}{2} \cos(2\omega \cdot t) + \frac{Q_{(t)}}{2} \end{aligned}$$

$I(t)/1$ Amplitude des I-Teils des Signals
 $Q(t)/1$ Amplitude des Q-Teils des Signals
 ω/s^{-1} Kreisfrequenz der Signale

Filtert man die jeweiligen hochfrequenten Signale bei 2ω mithilfe eines Tiefpasses, bleibt als Ergebnis $\frac{I(t)}{2}$ beim oberen Mischer und $\frac{Q(t)}{2}$ beim unteren Mischer über. Verstärkt man die erhaltenen Signale um den

Faktor zwei, erhält man zwei Gleichspannungen, deren Amplituden gleich des I- bzw. Q-Anteils des Eingangssignales sind.³⁰

4.2 Messablauf

In Abbildung 18 ist der Aufbau eines VNAs mit zwei Messtoren stark vereinfacht mit den zuvor erläuterten Komponenten gezeigt.

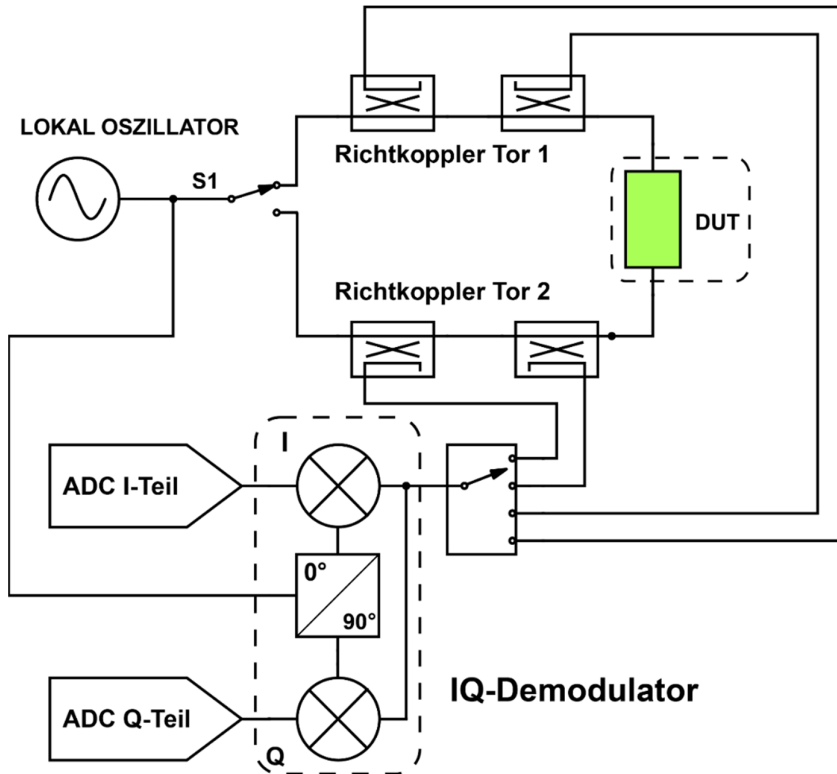


Abbildung 18: Stark vereinfachter Aufbau eines VNAs. Quelle: Eigene Darstellung.

Das zu testende elektronische Netzwerk (Device Under Test, DUT) wird an den VNA angeschlossen. Dazu wird jedes Tor des DUTs an ein Tor des VNAs angeschlossen, meistens sind die Anschlüsse des VNAs geschlechtslose Verbinder, da sie im Sende- und auch im Empfangsmodus arbeiten können. In der Abbildung ist dieses in hellgrün dargestellt. Wie in einigen Passagen schon erwähnt, kann für eine Reflexionsmessung auch nur ein Tor des VNAs an das DUT geschlossen sein.

Bei einer Messung wird mithilfe des DDS die gewünschte Frequenz eingestellt. Dazu setzt der VNA die Anzahl der Messschritte pro Zyklus des DDS auf einen zur Frequenz korrespondierenden Wert. Der DDS generiert die lokale Oszillatorfrequenz, mit der das DUT gespeist wird. Der Schalter S1 kann nun zwischen den beiden Toren umschalten. Somit ist der VNA in der Lage einmal das Tor 1 und einmal das Tor 2 zu versorgen. Für die weitere Erklärung gehen wir davon aus, dass die Lage des Schalters so wie in der Abbildung ist und Tor 1 gespeist wird.

³⁰ Vgl. Holger (2005), S. 258-261.

Die beiden Richtkoppler beim ersten Tor geben nun an deren drittes Tor das um den Koppelfaktor abgeschwächte einlaufende Signal weiter. Die Richtkoppler sind, wie in der schematischen Beschreibung des VNAs ersichtlich, gegengleich geschaltet. Somit ist für den linken Richtkoppler das einlaufende Signal die hinlaufende Welle und für den rechten Richtkoppler die rücklaufende Welle. Das gleiche machen in diesem Schritt die Richtkoppler beim zweiten Tor, die hinlaufende Welle existiert dabei in dem Augenblick nicht und nur die rücklaufende Welle ist interessant.

Um die S-Parameter erhalten zu können, muss die Wellen noch in ihre I- und Q-Teile zerlegt werden, da neben ihrem Betrag auch die Phasenlage benötigt wird. Dazu ist nach dem Aufbau mit den Richtkopplern der IQ-Demodulator. Der Aufbau zeigt einen IQ-Demodulator mit einem Schalter davor, mit dem er zwischen den vier verfügbaren Signalen der Richtkoppler umschaltet. In der Praxis gibt es auch Aufbauten, die stattdessen vier IQ-Demodulatoren verwendet. Der IQ-Demodulator mischt das Signal mit der lokalen Oszillatorfrequenz wie in Kapitel 4.1.4 erläutert und liefert am Ausgang eine Gleichspannung entsprechend dem I- und dem Q-Anteil der derzeit gemessenen Welle. Dies macht er mit den vier Signalen von den entsprechenden Richtkopplern. Das Eingangssignal vom zweiten Tor kann dabei ignoriert werden, somit wandelt er nur drei Signale. Die Gleichspannungen werden anschließend mithilfe eines ADCs digitalisiert und zwischengespeichert. In der Abbildung sind zwei ADCs für diese Aufgabe zu sehen, typischer ist jedoch ein ADC mit mehreren Kanälen. Die Umrechnung kann man als Formel in dieser Weise ausdrücken, V steht hierbei für den Vektor und m bzw. n für den Index des Tors:

$$S_{mn} = \frac{V_m^-}{V_n^+}$$

Ist die Messung abgeschlossen, schaltet der Schalter S1 um und das zweite Tor wird mit Energie versorgt. Nun liefern die Richtkoppler im Pfad zu Tor 2 die hin- und die rücklaufende und die Richtkoppler im Pfad zu Tor 1 nur mehr die rücklaufende Welle. Das Mischen und aufteilen in die I- und Q-Anteile funktioniert genau gleich und auch der ADC hat die gleiche Aufgabe. Mit den neu erhaltenen Werten kann der Mikrokontroller nun die S-Parameter S22 und S21 berechnen. Die Messung ist somit abgeschlossen.

Der komplette Messprozess kann nun für jede gewünschte Frequenz wiederholt werden. Üblicherweise werden Frequenzbänder von einer Start- bis zu einer Stopffrequenz in bestimmten Stufen durchlaufen, in dem das Verhalten des DUT von Interesse ist. Nach einer Messung hat man somit ein Frequenzband in dem man das DUT charakterisiert hat.

5 KALIBRATION

5.1 Messabweichungen

Jede Messung des VNAs bringt Messfehler mit sich. Die Messfehler kann man kategorisieren und in drei Gruppen einteilen:

5.1.1 Systematische Messabweichungen

Die Imperfektion des VNA und der Aufbauten sind die Hauptursache für systematische Messabweichungen. Die Leitungen, Steckverbindungen und Bauteile, die auf dem Weg zum Messobjekt liegen, haben unbekannte Übertragungsverhalten und verändern den gemessenen Reflexionsfaktor durch Phasendrehungen, Dämpfungen, weiteren Reflexionen und ähnlichen auftretenden Faktoren. Die genannten Messabweichungen sind wiederholbar und zeitunabhängig und können daher vorhergesagt werden. Die meisten systematischen Messabweichungen können anhand des Kalibrierungsprozesses charakterisiert und dann mathematisch entfernt werden. Allgemein kann man eine Transformation des Reflexionsfaktors Γ durchführen, wenn unbekannte Übertragungsglieder zwischen Messgerät und DUT liegen. Dazu wird zwischen diesen ein Zweitor geschaltet, welches die ungewünschte Transformation als mithilfe von S-Parametern beschreibt. Systematische Messabweichungen treten bei jeder Messmethode auf, in dieser wissenschaftlichen Arbeit ist jedoch nur die Reflexionsmessung von Interesse.³¹

Wie im Kapitel 4.1.2 beschrieben, besitzt der Richtkoppler eine Richtdämpfung, die angibt, wieviel Anteil vom Signal an das falsche Tor geleitet wird. Sie wird aus dem Verhältnis von der Koppeldämpfung und der Isolation gebildet. Die Isolation sollte somit bei einem Richtkoppler größer als die Koppeldämpfung sein, damit das eigentliche Signal nicht vom Lecksignal überdeckt wird. Man spricht hierbei auch von der Richtwirkung des Richtkopplers. Fasst man nochmals alle Eigenschaften des Richtkopplers zusammen erhält man folgende Größen:³²

- $1/|\tau|$ Transmissionsdämpfung
- $1/|\kappa|$ Koppeldämpfung
- $1/|\eta|$ Isolation
- $|\kappa|/|\eta|$ Richtdämpfung, Direktivität

³¹ Vgl. Noshervan (2017), S. 4f.

³² Vgl. Siart (2016), Online-Quelle [27.10.2018], S.5.

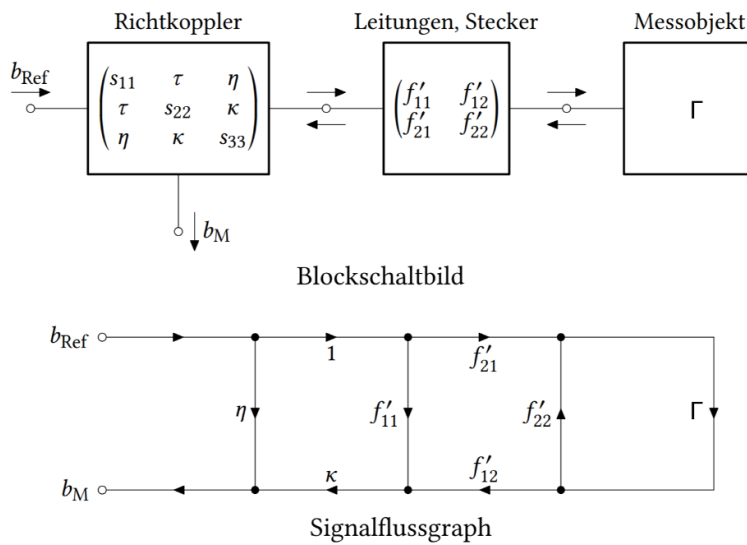


Abbildung 19: Vereinfachung der systematischen Fehler bei einer Eintor Reflexionsmessung. Quelle: Siart (2016), Online-Quelle [27.10.2018], S. 7 (leicht modifiziert).

Ersetzt man die Leitungen, Stecker etc. zwischen VNA und der Antenne mit einem Fehlerzweier mit den S-Parametern f'_{xy} erhält man das in Abbildung 19 abgebildete Blockschaltbild. In diesem ist jedoch nur der Richtkoppler für das Auskoppeln des rücklaufenden Signals angegeben. Diese Annahme ist getroffen worden, weil die Eigenreflexion des Referenzrichtkopplers in der Praxis weitaus kleiner als die Isolation des Messkopplers ist. Vereinfacht man den Richtkoppler und trifft die Annahme, dass er eigenreflexionsfrei angepasst ist, kann man das Netzwerk durch den darunter befindlichen Signalflussgraphen beschreiben. Dabei ist als Näherung die Transmissionsdämpfung als 1 deklariert, dies ist zulässig solange der Koppelungsfaktor nicht zu niedrig ist, da dieser das Eingangssignal auf die Tore des Richtkopplers aufteilt. Durch diese Vereinfachungen kann der Richtkoppler in dieser Betrachtung in das Fehlerzweier mit einbezogen werden. Das resultierende Signalflussdiagramm ist in Abbildung 20 dargestellt. Dabei schlägt man den Koeffizienten f'_{11} und f'_{12} den Faktor κ der Koppeldämpfung auf und überlagert anschließend das Lecksignal des Messkopplers.³³

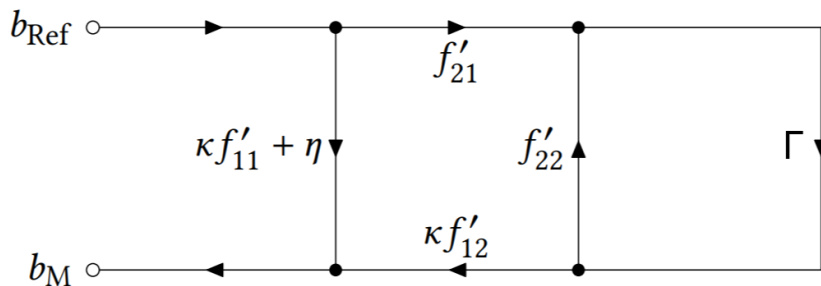


Abbildung 20: Signalflussdiagramm nach Zusammenschluss vom Richtkoppler und des Fehler-Zweiers. Quelle: Siart (2016), Online-Quelle [27.10.2018], S. 8.

³³ Vgl. Siart (2016), Online-Quelle [27.10.2018], S. 6ff.

5.1.2 Driftfehler

Driftfehler entstehen durch eine Änderung des Verhaltens des VNAs nach der Kalibration. Sie entstehen meist bei Änderungen der Umgebungsbedingungen und der Stabilität der Messeinrichtung. Die häufigste auftretende Umgebungsänderung ist die Temperatur, sie führt durch thermische Ausdehnung und Versatz von Kennlinien zu Fehlern. Die Stabilität der Messeinrichtung kann sich durch Alterung, Überlastungen und andere Einflussfaktoren ändern. Bei Driftfehlern gilt jedoch, dass eine neue Kalibration unter den geänderten Bedingungen die Fehler wieder neutralisiert.³⁴

5.1.3 Zufällige Messabweichungen

Wie der Name schon sagt treten zufällige Messabweichungen unter nicht bekannten Umständen auf. Sie sind nicht vorhersehbar und somit auch nicht durch eine Kalibration auszugleichen. Da man sie nicht vermeiden kann, muss man versuchen sie zu minimieren. Typische zufällige Messabweichungen sind etwaige Rauschsignale von Komponenten im Gerät oder auch Störsignale von außen, Messabweichungen durch Ungenauigkeiten bei Schaltvorgängen und jegliche andere Messabweichungen, die durch Komponenten im System zeitvariant auftreten.³⁵

5.2 Kalibration

Um die im vorigen Kapitel genannten systematischen Messabweichungen auszugleichen, muss der VNA kalibriert werden. Da diese Messabweichungen nicht nur von den internen Komponenten des VNAs, sondern auch von den extern angeschlossenen Verbindern und Leitungen zur Antenne abhängig sind, muss der VNA für jeden Aufbau neu kalibriert werden. Um etwaige Driftfehler zu neutralisieren ist es empfehlenswert, den VNA bei Umgebungsänderungen wie einem neuen Standort oder Temperaturänderung ebenfalls neu zu kalibrieren.

Die Formel (5-1) beschreibt allgemein die Transformation eines Reflexionsfaktors Γ zu einem Eingangsreflexionsfaktors Γ_E , wenn ein Zweitor zwischengeschaltet ist. Zur Veranschaulichung ist diese Transformation in Abbildung 21 grafisch dargestellt.

$$\Gamma_E = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma}{1 - s_{22} \cdot \Gamma} \quad (5-1)$$

$\Gamma_{E/1}$	Reflexionsfaktor am Eingang des Zweitors	
$\Gamma/1$	Reflexionsfaktor am Ausgang des Zweitors	
$S_{11/1}$	Eigenreflexionsfaktor des Zweitors	(5-1)
$S_{12}, S_{21/1}$	Vorwärts- und Rückwärts-Transmissionsfaktor des Zweitors	

³⁴ Vgl. Noshewan (2017), S. 5.

³⁵ Vgl. Noshewan (2017), S. 5.

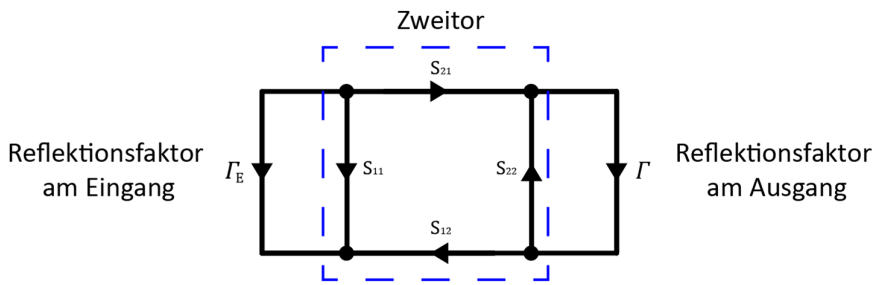


Abbildung 21: Grafische Darstellung der Transformation. Quelle: Eigene Darstellung.

Ersetzt man die Streumatrix des Zweitorts mit der in Kapitel 5.1.1 hergeleiteten Ersatzstreumatrix für die systematischen Messabweichungen bei einer Messung, erhält man folgende Koeffizienten:

- $S_{11} = \kappa \cdot \hat{f}_{11} + \eta$
- $S_{21} = \hat{f}_{21}$
- $S_{12} = \kappa \cdot \hat{f}_{12}$
- $S_{22} = \hat{f}_{22}$

$S_{11}, \hat{f}_{11}/1$	Eigenreflexionsfaktor des Zweitorts bzw. Fehlerzweitorts
$S_{12}, \hat{f}_{12}/1$	Vorwärtstransmissionsfaktor des Zweitorts bzw. Fehlerzweitorts
$S_{21}, \hat{f}_{21}/1$	Rückwärtstransmissionsfaktor des Zweitorts bzw. Fehlerzweitorts
$S_{22}, \hat{f}_{22}/1$	Ausgangsreflexionsfaktor des Zweitorts bzw. Fehlerzweitorts
$\kappa/1$	Koppeldämpfung des Richtkopplers
$\eta/1$	Isolation des Richtkopplers

Da der Sinn einer Messung nicht darin liegt, die Fehler-Streumatrix und die Eigenschaften des Richtkopplers zu messen, kann man die Koeffizienten zu der Ersatz-Streumatrix zusammenfassen. Die Multiplikation $s_{12} \cdot s_{21}$ kann man nochmals durch einen Term ersetzen. Daraus resultiert eine Gleichung mit drei Unbekannten, formt man diese um erhält man:

$$\Gamma_E = S_{11} + (S_{12}S_{21} - S_{11} \cdot S_{22}) \cdot \Gamma + S_{22} \cdot \Gamma \cdot \Gamma_E$$

Oder

$$\Gamma_E = a + b \cdot \Gamma + c \cdot \Gamma \cdot \Gamma_E$$

(5-2)

Mit

$$a = s_{11}; b = (s_{12}s_{21} - s_{11} \cdot s_{22}); c = s_{22}$$

$$\Gamma_E = a + \frac{b}{1 - c \cdot \Gamma} \cdot \Gamma$$

$a, b, c/1$	Unbekannte Koeffizienten	
$\Gamma_E/1$	Reflektionsfaktor am Eingang	(5-3)
$\Gamma/1$	Reflektionsfaktor am Ausgang	

Für die 1-Tor Reflexionsmessung gibt es, im Gegensatz zur Mehrformmessung, nur ein gängiges Verfahren für die Kalibrierung. Hierfür werden drei Messungen mit standardisierten Abschlüssen mit bekannten Eigenschaften gemacht um die unbekanntenen Koeffizienten zu ermitteln. Der Name SOL-Kalibration steht für Short-Open-Load-Kalibration (Kurzschluss-Leerlauf-Abschluss). Wie der Name schon sagt, werden diese drei Anschlüsse an den VNA geschlossen und jeweils eine Messung gemacht.

Um die Reflexionsfaktoren der jeweiligen Anschlüsse zu berechnen benötigt man die Formel (5-4), Z_0 ist dabei die Wellenimpedanz des Systems am Eingang. Die Grundlagen dazu sind in Kapitel 2.2.3 näher erläutert.

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad \begin{array}{l} Z/\Omega \\ Z_0/\Omega \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Wellenimpedanz am Ausgang} \\ \text{Wellenimpedanz am Eingang} \end{array} \quad (5-4)$$

1. Kurzschluss

Berechnet man den Reflexionsfaktor aus der Formel (5-4) für einen Kurzschluss erhält man als Ergebnis $-1 \angle 0^\circ$. Das bedeutet eine totale Reflexion der Welle am Eingang und eine Phasenverschiebung um 180° . Setzt man dies in die Formel (5-2) ein, erhält man:

$$\Gamma_{EK} = a - b \cdot \Gamma_K - c \cdot \Gamma_K \cdot \Gamma_{EK} \quad \begin{array}{l} \Gamma_{EK}/1 \\ \Gamma_K/1 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Reflektionsfaktor am Eingang} \\ \text{des Fehlerzweiters bei einem} \\ \text{Kurzschluss} \\ \text{Reflektionsfaktor am Ausgang} \\ \text{des Fehlerzweiters bei einem} \\ \text{Kurzschluss} \end{array} \quad (5-5)$$

2. Leerlauf

Da ein Leerlauf theoretisch einen unendlich hohen Widerstand besitzt, kann man die Formel (5-3) nicht einfach so verwenden. Für die Berechnung muss eine Grenzwertberechnung mithilfe des Limes wie in Formel (5-7) angewendet werden. Ein Leerlauf führt zu einer Totalreflexion. Setzt man das Ergebnis wiederum in die Formel (5-2) ein, erhält man:

$$\Gamma_{EL} = a + b \cdot \Gamma_L + c \cdot \Gamma_L \cdot \Gamma_{EL} \quad \begin{array}{l} \Gamma_{EL}/1 \\ \Gamma_L/1 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Reflektionsfaktor am Eingang} \\ \text{des Fehlerzweiters bei einem} \\ \text{Leerlauf} \\ \text{Reflektionsfaktor am Ausgang} \\ \text{des Fehlerzweiters bei einem} \\ \text{Leerlauf} \end{array} \quad (5-6)$$

$$\Gamma_L = \lim_{Z \rightarrow \infty} \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \lim_{Z \rightarrow \infty} \frac{1 - \frac{Z_0}{Z}}{1 + \frac{Z_0}{Z}} = 1 \angle 0 \quad (5-7)$$

3. Abschluss

Die dritte Messung erfolgt mit einer angepassten Last. Sie muss an die Wellenimpedanz des VNAs angepasst sein, somit ist Z gleich Z_0 , ist die Last an die Wellenimpedanz angepasst nennt man sie Abschluss. Für verschiedene Anwendungsgebiete sind verschiedene Normimpedanzen festgelegt, in der Antennentechnik sind 50Ω und 75Ω sehr verbreitet. Da beide Wellenimpedanzen gleich groß sind ist der Reflexionsfaktor in diesem Fall $0 \angle 0^\circ$, somit wird nichts reflektiert und man erhält:

$$\Gamma_{EA} = a \quad \Gamma_{EA}/1 \quad \begin{array}{l} \text{Reflektionsfaktor am Eingang} \\ \text{des Fehlerzweiters bei einem} \\ \text{Abschluss} \end{array} \quad (5-8)$$

Da die Streumatrix des Fehlerzweiters stark frequenzabhängig ist, muss die Kalibration über das gesamte Frequenz-Spektrum gemacht werden.³⁶

³⁶ Vgl. Noshawan (2017), S. 6ff.

6 ERMITTLUNG DER ANTENNENPARAMETER

6.1 Antennen Ersatzschaltbild

Wie in Kapitel 3.4 erläutert, ist es essenziell für das Anpassen von Antennen, ihre elektronischen Komponenten zu kennen. Die Antenne ist dabei durch das Ersatzschaltbild aus Abbildung 22 beschreibbar. Dieses ist wiederum in den Serienwiderstand, die Induktivität und die parasitäre Kapazität unterteilbar. Um mit der Auslegung der Antennenanpassungs-Schaltung fortfahren zu können, müssen alle drei dieser Parameter bekannt sein.

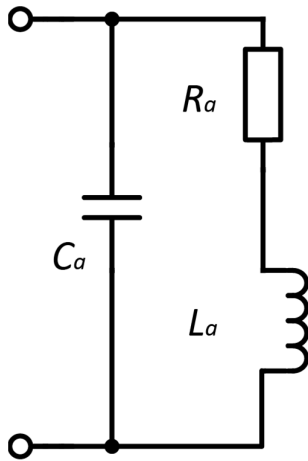


Abbildung 22: Antennen-Ersatzschaltbild. Quelle: Eigene Darstellung.

Für die Messung ist es unumgänglich das allgemeine Verhalten des Systems zu analysieren. Alle Parameter stehen dabei in Beziehung zueinander. Eine Antenne mit großem Durchmesser besitzt allgemein eine höhere Induktivität und eine kleinere parasitäre Kapazität. Durch ihre Größe sind die Leitungen länger und somit der Serienwiderstand ebenfalls höher. Bei vielen Windungen werden ebenfalls beide Werte erhöht.

Die Impedanz Z in Abhängigkeit zur Kreisfrequenz kann mit folgender Formel beschrieben werden:

$$Z_a(\omega) = \frac{(R_a + j X_{La}(\omega)) \cdot j X_{Ca}(\omega)}{R_a + j X_{La}(\omega) + j X_{Ca}(\omega)}$$

$Z_a(\omega)/\Omega$	Impedanz der Antenne	
R_a/Ω	Serienwiderstand der Antenne	
$X_{La}(\omega)/\Omega$	Induktanz der Induktivität	(6-1)
$X_{Ca}(\omega)/\Omega$	Kapazität der parasitären Kapazität	

$$X_{La}(\omega) = \omega \cdot L \quad (6-2)$$

$$X_{Ca}(\omega) = -\frac{1}{\omega \cdot C} \quad (6-3)$$

Übliche Werte für die Bauteile einer NFC-Antenne sind:

$$L_a = 0.3 \dots 3 \mu\text{H}$$

$$C_a = 3 \dots 30 \text{ pF}$$

$$R_a = 0.3 \dots 8 \Omega$$

Ermittlung der Antennenparameter

Der VNA ist in der Lage die Impedanz eines Systems zu messen. Entweder misst der VNA dafür direkt die Impedanz oder den Reflexionsfaktor. Mit der Formel (6-4) kann man vom Reflexionsfaktor Γ über die bekannte Impedanz des VNAs Z_0 auf die Impedanz der Antenne Z_a rückschließen.

$$Z_a = \frac{Z_0 \cdot (1 + \Gamma)}{(1 - \Gamma)} \quad Z_0/\Omega \quad \text{Ausgangsimpedanz des VNAs} \quad (6-4)$$

Betrachtet man die Impedanz in einem Bode-Diagramm, erkennt man die verschiedenen Einflüsse der Bauteile. Alle nachfolgenden Diagramme in diesem Kapitel sind mithilfe von Matlab erstellt. Sie zeigen nur eine Simulation einer Antenne und keine realen Messungen.

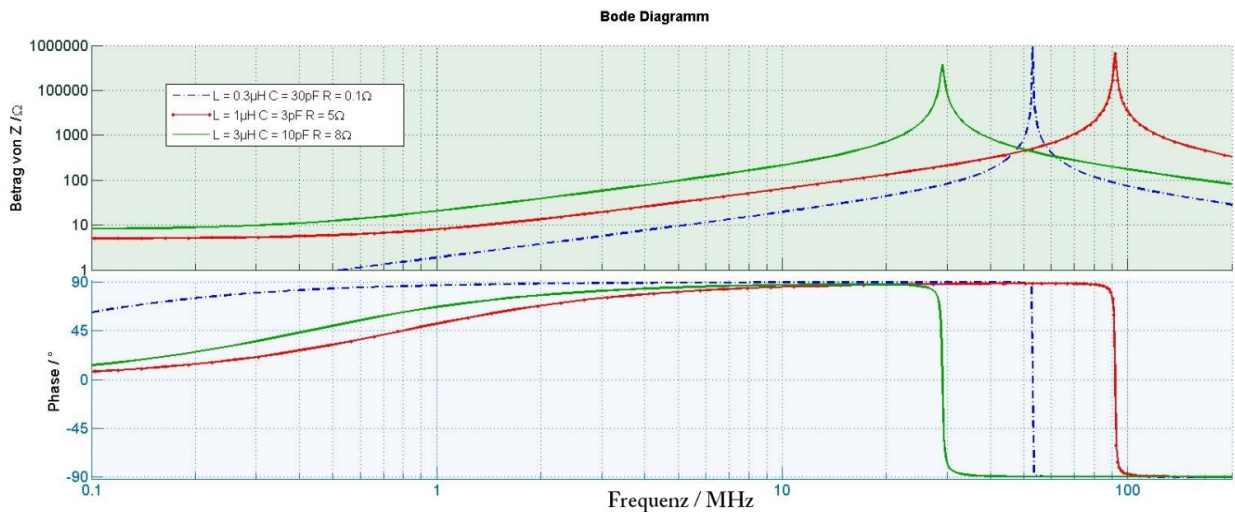


Abbildung 23: Bode Diagramm der Impedanz einer NFC-Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.

Ganz deutlich ist die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises ersichtlich. In diesem Punkt ist die Impedanz am höchsten und wechselt vom positiven in den negativen Imaginärteil. Die Resonanzfrequenz ist von der Induktivität, der Kapazität und dem Serienwiderstand in folgenden Zusammenhang abhängig:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{L_a \cdot C_a} - \left(\frac{R_a}{L_a}\right)^2} \quad f_r/s^{-1} \quad \text{Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises} \quad (6-5)$$

Der vom Serienwiderstand abhängige Term kann dabei vernachlässigt werden, da er die Resonanzfrequenz kaum beeinflusst. Links von der Resonanzfrequenz ist der Anstieg der Impedanz sehr linear, bis er sich dem unteren Bereich nähert, in dem der Serienwiderstand eine ähnliche Größenordnung wie die Reaktanz hat. Der Serienwiderstand beeinflusst ebenfalls die Überhöhung bei der Resonanzfrequenz, je höher der Widerstand desto stumpfer und breiter die Erhöhung. Ebenfalls der Umschlag des Phasengangs wird stumpfer und flacher mit steigendem Widerstand. Betrachtet man Real- und Imaginärteil getrennt erhält man folgende Verläufe:

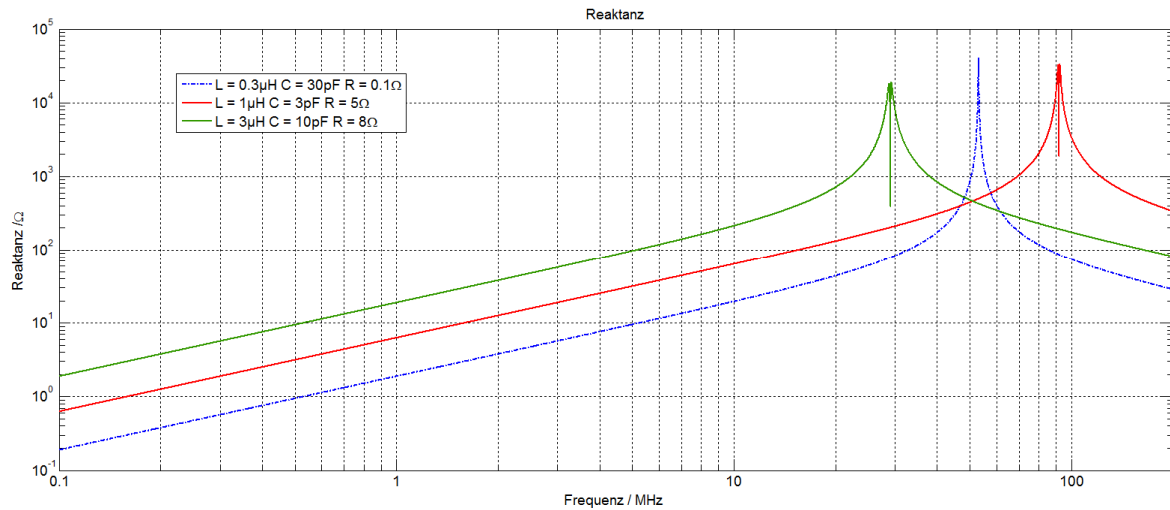


Abbildung 24: Verlauf der Reaktanz einer NFC-Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.

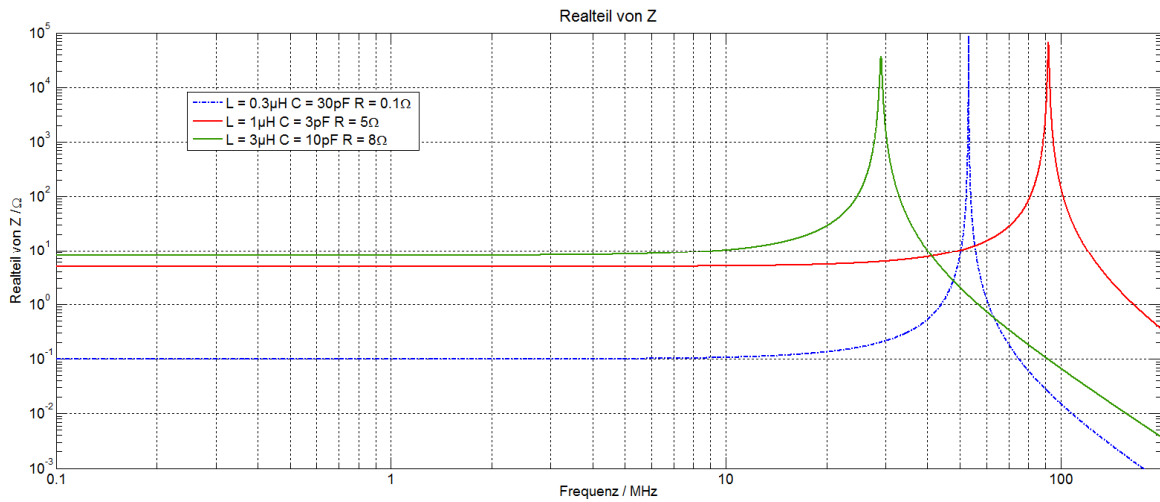


Abbildung 25: Verlauf des Realteils der Impedanz einer NFC-Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.

6.1.1 Serienwiderstand

Für die Ermittlung des Serienwiderstands gibt es mehrere Möglichkeiten. Widerstandsmessungen sind sehr einfach durchführbar und in der Elektronik allgegenwärtig. Das Problem bei der Widerstandsmessung einer Antenne ist der geringe Wert des Widerstands. Er hauptsächlich durch den Kupferwiderstand der gewickelten Spule zusammen, im höheren Frequenzbereich kommt zusätzlich noch der Skin-Effekt dazu, welcher den Widerstand beeinflusst. Bei der Arbeitsfrequenz von NFC und den verwendeten dünnen Leiterbahndicken bzw. Leiterdurchmessern spielt er jedoch keine große Rolle. Bei kleinen Antennen mit einer geringen Windungszahl wie die Antennen im NFC-Bereich, beträgt der Widerstand nur wenige hundert Milliohm. Mit einem normalen Multimeter ist eine genaue Messung durch den Widerstand der Anschlussleitungen nicht möglich. Antennen im unteren Frequenzbereich bestehen aus viel mehr Windungen und haben meist auch größere Abmessungen und somit einen um ein Vielfaches höheren Widerstand. Um alle Antennengrößen und Bauformen abdecken zu können, sind in der Software drei Varianten der Widerstandsmessung/berechnung integriert.

Messung über die Impedanz

In Abbildung 25 ist der theoretische Verlauf des Realteils der Impedanz ersichtlich. Man erkennt, dass nicht nur der Serienwiderstand Einfluss auf diesen Verlauf hat. Im unteren Frequenzbereich ist der Realteil jedoch sehr konstant und nahe des eigentlichen Serienwiderstands. Betrachtet man die Abweichung des Realteils der Impedanz zum Serienwiderstand als relative Abweichung erhält man folgenden Verlauf:

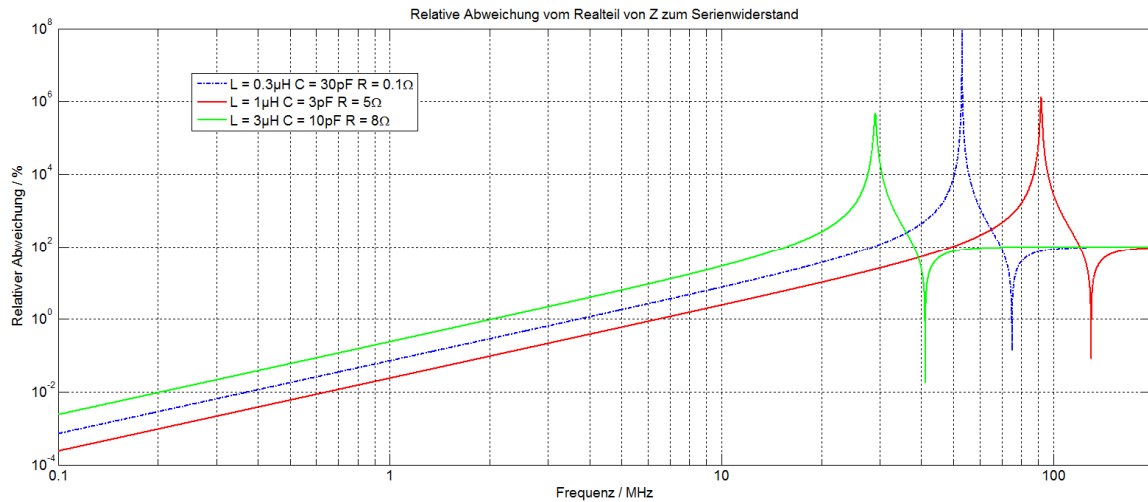


Abbildung 26: Verlauf der relativen Abweichung vom Realteil von Z zum Serienwiderstand. Quelle: Eigene Darstellung.

Im unteren Frequenzbereich liegt der Fehler weit unter einem Prozent, für eine Messung ist dies ausreichend. Die Frequenz für die Messung sollte jedoch nicht nahe der tiefst möglichen Frequenz des VNAs gewählt werden, sondern in einem ausreichenden Abstand zu dieser, da die Messgenauigkeit des VNAs nahe seiner Arbeitsgrenzen abnimmt.

Fehler können ebenfalls durch Leitungen vom kalibrierten Aufbau bis zur Antenne entstehen. Deswegen ist es bei dieser Messmethode noch wichtiger, den Aufbau so nah wie möglich bei der Antenne zu kalibrieren, da dieser dann nicht in die Berechnung mit einbezogen, sondern durch die Kalibration kompensiert wird. Der verwendete miniVNA Pro kann laut seiner Spezifikation, die in Kapitel 7.1.1 zusammengefasst ist, Impedanzen bis zu einem Ohm messen. Da die Antennen wie oben erwähnt oftmals einen geringeren Widerstand besitzen, ist diese Methode für kleine Antennen mit wenigen Windungen nicht geeignet. Ihr Vorteil ist wiederum, dass diese Impedanz Messung ohne weitere Hardware und Aufwand auskommt. Die Software lässt den VNA im unteren Frequenzbereich messen und berechnet den Serienwiderstand über den Durchschnitt einiger Messungen in diesem Bereich. Der erhaltene Wert kann vom Benutzer jederzeit durch den Wert von den zwei anderen Messverfahren ersetzt werden.

4-Draht Messung

Bei einer normalen Zweidraht-Widerstandsmessung gehen die Messleitungs-, Innen- und Anschlusswiderstände voll in die Messung mit ein. Diese liegen im Bereich von einigen Milliohm bis zu ca. einem Ohm. Eine Fehlerkorrektur ist hierbei kaum möglich, da diese Übergangswiderstände meist nicht bekannt und außerdem abhängig von äußeren Einflüssen sind. Aus diesem Grund wird für die Messung kleiner Widerstände ausschließlich die Vierdrahtmessung angewendet. Dazu wird er Widerstand über zwei

Klemmenpaare gemessen. Das eine Klemmenpaar ist hierbei für die Versorgung mit einem Konstantstrom und das andere für die Potentialmessung am Widerstand zuständig. Zum Vergleich sind beide Messmethoden in Abbildung 27 abgebildet. Wie in der Abbildung ersichtlich, werden die Spannungen an den Widerständen der Übertragungsleitung für die Messung somit nicht miteinbezogen. Um das zu garantieren müssen die Potentialklemmen so nah wie möglich am Messobjekt sein. Das Messgerät besitzt einen Innenwiderstand, der zwar sehr hochohmig ist, jedoch trotzdem von einem Teil des Versorgungsstroms durchflossen wird. Da dieser Innenwiderstand im Verhältnis zum Widerstand des Messobjekts um einige Zehnerpotenzen höher ist, kann dieser Strom vernachlässigt werden. Die Spannung, die somit an den Messleitungen der Potentialklemmen liegt, ist ebenfalls vernachlässigbar. Viel mehr Einfluss haben jedoch sogenannte Thermospannungen, die durch den Materialunterschied der Messleitung und des Messobjekts entstehen können. Um diese zu umgehen misst man die Spannung am Widerstand ebenfalls bei umgedrehter Stromrichtung. Durch die Mittelwertbildung heben sich diese Spannungen auf. Statt den Strom umzukehren ist es auch möglich, die Spannung bei unbestromter Leitung zu messen und diese dann von der eigentlich gemessenen Spannung abzuziehen. Durch dieses präzise Messprinzip kann man Widerstände mit einer Auflösung von bis zu $10 \mu\Omega$ messen.³⁷

Nachteil dieser Messmethode ist der benötigte Hardwareaufbau. Der Benutzer muss ein Messgerät besitzen, welches Vierdrahtmessungen durchführen kann. Vorteil hingegen ist die genaue Messung unabhängig von der Antennenbauform. Im Programm kann man den gemessenen Wert eintragen und er wird für die weiteren Messungen gespeichert.

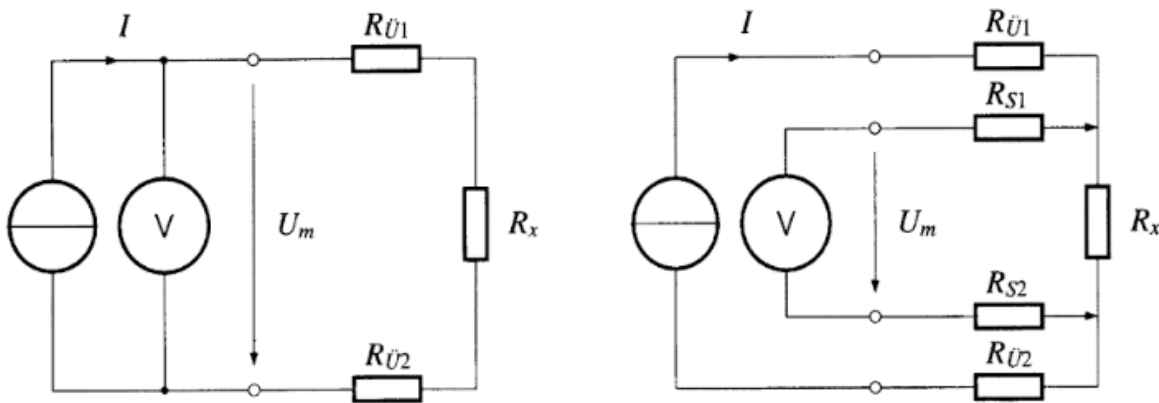


Abbildung 27: Vergleich zwischen Zweidrahtmessung (links) und Vierdrahtmessung (rechts). Quelle: Patzelt (1996), S. 322.

Berechnung über die Geometrie

Bei jedem Widerstand gibt es einen Zusammenhang zwischen seinem Widerstandswert, geometrischen Abmessungen sowie Materialeigenschaften. Allgemein gilt, dass bei einem geraden Leiter mit konstanten Querschnitt der Widerstandswert proportional der Länge durch die Fläche ist. Die Materialeigenschaften sind durch den spezifischen elektrischen Widerstand des Leitermaterials beschrieben. Dieser gilt jedoch nur für den beschriebenen geraden Leiter, näherungsweise kann man ihn ebenfalls für gewickelte

³⁷ Patzelt (1996), S. 322f.

Anordnungen verwenden. Fügt man diese Faktoren zusammen erhält man die Gleichung (6-6). Dabei ist die Querschnittsfläche in mm² angegeben, da dies in der Elektronik üblich ist. Die spezifischen Widerstandswerte von verschiedenen Materialien sind in vielen Fachbüchern und im Internet tabellarisch zur Verfügung gestellt.³⁸

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A}$$

$\rho/\Omega\text{m}$	Spezifischer Widerstand	
l/m	Länge	(6-6)
A/mm^2	Querschnittsfläche	

Um den Widerstand der Antennen zu berechnen, kann man näherungsweise deren Länge und Querschnittsfläche dafür verwenden. Da die Antenne kein gerader Leiter ist, muss man zuerst die gesamte Länge der Leiterschleife berechnen. Betrachtet man die Antenne als N Kreise aus einem Leitermaterial, wobei N die Windungszahl ist, die entweder den selben Durchmesser haben oder in gleichem Abstand geschachtelt sind, erhält man folgenden Zusammenhang:

$$l = \pi \cdot d_m \cdot N$$

d_m/m	Durchmesser des Drahtes	
$N/1$	Windungszahl	(6-7)

Das gleiche gilt für rechteckige Antennen mit Rechtecken statt Kreisen:

$$l = 2 \cdot (l_m + b_m) \cdot N$$

$l_m, b_m/\text{m}$	Länge und Breite der rechteckigen Spule	(6-8)
---------------------	---	---------

Der angegebene Durchmesser bzw. die Länge und Breite ist bei geschachtelten Antennen der mittlere Durchmesser bzw. Länge und Breite. Bei einer ungeraden Windungszahl ist dies der Durchmesser bzw. die Länge und Breite der mittleren Windung. Bei einer geraden Windungszahl kann man hierfür den Mittelwert des größten und kleinsten Durchmessers bzw. Länge und Breite verwenden.

Der Querschnitt einer geätzten Antenne ist die Leiterbahndicke multipliziert mit der Leiterbahnbreite, bei gewickelten Spulen ist der Querschnitt $d \cdot \pi$.

In der Software ist dafür eine Oberfläche integriert, in der man die geometrischen Eigenschaften der Antenne einsetzen kann und sofort den berechneten Widerstand erhält. Dieser wird dann für die weitere Berechnung herangezogen. Die Abbildung 28 zeigt die integrierte Benutzeroberfläche einmal mit der Auswahl einer runden- und einmal rechteckigen Antenne. Die Geometrien der Antenne kann man zusätzlich abspeichern bzw. laden.

³⁸ Vgl. Frohne/Löcherer/Müller/Harriehausen/Schwarzenau (2008), S. 28f.

	Geomtry		Geomtry	
Number of turns:	<input type="text" value="2"/>	Number of turns:	<input type="text" value="2"/>	
Circumference:	<input type="text" value="45,00 mm"/>	Width:	<input type="text" value="60,00 mm"/>	
Copper thickness:	<input type="text" value="35,00 μm"/>	Height:	<input type="text" value="40,00 mm"/>	
Line width:	<input type="text" value="800,00 μm"/>	Copper thickness:	<input type="text" value="35,00 μm"/>	
Geomtry:	<input type="radio"/> Rectangular <input checked="" type="radio"/> Loop	Line width:	<input type="text" value="800,00 μm"/>	
		Geomtry:	<input checked="" type="radio"/> Rectangular <input type="radio"/> Loop	
	Output		Output	
Length:	<input type="text" value="282,74 mm"/>	Length:	<input type="text" value="400,00 mm"/>	
Resistance:	<input type="text" value="173,69 mΩ"/>	Resistance:	<input type="text" value="245,71 mΩ"/>	
<input type="button" value="Load"/>	<input type="button" value="Save"/>	<input type="button" value="Load"/>	<input type="button" value="Save"/>	
<input type="button" value="Cancel"/>	<input type="button" value="Continue"/>	<input type="button" value="Cancel"/>	<input type="button" value="Continue"/>	

Abbildung 28: Benutzeroberfläche für die geometrische Widerstandsberechnung. Quelle: Eigene Darstellung.

Der Nachteil dieser Methode ist der hohe Aufwand für den Benutzer, da er die Werte händisch eintragen muss. Trotz der Näherung der Länge durch die Biegung der Leitung und den nicht einbezogenen Anschlusslängen, ist dieses Verfahren vor allem für Antennen mit geringem Serienwiderstand sehr genau. Auch für Antennen mit vielen Windungen und großen Abmessungen kommt man auf eine sehr hohe Genauigkeit, hier gilt es nur abzuschätzen, ab wann eine Messung über die Impedanz ebenfalls gute Ergebnisse liefert, da der Aufwand dabei viel geringer ist.

6.1.2 Induktiver Anteil

Eine Möglichkeit für die Ermittlung des induktiven Anteiles ist wiederum über die Messung der Impedanz der Antenne. Da im Ersatzschaltbild jedoch nicht nur die Induktivität, sondern auch die parallele parasitäre Kapazität und der Serienwiderstand vorhanden sind, bestimmt nicht nur die Spule der Antenne die Reaktanz der Impedanz der Antenne.

Betrachtet man den Verlauf der Impedanz über die Frequenz wird deutlich, dass bei Frequenzen weit unter der Resonanzfrequenz des Schwingkreises der parasitäre Kondensator nur minimalen Einfluss ausübt und die Größe der Impedanz erst darüber dominiert wie in Abbildung 24 zu sehen.

Das Diagramm in Abbildung 29 zeigt die Abweichung in Prozent vom Imaginärteil der Impedanz im Vergleich zu $X_{L(\omega)}$. Der Unterschied ist anfangs sehr gering und nimmt ständig zu. Nimmt man als Beispiel eine Kapazität von 30 pF und eine Induktivität mit 0.3 μH mit einem Reihenwiderstand von 1 Ω bei 1 MHz, ergibt sich ein Fehler von weit unter einem Prozent. Man könnte nun natürlich auch bei viel tieferen Frequenzen messen, da der Fehler dort geringer ist. Das Problem hierbei ist, dass der Imaginärteil der

Impedanz im unteren Bereich nicht nur einen kleinen Fehler besitzt, sondern auch eine kleine Amplitude. Je nach Induktivität ist die Induktanz bei 100 kHz nur bei einigen hundert Milliohm. Bei 1 MHz hingegen verzehnfacht sich der Wert bereits und selbst eine Induktivität von 0.3 μH bewirkt eine Induktanz von knapp 2 Ω .

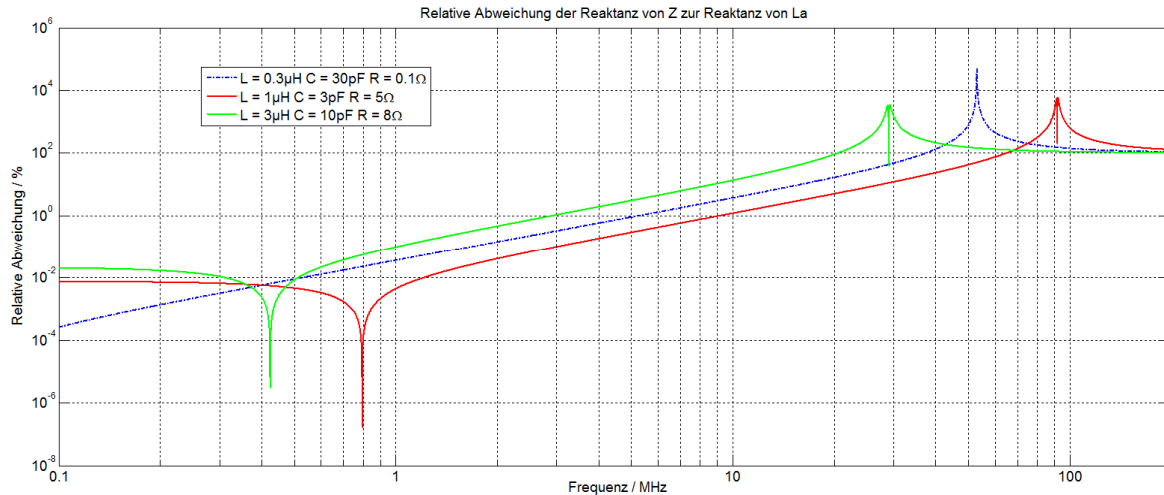


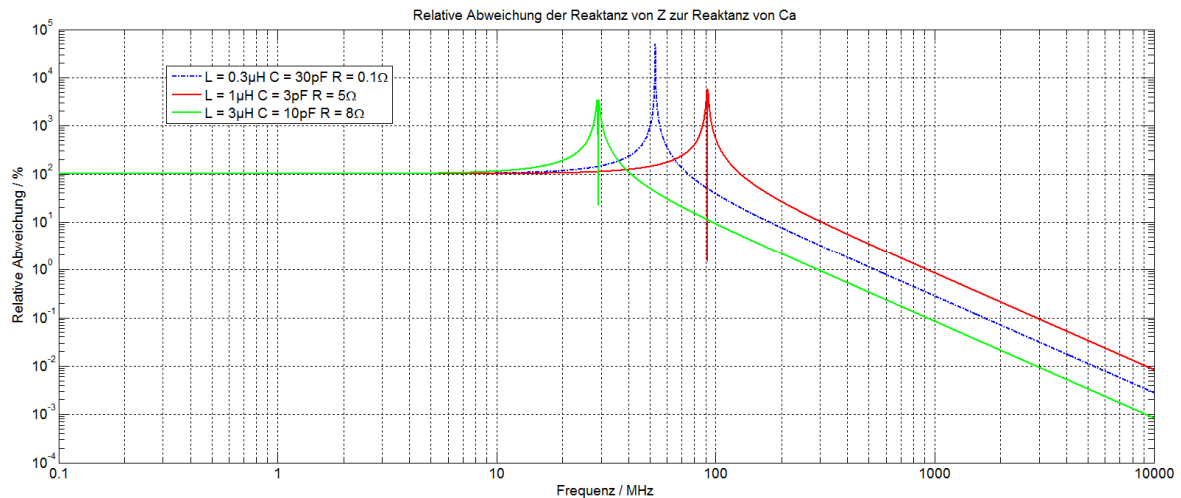
Abbildung 29: Verlauf der relativen Abweichung von $X_L(\omega)$ zur Reaktanz von Z. Quelle: Eigene Darstellung.

Aus diesem Grund misst die Software die Reaktanz rund um einem MHz und berechnet daraus die Induktivität. Dafür rechnet die Software ähnlich wie bei der Berechnung für den Serienwiderstand einen Durchschnitt über einige Werte in diesem Bereich. Der Bereich in dem die Reaktanz gemessen wird kann jedoch jederzeit vom Benutzer angepasst werden, die Grundeinstellungen sind Empfehlungen, die nur aus einem bestimmten Grund geändert werden sollten. Nach der Messung übernimmt die Software den gemessenen Wert, man kann die Messung jederzeit wiederholen, falls bei der ersten Messung ein Fehler unterlaufen ist.

6.1.3 Kapazitiver Anteil

Impedanzmessung

Theoretisch kann man die parasitäre Kapazität gleich ermitteln wie die Induktivität. Wie Abbildung 24 zeigt, dominiert die Kapazität die Impedanz über die Resonanzfrequenz. Betrachtet man wie bei den vorigen Analysen die relative Abweichung der Reaktanz zu $X_{C(\omega)}$ erhält man folgenden Verlauf:



Großer Unterschied zu den vorigen Grafiken ist der erweiterte Bereich des Diagramms bis 10 GHz. Die Abweichung sinkt zwar stark mit steigender Frequenz, erreicht jedoch erst bei mehreren hundert MHz einen passablen Wert. Da der verwendete miniVNA Pro nur bis 200 MHz messen kann, ist diese Messmethode für NFC-Antennen nicht anwendbar. Bei einem VNA der bis zu 1 GHz messen kann, ist diese Methode sehr wohl anwendbar, zusätzlich kann man die Induktivität entweder über eine Impedanz- oder eine Resonanzfrequenzmessung bestimmen. Bei Antennen mit niedrigerer Resonanzfrequenz könnte man diese Methode ebenfalls anwenden.

Resonanzfrequenzmessung

Die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises ist, wie in allen vorigen Grafiken ersichtlich, deutlich erkennbar. Ermittelt man das Maximum der Impedanz über den Frequenzbereich erhält man automatisch die Resonanzfrequenz des Schwingkreises. In Formel (6-9) ist der mehrmals erwähnte Zusammenhang der Resonanzfrequenz zu den Bestandteilen der Antenne nochmals geschildert.

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_a \cdot C_a}} \quad (6-9)$$

Hat man nun die Resonanzfrequenz und ebenfalls die Induktivität, wie im vorigen Kapitel beschrieben, ermittelt, kann man auf die Kapazität durch die Umformung der Formel (6-9) zu (6-10) rückschließen. Da die Berechnung von zwei gemessenen Werten abhängt, multiplizieren sich ebenfalls die Messfehler. Der Messfehler der Resonanzfrequenz wird dabei sogar quadriert. Da die Position der Überhöhung sehr einfach und deutlich bestimmbar ist, beeinflusst der Messfehler der Resonanzfrequenz das Ergebnis nur schwach.

$$C_a = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_r)^2 \cdot L_a} \quad (6-10)$$

6.2 Anpassungsschaltung

Die vollständige Anpassungsschaltung besteht aus mehreren Teilkomponenten, dazu gehört die Antenne mit dem Dämpfungswiderstand, der eigentliche Anpassungskreis und ein vorgeschalteter EMV-Kreis. Die Komponenten der Antenne sind dabei gegeben bzw. durch die Antenne bestimmt, der EMV-Filter wird gewählt unter bestimmten Randbedingungen und nur der Anpassungskreis ist aus den erhaltenen bzw.

gewählten Daten zu bestimmen. Die komplette Anpassungsschaltung ist in Abbildung 30 abgebildet. Ob die Antenne dabei symmetrisch aufgebaut ist oder nicht spielt keine Rolle. Die berechneten Werte gelten jedoch nur für ein symmetrisch aufgebautes Netzwerk und müssen mit dem Faktor zwei umgerechnet werden, wenn man sie in ein nicht symmetrisches Netzwerk einbauen möchte.

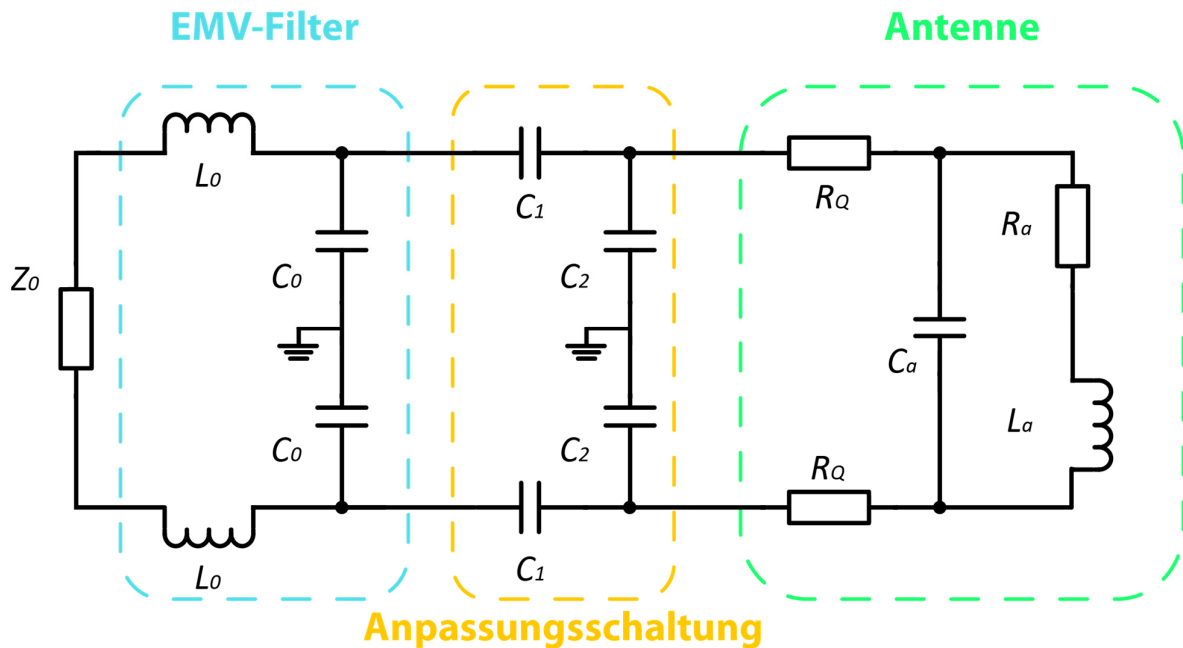


Abbildung 30: Komplette Anpassungsschaltung. Quelle: Eigene Darstellung.

6.2.1 Dämpfungswiderstand

Wie bei der Erklärung der Resonanzüberhöhung schon erwähnt, spielt der Gütefaktor dabei eine große Rolle. Ein größerer Gütefaktor bedeutet eine größere und spitzere Überhöhung. In Kapitel 3.3 wird erwähnt, dass für die Datenübertragung Frequenzbänder im Abstand von 212 kHz um die Resonanzfrequenz von 13.56 MHz benutzt werden. Ist die Resonanzüberhöhung zu spitz, werden diese Frequenzbänder kaum noch verstärkt. Der Gütefaktor muss somit hoch genug sein, um eine gute Energieübertragung zu garantieren und niedrig genug, um das gewünschte Frequenzband abzudecken. Die benötigte Güte lässt sich allgemein mit Formel (6-11) berechnen. Die angegebene Bandbreite ist hierbei der Abstand der unteren zur oberen Grenzfrequenz, also zweimal 212 kHz. Bei den Grenzfrequenzen ist das Signal um -3 dB im Vergleich zur Resonanzfrequenz geschwächt.

$$Q = \frac{f_r}{B} = \frac{13,56 \cdot 10^6 \text{ Hz}}{424 \cdot 10^3 \text{ Hz}} \approx 32$$

Q/1	Gütefaktor	
B/Hz	Bandbreite von der unteren zur oberen Grenzfrequenz	(6-11)

Ein großes Problem bei dieser Auslegung sind wiederum äußere Einflüsse auf die Antenne. Bringt man zum Beispiel einen Tag in Reichweite des Lesegeräts, verschiebt sich dessen Resonanzfrequenz leicht. Ähnliches passiert bei metallischen Gegenständen, die nach der Antennenanpassung im Umgebungsfeld auftauchen. Um diese Verschiebungen abfangen zu können, kann die Güte noch etwas niedriger angesetzt werden. In verschiedenen Quellen in der Literatur sind verschiedene Richtwerte für die Güte auffindbar. Sie bewegen sich in einem Bereich von etwa 20-30.

Die Güte ist vom Verhältnis der Induktivität zum Serienwiderstand und dem Blindwiderstand abhängig. Dies ist wichtig, da die parasitäre Kapazität beim Anpassungsprozess noch beeinflusst wird und zu einer anderen Güte führen würde. Die Güte lässt sich mit dem folgenden Zusammenhang beschreiben:

$$Q_a = \frac{\omega_r \cdot L_a}{R_a} \quad Q_a/1 \quad \text{Gütefaktor der Antenne} \quad (6-12)$$

Für die Auslegung der Güte ist wichtig, hier die gewünschte Resonanzfrequenz nach der Antennenanpassung einzusetzen und nicht die der unangepassten Antenne. Will man nun gezielt einen niedrigeren Gütefaktor erreichen, kann man einen Widerstand in Serie zur Antenne schließen. Eine Erhöhung des Gütefaktors ist unmöglich. Den sogenannten Dämpfungswiderstand kann man mit Formel (6-13) berechnen. Es ist üblich, insgesamt zwei Dämpfungswiderstände an die Anschlüsse der Antenne anzubringen, um die Antenne symmetrisch aufzubauen. Deshalb wird der erhaltene Dämpfungswiderstand in der Formel durch zwei geteilt.

$$R_Q = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_r \cdot L_a}{Q_s} - R_a \right) \quad \begin{matrix} R_Q/\Omega \\ Q_s/1 \end{matrix} \quad \begin{matrix} \text{Dämpfungswiderstand} \\ \text{Gewünschter Gütefaktor} \end{matrix} \quad (6-13)$$

Ist die berechnete Güte bereits unter oder gleich dem gewünschten Wert braucht man keinen Dämpfungswiderstand. Abbildung 31 zeigt das neue Antennenersatzschaltbild inklusive dem neu berechneten Widerstand.

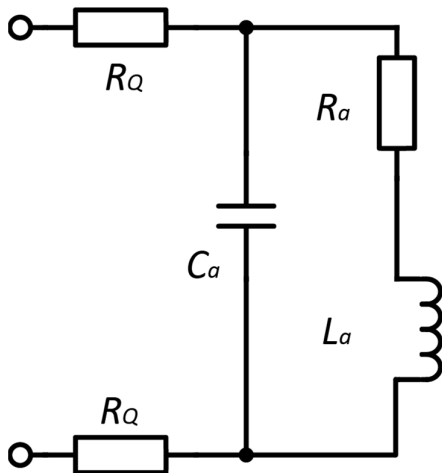


Abbildung 31: Ersatzschaltbild der Antenne inklusive Dämpfungswiderstände. Quelle: Eigene Darstellung.

In der Software gibt es dazu eine Grundeinstellung für den gewünschten Gütefaktor. Aus dem gemessenen oder berechneten Serienwiderstand und der Induktivität berechnet die Software den benötigten Dämpfungswiderstand und zeigt ihn in der Benutzeroberfläche an. Für die weitere Berechnung wird dieser im Hintergrund noch zwischengespeichert.

6.2.2 EMV-Filter

Bei einem Lesegerät wird vor der Antenne ein EMV-Filter geschaltet. Wie in Abbildung 30 zu sehen besteht er aus einer Induktivität und einer Kapazität. In dieser Konstellation ist diese Schaltung ein Tiefpass zweiter Ordnung. Der große Vorteil dieser Anordnung zu einem RC-Tiefpass ist in Abbildung 32 gezeigt. Ein

RC-Tiefpass schwächt das Eingangssignal bereits um -3 dB bei seiner Grenzfrequenz, dies entspricht einem Faktor von Wurzel aus zwei. Würde man einen RC-Tiefpass zweiter Ordnung einsetzen, um die oberen Frequenzen stärker abzuschwächen wäre der Abschwächungsfaktor bereits bei zwei. Der LC-Tiefpass hat somit zwei Vorteile: Er ist ein Tiefpass zweiter Ordnung und schwächt somit das Signal ab der Grenzfrequenz um -40 dB pro Dekade und führt zu keinerlei Verlusten bis zu seiner Grenzfrequenz.

Das Lesegerät, an dem die Antenne später angeschlossen sein wird, speist die Antenne mit einer pulsierenden Rechteckspannung. Da eine Rechteckspannung sehr viele ungewünschte Oberschwingungen hat, muss man diese filtern. Der Grund, warum ein solcher EMV-Filter überhaupt in das System integriert sein muss, erschließt sich aus folgender Abbildung:

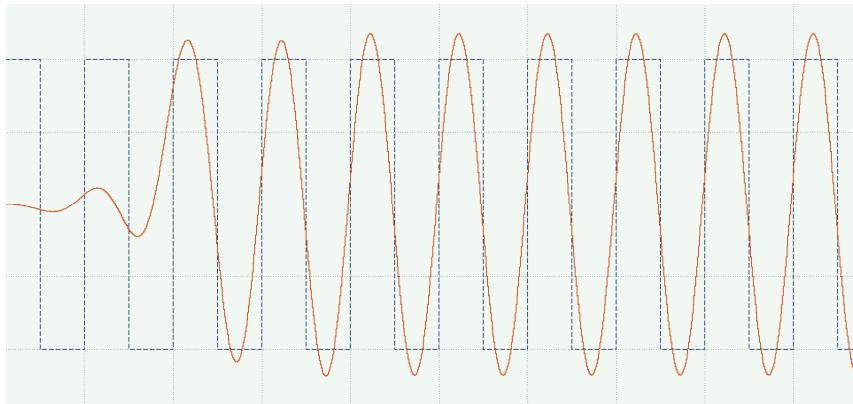


Abbildung 32: Eingangsrechtecksignal (blau) und gefiltertes Rechtecksignal am Ausgang (orange). Quelle: Eigene Darstellung.

In der Abbildung ist deutlich ersichtlich, dass die Oberschwingungen stark gedämpft sind und eine viel glattere Sinusschwingung resultiert. Die Simulation zeigt ein mit einem Tiefpassfilter gefiltertes Rechtecksignal.

Die Grenzfrequenz des EMV-Filters darf jedoch nicht auf die Resonanzfrequenz der Antenne angepasst sein. Hier muss man wieder auf die im Kapitel 3.3 beschriebene Datenübertragung aufpassen und die schon öfters erwähnte Verschiebung der Resonanzfrequenzen durch äußere Einflüsse. Die Grenzfrequenz des Filters sollte zwischen 14.1 MHz und 20 MHz liegen. Für die Auslegung sollte die Induktivität nicht größer als die Hälfte der Induktivität der Antenne sein, ein Wert knapp unter der Hälfte ist erstrebenswert. Üblicherweise wird die Induktivität gewählt und der dazu passende Kondensator über die Formel (6-14) berechnet, da es deutlich mehr Auswahl bei Kondensatoren gibt.

$$C_0 = \frac{1}{(2 * \pi * f_{r0})^2 * L_0}$$

C_0/F	Kondensator des LC-Tiefpasses	
L_0/H	Induktivität des LC-Tiefpasses	(6-14)
f_0/s^{-1}	Grenzfrequenz des LC-Tiefpasses	

In der Software können die beiden Werte für den EMV-Filter eingetragen werden. Sobald die Induktivität gewählt ist, schlägt die Software eine passende Kapazität vor. Gibt man die tatsächlich gewählte Kapazität ein, wird die Grenzfrequenz des Systems ausgegeben. Liegt einer der eingegebenen Werte außerhalb des optimalen Bereichs, wird der Benutzer dahingehend informiert.

6.2.3 Anpassungskreis

Die Parameter der Antenne, der Dämpfungswiderstand und der EMV-Filter sind nun bekannt und der wichtigste Teil der Anpassungsschaltung kann nun anhand aller erörterten Daten ausgelegt werden. Die größte Leistung am Verbraucher erhält man, wenn der Innenwiderstand des Systems gleich dem Widerstand des Verbrauchers ist. Das System ist jedoch kein rein reeller Widerstand, sondern eine Impedanz. Aus diesem Grund gilt das gleiche wenn die Impedanz des Verbrauchers der konjugierten Eingangsimpedanz entspricht. Somit müssen beide Realteile übereinstimmen und beide Imaginärteile den gleichen Wert mit anderem Vorzeichen besitzen. Diese Bedingung muss nur bei der Resonanzfrequenz gelten, daher ist in den folgenden Gleichungen immer die Impedanz des Netzwerkes in diesem Punkt gemeint.

Um die Eingangs- und Ausgangsimpedanz festzulegen, muss man das Netzwerk zuerst aufteilen wie in Abbildung 33. Der Innenwiderstand R_i steht hierbei für den Innenwiderstand des Readers oder Chips, an dem die Antenne angeschlossen ist. Dieser sollte ein normierter rein reeller Widerstand sein.

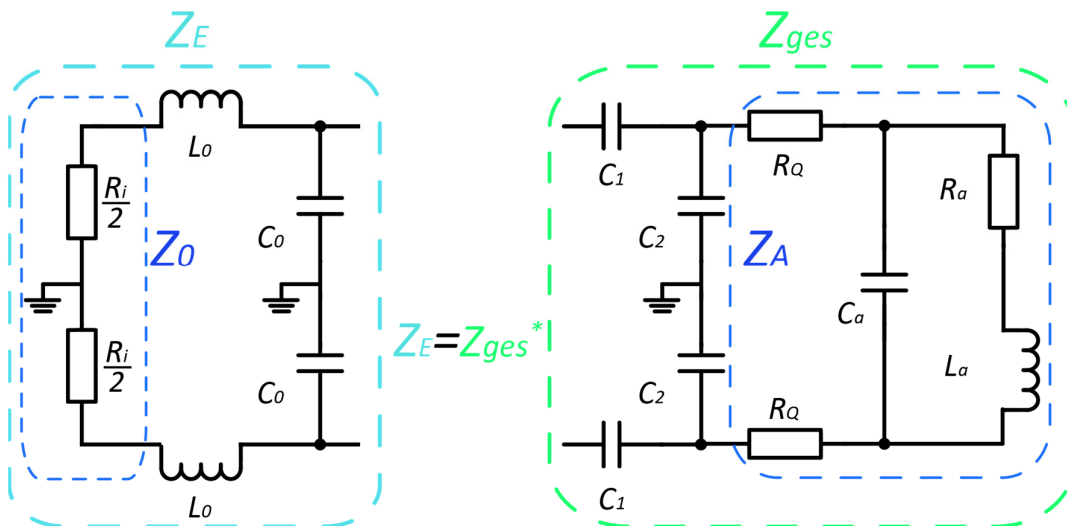


Abbildung 33: Aufteilung des Netzwerks in Eingangs- und Ausgangsimpedanz. Quelle: Eigene Darstellung.

Der erste Schritt zur Auslegung der Anpassungsschaltung ist die Ermittlung und Trennung des Real- und Imaginärteils der Eingangsimpedanz. Da das Netzwerk symmetrisch ist, genügt die Berechnung eines der symmetrischen Teile. Trennt man diesen in Real- und Imaginärteil erhält man:

$$Z_E = \frac{\frac{R_i}{2} + j \cdot \omega_r \cdot L_0}{j \cdot \omega_r \cdot C_0}$$

$$Z_E = \frac{R_i}{2 + j \cdot \omega_r \cdot L_0 - j \frac{1}{\omega_r \cdot C_0}}$$

$$R_E = \frac{\frac{R_i}{2}}{(\omega_r^2 \cdot L_0 \cdot C_0 - 1)^2 + \left(\omega_r \cdot \frac{R_i}{2} \cdot C_0\right)^2}$$

$$X_E = \frac{\omega_r \cdot L_0(1 - \omega_r^2 \cdot L_0 \cdot C_0) - \omega_r \cdot \frac{R_i^2}{4} \cdot C_0}{(\omega_r^2 \cdot L_0 \cdot C_0 - 1)^2 + \left(\omega_r \cdot \frac{R_i}{2} \cdot C_0\right)^2}$$

Ermittlung der Antennenparameter

Als zweiten Schritt wird sukzessive von rechts nach links die Impedanz der Antenne und die der Anpassungsschaltung zusammengeführt. Die Antennenimpedanz sieht dabei folgendermaßen aus:

$$Z_A = \frac{\frac{R_a + j \cdot \omega_r \cdot L_a}{j \cdot \omega_r \cdot C_a}}{R_a + j \cdot \omega_r \cdot L_a - j \frac{1}{\omega_r \cdot C_a}} + R_q$$

$$R_A = \frac{R_a}{(\omega_r^2 \cdot L_a \cdot C_a - 1)^2 + (\omega_r \cdot R_a \cdot C_a)^2} + R_q$$

$$X_A = \frac{\omega_r \cdot L_a (1 - \omega_r^2 \cdot L_a \cdot C_a) - \omega_r \cdot R_a^2 \cdot C_a}{(\omega_r^2 \cdot L_a \cdot C_a - 1)^2 + (\omega_r \cdot R_a \cdot C_a)^2}$$

Anschließend kann man mit den oben erhaltenen Termen die gesamte Ersatzschaltung beschreiben:

$$Z_{ges} = \frac{(R_A + jX_A) \cdot jX_{C2}}{R_A + j(X_A + X_{C2})} + jX_{C1} = \frac{R_A \cdot X_{C2}^2 + j(X_A \cdot X_{C2}(X_A - X_{C2}) - R_A^2 \cdot X_{C2})}{R_A^2 + (X_A - X_{C2})^2} - jX_{C1}$$

$$R_{ges} = \frac{R_A \cdot X_{C2}^2}{R_A^2 + (X_A + X_{C2})^2}$$

$$X_{ges} = X_{C2} \frac{X_A(X_A + X_{C2}) + R_A^2}{R_A^2 + (X_A + X_{C2})^2} + X_{C1}$$

Die beiden erhaltenen Gleichungen müssen nun die zuvor genannte Bedingung erfüllen, sodass R_{ges} gleich R_E und X_{ges} gleich $-X_E$ entspricht. Für die beiden Realteile ergibt sich eine quadratische Gleichung, die nur von X_{C2} abhängig ist:

$$R_E = \frac{R_A \cdot X_{C2}^2}{R_A^2 + (X_A + X_{C2})^2}$$

$$0 = X_{C2}^2 \left(\frac{R_A}{R_E} - 1 \right) - X_{C2} \cdot 2 \cdot X_A - (R_A^2 + X_A^2)$$

Setzt man die erhaltenen Koeffizienten in die allgemeine Lösung für eine quadratische Gleichung ein, erhält man:

$$X_{C2_{1,2}} = \frac{2 \cdot X_A \pm \sqrt{4 \cdot X_A^2 + 4 \cdot \left((R_A^2 + X_A^2) \left(\frac{R_A}{R_E} - 1 \right) \right)}}{2 \left(\frac{R_A}{R_E} - 1 \right)}$$

$$X_{C2_{1,2}} = \left(\frac{R_E}{R_A - R_E} \right) \left(X_A \pm R_A \sqrt{\frac{X_A^2}{R_E \cdot R_A} + \frac{R_A}{R_E} - 1} \right)$$

$$C_{2_{1,2}} = -\frac{1}{\omega \cdot X_{C2}}$$

Wie bei jeder quadratischen Gleichung sind hier zwei Ergebnisse möglich. Das physikalisch nicht sinnvolle Ergebnis muss deshalb aussortiert werden. Das Ergebnis muss positiv sein und darf keinen imaginären Anteil haben. Liefert die Gleichung eine negative Kapazität, bräuchte man statt dem Kondensator eine

Spule für die Anpassung, liefert sie zwei Ergebnisse mit imaginären Anteil ist eine Anpassung nicht möglich. Dieser Fall tritt jedoch nur bei Antennen mit Eigenschaften weit außerhalb des normalen Bereichs auf.

Aus der erhaltenen Kapazität des Parallelkondensators lässt sich die Kapazität des Serienkondensators mithilfe der zweiten erwähnten Bedingung bestimmen, sie verändert somit nur mehr den Imaginärteil der Schaltung bei gleichbleibendem Realteil. Somit gibt es für einen berechneten Parallelkondensator nur einen passenden Serienkondensator. Dieser lässt sich wie folgt bestimmen:

$$-X_E = X_{C2} \frac{R_A + X_A^2 + X_A \cdot X_{C2}}{R_A^2 + (X_A + X_{C2})^2} + X_{C1}$$

$$X_{C1} = -X_E - X_{C2} \frac{R_A + X_A^2 + X_A \cdot X_{C2}}{R_A^2 + (X_A + X_{C2})^2}$$

$$C_1 = -\frac{1}{\omega \cdot X_{C1}}$$

In der Software passiert diese Berechnung automatisch, sobald alle benötigten Daten gemessen bzw. berechnet sind. Bei einer Änderung der Daten durch eine erneute Messung oder Änderungen des Benutzers aktualisieren sich ebenfalls die Berechnungen. Multipliziert man die beiden erhaltenen Kondensatorwerte mit zwei, erhält man die Parameter für ein symmetrisch aufgebautes Netzwerk.

Um die Berechnung zu validieren wird eine Simulation in Matlab erstellt und getestet. Gibt man die Antennenparameter in die Simulation ein und bestimmt den EMV-Kreis, erhält man den Verlauf des Reflexionsfaktors dargestellt in einem kartesischen und einem Smith Diagramm.

In dieser Abbildung sind Ergebnisse aus der Matlab Simulation abgebildet, die dafür verwendeten Parameter sind von drei Antennen gemessen worden:

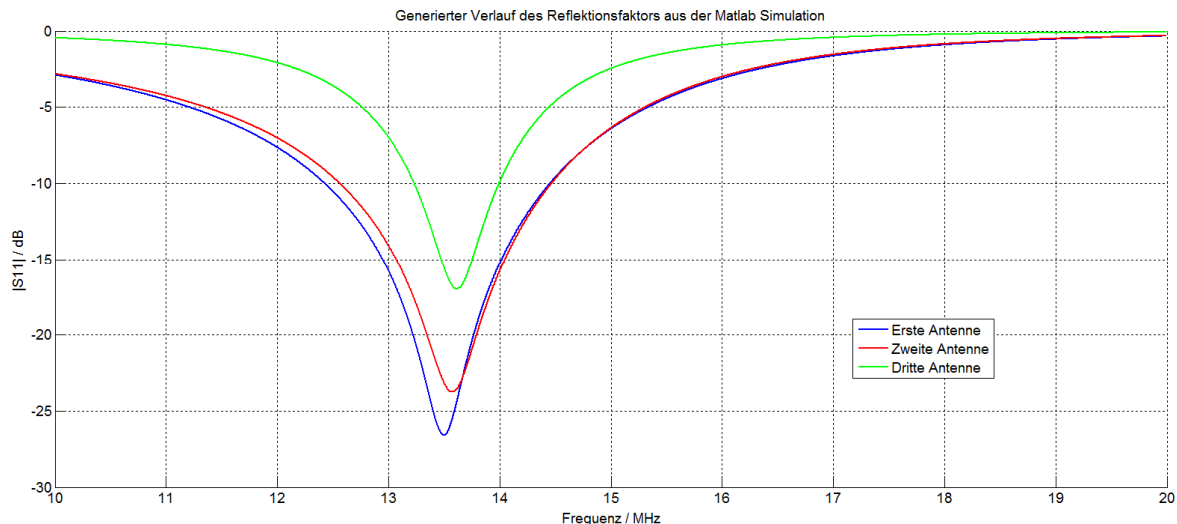


Abbildung 34: Ergebnis der Matlab Simulation im kartesischen Diagramm. Quelle: Eigene Darstellung.

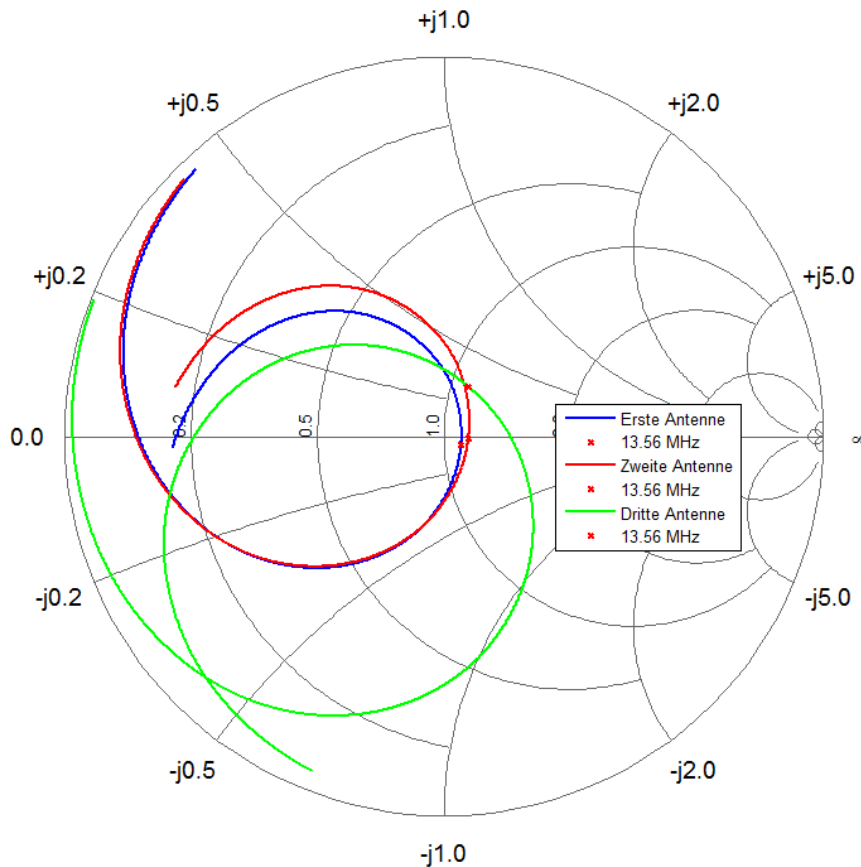


Abbildung 35: Ergebnis der Matlab Simulation im Smith Diagramm. Quelle: Eigene Darstellung.

Durch etwaige Messfehler oder mitgemessene Einflüsse, die im eingebauten Zustand der Antenne nicht mehr vorhanden sind, kommt es zu Abweichungen von der idealen berechneten Anpassungsschaltung. Zusätzlich kann man in der Praxis nicht exakt die berechneten Komponenten einbauen, da es nicht jeden Kapazitäts-, Induktivitäts- und Widerstandswert als erwerbbares Bauteil in der richtigen Ausführung gibt. Die einzige verbaute Induktivität L_0 kann gewählt werden und ist somit kein Problem. Die Kapazitätswerte sind in der Praxis mit zwei parallel geschalteten Kapazitäten realisiert. Da sich die Kapazitätswerte so addieren, hat man viele Kombinationsmöglichkeiten und kommt in der Regel sehr nahe zu dem berechneten Wert. Die verwendeten Bauteile besitzen wiederum parasitäre Einflüsse, welche die Anpassung ebenfalls beeinflusst.

6.3 Antennen Tuning

Um die möglicherweise entstandenen leichten Abweichungen zum gewünschten Verlauf des Reflektionsfaktors aus dem vorigen Kapitel auszugleichen, kann das System noch feiner angeglichen werden. Für das Antennentuning wird eine Hilfsschaltung verwendet, die gleich wie die Anpassungsschaltung inklusive EMV-Filter aufgebaut ist. Die beiden Kapazitätswerte C_1 und C_2 sind dabei veränderbar ausgeführt. Die Schaltung wird dabei nicht symmetrisch aufgebaut, die erhaltenen Ergebnisse müssen somit noch mit dem Faktor zwei umgerechnet werden.

Ermittlung der Antennenparameter

Der Prozess des Tunings ist iterativ, man verändert solange die beiden Kapazitätswerte, bis der Verlauf des Reflexionsfaktors innerhalb der geduldeten Toleranzen liegt. Dieser Prozess erfordert einiges an Verständnis für den Einfluss des Anpassungskreises auf die Antenne. Die Verschiebung des Verlaufs bei Änderung der jeweiligen Kapazität ist in Abbildung 36 und Abbildung 37 dargestellt. Diese Simulation ist auf demselben Matlab-Model wie im Kapitel 6.2 aufgebaut. Wie das Tuning in der Praxis durchgeführt werden kann wird in Kapitel 8.1.3 gezeigt.

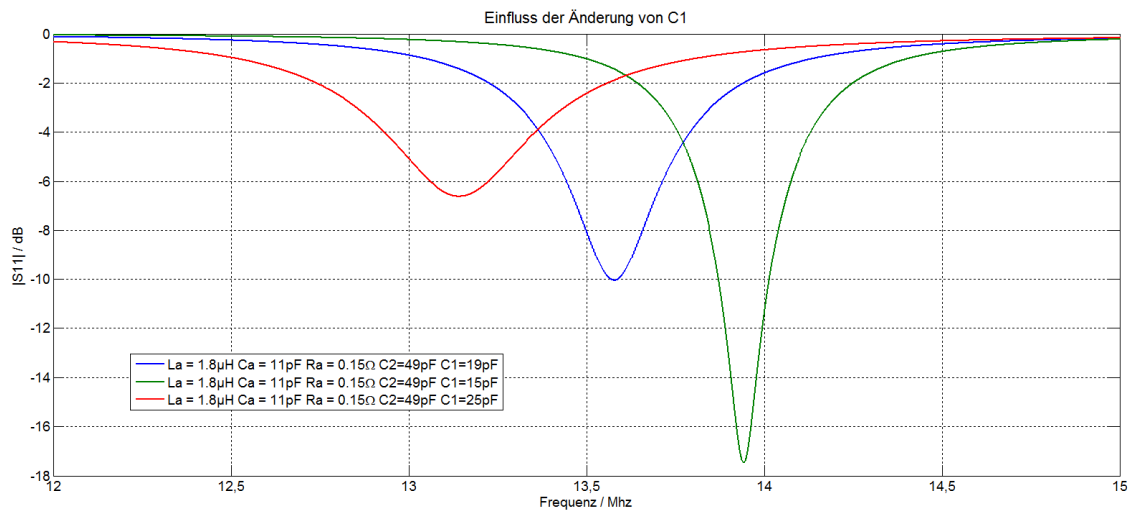


Abbildung 36: Einfluss der Änderung der Serienkapazität. Quelle: Eigene Darstellung.

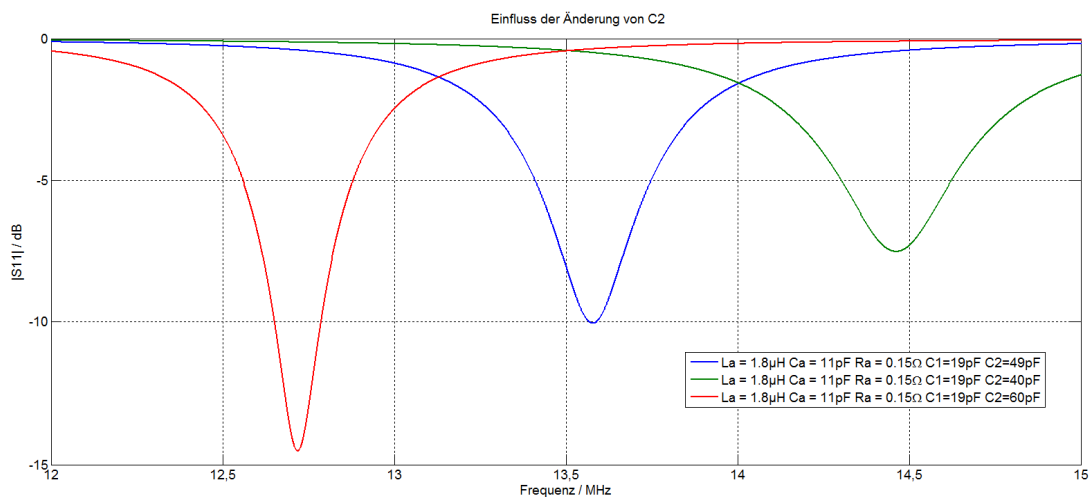


Abbildung 37: Einfluss der Änderung der Parallelkapazität. Quelle: Eigene Darstellung.

7 SOFTWARE ABLAUF

7.1 Kommunikation mit dem VNA

7.1.1 miniVNA Pro

Der miniVNA Pro ist ein tragbarer Vektor-Netzwerk-Analysator. Er besitzt ein Bluetooth-Modul und kann somit entweder über Bluetooth oder USB kommunizieren. Um das System tragbar zu machen, besitzt er einen Lithium-Ionen-Akkumulator mit 1000 mAh. Der eingebaute DDS liefert Frequenzen von 100 kHz bis 200 MHz in minimal 1Hz-Schritten und eine Leistung von 0 dBm pro Tor. Laut Spezifikation misst er Impedanzen von 1 bis 1000 Ohm, mit einer Phasenauflösung von einem Grad. Der miniVNA Pro wird für diese wissenschaftliche Arbeit verwendet, da er das gewünschte Frequenzspektrum und alle nötigen Messmodi abdeckt bei einem guten Preis-/Leistungsverhältnis. Es gibt einige weitere VNAs am Markt, wobei die meisten nicht das geforderte Frequenzspektrum abdecken oder in Europa schwer erhältlich sind. Typisch sind Antennen-Analysatoren, die einen Frequenzbereich bis ~70 MHz abdecken und somit nur für das Antennen-Tuning geeignet sind.³⁹



Abbildung 38: miniVNA Pro. Quelle: mini-Radio-Solutions (2018), Online-Quelle [29.10.2018].

7.1.2 Schnittstelle und Befehlssatz

Der miniVNA Pro besitzt zwei Schnittstellen nach außen, USB und Bluetooth. Man kann ihn somit an jeden herkömmlichen PC über USB anschließen. Für die Bluetooth-Verbindung benötigt der PC ein Bluetooth-Modul, Laptops haben es meist schon integriert und bei PCs kann man es leicht nachrüsten. Für die Programmierung und Verwendung am PC macht dies kaum einen Unterschied, die wesentlichen Schritte für die Datenübertragung regelt der jeweilige Treiber. Der USB-Treiber am PC regelt die

³⁹ mini-Radio-Solutions (2018), Online-Quelle [29.10.2018].

Identifikation des Geräts, die Synchronisierung der Baudrate und die Datenübertragung inklusive Zwischenspeicherung. Man kann mithilfe des Bluetooth-Treibers den VNA am PC als virtuelle USB-Schnittstelle anlegen und ihn somit gleich behandeln wie die eigentliche USB-Schnittstelle. Am PC kann somit über das USB-Protokoll mit dem VNA kommuniziert werden und dieser wandelt es wiederum in ein für ihn intern passendes Protokoll um. Der miniVNA Pro besitzt einen Befehlssatz, mit dem man Einstellungen vornehmen und Messungen starten kann. Da der Hersteller diese nicht direkt bereitstellt, muss man sie selbst herausfinden. Um den Befehlssatz zu erörtern kann man Programme verwenden, welche die Daten, die über die USB-Schnittstelle gesendet werden, ausliest. Im Testaufbau wird dafür das Programm Device Monitoring Studio verwendet. Blendet man alle Daten die der Treiber ans Gerät sendet um die Übertragung zu gewährleisten aus, erhält man alle an den miniVNA Pro übertragenen Nutzdaten. Mithilfe der mitgelieferten Software zum miniVNA Pro ist es möglich eine Messung zu starten und die dazu benötigten Befehle anhand der dabei übermittelten Daten herauszufinden. Nach einigen Messungen mit verschiedenen Eingabeparametern kann man somit den kompletten benötigten Befehlssatz auslesen.

7.2 Ausführung eines Sweeps

Die wichtigste Funktion die jeder VNA in Verbindung mit der Software haben muss, ist die Ausführung eines Sweeps. Für die Messung muss es möglich sein, diesen mit den Eingabeparametern Start- und Stoppfrequenz zu starten. Die Messung über solch einen Frequenzbereich nennt man Sweep. Zusätzlich ist eine Auflösung, in der der Frequenzbereich abgetastet sein soll notwendig. Der VNA selbst besitzt außer der Funktion, eine Messung über einen Frequenzbereich durchzuführen über keinerlei Intelligenz. Die Kalibration, Umrechnung der Werte und jegliche Einstellungen muss man auf der Softwareseite umsetzen. Im Befehlssatz, der im vorigen Kapitel erörtert ist, gibt es lediglich vier Eingabeparameter, die man beeinflussen kann:

1. Modus

Der VNA kann in zwei Modi messen, dem Reflexionsmessungsmodus und dem Transmissionsmessungs-Modus. Im Befehlssatz steht eine „1“ (gemeint ist eine ASCII-codierte „1“) an der ersten Stelle für Reflexionsmessung und jegliche andere Ziffer für eine Transmissionsmessung. Da nur die Reflexionsmessung benötigt wird, ist dieser Wert in der Befehls-Übertragung immer auf „1“ gesetzt.

2. Startfrequenz

Die Startfrequenz gibt an, ab welcher Frequenz angefangen wird zu messen. Sie wird wiederum als ASCII-codierte Zahl übertragen und zuvor mit einem Umrechnungsfaktor des DDS multipliziert. Dieser Faktor ist aus den gesendeten Daten ermittelbar. Er steht für den im Kapitel 4.1.1 beschriebenen Schrittwert um den der DDS pro Takt den Adresszähler erhöht.

3. Schrittweite

Der VNA besitzt nicht die Möglichkeit, eine Stoppfrequenz zu empfangen und diesen Frequenzbereich zu messen, stattdessen kann man den Stufenwert um den die Frequenz pro Messung erhöht wird festlegen. Dieser Wert muss gleich wie die Startfrequenz übertragen und ebenfalls mit dem gleichen Faktor multipliziert werden.

4. Anzahl der Messpunkte

Der letzte Parameter, den man bei einer Messung setzen kann, ist die Anzahl an Messpunkten pro Sweep. Der VNA startet somit bei der Startfrequenz und führt anschließend N Messungen durch. Die Frequenz wird dabei immer um die Schrittweite erhöht. Da von den Frequenzbändern nur die Start- und Stoppfrequenz bekannt ist, muss die Schrittweite mit diesem Wert laut Formel (7-1) berechnet werden.

$$\Delta f = \frac{(f_{Stopp} - f_{Start})}{N}$$

$\Delta f/s^{-1}$	Frequenz-Schrittweite	
F_{Start}/Fs^{-1}	Startfrequenz	
F_{Stopp}/Fs^{-1}	Stoppfrequenz	(7-1)
$N/1$	Anzahl an Messpunkten	

Da die Schrittweite Δf nur ganzzahlig sein darf, muss man sie runden. Tritt dieser Fall ein, muss man die neue Stoppfrequenz mit Formel (7-2) berechnen. Man kann somit keine beliebigen Frequenzen wählen bzw. verändert sich die Stoppfrequenz, wenn man es tut. Da der Messbereich sehr groß ist und die Abweichung zur wirklichen Stoppfrequenz sehr klein bei genügend Messpunkten, ist die Verschiebung der Stoppfrequenz nicht weiter von Belang. Wichtiger ist jedoch, jedem Messpunkt den richtigen Frequenzwert zuzuweisen. Die Frequenz, bei der der Messpunkt i gemessen wird, kann man mit Formel (7-3) berechnen.

$$f_{Stopp} = f_{Start} + \Delta f \cdot N \quad (7-2)$$

$$f_i = f_{Start} + \Delta f \cdot i \quad f/s^{-1} \quad \text{Frequenz des Messpunkts } i \quad (7-3)$$

Die richtige Wahl dieser Parameter ist essenziell für eine genaue und schnelle Messung. In Kapitel 7.2 wird näher auf den Einfluss der verschiedenen Einstellungen auf die Performance eingegangen.

Im erstellten Programm gibt es für die Übertragung eine abstrakte Basis-Klasse. Diese schreibt vor, welche Funktionen mit welchen Eingabe- und Ausgabeparametern in den abgeleiteten Klassen implementiert sein müssen. Die wichtigsten davon sind der Verbindungsaufbau und eine Messung von einer Start- bis zu einer Stoppfrequenz durchzuführen und für jeden Messpunkt die S-Parameter zu liefern. Aufbauend auf dieser Basisklasse kann man jeden beliebigen VNA einbinden, indem man eine von der Basisklasse abgeleitete Klasse implementiert, welche alle Hauptfunktionen überschreibt und sie auch durchführen kann. Somit kann man nachträglich zu dem miniVNA Pro auch andere VNAs einbinden. Da die Funktionsweise und das Programm selbst unabhängig vom verwendeten VNA sind, wird nicht weiter auf andere VNAs eingegangen.

Der miniVNA Pro besitzt seine eigene Klasse, die von der oben genannten Basisklasse abgeleitet ist. Sie ist in der Lage, eine Verbindung zum VNA aufzubauen, diese zu überwachen und über sie Daten zu senden und zu empfangen. Weiters besitzt sie eine Funktion um einen Messdurchlauf durchzuführen. Dazu kontrolliert sie zuerst, ob der VNA derzeit eine Messung durchführt oder bereit für eine neue ist. Ist er bereit, sendet der PC über die USB-Schnittstelle den Befehlssatz mit den nötigen Parametern. Der VNA benötigt für jeden Messpunkt etwas Zeit, da er mindestens eine volle Periodendauer der derzeitigen zu messenden Frequenz für den jeweiligen Messpunkt benötigt. Das Programm liest alle vom VNA gesendeten Daten ein und wandelt sie in Zahlenwerte, welche die S-Parameter darstellen. Im Detail erhält der PC für jeden Messpunkt acht Bytes, jeweils vier Bytes beschreiben dabei über eine Umrechnung einen Integer32-Zahlenwert für den Real- und Imaginärteil der Impedanz. Die erhaltene Wert beschreiben keinen

absoluten Wert und müssen über die aus der Kalibration erhaltenen Parameter umgerechnet werden. Dieser Vorgang ist im nächsten Unterkapitel näher erläutert.

7.2.1 Aufteilung der Frequenzbänder

Wie im vorigen Kapitel erwähnt, ist die wichtigste Funktion des VNAs die Ausführung eines Sweeps durch die Frequenzbänder. Theoretisch könnte man die ganze Messung auch mit nur einem Frequenzband von der minimalen- bis zur maximalen Frequenz durchführen. Da die Anzahl an Messpunkten jedoch begrenzt ist, führt dies zu minimaler Auflösung. Zusätzlich wird nicht jeder Bereich für die Messungen benötigt. Um die Messdauer zu minimieren, ist das Frequenzspektrum für die Messung in drei Teile geteilt.

7.2.2 Unterer Frequenzbereich

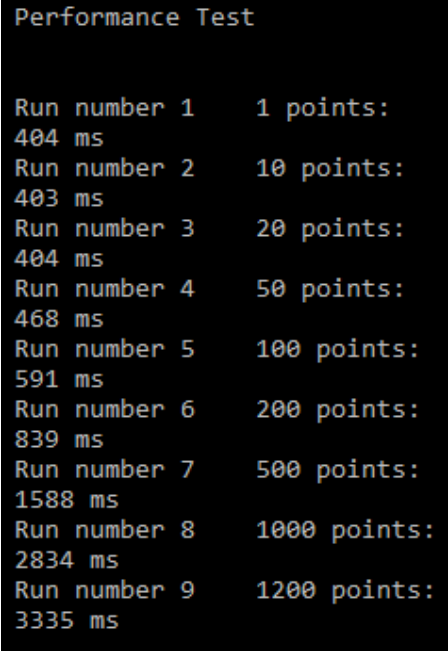
Der erste Bereich muss die in Kapitel 6.1.2 erläuterte Messung der Induktivität und optional auch die des Serienwiderstandes abdecken. Wie im erwähnten Kapitel erläutert, muss dazu die Impedanz nahe einem Megahertz gemessen werden. Der Bereich liegt deshalb rund um diese Frequenz. In den vorgeschlagenen Einstellungen ist eine Startfrequenz von 500 Kilohertz und eine Stoppfrequenz von 1,5 Megahertz vorgeschlagen. Da der miniVNA Pro am Anfang jeder Messung, unabhängig vom Frequenzbereich, des Öfteren Fehlmessungen mit starken Spitzenwerten misst, ist ein Sicherheitsabstand zur eigentlichen Messfrequenz empfohlen. Die eigentliche Auswertung basiert aus diesem Grund nur auf den Werten in der Mitte des Frequenzbandes und ignoriert die restlichen. Für die Ermittlung der Impedanz benötigt man nur einen einzigen Messpunkt. Eine hohe Auflösung des Messbereichs ist deshalb unnötig und führt zu einer erhöhten Messdauer. Ein Messpunkt hingegen liefert durch die oben beschriebenen Messfehler in den meisten Fällen keine befriedigende Aussage über die Impedanz in diesem Bereich. In der empfohlenen Einstellung ist deshalb als Standardwert 100 Messpunkte eingetragen.

Diese Einstellungen liegen einem selbst durchgeführten Performancetest zugrunde. Für diesen Test wird eine kleine Konsolenanwendung erstellt, welche die Zeit für einen Sweep misst.

```
//Instanziierung der miniVNA Pro Klasse
MiniVNA.Miniconnect mini = new MiniVNA.Miniconnect();
//Verbindung mit dem miniVNApro aufbauen
mini.connect("COM17");
//Durchführung eines Sweeps ohne Zeitmessung falls der erste
//Durchlauf länger dauert
mini.sendSweep((int)500e+3, 100, (int)1.5e+6, 1);
//Instanziierung einer Stoppuhr
Stopwatch stopwatch = new Stopwatch();
//Festlegung der Anzahl an Messpunkten
int[] numberOfPoints = new int[] { 1,10,20,50, 100,200,500,1000, 1200 };
int startFreq = (int)500e+3;
int stopFreq = (int)1.5e+6;
int numberOfRuns = 4;
Console.WriteLine("\n\n\tPerformance Test\n\n");
//Starten der Zeit für den ersten Durchgang
stopwatch.Start();
for (int i=0;i<numberOfPoints.Length;i++)
{
    //Die Parameter sind:
    //Startfrequenz, Anzahl an Messpunkten, Stoppfrequenz, Anzahl an Durchgängen
    mini.sendSweep(startFreq, numberOfPoints[i], stopFreq, numberOfRuns);
    //Ausgabe der jeweiligen Zeit und Neustart der Stoppuhr
```

```
Console.WriteLine("\tRun number {0}\t{1} points:\n\t{2} ms",i+1,numberOfPoints[i],  
stopwatch.ElapsedMilliseconds/numberOfRuns);  
stopwatch.Restart();  
}  
Console.ReadLine();
```

Vergleicht man die Messdauer erhält man folgenden Zusammenhang:



Run number	Points	Time (ms)
1	1	404
2	10	403
3	20	404
4	50	468
5	100	591
6	200	839
7	500	1588
8	1000	2834
9	1200	3335

Abbildung 39: Ausgabe des Performance-Tests. Quelle: Eigene Darstellung.

Der Unterschied zwischen nur 1 und 100 Messpunkten ist verhältnismäßig sehr gering, die Messqualität dafür um ein Vielfaches höher. Die Zeit für 1200 Messpunkte hingegen ist wie erwartet um ein Vielfaches höher und liefert für diese Messung keinerlei Vorteile. Die Unterschiede in der Messdauer sind auf eine konstante Zeit pro Messung, die der VNA für die Vorbereitung und Nachbereitung der Messung benötigt, und die eigentliche Messdauer pro Messpunkt rückzuschließen.

Zusammengefasst sollte der Frequenzbereich für die Impedanzmessung nahe einem Megahertz liegen und eine geringe Anzahl an Messpunkten aufnehmen.

7.2.3 Oberer Frequenzbereich

Für die Berechnung der parasitären Kapazität benötigt man die Resonanzfrequenz des Antennenschwingkreises. Diese liegt deutlich über den 13.56 MHz und sollte maximal ~170 MHz erreichen. Der Bereich hängt dabei stark von der Antenne und den äußeren Einflüssen ab. Liegt die Resonanzfrequenz noch höher, ist die Antenne nicht mehr messbar und unabhängig davon kaum noch anpassbar. Das zweite Frequenzband ist daher zwischen 20 MHz und 200 MHz angelegt. Der große gewählte Frequenzbereich liefert eine Übersicht über ein großes Frequenzspektrum, kann jedoch vom Benutzer jederzeit eingeschränkt werden, wenn die Position der Resonanzfrequenz in etwa bekannt ist. Wichtig ist hierbei die Auflösung dieses Messbereichs. Die Messpunkte sind durch das Messgerät linear auf das Frequenzspektrum aufgeteilt, bei 1200 Messpunkten ist der Abstand zwischen zwei Messpunkten

150 kHz. Die Auswertung der Resonanzfrequenz liefert somit allein durch diesen Abstand eine Messungenaugkeit von ± 75 kHz. Trotz des großen Messfehlers bedeutet dies eine prozentuelle Abweichung zur Resonanzfrequenz von unter einem Prozent. Um die Messungenaugkeit nicht noch höher zu machen, sollten so viel Messpunkte wie möglich gemessen werden. Eine Halbierung der Messpunkte bedeutet eine Verdoppelung des Fehlers. Diese Messung dauert damit sehr viel länger als die erste. Um die Messdauer zu verringern, kann der Frequenzbereich, in dem die Resonanzfrequenz gesucht wird, verkleinert und die Anzahl an Messpunkten verringert werden.

7.2.4 Frequenzbereich für das Antennen Tuning

Der dritte und letzte Bereich wird erst nach dem Anpassen der Antenne benötigt. Da die erhaltenen Werte für die Anpassungsschaltung rein auf Messungen und Berechnungen beruhen, ist mit leichten Abweichungen zum optimalen System zu rechnen. Möchte man diese Abweichungen ausgleichen, muss man die Antenne anschließend noch tunen. Das Antennen-Tuning ist in Kapitel 6.3 nochmals näher beschrieben. Der dafür benötigte Frequenzbereich liegt rund um die gewünschte Resonanzfrequenz. In der Praxis hat sich ein Bereich von 10 MHz bis 20 MHz als ausreichend erwiesen. Der Benutzer kann den Bereich jedoch beliebig verkleinern oder vergrößern. Hier ist es wichtig, dass Änderungen am Anpassungskreis schnell grafisch dargestellt werden. Der Benutzer beobachtet die Änderung des Verlaufs im Smith-Diagramm und im kartesischen Diagramm und reagiert dementsprechend. Daher sollte die Zeit von der Messung bis zur Darstellung so kurz wie möglich sein. Das verwendete Diagramm benötigt je nach Einstellungen ebenfalls Zeit, um die Werte darzustellen. Am effektivsten ist es somit, die Messdauer an die Dauer, die das Diagramm braucht um eine neue Kurve darzustellen, anzugleichen. Somit wird immer die letzte Messung dargestellt, während eine neue durchgeführt wird, da diese zwei Tasks parallel zueinander ablaufen. In der entwickelten Software ist dies bei circa 200 Werten der Fall. Optimiert man das Diagramm weiter, sollten weitaus schnellere Messungen möglich sein. Deutlich weniger Werte würden jedoch die Messung nicht deutlich beschleunigen, aber die Auflösung wesentlich verringern. Aus diesem Grund sind 200 Werte die Grundeinstellung.

7.3 Kalibrierung

Die allgemeine Vorgehensweise bei der Kalibration ist in Kapitel 5 näher beschrieben. Um diese im Programm umsetzen zu können, sind einige Schritte notwendig. Da die Kalibration immer nur für einen Messaufbau und ein Frequenzspektrum gültig ist, muss der Benutzer für jeden neuen Aufbau neu kalibrieren. Um etwaige Driftfehler zu vermeiden, ist es von Vorteil, den VNA auch bei Umgebungsänderungen oder nach längerer Zeit neu zu kalibrieren. Da der miniVNA Pro tragbar ist, treten Änderungen der Umgebung sehr bei häufiger Verwendung an verschiedenen Plätzen sehr oft auf. Die Software muss somit gewährleisten, dass die Kalibrierung in kurzer Zeit durchführbar ist. Um nicht bei jedem Umstecken des Messaufbaus neu kalibrieren zu müssen, sollten bereits durchgeführte Kalibrationen intelligent abgespeichert und jederzeit wieder verfügbar sein.

7.3.1 Datenerfassung

Für die Kalibrierung muss man, wie in Kapitel 5 beschrieben, jeweils drei Messungen für jede Frequenz über den gesamten Frequenzbereich durchführen. Will man mehrere Frequenzbänder messen, gilt das für

jedes einzelne Band. Nach erfolgreicher Verbindung mit dem VNA hat der Benutzer die Möglichkeit, entweder eine gespeicherte Kalibration zu laden oder eine neue Kalibration durchzuführen. Da die Kalibration nur für die zuvor definierten Frequenzbänder gilt, kann der Benutzer die Einstellungen der Frequenzbänder nur für eine neue Kalibration ändern, nicht aber für eine schon bestehende Kalibration. Lädt man eine zuvor gemachte Kalibration, ändern sich die Einstellungen dementsprechend. Ändert der Benutzer selbst die Einstellungen in der Benutzeroberfläche wird automatisch die derzeit benutzte Kalibration verworfen und das System für eine neue Kalibration vorbereitet. In Abbildung 40 ist der Kalibrationsreiter mit den zuvor erwähnten Benutzerinteraktionsmöglichkeiten als Ausschnitt der Software dargestellt.

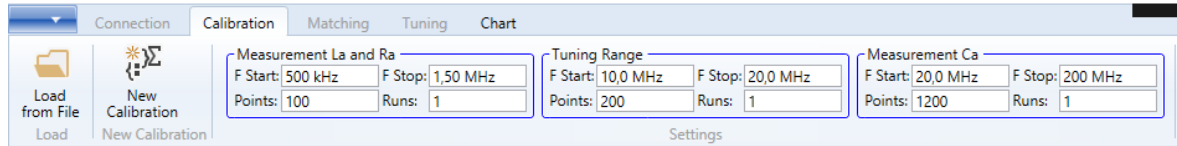


Abbildung 40: Benutzeroberfläche im Reiter Kalibration mit eingeblendeten Einstellungen. Quelle: Eigene Darstellung.

Wählt man neue Einstellungen oder belässt die Standardeinstellungen und wählt die Option einer neuen Kalibration, öffnet sich ein kleineres Fenster welches in Abbildung 41 gezeigt ist. Die drei in Kapitel 5.2 beschriebenen Messungen können hier durchgeführt werden. Dazu muss der Benutzer den jeweiligen Anschluss (Kurzschluss, Leerlauf oder Abschluss) an das DUT-Tor des VNAs hängen und den dazugehörigen Knopf drücken. Die dazu verwendeten Standardanschlüsse sind im Kapitel 7.3 abgebildet.

Im Hintergrund startet das Programm für jeden Bereich Messdurchläufe mit den jeweiligen Einstellungen. Die gemessenen Impedanzen sind anschließend im darüberliegenden Diagramm sichtbar, damit kontrolliert werden kann, ob die Messung richtig abgelaufen ist. Die jeweiligen Ergebnisse werden zwischengespeichert und sobald alle drei Messungen abgeschlossen sind, kann man die erhaltenen Parameter des Fehler-Zweiters mit der Funktion „Save“ auf einen beliebigen Pfad als CSV-Datei speichern. Anschließend kann man noch beliebig weitere Kalibrationen von anderen Aufbauten vornehmen und abspeichern. Das Programm speichert dazu die Einstellungen des jeweiligen Frequenzbandes in der Kopfzeile und darauffolgend alle berechneten Werte des Fehler-Zweiters. Somit werden sämtliche Kalibrationsdaten aller Frequenzbänder in eine einzige Datei mit dem vom Benutzer gewählten Dateinamen gelegt.

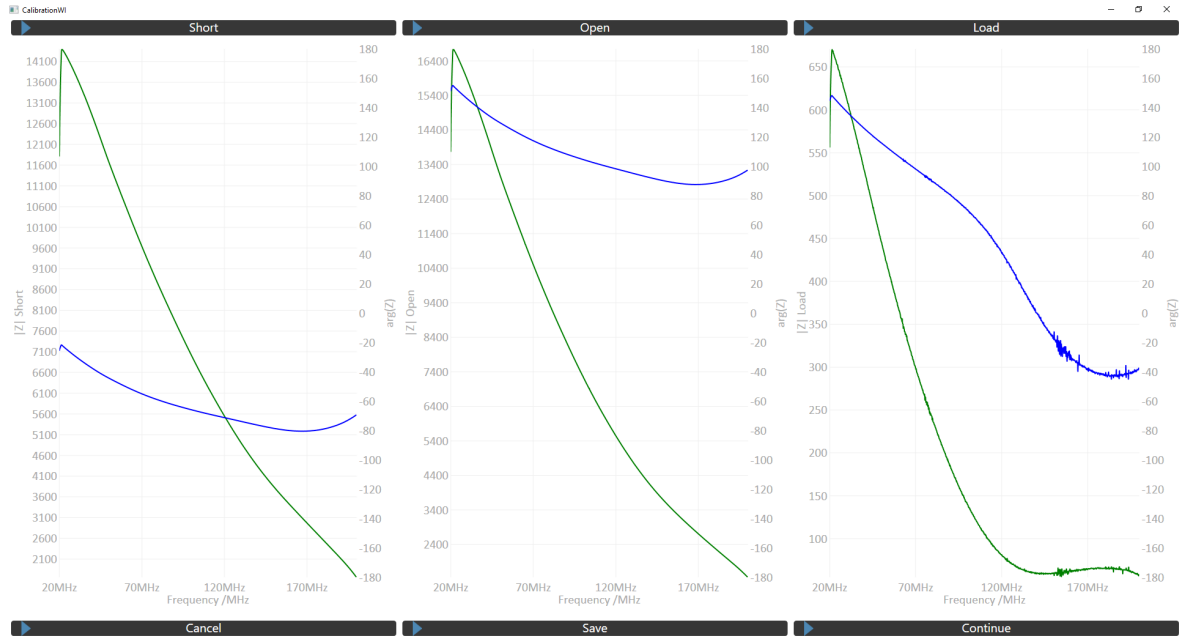


Abbildung 41: Fenster für eine neue Kalibration. Quelle: Eigene Darstellung.

7.3.2 Mathematische Auswertung

Das Resultat einer Kalibration sind die Daten von drei Messungen mit den bekannten Anschlüssen für jeden Frequenzpunkt jedes der Frequenzbänder. Mit diesen Werten kann man die in Kapitel 5.2 beschriebene Kalibrationsmethode durchführen. Da der miniVNA Pro Impedanzwerte liefert und nicht direkt die S-Parameter, muss man sie zuvor über den schon mehrfach genannten Zusammenhang umrechnen:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \triangleq S_{11}$$

Um die Kalibrationsmethode durchführen zu können, muss für jeden Frequenzpunkt jedes Frequenzbandes das in Kapitel 5.2 beschriebene Gleichungssystem gelöst werden, um die gewünschten Parameter zu erhalten. Im Programm wird dafür das allgemein bekannte Gaußsche-Eliminationsverfahren verwendet. Wichtig ist hierbei, dass ein Gleichungssystem mit komplexen Zahlen gelöst werden muss. Das Verfahren ist das gleiche, die Standard-Algorithmen müssen nur an das Rechnen mit komplexen Zahlen angepasst werden. Hat man nun die Parameter, kann man einen gemessenen unkalibrierten Impedanzwert in den kalibrierten Reflexionsfaktor des DUT umwandeln:

$$\Gamma_E = a_i + \frac{b_i}{a_i \cdot c_i} \cdot \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad a_i, b_i, c_i / 1 \quad \text{Kalibrationsparameter für den gemessenen Frequenzpunkt}$$

Wie wichtig solch eine Kalibration ist, zeigen die Abbildung 42-Abbildung 44. Darin sieht man drei Diagramme von jeweils einem der gemessenen Anschlüsse in der Reihenfolge Kurzschluss-Leerlauf-Abschluss. Die Anschlüsse sind ohne jegliche Leitungen direkt an den DUT Stecker geschraubt. In den Diagrammen sind der Betrag und die Phase der gemessenen Impedanz von 125 kHz bis 200 MHz aufgetragen. Der Betrag ist dabei in orange und die Phase in blau dargestellt. Man sieht, dass die

übertragenen Werte wie in Kapitel 7.2 beschrieben unkalibriert keine absoluten Werte der Impedanz liefern, sondern nur den Integer-Wert des eingebauten ADCs. Aus diesem Grund ist der Betrag in den Grafiken nicht in Ohm sondern einheitenlos dargestellt. Viel wichtiger ist jedoch, dass der Verlauf des Betrags und der Phase über den gesamten Frequenzbereich nicht konstant sind.

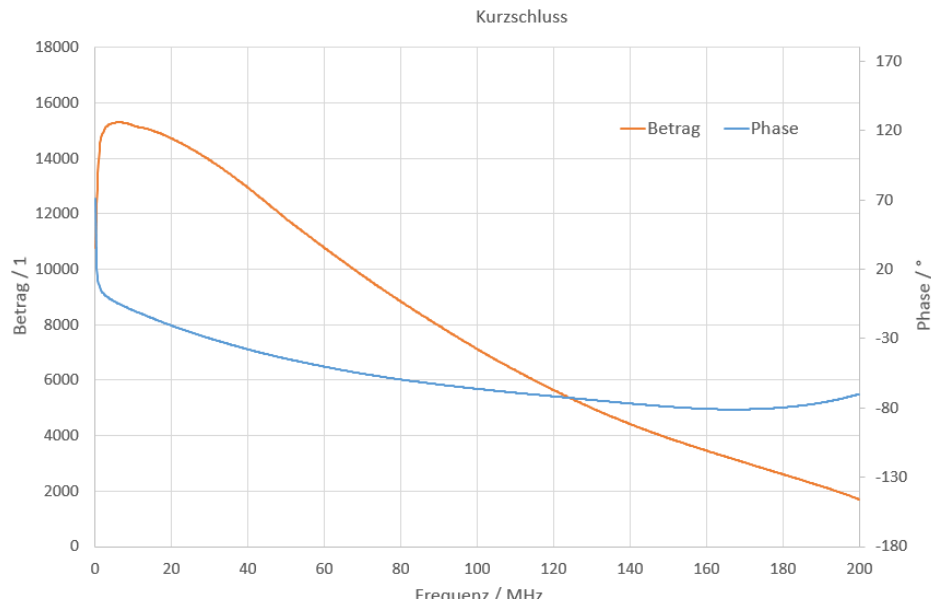


Abbildung 42: Rohdaten einer Kurzschlussmessung für die Kalibration. Quelle: Eigene Darstellung.

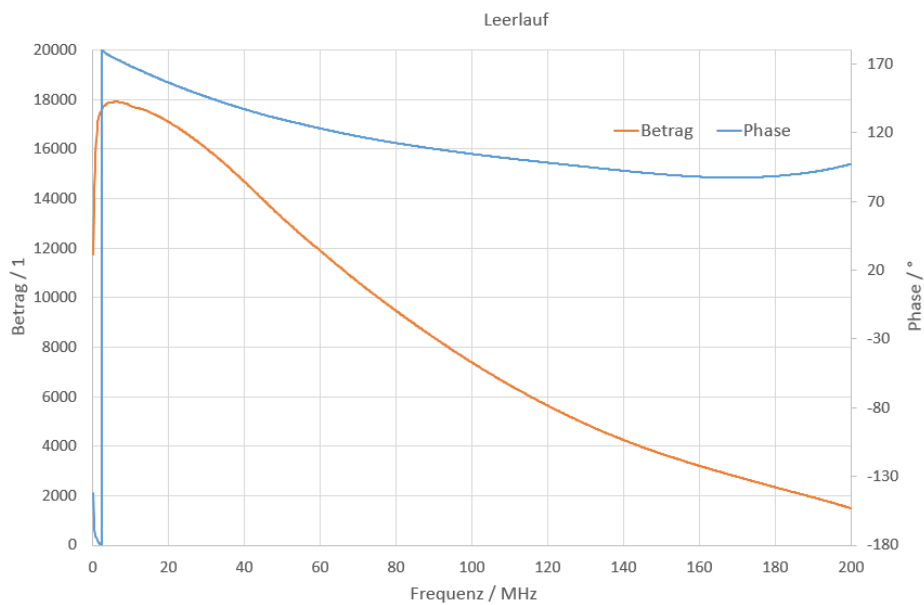


Abbildung 43: Rohdaten einer Leerlaufmessung für die Kalibration. Quelle: Eigene Darstellung.

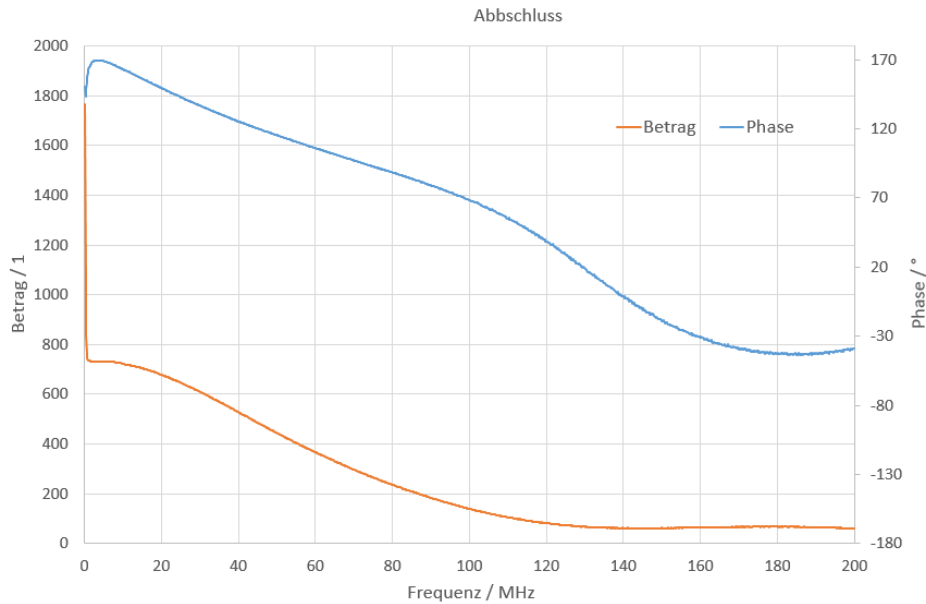
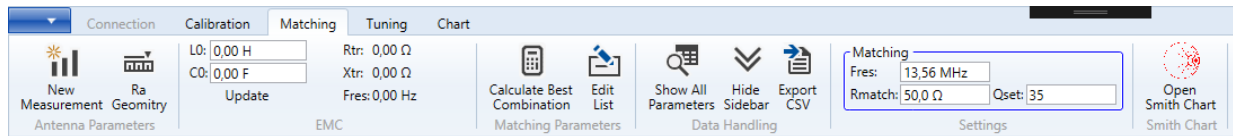


Abbildung 44: Rohdaten einer Messung für die Kalibration bei Abschluss. Quelle: Eigene Darstellung.

7.4 Antennen Anpassung

Der Anpassungsprozess soll so einfach wie möglich für den Benutzer ablaufen. Trotzdem müssen alle im Kapitel 6 erläuterten Messungen und Berechnungen mit ausreichender Genauigkeit und den passenden Einstellungen durchgeführt und die Ergebnisse für den Benutzer dargestellt werden. Der Antennen Anpassungs-Reiter ist in nachfolgender Abbildung dargestellt, in ihm sind alle Funktionen enthalten.



Als erster Schritt kann der Benutzer eine neue Messung mit dem Menüpunkt „New Measurement“ starten. Davor muss lediglich die zu messende Antenne an das DUT-Tor des VNAs geschlossen sein. Optional können alle für später erforderlichen Einstellungen schon hier getroffen werden. Die komplette Messung läuft im Hintergrund und erfordert keine weiteren Benutzerinteraktionen. Sie führt die wesentlichen Messungen und Berechnungen durch. Man kann sie nochmals in zwei Teile teilen, einmal die Messung der Antennenparameter und einmal die Berechnung des Anpassungskreises. Um den Ablauf besser darstellen zu können ist in Abbildung 45 ein Flussdiagramm mit den wesentlichen Abläufen abgebildet. Die einzelnen Schritte spiegeln im Wesentlichen die im Kapitel 6 beschriebenen Vorgehensweisen für die Ermittlung der benötigten Antennen- und Anpassungsparameter wieder.

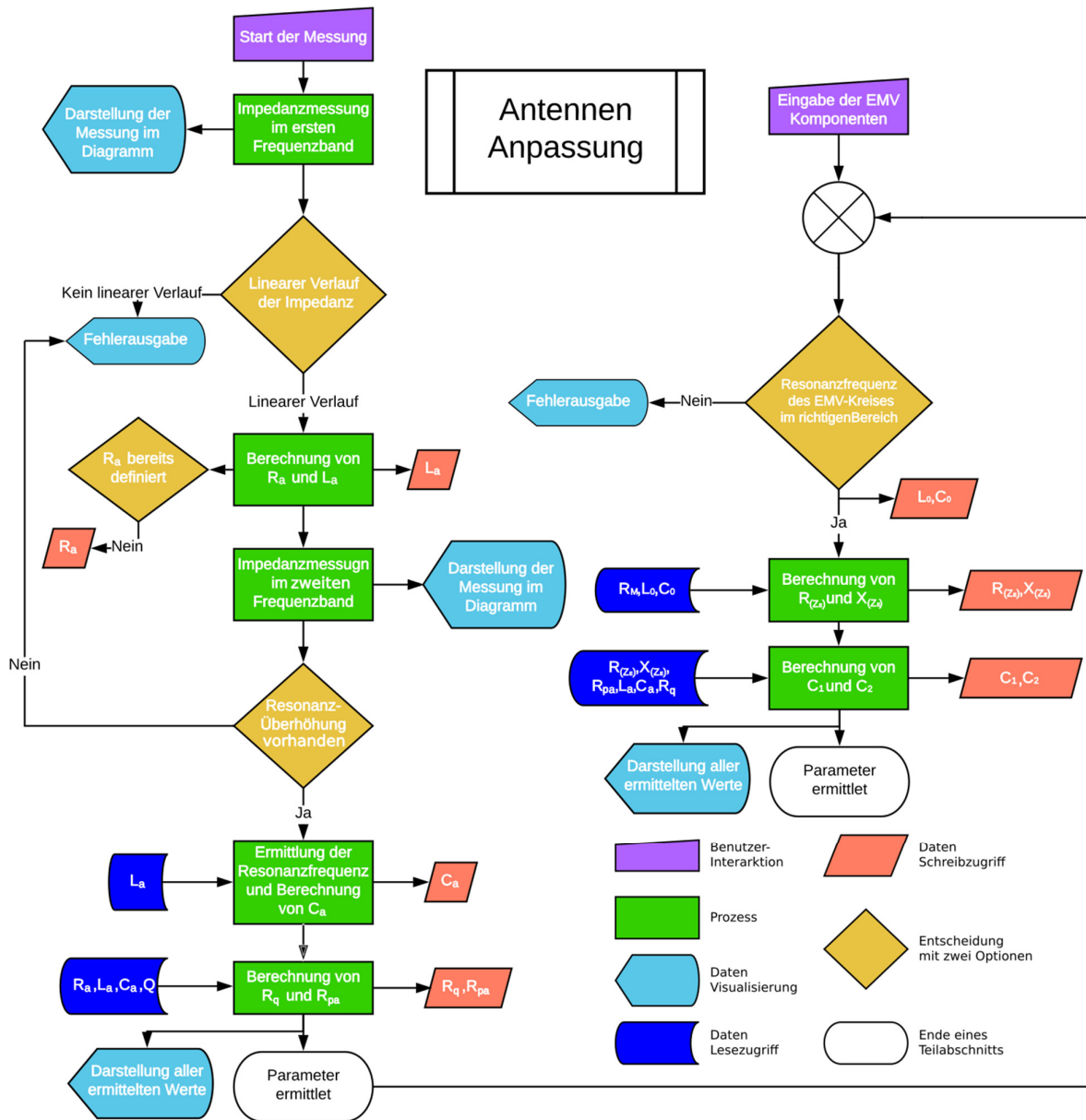


Abbildung 45: Flussdiagramm des Antennen Anpassungs-Ablaufs. Quelle: Eigene Darstellung.

1.) Der Benutzer muss, nachdem er die Antenne an den VNA geschlossen hat, die Messung starten. Bei diesem Schritt muss nur sichergestellt sein, dass die Antenne entweder im Einbauzustand oder in ausreichendem Abstand zu etwaigen Metalloberflächen, Flüssigkeiten oder anderen Antennen ist.

2,3.) Die erste Messung wird im unteren Frequenzband durchgeführt, in dem die Messung von L_a möglich ist. Die Daten werden im Diagramm angezeigt, damit der Benutzer den Verlauf der Impedanz sieht und etwaige Fehler erkennen kann. Häufigste Fehler wären hier das nicht korrekte Anschließen der Antenne oder unterbrochene Leitungen.

4,5,6.) Die Software prüft den Verlauf der Reaktanz und legt eine Trend-Gerade hindurch, lässt dabei aber ein Fünftel der Werte hinten und vorne weg, da in diesem Bereich öfters Sprünge auftreten. Ist die Abweichung des eigentlichen Verlaufs zur Gerade gering, wird diese Gerade für die Berechnung freigegeben. Andernfalls gibt die Software einen Fehler an den Benutzer aus und unterbricht die Messung,

da wahrscheinlich keine Antenne an den VNA angeschlossen ist. Die Induktivität wird anschließend aus der Trend-Gerade, welche die Reaktanz beschreibt, berechnet. Der Serienwiderstand wird aus dem Durchschnitt des Realteils der Impedanz von mindestens zehn Messwerten in der Mitte des Frequenzbands berechnet und zwischengespeichert.

7.) Falls der Benutzer zuvor nicht den Serienwiderstand über die Geometrien der Antenne oder eine Vierdrahtmessung ermittelt hat, wird der zuvor gespeicherte Widerstandswert für die Berechnung verwendet. Andernfalls bleibt der vom Benutzer ermittelte Wert im Speicher und der gemessene wird verworfen. Ändert der Benutzer nachträglich den Widerstandswert, nachdem die Messung bereits abgeschlossen ist, wird der im Flussdiagramm ersichtliche Prozess ab dem Punkt 12 wieder fortgeführt.

8,9,10,11.) Eine zweite Messung wird direkt im Anschluss gestartet und es wird ebenfalls die Impedanz des Systems ermittelt, bei dieser Messung jedoch im oberen Frequenzband. Der Benutzer sieht somit das im Punkt 3 dargestellte Diagramm nur kurz, außer es ist ein Fehler laut Punkt 5 aufgetreten, dann bleibt das Diagramm erhalten und der Benutzer kann mit der Fehlerursachenanalyse fortfahren. Die gemessenen Werte werden wiederum im Diagramm dargestellt um dem Benutzer einen Überblick zu verschaffen. Ein einfacher Algorithmus sucht zuerst das Impedanzmaximum und die dazugehörige Frequenz. Ist die Überhöhung nur minimal und nicht steil genug, wirft der Algorithmus einen Fehler aus und die Messung wird unterbrochen. Eine mögliche Fehlerursache ist hier wiederum die fehlende Antenne, gebrochene Leitungen oder eine zu hohe Resonanzfrequenz der unangepassten Antenne. Ist die Resonanzfrequenz der Antenne zu hoch, könnte man parallel zur Antenne eine bekannte Kapazität schließen, um sie zu senken. Diese müsste nach der Messung vom berechneten C_2 wieder abgezogen werden. Bei NFC-Antennen sollte der Frequenzbereich des miniVNA Pro jedoch ausreichen. Ist die Messung erfolgreich gewesen, wird C_a aus der Resonanzfrequenz berechnet und gespeichert.

12,13,14.) Aus allen erhaltenen Daten werden anschließend noch der Dämpfungswiderstand und daraus und aus dem Serienwiderstand der Ersatz-Parallelwiderstand berechnet. Somit sind alle antennenbezogenen Parameter bekannt und werden in der Benutzeroberfläche grafisch dargestellt.

15,16,17,18.) Der Benutzer muss entweder vor der Messung oder nach dem ersten Teil der Messung die Parameter des EMV-Kreises in die Software eingeben. Sind die Parameter bereits vor der Messung bekannt, wird diese nicht unterbrochen und der Ablauf geht direkt weiter. Andernfalls muss der Benutzer nach der Eingabe den Knopf „Update“ unter dem Eingabefenster bestätigen. Die Resonanzfrequenz des Kreises wird ermittelt und falls diese außerhalb des empfohlenen Bereichs liegt ein Fehler ausgegeben. Häufige Ursache dafür sind falsch eingetragene Werte oder die falsche Einheit der Werte.

19,20,21.) Die verbleibenden gesuchten Parameter werden wie beschrieben berechnet und auf der Benutzeroberfläche mehrfach dargestellt. Anschließend sind die weiteren Funktionen in der Menüleiste freigeschaltet und der Benutzer kann sie nutzen.

Die freigeschalteten Funktionen beeinflussen die berechneten Parameter nicht mehr und dienen lediglich als Hilfestellung und Arbeitserleichterung für den Benutzer.

- „Calculate Best Combination“

Da in der Praxis, wie schon zuvor erwähnt, meistens aus zwei parallel geschalteten ein Kapazitätswert realisiert wird, gibt es in der Software ein kleines Tool um diese beiden Werte zu

ermitteln. Dazu hat die Software eine Liste mit den gängigen verfügbaren Kapazitätswerten und wählt die zwei am besten passenden aus. Ein Algorithmus sucht dazu zwei Kapazitätswerte, die zusammen die geringste Abweichung zum eigentlichen Wert besitzen. Der Prozess wird zweimal gemacht, einmal für den nächstliegenden Wert darüber und einmal darunter. In Abbildung 46 ist die dazugehörige Programmoberfläche abgebildet. Die dazugehörige Liste kann mit der danebenliegenden Funktion bearbeitet werden.

- „Show All Parameters“
Mit dieser Funktion kann der Benutzer nochmals alle wichtigen Parameter, in einer Tabelle dargestellt, betrachten. Zusätzlich kann die Tabelle in eine CSV-Datei exportiert werden, um sie in Excel zu betrachten oder zu Dokumentationszwecken.
- „Hide Sidebar“
Hier können die seitlichen Menüleisten neben dem Diagramm ausgeblendet werden, das Diagramm nimmt danach den vollen Bildschirm ein.
- „Export as CSV“
Für Dokumentationszwecke und andere mathematische Umformungen können alle gemessenen Parameter in eine CSV-Datei exportiert werden. Dazu gehören die jeweilige Frequenz, Betrag und Phase der Impedanz und des Reflexionsfaktors und der Realteil und die Reaktanz der Impedanz.

The screenshot shows a user interface for calculating the best combination of capacitors. It features two main sections, one for C1 and one for C2. Each section has a text input field containing a value (26,2 pF for C1 and 74,3 pF for C2) and a dark 'Update' button with a blue play icon. Below each input field, there are two columns of suggested values: 'Lower Combination' and 'Higher Combination'. For C1, the lower combination values are 13,0 pF, 13,0 pF, and 26,0 pF, while the higher combination values are 18,0 pF, 8,30 pF, and 26,3 pF. For C2, the lower combination values are 27,0 pF, 47,0 pF, and 74,0 pF, while the higher combination values are 5,70 pF, 69,0 pF, and 74,7 pF. At the bottom, there is a 'List:' dropdown menu currently set to 'E 12'.

Abbildung 46: Programmoberfläche für „Calculate best Combination“. Quelle: Eigene Darstellung.

7.5 Antennen Tuning

Für das Tunen der Antenne ist ein eigener Reiter im Programm vorhanden. Dieser bietet nochmals Zusatzfunktionen, die für die eigentliche Anpassung nicht benötigt werden. Wie schon im Kapitel 6.3 erklärt, geht es beim Antennen Tuning darum, den Reflexionsfaktor in den Diagrammen zu beobachten und die Anpassungsschaltung dementsprechend zu verstellen. Im Wesentlichen bietet der Tuning Reiter aus Abbildung 47 die Möglichkeit, Messungen in Dauerschleife durchzuführen und die Ergebnisse im kartesischen- und im Smith Diagramm zu betrachten. Der Benutzer muss anschließend die Vorgehensweise aus Kapitel 6.3 befolgen, bis die Antenne optimal angepasst ist.

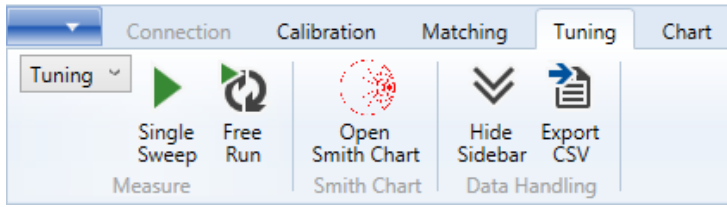


Abbildung 47: Tuning-Reiter mit den beschriebenen Funktionen. Quelle: Eigene Darstellung.

Die Einstellungen des Diagramms sind nochmals in einem eigenen Reiter verstellbar. Die Skalierung kann entweder automatisch passieren oder vom Benutzer vorgegeben werden. Zusätzlich kann noch ausgewählt werden, welche Parameter auf der linken und rechten Achse angezeigt werden. Die aktuelle Güte des Systems ist dabei auf der linken Seite des Diagramms eingeblendet. Für etwaige Dokumentationszwecke steht eine Screenshot-Funktion zur Verfügung. Diese speichert einen Screenshot des derzeitigen Diagramms auf einen wählbaren Speicherort. Der beschriebene Reiter sieht für den Benutzer folgendermaßen aus:

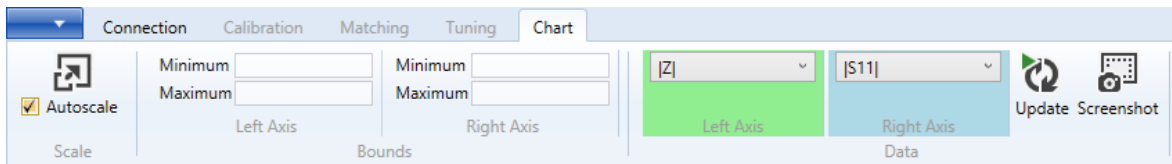


Abbildung 48: Reiter für die Einstellungen des Diagramms. Quelle: Eigene Darstellung.

Das Smith Diagramm besitzt ebenfalls eine Screenshot-Funktion, welche gleich wie die des kartesischen Diagramms funktioniert. Zusätzlich kann der Benutzer einen Cursor von der Startfrequenz bis zur Stopffrequenz bewegen. Der zur Frequenz zugehörige Punkt wird dabei im Smith Diagramm mithilfe eines Zeigers markiert. Die dazugehörige Impedanz wird dem Benutzer im oberen Feld angezeigt. Standardmäßig liegt der Zeiger in der gewählten Resonanzfrequenz. Als Beispiel ist in der Abbildung 49 ein Verlauf einer nicht optimal abgestimmten Antenne im beschriebenen Smith Diagramm abgebildet. Die Resonanzfrequenz liegt bei dieser Antenne bei ca. 14 MHz.

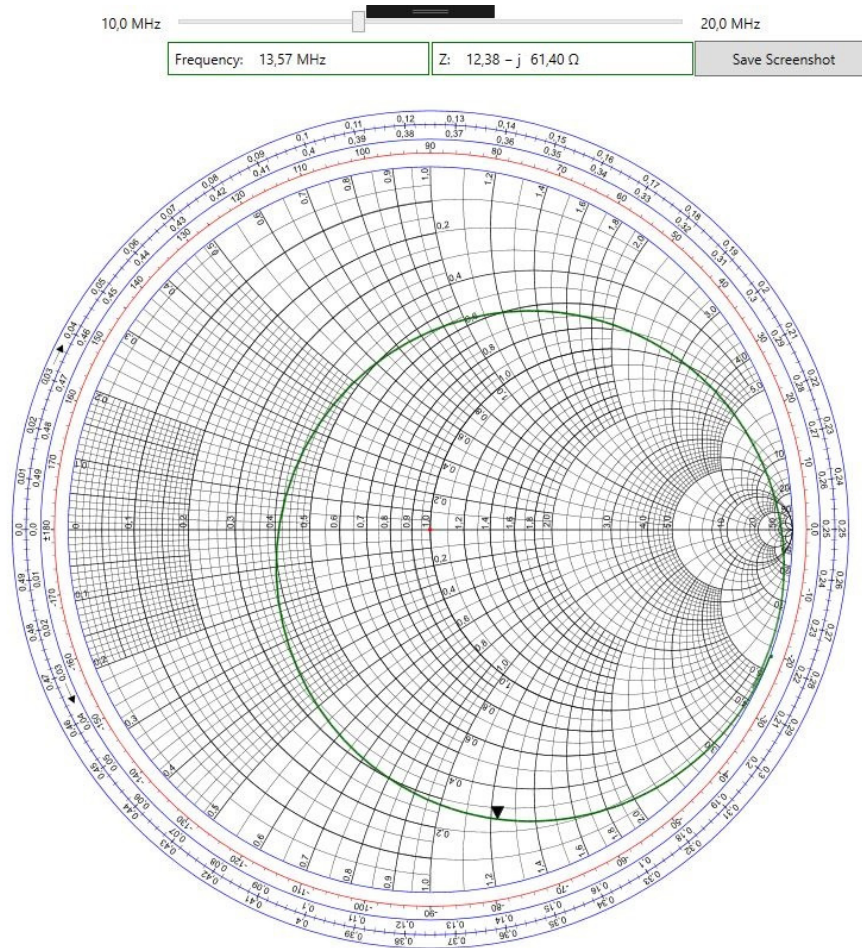


Abbildung 49: Beispiel eines Verlaufs im Smith Diagramm des Programms. Quelle: Eigene Darstellung.

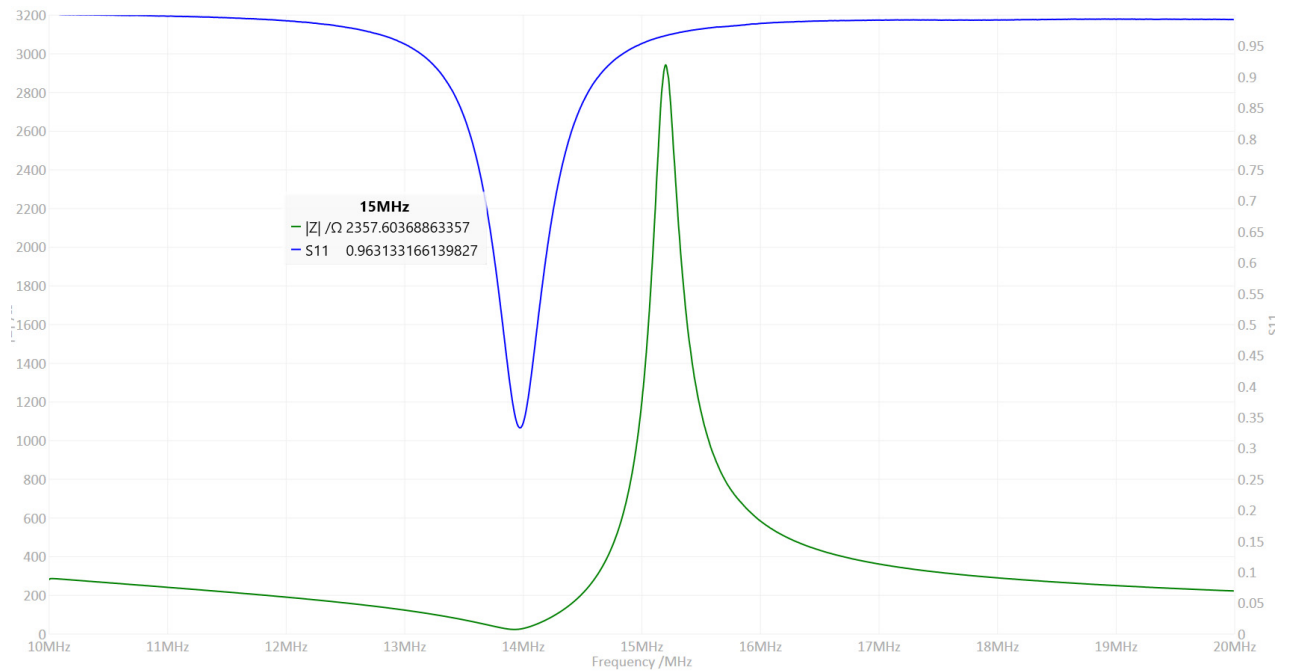


Abbildung 50: Beispiel eines Verlaufs im kartesischen Diagramm des Programms. Quelle: Eigene Darstellung.

8 VALIDIERUNG

8.1.1 Kalibration

Für die Validierung der Kalibration ist es am einfachsten, einen Messaufbau zu kalibrieren und anschließend erneut eine Messung mit den drei bekannten Anschlüssen durchzuführen, diesmal jedoch mit den Korrekturfaktoren aus der Kalibration. Der Verlauf der Amplitude und Phase von der Impedanz bzw. des Reflexionsfaktors sollte dann über den kompletten Frequenzbereich konstant sein und bei dem entsprechenden Wert liegen. Da alle Anschlüsse rein reell sein sollten, müsste die Phase bei allen drei Impedanzen immer bei 0° liegen. Die hier angeführte Abbildung zeigt das verwendete Kalibrationskit. Die zwei verschiedenen Kits sind einmal für Aufbauten mit einer SMA-Buchse und einmal direkt für den direkt am miniVNA Pro befindlichen SMA-Stecker oder Zusatzaufbauten mit einem SMA-Stecker.



Abbildung 51: VNA Kalibrationskit, links Professionell für SMA-Stecker, rechts Selbstgebaut für SMA-Buchsen. Quelle: Eigene Darstellung.

Kurzschluss

Bei einem Kurzschluss muss die Impedanz konstant nahe 0Ω liegen. Da es in der Praxis unmöglich ist einen Kurzschluss nachzustellen, ist auch der Verlauf nicht ganz bei 0Ω . Das Kalibrationstool besitzt einen Widerstand von einigen Milliohm und ist somit kein Kurzschluss. Der Sollwert des Reflexionsfaktors bei einem Kurzschluss beträgt -1 , berechnet man den Reflexionsfaktor für einen Widerstand mit beispielsweise 50 Milliohm beträgt dieser nur mehr $-0,998$. Da in der Praxis kaum Widerstände unter diesem Wert auftreten werden, ist der Sollwert für die Kurzschluss-Reflexionsmessung der Kalibration in der Software auf diesen Wert herabgesetzt. Setzt man den Wert zu niedrig, kann es passieren, dass bei einer erneuten Kurzschlussmessung Reflexionswerte unter -1 gemessen werden, dies ist theoretisch nicht möglich und führt zu Rechen- und Darstellungsproblemen. Das unten befindliche Diagramm zeigt nun den Verlauf des Betrags und der Phase bei einer Kurzschlussmessung. Wichtig ist hier auf die Skalierung zu achten, der Bereich für $|Z|$ geht nämlich nur bis $0,24 \Omega$. Da die maximale garantierte Auflösung vom Hersteller bei 1Ω liegt, ist ein solcher Verlauf nicht als ungenau einzustufen. Ein Teil der Abweichungen kann auch auf das Frequenzverhalten des Kalibrationskits zurückgeführt werden, da der Anschluss ebenfalls parasitäre Nebeneinflüsse besitzt. In der Abbildung sieht es aus, als würde der hintere Teil der Kurve starke Schwankungen besitzen, dies ist durch die Darstellungsweise begründbar, da die X-Achse logarithmisch

dargestellt ist. Die linear äquidistanten Abstände der Messpunkte werden bei einer logarithmischen Darstellung im hinteren Bereich immer mehr verdichtet und führen zu einem solchen Verhalten. Umgekehrt liegen bei der unteren Darstellung im Bereich bis 1 Megahertz gerademal fünf Messpunkte. Dies gilt für alle in diesem Kapitel gezeigten Diagramme.

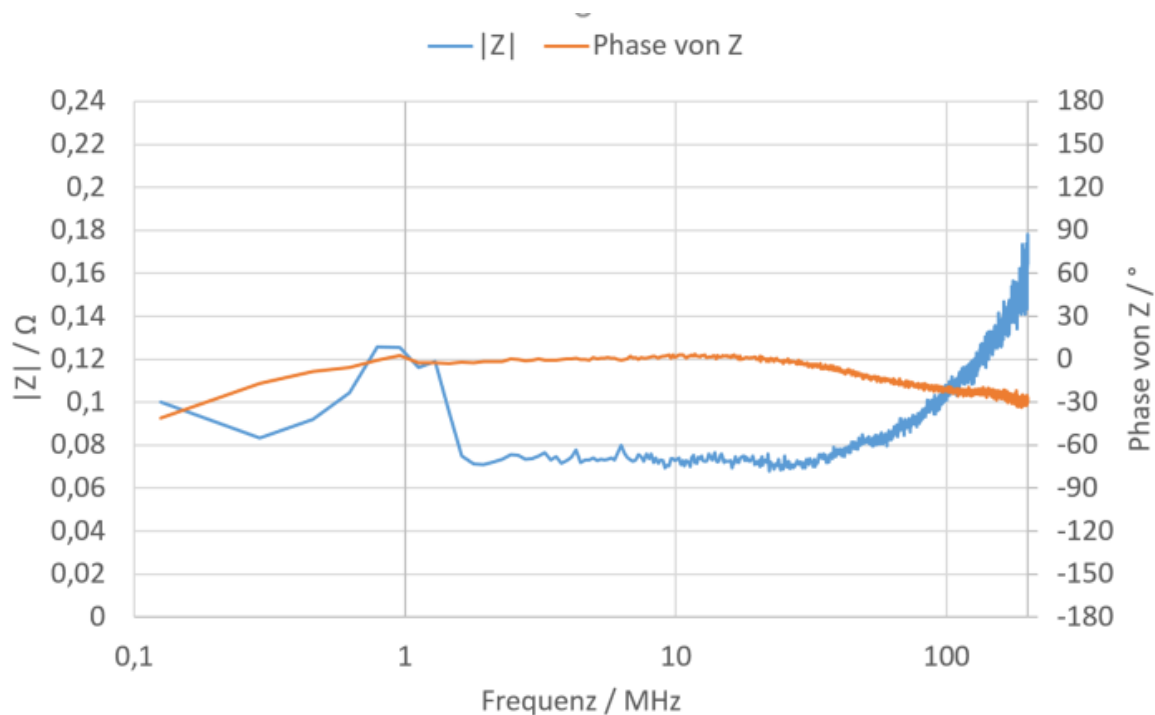


Abbildung 52: Verlauf der Impedanz bei einer Kurzschlussmessung. Quelle: Eigene Darstellung.

Leerlauf

Ein offener Kreis ist in der Praxis noch schwerer als der Kurzschluss realisierbar. Im höherfrequenten Bereich stellt jede noch so kleine parasitäre Kapazität ein großes Problem dar. Beträgt der Widerstand jedoch zumindest ein paar hundert Kiloohm, verändert sich der Reflexionsfaktor kaum merkbar. Eine Korrektur des Sollwerts des Reflexionsfaktors ist somit nicht nötig, da auch keine sehr hohen Frequenzen mit dem miniVNA Pro erreicht werden können. Daraus entsteht jedoch das Problem, dass man hohe Widerstände kaum voneinander unterscheiden kann. Der Reflexionsfaktor ändert sich zwischen einigen Kiloohm und ein paar hundert Megaohm kaum. Umgekehrt führt eine kleine Abweichung des Reflexionsfaktors zu einer enormen Änderung der Impedanz. Aus diesem Grund können hohe Impedanzen sehr schwer genau mit einem VNA gemessen werden. Der eigentliche Wert im hochohmigen Bereich spielt jedoch keine Rolle, da die Systeme vor allem rund um die Wellenimpedanz exakt messen müssen. Der Verlauf der Impedanz des Leerlaufs sieht dementsprechend nicht konstant aus und schwankt um einige Kiloohm. Der Verlauf der Phase bleibt dabei trotzdem in einem guten Bereich.

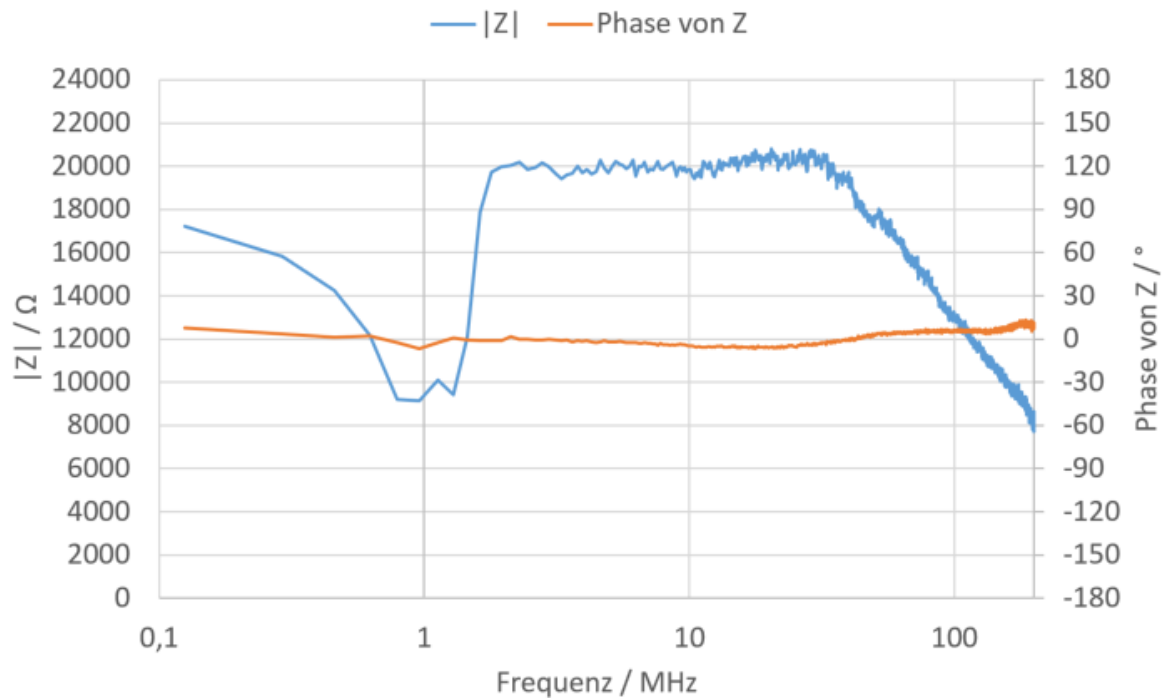


Abbildung 53: Verlauf der Impedanz bei einem Leerlauf. Quelle: Eigene Darstellung.

Abschluss

Der Bereich nahe der Wellenimpedanz ist der wichtigste für das Messen mit dem VNA. Anders als bei den anderen zwei Anschlüssen hat man hier keine Probleme mit dem Reflexionsfaktor. Die Wellenimpedanz hat in diesem Fall den Wert 50Ω und ist rein reell. Die Messung zeigt einen viel konstanteren und vor allem genaueren Verlauf der Impedanz. Hier ist ebenfalls auf die Skalierung zu achten, da der Betrag der Impedanz nur knapp über oder unter den 50Ω liegt.

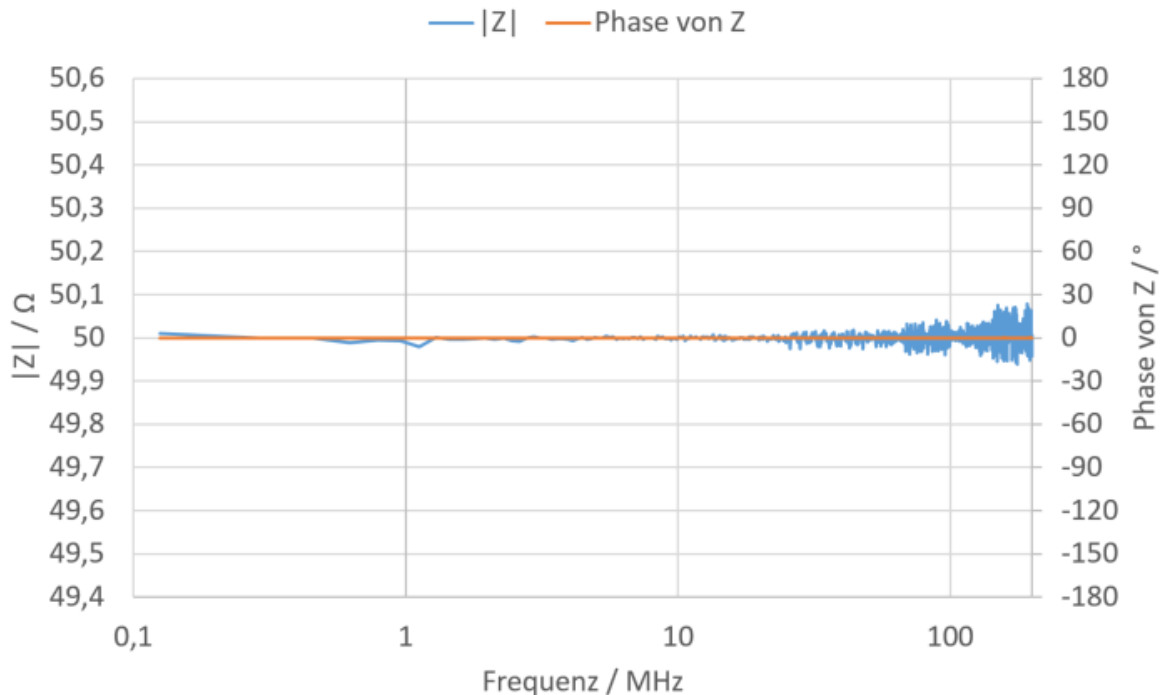


Abbildung 54: Verlauf der Impedanz einer Messung bei abgeschlossenem Kreis. Quelle: Eigene Darstellung.

Allgemein liefert die Kalibration gute Ergebnisse und zeigt, dass sie mathematisch korrekt in die Software implementiert ist.

8.1.2 Abgleich mit professionellen VNA

Um die Messung und die erhaltenen Daten zu validieren, werden die Messergebnisse einiger Antennen mit den Messergebnissen der gleichen Antennen auf einem professionellen VNA verglichen. Als Referenz VNA dient der E5061B von Agilent Technologies mit einem Frequenzbereich von 5Hz-3GHz. Die Vergleiche von zwei ausgewählten Antennen sind in diesem Kapitel angeführt, alle zusätzlich durchgeführten Vergleichsmessungen laufen gleich ab und werden in dieser wissenschaftlichen Arbeit nicht angeführt. Die Ergebnisse sind jedoch eindeutig und zeigen sich ebenfalls bei den anderen durchgeführten Vergleichen.

Gemessen wird jeweils die gleiche Antenne mit den gleichen Anschlüssen. Die Messaufbauten beider VNAs sind bis zu dem Antennenanschluss kalibriert, der E5061B besitzt ein noch feiner abgestimmtes Kalibrationskit als das für den miniVNA Pro verwendete. Die Diagramme zeigen den Vergleich der Amplitude in dB und der Phase in Grad des Reflexionsfaktors der angeschlossenen Antenne. Die blaue Kurve zeigt dabei die erhaltenen Messergebnisse vom E5061B und die strichlierte orange Kurve die vom miniVNA Pro. Die Kalibration sowie auch die Datenakquirierung und -auswertung ist ausschließlich mit der im Laufe dieser wissenschaftlichen Arbeit entwickelten Software durchgeführt. Die entwickelte Software sowie auch der E5061B besitzen die Möglichkeit, Messdaten in eine CSV-Datei zu exportieren. Die exportierten Daten werden anschließend mit Microsoft-Excel unbearbeitet in das Diagramm eingefügt. Einziges Problem beim qualitativen Vergleich sind die Quantisierungsschritte der beiden VNAs. Der E5061B liefert 1600 äquidistante Werte über den Frequenzbereich und der miniVNA Pro nur 1200. Der

Verlauf bleibt dabei gleich, Spitzenwerte, die nur in einem kleinen Frequenzbereich auftreten, können bei weniger Messpunkten verloren gehen. Da die Vergleichsmessungen den kompletten Messbereich des VNAs abdecken, ist der Abstand zwischen zwei Messpunkten maximal, bei den eigentlichen Messungen ist der Messbereich nur so groß wie nötig gewählt.

Der erste Vergleich wird mit einer runden unangepassten Antenne mit einem Durchmesser von 30mm durchgeführt. In der Abbildung 55 ist dies die links obere. Die zwei darunterliegenden Antennen werden ebenfalls getestet und liefern sehr ähnliche Ergebnisse. Wie in der Abbildung ersichtlich, wird als Anschluss ein im Verhältnis zum Antennendurchmesser relativ langes gedrilltes Kabel verwendet und der Anschluss ist gesteckt. Der Aufbau ist somit empfindlicher gegenüber äußeren Einflüssen und der Biegung des Anschlusskabels. Die Drilling des Kabels soll dabei äußere Einflüsse so gut wie möglich verringern. Beide VNAs liefern hier vergleichbare Ergebnisse mit geringen Abweichungen voneinander. Abweichungen können hier auch durch die Anschlüsse der Antenne kommen, da diese bei beiden VNAs unterschiedlich im Raum liegen.

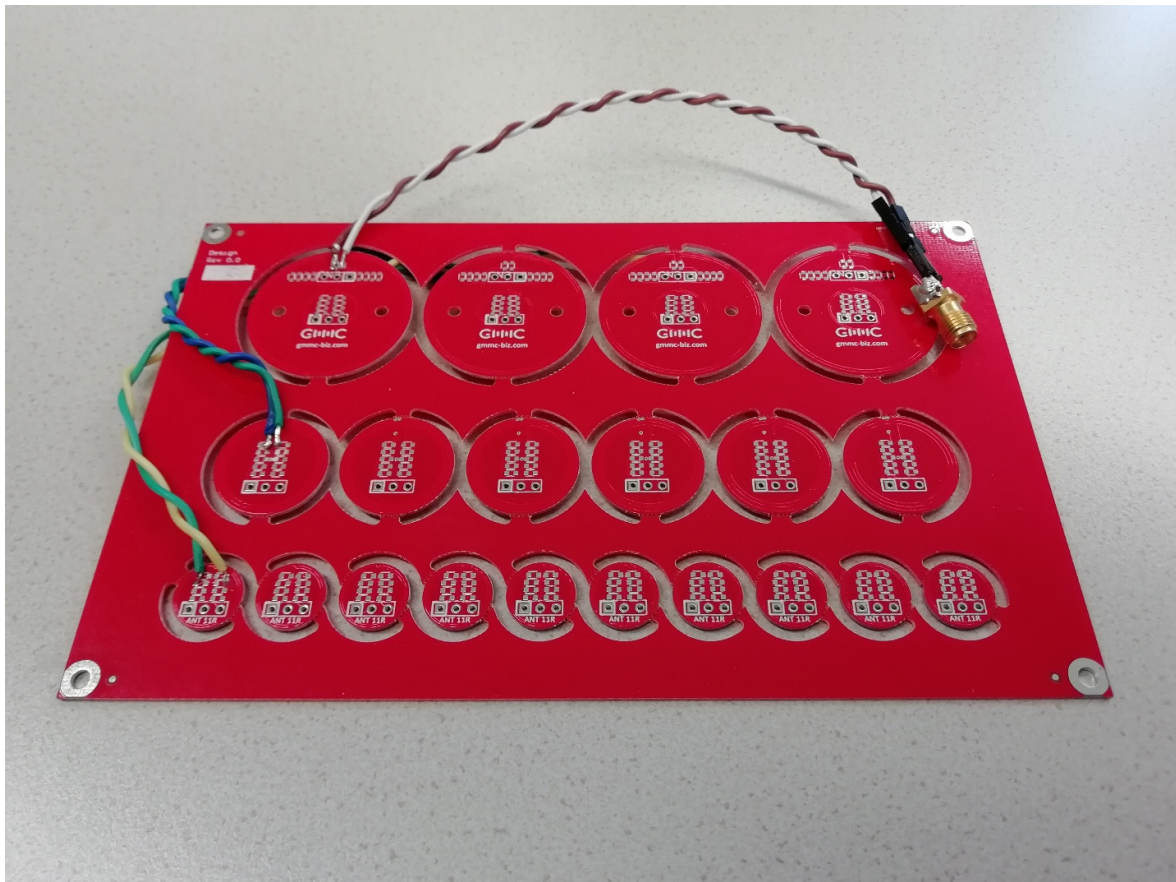


Abbildung 55: Antennen für die Vergleichsmessung der beiden VNAs. Quelle: Eigene Darstellung.

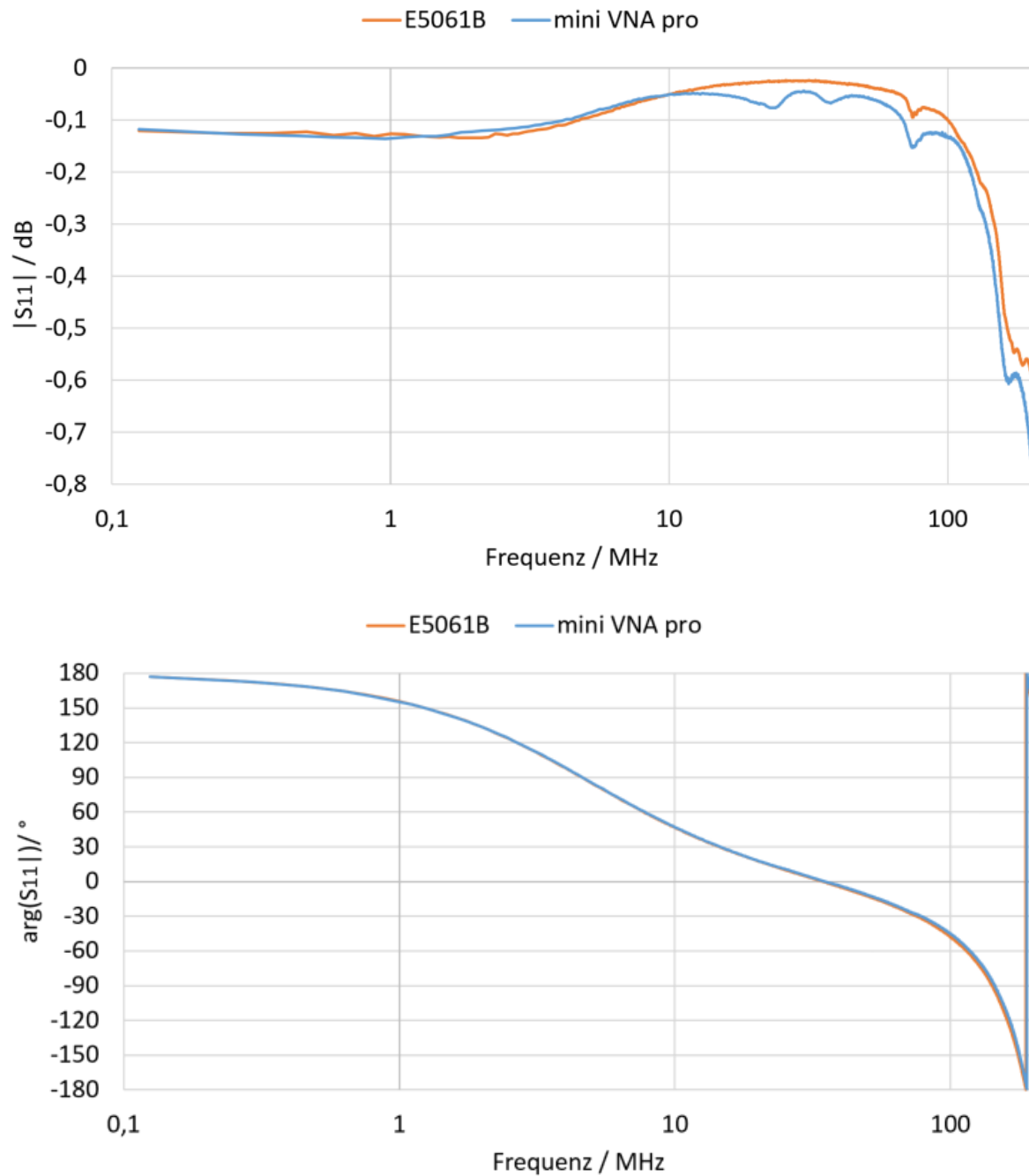


Abbildung 56: Erste Gegenüberstellung des miniVNA Pro zum E5061B. Quelle: Eigene Darstellung.

Der zweite Vergleich wird hingegen mit einer bereits angepassten Antenne mit ähnlichen Abmessungen durchgeführt, sie ist jedoch rechteckig. Der Anschluss ist direkt an die Antenne gelötet ohne ein Kabel oder eine Steckverbindung. Beide VNAs liefern hier einen sehr identischen Verlauf, die niedrigere Überhöhung könnte, wie oben bereits beschrieben, von der unterschiedlichen Anzahl an gemessenen Werten der beiden VNAs kommen. Die verwendete Antenne ist hier abgebildet:

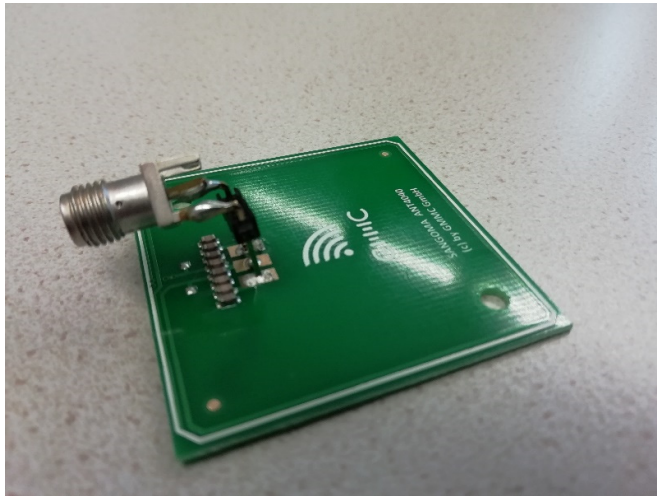
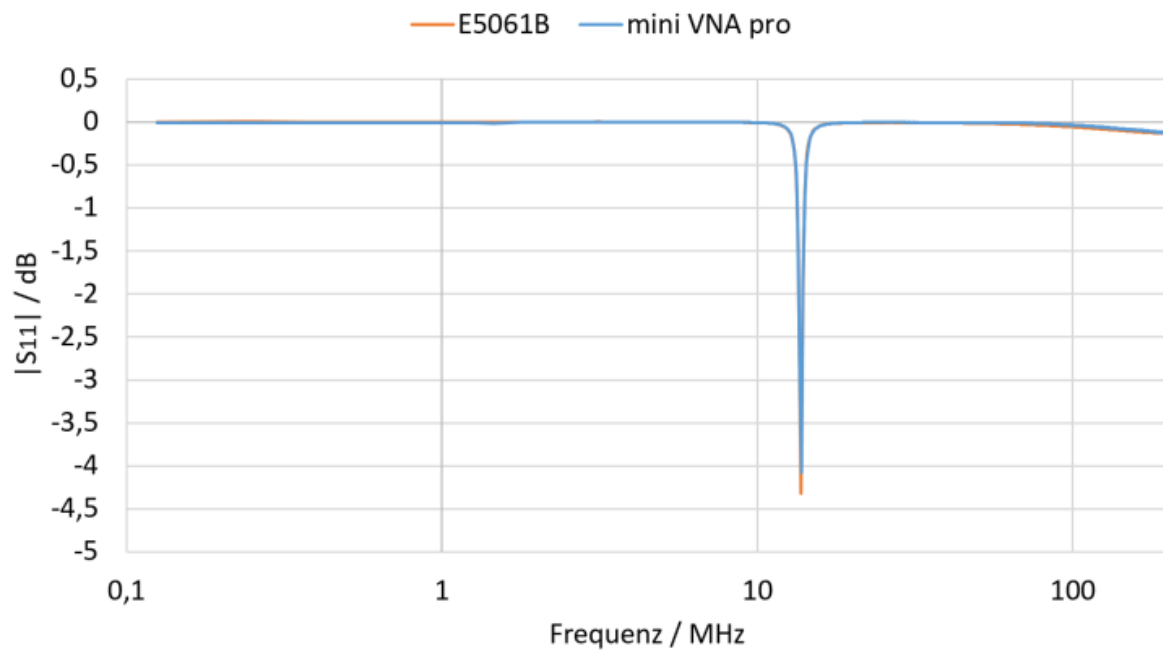


Abbildung 57: Bereits angepasste Antenne mit direkt angelötetem Anschluss. Quelle: Eigene Darstellung.



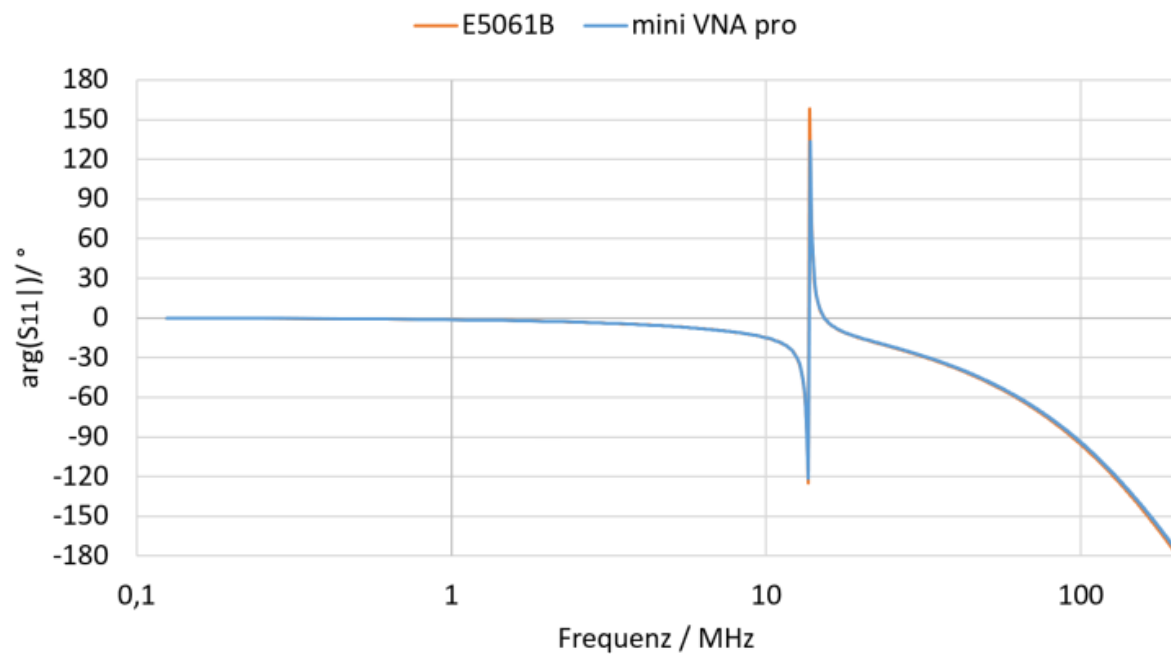


Abbildung 58: : Zweite Gegenüberstellung des miniVNA Pro zum E5061B. Quelle: Eigene Darstellung.

Beide Vergleiche belegen eindeutig, dass die Software in Verbindung mit dem um ein vielfaches günstigeren miniVNA Pro durchaus vergleichbare Werte wie ein professioneller VNA liefern. Das liegt vor allem am eingeschränkten Frequenz- und Anwendungsbereich des miniVNA Pros und der Software. Zusätzlich zeigen die vier Diagramme den enorm unterschiedlichen Verlauf einer angepassten und nicht angepassten Antenne.

8.1.3 Validierung der Anpassungsschaltung

Die wichtigste und endgültigste Validierung ist die der evaluierten Anpassungsschaltung. Für diese Validierung wird eine Antenne händisch angepasst. Die resultierenden Kapazitätswerte müssen dabei ähnlich den vorgeschlagenen Werte aus dem Programm sein.

Für die händische Anpassung wird die in Abbildung 59 gezeigte Platine verwendet. Sie besitzt insgesamt sechs Drehkapazitäten mit jeweils 0 bis 60 pF. Jeweils drei der Drehkapazitäten sind parallel geschlossen und sind für C_1 und C_2 des Anpassungskreises vorgesehen. Durch die Parallelschaltung erhält man einen Bereich von C_1 und C_2 von 0 bis 180 pF. Direkt hinter dem SMA-Stecker befindet sich ein EMV-Filter mit den Komponenten $L_0 = 220$ nH und $C_0 = 270$ pF. Vor dem Anschluss für die Antenne befinden sich drei Widerstände mit 0, 1 und 2,7 Ω . Diese sind für den Dämpfungswiderstand R_q vorgesehen. Alle auf der Platine befindlichen Bauteile können mit einem Jumper zu- bzw. weggeschaltet werden. Es befinden sich somit alle Bauteile, außer natürlich der Antenne selbst, für einen vollständigen Testaufbau auf der Platine.

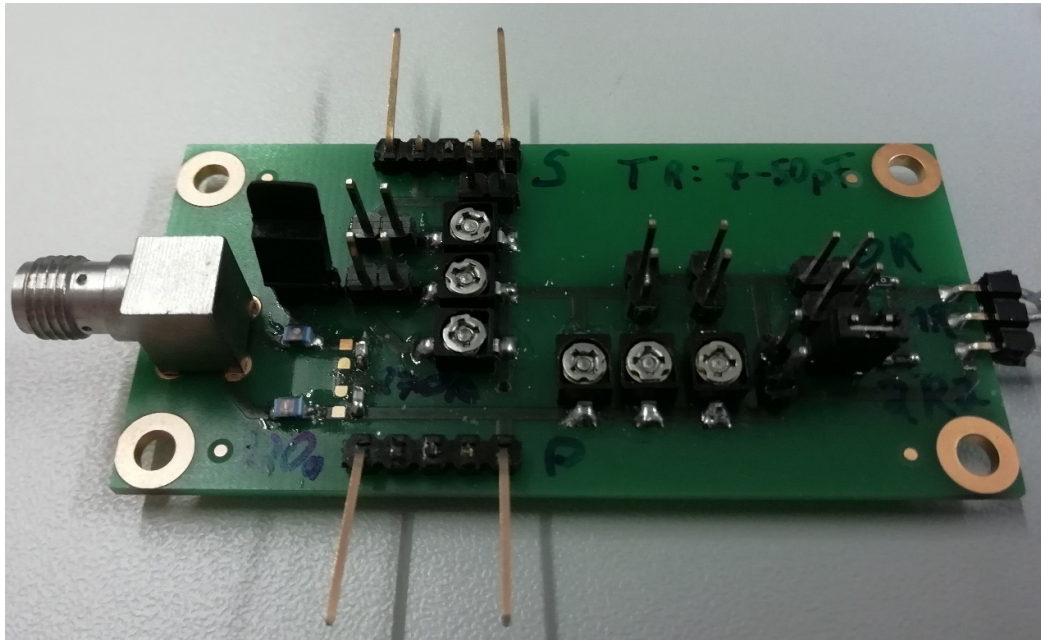


Abbildung 59: Platine für das händische Anpassen der Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.

Für den Testaufbau ist die Platine mit angeschlossener Antenne an den schon erwähnten VNA E5061B angeschlossen. Der E5061B zeigt dabei den Betrag des Reflexionsfaktors über dem gewählten Frequenzspektrum von 10 MHz bis 20 MHz an. Zusätzlich berechnet dieser die aktuelle Güte des Systems und blendet einen Cursor bei 13.56 MHz ein. Nun müssen die Drehkapazitäten solange verstellt werden, bis die Resonanzfrequenz beim Cursor liegt und die Güte des Systems nicht zu hoch oder zu niedrig ist. Dieser Prozess des händischen Anpassens ist sehr zeitaufwendig und erfordert, dass der Benutzer das Verhalten des Systems und vor allem dessen Reaktion auf Änderung des Anpassungskreises versteht. Als Hilfestellung dient das Smith Diagramm, in dem die Reaktion auf die Änderung des Anpassungskreises ebenfalls deutlich zu sehen ist. Eine große Herausforderung bei dem händischen Anpassen ist die Dynamik des Systems. Eine kleine Änderung des Drehwinkels der Schraube am Kondensator oder eine kurze Berührung der Bauteile verändert den Verlauf drastisch. Der gesamte Messaufbau und der Verlauf des Reflexionsfaktors einer angepassten Antenne ist in den folgenden Abbildungen zu sehen.

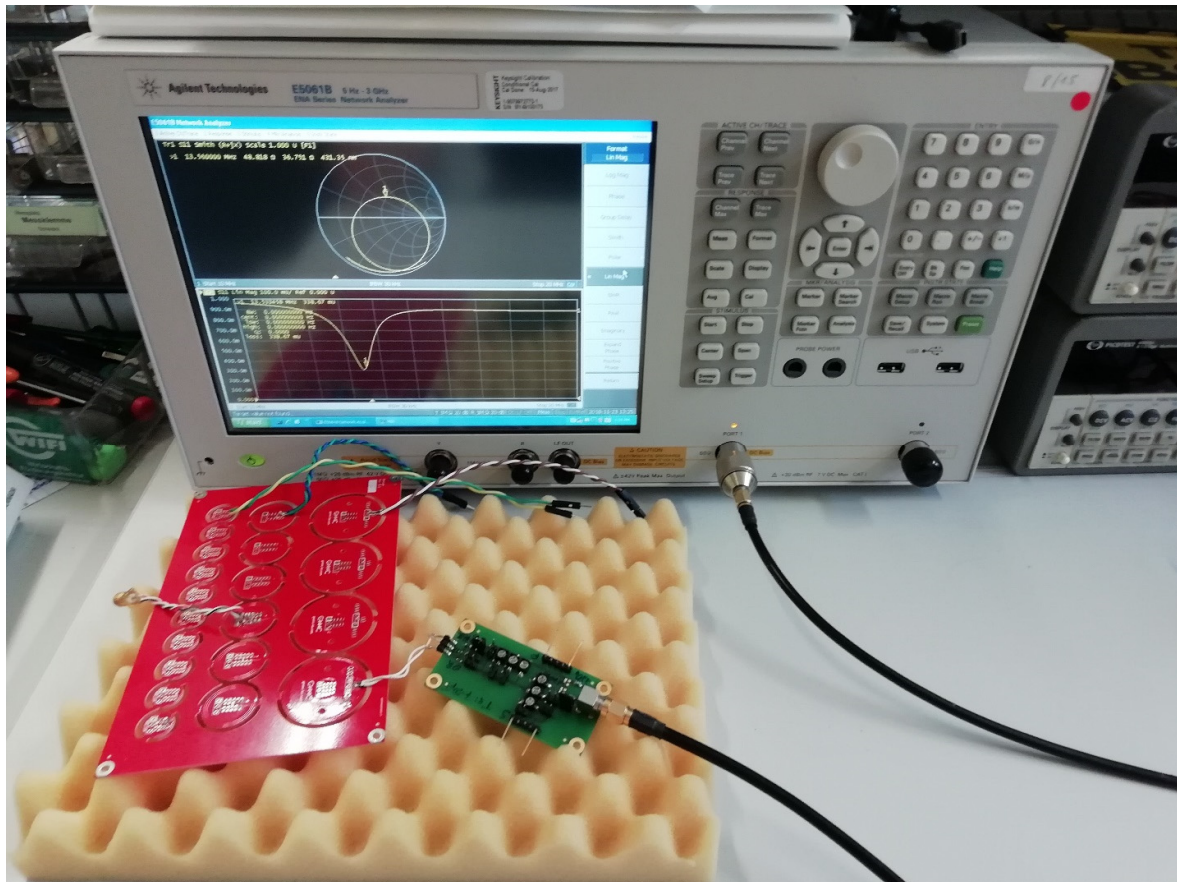


Abbildung 60: Messaufbau für das Antennen Tuning. Quelle: Eigene Darstellung.

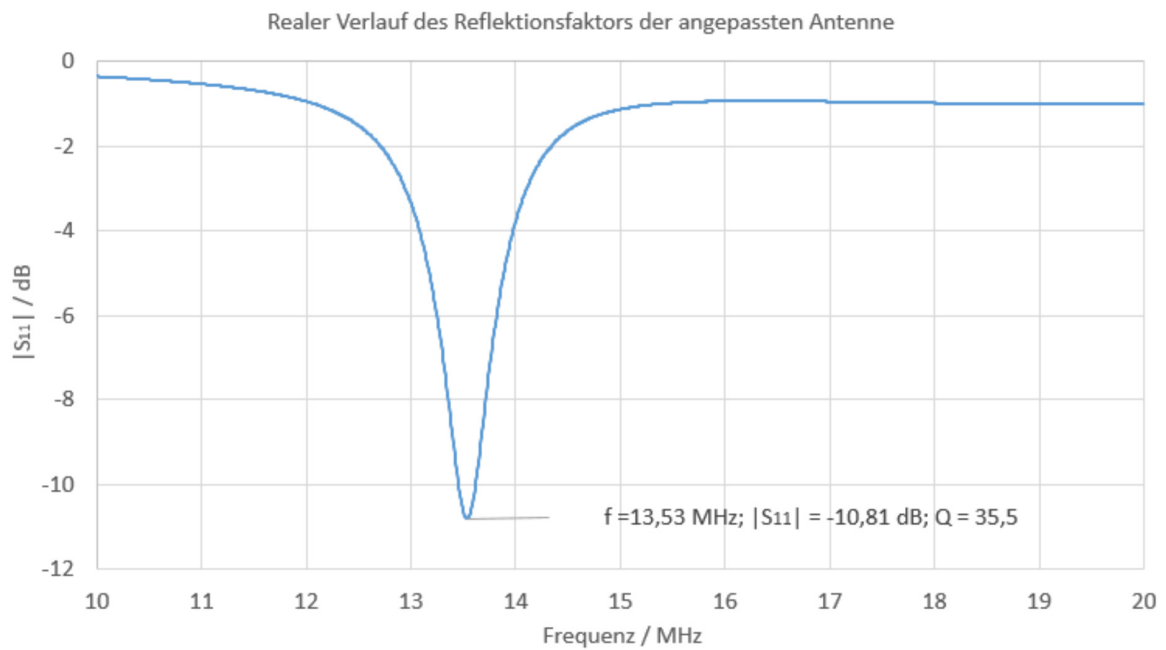


Abbildung 61: Gemessener Verlauf des Reflexionsfaktors der angepassten Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.

Der Verlauf der gemessenen Antenne stimmt mit den Vorgaben gut überein. Vergleicht man die erhaltenen Werte für die Anpassungsschaltung mit den berechneten aus dem Programm, erhält man Abweichungen von ca. 3-4 pF. Prozentuell ergibt sich dabei eine große Abweichung zum reellen Wert wie in Abbildung 62 zu sehen. Die Abweichung kommt von etwaigen Messfehlern vom miniVNA Pro, aber auch vom Messgerät zur Ermittlung der Kapazitäten auf der Hilfsplatine, der Messannäherung, den parasitären Kapazitäten der Hilfsplatine sowie den Abweichungen zu den idealen Werten des EMV-Kreises und des Dämpfungswiderstands auf der Hilfsplatine. Die Hilfsplatine besitzt dabei zu dem eingestellten Wert an den Drehkapazitäten immer eine parasitäre Kapazität der Leitungen und der Anschlüsse. Da diese noch zu den gemessenen Werten addiert werden müssen, kommt man dem berechneten Wert etwas näher. Auch das händische Anpassen mit der Hilfsplatine liefert keine perfekten Werte, die Anpassungsschaltung der Antenne muss nachträglich nochmals direkt an der Antenne fein abgestimmt werden. Da die Software ähnliche Werte wie das händische Tuning liefert, ist es möglich, die aus der Software vorgeschlagenen Kapazitätswerte in die Anpassungsschaltung der Antenne direkt einzulöten. Allerdings muss die Antenne mit einer kleinen Zusatzkapazität fein abgestimmt werden, dieser Prozess muss ebenfalls bei der händischen Variante durchgeführt werden. Man erspart sich somit den langen iterativen Aufwand für das händische Anpassen mit der Hilfsplatine.

C1		Abweichung C1		C2		Abweichung C2	
gemessen	berechnet	absolut	prozentuell	gemessen	berechnet	absolut	prozentuell
22 pF	25 pF	3 pF	14%	51 pF	55 pF	4 pF	8%

Abbildung 62: Vergleich der händisch angepassten Anpassungsschaltung mit der berechneten. Quelle: Eigene Darstellung.

9 ERGEBNISSE UND AUSBLICK

Der theoretische Teil dieser Masterarbeit liefert einen Einblick in die Funktionsweise eines RFID-Systems. Aufbauend auf den elektronischen Grundlagen der Energie- und Datenübertragung eines solchen Systems, werden die wichtigsten Eigenschaften, welche von der Antenne beeinflusst werden bzw. diese beeinflussen, erörtert. Um eine optimale Funktion, eine ausreichende Reichweite und eine gute Energie- und Datenübertragung des Systems gewährleisten zu können, gibt es einige Voraussetzungen, welche die Antenne erfüllen muss. Eine Antenne ist stark von ihren Umgebungseinflüssen abhängig, etwaige Materialien und vor allem Metalle in der Nähe verändern ihre Eigenschaften massiv. Die Antennenanpassung hat somit nur Sinn, wenn sich die Antenne in Umgebungsbedingungen befindet, die ähnlich denen der Endapplikation sind. Aus diesem Grund muss die gewählte Antenne unter ihren späteren Umgebungsbedingungen angepasst werden. Die wichtigsten Eigenschaften, die man mit der Anpassung einer Antenne optimieren will, sind die Güte, die Resonanzfrequenz und der Reflexionsfaktor rund um die Resonanzfrequenz.

Damit man diese Eigenschaften der Antenne anpassen kann, muss man zunächst die Werte der elektronischen Bauteile, welche die Antenne charakterisieren, ermitteln. Eine Rahmenantenne besitzt neben dem eigentlichen induktiven Anteil nämlich auch einen Serienwiderstand und eine parasitäre Kapazität. Deshalb ist im Theorieteil erörtert, wie man diese Werte messen oder ermitteln kann und welche Einschränkungen es dabei gibt. Für jeden zu messenden Parameter werden verschiedene Messverfahren aufgelistet und erklärt und zusätzlich ihre Abweichung, Messgenauigkeit und Anwendbarkeit ermittelt. Aufgrund dieser Kriterien, wird für jeden Parameter die optimale Messmethode ermittelt.

Um die Messung mit dem VNA durchführen zu können, ist eine Kalibration mit bekannten Anschlüssen nötig. Ohne diese Kalibration besitzen die Messwerte wenig bis gar keine Aussagekraft, sie macht die Messung nicht nur genauer, sondern erst möglich. Die Kalibrationsmethode wird beschrieben und die dafür benötigte mathematische Transformation der Messwerte ermittelt.

Aufbauend auf dem gesammelten Wissen wurde eine Software entwickelt, mit der alle benötigten Schritte bis zu einer angepassten Antenne durchgeführt werden können. Die Funktionen des Programms, welche die jeweiligen Anforderungen abdecken, sind beschrieben und erklärt. Von der Kalibration des VNAs über die Durchführung aller benötigten Messungen und die nötigen mathematischen Manipulationen bis hin zur grafischen Aufbereitung und der Abspeicherung sind alle Funktionen enthalten. Diese sind benutzerfreundlich gestaltet und verlangen keine tieferen Fachkenntnisse. Alle Messungen und die berechneten Daten werden grafisch für den Benutzer in Diagrammen und Tabellen dargestellt. Für die einfache Handhabung der erhaltenen Daten wurden Funktionen zu deren Weiterverarbeitung integriert, die dem Benutzer zusätzliche Arbeit ersparen sollen. Da die Ergebnisse der Software nur auf Simulationen und Näherungen beruhen und auch Messfehler mit sich bringen, liefert diese Anpassung noch keine optimalen Ergebnisse. Aus diesem Grund verfügt die entwickelte Software ebenfalls über eine Funktion, mit welcher der Benutzer die Antenne nach dem Anpassen noch feiner tunen kann.

Das eigentliche Ziel ist es, ähnlich genaue Messungen wie mit einem professionellen VNA durchführen zu können. Deshalb sind die Kalibration, alle erörterten Messmethoden und die Antennenanpassung validiert worden. Für die Validierung der Kalibration sind die drei standardisierten Anschlüsse für das Kalibrieren

mithilfe der kalibrierten Software und dem VNA gemessen worden. Der Verlauf der Impedanz dieser Anschlüsse spiegelt den theoretischen Verlauf wider und beweist somit die erfolgreich durchgeführte Kalibration. Für den Abgleich mit einem professionellen VNA sind Vergleichsmessungen mit dem E5061B durchgeführt worden. Die Vergleichsmessungen stimmen sehr gut überein und die Messergebnisse unterscheiden sich nur geringfügig zwischen den beiden VNAen. Zu guter Letzt sind die Ergebnisse einer aufwendigen händischen Anpassung mit den Ergebnissen der Software abgeglichen worden. Die Software liefert keine optimalen Ergebnisse, jedoch sind die Ergebnisse gut genug, um ohne händische Anpassung direkt die Antenne tunen zu können.

Das Ziel, einen Aufbau zu entwickeln, der eine einfache und schnelle Durchführung der Antennenanpassung ohne tieferes Fachwissen ermöglicht, ist somit erreicht. Alle dazu notwendigen Schritte wurden zusätzlich erläutert und erklärt. Des Weiteren ist das Antennen Tuning ebenfalls in die wissenschaftliche Arbeit eingebunden worden, ohne dem eine Anpassung nicht möglich ist. Der erarbeitete Aufbau besteht somit aus dem miniVNA Pro und einem PC auf dem das entwickelte Programm läuft und ist in der Lage, alle gewünschten Anforderungen umzusetzen.

Der beschriebene Aufbau soll nach der Fertigstellung im Elektronik-Labor der FH CAMPUS 02 zum Anpassen von Antennen für etwaige Projekte verwendet werden. Die Validierungen zeigen, dass dies möglich ist und gute Ergebnisse liefert. Da der Aufbau und vor allem das dazugehörige Programm sehr einfach zu bedienen ist und die Ergebnisse verständlich visualisiert sind, ist ebenfalls eine Nutzung für den Unterricht an der Fachhochschule in Erwägung gezogen worden. Die derzeitige Ausstattung der Labore für die Studenten bietet genügend PCs auf denen das Programm laufen könnte, jedoch ist der miniVNA Pro für eine Vielzahl an Aufbauten noch zu teuer. Während der Durchführung der wissenschaftlichen Arbeit ist ein neuer Antennen-Analysator namens AA-30 Zero auf den Markt gekommen, der weitaus kostengünstiger ist. Er hat alle Funktionen, die der miniVNA Pro ebenfalls besitzt, bietet jedoch einen eingeschränkten Frequenzbereich bis 70 MHz und außerdem eine schlechtere Messdynamik. Für ausgewählte Antennen, bei denen alle erforderlichen Messungen in diesem Frequenzbereich stattfinden können, ist eine Anpassung dennoch möglich. Da das Programm unabhängig vom verwendeten VNA ist, kann der AA-30 Zero mit wenig Aufwand in dieses integriert werden. Aus diesem Grund ist ein Folgeprojekt entstanden, bei dem der neue VNA in die bestehende Software integriert werden soll, falls er ähnliche Ergebnisse wie der derzeitig verwendete miniVNA Pro liefert. Zusätzlich soll das Programm um einige Funktionen erweitert werden, die den Studenten noch mehr Einblick in die Funktionsweise einer Antenne liefern.

LITERATURVERZEICHNIS

Gedruckte Werke (11)

- Analog-Devices (1999): *A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis*, Analog Devices, Norwood
- Bernstein, Herbert (2015): *NF- und HF- Messtechnik Messen mit Oszilloskopen, Netzwerkanalysatoren und Spektrumanalysatoren*, Springer Fachmedien, Wiesbaden
- Finkenzeller, Klaus (2006): *RFID Handbuch*, 4. Auflage, Carl Hanser Verlag, München
- Frohne, Heinrich; Löcherer, Karl-Heinz; Müller, Hans; Harriehausen, Thomas; Schwarzenau, Dieter (2008): *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*, 21. Auflage, Vieweg+Teubner, Wiesbaden
- Holger, Heuermann (2005): *Hochfrequenztechnik Lineare Komponenten hochintegrierter Hochfrequenzschaltungen*, 1. Auflage, Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden
- Kern, Christian (2007): *Anwendung von RFID-Systemen*, 2. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin
- Lange, Klaus; Löcherer, Karl-Heinz (1986): *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Vierte, völlig neubearbeitete Auflage, Springer-Verlag, Tokyo
- Langer, Josef; Roland, Michael (2010): *Anwendungen und Technik von Near Field Communication (NFC)*, Springer-Verlag, Berlin
- Nosherwan, Shoabi (2017): *Vector Network Analyzer (VNA) Measurements and Uncertainty Assessment*, PoliTO Springer Series, Cham, Schweiz
- Patzelt, Rupert (1996): *Elektrische Messtechnik*, 2. Auflage, Springer-Verlag Wien, Wien
- Schiek, Burkhard (1999): *Grundlagen der Hochfrequenz-Messtechnik*, Berlin

Online-Quellen (4)

- Bevelacqua, Peter, (2016): *Antenna-Theory*
<http://www.antenna-theory.com> [Stand: 01.09.2018]
- Dick, Anderson (1997): *www.hp.com*
www.hp.com/go/tmapnotes [Stand: 06.11.2018]
- mini-Radio-Solutions (2018): *miniradiosolutions.com*
miniradiosolutions.com/minivna-pro/ [Stand: 29.10.2018]
- Siart, Uwe (2016): *www.siart.de*
<http://www.siart.de/lehre/nwa.pdf> [Stand: 27.10.2018]

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

Abbildung 1: Veranschaulichung der magnetischen Feldlinien um eine Antenne. Quelle: Finkenzeller (2006), S. 68.	3
Abbildung 2: Grafische Erklärung zum verketteten Fluss und der Induktivität. Quelle: Finkenzeller (2006), S. 72.	4
Abbildung 3: Antennen-Ersatzschaltbild. Quelle: Eigene Darstellung.	6
Abbildung 4: Koppelung zweier Antennenspulen. Quelle: Finkenzeller (2006), S. 78 (stark modifiziert). ...	7
Abbildung 5: Verlauf der Induzierten Spannung in Abhängigkeit der Frequenz. Quelle: Eigene Darstellung.	7
Abbildung 6: Schematische Darstellung eines Zweitorts. Quelle: Eigene Darstellung.	9
Abbildung 7: Bedeutungen der Streumatrix-Parameter. Quelle: Schiek (1999), S. 2.	10
Abbildung 8: Parameter der Betragsquadrate der Wellen- und Streumatrixelemente. Quelle: Schiek (1999), S. 3.	10
Abbildung 9: Aufbau eines RFID-Systems. Quelle: Kern (2007), S. 34.	13
Abbildung 10: Eigenschaften der RFID-Systeme in Abhängigkeit der Frequenz. Quelle: Kern (2007), S. 41.	15
Abbildung 11: Induktive Kopplung zwischen Lesegerät und Transponder. Quelle: Finkenzeller (2006) S. 44 (leicht modifiziert).	16
Abbildung 12: Seitenbänder der Übertragung bei Lastmodulation, Quelle: Finkenzeller (2006), S. 48. ...	18
Abbildung 13: Aufbau eines DDS-Generator, Quelle: Analog-Devices (1999), S. 8 (stark modifiziert).	21
Abbildung 14: Schematische Darstellung eines Richtkopplers, Quelle: Eigene Darstellung.	22
Abbildung 15: Signalverhalten eines Aufwärtsmischers. Quelle: Eigene Darstellung.	24
Abbildung 16: Signalverhalten eines Abwärtsmischers. Quelle: Eigene Darstellung.	24
Abbildung 17: Blockschaltbild eines IQ-Demodulators. Quelle: Eigene Darstellung.	25
Abbildung 18: Stark vereinfachter Aufbau eines VNAs. Quelle: Eigene Darstellung.	26
Abbildung 19: Vereinfachung der systematischen Fehler bei einer Eintor Reflexionsmessung. Quelle: Siart (2016), Online-Quelle [27.10.2018], S. 7 (leicht modifiziert).	29
Abbildung 20: Signalflussdiagramm nach Zusammenschluss vom Richtkoppler und des Fehler-Zweitorts. Quelle: Siart (2016), Online-Quelle [27.10.2018], S. 8.	29
Abbildung 21: Grafische Darstellung der Transformation. Quelle: Eigene Darstellung.	31
Abbildung 22: Antennen-Ersatzschaltbild. Quelle: Eigene Darstellung.	33
Abbildung 23: Bode Diagramm der Impedanz einer NFC-Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.	34

Abbildung 24: Verlauf der Reaktanz einer NFC-Antenne. Quelle: Eigene Darstellung..... 35

Abbildung 25: Verlauf des Realteils der Impedanz einer NFC-Antenne. Quelle: Eigene Darstellung..... 35

Abbildung 26: Verlauf der relativen Abweichung vom Realteil von Z zum Serienwiderstand. Quelle: Eigene Darstellung. 36

Abbildung 27: Vergleich zwischen Zweidrahtmessung (links) und Vierdrahtmessung (rechts). Quelle: Patzelt (1996), S. 322. 37

Abbildung 28: Benutzeroberfläche für die geometrische Widerstandsberechnung. Quelle: Eigene Darstellung. 39

Abbildung 29: Verlauf der relativen Abweichung von $X_L(\omega)$ zur Reaktanz von Z. Quelle: Eigene Darstellung. 40

Abbildung 30: Komplette Anpassungsschaltung. Quelle: Eigene Darstellung. 42

Abbildung 31: Ersatzschaltbild der Antenne inklusive Dämpfungswiderstände. Quelle: Eigene Darstellung. 43

Abbildung 32: Eingangssrechtecksignal (blau) und gefiltertes Rechtecksignal am Ausgang (orange). Quelle: Eigene Darstellung. 44

Abbildung 33: Aufteilung des Netzwerks in Eingangs- und Ausgangsimpedanz. Quelle: Eigene Darstellung. 45

Abbildung 34: Ergebnis der Matlab Simulation im kartesischen Diagramm. Quelle: Eigene Darstellung. 47

Abbildung 35: Ergebnis der Matlab Simulation im Smith Diagramm. Quelle: Eigene Darstellung. 48

Abbildung 36: Einfluss der Änderung der Serienkapazität. Quelle: Eigene Darstellung. 49

Abbildung 37: Einfluss der Änderung der Parallelkapazität. Quelle: Eigene Darstellung..... 49

Abbildung 38: miniVNA Pro. Quelle: mini-Radio-Solutions (2018), Online-Quelle [29.10.2018]. 50

Abbildung 39: Ausgabe des Performance-Tests. Quelle: Eigene Darstellung..... 54

Abbildung 40: Benutzeroberfläche im Reiter Kalibration mit eingeblendeten Einstellungen. Quelle: Eigene Darstellung. 56

Abbildung 41: Fenster für eine neue Kalibration. Quelle: Eigene Darstellung. 57

Abbildung 42: Rohdaten einer Kurzschlussmessung für die Kalibration. Quelle: Eigene Darstellung. 58

Abbildung 43: Rohdaten einer Leerlaufmessung für die Kalibration. Quelle: Eigene Darstellung..... 58

Abbildung 44: Rohdaten einer Messung für die Kalibration bei Abschluss. Quelle: Eigene Darstellung. .. 59

Abbildung 45: Flussdiagramm des Antennen Anpassungs-Ablaufs. Quelle: Eigene Darstellung. 60

Abbildung 46: Programmoberfläche für „Calculate best Combination“. Quelle: Eigene Darstellung..... 62

Abbildung 47: Tuning-Reiter mit den beschriebenen Funktionen. Quelle: Eigene Darstellung..... 63

Abbildung 48: Reiter für die Einstellungen des Diagramms. Quelle: Eigene Darstellung. 63

Abbildung 49: Beispiel eines Verlaufs im Smith Diagramm des Programms. Quelle: Eigene Darstellung.	64
Abbildung 50: Beispiel eines Verlaufs im kartesischen Diagramm des Programms. Quelle: Eigene Darstellung.	64
Abbildung 51: VNA Kalibrationskit, links Professionell für SMA-Stecker, rechts Selbstgebaut für SMA-Buchsen. Quelle: Eigene Darstellung.	65
Abbildung 52: Verlauf der Impedanz bei einer Kurzschlussmessung. Quelle: Eigene Darstellung.....	66
Abbildung 53: Verlauf der Impedanz bei einem Leerlauf. Quelle: Eigene Darstellung.	67
Abbildung 54: Verlauf der Impedanz einer Messung bei abgeschlossenem Kreis. Quelle: Eigene Darstellung.	68
Abbildung 55: Antennen für die Vergleichsmessung der beiden VNAs. Quelle: Eigene Darstellung.	69
Abbildung 56: Erste Gegenüberstellung des miniVNA Pro zum E5061B. Quelle: Eigene Darstellung.	70
Abbildung 57: Bereits angepasste Antenne mit direkt angelötetem Anschluss. Quelle: Eigene Darstellung.	71
Abbildung 58: : Zweite Gegenüberstellung des miniVNA Pro zum E5061B. Quelle: Eigene Darstellung.	72
Abbildung 59: Platine für das händische Anpassen der Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.....	73
Abbildung 60: Messaufbau für das Antennen Tuning. Quelle: Eigene Darstellung.	74
Abbildung 61: Gemessener Verlauf des Reflexionsfaktors der angepassten Antenne. Quelle: Eigene Darstellung.	74
Abbildung 62: Vergleich der händisch angepassten Anpassungsschaltung mit der berechneten. Quelle: Eigene Darstellung.	75