



Hochschule Magdeburg-Stendal
Fachbereich Ingenieurwissenschaften und Industriedesign (IWID)
Institut für Elektrotechnik

Bachelorarbeit

**zur Erlangung des Grades eines „Bachelor of Engineering“
im Studiengang Elektrotechnik**

**Entwurf und Prüfung von UHF-Antennen für die
TE-Messung in Transformatoren**

Eingereicht von: Chris Dinter
Matrikelnummer: 20173019
Ausgabetermin: 12.02.2021
Abgabetermin: 04.06.2021

Erstprüfer: Prof. Dr.-Ing. Maik Koch
Zweitprüfer: Prof. Dr. techn. Sebastian Hantscher

Erklärung

Ich versichere, dass ich diese Bachelorarbeit ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

04. Juni 2021

.....

Datum

Unterschrift

I Abstract

This work deals with the improvement of antenna systems that are used for partial discharge measurement in power transformers. In a laboratory experiment, a typical antenna system that is already in use is to be compared with a newly developed system in which the geometry of the antenna is varied. The empirical values of the partial discharges occurring in power transformers are used, which have arisen from the use of previous antennas and other investigations on this topic. From this experience, the new antenna can be adapted more specifically to the frequency range of the discharges that actually occur.

II Kurzreferat

Diese Arbeit befasst sich mit der Verbesserung von Antennensystemen, die für die Teilentladungsmessung in Leistungstransformatoren eingesetzt werden. In einem Laborversuch soll ein typisches Antennensystem, das zur Zeit schon im Einsatz ist, mit einem neuentwickeltem System verglichen werden, bei dem die Geometrie der Antenne variiert wird. Dabei werden die Erfahrungswerte über die in Leistungstransformatoren auftretenden Teilentladungen verwendet, die aus dem Einsatz der bisherigen Antennen und anderen Arbeiten zu diesem Thema entstanden sind. Aus diesen Erfahrungen kann die neue Antenne spezieller auf den tatsächlich auftretenden Frequenzbereich der Entladungen angepasst werden.

III Inhaltsverzeichnis

I	Abstract	I
II	Kurzreferat	II
III	Inhaltsverzeichnis	III
IV	Symbolverzeichnis	IV
V	Abkürzungsverzeichnis	V
1	Zustandsbestimmung elektrischer Anlagen.....	1
1.1	Ausgangssituation	1
1.2	Aufbau der Arbeit.....	3
2	Bestehende Antennensysteme.....	4
2.1	Antennentypen für die UHF-TE-Messung im Überblick.....	4
2.2	UHF-Kegelsensor	5
2.3	Vorbetrachtungen zur Spiralantenne	6
3	Konstruktion der Antenne.....	8
3.1	Rahmenbedingungen	8
3.2	Parameter der Antenne	11
3.3	Parameter des Baluns	12
3.4	Simulation der Anordnung	16
3.5	Praktische Umsetzung	21
4	Versuchsdurchführung und Auswertung	23
4.1	Versuchsaufbau	23
4.2	Messergebnisse.....	26
4.3	Schlussfolgerungen	30
5	Zusammenfassung und Ausblick	32
6	Literaturverzeichnis.....	34
A	Messergebnisse Position (1)	35
B	Messergebnisse Position (2)	39
C	Messergebnisse Position (3)	43

IV Symbolverzeichnis

c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
d	Eindringtiefe
f	Frequenz
h	Höhe
l	Länge
N	Anzahl der Drehungen
r	Radius
s	Abstand
U	Spannung
w	Breite
Z_0	Impedanz am unsymmetrischen Balunende
Z_l	Impedanz am symmetrischen Balunende
$Z(x)$	charakteristische Impedanz an Stelle x

Griechische Symbole

ε	Dielektrizitätszahl
λ	Wellenlänge
π	Kreiszahl

Indizes

b	Unterseite
Cu	Kupfer
eff	effektiv
max	obere Grenze
min	untere Grenze
R	Ring
r	relativ
Sub	Substrat
t	Oberseite

V Abkürzungsverzeichnis

3D	Dreidimensional
ASA	Archimedische Spiralantenne
BNC	Bayonet Neill Concelman
CIGRE	Conseil International des Grands Réseaux Électriques
DN	Diamètre Nominal
FR	Flame Retardant
GTEM	Gigahertz Transverse Electromagnetic
IEC	International Electrotechnical Commission
M	Metrisches ISO-Gewinde
MPEW	Moving Perfect Electric Wall
PD	Partial Discharge
RO-FI	Rohre und Fittings
SMA	Sub-Miniature-A
TE	Teilentladung
UHF	Ultra High Frequency (300 MHz – 3 GHz)
UWB	Ultra-wideband
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

1 Zustandsbestimmung elektrischer Anlagen

1.1 Ausgangssituation

Die Zunahme der Digitalisierungs- und Automatisierungsmöglichkeiten führt dazu, dass das Online-Monitoring bei wichtigen elektrischen Anlagen immer interessanter für Betreiber wird. Da immer mehr Kommunikationsleitungen beim Neubau von Anlagen mitverlegt werden, ist es naheliegend, die bestehende Infrastruktur zu nutzen, um mehr Überwachungssysteme in kritische Anlagen wie Leistungstransformatoren einzubringen. Dies führt zu einer gesteigerten Ausfallsicherheit der Stromversorgung und ermöglicht noch langfristige Planungssicherheit, indem früher Entscheidungen bezüglich der Instandsetzung oder des Ersatzes von Großanlagen getroffen werden können.

Auf Grund dieser günstigen Ausgangslage für Online-Monitoring-Systeme befasst sich diese Arbeit mit der Weiterentwicklung bereits bestehender Antennensysteme, wie sie z. B. von der OMICRON electronics GmbH zur Teilentladungsmessung im UHF-Bereich in flüssigkeitsisolierten Leistungstransformatoren gebaut werden. Großes Potenzial liegt dabei in der Veränderung der Antennengeometrie, da mit Hilfe der Erfahrungswerte über Teilentladungen das Frequenzspektrum eingegrenzt und somit eine angepasste Geometrie mit Resonanzen in diesem Frequenzbereich entwickelt werden kann. Daraus folgend könnte die Detektion von TE in Transformatoren früher und präziser realisiert werden.



Abbildung 1.1 UVS 610 (UHF-Ölablassventil-Sensor) von OMICRON [1]

Bei der konventionellen TE-Messung wird parallel zum Prüfling ein Koppelkondensator geschaltet. Kommt es dann zu einem Isolationszusammenbruch im Prüfling, wird ein impulsartiger Nachladestrom vom Koppelkondensator getrieben, der nach dem Erlöschen der TE die Prüflingskapazität nachläd. Dieser Strom wird mit Hilfe einer Messimpedanz in ein ladungsäquivalentes Spannungssignal konvertiert. Dieses Verfahren ist nach der IEC 60270 genormt. Die Messgenauigkeit hängt dabei mit der Größe des Koppelkondensators im Vergleich zur Prüflingskapazität zusammen. Außerdem wird der Prüfling in die Messschaltung eingebunden und muss von einer externen Spannungsquelle versorgt werden, was zu einem relativ komplexen Aufbau besonders beim Vor-Ort-Einsatz führt [2].

Die UHF-Messung zählt zu den unkonventionellen TE-Messverfahren. Darunter versteht man Methoden, bei denen andere physikalische Aspekte des TE-Prozesses beobachtet werden als bei der galvanischen Auskopplung. Dazu zählen die Analyse von Zerfallsprodukten des Isolationsmaterials, die Messung elektromagnetischer und akustischer Wellen oder auch das Beobachten von Lichtemissionen [2]. Das bedeutet, dass hier unter anderem keine leitfähige Verbindung zum Prüfling nötig ist. Außerdem ist nur mit diesen Verfahren ein Online-Monitoring möglich, da keine externe Spannungsquelle für den Prüfling durch Normen gefordert ist.

Bei der unkonventionellen TE-Detektion muss beachtet werden, dass diese Verfahren keine genaue Aussage über die Art und Stärke der TE liefern können. Ganz besonders gilt dies für die Messung der elektromagnetischen Wellen im UHF-Bereich, die als Grundlage dieser Arbeit verwendet wird. Die zu messenden Wellen, die von den TE ausgesendet werden, stehen unter starkem Einfluss vom Ort der Quelle, dem durchquerten Medium, der räumlichen Begrenzung und des verwendeten Sensortyps [2]. Daraus resultiert eine fehlende Standardisierung dieser Methoden, was allerdings insofern genutzt werden kann, dass der Entwicklung der Antennensysteme keine Grenzen durch Normen gesetzt sind.

Auf Grund der vorangegangenen Beschreibungen ist das Ziel dieser Arbeit einen Sensor zu entwickeln, der möglichst sensitiv ist und somit noch kleinere TE-Signale detektieren kann als bestehende Systeme. Begünstigt wird dies durch die spätere Anwendung im Transformator, der mit seinem Kessel äußere Störfrequenzen abschirmt. Somit kann eine Beachtung der Einflüsse von z. B. nahen Koronaentladungen bei der Konstruktion entfallen.

1.2 Aufbau der Arbeit

Zu Beginn wird die grundlegende Idee der hier angewandten TE-Messung erläutert. Dabei werden die Ergebnisse von anderen Forschungsarbeiten einbezogen, die sich mit der UHF-Messtechnik befassen.

Den nächsten Schritt stellt dann die Simulation und anschließende Konstruktion, einer für den zu erwartenden Frequenzbereich entwickelten Antenne, dar. Dabei ist es besonders wichtig, sich in einem sehr klar begrenzten räumlichen Rahmen zu bewegen, da am Ende eine realistische Anwendung in einem Leistungstransformator möglich sein sollte. Als Simulationstool kommt CST Microwave Studio zum Einsatz.

Anschließend werden die selbstkonstruierte und die originale Antenne von OMICRON (s. Abbildung 1.1) mit Hilfe eines Laborversuches in einer Gigahertz Transverse Electromagnetic Cell (GTEM-Zelle) verglichen, indem ihre Empfindlichkeit für vordefinierte Signale untersucht wird.

2 Bestehende Antennensysteme

2.1 Antennentypen für die UHF-TE-Messung im Überblick

In den letzten Jahren sind viele Arbeiten zur Entwicklung von UHF-Antennensystemen für die TE-Messung entstanden. Bezugnehmend auf [3] sind dabei folgende Antennentypen im Fokus.

Die erste Kategorie bilden die Monopolantennen. Sie zeichnen sich vor allem durch ihre einfache Struktur aus. Außerdem ist ihre omnidirektionale Abstrahlcharakteristik für Anwendungen wie die TE-Messung von Vorteil, da hier unklar ist, aus welcher Richtung die zu messenden Signale auf die Antenne treffen. Ein Problem stellt die geringe Bandbreite dar, was bei stochastischen Signalen, wie sie von TE ausgesendet werden, zu Informationsverlust führt [3]. Zu dieser Kategorie zählt die Antenne aus Abbildung 1.1, die in dem Laborversuch dieser Arbeit als Referenzantenne verwendet wird.

Die Patchantennen sind die zweite wichtige Bauart. Ihre Vorteile liegen vor allem in der Herstellung. Sie bestehen aus zwei Kupferflächen, die durch Leiterplattenmaterial voneinander getrennt sind. Diese Antennen sind dünn, leicht, kostengünstig in der Herstellung und besitzen ein kleines Volumen. Allerdings besteht auch hier das Problem der geringen Bandbreite, wozu auch noch hohe ohmsche und dielektrische Verluste kommen [3].

Die letzte Gruppe sind die ultrabreitband (UWB) Antennen. Antennen dieses Typs besitzen alle eine sehr große Bandbreite, was sehr wichtig für die Erfassung der über einen großen Frequenzbereich gestreuten stochastischen Signale der TE ist. Dazu gehören z. B. Fraktal- und Spiralantennen. Der Prototyp, der in dieser Arbeit konstruiert werden soll, gehört zu den Spiralantennen. Die breitbandigen Eigenschaften und die praktische Realisierbarkeit sind die Kernaspekte, weshalb diese Art von Antennengeometrie für den Laborversuch ausgewählt wurde.

Fraktalantennen besitzen zwar auch eine große Bandbreite bei gleichzeitig kompakter Bauweise, ermöglichen dies aber mit Hilfe von komplexen geometrischen Strukturen. Viele unterschiedlich lange leitfähige Bereiche führen zu jeweils korrespondierenden Resonanzfrequenzen. Allerdings bringen die komplexen Strukturen eine aufwendige Konstruktion und Fertigung mit sich.

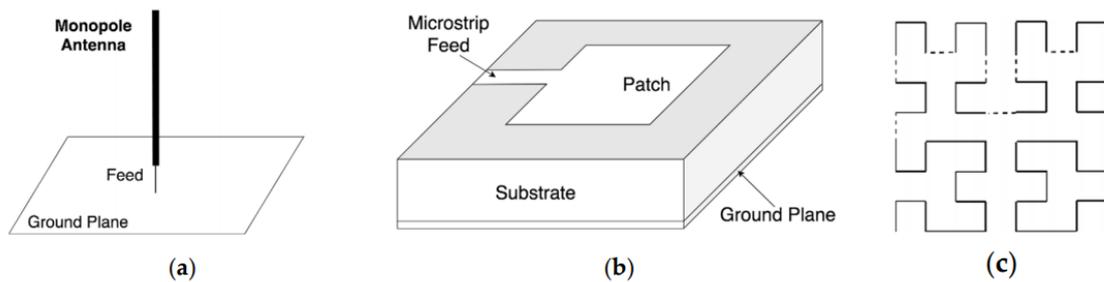


Abbildung 2.1 Schematischer Aufbau (a) Monopol-, (b) Patch- und (c) Fraktalantenne [3]

2.2 UHF-Kegelsensor

In dieser Arbeit soll ein selbstkonstruierter Prototyp mit einem bereits im Einsatz befindlichen Antennensystem verglichen werden. Die Referenzantenne vom Typ UVS 610 wird von der Firma OMICRON bereitgestellt und ist ein sogenannter UHF-Kegelsensor. Bei diesem Sensortyp werden die elektromagnetischen Wellen mit Hilfe eines kegelförmigen Antennenkopfes ausgekoppelt. Der Antennenkopf ist an einer Schubstange befestigt, die durch einen Flansch geführt wird. Mit diesem Flansch kann das System an einem Flachkeilschieber befestigt werden, der bei Großtransformatoren zur Ölbefüllung genutzt wird. Am anderen Ende der Schubstange befindet sich eine Anschlussbox für die Messtechnik (s. Abbildung 1.1). Diese Bauweise ermöglicht ein TE-Online-Monitoring, da der Sensor bei laufendem Betrieb durch den Flachkeilschieber in das Innere des Transformators geführt werden kann.

Der Fokus bei dem Design dieser Art von Sensoren liegt auf den mechanischen Eigenschaften. Bei Messungen innerhalb des Transformators muss sichergestellt sein, dass der Sensor den auftretenden Druck und die Öltemperatur aushält. Im Isolieröl des Transformators muss mit Temperaturen von 115 °C gerechnet werden, wobei es lokal auch bis zu 160 °C heiß werden kann. Der Öldruck liegt normalerweise unter 1 bar, da Transformatoren eigentlich nicht höher als 10 m sind und die Dichte des Isolieröls kleiner als die von Wasser ist. Trotzdem wird bei dem mechanischen Funktionstest dieser Sensoren mit einem Druck von 5 bar bei 120 °C gearbeitet, um wirklich sicher zu gehen, dass es bei der Messung im Betrieb zu keiner Leckage kommt [4].

Im Bezug auf die elektrischen Eigenschaften des Sensors ist dieser eine Monopolantenne.

Im Vergleich zur Stabantenne besitzt diese Form des Monopols eine größere Bandbreite, einen höheren Antennengewinn und ein verbessertes Stehwellenverhältnis (VSWR). Die omnidirektionale Abstrahlcharakteristik ist ähnlich wie die der Stabantenne [5]. Der jedoch größte Vorteil bei der konischen Form liegt in der Impedanzanpassung. So wird die Eingangsimpedanz der Antenne durch die sich verjüngende Geometrie auf die 50Ω der Messleitung transformiert [4]. Eine konkrete Aussage zu absoluten Werten, die die Eigenschaften wie z. B. Gewinn und VSWR beschreiben, gestaltet sich als schwierig. In verschiedenen Quellen wird beschrieben, dass aktuell noch an Standardverfahren für die Testung von UHF-Antennen gearbeitet wird [3] [4]. Dabei zeigt sich, dass mit GTEM-Zellen die besten Bedingungen geschaffen werden können, um reproduzierbare Ergebnisse zu erzielen, die mit vorangegangenen Simulationen übereinstimmen. Die GTEM-Zellen werden bei diesen Tests wenn möglich mit Isolieröl gefüllt, um die Antennen unter Bedingungen wie sie in Leistungstransformatoren herrschen zu untersuchen [3]. Auf die Messungen in GTEM-Zellen wird in Abschnitt 4.1 näher eingegangen.

Bei UHF-Kegelsensoren existieren außerdem Bauweisen, mit denen es möglich ist eine Funktionsprüfung des Sensors am Einsatzort durchzuführen. Dafür wird ein zusätzlicher isolierter Monopol in den Sensorkopf verbaut. Mit diesem ist es möglich ein künstliches UHF-Signal in den Transformatorkegel zu schicken, um die Reaktion des Sensors auf das bekannte Signal zu prüfen [4].

2.3 Vorbetrachtungen zur Spiralantenne

Die planare Spiralantenne, die in dieser Arbeit realisiert wird, ist eine zweiarmige archimedische Spiralantenne. Sie entstand aus der Idee, die Arme eines Dipols aus Platzgründen als Spirale aufzuwickeln. Betrachtet man bei diesem Aufbau einen Frequenzbereich, der nicht in der Nähe der Grenzfrequenzen liegt, so verhalten sich Eingangsimpedanz und Richtcharakteristik frequenzunabhängig. Außerdem ist das Fernfeld dieses Antennentyps zirkular polarisiert [6].

Bei einer frequenzunabhängigen Antenne würden Strahlungscharakteristik und Eingangsimpedanz unverändert bleiben, wenn alle geometrischen Abmessungen zusammen mit der Wellenlänge um einen bestimmten Faktor vergrößert würden [6].

Allerdings gehört die archimedische Spiralantenne nicht zu den frequenzunabhängigen Antennen, da die Geometrie nicht ausschließlich über Winkel definiert wird. Allem voran besitzt sie im Gegensatz zur winkelkonstanten (logarithmischen) Spiralantenne feste Armbreiten und -abstände. Der Vorteil der archimedischen Geometrie im Vergleich zur logarithmischen liegt dafür in einer höheren Bandbreite bei ähnlichem Durchmesser [5]. Da die Armbreite bzw. -abstand festgelegt ist, können auf der gleichen Grundfläche längere Spiralarme realisiert werden.

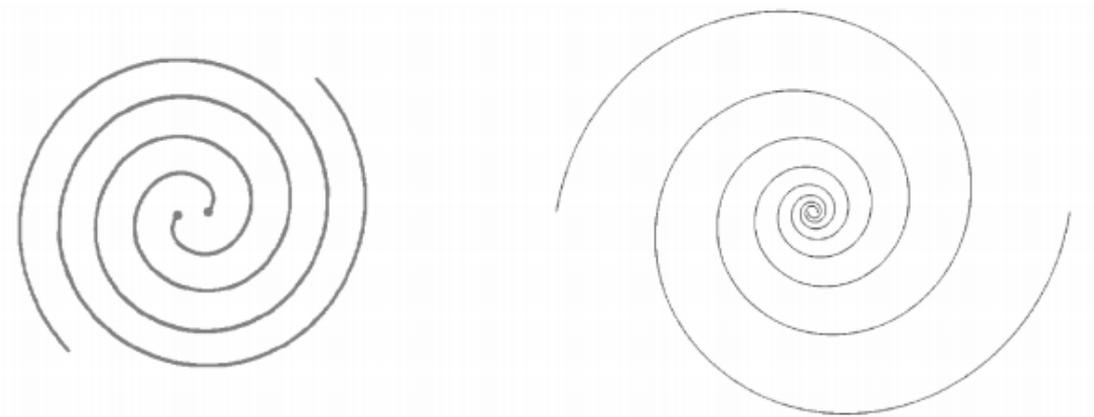


Abbildung 2.2 Spiralgeometrien: links archimedisch, rechts logarithmisch [7]

Das größte Problem bei der praktischen Umsetzung planarer Spiralantennen liegt in ihrer endlichen Struktur. Die Berechnungsgrundlagen zum Entwurf dieser Antennen beruhen auf der Annahme, dass die Spiralarme unendlich lang sind [6]. Bei realisierten Spiralantennen kommt es allerdings zu Reflexionen an den Armenden, was die Strahlungseigenschaften stark beeinflusst. Deshalb ist es von großer Bedeutung mit Hilfe von Simulationen ein Optimum für die grundlegenden Parameter im Bezug auf die Anwendung auszuloten.

3 Konstruktion der Antenne

3.1 Rahmenbedingungen

Das Ziel dieser Arbeit ist der Vergleich zweier Antennen, wobei am Ende ein Laborversuch steht. Das bedeutet, dass im gesamten Prozess die Umsetzbarkeit der Konstruktion im Rahmen der Hochschule eine zentrale Rolle spielt.

Auf Grund der Vorbetrachtungen wird als Vergleichsantenne eine planare archimedische Spiralantenne entwickelt. Die Realisierung erfolgt mit Hilfe einer Platinenfräse, wobei als Substratmaterial FR-4 mit einer Dicke von 1,5 mm und einer relativen Permittivität ϵ_r von 4,3 verwendet wird. Die leitende Schicht auf beiden Seiten des Substratmaterials besteht aus Kupfer mit einer Dicke von 35 μm . Die schmalsten zu fräsenden Strukturen dürfen eine Breite von 200 μm nicht unterschreiten.

Auf Grund der späteren Verwendung muss die Gesamtanordnung durch Ölablassventile von Großtransformatoren geführt werden können. Dabei muss diese mit der Hauptstrahlrichtung in den Kessel zeigen, sodass sie kaum aus dem Ventil ragt, um die Sicherheitsabstände zu den spannungsführenden Teilen einzuhalten. Daraus resultiert, dass die Antennenspeisung sich möglichst mittig von der Spirale befinden sollte, damit die Spiralarme die größtmögliche Fläche einnehmen können und kein Raum durch eine Speisevorrichtung an den Spiralenden verloren geht. Eine gängige Nennweite der Ölablassventile ist DN 80, woraus ein Lochdurchmesser von 90,3 mm resultiert [8]. Damit sich bei der Montage Öl um die Antenne bewegen kann, ist der maximal mögliche Außendurchmesser der Spirale so zu wählen, dass er kleiner als die empfohlenen Rohranschlussmaße von 88,9 mm ist. Unter Anbetracht von Fertigungstolleranzen wird der Außendurchmesser der Spirale auf 88 mm festgelegt.

Der Innendurchmesser, der den Abstand der beiden Spiralarmanfänge beschreibt, muss mindestens 2 mm betragen, um die sichere Montage der mittigen Einspeisung zu gewährleisten. Diese wird mit einem Balun realisiert, der ebenfalls aus dem gleichen Material wie die Antenne besteht und somit 1,57 mm hoch ist.

Bei der TE-Messung ist von besonderer Wichtigkeit, dass ein möglichst großes Frequenzspektrum erfasst werden kann, da es sich hier um die Erfassung von stochastischen Signalen handelt.

Damit die Spiralantenne ein möglichst frequenzunabhängiges Verhalten aufweist, wird sie selbstkomplementär ausgeführt, was dazu führt, dass ihr Eingangswiderstand über einen großen Frequenzbereich von 10:1 und darüber hinaus konstant bleibt [6] [7]. Das bedeutet, dass die leitenden und nichtleitenden Flächen gleichgroß sein müssen. Im Falle der archimedischen Spiralantenne heißt das, dass der Abstand zwischen den Spiralarmsen s genau so groß wie die Breite der Kupferbahnen w , die als Spiralarmedienen, sein muss.

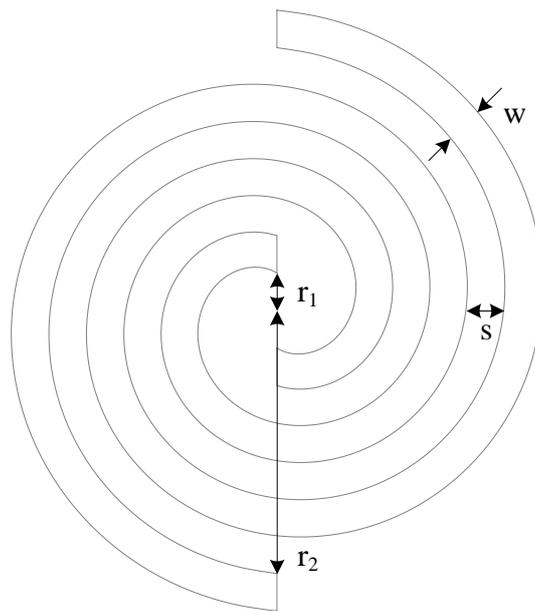


Abbildung 3.1 Geometrie der archimedischen Spiralantenne

$$s = w = \frac{r_2 - r_1}{4N} \quad (3.1)$$

Hierbei ist r_2 der Außenradius der Spirale, r_1 der Innenradius und N steht für die Anzahl der Umdrehungen jedes einzelnen Arms. In [9] wird beschrieben, dass die besten Simulationsergebnisse für frequenzunabhängiges Verhalten erreicht werden, wenn zusätzlich zu der Bedingung aus (3.1) außerdem erfüllt ist, dass r_1 auch genau so groß ist wie s und w . Setzt man diese Bedingung in (3.1) ein, so erhält man:

$$r_1 = \frac{r_2}{4N + 1} \quad (3.2)$$

Da $r_{2\max} = 44$ mm durch die räumliche Begrenzung vorgegeben ist, steht auch die theoretisch untere Grenzfrequenz der Antenne fest. Sie wird bei der archimedischen Spiralantenne mit der nachfolgenden Formel ermittelt, wobei c die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ist.

$$f_{\min} = \frac{c}{2\pi \cdot r_{2\max}} \approx 1,084 \text{ GHz} \quad (3.3)$$

Aus den Erfahrungen vorangegangener Arbeiten zu dem Thema der TE-Messung in Transformatoren [10] ist bekannt, dass der Frequenzbereich in dem Antennen für diese Anwendungen sensitiv sein sollten sich von 0,3 – 1,5 GHz erstreckt. Das bedeutet, dass f_{\min} hier möglichst noch verringert werden muss.

Zum Senken der unteren Grenzfrequenz wird bei den späteren Simulationen die Anzahl der Umdrehungen N verändert, da diese zusammen mit einem festen r_2 nach (3.2) auch direkt r_1 , s und w vorgibt. Außerdem wird auf der Rückseite der Antennenplatte ein Kupferring aufgebracht, der f_{\min} noch weiter senkt [11].

Die Spiralantenne benötigt des Weiteren eine angepasste Speisung, um die Reflektionen bei der Energieübertragung zwischen Antenne und Koaxialkabel möglichst gering zu halten. Diese Speisegeometrie erfüllt zwei Aufgaben. Sie soll zum einen die symmetrische Stromverteilung der zwei Spiralarms in eine unsymmetrische Verteilung im Koaxialkabel transformieren. Zum anderen soll sie als Impedanzwandler zwischen der Antenne und dem Anschlusskabel dienen.

Die Transformation zwischen symmetrischen und unsymmetrischen Strömen wird mit Hilfe eines exponentiell verjüngten Baluns realisiert. Dieser hat den Vorteil, dass er direkt zur Impedanzwandlung genutzt werden kann und sehr gut mit einer doppelseitig gefräzten Platine realisierbar ist. Dies macht ihn besonders gut umsetzbar für dieses Hochschulprojekt.

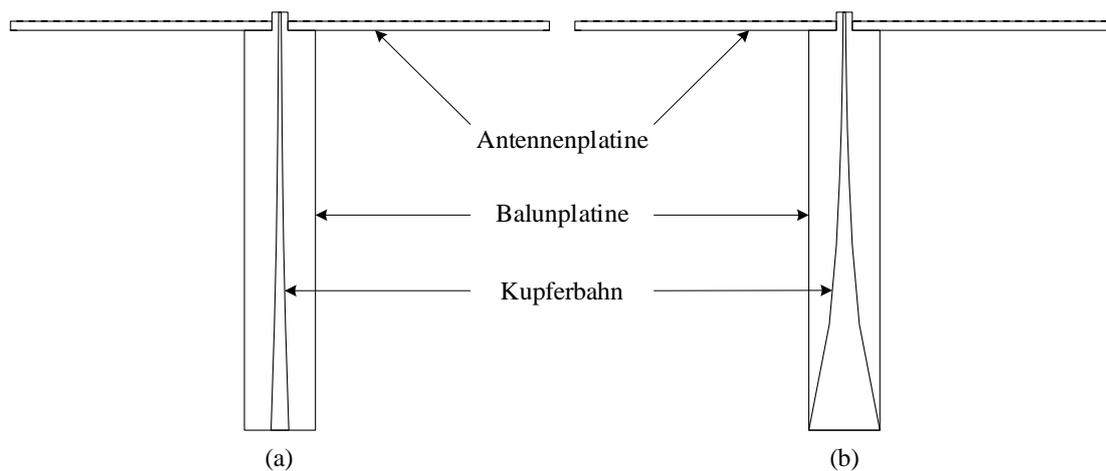


Abbildung 3.2 (a) Ober- und (b) Unterseite des Baluns

Wie in Abbildung 3.2 zu sehen ist, wird die Antennenplatine auf den Balun gesteckt. Die Oberseite des Baluns wird mit einem Spiralarm auf der einen Seite und mit dem Innenleiter einer SMA-Buchse auf der anderen Seite verlötet. Mit der Unterseite wird genauso verfahren. Sie wird mit dem zweiten Spiralarm und dem Gehäuse der SMA-Buchse verbunden. Somit liegen an der breiteren Balunseite Innen- und Außenleiter des späteren Koaxialkabels und an der schmalen Seite die beiden Spiralarme an.

3.2 Parameter der Antenne

Der erste Schritt zur Erstellung eines Modells der hier benötigten archimedischen Spiralantenne besteht darin, die Größenparameter der Antenne festzulegen. Außergehend von den Erläuterungen des vorherigen Kapitels wird r_1 zunächst auf 1 mm festgelegt. Diese Festlegung resultiert aus Überlegungen zur bestmöglichen praktischen Umsetzung der Gesamtanordnung. Sind die Spiralarmanfänge gerade so weit auseinander, dass die Kupferbahnen des Baluns diese beim Zusammenstecken nahezu berühren, ist nur wenig Lötzinn von Nöten, um eine sichere elektrische Verbindung herzustellen.

Aus dieser Festlegung resultiert:

$$r_1 = s = w = 1 \text{ mm} \quad (3.4)$$

Unter Anbetracht der Kupferbahnbreite der Spiralarms ist somit der größtmögliche Spiralaußenradius:

$$r_2 = r_{2\max} - w = 43 \text{ mm} \quad (3.5)$$

Die Anzahl der Umdrehungen eines Spiralarms wird mit Hilfe von (3.2) bestimmt und führt zu $N = 10,5$.

Der Außenradius des Antennenplatinensubstrats beträgt $r_{2\max}$, festgelegt durch die räumliche Begrenzung der Anwendung. Materialart und -dicke der Gesamtanordnung sind, wie im vorherigen Kapitel beschrieben, vorgegeben.

Die Breite w_R des Kupferrings auf der Rückseite der Antenne wird vorerst mit der Breite der Spiralarms w gleichgesetzt und in der nachfolgenden Simulation weiterbetrachtet.

Tabelle 1 Übersicht aller Parameter zur Antennenkonstruktion

r_1	s	w	r_2	N	w_R	h_{Cu}	h_{Sub}	ϵ_r
1 mm	1 mm	1 mm	43 mm	10,5	1 mm	35 μm	1,5 mm	4,3

3.3 Parameter des Baluns

Durch die Vorbetrachtungen aus Kapitel 3.1 sind auch hier wieder einige Parameter vorgegeben. Diese sind Materialart, -dicke und die grundlegende Form des Baluns.

Ein exponentiell verjüngter Balun, der mit Hilfe von doppelseitig gefräßtem Platinenmaterial gefertigt wird, besitzt an einem Ende zwei parallele gleichbreite Streifenleitungen. An diesem Ende herrscht eine symmetrische Stromverteilung (balanced), wie sie für die Spiralantenne benötigt wird. Am anderen Ende sind die Streifenleitungen auch parallel aber unterschiedlich breit. Hier ist die Stromverteilung unsymmetrisch (unbalanced), so wie sie im Koaxialkabel vorherrscht. Dieses Ende wird mit einer SMA-Buchse verbunden, die dann das Kabel aufnimmt.

Damit der Übergang zwischen symmetrischer und unsymmetrischer Verteilung möglichst reflexionsarm verläuft, gleichen sich die Breiten der Kupferbahnen auf Ober- und Unterseite des Baluns nicht linear sondern nach einem Exponentialverlauf an. Die Charakteristik dieses Baluns wird durch folgende Formel beschrieben [12].

$$Z(x) = Z_0 \cdot e^{\frac{x}{l} \cdot \ln\left(\frac{Z_l}{Z_0}\right)} \quad (3.6)$$

Hierbei ist $Z(x)$ die Impedanz zwischen den Kupferstreifenleitungen auf Ober- und Unterseite des Baluns an einer bestimmten Stelle x . Z_0 ist die Impedanz am unsymmetrischen Ende des Baluns. Da die Antenne mit einem Koaxialkabel mit 50Ω Wellenwiderstand verbunden werden soll, beträgt $Z_0 = 50 \Omega$. Die Gesamtlänge des Baluns wird mit l bezeichnet. Diese ergibt sich aus der Anwendung des Prinzips des Quarter-wave impedance transformer [13].

$$l = \frac{\lambda_{\min}}{4} = \frac{c}{1,084 \text{ GHz} \cdot 4} = 69,1 \text{ mm} \quad (3.7)$$

Die Impedanz am symmetrischen Ende des Baluns wird mit Z_l bezeichnet. Sie soll die gleiche Größe wie die Eingangsimpedanz der Spiralantenne haben. Da die Antenne selbstkomplementär ist, kann diese Impedanz mit Hilfe des Babinetschen Prinzips [14] mit $188,5 \Omega$ angenommen werden. Allerdings gilt dieses Prinzip nur vollständig, wenn die Substratdicke und Spiralarmlänge unendlich wären. Jedoch zeigt sich bei Testsimulationen mit unterschiedlich gespeisten Spiralantennen, dass die Eingangsimpedanz selten mehr als 10Ω von dem erwarteten Wert abweicht. Somit wird zur Konstruktion des Baluns $Z_l = 188,5 \Omega$ angenommen.

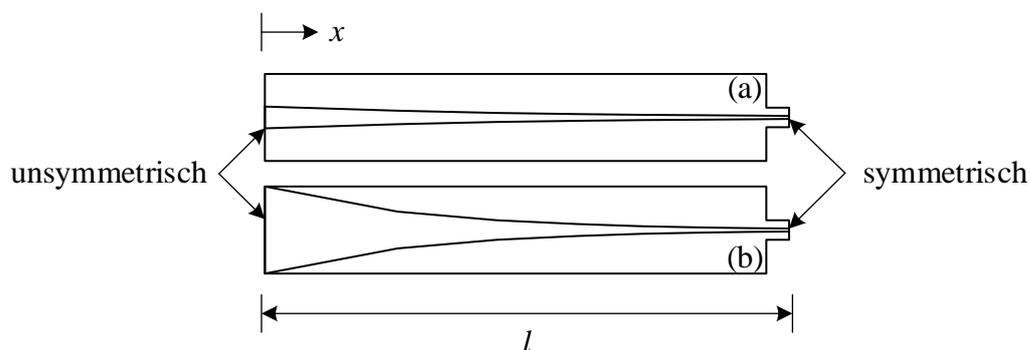


Abbildung 3.3 (a) Ober- und (b) Unterseite des Baluns mit sich verjüngenden Streifenleitungen

Die Breite der Streifenleitung auf der Oberseite des Baluns am unsymmetrischen Ende wird mit w_{t1} bezeichnet. Sie wird mit Hilfe der Formel zur Bestimmung der charakteristischen Impedanz von Streifenleitern nach [15] ermittelt.

Ist $\frac{w}{h} \leq 1$, wobei w die Breite des Streifenleiters und h die Substrathöhe ist:

$$Z_0 = \frac{60 \cdot \ln\left(\frac{8 \cdot h}{w} + \frac{w}{4 \cdot h}\right)}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.8)$$

mit:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(\left(1 + \frac{12 \cdot h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \cdot \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right) \quad (3.9)$$

Ist $\frac{w}{h} \geq 1$, wobei w die Breite des Streifenleiters und h die Substrathöhe ist:

$$Z_0 = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)} \quad (3.10)$$

mit:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12 \cdot h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.11)$$

Da am unsymmetrischen Balunende $w > h$ ist, wird Formel (3.10) genutzt. Setzt man Formel (3.11) in Formel (3.10) ein und nutzt $Z_0 = 50 \Omega$, $h = 1,5 \text{ mm}$ und $\epsilon_r = 4,3$ aus den Vorbetrachtungen, so kann die Gleichung für w_{t1} aufgelöst werden und es ergibt sich ein Wert von 2,9 mm.

Diese Berechnung setzt voraus, dass die Streifenleitung der Oberseite durch das Substrat von einer unendlich großen leitfähigen Fläche getrennt wird, die als Bezugspotenzial dient. Im praktischen Aufbau befindet sich dort allerdings die Streifenleitung der Unterseite des Baluns. In [13] wird beschrieben, dass für die praktische Umsetzung die Breite der Streifenleitung auf der Unterseite w_{b1} vier mal so groß wie w_{t1} sein sollte, um dieses Kriterium näherungsweise zu erfüllen.

$$w_{b1} = 4 \cdot w_{t1} = 11,6 \text{ mm} \quad (3.12)$$

Es ist zu erwarten, dass die Breite der Streifenleitungen am symmetrischen Ende kleiner sein wird als die Höhe des Substrats. Um die Breite der Streifenleitungen am symmetrischen Ende zu bestimmen, wird also Formel (3.9) in Formel (3.8) eingesetzt. Auch hier sind $h = 1,5 \text{ mm}$ und $\varepsilon_r = 4,3$. Da die beiden Streifenleiter am symmetrischen Ende gleichbreit sein sollen, kann Formel (3.8) nicht direkt genutzt werden, da sonst das Bezugspotenzial-Kriterium verletzt würde.

Zur Lösung dieses Problems wird in [16] die method of moving perfect electric wall (MPEW) beschrieben. Ein Substrat mit zwei gegenüberliegenden Streifenleitern kann in zwei Teilen betrachtet werden, sodass jeder Leiter eine imaginäre unendlich große Bezugsfläche besitzt. So befindet in einer bestimmten Höhe h_1 im Substrat eine gedachte Fläche, die als Bezugspotenzial fungiert (perfect electric wall).

$$h_1 = \frac{h}{2} + \frac{h}{2} \cdot \frac{(w_b/w_t)^{\frac{w_b}{h}} - 1}{(w_b/w_t)^{\frac{w_b}{h}} + 1} \quad (3.13)$$

Da hier gefordert ist, dass obere Streifenleiterbreite w_t und untere Streifenleiterbreite w_b gleichgroß sind, ergibt der Klammerausdruck in (3.13) immer eins. Außerdem wird der Bruch in der Potenz der Klammer immer kleiner als eins sein, wodurch sich eine Wurzel aus eins ergibt. Somit wird der komplette Zähler, von dem eins subtrahiert wird, null. Das heißt, dass bei jeder beliebigen Breite (solange $w_t = w_b$) sich die MPEW bei $h/2$ befindet (hier: $0,75 \text{ mm}$).

Nun kann Formel (3.8) genutzt werden, wobei für $h = 0,75 \text{ mm}$ eingesetzt werden. Außerdem wird für Z_0 diesmal nicht die hier gewünschte Impedanz von $188,5 \Omega$ eingesetzt, sondern nur die Hälfte (also $\approx 94 \Omega$). Die charakteristische Impedanz zwischen zwei Streifenleitungen ist bei der MPEW die Summe der beiden errechneten Impedanzen [16]. Da in diesem Fall die imaginäre Bezugsfläche aber beide Male auf gleicher Höhe liegt und beide Leiter die gleiche Breite haben, reicht es, nur eine Berechnung mit $Z_0/2$ durchzuführen.

$$\frac{Z_0}{2} = \frac{60 \cdot \ln\left(\frac{8 \cdot (h/2)}{w} + \frac{w}{4 \cdot (h/2)}\right)}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(\left(1 + \frac{12 \cdot (h/2)}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \cdot \left(1 - \frac{w}{(h/2)}\right)^2\right)}} \quad (3.14)$$

Löst man Formel (3.14) nach w auf, so ergibt sich $w_{t2} = w_{b2} = 0,4$ mm.

Zur Konstruktion des Baluns werden nun noch einige weitere Breiten entlang seiner Länge l berechnet. Diese werden mit Hilfe von Formel (3.6) positioniert. Die exponentielle Verjüngung der Breiten wird durch Formel (3.15) realisiert.

$$w_{t/b}(x) = w_{t1/b1} \cdot e^{\frac{x}{l} \ln \left(\frac{w_{t2}/b2}{w_{t1}/b1} \right)} \quad (3.15)$$

Tabelle 2 Konstruktionsparameter des Baluns

$Z(x)$ [Ω]	x [mm]	w_t [mm]	w_b [mm]
50	0	2,9	11,6
70	17,5	1,8	4,9
90	30,6	1,2	2,6
110	41,1	0,9	1,6
130	49,8	0,7	1
150	57,2	0,6	0,7
170	63,7	0,5	0,5
188	69,1	0,4	0,4

3.4 Simulation der Anordnung

Der erste Schritt bei der Simulation der gesamten Anordnung ist die Erstellung der beiden einzelnen Platinen als 3D-Modell in CST Microwave Studio. Die Platine der Antenne und des Baluns werden hierbei separat erstellt. Dies dient vor allem zur Überprüfung der Eingangsimpedanzen der zwei Bauteile, bevor diese praktisch gefertigt werden.

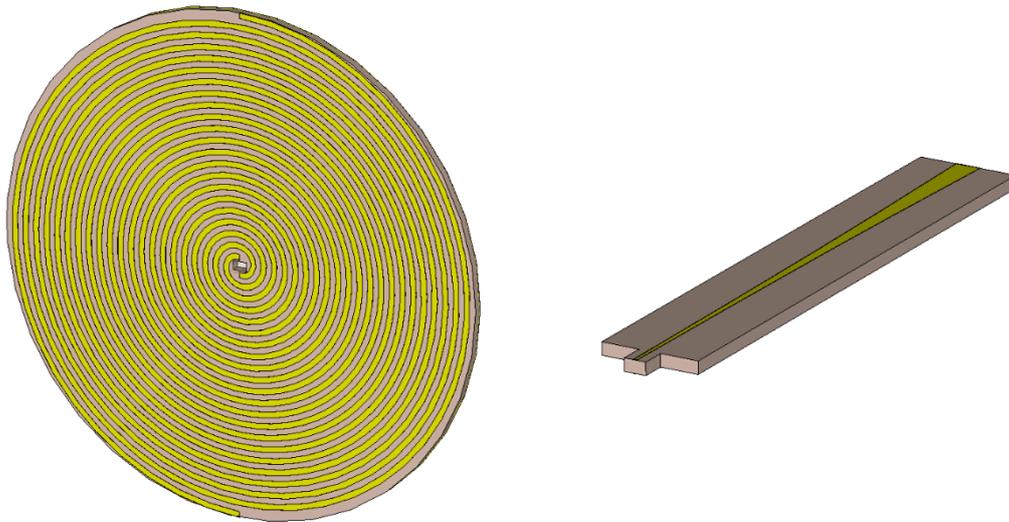


Abbildung 3.4 3D-Modelle der Antennen- und Balunplatine

Zur Bestimmung der Eingangsimpedanzen in der Simulationssoftware ist es notwendig, die Waveguide Ports an die jeweiligen Breiten der Streifenleitungen anzupassen und die Grenzen der Simulationsumgebung konkret festzulegen.

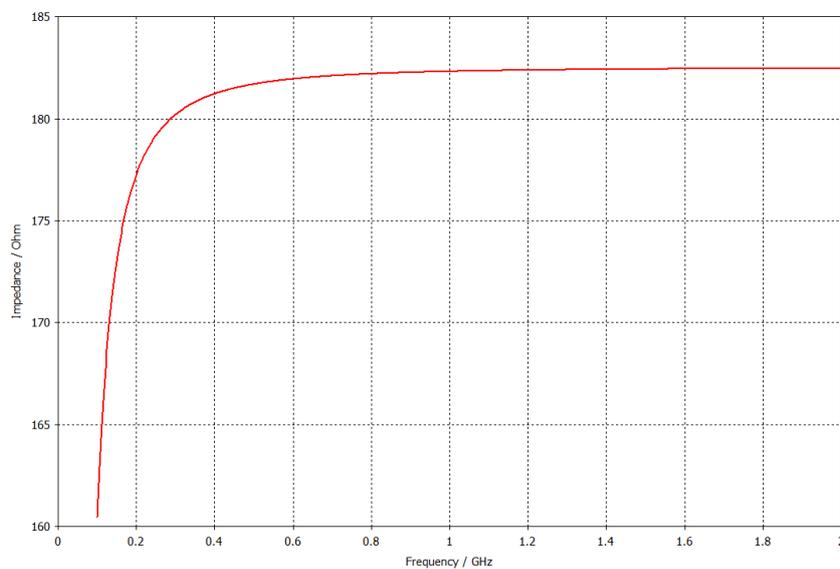


Abbildung 3.5 Eingangsimpedanz der Spiralantenne von 0,1 – 2 GHz

Die Simulation zeigt, dass sich die Eingangsimpedanz der Antenne in Abhängigkeit von der Frequenz verändert. Allerdings tritt diese Veränderung nur verstärkt in dem Bereich von 0,1 - 0,3 GHz auf. Bei 0,3 GHz liegt die Eingangsimpedanz bei $180,2 \Omega$ und erhöht sich bis 2 GHz lediglich auf $182,5 \Omega$.

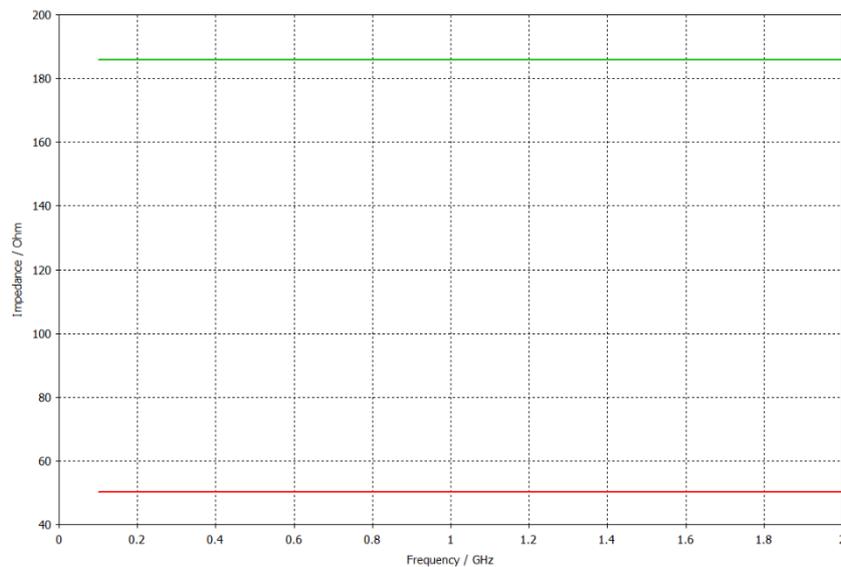


Abbildung 3.6 Eingangsimpedanzen des Baluns am symmetrischen (grün) und unsymmetrischen Ende (rot)

Der modellierte Balun besitzt eine Impedanz von $185,9 \Omega$ am symmetrischen Ende und ist somit gut an die Antennenimpedanz angepasst. Das unsymmetrische Ende weist in Abbildung 3.6 eine Impedanz von $50,2 \Omega$ auf, was nahezu den geforderten 50Ω des Koaxialkabels entspricht.

Nach der Verifizierung der Impedanzen werden Antenne und Balun nun gemeinsam simuliert, um das Verhalten der gesamten Anordnung zu untersuchen. Wie in Abschnitt 3.1 beschrieben, ist der Frequenzbereich von $0,3 - 1,5 \text{ GHz}$ bei der TE-Messung von Interesse. Zuerst wird die Impedanzanpassung der Anordnung geprüft. Dazu wird das VSWR bestimmt, wobei betrachtet wird, wie viel Prozent der über den Balun eingespeisten Leistung von der Last (hier die Spiralantenne) reflektiert wird.

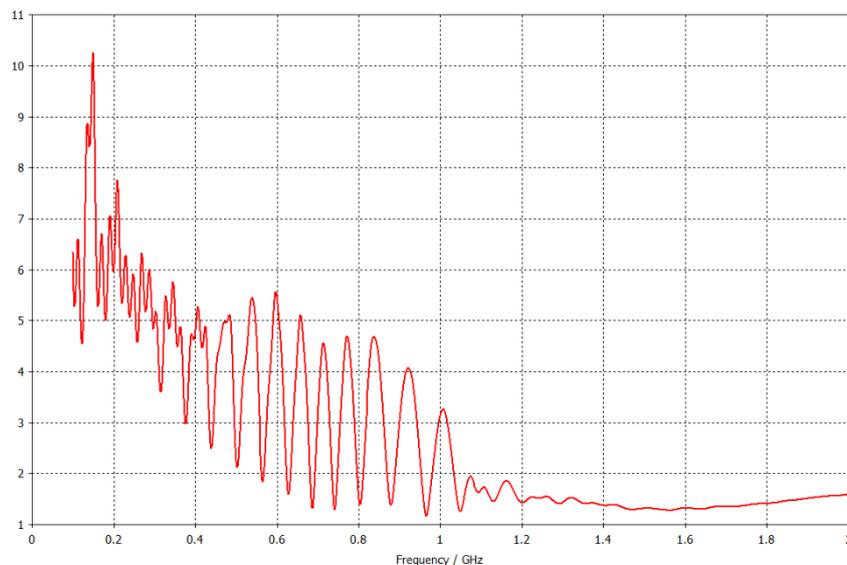


Abbildung 3.7 VSWR der Gesamtanordnung in Abhängigkeit von der Frequenz

Das Stehwellenverhältnis ist hier im Bereich der niedrigeren Frequenzen relativ hoch mit einem Spitzenwert von ca. 10 bei 0,15 GHz. Das bedeutet, dass dort 67 % der eingespeisten Leistung reflektiert werden. Dieser Wert sinkt allerdings kontinuierlich ab und liegt bei den Frequenzen, die größer als 1,03 GHz sind, dauerhaft unter 2 (es werden weniger als 11 % der Leistung reflektiert). Der stark dynamische Verlauf im Bereich unter 1 GHz ist auf das Antennendesign zurückzuführen. Die Antenne sollte unter ihrer Grenzfrequenz von 1,084 GHz schlecht Energie abstrahlen, also muss ein großer Teil der Leistung reflektiert werden. Im Bereich unter 0,2 GHz ist das VSWR am größten, da zu dem eben beschriebenen Effekt noch die Unangepasstheit von Antenne und Balun hinzukommt (s. Abbildung 3.5).

Als nächstes soll die Richtcharakteristik der Antenne dargestellt werden. Dazu wird hier beispielhaft das Richtdiagramm für eine bestimmte Frequenz erstellt, bei der sich das typische Verhalten der archimedischen Spiralantenne zeigt.

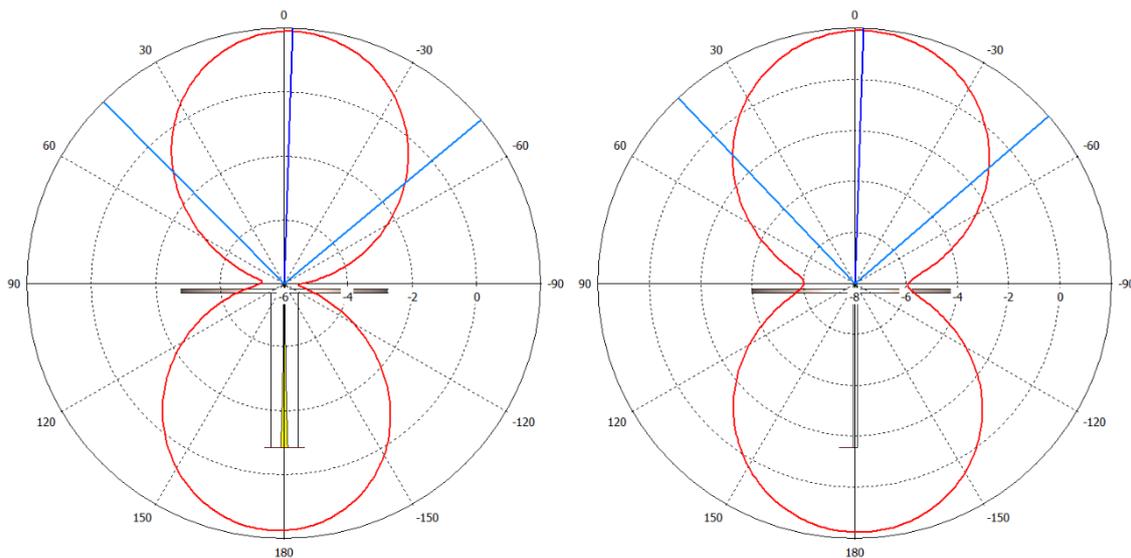


Abbildung 3.8 Richtdiagramm bei 1,3 GHz (links Draufsicht, rechts Seitenansicht), die dargestellten Größen sind Abstrahlwinkel in $[\circ]$ und Antennengewinn in [dBi]

In Abbildung 3.8 wird die erwartete Achtercharakteristik der Antenne durch die rote Kurve dargestellt. Diese Richtcharakteristik ist für die hier zugrundeliegende Anwendung geeignet, da die Position der TE im Transformator unbestimmt ist und eine starke Richtwirkung der Antenne kontraproduktiv wäre. In blau sind die Orientierung der Hauptkeule und ihr 3 dB – Öffnungswinkel dargestellt. Beide Größen sind in den zwei Diagrammen aus Abbildung 3.8 nahezu identisch: die Orientierung liegt bei -2° und der Öffnungswinkel bei knapp über 90° . Die Größe der Hauptkeule ist ebenfalls in beiden Fällen identisch und beträgt 1,9 dBi.

Um einen Gesamteindruck des Verhaltens über den anwendungsbezogenen Frequenzbereich zu erhalten, wird als nächstes der Antennengewinn in Abhängigkeit der Frequenz betrachtet. Dieser fasst die Richtwirkung und den Wirkungsgrad der Antennenanordnung zusammen.

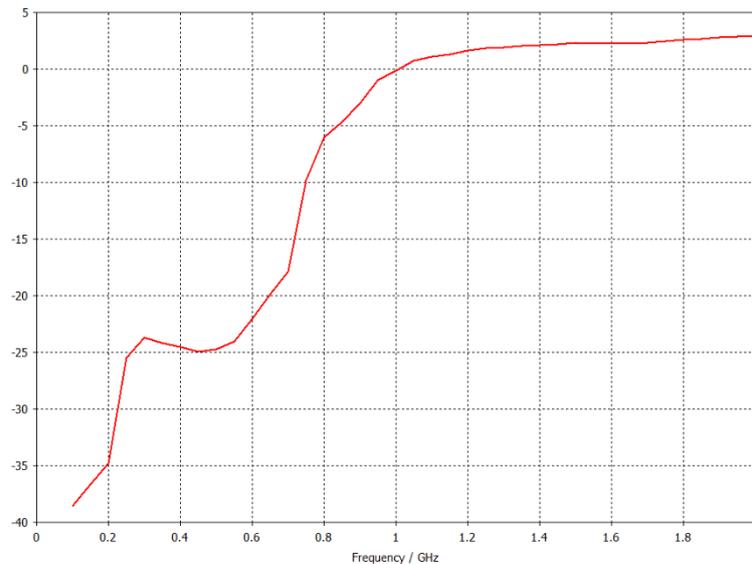


Abbildung 3.9 Antennengewinn in [dBi] in Abhängigkeit von der Frequenz

In Abbildung 3.9 zeigt sich, dass der Gewinn im unteren Frequenzbereich sehr niedrig ist. Auf Grund der Vorbetrachtungen ist allerdings klar, dass dies so sein muss, denn die untere Grenzfrequenz der hier konstruierten Antenne liegt bei 1,084 GHz. Sie ist elektrisch zu klein, um bessere Eigenschaften bei größeren Wellenlängen aufweisen zu können. Der Gewinn beträgt bei 0,8 GHz ca. -6 dBi und steigt auf 0 dBi bei 1 GHz. Im weiteren Verlauf ist die Veränderung deutlich schwächer, so befindet sich der Graph in Abbildung 3.9 zum Beispiel bei 1,4 GHz auf einem Wert von 2,1 dBi und bei 2 GHz auf 2,9 dBi.

3.5 Praktische Umsetzung

Zur Fertigung der Antenne müssen zunächst Antennen- und Balunplatine angefertigt werden. Mit Hilfe der beiden 3D-Modelle aus Abschnitt 3.4 (Abbildung 3.4) werden direkt aus CST Microwave Studio Gerber-Dateien exportiert. Diese werden anschließend mit dem Gerber Viewer von KiCad aufbereitet, sodass sich für jede Platine jeweils drei Dateien ergeben. Dabei sind zwei Dateien für die Beschreibung der Kupferschichten auf Ober- bzw. Unterseite der Platinen zuständig und in der dritten sind die Außenkanten der Platinen definiert. Somit sind alle Voraussetzungen zum Steuern der Platinenfräse gegeben.

Anschließend werden beide Platinen verlötet. Ein Spiralarm wird dabei mit der Kupferbahn auf der Oberseite des Baluns und der andere mit der auf der Unterseite verbunden. Der letzte Schritt der Fertigung besteht im Anlöten einer für die Leiterplattenmontage geeigneten SMA-Buchse am unsymmetrischen Ende des Baluns.

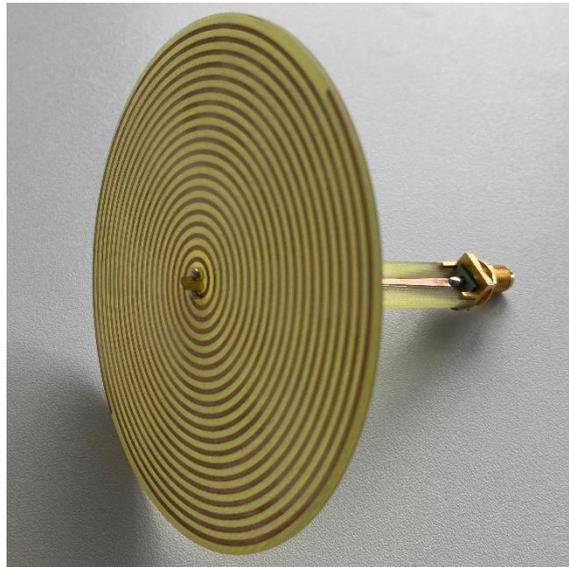


Abbildung 3.10 Realisierte archimedische Spiralantenne (ASA) mit Balun und SMA-Buchse

4 Versuchsdurchführung und Auswertung

4.1 Versuchsaufbau

Die Messungen zum Vergleich der beiden Antennen werden in einer GTEM-Zelle durchgeführt, um definierte und gleiche Umgebungsbedingungen zu garantieren. Mit Hilfe eines Funktionsgenerators wird die Zelle mit einem sinusförmigen Signal mit einer Amplitude von 1 V gespeist. Die beiden Antennen werden für die Messungen jeweils einzeln in die Zelle eingebracht und über ein Koaxialkabel mit einem Oszilloskop verbunden. Gemessen wird der Effektivwert der Spannung U_{eff} des von den Antennen empfangenen Signals.

Tabelle 3 Liste der im Laborversuch verwendeten Geräte

Gerät	Typ	Hersteller
GTEM-Zelle	GTEM-LT 950	Schaffner
Funktionsgenerator	SML 02	Rohde & Schwarz
Oszilloskop	HDO9404	Teledyne LeCroy

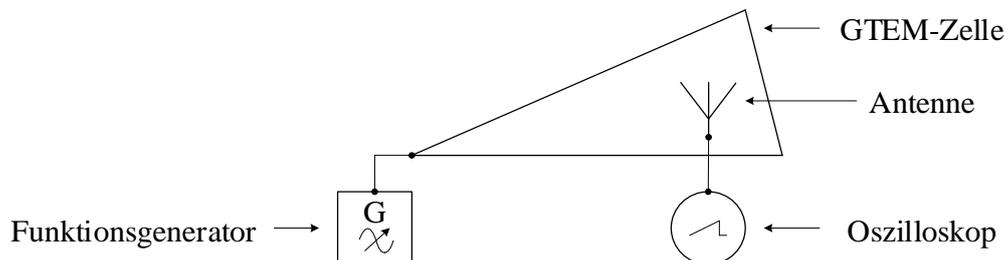


Abbildung 4.1 Schema des Versuchsaufbaus

Bei diesem Versuch fungiert die GTEM-Zelle als gedachter Transformator-kessel. Die Ähnlichkeit besteht in der Eigenschaft der störungsfreien Umgebung für die Antennen. Durch die metallische Hülle werden Signale wie z. B. vom Koronaentladungen in der Umgebung abgeschirmt, die ebenfalls im hier betrachteten Frequenzbereich liegen können. Ein großer Unterschied bei dieser Modellannahme liegt allerdings bei den Reflexionen. Die Wand der GTEM-Zelle, die dem Speisepunkt gegenüberliegt, ist mit Absorbern ausgestattet, um Reflexionen zu vermeiden. Im Transformator-kessel ist hingegen mit starken Reflexionen der UHF-Signale zu rechnen. Aus diesem Grund wird der Versuch für jede Antenne drei Mal durchgeführt, wobei die Position in der GTEM-Zelle und die Ausrichtung der Antennen variiert wird.

Somit kann ein genauere Eindruck über die Positionsabhängigkeit gewonnen werden, die bei Antennenanwendungen in leitfähig abgeschlossenen Umgebungen einen großen Einfluss hat.

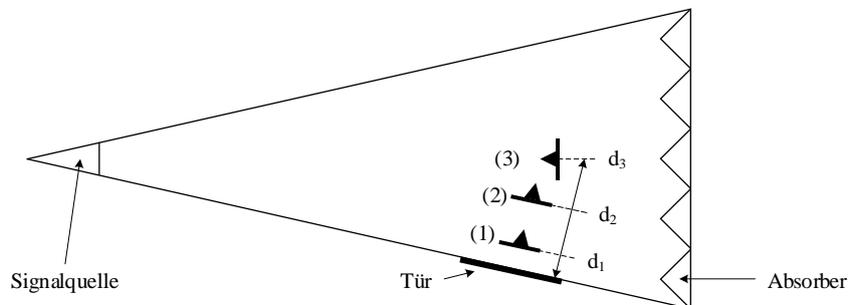


Abbildung 4.2 Positionen der Antennen in GTEM-Zelle (Draufsicht)

Die in Abbildung 4.2 dargestellten Positionen (1) bis (3) sind über die Eindringtiefe d definiert. Diese wird im Bezug zur Mitte der Türöffnung der GTEM-Zelle angegeben. Bei den Positionen (1) und (2) ist die Antennenfrontseite (dargestellt durch Spitze in Abbildung 4.2) parallel zur Tür ausgerichtet. Bei Position (3) hingegen stehen die Antennenfrontseiten parallel zur Signalquelle. Bei allen drei Messreihen wird der Abstand zur Signalquelle ungefähr gleich gehalten.

Zur Realisierung der Messungen bei verschiedenen Eindringtiefen bei Position (1) und (2) ist es notwendig, eine modifizierte Tür für die Referenzantenne von OMICRON zu konstruieren. Der Antennenkopf ist dort an einem Stahlstab befestigt, der sich durch einen Flansch hindurchschiebt (s. Abbildung 1.1). Die neue Tür muss somit ein Loch besitzen, durch das sich Antennenkopf und Stahlstab bewegen können. Außerdem werden Bohrungen zur Befestigung des Flansches benötigt. Die originale Tür der GTEM-Zelle besitzt abgekantete Ränder, die in Kupferfedern an der Außenwand fassen, um die vollständige elektrische Abschirmung zu gewährleisten. Das letzte Merkmal der Tür ist ein Metallfähnchen, welches einen Schließkontakt betätigt. Die Umsetzung erfolgt mit Hilfe eines Metallbauunternehmens und als Material wird Stahlblech verwendet.

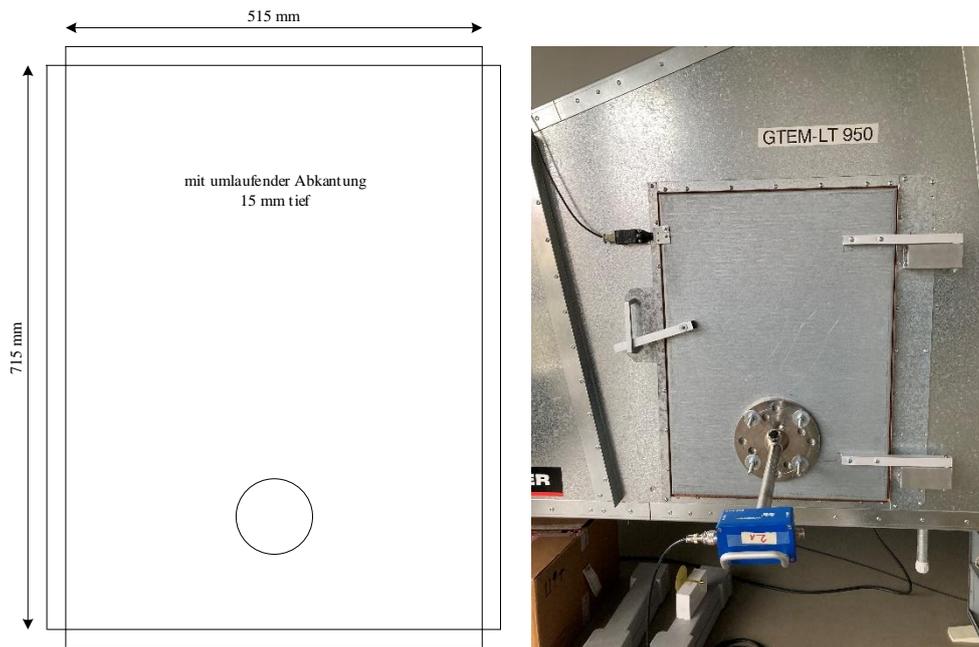


Abbildung 4.3 Prinzipskizze für Grundblech links, fertige Tür eingebaut rechts

Auf dem Foto in Abbildung 4.3 ist die selbstkonstruierte Tür in die GTEM-Zelle eingebaut und von der OMICRON-Antenne ragt lediglich der blaue Anschlusskasten heraus. Die Türangeln und der Verschlussmechanismus sind an die GTEM-Zelle angepasst. Zur Befestigung des Flansches kommen vier 130 mm lange Sechskantschrauben mit der Gewindeart M16 zum Einsatz. Sie dienen außerdem dazu bis zu drei extra Flansche an der Innenseite der Tür zu montieren, um somit auch das Verhalten der OMICRON-Antenne bei Einbau in einem Rohr untersuchen zu können. Diese Einbauart kommt der realen Anwendung in Transformatorenkesseln am nächsten. Werden keine zusätzlichen Flansche montiert, sollten die langen Enden der Schrauben aus der GTEM-Zelle herauszeigen, damit diese das elektrische Feld im Inneren möglichst wenig beeinflussen.

Der letzte Schritt vor dem Start der Messungen besteht in der Beschaffung der passenden Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50Ω zum Anschluss der Antennen. Die OMICRON-Antenne wird mit einem Kabel mit beidseitigen BNC-Steckverbinder an das Oszilloskop angeschlossen. Das Kabel der Spiralantenne besitzt auf einer Seite den BNC-Steckverbinder für das Oszilloskop und auf der anderen Seite einen selbstangebrachten SMA-Stecker für die SMA-Buchse aus Abbildung 3.10.

4.2 Messergebnisse

Die Messreihen werden an drei Positionen aufgenommen (s. Abbildung 4.2). Mit Hilfe des Funktionsgenerators werden Frequenzen von 0,1 bis 1,6 GHz eingestellt, da dieser Bereich groß genug ist, um jede Frequenz abzubilden, die erfahrungsgemäß bei der TE-Messung auftritt und sich direkt für eine logarithmische Darstellung im Diagramm eignet. Die exakten tabellarischen Messwerte sind im Anhang A bis C dargestellt.

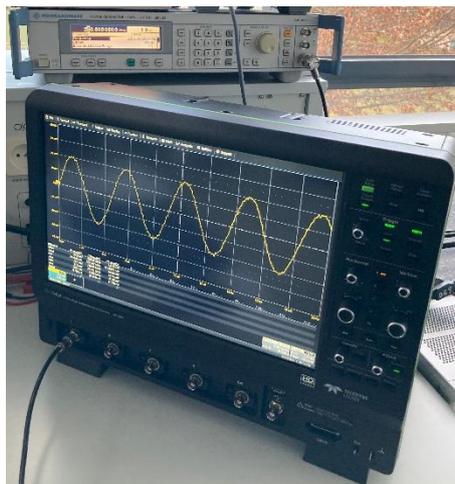


Abbildung 4.4 Messplatz mit Funktionsgenerator und Oszilloskop

Es wird mit Position (1) begonnen, das heißt, dass die Antennen parallel zur Tür mit einem Abstand von $d_1 = 13$ cm fixiert werden.



Abbildung 4.5 Antennen an Position (1), links Spiralantenne, rechts UVS 610

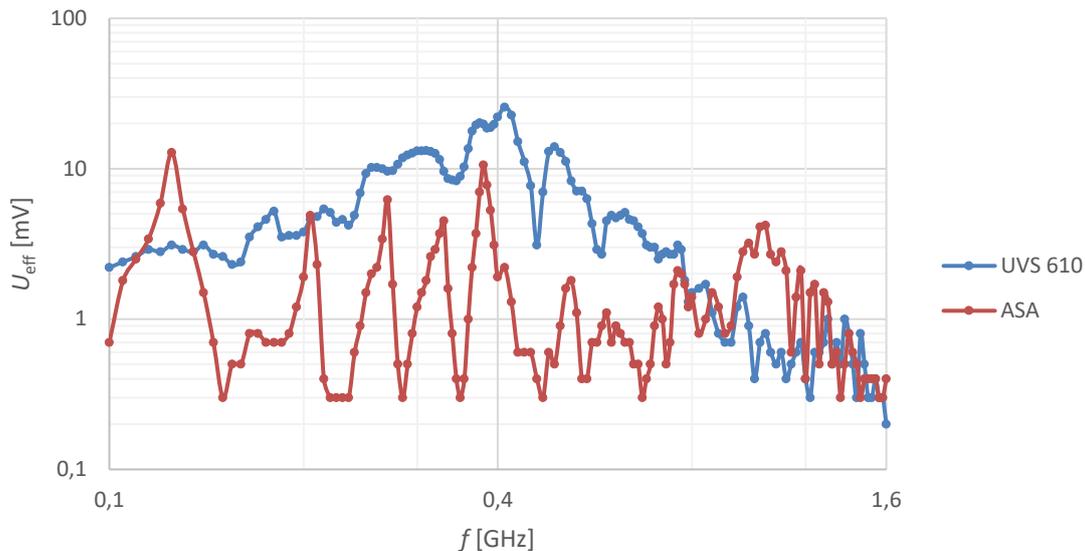


Abbildung 4.6 Messergebnisse für Position (1) nach Anhang A

Die erste Messreihe zeigt, dass die selbstkonstruierte Spiralantenne (rote Kurve) im Bereich der niedrigeren Frequenzen schlechter empfängt als die Referenzantenne (blaue Kurve). Über einen großen Teil des untersuchten Frequenzabschnitts ist der Effektivwert der Spannung des empfangenen Signals kleiner als bei dem Signal der Referenzantenne.

Außerdem zeigt sich die unterschiedliche Antennencharakteristik der beiden Prüflinge in den Kurvenverläufen von Abbildung 4.6. Die UVS 610 besitzt einen wenig dynamischen Verlauf, die betragsmäßigen Unterschiede benachbarter Messpunkte sind relativ gering. Die ASA hingegen weist einen sehr dynamischen Verlauf auf. Besonders im Bereich von 0,1 – 0,4 GHz sind deutliche Spitzen erkennbar. Dieses Verhalten wurde auch erwartet, da die Spirale zu klein ist, um ihr breitbandiges Empfangsverhalten bei diesen niedrigen Frequenzen zu zeigen. Die wenigen Frequenzen bei denen die ASA im niedrigen Bereich empfängt, begründen sich aus der relativ hohen Umdrehungszahl der Spirale. Ab ca. 0,9 GHz beginnt die ASA ein stärkeres Signal als die Referenzantenne zu empfangen. Die Ursache dafür ist, dass die ASA dort langsam in die Nähe ihrer unteren Grenzfrequenz kommt und die UVS 610 vom Hersteller einen ausgewiesenen nutzbaren Frequenzbereich bis 1 GHz besitzt.

Die nächste Messreihe wird an Position (2) durchgeführt, wobei die Antennen parallel zur Tür mit einem Abstand von $d_2 = 44$ cm positioniert werden.



Abbildung 4.7 Antennen an Position (2), links Spiralantenne, rechts UVS 610

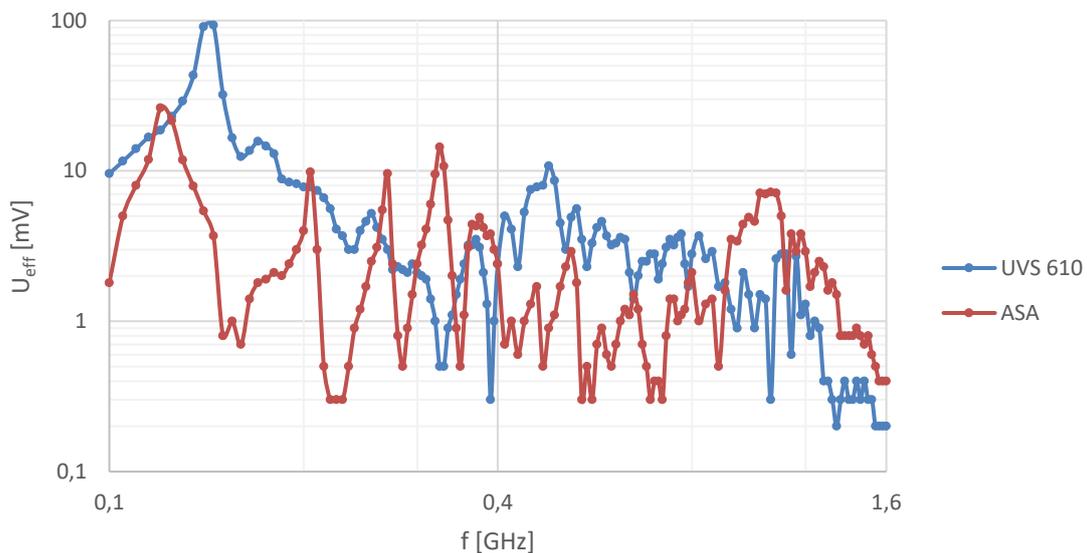


Abbildung 4.8 Messergebnisse für Position (2) nach Anhang B

Prinzipiell zeigt sich bei dieser Messreihe ein ähnliches Verhalten wie in Abbildung 4.6. Im niedrigeren Frequenzbereich ist die UVS 610 über weite Strecken empfangsstärker als die ASA. Ab 0,9 GHz empfängt jedoch die ASA wieder ein stärkeres Signal als die Referenzantenne. Auffällig ist an dieser Stelle der Kurvenverlauf der UVS 610 in Abbildung 4.8. Der qualitative Verlauf ist nun auch um einiges dynamischer als zuvor. Die Erklärung hierfür ist bei der veränderten Eindringtiefe in die GTEM-Zelle zu finden. Bei der praktischen Anwendung der UVS 610 ist davon auszugehen, dass der Metallstab an dem der Antennenkopf befestigt ist, kaum in das elektrische Feld eintaucht.

Der große Anteil des Metallstabes, der nun das Feld in der GTEM-Zelle beeinflusst, führt zu stark veränderten Messergebnissen und stört das erwartete Verhalten, welches in Abbildung 4.6 noch gut zu erkennen war. Aus dieser Beobachtung lässt sich auch ein Rückschluss auf den Kurvenverlauf der ASA ziehen. Dieser ist qualitativ sehr konstant zwischen den Messreihen an Position (1) und (2) geblieben. Der Antennenvergleich mit diesem Versuchsaufbau zwischen dem Prototypen und einem fertigen Produkt gestaltet sich hier also schwierig, da das Anschlusskabel und der Balun das Feld in der Nähe der ASA verzerren. An Position (2) tritt dies nun auch bei der UVS 610 auf, da zwar nicht das Anschlusskabel aber die Antennenspeisevorrichtung nun auch das Feld beeinflusst.

Die letzte Messreihe wird an Position (3) durchgeführt, wobei die Antennen nun in Richtung der Signalquelle ausgerichtet werden. Der Abstand von der Tür der GTEM-Zelle d_3 beträgt 84 cm.



Abbildung 4.9 Antennen an Position (3), links Spiralantenne, rechts UVS 610

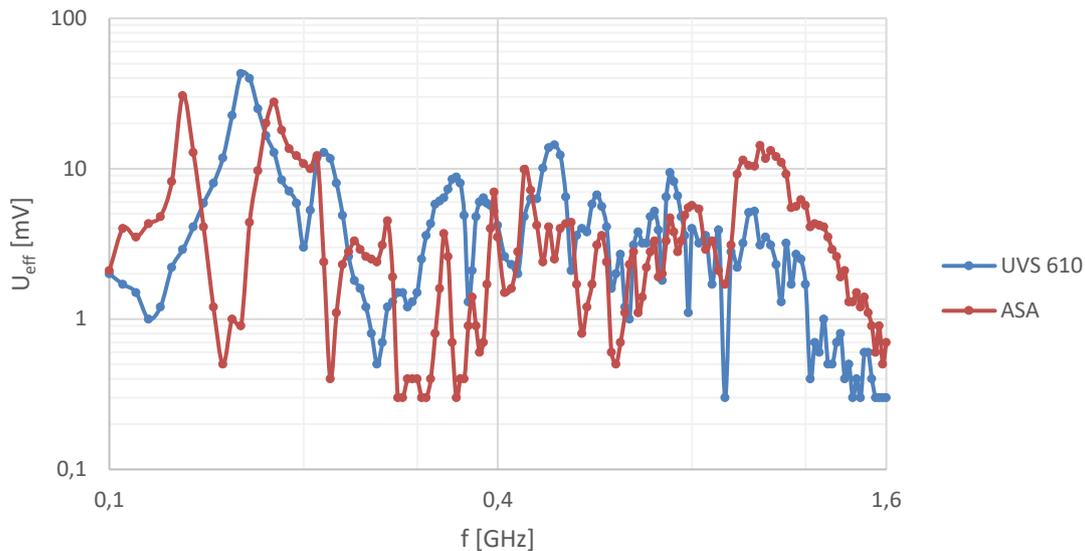


Abbildung 4.10 Messergebnisse für Position (3) nach Anhang C

Wie bei der Messreihe an Position (2) zeigen beide Antennen einen sehr dynamischen Verlauf. Auch gleich geblieben ist, dass die ASA ab ca. 0,9 GHz ein stärkeres Signal als die UVS 610 empfängt. Bei den vorherigen Messungen gab es im niedrigeren Frequenzbereich allerdings relativ große Abschnitte bei denen die UVS 610 klar empfangsstärker war. Diese Tatsache gilt an Messposition (3) nicht mehr. In Abbildung 4.10 zeigt sich ein prinzipiell sehr ähnlicher Verlauf der zwei gemessenen Kurven. Es kann keine Aussage mehr getroffen werden, welche der beiden Antennen im untersuchten Frequenzbereich ein stärkeres Signal empfängt, da sich die Kurven im Bezug auf den höheren Wert von U_{eff} ständig abwechseln.

Der Versuchsaufbau an Position (3) ist, bezogen auf alle drei Positionen, für die beiden Antennen am vergleichbarsten. Nur bei dieser Messreihe sind die gesamte Speisevorrichtung und das Anschlusskabel des jeweiligen Prüflings dem Feld in der GTEM-Zelle ausgesetzt.

4.3 Schlussfolgerungen

Mit Hilfe der verwendeten Geräte konnten plausible Messergebnisse erzielt werden. Die Versuchsdurchführung in einer GTEM-Zelle führt außerdem zu relativ gut wiederholbaren Messreihen.

Anhand der Messreihen aus Abschnitt 4.2 ist ein klarer Trend erkennbar. Umso größer die Eindringtiefe d wird, desto mehr gleichen sich die Kurven der beiden Antennen an. Die Hauptursache liegt dabei in dem Einfluss des elektrischen Feldes auf alle Teile der gesamten Antennenanordnung. Bei allen drei Messreihen sind Antennenkopf, Speisevorrichtung und Anschlusskabel der ASA dem Feld ausgesetzt. Hingegen ist dies bei der UVS 610 nur an Position (3) der Fall. Lediglich Position (1) der UVS 610-Messreihe ist von der Einbauart wirklich realistisch mit der Anwendung im Transformator-kessel vergleichbar und erzielt dabei gleichzeitig die besten Ergebnisse.

In weiten Bereichen konnte die selbstkonstruierte ASA nicht mit der UVS 610 konkurrieren. Allerdings ist es gelungen mit einem Prototyp, der nicht optimal auf den gesamten Frequenzbereich der TE abgestimmt ist, eindeutige Signale zu empfangen, die teilweise sogar stärker als die der Referenzantenne waren.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Im Verlauf der vorliegenden Arbeit konnte ein systematischer Ansatz zur Entwicklung einer archimedischen Spiralantenne aufgezeigt werden. Mit Hilfe der Vorbetrachtungen, der Simulation und des Laborversuches ist es möglich, Schritt für Schritt weitere Prototypen für das Anwendungsgebiet zu konstruieren. Hier liegt auch das größte Potenzial dieses Projektes. Die anfängliche Idee zur Veränderung der Antennengeometrie wurde umgesetzt, konnte allerdings nicht konkret bessere Eigenschaften als das bestehende Produkt liefern. Jedoch kann diese Arbeit als Vorlage für weitere Hochschulprojekte dienen.

Wie aus Abschnitt 4.3 hervorgeht, sollte perspektivisch der Versuchsaufbau weiterentwickelt werden. Ein Einbau der beiden Antennen in die GTEM-Zelle wie er im Transformator-kessel realistisch wäre, ist anzustreben. So würde bei jeder Testreihe nur der Antennenkopf dem elektrischen Feld ausgesetzt werden und der Einfluss auf Speisevorrichtung und Anschlusskabel würde entfallen. Hierfür wäre eine Einbaumöglichkeit wie mit der selbstkonstruierten Tür denkbar. Als weitere Möglichkeit besteht die zusätzliche Schirmung von Speisung und Kabel.

Die Geometrie der ASA bietet hier auch noch viel Spielraum. Bei Simulationen vor dem Laborversuch wurden einige Aspekte der realisierten Antenne variiert und dann die Auswirkungen auf das Stehwellenverhältnis und den Antennengewinn beobachtet. Dabei zeigte sich, dass die Veränderungen zwar relativ gering ausfielen, jedoch auch viel Feinabstimmung möglich ist. Bei diesen Untersuchungen wurden folgende ASA-Modelle betrachtet:

- Ohne Ring auf Rückseite
- Mit Ring auf Vorderseite
- Verringerte Umdrehungszahl der Spirale
- Erhöhte Umdrehungszahl der Spirale
- Linear statt exponentiell verjüngter Balun

Weiterführende Geometriebetrachtungen könnten auch die Richtcharakteristik in den Fokus nehmen. Mit dem hier verwendeten Versuchsaufbau konnte keine Aussagen über die optimale Charakteristik für die Antennenanwendung in Transformatoren getroffen werden. Die ASA besitzt eine Richtwirkung, wie in Abbildung 3.8 dargestellt. Die Referenzantenne UVS 610 hingegen besitzt eine um 90° gekippte Charakteristik.

Dadurch ist diese zwar nicht so sensitiv, wenn sie auf die Quelle direkt zeigt, sollte aber elektromagnetische Wellen, die sich an den Transformatorwänden bewegen, sehr gut aufnehmen. Folglich wäre es von Interesse die Spirale z. B. auf eine kegelförmige Struktur aufzubringen, um ihre Richtcharakteristik zu verändern (konische Spiralantenne). Somit könnte die Breitbandigkeit der Spiralantenne weiter genutzt werden und gleichzeitig die Amplitude der Hauptkeule vergrößert werden, indem die Rückkeule verringert wird (Richtwirkung der Wendelantenne).

Die weitere Anpassung der Antennenmesstechnik auf das Anwendungsgebiet der TE-Detektion wird sehr wahrscheinlich dazu führen, dass elektrische Großanlagen zukünftig ab Werk mit dieser Technik ausgerüstet sein können. Dadurch wäre es nicht mehr nötig die Sensorik auf bestimmte Ölablassventile o. Ä. anzupassen. Hierbei müssen aber nicht nur Sensitivität und Zuverlässigkeit beachtet werden, sondern perspektivisch auch verbindliche Richtlinien bei der UHF-Detektion von TE geschaffen werden, wie es sie für kapazitive Messungen gibt. Dann stünde der UHF-Messung als Standardmethode für das Online-Monitoring des Isolationszustandes nichts mehr im Wege.

6 Literaturverzeichnis

- [1] OMICRON, *MPD 600 Broschüre*, 2019.
- [2] E. Gulski et al., *Guidelines for Unconventional Partial Discharge Measurements*, CIGRE, 2010.
- [3] H. Chai, B. T. Phung und S. Mitchell, *Application of UHF Sensors in Power System Equipment for Partial Discharge Detection: A Review*, MDPI, 2019.
- [4] S. Coenen et al., *Performance Check and Sensitivity Verification for UHF PD Measurements on Power Transformers*, Universität Stuttgart, 2007.
- [5] H. H. Sinaga, *Detection, Identification and Localization of Partial Discharges in Power Transformers using UHF Techniques*, University of New South Wales, 2012.
- [6] O. Büchel, *Ein zirkular polarisierter Breitbandstrahler für den Einsatz in planaren Gruppenantennen*, Universität Hannover, 2003.
- [7] B. Kalender, *Über das Abstrahlverhalten von Spiralantennen*, Technische Universität Berlin, 2011.
- [8] RO-FI, *RO-FI Katalog*, 2018.
- [9] E. D. Caswell, *Design and Analysis of Star Spiral with Application to Wideband Arrays with Variable Element Sizes*, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.
- [10] G. Chuanli et al., *Applying UHF PD On-site Monitoring to Large-Size Power Transformer and Pulses Analysis*, Beijing: Springer, 2011.
- [11] N. Kashyap und D. Kumar V., *Miniaturized Planar Spiral Antenna With Stacked Ring*, Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2014.
- [12] K. Vinayagamoorthy, *Design and implementation of wideband baluns for archimedean spiral antennas*, Queensland University of Technology, 2011.
- [13] B. Sirbu, T. Tekin und D. Pouchè, *Design and Simulation of an Equiangular Spiral Antenna for Extremely High-Frequencies*, Den Haag: The 8th European Conference on Antennas and Propagation, 2014.
- [14] C. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*, Hoboken: Wiley, 2005.
- [15] I. J. Bahl und D. K. Trivedi, *A Designer's Guide To Microstrip Line*, Microwave Journal, 1977.
- [16] Y.-G. Kim und K. W. Kim, *Design of an Ultra-Wideband Transition from Double-Sided Parallel Stripline to Coplanar Waveguide*, Daegu: Hindawi, 2012.

A Messergebnisse Position (1)

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
0,1	2,2	0,7
0,105	2,4	1,8
0,11	2,6	2,5
0,115	2,9	3,4
0,12	2,8	5,9
0,125	3,1	12,8
0,13	2,9	5,4
0,135	2,8	2,8
0,14	3,1	1,5
0,145	2,7	0,7
0,15	2,6	0,3
0,155	2,3	0,5
0,16	2,4	0,5
0,165	3,5	0,8
0,17	4,1	0,8
0,175	4,6	0,7
0,18	5,2	0,7
0,185	3,5	0,7
0,19	3,6	0,8
0,195	3,6	1,2
0,2	3,8	1,9
0,205	4,6	4,9
0,21	4,8	2,3
0,215	5,4	0,4
0,22	5,1	0,3
0,225	4,4	0,3
0,23	4,6	0,3
0,235	4,2	0,3
0,24	4,9	0,6
0,245	6,9	0,9
0,25	9,3	1,5
0,255	10,2	2
0,26	10,2	2,2
0,265	10	3,4
0,27	9,6	6,2
0,275	9,7	1,7
0,28	10,7	0,5
0,285	11,8	0,3
0,29	12,3	0,5

f [GHz]	$U_{\text{eff,UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff,ASA}}$ [mV]
0,295	12,7	0,8
0,3	13,1	1,2
0,305	13,1	1,5
0,31	13,2	1,8
0,315	13	2,6
0,32	12,6	2,9
0,325	11,5	3,7
0,33	9,6	4,5
0,335	8,6	1,6
0,34	8,4	0,8
0,345	8,3	0,4
0,35	8,9	0,3
0,355	10,3	0,4
0,36	13,6	1
0,365	17,8	2,2
0,37	19,5	3,7
0,375	20,2	7
0,38	19,8	10,6
0,385	18,6	7,8
0,39	18,8	5,3
0,395	19,7	3,1
0,4	22	1,9
0,41	25,7	2,2
0,42	22,7	1,3
0,43	15,1	0,6
0,44	11,1	0,6
0,45	7,7	0,6
0,46	3,1	0,4
0,47	7	0,3
0,48	13	0,6
0,49	14	0,5
0,5	12,8	0,9
0,51	11,2	1,6
0,52	8,3	1,8
0,53	7,1	1,1
0,54	7,1	0,4
0,55	6,3	0,4
0,56	4,3	0,7
0,57	2,9	0,7
0,58	2,7	0,9
0,59	4,5	1,1

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
0,6	4,9	0,7
0,61	4,7	0,9
0,62	4,9	0,8
0,63	5,1	0,7
0,64	4,6	0,7
0,65	4,5	0,5
0,66	4,1	0,5
0,67	3,7	0,3
0,68	3,1	0,4
0,69	3	0,5
0,7	3	0,9
0,71	2,5	1,2
0,72	2,7	1
0,73	2,8	0,5
0,74	2,7	0,7
0,75	2,7	1,7
0,76	3,1	2,1
0,77	2,9	2
0,78	1,8	1,7
0,79	1,3	1,2
0,8	1,5	1,4
0,82	1,6	0,8
0,84	1,7	1
0,86	1,1	1,5
0,88	0,8	1,2
0,9	0,7	0,8
0,92	0,7	0,9
0,94	1,2	1,9
0,96	1,4	2,8
0,98	0,9	3,2
1	0,4	2,7
1,02	0,7	4,1
1,04	0,8	4,2
1,06	0,6	2,7
1,08	0,5	2,4
1,1	0,6	2,8
1,12	0,4	2,1
1,14	0,5	0,6
1,16	0,6	1,4
1,18	0,7	2,1
1,2	0,4	0,4

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
1,22	0,3	1,5
1,24	0,6	1,7
1,26	0,6	0,5
1,28	0,7	1,5
1,3	1	1,3
1,32	0,5	0,5
1,34	0,7	0,6
1,36	0,5	0,3
1,38	1	0,5
1,4	0,8	0,8
1,42	0,5	0,6
1,44	0,3	0,5
1,46	0,8	0,3
1,48	0,5	0,4
1,5	0,3	0,4
1,52	0,3	0,4
1,54	0,4	0,4
1,56	0,3	0,3
1,58	0,3	0,3
1,6	0,2	0,4

B Messergebnisse Position (2)

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
0,1	9,6	1,8
0,105	11,6	5
0,11	14	8
0,115	16,7	11,9
0,12	18,6	26,2
0,125	23	21,6
0,13	29,1	11,8
0,135	43,1	7,9
0,14	91	5,4
0,145	93,2	3,7
0,15	32,1	0,8
0,155	16,6	1
0,16	12,4	0,7
0,165	13,6	1,4
0,17	15,7	1,8
0,175	14,6	1,9
0,18	13	2,1
0,185	8,8	2
0,19	8,4	2,4
0,195	8,2	3
0,2	7,8	4
0,205	7,8	9,8
0,21	7,4	3
0,215	6,6	0,5
0,22	5,6	0,3
0,225	4,1	0,3
0,23	3,7	0,3
0,235	3	0,5
0,24	3	0,9
0,245	4	1,2
0,25	4,6	1,7
0,255	5,2	2,5
0,26	4,2	3,1
0,265	3,5	5,5
0,27	3	9,6
0,275	2,2	2,4
0,28	2,3	0,8
0,285	2,2	0,5
0,29	2,1	0,9

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
0,295	2,4	1,5
0,3	2,1	2,4
0,305	2	3,2
0,31	1,9	4,1
0,315	1,4	6
0,32	1	9,5
0,325	0,5	14,4
0,33	0,5	10,7
0,335	0,9	4,7
0,34	1,1	2
0,345	1,5	0,9
0,35	1,9	0,5
0,355	2,4	1,1
0,36	3,2	3,1
0,365	3,2	4,4
0,37	3,5	4,3
0,375	3,1	4,9
0,38	2,1	4,2
0,385	1,3	3,7
0,39	0,3	3,8
0,395	1	3
0,4	2,4	2,4
0,41	5	0,7
0,42	4,1	1
0,43	2,3	0,6
0,44	5,3	1
0,45	7,5	1,3
0,46	7,8	1,7
0,47	8	0,5
0,48	10,8	0,9
0,49	8,6	1,1
0,5	4,5	1,7
0,51	3	2,3
0,52	4,9	2,9
0,53	5,6	1,8
0,54	3,5	0,3
0,55	2,3	0,5
0,56	3,3	0,3
0,57	4,2	0,7
0,58	4,6	0,9
0,59	3,7	0,6

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
0,6	3,2	0,5
0,61	3,3	0,7
0,62	3,6	1
0,63	3,5	1,2
0,64	2,1	1,1
0,65	1,4	1,5
0,66	2	1,2
0,67	2,5	0,7
0,68	2,5	0,5
0,69	2,8	0,3
0,7	2,8	0,4
0,71	1,9	0,4
0,72	2,4	0,3
0,73	3,1	0,8
0,74	3,5	1,4
0,75	3,2	1,4
0,76	3,6	1
0,77	3,8	1,1
0,78	2,4	1,2
0,79	1,7	1,8
0,8	2,8	2,1
0,82	3,7	1
0,84	2,6	1,3
0,86	2,9	1,4
0,88	1,7	0,5
0,9	1,8	1,6
0,92	1,2	3,5
0,94	0,9	3,4
0,96	2,1	4,4
0,98	1,5	4,9
1	0,9	4,6
1,02	1,5	7,1
1,04	1,4	7
1,06	0,3	7,2
1,08	2,6	7,1
1,1	2,8	5
1,12	2,8	1,6
1,14	0,6	3,8
1,16	2,7	2,9
1,18	1,1	3,8
1,2	1,3	2,9

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
1,22	0,8	1,7
1,24	1	2,1
1,26	0,9	2,5
1,28	0,4	2,3
1,3	0,4	1,6
1,32	0,3	1,8
1,34	0,2	1,5
1,36	0,3	0,8
1,38	0,4	0,8
1,4	0,3	0,8
1,42	0,3	0,8
1,44	0,4	0,9
1,46	0,3	0,8
1,48	0,4	0,7
1,5	0,3	0,8
1,52	0,3	0,6
1,54	0,2	0,5
1,56	0,2	0,4
1,58	0,2	0,4
1,6	0,2	0,4

C Messergebnisse Position (3)

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
0,1	2	2,1
0,105	1,7	4
0,11	1,5	3,5
0,115	1	4,3
0,12	1,2	4,8
0,125	2,2	8,2
0,13	2,9	30,6
0,135	4,1	12,8
0,14	5,9	4,1
0,145	8	1,2
0,15	11,8	0,5
0,155	22,6	1
0,16	42,9	0,9
0,165	39,8	4,4
0,17	25	9,7
0,175	16,6	20,1
0,18	12,8	27,8
0,185	8,4	18
0,19	7,1	13,6
0,195	5,9	12,2
0,2	3	10,8
0,205	5,3	10
0,21	11,8	12,2
0,215	12,8	2,4
0,22	11,7	0,4
0,225	8	1,1
0,23	4,9	2,3
0,235	2,6	2,8
0,24	1,8	3,3
0,245	1,6	2,9
0,25	1,2	2,6
0,255	0,8	2,5
0,26	0,5	2,4
0,265	0,7	3,1
0,27	1,2	4,5
0,275	1,3	1,9
0,28	1,5	0,3
0,285	1,5	0,3
0,29	1,2	0,4

f [GHz]	$U_{\text{eff,UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff,ASA}}$ [mV]
0,295	1,3	0,4
0,3	1,5	0,4
0,305	2,5	0,3
0,31	3,6	0,3
0,315	4,3	0,4
0,32	5,8	0,8
0,325	6,1	1,6
0,33	6,4	3,7
0,335	7,3	2,6
0,34	8,5	0,7
0,345	8,8	0,3
0,35	8	0,4
0,355	4,9	0,4
0,36	1,3	0,9
0,365	2,1	1,4
0,37	4,8	0,9
0,375	6	0,6
0,38	6,4	0,7
0,385	5,9	1,7
0,39	5,7	4
0,395	5,2	7
0,4	4,2	3,5
0,41	2,6	1,5
0,42	2,3	1,6
0,43	2	2,8
0,44	4,8	9,9
0,45	6,3	7,2
0,46	6,3	4,2
0,47	10,1	2,4
0,48	13,8	4,1
0,49	14,4	2,5
0,5	12,3	4
0,51	6,5	4,3
0,52	2,1	4,4
0,53	3,6	1,7
0,54	4	0,8
0,55	3,8	1,2
0,56	5,8	1,7
0,57	6,7	3,1
0,58	5,6	3,6
0,59	4,1	2,4

f [GHz]	$U_{\text{eff,UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff,ASA}}$ [mV]
0,6	1,6	0,6
0,61	2	0,5
0,62	2,7	0,7
0,63	1,2	1,1
0,64	1	2,3
0,65	3,1	2,8
0,66	3,8	1,1
0,67	3,2	1,4
0,68	3,2	2,2
0,69	4,8	2,8
0,7	5,2	3,3
0,71	3,9	1,9
0,72	1,8	2
0,73	6,5	3,3
0,74	9,4	4,7
0,75	8,2	3,8
0,76	6,6	2,8
0,77	4,8	3,3
0,78	3,6	4,9
0,79	1,1	5,5
0,8	4	5,7
0,82	3,2	5,4
0,84	3,6	2,9
0,86	1,7	3,3
0,88	3,9	2,1
0,9	0,3	1,7
0,92	2,8	3,1
0,94	2,2	9,2
0,96	3,2	11,4
0,98	5,1	10,5
1	5,2	10,4
1,02	3,1	14,3
1,04	3,5	11,7
1,06	3,1	13,2
1,08	2,3	12
1,1	1,3	11
1,12	3,2	9,2
1,14	1,7	5,5
1,16	2,7	5,6
1,18	2,5	6,2
1,2	1,7	5,7

f [GHz]	$U_{\text{eff_UVS}}$ [mV]	$U_{\text{eff_ASA}}$ [mV]
1,22	0,4	4,1
1,24	0,7	4,3
1,26	0,6	4,2
1,28	1	4,1
1,3	0,5	3,5
1,32	0,5	2,9
1,34	0,7	2,6
1,36	0,8	1,9
1,38	0,4	2,1
1,4	0,5	1,3
1,42	0,3	1,3
1,44	0,4	1,5
1,46	0,3	1,2
1,48	0,6	1,4
1,5	0,6	1,1
1,52	0,4	0,9
1,54	0,3	0,6
1,56	0,3	0,9
1,58	0,3	0,5
1,6	0,3	0,7