



BERGISCHE
UNIVERSITÄT
WUPPERTAL

Aufbau einer Mess-Station zur kontinuierlichen Bestimmung der Bodeneigenschaften beim Auger Engineering Radio Array



Diplomarbeit
zur Erlangung des akademischen Grades
Diplom-Physiker

dem Fachbereich Mathematik und Naturwissenschaften
Fachgruppe Physik
der Bergischen Universität Wuppertal

vorgelegt von
Matthias Kasten

Mai 2015

Betreuender Professor: Prof. Dr. Karl-Heinz Kampert
Zweitgutachter: Prof. Dr. Christian Zeitnitz

Einleitung

Beim zum Pierre Auger Observatorium gehörenden Auger Engineering Radio Array (AERA) wird kosmische Strahlung anhand der von Teilchenschauern emittierten Radiostrahlung untersucht. Während die Strahlungscharakteristik der benutzten Antennen genau bekannt ist, kann die am Boden reflektierte Radiostrahlung modulieren. Diese Modulation wird maßgeblich von den elektrischen Bodenparametern Permittivität und elektrischen Leitfähigkeit beeinflusst. Da die starke Annahme besteht, dass die Bodenparameter ebenfalls mit äußeren Konditionen wie dem Wetter variieren, sollen die Bodenparameter im Gebiet des Auger Engineering Radio Array über einen längeren Zeitraum überwacht werden. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Konstruktion und Einrichtung einer Messstation, die diese Aufgabe übernehmen soll. Dabei gilt es den grundsätzlichen Zusammenhang der Bodenparameter mit der reflektierten Strahlung zu verdeutlichen, verschiedene Messmethoden zu betrachten und eine geeignete Messmethode auszuwählen, um schließlich geeignete und im Rahmen einer Diplomarbeit finanzierbare Komponenten zum Bau der Messstation auszusuchen und zu testen. Sollte dieses gelingen, kann die Messstation im Pierre Auger Observatorium aufgebaut werden.

Anmerkung:

Die vorliegende Arbeit wurde unter ausschließlicher Verwendung der angegebenen Literaturangaben und Hilfsmittel erstellt. Literaturangaben am Ende eines Abschnittes geben dabei keine direkten Zitate, wie Größen von Messwerten oder Ursprung von Abbildungen an, sondern Quellen, aus denen allgemeine Informationen des Abschnitts stammen.

Inhaltsverzeichnis

1. Kosmische Strahlung	1
1.1. Entdeckung der kosmischen Strahlung	1
1.2. Zusammensetzung	2
1.3. Energiespektrum	3
1.4. Quellen	5
1.5. Detektion	5
1.5.1. Direkte Messungen	5
1.5.2. Ausgedehnte Luftschauer	6
1.5.3. Radioemission	7
2. Das Pierre-Auger-Observatorium	9
2.1. Der Oberflächendetektor (Surface Detector SD)	10
2.2. Der Fluoreszenzdetektor (FD)	11
2.3. Auger Engineering Radio Array	12
3. Die Bodenparameter Permittivität und Leitfähigkeit	14
3.1. Einfluss der elektrischen Bodenparameter	15
3.2. Variation der Bodenparameter mit der Art des Bodens	18
3.3. Frequenzabhängigkeit der elektrischen Bodenparameter	19
4. Messverfahren	22
4.1. Wenner-Verfahren	22
4.2. Impedanzmessung mit Sonde	23
4.2.1. Impedanz und verwandte Größen	24
4.2.2. Sonden als verlustbehafteter Kondensator.	26
4.2.3. Offenen Zweidrahtleitung als Lecherleitung	29
5. Das Messgerät	33
5.1. Der Vektornetzwerkanalysator (VNA) miniVNA Pro	33
5.1.1. Allgemeine Funktionsweise eines VNA:	33
5.1.2. Der miniVNA Pro	36
5.2. PC Raspberry Pi	40
5.3. Sonden	41
5.3.1. Konstruktion verschiedener Sonden	41
5.3.2. Auswahl der Sonde	46
6. Kalibrations- und Testmessungen	48
6.1. Kalibration	48
6.2. Kabelauswahl	50
6.3. Durchschnittsmessungen für statistische Fehler	52
6.4. Erstellen einer Referenz	54
6.4.1. Sondenkapazität messen	54
6.4.2. Messung der Reaktanz	56
6.4.3. Simulation der Reaktanz mit 4nec2	58

6.5. Dauerbetrieb	61
7. Einrichtung der Messtation in der Pampa	63
7.1. Stromversorgung	63
7.2. Aufbau der Station	63
7.3. Zugriff auf Messdaten	65
8. Résumé und Ausblick	67
Literaturverzeichnis	69
A. Anhang	73
A.1. Schaltbild miniVNA Pro <i>mRS mini Radio Solution</i>	73
A.2. Erklärung der Status-LEDs des miniVNA Pro	73
A.3. Anschlüsse des miniVNA Pro	74
A.4. Status-LEDs des Raspberry Pi B	74
A.5. Messskript <code>messen.sh</code>	74
A.6. Änderung Returnloss zur Wand	75
A.7. Crontab zur Steuerung der Skripte	75
A.8. Datensortierungsskript	75
A.9. Vergleich für C_0 und Referenzmessung	76

1. Kosmische Strahlung

Hier soll ein Überblick zur kosmischen Strahlung, ihrer Zusammensetzung, ihrer Quellen und ihrer Detektionsmöglichkeiten gegeben werden. Auch wenn der größte Teil hiervon keine besondere Relevanz für das eigentliche Ziel der Arbeit hat, gehört dieser Überblick unbedingt in eine Abschlussarbeit im Bereich der Astroteilchenphysik. Schließlich ist auch hier das Ziel, die Erforschung der kosmischen Strahlung ein bisschen zu verbessern und voran zu treiben.

Der für die Arbeit relevanteste Teil in diesem Kapitel ist der Abschnitt der Radioemission 1.5.3, welcher durch größer gedruckte Überschrift gekennzeichnet ist.

1.1. Entdeckung der kosmischen Strahlung

Die sogenannte kosmische Strahlung ist ein ständiger Strom aus hochenergetischer ionischer Strahlung, der aus extraterrestrischen Quellen stammend auf die Erdatmosphäre trifft. Die Entdeckung wird dem Physiker Viktor Franz Hess zugeschrieben. Dieser wollte mit Hilfe von Ballonfahrten die Luftionisation verschiedener Höhen messen. Dabei ging er von der Annahme aus, dass der grösste Teil der Ionisation auf Effekte radioaktiver Nuklide innerhalb der Erde zurückzuführen ist. Auf Grund dieser Annahme erwartete Hess eine Abnahme der Ionisation mit steigender Höhe. Er konnte zunächst auch eine Ionisationsabnahme messen, musste aber feststellen, dass sich ab einer Höhe von ca. 1000 m der Trend umkehrte und er von da an einen Anstieg der Ionisation mit wachsender Höhe verzeichnete 1.1. Dabei wurde die am Boden gemessene Ionisierung schnell übertroffen. Um seine Ergebnisse zu erklären, postulierte Hess die Existenz einer extraterrestrischen Strahlung, welche die Erdatmosphäre durchdringt. Diese nannte er „Höhenstrahlung“. Die Ballonexperimente im Jahr 1912 gelten als Geburtsstunde der Erforschung kosmischer Strahlung. Im Jahr 1936 wurde Viktor Franz Hess für seine Entdeckung mit dem Nobelpreis für Physik ausgezeichnet [1].

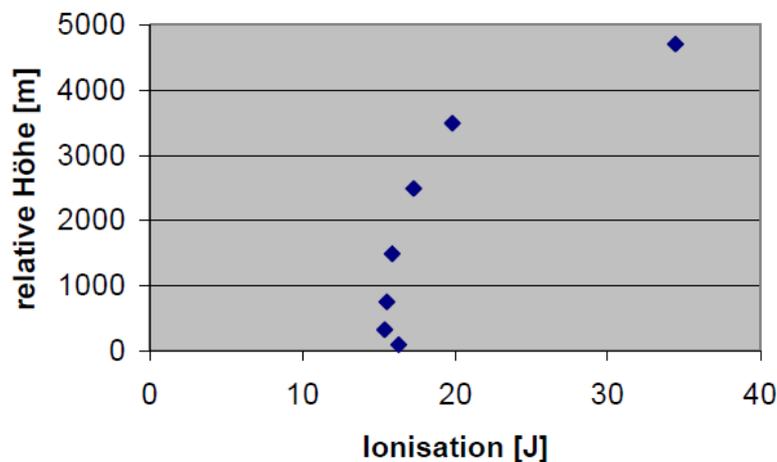


Abbildung 1.1: Verlauf der Strahlungsintensität in der Atmosphäre aus [1]

Die Grundlage für die heutigen großflächigen Observatorien (insbesondere für das Pierre-Auger-Observatorium) lieferte der französische Physiker Pierre Victor Auger. Er führte 1938 Messungen mit mehreren Detektoren in Abständen von 300 Metern durch, wobei bei er trotz der großen Abstände häufige Koinzidenzen an mehreren Detektoren feststellte. Aus dieser Beobachtung folgerte er, dass umfangreiche Teilchenschauer als Sekundärteilchen aus einem mit der Atmosphäre wechselwirkenden Primärteilchen entstehen. In weiteren Studien konnte er zeigen, dass diese Primärteilchen bis zu 10^{15} eV an Energie besitzen, was die derzeit höchsten bekannten Teilchenenergien auf der Erde weit übertraf.

1.2. Zusammensetzung

Die aus dem All auf die Erdatmosphäre treffenden Primärteilchen bestehen aus ca. 87% Protonen (H-Kerne), 12% α -Teilchen (He-Kerne) und 3% Kerne höherer Ordnungen, sowie einigen Elektronen und Photonen [2].

Abbildung (1.2) stellt die Zusammensetzung der kosmischen Strahlung nach Ordnungszahlen im Vergleiche mit der Elementverteilung des Sonnensystems dar. Es zeigt sich ein in größten Teilen ähnlicher Verlauf, was bei Betrachtung der Stabilität entsprechender Elemente auf eine gemeinsame Urquelle hindeuten könnte. Die auffälligen Abweichungen bei Lithium, Beryllium und Bor ($Z=3,4,5$) sowie bei den Elementen unterhalb von Eisen ($Z=26$) können durch Fragmentation schwererer Kerne wie Kohlenstoff ($Z=6$) und Sauerstoff ($Z=8$) sowie des Eisens selber auf dem Weg durchs All erklärt werden.

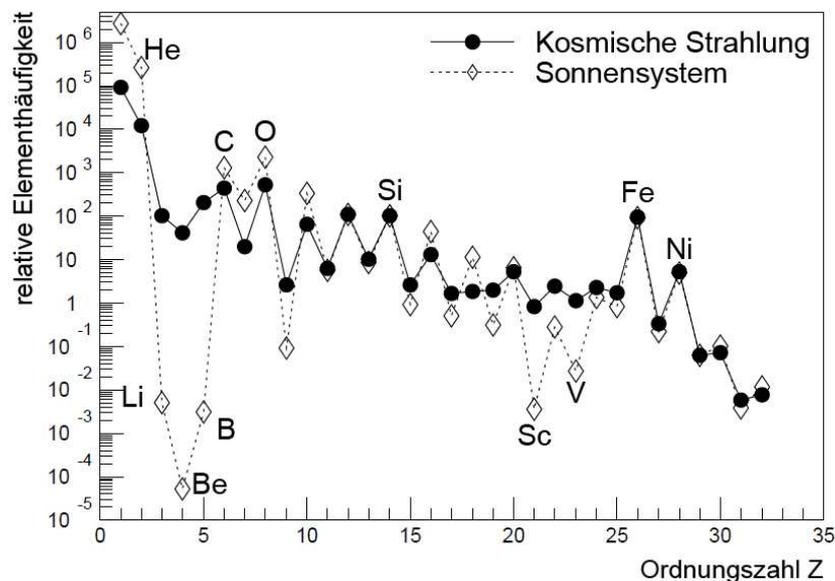


Abbildung 1.2: Elementhäufigkeit der kosmischen Strahlung und des Sonnensystems aus [3]

1.3. Energiespektrum

Das Energiespektrum der kosmischen Strahlung stellt den Fluss der Teilchen in Abhängigkeit zu ihrer Energie dar. Das Spektrum erstreckt sich über mehr als 10 Größenordnungen in der Energie und über ungefähr 30 Größenordnungen beim Fluss. Dabei werden Energien von bis zu 10^{20} eV erreicht [5]. Zum Vergleich beträgt die Energie eines am LHC beschleunigten Teilchens ca. 7 TeV, ist also um 8 Größenordnungen geringer [6]. Das Energiespektrum der kosmischen Strahlung folgt einem inversen Potenzgesetz:

$$\frac{dN}{dE} \propto E^{-\gamma} \text{ mit}$$
$$\gamma = \begin{cases} 2,7 & \text{für } E < 4 \cdot 10^{15} \text{eV} \\ 3 & \text{für } 4 \cdot 10^{15} \text{eV} < E < 5 \cdot 10^{18} \text{eV} \\ 2,7 & \text{für } 10^{19} \text{eV} < E \end{cases}$$

Der Wert γ wird dabei als *spektraler Index* bezeichnet. Dieser erfährt in Energieverlauf kleine Änderungen. In Abbildung 1.3 ist der Teilchenfluss in Abhängigkeit von der Energie dargestellt.

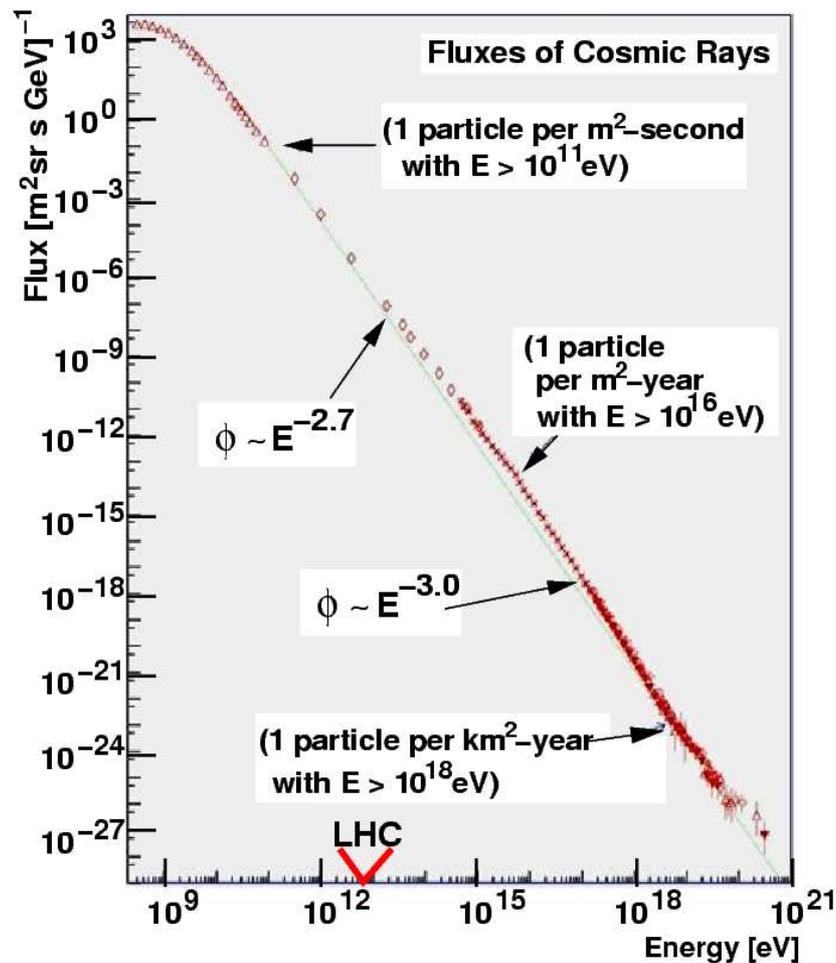


Abbildung 1.3: Energiespektrum der kosmischen Strahlung aus [4]

Der spektrale Index liegt bis etwa $3 \cdot 10^{15}$ eV bei einem Wert von 2,7 und wächst oberhalb dieser Energieschwelle auf einen Wert von 3,0 an. Die Stelle des Wechsels wird als das sogenannte *Knie* des Spektrums bezeichnet. Bei einer Energie von ungefähr $3 \cdot 10^{18}$ eV gibt es erneut einen Knick und γ nimmt wieder einen Wert von 2,7 an. Diese Stelle wird als *Knöchel* bezeichnet. Es wird angenommen, dass Energien im Bereich des Knöchels und darüber einen extragalaktischen Ursprung haben, da in unserer Galaxis keine Quellen bekannt sind, die diese Energien erzeugen könnten. Allerdings ist die Reichweite für Teilchen mit Energien von 10^{20} eV und höher aufgrund von Wechselwirkungen der Protonen mit Photonen der kosmischen Hintergrundstrahlung begrenzt. Hier wird ein 'Cutoff' des Protonenspektrums erwartet, der sogenannte GZK-Cutoff¹. Bei einer berechneten mittleren freien Weglänge von etwa 5 Mpc [7] könnten in verschiedenen Experimenten beobachtete Teilchen mit Energien über 10^{20} eV bestenfalls von Nachbargalaxien stammen. Das AUGER-Experiment trägt hier zu Klärung bei [7].

¹nach den Physikern Kenneth Greisen, Georgiy Zatsepin und Vadim Kuzmin benannt

1.4. Quellen

Aufgrund der großen Breite des Energiespektrums der Teilchen geht man davon aus, dass diese aus verschiedenen Arten von Quellen im Kosmos entspringen. Man kann die Strahlung nach ihrem wahrscheinlichsten Ursprung einteilen. Dabei handelt es sich bei Energien bis 10^9 eV hauptsächlich um solare kosmische Strahlung, deren Ursprung Sonnenwinde und Sonneneruptionen unsere Sonne sind. Strahlung, deren Quelle in der Milchstraße liegt, wird als galaktische kosmische Strahlung bezeichnet. Ihre Energie liegt typischerweise zwischen 10^{10} eV und 10^{16} eV. Verursacher der Strahlung sind dabei Beschleunigungsmechanismen² von Supernova-Explosionen, Pulsaren, und Doppelsternsystemen, die auf geladene Teilchen wirken. Kosmische Strahlung mit über 10^{16} eV wird auch als extragalaktische kosmische Strahlung bezeichnet. Zur Erklärung dieser hohen Energien gib es zwei Möglichkeiten:

Beim Top-Down-Szenario wird angenommen, dass Urknallrelikte (X-Teilchen) mit Masse $m_x \approx 10^{25}$ eV in hochenergetische Folgeprodukte zerfallen.

Das Bottom-Up-Szenario geht davon aus, dass Teilchen durch extreme Mechanismen auf ultrahohe Energien beschleunigt werden. Hier kommen Schwarze Löcher, Hypernovae oder Aktive Galaktische Kerne in Frage.

Die genau Bestimmung der Quellen ist aber nicht trivial, da Faktoren wie galaktische Magnetfelder oder Wechselwirkung mit dem interstellaren Medium diese beeinflussen. Es gilt also die experimentellen Daten wie Energiespektrum, Zusammensetzung und Richtung der Detektion richtig zu deuten [8].

1.5. Detektion

Zur Messung kosmischer Strahlung werden unterschiedliche Ansätze verfolgt. Dabei müssen sich die Experimente nach Energien und Fluss der Teilchen richten. So ist ein direkter Nachweis von kosmischer Strahlung nur für einen ausreichend großen Teilchenfluss und somit bei Betrachtung des Spektrums nur bis zu einer gewissen Energie möglich. Bei höheren Energien muss auf indirekte Methoden, die über Wechselwirkungen der Teilchen mit der Atmosphäre funktionieren, zurückgegriffen werden. Hierbei sind vor allem die Detektion sekundärer Teilchenschauer sowie die für diese Arbeit ein Rolle spielende Radioemission zu beachten.

1.5.1. Direkte Messungen

Der direkte Nachweis kosmischer Strahlung findet am oberen Rand der Atmosphäre mit Ballonexperimenten oder direkt im Weltraum über Satellitenmessungen statt. Die mit Detektoren ausgestatteten Ballone erreichen dabei Höhen von ca. 40 km was oberhalb von rund 95% der Erdatmosphäre liegt. Die verbleibende Restatmosphäre beträgt hier nur noch 3-5 g/cm². Betrachtet man die mittlere freie Weglänge von Protonen in Luft, die bei 90 g/cm² liegt, sieht man, dass in dieser Höhe weltraumähnliche Bedingungen herrschen und gute Chancen bestehen, um unverfälschte Primärteilchen zu detektieren.

²wie z.B. Fermi-Theorie [9]

Der Nachteil bei Ballonexperimenten liegt in der geringen Messdauer, da die Flugzeit eines Ballons meist auf ca. 24 Stunden begrenzt ist. Somit können nur Teilchen mit einem ausreichend großen Fluss erfasst werden.

Eine weitaus längere Messdauer haben Satellitenexperimente, die in einem Orbit von einigen hundert km stattfinden. Hier werden Zeitspannen von 3-5 Jahren erreicht. Die entscheidenden Nachteile hierbei sind eine langwierige Planung, sowie sehr hohe Kosten.

Typischerweise werden mit direkten Messungen Teilchenenergien bis 10^{15} eV verzeichnet, darüber hinaus reicht der Teilchenfluss für eine signifikante Statistik nicht mehr aus [7] [10].

1.5.2. Ausgedehnte Luftschauer

Für hohen Teilchenenergien über 10^{15} eV nimmt der Teilchenfluss so stark ab, dass großflächige Detektoren nötig werden um eine ausreichende Messstatistik zu erhalten. So können z.B. Teilchen oberhalb von 10^{19} eV im Mittel nur einmal pro Jahr pro Quadratkilometer beobachtet werden [12]. Um die geringen Statistiken auszugleichen, werden wie von Pierre Auger durchgeführt [11], einzelne Detektoren über eine große Fläche verteilt, und damit aus Sekundärteilchen bestehende Luftschauer gemessen, die aus Wechselwirkungen der Primärteilchen mit der Atmosphäre hervorgehen.

Hierbei wechselwirken die primären kosmischen Teilchen mit Atomkernen der Luft wie Stickstoff und Sauerstoff, wodurch sekundäre Teilchen entstehen. Diese erzeugen dann ihrerseits neue Teilchen, wodurch kaskadenartige Schauer entstehen. Diese Teilchenkaskaden bewegen sich entlang der Einfallrichtung des Primärteilchens, der sogenannten Schauerachse. Den Erdboden erreichen sie, da sie sich annähernd mit Lichtgeschwindigkeit bewegen, als ausgedehnte Scheibe mit nur wenigen Metern Dicke und einem Durchmesser der abhängig von der Energie des Primärteilchens einige hundert Meter betragen kann.

Die Luftschauer lassen sich in eine myonische, eine hadronische und eine elektromagnetische Komponente unterteilen. Abbildung 1.4 stellt diese Aufteilung dar.

Der hadronische Teil besteht vorwiegend aus Protonen und Neutronen, Pionen und Kaonen und bildet sich hauptsächlich im Zentrum der Schauer um die Achse.

Die elektromagnetische Komponente entsteht zu größten Teil aus dem Zerfall neutraler Mesonen, besonders dem neutralen Pion. Hierbei entstehen Photonen sowie Elektron-Positron-Paare. Durch Bremsstrahlung werden weitere Photonen emittiert, die erneut zur Paarbildung führen. So entsteht eine Kaskade von Elektronen, Positronen und Photonen.

Der myonische Anteil bildet sich aus dem Zerfall von geladenen Mesonen, diese erzeugen Myonen und Neutrinos. Energiereiche Myonen erreichen dabei mit großer Wahrscheinlichkeit die Erdoberfläche, da die relativistische Zeitdilatation ihre Lebensdauer ausreichend verlängert und ihnen kaum Energie durch Ionisation oder andere Prozesse verloren geht. Myonen niedrigerer Energien können aber wiederum zu Elektronen und Neutrinos zerfallen.

Am Boden gemessen machen den größten Teil der Schauer die Photonen aus, gefolgt von Elektronen und Myonen, Hadronen treten nur vereinzelt auf.

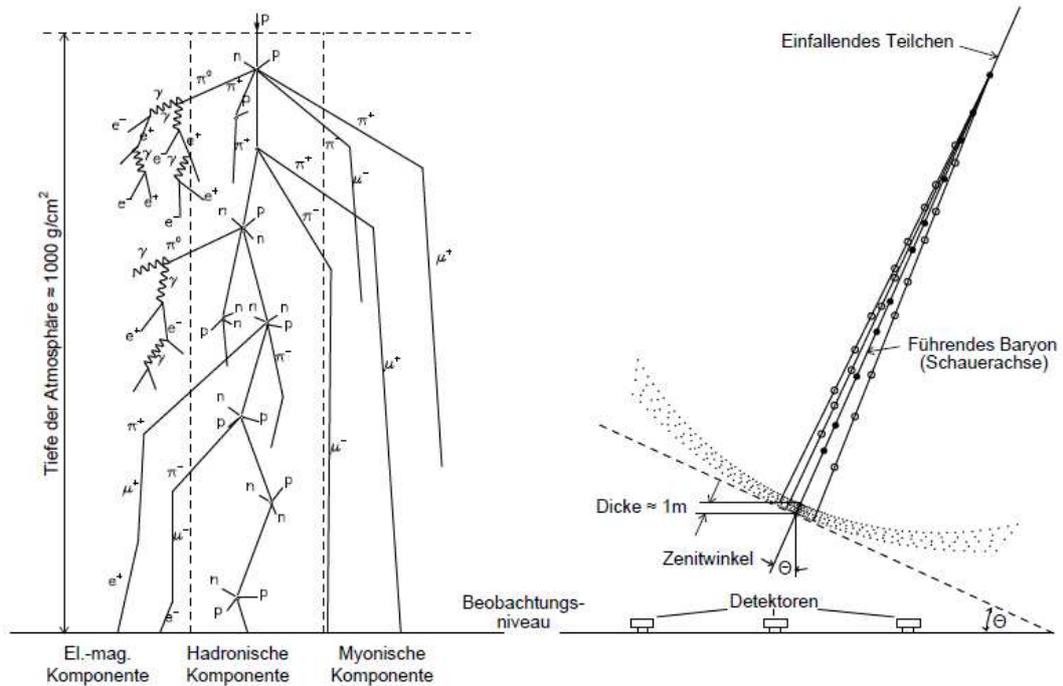


Abbildung 1.4: Schematische Darstellung ausgedehnter Luftschauer (rechts) und Kaskadenbildung mit Komponenten (links) aus [13]

Zur eigentlichen Detektion der Teilchen werden z.B. Szintillationszähler oder Cherenkov-Detektoren verwendet. Durch die lokalen Teilchendichten sowie den Durchmesser der Schauerfront kann man auf die Energie des kosmischen Teilchens schließen [14].

1.5.3. Radioemission

Eine weitere Möglichkeit kosmische Strahlung zu detektieren, bietet der Umstand, dass ausgedehnte Luftschauer Energie im Radiobereich emittieren. Im Jahr 1965 entdeckten Jelley und seine Kollegen eine Radioemission im Frequenzbereich von 44 MHz, die durch Luftschauer verursacht wurde [16]. Darauf folgten eine Reihe von Experimenten die schließlich bis zum Jahr 1970 zu einer Verifizierung von Radioemission in einer Frequenzspanne von 2 MHz bis 520 MHz führten [17]. Allerdings wurde die Radioemission als Methode zum Nachweis kosmischer Strahlung zunächst nicht großartig weiter verfolgt, da sie durch technische Probleme wie Interferenzen mit anderen (meist menschlichen) Quellen und den Erfolg anderer Detektionstechniken ausgebremst wurde. Heute sind technische Probleme gelöst und Vorteile der Radiomethode erkannt. So erlaubt sie ähnlich der Fluoreszenzteleskope einen direkten Blick in die Schauerentwicklung, ohne dabei von Bedingungen wie Wolken und Mondschein abhängig zu sein. Während die Arbeitszeit eines Fluoreszenzteleskops

meist weniger als 15% eines Monats beträgt, kann die Radiotechnik im Prinzip 24 Stunden am Tag genutzt werden (Gewitter können die Messungen stören). Für ein einfaches Radiodetektorfeld mit einer kleinen Anzahl an Antennen sollte die Messung von ausgedehnten Luftschauern mit Energien $\gtrsim 10^{17}$ eV möglich sein. Solch ein Detektorfeld ist mit vergleichsweise geringen Kosten realisierbar [15].

Für das theoretische Verständnis der zugrundeliegenden Emissionsmechanismen gibt es verschiedene Ansätze. Mittlerweile wurde durch Experimente bestätigt, dass als Hauptursache für die Radioemission ein Mechanismus verantwortlich ist, der schon 1967 durch Kahn und Lerche [29] studiert wurde. Dabei werden Querströme durch Interaktion von geladenen Teilchen der Luftschauer und dem geomagnetischen Feld erzeugt. Der Mechanismus heißt deshalb *Geomagnetischer Mechanismus*. Die geladenen Teilchen, hauptsächlich Elektronen und Positronen, bewegen sich dabei mit der Geschwindigkeit \vec{v} durch das Erdmagnetfeld \vec{B} . In dem Magnetfeld unterliegen sie der Lorentzkraft $\vec{F}_L = q \cdot (\vec{v} \times \vec{B})$ und werden aufgrund ihrer unterschiedlichen Ladung in entgegengesetzte Richtungen abgelenkt. Die dadurch entstehenden Querströme induzieren durch ihre zeitlichen Veränderungen die Radioemission, senkrecht polarisiert zum Magnetfeld und zur Schauerachse.

Ein zweiter Mechanismus, beschrieben von Askaryan [32], basiert auf einem Elektronenüberschuss der Luftschauer. Elektronen der Teilchenschauer interagieren dabei mit den Atomen der Lufthülle und ionisieren diese, indem weitere Elektronen (sogenannte Delta-Elektronen) aus ihren Hüllen geschlagen werden. Zusätzlich kommt es zur Auslöschung von Positronen mit den Elektronen der Luftmoleküle. Beides zusammen führt zu einem negativen Ladungsüberschuss. Daher wird der Mechanismus als *Ladungsüberschuss-Mechanismus* bezeichnet. Er führt aufgrund seiner zeitlichen Varianz mit der Schauerentwicklung zur Induktion einer radial polarisierten Radioemission transversal zur Schauerachse [23, 31].

Abbildung 1.5 zeigt schematische Darstellungen des Geomagnetischen Mechanismus (a) und des Ladungsüberschuss-Mechanismus (b)

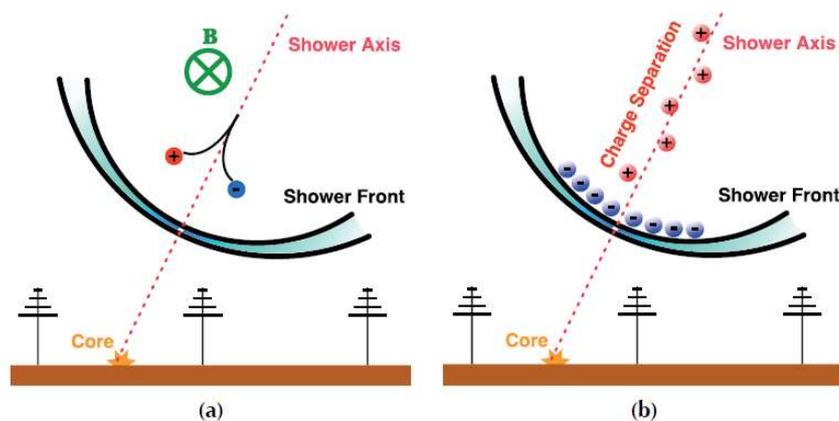


Abbildung 1.5: Radioemission durch Erdmagnetfeld (links) und durch Ladungsüberschuss (rechts) aus [30]

2. Das Pierre-Auger-Observatorium

Hier wird ein Überblick über das Das Pierre-Auger-Observatorium gegeben. Der für diese Arbeit relevanteste Teil ist dabei das Auger Engineering Radio Array (AERA), für welches dieses Experiment aufgebaut werden soll. Der entsprechende Unterabschnitt 2.3 ist wieder mit größeren Buchstaben der Überschrift hervorgehoben.

Das Pierre Auger-Projekt wurde 1991 von Jim Cronin und Alan Watson bei einer Konferenz zur kosmischen Strahlung vorgeschlagen und von einer internationalen Kollaboration umgesetzt. Aktuell (Nov. 2014) arbeiten Wissenschaftler von Instituten aus 17 verschiedenen Ländern an dem Projekt [20]. Aufgebaut in der argentinischen Pampa, in der Provinz Mendoza, ist es das weltweit größte Experiment zur Untersuchung von höchstenergetischer kosmischer Strahlung. Das Observatorium wurde als Hybridsystem entworfen und kombiniert ein großes Oberflächendetektorfeld und eine Anordnung von Fluoreszenzteleskopen, die das Detektorfeld überschauen. Das Hybriddesign ermöglicht ein simultanes Messen der kontinuierlichen Schauerentwicklung in der Atmosphäre und der lateralen Verteilung der Schauerfront. Das Detektorarray besteht aus 1660 Wasser-Cherenkov-Detektoren, die in einem Abstand von 1,5 km über eine Fläche von ca. 3000 km² verteilt sind. Das Feld wird überwacht von 24 Fluoreszenzteleskopen, die in vier Stationen an gegenüberliegenden Rändern untergebracht sind. Das Projekt ist seit 2008 fertig aufgebaut und in Betrieb. Das Pierre Auger-Experiment wird durch kleine Unterexperimente ergänzt. So überschauen z.B drei hochauflösende Fluoreszenzteleskope (HEAT [21]), das 23.5 km² große, sogenannte *infill array*, in dem der Abstand für 61 Detektoren auf 750 m reduziert wurde. Dadurch können auch Teilchenschauer mit geringerer Energie detektiert werden. Weitere Erweiterungen sind die Experimente AMIGA [22] zur Myonendetektion und das Auger Engineering Radio Array (AERA siehe unten 2.3) zur Messung der Radioemission kosmischer Teilchenschauer [19].

Abbildung 2.1 zeigt eine Karte des Observatoriums mit der Anordnung des Detektorarrays und den Positionen der Fluoreszenzteleskope, sowie von AERA.

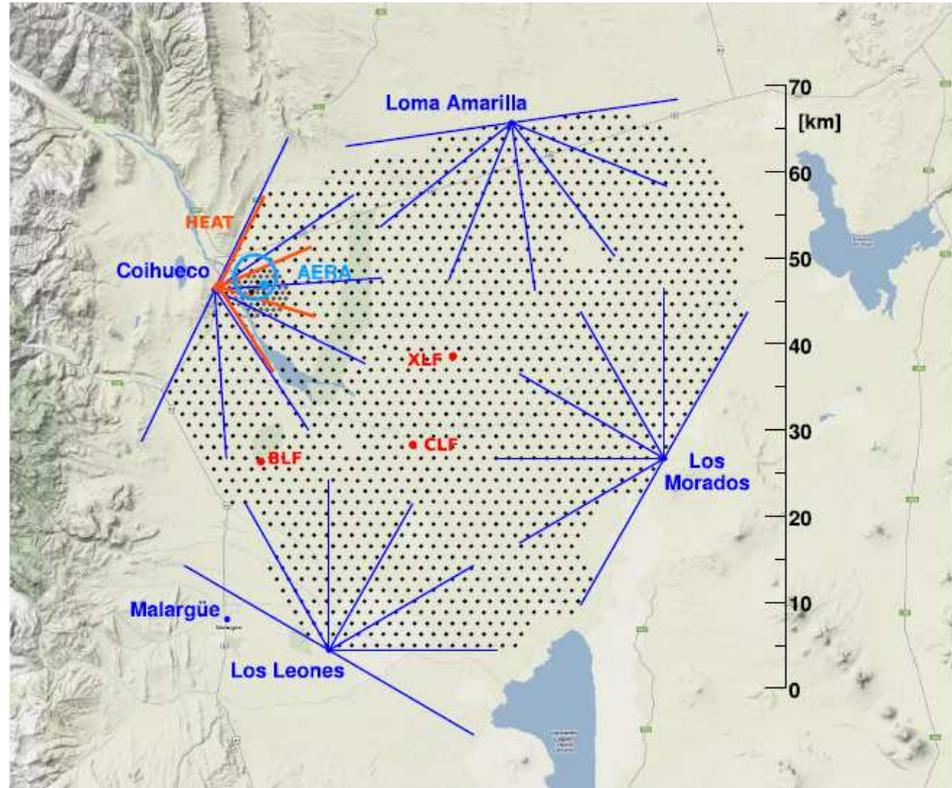


Abbildung 2.1: Übersicht des Pierre-Auger-Observatorium aus [23]

2.1. Der Oberflächendetektor (Surface Detector SD)

Eine Messstation des Oberflächendetektors besteht aus einem runden Wassertank mit 3,6 m Durchmesser und 1,2 m Höhe. Das versiegelte Innenleben ist mit einer reflektierenden Oberfläche ausgekleidet und mit 12000 Litern hochreinem Wasser gefüllt. Drei 9" Photomultiplier vom Typ *Photonis XP1805* sind symmetrisch mit einem Abstand von 1,2 m um die Tankmittelachse verteilt, und schauen durch Fenster aus durchsichtigem Polyethylen senkrecht nach unten in das Wasser. Die Photomultiplier detektieren Cherenkovlicht, welches durch geladene, relativistische Teilchen beim Passieren des Wassers erzeugt wird. Jede Detektorstation arbeitet autark und ist dafür mit einem Solarsystem mit Speicherbatterien, sowie einem Elektronikpaket bestehend aus Prozessor, GPS-Empfänger, Radio-Transceiver und einem Power Controller ausgestattet. Die Oberflächendetektion läuft 24 h am Tag [19].

Abbildung 2.2 zeigt eine aufgebaute SD-Station sowie deren schematische Darstellung.

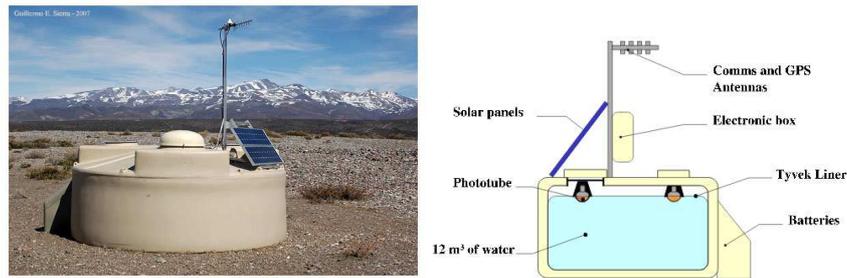


Abbildung 2.2: SD Station aus [25] und schematische Darstellung einer SD Station aus [24]

2.2. Der Fluoreszenzdetektor (FD)

Die 24 Fluoreszenzteleskope überblicken das SD-Feld von vier Seiten - Los Leones, Los Morados, Loma Amarilla und Coihueco. Jede dieser halbkreisförmigen Stationen beherbergt sechs einzelne Teleskope mit einem Gesichtsfeld von jeweils $30^\circ \times 30^\circ$, und einem Minimalwinkel von $1,5^\circ$ zum Horizont. Eine Station hat somit ein Gesamtgesichtsfeld von $30^\circ \times 180^\circ$. Die Teleskope sind Weitwinkel-Schmidt-Teleskope und bestehen im Wesentlichen aus einem UV-Filter, einer Korrekturlinse, einem 12 m^2 großen Spiegel mit einem Krümmungsradius von 3,4 m und einer Kamera, zusammengesetzt aus 440 hexagonalen Photomultipliern vom Typ *Photonis XP3062*. Die Teleskope registrieren Fluoreszenzlicht im UV-Bereich, welches von durch geladene Teilchen angeregten Stickstoffmolekülen emittiert wird. Aufgrund der Funktionsweise können die Teleskope nur nachts und nicht zu starkem Mondschein betrieben werden. Jedes Teleskopfenster ist mit einem Schutzschott versehen, welches normalerweise bei zu hohem Lichteinfall geschlossen wird [19].

Abbildung 2.3 zeigt die Station Los Leones mit offenen Schotten (Wartungsarbeiten am Tag) sowie die schematische Darstellung eines Teleskops.

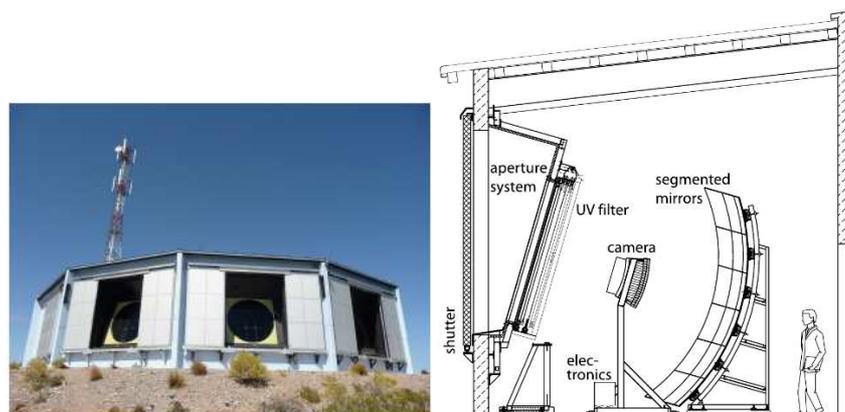


Abbildung 2.3: Los Leones und schematische Darstellung eines Fluoreszenzteleskops. Beide aus [19]

2.3. Auger Engineering Radio Array

Das Auger Engineering Radio Array (AERA) ist im Bereich des sogenannten *infill array* aufgebaut (siehe Abbildung 2.1). Es besteht (Stand 2014 nach [27]) aus 24 Stationen mit logarithmisch-periodischen Dipolantennen (LPDA), sowie 100 Stationen mit Schmetterlingsantennen (butterfly antennas). Während die LPDAs mit einem Abstand von 125 m über eine Fläche von 0,5 km² verteilt sind, habend die Butterflies zwei verschiedene Abstände von 250 m und 375 m, verteilt über eine Fläche von ca. 6 km². Der Ausbau auf eine Fläche von 10 km² durch 36 zusätzliche Butterflystationen ist geplant, bzw. in Arbeit. Aber auch so ist AERA heute schon das weltweit größte Radio Array zur Messung kosmischer Teilchenschauer. Abbildung 2.5 zeigt die Verteilung der bestehenden und geplanten Antennen.

Die Antennenstationen sind für Nord-Süd- und Ost-West-Polarisation ausgerichtet (nach magnetischem Norden) und sind jeweils mit einer Solarversorgung mit Batterie, einer Filterelektronik fürs Radiosignal, und einem Datentransceiver zum Datenaustausch mit der DAQ ausgestattet. Dabei sind 24 LPDA-Stationen über Glasfaser mit der DAQ verbunden, während die übrigen Stationen über WiFi mit ihr kommunizieren. Bei einigen Prototypstationen wird außerdem eine Erweiterung für die Vertikalkomponente des elektromagnetischen Feldes getestet, sodass der elektrische Feldvektor dreidimensional gemessen werden kann.

In Abbildung 2.4 sind jeweils eine LPDA-Station und eine Butterfly-Station zu sehen.



Abbildung 2.4: AERA-Stationen aus [25]

Die Aera-Antennen messen 24 h am Tag und sind dafür ausgelegt, um Radiosignale in einem Frequenzbereich von 30-80 MHz zu detektieren. Niedrigere und höhere Frequenzen werden durch einen analogen Bandpassfilter unterdrückt. Alle Stationen besitzen die Fähigkeit, bei einem Radiosignal 'selbst auszulösen' (self-trigger). Es werden aber gleichzeitig noch verschiedene externe Triggern getestet und eingesetzt, um die Effizienz der Auslösungen zu optimieren. Mit fertigem Ausbau soll AERA Luftschauer im Energiebereich von $10^{17,5}$ eV bis 10^{19} eV detektieren können.

Ziel des Auger Engineering Radio Array ist es zu untersuchen, wie gut sich die Radiodetektion zur Messung kosmischer Teilchenschauer eignet. Kann bei-

spielsweise die Präzision der Fluoreszenzteleskope bei Bestimmung der Energie und Zusammensetzung erreicht werden? Eignet sich ein Radioarray als Stand-Alone-Detektor? Können durch Radiomessungen in Verbindung mit anderen Detektoren durch Hybridmessungen und Multihybridmessungen offene Fragen zur Physik der kosmischen Strahlung beantwortet werden?

AERA versucht diese Fragen zu klären und das Verständnis über die physikalischen Prozesse der Radioemission zu verbessern [26].

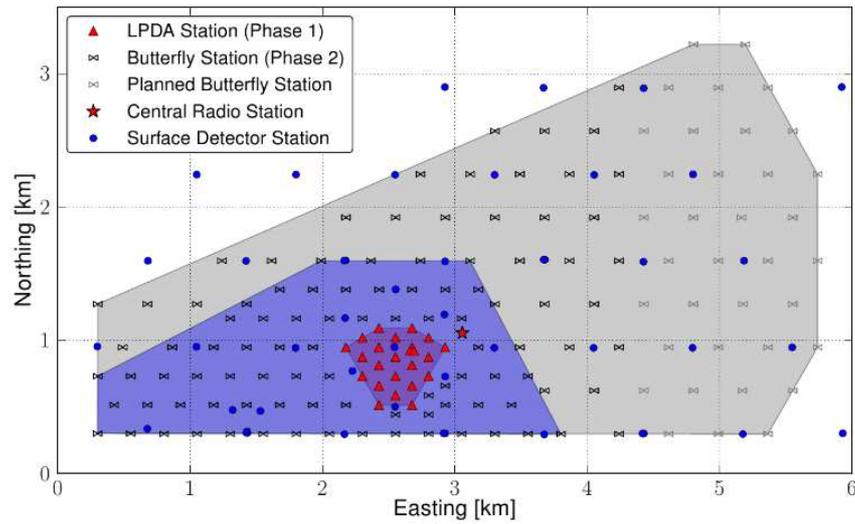


Abbildung 2.5: AERA-Maßfeld aus [27]

3. Die Bodenparameter Permittivität und Leitfähigkeit

Zunächst soll hier ein kleiner Überblick über die gesuchten Bodenparameter selbst gegeben werden, bevor verschiedene Zusammenhänge und Einflüsse der Parameter beleuchtet werden.

Die Permittivität ε , auch Dielektrizitätszahl genannt, gibt den Zusammenhang zwischen elektrischer Flussdichte D und der elektrischen Feldstärke E an. Sie ist ein Maß für die Durchlässigkeit eines Materials für elektrische Felder $\varepsilon = \frac{D}{E}$ mit $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$. Im Freiraum (Vakuum) gilt $\varepsilon_r = 1$ und somit ist hier $\frac{D}{E} = \varepsilon = \varepsilon_0$ durch die Naturkonstante $\varepsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 \cdot c_0^2} = 8,8542 \cdot 10^{-12} \frac{\text{A}\cdot\text{s}}{\text{V}\cdot\text{m}}$ gegeben. Die Konstante μ_0 ist dabei die diamagnetische Feldkonstante für Vakuum und c_0 die Vakuumlichtgeschwindigkeit. Das Verhältnis $\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r$ heißt relative Permittivität, sie ist materialabhängig und gibt den Faktor an, um den ein elektrisches Feld E in Materie gegenüber dem Vakuum geschwächt wird. Die relative Permittivität ist eine einheitenlose Zahl.

Im Allgemeinen ist die relative Permittivität eine komplexe Größe $\bar{\varepsilon}_r = \varepsilon_r' - i\varepsilon_r''$. Der Realteil ε_r' ist ein Maß für das Energiespeichervermögen eines Stoffes, während der Imaginärteil ε_r'' den Energieverlust beschreibt. Dieser setzt sich zusammen aus einem dielektrischem Verlust ε_D'' und einem Ohmschen Verlust $\varepsilon_\sigma'' = \frac{\sigma}{\varepsilon_0\omega}$, welcher durch die elektrische Leitfähigkeit σ entsteht. $\Rightarrow \varepsilon_r'' = \varepsilon_D'' + \varepsilon_\sigma'' = \varepsilon_D'' + \frac{\sigma}{\varepsilon_0\omega}$

Bei dominanten Verlust durch die Leitfähigkeit (verlustbehaftetes Medium) gibt die Literatur $\bar{\varepsilon}_r = \varepsilon_r' - i\frac{\sigma}{\varepsilon_0\omega}$ als komplexe Permittivität an [37, 41].

Die elektrische Leitfähigkeit σ auch als Konduktivität bezeichnet, gibt die Fähigkeit eines Stoffes an, elektrischen Strom zu leiten. Die elektrische Leitfähigkeit ist als die Proportionalitätskonstante zwischen der Stromdichte \vec{j} und der elektrischen Feldstärke \vec{E} definiert.

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}$$

Im Spezialfall von konstanter elektrischer Leitfähigkeit entspricht die Definitionsgleichung dem Ohmschen Gesetz. Die elektrische Leitfähigkeit hat die SI-Einheit Siemens pro Meter S/m oder auch $\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$. Der Kehrwert der Leitfähigkeit (auch spezifischer Leitwert genannt) ist der spezifische Widerstand ρ . Es gilt der Zusammenhang $\sigma = \frac{1}{\rho}$. Bei Wechselstrom (AC) ist auch die elektrische Leitfähigkeit eine komplexe Größe $\bar{\sigma} = \sigma' + i\sigma''$ [42].

Eine Beziehung zwischen Permittivität und elektrischer Leitfähigkeit besteht über folgende Zuordnung:

$$\sigma'' = \omega\varepsilon_0 (1 - i\varepsilon_r')$$

und

$$\varepsilon_r'' = \frac{\sigma'}{\omega\varepsilon_0}$$

Sie sind über die Kreisfrequenz ω miteinander verknüpft [42].

Für die real wirkenden elektrischen Parameter wird auch mitunter der Begriff *effektive relative Permittivität* ε_{er} bzw. *effektive Leitfähigkeit* σ_e verwendet.

$$\varepsilon_{er} = \varepsilon_r' - \frac{\sigma''}{\omega\varepsilon_0} \quad \text{bzw.} \quad \sigma_e = \sigma' + \omega\varepsilon_r''\varepsilon_0 \quad (3.1)$$

Diese stellen quasi die gemessenen elektrischen Parameter dar [53, 54].

Die Verwendung der unterschiedlichen Begriffe scheint je nach Quelle etwas willkürlich, die verschiedenen Zusammenhänge drücken aber meist dasselbe aus.

So gilt nach [54] der Zusammenhang: $\sigma' - i\sigma'' + i\omega(\varepsilon_r' - i\varepsilon_r'') = \sigma_e + i\omega\varepsilon_e = j\omega(\varepsilon_e' - i\varepsilon_e'') = \sigma_e' - i\sigma_e''$

Offensichtlich ist, wenn einer der komplexen Parameter bekannt ist, kann der andere daraus überführt werden.

3.1. Einfluss der elektrischen Bodenparameter

Die Strahlungscharakteristik der Antennen im AERA ist exakt berechnet und die Antennen sind für den gewünschten Frequenzbereich (30-80 MHz) konzipiert. Allerdings werden die Antennen nicht nur direkt von den Radiowellen getroffen, sondern auch indirekt über Reflexionen der Radiowellen am Boden (Abbildung 3.1). (Besonders die Butterfly Antennen erhalten so einen großen Teil ihres Signals [60]). Die Reflexion am Boden wird dabei durch die elektrische Leitfähigkeit sowie die Permittivität des Bodens beeinflusst. Betrachtet man eine elektromagnetische Welle, die auf den Erdboden trifft, so tritt diese teilweise in den Boden ein und breitet sich mit der *Fortpflanzungskonstante* γ für Wellen in nicht perfekten Medien (leitend, dispersive) aus.

$$\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{i\omega\mu(\sigma + i\omega\varepsilon)} \quad (3.2)$$

Wobei ω die Winkelfrequenz ist. Dabei wird der Realteil der Fortpflanzungskonstante α als *Dämpfungskonstante* und der Imaginärteil β als *Phasenkonstante* bezeichnet. In idealen Medien ist $\alpha = 0$. Mit den Eigenschaften ε : *Permittivität*, σ : *elektrische Leitfähigkeit*, μ : *Permeabilität* können Gleichungen für die Dämpfungskonstante und die Phasenkonstante bestimmt werden.

$$\gamma^2 = i\omega\mu(\sigma + i\omega\varepsilon) = (\alpha + i\beta)^2 = \alpha^2 + i2\alpha\beta - \beta^2 \rightarrow$$

$$\Re\gamma^2 = \alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2\mu\epsilon \text{ und } \Im\gamma^2 = 2\alpha\beta = \omega\mu\sigma$$

Lösen für α und β ergibt:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right]} \quad (3.3)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right]} \quad (3.4)$$

Die Welle wird dann mit $e^{-\alpha r}$ gedämpft und um $e^{i\beta r}$ phasenverschoben:

$$\Rightarrow E_t(r, t) = E_{t,0} e^{-\gamma r + \omega t} = E_{t,0} e^{-\alpha r} e^{-i(\beta r - \omega t)}$$

Mit den Zusammenhängen der Vakuumkonstanten $c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon\mu}}$, $\mu_0 = \frac{\mu}{\mu_r}$ und $\epsilon_0 = \frac{\epsilon}{\epsilon_r}$ lässt sich Gleichung 3.2 noch folgendermaßen umstellen:

$$\gamma = i \frac{\omega}{c_0} \sqrt{\mu_r \left(\epsilon_r - i \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega} \right)} \quad (3.5)$$

Für normalen Erdboden mit kleiner, inhärenter Magnetisierung kann $\mu_r \simeq \mu_0 = 1$ angesehen werden, damit vereinfacht sich Formel 3.5 zu:

$$\gamma = i \frac{\omega}{c_0} \sqrt{\bar{\epsilon}_r} \quad (3.6)$$

wobei $\bar{\epsilon}_r = \epsilon_r - i \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega}$ die komplexe Permittivität für verlustbehaftete Medien darstellt [33, 34].

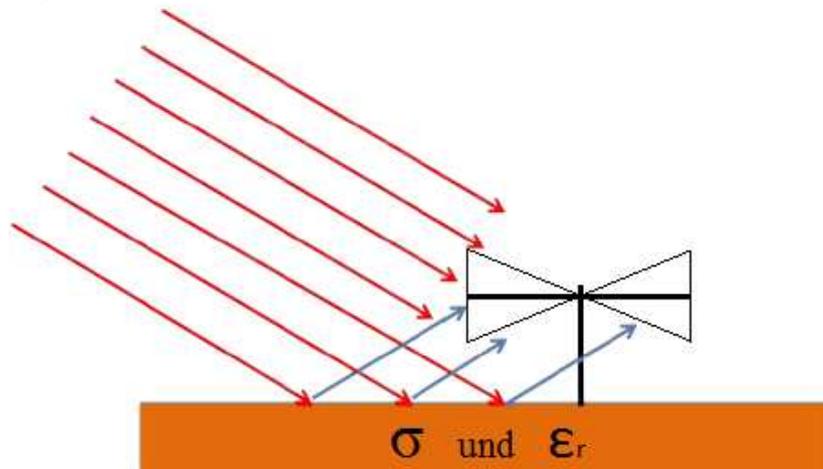


Abbildung 3.1: Reflexion und Beeinflussung einer Wellenfront am Boden durch die Parameter σ und ϵ

Der nicht transmittierte Teil der Welle wird am Boden reflektiert, dieser Teil trifft die Antenne von unten. Die Reflexion wird durch die Fernelschen Formeln beschrieben:

$$\Gamma_{\Phi} = \frac{\cos \alpha - \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \alpha}}{\cos \alpha + \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \alpha}} \quad (3.7)$$

$$\Gamma_{\Theta} = \frac{\bar{\epsilon}_r \cos \alpha - \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \alpha}}{\bar{\epsilon}_r \cos \alpha + \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \alpha}} \quad (3.8)$$

$\Gamma_{\Phi \setminus \Theta}$ ist dabei der Reflexionskoeffizient für jeweils den Wellenteil, der in Richtung Φ bzw. Θ polarisiert ist (horizontal, vertikal). Der Winkel α stellt den Einfallswinkel der Welle relativ zur normalen der Oberfläche dar. Die komplexe relative Permittivität $\bar{\epsilon}_r$ ist die relative Dielektrizitätskonstante des Mediums, in diesem Fall des Erdbodens. Hier wird angenommen, dass die Welle aus freiem Raum auf den Boden trifft [36, 37].

Es ist eindeutig zu sehen, dass sowohl die weitere Ausbreitung einer Radiowelle als auch die ihrer Reflexion von der Permittivität und der elektrischen Leitfähigkeit des Bodens abhängig sind. Das mit den Antennen gemessene reflektierte Radiosignal erfährt eine Modulation zum ursprünglichen Signal, was die genaue Rekonstruktion der auslösenden Teilchenschauer erschwert. Zusätzlich wird die Strahlungscharakteristik der Antennen von den Bodenparametern beeinflusst (Abbildung 3.2). Außerdem wird ein Untergrund zur Reflexion für das Funktionsprinzip einiger Antennen benötigt. Daher ist es sinnvoll, die elektrischen Bodenparameter zu messen, um bei der Detektion von Radioemission aus kosmischer Strahlung Ungenauigkeiten durch variierende Bodenparameter verhindern zu können.

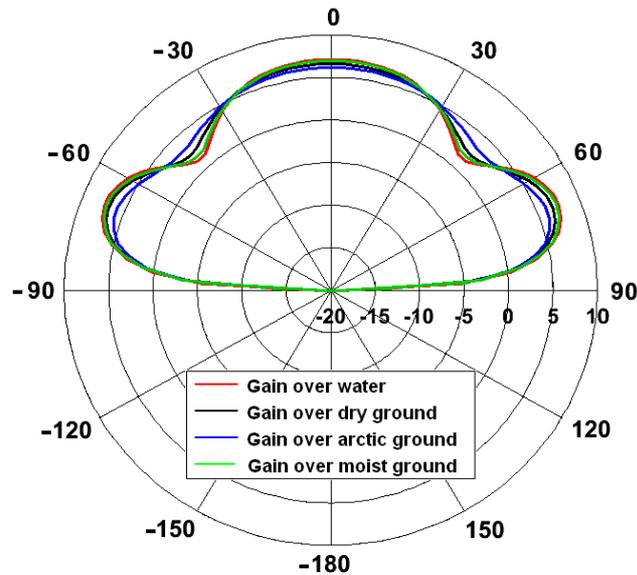


Abbildung 3.2: Strahlungscharakteristik für verschiedene Bodenparameter (LPDA) aus [35]

3.2. Variation der Bodenparameter mit der Art des Bodens

Die elektrische Leitfähigkeit und die Permittivität sind stoffabhängige Parameter und variieren demnach mit der Zusammensetzung des Erdbodens. Abbildung 3.3 stellt die elektrischen Parameter für verschiedene Bodenarten dar.

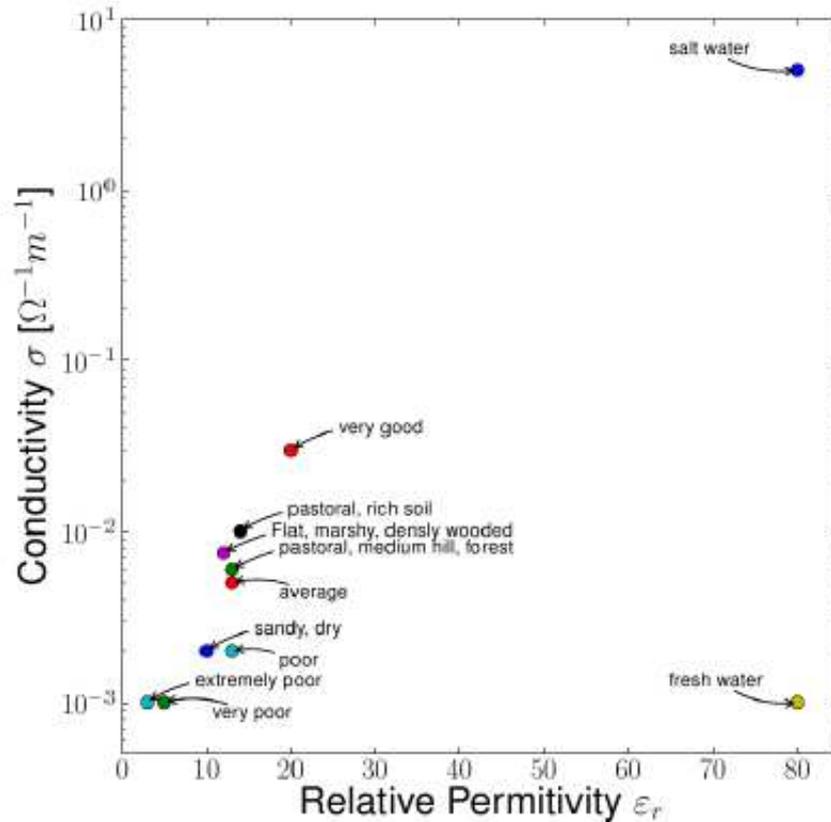


Abbildung 3.3: In der Antennensimulation 4Nec2 verwendete Bodenparameter für verschiedenen Bodentypen aus [34]

Eine Bodenart ist definiert durch die Zusammensetzung ihrer mineralischen und organischen Bestandteile, den Gehalt löslicher Salze, die Körnungsgröße sowie den Anteil an Wasser und Luft. Gerade Eigenschaften wie Wasser- und Salzgehalt beeinträchtigen die Parameter. So hat nach [38] trockener Sand eine Leitfähigkeit von 10^{-3} S/m, während feuchter Sand einen fünfmal höheren Wert von $5 \cdot 10^{-3}$ S/m hat. Meerwasser besitzt sogar mit ca. 5 S/m eine etwa 1000-fach größere Leitfähigkeit als Trinkwasser mit ca. $5 \cdot 10^{-3}$ S/m [39]. Die Leitfähigkeit wird demnach besonders stark durch gelöste Salze beeinflusst. Bei der Permittivität sind Werte für Trink- und Meerwasser mit $\epsilon_r = 80$ gleich groß. Sie wird nicht vom gelösten Salz verändert. Allerdings ist der Permittivitätswert von Wasser mit $\epsilon_r = 80$ groß im Vergleich zu dem von Gesteinen wie Granit $\epsilon_r = 6$, Schiefer $\epsilon_r = 5 - 15$, Kalkstein $\epsilon_r = 4 - 8$ oder trockenem Sand $\epsilon_r = 3 - 5$. Und so wird die Permittivität der Gesteine durch das Ver-

mischen mit Wasser erhöht. Nasser Sand hat z.B einen Permittivitätswert von $\epsilon_r = 20 - 30$ [40].

Den besonders starken Einfluss vom Wassergehalt auf die elektrischen Bodenparameter verdeutlicht Abbildung 3.4. Für einen kleinen Überblick der Bodeneigenschaften bei HF ist Quelle [55] zu empfehlen.

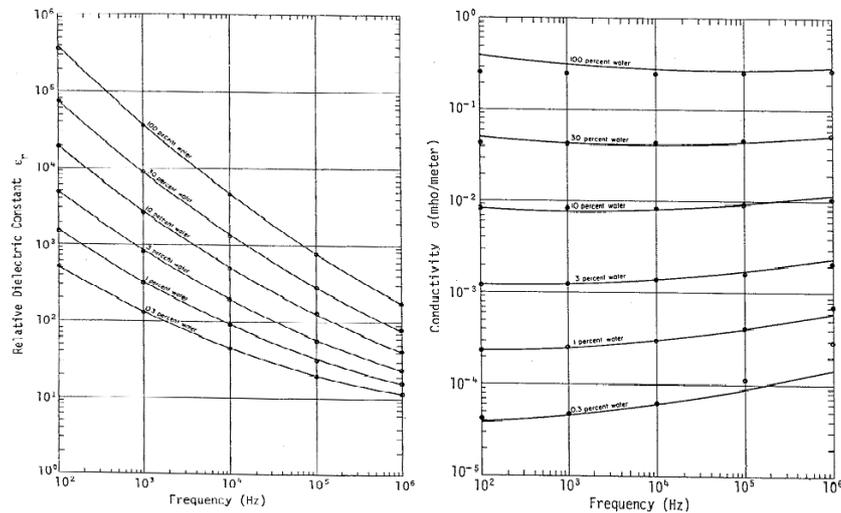


Abbildung 3.4: Abhängigkeit der Permittivität (links) und Leitfähigkeit (rechts) vom Wassergehalt aus [55]

Einen Einfluss auf den Wassergehalt und damit die Parameter kann auch das Klima haben. Während die mineralischen Bestandteile sowie der Salzgehalt eines Bodens weitestgehend konstant bleiben, kann sich der Wassergehalt infolge von Witterungsbedingungen wie Regen oder extremen Temperaturen ändern. Diese Änderungen gilt es zu messen.

Witterungsbedingt kann es außerdem zu dem Effekt kommen, dass sich die Erdfeuchte in einer oberen Schicht ändert (möglicherweise auch in mehreren Schichten), während sie weiter unten durch das Grundwasser konstant gehalten wird. In diesem Fall könnte es zu einer weiteren teilweisen Reflexion des in die Erde transmittierten Teils der elektromagnetischen Welle kommen. Es wären dann zumindest zwei Reflexionsflächen zu erwarten. Eine zwischen Luft und Erdboden und eine an der Grenze zum Grundwasser. Ob und wie stark diese zweite Reflexionsschicht zu beachten ist, hängt von der transmittierten Welle und ihrer Dämpfung (Formel 3.3) in der Erde sowie der Tiefe des Grundwassers ab.

3.3. Frequenzabhängigkeit der elektrischen Bodenparameter

Die im vorigen Abschnitt genannten Werte sind für feste Frequenzen gemessen worden, so wurden z.B. die Permittivitätswerte aus [40] bei einer Frequenz von 100 MHz und die der Leitfähigkeit mit 50 Hz bestimmt. Aber die elektrischen

Parameter sind nicht nur stoffabhängig, sondern sie variieren mit der Frequenz eines auf das Medium wirkenden elektrischen Feldes.

Die dielektrischen Eigenschaften eines Mediums werden durch die Ausrichtung mikroskopischer Dipole in einem angelegten elektrischen Feld hervorgerufen. Einige Medien besitzen permanente Dipole (z.B. Wasser), bei anderen werden Dipole durch Ladungsverschiebungen erzeugt (induziertes Dipolmoment). Beim Anlegen eines äußeren Wechselfeldes versuchen die Dipole der Änderung des Feldes zu folgen. Bei Erhöhung der Frequenz können die Dipole dem Feld nicht mehr folgen und sich nicht mehr so stark ausrichten. Dadurch kann vom dielektrischen Medium weniger Energie gespeichert werden, was eine Verkleinerung des Realteils der komplexen Permittivität bewirkt. Debye [44] entwickelte ein Modell zur Beschreibung der Frequenzabhängigkeit der komplexen Permittivität durch zwei Grenzwerte.

Wird am Medium ein Gleichfeld angelegt ($f = 0$), richten sich die Dipole einmal aus. Danach wird keine Energie mehr dissipiert und der Imaginärteil wird zu Null. Es wird von statischer Permittivität ε_s gesprochen.

Bei einem Wechselfeld, bei dem die Frequenz so hoch ist, dass sich die Dipole aufgrund von Trägheit nicht mehr bewegen ($f \rightarrow \infty$), wird ebenfalls keine Energie dissipiert. Der Imaginärteil wird wieder Null (In diesem Fall wird die Permittivität mit ∞ als Indizes dargestellt ε_∞).

Zwischen beiden Grenzwerten ist die Permittivität frequenzabhängig. Die komplexe Permittivität nach Debye [44] ist:

$$\bar{\varepsilon}_r(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + i\omega\tau} \quad (3.9)$$

wobei τ die Relaxationszeit von Dipolen und ω die Kreisfrequenz ist.

Das Debyemodell eignet sich in der Praxis allerdings nicht für heterogene Medien (Debye hat es speziell für Wasser entworfen). Daher wurde die Darstellung der komplexen Permittivität von Cole modifiziert. Diese Modifizierung wird in der Literatur häufig als Cole-Cole Gleichung bezeichnet:

$$\bar{\varepsilon}_r(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (i\omega\tau)^{(1-\alpha)}} \quad (3.10)$$

Nach dieser Beziehung lässt sich die komplexe Permittivität als Ortskurve in der Gaußschen Zahlenebene abhängig von der Frequenz darstellen (Abbildung 3.5). Der Wert α (Cole-Exponent) kann zwischen 1 und 0 liegen. Er ist dabei ein Maß für die Homogenität eines Mediums, bei $\alpha = 1$ geht die Cole-Cole Gleichung in das Debyemodell über. Als weitere Ergänzung kann noch der Einfluss der statischen Leitfähigkeit σ_s mit einbezogen werden.

$$\bar{\varepsilon}_r = \varepsilon_r' - i\varepsilon_r'' = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (i\omega\tau)^{(1-\alpha)}} - i \frac{\sigma_s}{\varepsilon_0\omega} \quad (3.11)$$

Die Cole-Cole Formel lässt sich aufgrund des Zusammenhangs von Permittivität und Leitfähigkeit in ähnlicher Form auch für die komplexe elektrische Leitfähigkeit aufstellen. Auch können bei Komposition verschiedener Medien (unterschiedliche Relaxationszeiten, ε_s) mehrere Cole-Cole Formeln summiert

werden.

In der Literatur wird noch eine weitere Anzahl an Modellen zur Darstellung der Frequenzabhängigkeit von komplexen Parametern beschrieben. Die Cole-Cole Gleichung ist aber das am häufigsten verwendete und stellt die Frequenzabhängigkeit eines Mediums ausreichend gut dar [45].

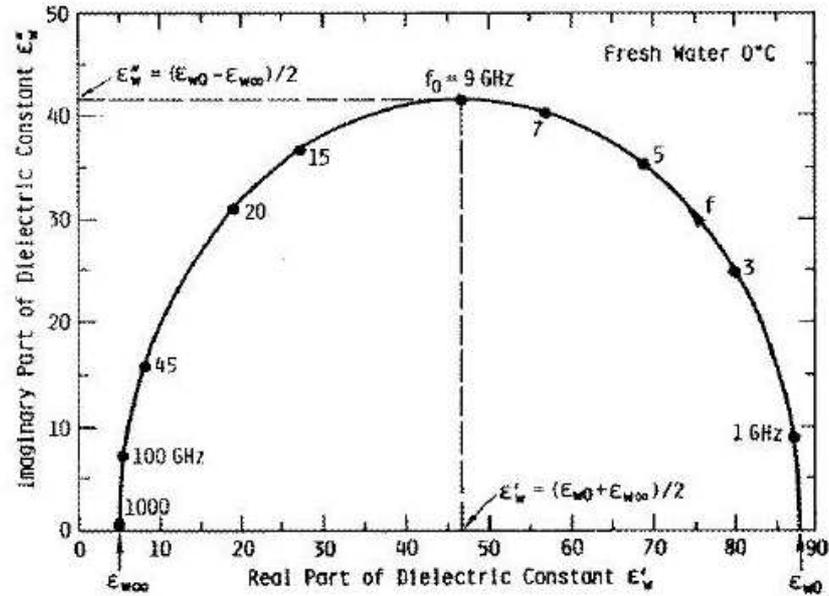


Abbildung 3.5: Frequenzabhängigkeit von Real- und Imaginärteil der Permittivität von Wasser als Cole-Cole-Diagramm dargestellt aus [43].

4. Messverfahren

Nun gilt es, ein geeignetes Messverfahren zur Ermittlung der elektrischen Bodenparameter auszuwählen. Die Methode muss die elektrische Leitfähigkeit und die Permittivität in Abhängigkeit von der Frequenz bestimmen können. Da AERA in einem Frequenzbereich von 30-80 MHz arbeitet, sollte die Messung mindesten über diesen Bereich mit einem angemessenen Shift nach oben und unten erfolgen. Außerdem sollte die Methode für dauerhaften Betrieb geeignet und im Rahmen einer Diplomarbeit finanzier- und durchführbar sein. Der IEEE Guide 365 [47] gibt eine Übersicht über mögliche Methoden zur Bestimmung der elektrischen Bodenparameter. Die Möglichkeiten sind vielfältig und bieten jeweils Vor- und Nachteile für verschiedene Anwendungsbereiche. Daher werden nachfolgend nur die grundlegendste sowie die erfolgversprechendste und später angewandte Methode (mit einigen Varianten) zur Ermittlung elektrischer Bodenparameter beschrieben.

4.1. Wenner-Verfahren

Eine der fundamentalsten und am häufigsten verwendeten Methode zur Messung der elektrischen Leitfähigkeit des Bodens ist das Vierpunkt-Wenner-Verfahren (oder auch Wenner-Methode) und Variationen von diesem. Dabei wird die Potentialdifferenz V zwischen zwei in der Erde steckenden Elektroden **P1** und **P2** gemessen, welche durch einen Wechselstrom der über zwei weitere Elektroden **C1** und **C2** entsteht, in den Boden eingespeist wird. Alle vier Elektroden sind in jeweils gleichen Abständen a entlang einer Geraden angeordnet. An den inneren beiden wird dabei der Spannungsabfall gemessen, während die äußeren den Strom einspeisen. Abbildung 4.1 zeigt die Anordnung des Wenner-Verfahrens. Der Erdwiderstand R wird aus den Werten von V und I errechnet, woraus sich dann der spezifische Widerstand ρ des Bodens ergibt:

$$\rho = 2\pi aR \tag{4.1}$$

Der Kehrwert des spezifischen Widerstands ρ ist die elektrische Leitfähigkeit $\sigma = \rho^{-1}$.

Die Wenner-Methode liefert den durchschnittlichen spezifischen Widerstand der Erde zwischen den Elektroden bis zu einer Tiefe, die ungefähr dem Abstand a entspricht. Wird nun der Abstand a verändert, so kann der durchschnittlich spezifische Widerstand in Abhängigkeit von der Tiefe ermittelt werden. Das bietet die Möglichkeit verschiedene Erdschichten zu identifizieren. Bei einem homogenen Erdreich sollte sich ρ mit verschiedenen Abständen nicht ändern. Bei diesem Verfahren wird nur mit kleinen Frequenzen gearbeitet, die Literatur [47] empfiehlt hier Frequenzen unter 60 Hz (andere bis 128 Hz [46]). Bei diesen kleinen Frequenzen kann die gemessenen elektrische Leitfähigkeit als die Leitfähigkeit bei Gleichstrom (statische Leitfähigkeit) angesehen werden. Die Anordnung kann auch direkt mit Gleichstrom betrieben werden, hierbei gilt es aber elektrolytische Polarisationserscheinungen zu beachten.

Die Wenner-Methode (und ähnliche Anordnungen) ist eine bewährte und praktikable Methode zur Messung der elektrischen Bodenleitfähigkeit, auch könnten mit ihr mögliche weitere Reflexionsflächen durch verschiedene Erdschichten bestimmt werden. Es ist mit ihr aber nicht möglich, die Frequenzabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit, schon gar nicht im MHz Bereich, zu beschreiben. Ebenfalls kann die Wenner-Methode keine Informationen über die Permittivität liefern. Daher ist diese Methode für die gewünschten Aufgaben beim Auger Engineering Radio Array nicht ausreichend geeignet [46].

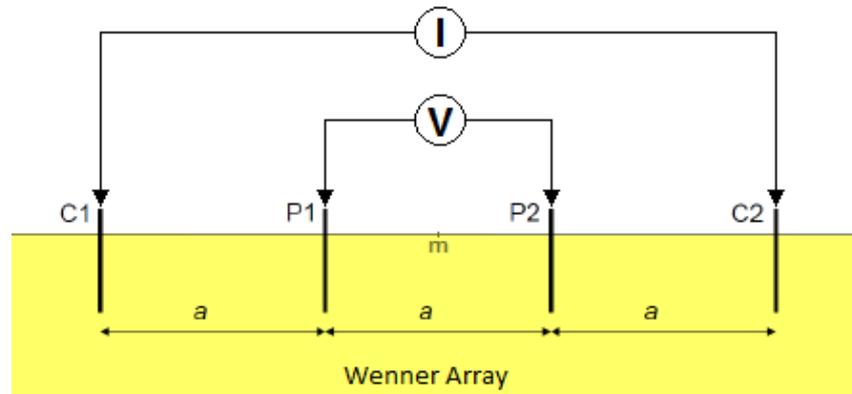


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung der Wenner Methode

4.2. Impedanzmessung mit Sonde

Eine Methode, die das Messen der elektrischen Bodenparameter in Abhängigkeit zur Frequenz ermöglicht, ist das Messen der Impedanz einer in die Erde eingebetteten Sonde über den gewünschten Frequenzbereich mit Hilfe eines Vektornetzwerkanalysators. Dabei sind verschiedene Arten von Sonden mit unterschiedlichen physikalischen Grundlagen möglich. Abbildung 4.2 zeigt schematisch verschiedene Sondenkonfigurationen. Die Vorgehensweise ist aber in allen Fällen identisch. Die Sondenimpedanz wird in der Erde gemessen, woraus sich die Parameter (σ , ϵ_r) der Erde durch mathematische Verfahren zurückrechnen lassen. Häufig ist dafür eine Referenzmessung in einem bekannten Medium (Luft) nötig.

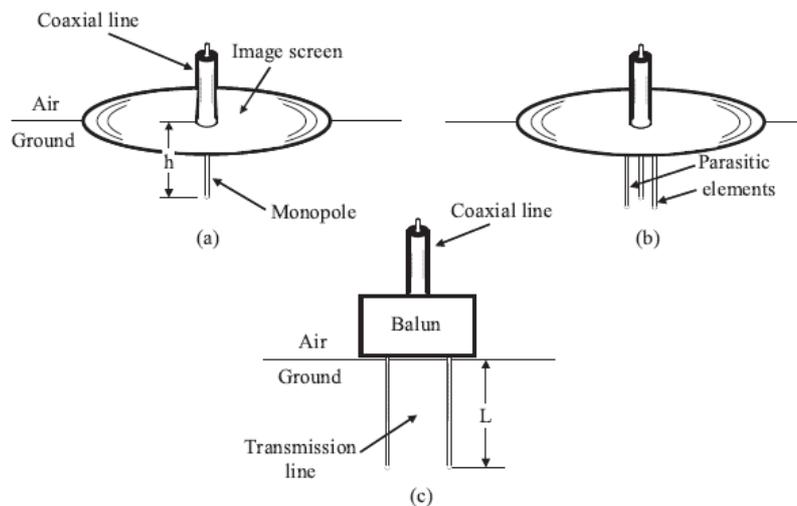


Abbildung 4.2: schematische Darstellung verschiedener Sonden aus [47]
 a) Monosonde mit Grundplatte b) Monosonde mit parasitären
 Elementen c) offene Zweidrahtleitung (hier mit Balun)

Bei der Parameterbestimmung wird von einem homogenen Medium ausgegangen, da natürlich nur ein Wert pro Parameter ermittelt werden kann. Bei inhomogenen Medien wird ein räumlicher Durchschnitt der Sondenumgebung gemessen. Daher sollte beim Einbringen der Sonde darauf geachtet werden, dass keine Luftbläschen entstehen. Da nur in Sondenumgebung gemessen wird, besteht der Nachteil, dass keine großen Flächen und keine großen Tiefen untersucht werden können. Eventuelle tiefer liegende Reflexionsschichten können so nicht berücksichtigt werden. Dennoch ist diese Methode aufgrund der frequenzabhängigen Messmöglichkeit und einer mit annehmbaren Mitteln zu leistenden Realisierbarkeit die erfolversprechendste und wird auch von der Literatur [47, 48, 49] gerade im Hochfrequenzbereich empfohlen. Daher wurde diese Methode als Messverfahren ausgewählt und wird im Folgenden genauer beschrieben.

4.2.1. Impedanz und verwandte Größen

Da die Impedanz eine entscheidende Größe dieser Messmethode ist, werden hier zunächst einige Formeln und Zusammenhänge der Impedanz aufgezeigt.

Die *Impedanz* Z ist das Pendant des Ohmschen Widerstands (Gleichstrom) beim Wechselstrom. Sie wird daher auch *Wechselstromwiderstand* genannt. Wie andere Wechselstromgrößen ist die Impedanz eine komplexe Größe, die aus einem Realteil R und einem Imaginärteil X besteht.

$$\bar{Z} = R + iX \quad (4.2)$$

oder in Polarkoordinaten

$$\bar{Z} = |\bar{Z}| \cdot e^{i\theta} = |\bar{Z}| \cdot (\cos \theta + i \sin \theta) \quad (4.3)$$

Dabei ist R der *Wirkwiderstand*, der wie ein realer elektrischer Widerstand wirkt. Sein Wert ist stets positiv. Der Imaginäre Teil X wird als *Reaktanz* oder auch *Blindwiderstand* bezeichnet und beschreibt die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Stromstärke. Beim Blindwiderstand wird elektrische Energie z.B. durch das Magnetfeld einer Spule oder das elektrische Feld eines Kondensators gespeichert und bei Umkehr der Strom- bzw. Spannungsrichtung wieder freigesetzt, was zur Phasenverschiebung führt. Daher ist zu unterscheiden zwischen kapazitiver Reaktanz $X_C = -1/\omega C$, auch als *Kapazitätanz* bezeichnet und induktiver Reaktanz $X_L = \omega L$, auch *Induktanz* genannt. Die Reaktanz kann positive und negative Werte annehmen und ist frequenzabhängig ($\omega = 2\pi f$).

Für einen idealen Ohmschen Widerstand ist die Impedanz der reelle Widerstand $Z_R = R$, während eine ideale Spule mit $\bar{Z}_L = iX_L$ sowie ein idealer Kondensator mit $\bar{Z}_C = iX_C$ eine rein imaginäre Impedanz haben. Bei Schaltungen mit induktiven und kapazitiven Anteilen ist die Reaktanz eine Zusammensetzung aus Induktanz und Kapazitätanz.

Der gemessene Betrag der komplexen Impedanz ist die komplexe Addition aus Wirkwiderstand und Blindwiderstand und wird als *Scheinwiderstand* bezeichnet:

$$|\bar{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (4.4)$$

Impedanz sowie Wirkwiderstand und Reaktanz haben die SI-Einheit Ohm $[\Omega]$.

Der Kehrwert der Impedanz wird als *Admittanz* $Y = Z^{-1}$ oder auch *Leitwert* bezeichnet. Die Admittanz ist ebenfalls eine komplexe Größe:

$$\bar{Y} = G + iB \quad (4.5)$$

Dabei wird der Realteil G als *Konduktanz* oder auch *Wirkleitwert* bezeichnet, und ist gegeben durch: $G = R/R^2 + X^2$ (Nur im Reellen für $X = 0$ gilt $G = R^{-1}$).

Der Imaginärteil B wird als *Suszeptanz* oder auch *Blindleitwert* bezeichnet. Er ist gegeben durch: $B = -X/R^2 + X^2$ (für $R = 0$ gilt $B = -X^{-1}$).

Der Betrag der Admittanz wird *Scheinleitwert* genannt, und ist wie bei der Impedanz die geometrische Summe:

$$|\bar{Y}| = \sqrt{G^2 + B^2} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad (4.6)$$

Die Admittanz sowie Konduktanz und Suszeptanz werden in der SI-Einheit Siemens $[S]$ gemessen.

Für die Impedanz gilt bei Reihenschaltung von n Impedanzen: $Z_{eq} = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_n$. Bei Parallelschaltung von n Impedanzen gilt: $1/Z_{eq} = 1/Z_1 + 1/Z_2 + \dots + 1/Z_n$. Für die Admittanz gilt natürlich immer der Kehrwert [50].

Die Impedanz für elektromagnetische Wellen in Medien Z_w wird als *Wellenimpedanz* oder *Feldwellenwiderstand* bezeichnet:

$$Z_w = \sqrt{\frac{i\omega\bar{\mu}}{\sigma + i\omega\bar{\epsilon}}}$$

Die Impedanz für elektromagnetische Wellen in Leitungen Z_0 wird als *Leitungsimpedanz* oder *Leitungswellenwiderstand* bezeichnet:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + i\omega L'}{G' + i\omega C'}}$$

Dabei sind R' , L' , G' und C' die Leitungsbeläge für Widerstand, Induktivität, Ableitung (Leitwert) und Kapazität. Sie beschreiben den Verlust des jeweiligen Wertes pro Längeneinheit und hängen ihrerseits wieder mit ε und σ zusammen (siehe [34, 51]).

Der Zusammenhang von Impedanz- und Parameterwerten bei der Messmethode wird jeweils von der Anwendungsart der Sonde bestimmt (dies ist weiter unten beschrieben).

Mit den unterschiedlichen Impedanzbegriffen gilt es vorsichtig umzugehen, da in verschiedenen Quellen gleich oder ähnlich bezeichnete Impedanzbegriffe unterschiedlich verwendet werden. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird der Begriff *Eingangsimpedanz* Z_{in} der englischen Bezeichnung 'input impedance' gleich gesetzt und bezeichnet die am Anfang einer Leitung gemessene Impedanz. Die *Lastimpedanz* Z_L wird hier für die englische Bezeichnung 'load impedance' verwendet und gibt quasi die Impedanz eines Verbrauchers wieder. Die Bezeichnung *Wellenwiderstand* oder *charakteristische Impedanz* Z_0 wird für die englische Bezeichnung 'characteristic impedance' oder 'surge impedance' verwendet und ist eine leitungsspezifische Größe.

4.2.2. Sonden als verlustbehafteter Kondensator.

Wie beschrieben, wird eine Sonde in die Erde eingebettet und über einen Netzwerkanalysator frequenzabhängig die Impedanz/Admittanz gemessen. Dabei wird in diesem Fall die Sonde als Feld-Problem eines verlustbehafteten Kondensators betrachtet und die Bodenparameter werden aus der Änderung der Impedanz der Sonde in Luft und im Boden gefolgert. Die einfachste Impedanzsonde ist dabei eine Monopolantenne mit einer runden Grundplatte wie in Abbildung 4.2 a). Als Sonde können hier aber auch ein Zweidraht (als Kondensator aus parallelen Zylindern) oder theoretisch auch zwei Kondensatorplatten verwendet werden.

Die Monopolsonde besteht aus einem einfachen Metallstab, der vertikal in die Erde gesteckt wird. Eine Grundplatte wird horizontal über dem Stab platziert und der Stab durch ein Loch in der Platte über eine BNC-Buchse mit der Platte verbunden, so dass der Stab mit dem Innenleiter und die Platte mit dem Außenleiter kurzschließt. Platte und Stab sind so zwar über ein angeschlossenes Koaxialkabel verbunden, haben ohne Kabel aber keinen leitenden Kontakt (Kondensator). Die Grundplatte kann rund oder quadratisch sein, muss aber im Radius mindestens der Länge des Monopols entsprechen [49].

Als Zweidraht werden zwei gleichlange metallische Stäbe mit bekanntem Durchmesser und Abstand parallel in den Erdboden gesteckt. Der Netzwerkanalysator wird hier an den oberen Enden der Stäbe über den Innen- und Außenleiter eines Koaxialkabels angeschlossen. Das hat den Nachteil, dass ein sich splittendes Koaxialkabel oder ein Zwischenstück mit BNC-Buchse benötigt wird. Die Kapazität des über der Erde liegenden Splits/Zwischenstücks muss dann gegebenenfalls durch Kalibration oder rechnerische Korrektur kompensiert werden. Außerdem muss hierbei unter Umständen ein Balun eingesetzt werden.

Für die gesuchten elektrischen Parameter wird hier die Darstellung aus den Quellen [53, 54] verwendet, so gilt es hier die effektive Permittivität ε_{er} bzw. effektive Leitfähigkeit σ_e (Gleichung 3.1) zu ermitteln. Um das Verhalten der Sonde als das eines verlustbehafteter Kondensators betrachten zu können, muss die elektrische Länge der Antenne kurz sein. Dies ist der Fall, wenn $|kh| \ll 1$ ist. Dabei ist h die halbe Länge der Antenne und k die komplexe Wellenzahl eines Mediums, welche eine alternative Beschreibungsgröße der Fortpflanzungskonstante aus Gleichung 3.5 darstellt:

$$k = \beta - i\alpha = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \left(\varepsilon_{er} - i \frac{\sigma_e}{\omega \varepsilon_0} \right)} \quad (4.7)$$

Je nach Literatur gibt es aber auch andere Definitionen für elektrisch kurze Antennen. z.B. $2\pi h/\lambda < 1$ oder auch einfach nur $h \ll \lambda$. Die unterschiedlichen Definitionen laufen aber alle darauf hinaus, dass die Antennenlänge klein gegenüber der Wellenlänge sein muss. Simulationen aus [56] haben gezeigt, dass man dieses für eine Sondenlänge unter $\lambda/8$ (also $h < \lambda/6$) in Bezug auf die Wellenlänge λ annehmen kann.

Für elektrisch kurze Leitungen ist die Eingangsimpedanz gleich der Lastimpedanz $Z_{in} = Z_L$. Bei den elektrisch kurzen Antennen gilt für die gemessene Admittanz:

$$Y \approx \frac{i\omega C_0}{(k_0 h)^2} (kh)^2$$

wobei k_0 die Wellenzahl in Vakuum ist. Als Zusammenhang der Admittanz mit den gesuchten elektrischen Parametern ergibt sich dann:

$$Y = G + iB = i\omega C_0 \left(\varepsilon_{er} - \frac{i\sigma_e}{\omega \varepsilon_0} \right) \quad (4.8)$$

C_0 ist dabei die statische Kapazität der Sonde, welche als Kapazität der Sonde in Luft interpretiert werden kann. Mit den Zusammenhängen der komplexen Impedanz und Admittanz aus Abschnitt 4.2.1 und den Verknüpfungen der elektrischen Parameter aus Kapitel 3 können aus Formel 4.8 nun die gesuchten Bodenparameter mit folgenden Gleichungen berechnet werden [48]:

$$\varepsilon_{er} = \frac{1}{\omega C_0} \left(\frac{X}{R^2 + X^2} \right) \quad (4.9)$$

$$\sigma_e = \frac{\varepsilon_0}{C_0} \left(\frac{R}{R^2 + X^2} \right) \quad (4.10)$$

Anstatt mit Termen von Wirkwiderstand R und Reaktanz X können die Parameter auch mit Hilfe der Polarkoordinatendarstellung (Gleichung 4.3) durch den Betrag der Impedanz $|\bar{Z}|$ und ihren Phasenwinkel θ dargestellt werden.

$$\varepsilon_{er} = \frac{1}{\omega C_0} \left(\frac{\tan \theta}{|\bar{Z}| \sqrt{1 + \tan^2 \theta}} \right) \quad (4.11)$$

$$\sigma_e = \frac{\varepsilon_0}{C_0} \left(\frac{1}{|\bar{Z}| \sqrt{1 + \tan^2 \theta}} \right) \quad (4.12)$$

In allen diesen Gleichungen kommt die Kapazität C_0 vor. Um aus den Messungen die elektrischen Parameter bestimmen zu können, muss diese also vorher quasi als Referenz gemessen oder kalkuliert werden. Für den Zweidraht, der als Kondensator aus parallelen Zylindern gesehen werden kann, kann die Kapazität über $C_0 = \pi \varepsilon_0 l / \operatorname{arcosh}(d/2r)$, mit Stablänge l , Stabradius r und Stababstand d berechnet werden. Allerdings kommt es, besonders bei angespitzten Zweidraht-Stäben (aber auch bei flachen Enden) zu einem sogenannten Endeffekt, der die Kapazität leicht beeinflusst. Bei der Berechnung kann dieser Effekt auf eine Erhöhung der Kapazität um ca. 10% abgeschätzt werden [48]. Für angespitzte Enden bietet Quelle [52] eine gute Näherung. Für die Monosonde ist die Berechnung schwierig, da für diese Form keine einfache Betrachtung vorhanden ist. In diesem Fall muss die Kapazität gemessen werden. Dazu kann ein LC-Meter (Abbildung 6.8) verwendet werden, wobei die Kapazitäten der Sonden im Bereich von einigen pF liegen. Beim Messen ist darauf zu achten, dass nur der Teil der Sonde berücksichtigt wird, der unter der Erde liegt.

Das Bestimmen der Kapazität lässt sich auch durch eine Referenzmessung ersetzen, wenn man den Teil $1/\omega C_0$ als Reaktanz in Luft X_0 betrachtet [49]. Dabei geht man davon aus, dass die Reaktanz nur aus ihrem kapazitiven Anteil besteht (dies lässt sich mit der Betrachtung der Sonde als Kondensator gut vereinbaren). Mit der in Luft gemessenen Reaktanz $X_0 = 1/\omega C_0$ ergibt sich dann für die elektrischen Parameter:

$$\varepsilon_{er} = \frac{X_0 X}{R^2 + X^2} \quad (4.13)$$

$$\sigma_e = X_0 \omega \varepsilon_0 \left(\frac{R}{R^2 + X^2} \right) \quad (4.14)$$

Geht man noch weiter in der Betrachtung und sieht die Sonde als idealen Kondensator an, kürzt sich 4.13 zu $\varepsilon_{er} = X_0/X$.

Auf Grund ihrer guten Anwendbarkeit ist diese Methode mit Verwendung einer Monosonde für das geplante Messgerät zu favorisieren und wird auch in der Literatur [47, 48, 49, 53, 56] für Feldmessungen vorgeschlagen.

4.2.3. Offenen Zweidrahtleitung als Lecherleitung

Auch in diesem Fall wird eine offenen Zweidrahtleitung bestehend aus zwei parallelen Metallstäben als Sonde in den Erdboden gesteckt und die Impedanz zwischen den oberen Enden der Spitzen gemessen. Hierbei muss ebenfalls ein Split oder Zwischenstück bei der Kalibration beachtet werden. Der Unterschied zur obigen Vorgehensweise besteht darin, dass der Zweidraht nicht als Kondensator sondern als Lecherleitung betrachtet wird. Eine Lecherleitung bezeichnet zwei in gleichbleibendem Abstand nebeneinander verlaufende runde Leiter, in diesem Fall zwei parallele Metallstäbe. Da diese sich auf Grund der Wechselspannung in Antiphase befinden, interferiert ihre Fernfeldabstrahlung und der Energieverlust auf Grund der Abstrahlung wird klein gehalten. Für die Lecherleitung gelten die Grundlagen der Leitungstheorie [57]. Die Leitungstheorie befasst sich dabei speziell mit Doppelleitungen, wie eben der Lecherleitung, parallele Plattenleitungen und Koaxialkabel.

Eine Zweidrahtleitung kann durch ihre Leitungsbeläge *Widerstandsbelag* $R' \left[\frac{\Omega}{m} \right]$, *Induktionsbelag* $L' \left[\frac{H}{m} \right]$, *Ableitungsbelag* $G' \left[\frac{S}{m} \right]$ und *Kapazitätsbelag* $C' \left[\frac{F}{m} \right]$ beschrieben werden (siehe Abbildung 4.3). Diese sind als infinitesimale Werte pro Leiterstück zu sehen. Für zeitabhängigen Strom- und Spannungsabfall für das Leiterstück gilt dann:

$$\frac{\partial I}{\partial x} = G'U + C' \frac{\partial U}{\partial t} \quad \text{und} \quad \frac{\partial U}{\partial x} = R'I + L' \frac{\partial I}{\partial t}.$$

Die beiden Gleichungen stellen ein gekoppeltes System zweier partieller Differentialgleichungen dar und können durch Differenzieren nach x und Einsetzen auf eine Gleichung reduziert werden:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = L' C' \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + (R' C' + L' G') \frac{\partial U}{\partial t} + R' G' U \quad (4.15)$$

Das ist die sogenannte *Telegraphengleichung*, die sich auch analog für den Strom aufstellen lässt. Sie ist eine allgemeine Form der Wellengleichung und gibt die Möglichkeit Strom und Spannung auf einer Leitung als Welle zu betrachten. Die Telegraphengleichung kann allerdings in ihrer allgemeinsten Form nicht geschlossen gelöst werden. Es existieren aber Lösungen verschiedener Spezialfälle.

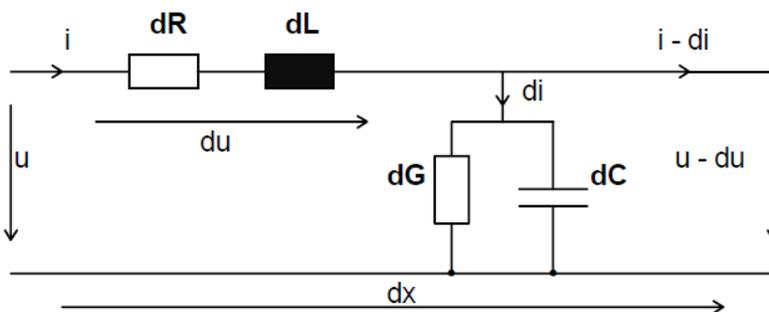


Abbildung 4.3: Beschreibung eines Leiterstücks der Zweidrahtleitung durch Leitungsbeläge aus [57]

Die Sonde wird als allgemeiner Fall einer verlustbehafteten Lecherleitung betrachtet, ihre Impedanzen sowie ihre Fortpflanzungskonstante wird in Termen der Leitungsbelege R' , L' , G' und C' beschrieben. Der Wellenwiderstand einer Leitung, auch *charakteristische Impedanz* genannt, ist gegeben durch:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + i\omega L'}{G' + i\omega C'}} \quad (4.16)$$

Die charakteristische Impedanz ist das Verhältnis von Spannung und Strom einer einzelnen sich ausbreitenden Welle. Sie ist äquivalent zu der Impedanz, die an einer theoretisch unendlich langen Leitung gemessen werden könnte, d.h. Es gibt keine Reflexion und keine stehende Welle. Die charakteristische Impedanz ist ein leitungspezifischer Wert und hängt von den Leitermaßen wie Radius r und Abstand d der Zweidrahtleitung sowie von den die Leitung umgebenden dielektrischen Parametern ab, nicht aber von ihrer Länge l . Die charakteristische Impedanz kann gemessen werden, indem man die Eingangsimpedanz der Leitung mit einer unendlichen Last (offenes Ende) und einer Null-Lastimpedanz (Kurzschluss) misst und das geometrische Mittel bildet $Z_0 = \sqrt{Z_{in}(Z_L=0) \cdot Z_{in}(Z_L=\infty)}$. Die Fortpflanzungskonstante einer über die Leitung laufenden (sinusförmigen) Welle ist gegeben durch:

$$\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{(R' + i\omega L')(G' + i\omega C')} \quad (4.17)$$

Nun wird die Lastimpedanz Z_L der offenen Zweidrahtleitung mit Hilfe der Leitungstheorie in eine Eingangsimpedanz Z_{in} transformiert.

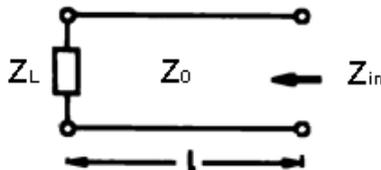


Abbildung 4.4: Transformation einer Lastimpedanz Z_L in eine Eingangsimpedanz Z_{in} aus [51]

Nach der Leitungstheorie ist die Eingangsimpedanz einer verlustbehafteten Leitung gegeben durch:

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad (4.18)$$

Die Eingangsimpedanz ist dabei die Impedanz, die am Anfang einer Leitung zu sehen ist, also diese, die vom am oberen Ende der Lecherleitung angeschlossenen Messgerät gemessen wird. Die Lastimpedanz Z_L muss entweder als die einer offenen Leitung betrachtet, durch eine Referenzmessung ermittelt (z.B. für $l \rightarrow 0$ ist $Z_{in} = Z_L$), oder abgeschätzt werden. Da im Boden am Ende der offenen Leitung ein Endeffekt durch Kapazität und Leitwert entsteht,

kann dieser, ähnlich wie bei der Kondensatorbetrachtungsweise, zur Abschätzung verwendet werden [52]. Durch den Zusammenhang der Eingangsimpedanz (Gleichung 4.18) mit der Fortpflanzungskonstante (Gleichung 4.17), dem Wellenwiderstand und der Lastimpedanz wird durch Einsetzen der Leitungsbeläge eine Beziehung zwischen den dielektrischen Parametern und der gemessenen Impedanz aufgestellt. Die Werte der Leitungsbeläge sind dabei nach Quelle [57] gegeben durch:

$$C' = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\operatorname{arcosh}\left(\frac{d}{2r}\right)} \quad L' = \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \operatorname{arcosh}\left(\frac{d}{2r}\right)$$

$$G' = \frac{\sigma \pi}{\operatorname{arcosh}\left(\frac{d}{2r}\right)} \quad R' = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \rho \cdot f}{\pi}}$$

mit der mathematischen Beziehung $\operatorname{arcosh}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1})$.

Dabei ist auch hier im HF-Bereich $\mu_r \approx 1$ und der Wert ρ im Widerstandsbelag R' der spezifische Widerstand des Leitungsmetalls. Als Vereinfachung könnte der Widerstandsbelag aufgrund des für eine Leitung vergleichsweise großen Durchmessers der Metallstäbe aber auch vernachlässigt werden. Das Ermitteln der elektrischen Parameter ist hier wesentlich schwieriger im Vergleich zur Kondensatorbetrachtungsweise und sollte durch einen numerischen Ansatz mittels einer mathematischen Software (z.B. Matlab) geschehen. Quelle [51] benutzt so eine numerische Lösung und gibt auf Anfrage Einblick in diese. Die Vorgehensweise würde in ähnlicher Form auch mit Hilfe eines Zylinderkondensators als eine Art Koaxialkabel funktionieren, wenn hier das zu untersuchende Material als Dielektrikum zwischen Innen- und Außenleiter gebracht wird [58].

Für die Benutzung einer Lecherleitung als Sonde gibt es noch einige Variationen bezüglich der genauen Vorgehens- und Betrachtungsweise. So kann z.B. die Lecherleitung einmal offen und einmal mit Kurzschluss direkt in der Erde gemessen und daraus die charakteristische Impedanz der Leitung in der Erde ermittelt werden $Z_{0,erde} = \sqrt{Z_{in}(Z_L=0) \cdot Z_{in}(Z_L=\infty)}$. Hieraus könnten dann wiederum die elektrischen Bodenparameter berechnet werden. Allerdings müssen hier pro Frequenz immer zwei Messungen erfolgen, wobei ein Umbau der Lecherleitung von einem offenen auf ein kurzgeschlossenes Ende erforderlich ist.

Eine andere Möglichkeit wäre es, nur einen Teil der Länge l der Lecherleitung in die Erde zu stecken und dann die Impedanz Z_1 zu messen. Danach wird die Lecherleitung weiter in die Erde geschoben, bis die Länge in der Erde $2l$ beträgt. Hier wird die Impedanz Z_2 gemessen. Daraus lässt sich dann wieder die charakteristische Impedanz in Erde mit $Z_{0,erde} = \sqrt{Z_1(2Z_2 - Z_1)}$ ermitteln. Auch hier müssen pro Frequenz zwei Messungen mit einer zwischenzeitlichen Änderung des Messaufbaus erfolgen [59].

Die Verwendung einer Lecherleitung unter verschiedenen Betrachtungsweisen

der Leitungstheorie bietet viele Möglichkeiten. Oft gibt es dabei aber Aspekte, welche die Anwendung bei einer dauerhaften Feldmessung erschweren. In der Literatur [34, 58, 59] wird die Lecherleitung daher hauptsächlich bei Labormessungen eingesetzt. Eine Ausnahme bildet [51].

5. Das Messgerät

Nun gilt es für eine Messstation geeignete Komponenten auszusuchen. Da eine Impedanzmessung einer Sonde über einen größeren Frequenzbereich durchgeführt werden soll, wird ein Netzwerkanalysator benötigt. Der Frequenzbereich in dem AERA arbeitet liegt bei 30-80 MHz, der gewünschte Messbereich muss diesen Bereich also umschließen. Als ausreichend sollte nach Absprache [69] der Frequenzbereich von 1-200 MHz angesehen werden. Da Real- und Imaginärteil der Impedanz (oder Betrag und Phasenwinkel) bestimmt werden müssen, wird ein vektorieller Netzwerkanalysator benötigt. Außerdem soll die Messstation auch die Möglichkeit haben, regelmäßig Daten zu sammeln, und zu speichern und diese dann zur Auswertung über Internet bereit zu stellen, so dass der Zugriff auf die Messstation nicht nur vor Ort geschehen kann. Daher empfiehlt sich ein USB-Netzwerkanalysator, der nur in Verbindung mit einem Rechner funktioniert. Die Messdaten können dann auf dem Rechner gespeichert werden, und es ist wesentlich leichter eine Internetverbindung herzustellen. Solch ein USB-Gerät hat außerdem die Vorteile, dass es preislich um einiges günstiger ist als ein Standalone-Gerät und es weist meist auch einen deutlich geringeren Stromverbrauch auf. Als weiterer Punkt sollte die Messung ohne graphische Oberfläche durchführbar sein, so dass die Option besteht, vom verbundenen Rechner eine Messung automatisch zu starten. Für den Rechner gilt dabei ebenfalls: Ein geringer Stromverbrauch ist von Vorteil. Um eine Sonde nach Methode 4.2.2 zu betreiben, gilt zunächst nur die Einschränkung, dass diese elektrisch kurz sein muss.

Nach Berücksichtigung der Auswahlkriterien für die Komponenten der Messstation fällt die Wahl auf den USB-Vektornetzwerkanalysator *MiniVNA Pro BT 5.1* der Firma *mRS mini Radio Solution*, in Verbindung mit einem *Raspberry Pi 5.2* als ausführende Recheneinheit. Sonden werden zunächst verschiedene angefertigt und später eine Auswahl getroffen. Im Nachfolgenden sind die Komponenten genauer beschrieben.

5.1. Der Vektornetzwerkanalysator (VNA) miniVNA Pro

Bevor hier der verwendete Netzwerkanalysator vorgestellt wird, sollen zuerst ein paar Informationen zum allgemeinen Funktionsprinzip eines Vektornetzwerkanalysators gegeben werden. Besonders die Spezialfälle der Ein- und Zweitor-Messung werden betrachtet.

5.1.1. Allgemeine Funktionsweise eines VNA:

Die grundlegenden Bauteile eines Netzwerkanalysators bestehen im Grunde aus vier verschiedenen Funktionsteilen. 1. eine Signalquelle, um ein Messsignal zu erzeugen. 2. Ein Empfänger, um ein zurück kommendes Signal (Reflexion) zu messen. 3. Ein Signalteiler, der hin- und rücklaufendes Messsignal unterscheidet. Und 4. ein Bauteil zur Signalaufbereitung und Ausgabe. Der vierte Punkt wird in diesem Fall vom angeschlossenen Rechner übernommen. Ein

Anschluss, über den man ein Signal in ein angeschlossenes Bauteil (z.B. eine Antenne, oder die Sonde) schicken und gleichzeitig ein zurückkommendes Signal messen kann, wird als Messtor bezeichnet. Ein VNA kann mehrere Messstoren haben. Für die Impedanz reicht aber eine einfache Reflexionsmessung an einem Messtor aus (Abbildung 5.1 zeigt das Prinzip). Der Vektornetzwerkanalysator sendet dabei eine ihm in der Magnitude bekannte Welle a_1 in den Eingang des Messobjekts DUT (Device Under Test). Im Fall einer vorliegenden Fehlanpassung (auf die charakteristische Impedanz Z_0 des VNA bezogen meist 50Ω) wird ein Teil der Welle b_1 zum VNA reflektiert und von ihm gemessen. Zusätzlich wird die Phasenverschiebung zwischen der gesendeten und der reflektierten Welle registriert. Technisch werden zwar Spannung und Strom gemessen, aber die Verhältnisse am Tor eines Netzwerkes werden nicht direkt durch momentan anliegende Spannungs- und Stromwerte beschrieben, sondern durch das Verhältnis $\Gamma = b_1/a_1$ der vor- und rücklaufenden Wellen a_1 und b_1 :

$$a_1 = \frac{U_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{\Re\{Z_0\}}} \quad b_1 = \frac{U_1 - Z_0^* I_1}{2\sqrt{\Re\{Z_0\}}}.$$

Die Wellen sind dabei komplexe Spannungswellen, die auf Z_0 normiert sind und haben die Einheit $[\sqrt{W}]$ (Wurzel Watt). Die Bezugsimpedanz Z_0 ist quasi die charakteristische Impedanz des VNA. Mit dem Verhältnis aus Spannung und Strom am Messtor wird die Impedanz $Z_{in} = U_1/I_1 = Z_1$ beschrieben. Diese entspricht der gemessenen Impedanz der Sonde. Mit ihr ergibt sich der Reflexionsfaktor zu:

$$\Gamma = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

Andersherum kann man Z_{in} mit Hilfe des Reflexionsfaktors ausdrücken:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (5.1)$$

Das bedeutet, dass bei einer Eintor-Messung die Information des Reflexionsfaktors ausreicht, um die Impedanz Z_{in} zu erhalten.

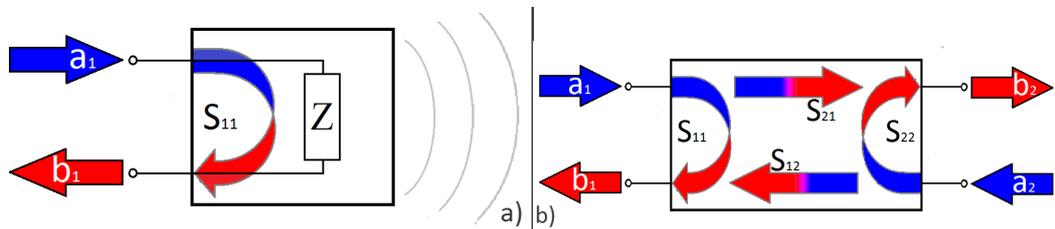


Abbildung 5.1: a) Eintor-Reflexionsmessung links b) Zweitormessung/Reflektions-/Transmissionsmessung rechts

Hat ein zu messendes Objekt zwei Anschlüsse (z.B. Verstärker, Filter), so wird eine Zweitormessung durchgeführt (Abbildung 5.1). Dabei kann hierbei nicht nur eine Reflexion sondern auch eine Transmission einer Welle vom ersten

Messtor durch das Messobjekt zum zweiten Messtor festgestellt werden. Ebenfalls könnten Transmissionen vom zweiten zum ersten Tor auftreten. Hat ein Messobjekt n verbundene Eingänge, gibt es $n \times n$ Möglichkeiten für Durchgänge und Reflexionen. Um das Verhalten von Reflexionen und Transmissionen von elektronischen Komponenten besser zu beschreiben, werden die sogenannten Streu-Parameter (S-Parameter) verwendet.

S-Parameter:

Die S-Parameter beschreiben das Reflexions- und Transmissionsverhalten zwischen einlaufenden Wellen a_i und auslaufenden Wellen b_i eines Messobjekts (normalisierte komplexe Spannungswellen)

$$\text{mit } a_i = \frac{U_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{\Re\{Z_0\}}} \text{ und } b_i = \frac{U_i - Z_0^* I_i}{2\sqrt{\Re\{Z_0\}}}.$$

Die Anzahl der benötigten S-Parameter hängt von der Anzahl n der Messtore des Netzwerks ab und ergibt sich aus dem Quadrat seiner Toranzahl n^2 . Eine vom Tor 1 kommende Welle kann zu den anderen $(n - 1)$ durchgelassen oder zurück zu Tor reflektiert werden. Sie hat also $(n - 1) + 1$ Möglichkeiten. Dies gilt für alle n Tore. Es gibt also $n \cdot [(n - 1) + 1] = n^2$. Die insgesamt ins Device einlaufende und auslaufende Welle wird dann durch die n -fachen Vektoren \vec{a} und \vec{b} beschrieben.

$$\vec{a} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \text{ und } \vec{b} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix}$$

Ein Transmission von Tor j nach Tor i wird durch den S-Parameter S_{ij} beschrieben.

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{\forall a_{m \neq j} = 0} \quad \text{mit } i, j, m = 1 \dots n$$

Für $i = j$ tritt eine Reflexion auf. Alle Streu-Parameter sind in der sogenannten Streumatrix \mathbf{S} zusammengefasst.

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ S_{n1} & & & S_{nn} \end{pmatrix}$$

Durch die Streumatrix können nun am Messobjekt auslaufenden Wellen durch die Summe der gestreuten einlaufenden Wellen aufgestellt werden. Mit $\vec{b} = \mathbf{S} \cdot \vec{a}$ ergeben sich n Gleichungen $b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 + \dots + S_{in}a_n$ $i = 1 \dots n$ mit jeweils n Summanden. Für die Beschreibung eines Eintors ist die Streumatrix einelementig und der einzige Streu-Parameter S_{11} ist gleich dem Reflexionsfaktor Γ .

Die meisten Netzwerkanalysatoren können die gemessenen Daten im sogenannten Touchstone-Dateiformat (Dateiendung .snp) speichern. Dieses ist ein standardisiertes Dateiformat für die frequenzabhängigen n -Tor-Netzwerkparameterdaten und hat folgenden Aufbau:

```

1 ! created by Matthias at Fri Jan 16 13:03:33 CET 2015
2 ! generated using vna/J Version 3.1.0
3 # Hz S DB R 50
4 000100000 -24.17491049 115.59641920
5 000416297 -47.17013924 127.85806127
6 000732594 -48.21026604 124.37104457
7 001048891 -48.18809597 119.68893995
8 001365188 -47.94346112 112.78295049

```

Abbildung 5.2: Touchstone-Dateiformat für $n = 1$.snp mit dem miniVNA Pro gemessen

Nach den Kopfdaten befindet sich in jeder Datenzeile eine Frequenz und der dazugehörige S-Parametersatz, bestehend aus Returnloss ($-20dB \cdot \lg \Gamma$) in Dezibel und Phasenwinkel in Grad. In diesem Fall (1-Tor) enthält jede Zeile nur den S_{11} Parameter. Die Zahl 50 in Zeile drei gibt die Bezugsimpedanz des VNA an. Das Touchstone-Dateiformat sollte von den gängigen VNAs und Simulationsprogrammen verarbeitet werden können.

Z-Parameter:

Die Streu-Parameter können über Transformationen in zugehörige Impedanz-Parameter (Z-Parameter) umgewandelt werden. Die Transformation ist gegeben durch: $\mathbf{Z} = Z_0 \cdot (\mathbf{E} + \mathbf{S}) \cdot (\mathbf{E} - \mathbf{S})^{-1}$, wobei \mathbf{E} die Einheitsmatrix und \mathbf{S} die Streumatrix darstellt. Die einzelnen Z-Parameter der Matrix beschreiben das Spannungs- zu Strom-Verhältnis der Messtore untereinander. Bei der einelementigen T-Matrix ist der einzige Parameter Z_{11} gleich der gemessenen Eingangsimpedanz Z_{in} .

Vergleiche $Z_{11} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$ mit Formel 5.1.

Die Parameter lassen sich natürlich auch zurücktransformieren. Außerdem sind weitere Transformationen in andere Parameterdarstellungen möglich, wie z.B. die Admittanz-Parameter (Y-Parameter $\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1}$) [62].

5.1.2. Der miniVNA Pro

Der miniVNA Pro (*mRS mini Radio Solution*) hat zwar zwei Messtore, ist aber kein wirklicher Zweitor-Vektornetzwerkanalysator, da der zweite Port (DET) nur als Signalerzeuger agiert, aber kein ankommendes Signal misst. Das erste Tor (DUT) ist ein komplettes Messtor, welches Signale generieren und ankommende Signale messen und separieren kann. Mit dem miniVNA Pro können demnach die S-Parameter S_{11} und S_{12} gemessen werden. Eine Zweitormessung könnte natürlich 'simuliert' werden, indem die beiden Parameter gemessen und danach DUT und DET für einen zweiten Messdurchgang vertauscht werden. Für die geplante Impedanzmessung der Sonde reicht aber die Ermittlung des

S_{11} -Parameters mit einer einfachen Reflexionsmessung aus. Die Eigenschaften des miniVNA Pro laut Herstellerangaben [61] sind:

Frequenzbereich 0.1 bis 200MHz

Kalibration durch offene und Kurzschlussmessung für genaue Resultate

Messbereich für Impedanz 'Z' von 1 bis 1000 Ohm

Zweiport Vektoranalyser mit Anzeige für S_{11} und S_{12}

I/Q DDS Generator mit 0 dBm Ausgangsleistung

Zwei separate I/Q HF-Ausgänge für Experimente mit SDR und für IMD Messungen, Dämpfung unabhängig von 0 bis 55dB einstellbar, Phaseinstellung mit 1° Auflösung

Eingebauter Bluetooth® Adapter (Class 1) für kabellose Messungen

Eingebauter LiIon Akku mit 1000mAh Kapazität, ermöglicht ca. 4 Stunden unabhängigen Betrieb

Eingebautes Ladegerät (bis zu 400mA)

Zubehörschluß für zukünftige Erweiterungen (z.B. MiniVNA Pro BT Extender für UHF und SHF)

Niedriger Stromverbrauch: nur 220mA @3.6V (bei Betrieb im Analyzermode über USB)

Neuer Stromsparmodes

SMA Buchsen für bessere Isolation

Erweiterter Dynamikbereich: bis zu 90dB bei Transmissions-, bis zu 50dB Bei Reflexionsmessung

Nachladbare Software für zukünftige Erweiterungen

Benutzerfreundliche Software für Windows (XP- Vista - Win7), Linux und MAC

Boot loader für zukünftige Software Upgrades

Smith Charts über die Software darstellbar

Messungen von Quarzparametern, Kabellängen wvm.

Datenausport in verschiedenen Formaten: JPG, Excel, ZPLOT, SnP, PDF

Argumente für die Wahl des miniVNA Pro waren hierbei natürlich zunächst der benötigte Frequenzbereich von 0,1-200 MHz, die Verwendbarkeit mit Linuxgeräten, der relativ geringe Stromverbrauch und das Vorhandensein eines eingebauten Akkus, der als Spannungsstabilisator fungieren sollte. Leider hat sich später herausgestellt, dass beim Benutzen und Laden des Akkus nur Bluetooth-betrieb möglich ist, und so wurde vom Anschließen des Akkus abgesehen. Ein weiteres Argument ist der für die verfügbare Bandbreite relativ geringe Preis (ca. 389 €) im Vergleich zu Geräten anderer Hersteller. Abbildung 5.3 zeigt den Netzwerkanalysator von allen Seiten. Im Anhang ist ein Schaltbild A.1, eine Übersicht der Anschlüsse A.3 sowie eine Erläuterung der Status-Leds A.2 zu sehen.



Abbildung 5.3: Ansichten des miniVNA aus [61]

Software

Die Software des miniVNA PRO ist verfügbar unter [61]. Grundsätzlich stehen zwei Versionen zu Verfügung. Eine GUI-Version und eine benutzeroberflächenfreie (Headless) Version, die mit Hilfe von Kommandozeileingaben gesteuert werden kann. Für die zweite Version ist es allerdings nötig, ein kleines Skript zu erstellen, in dem Eingabeparameter gespeichert werden. Außerdem können Kalibrationen nur mit der GUI-Version durchgeführt werden. Beide Softwareversionen basieren auf der Programmiersprache *Java*. Das hat den Vorteil, dass die VNA-Software plattformunabhängig betrieben werden kann.

Bei einer Reflexionsmessung misst das VNA Betrag und Phase des S_{11} -Parameters, und die Software errechnet daraus die für die verschiedenen Auswertungen relevanten Werte. Diese werden dann in eine Ausgabedatei geschrieben. Dabei stehen verschiedene Ausgabeformate zur Auswahl. Zunächst das oben genannte S-Parameter Format (Abbildung 5.2). In diesem sind natürlich nur die S-Parameter eingetragen. Alle berechneten Messwerte werden tabellenförmig in die Dateiformate: PDF, XLS und CSV geschrieben. Dabei handelt es sich um den Reflexionsfaktor in Dezibel, die Phase des reflektierten Signals in Grad, den Realteil der Impedanz (Wirkwiderstand), den Imaginärteil der Impedanz (Reaktanz), den Betrag der Impedanz (alle in Ohm), den Phasenwinkel θ der Impedanz in Grad sowie den SWR-Wert. Außerdem können die Daten in einer XLM- oder einer ZPlots-Datei gespeichert werden, die dann von der GUI-Software (oder anderen Analysetools) geladen werden kann. Zusätzlich kann die GUI-Version die angezeigte Messung oder deren Smithdiagramm³ als JPG Datei speichern.

Im Rahmen dieser Arbeit wird aber hauptsächlich auf die Formate XLS und CSV (Abbildung 5.4) zurückgegriffen, da hierbei Auswertungen zu Testzwecken z.B. direkt in der Tabelle oder mit Programmen wie Gnuplot [68] am einfachsten durchgeführt werden können. Außerdem stehen in diesen Forma-

³Das Smithdiagramm stellt eine Transformation der normierten Impedanz- bzw. Admittanzebene in die Reflexionsfaktorebene dar. Es wird als grafische Hilfsmittel in der komplexen Wechselstromrechnung und zur Impedanzanpassung in der Leitungstheorie verwendet. Für genauere Informationen siehe Quelle [57]

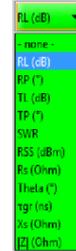
ten die benötigten Werte des Wirkwiderstands und der Reaktanz direkt zur Verfügung.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
1											
2	Frequency (Hz)	Returnloss (dB)	Returnphase (°)	Transmiss	Transmiss	Rs (Ohm)	Xs (Ohm)	Z (Ohm)	Magnitude	SWR	Theta
3	100000	-0.218413399	-0.567313288	0	0	3443.189	-1355.64	3700.446	0.975168	79.54043	-21.4903
4	1099500	-0.299569647	-0.1238387	0	0	2888.401	-180.976	2894.065	0.966099	67.99486	-3.58525
5	2099000	-0.242923278	-0.407067956	0	0	3359.049	-853.19	3465.71	0.97242	71.51604	-14.2516
6	3098500	-0.243372336	-0.67897109	0	0	3027.679	-1280.31	3287.252	0.97237	71.3841	-22.9219
7	4098000	-0.243962673	-0.964325119	0	0	2619.912	-1569.64	3054.131	0.972304	71.21139	-30.9267
8	5097500	-0.243931312	-1.22195017	0	0	2258.607	-1714.86	2835.851	0.972307	71.22055	-37.2078
9	6097000	-0.243756669	-1.480443452	0	0	1928.74	-1775.4	2621.463	0.972327	71.27157	-42.6294
10	7096500	-0.244142101	-1.746087124	0	0	1635.577	-1772.81	2412.043	0.972283	71.15906	-47.3056
11	8096000	-0.246958635	-1.998618797	0	0	1404.173	-1722.15	2222.05	0.971968	70.34761	-50.8076
12	9095500	-0.249956966	-2.244812494	0	0	1217.989	-1657.6	2056.97	0.971633	69.50388	-53.6918

a) XLS-Format

1	Frequency (Hz)	Return Loss (dB)	Phase (deg)	Rs, SWR, Xs, Z , Theta
2	100000	0.07	-0.02	-11788.2, ?, -559.6, 11801.5, 182.7
3	1099500	-0.04	-0.40	6541.0, 436.69, -10001.6, 11950.6, -56.8
4	2099000	-0.00	-0.89	80.5, 234.89, -6416.0, 6416.5, -89.3
5	3098500	-0.00	-1.31	31.2, 372.35, -4389.6, 4389.7, -89.6
6	4098000	-0.00	-1.68	59.5, 919.99, -3414.0, 3414.5, -89.0
7	5097500	-0.01	-2.05	95.9, 629.32, -2792.4, 2794.0, -88.0
8	6097000	-0.01	-2.40	85.8, 327.52, -2384.2, 2385.8, -87.9
9	7096500	-0.02	-2.76	95.0, 906.17, -2072.2, 2074.3, -87.4
10	8096000	-0.03	-3.11	102.5, 661.22, -1837.6, 1840.4, -86.8
11	9095500	-0.03	-3.46	93.6, 584.25, -1650.4, 1653.1, -86.8

b) CSV-Format



GUI-Auswahl

Abbildung 5.4: Ausgabe von Messdateien in den Formaten XLS und CSV

Beide Softwareversionen wurden für diese Arbeit verwendet. Die GUI-Version für Test- und Kalibrationsmessungen sowie zum Erstellen von Konfigurations- und Kalibrationsdateien und die Headless-Version auf dem Raspberry Pi zum eigentlichen Betreiben der Messstation.

Die **GUI-Software** (Abbildung 5.5) wird hauptsächlich per Maus bedient und bietet neben standardmäßigen Einstellungen (wie Frequenzbereich) eine gleichzeitige Anzeige für zwei der unterschiedlichen Messwerte (11 verschiedenen Messwerte sind auswählbar), und einige hilfreiche Analysetools. Für die genauere Bedienung und nähere Informationen ist Quelle [63] zu beachten.

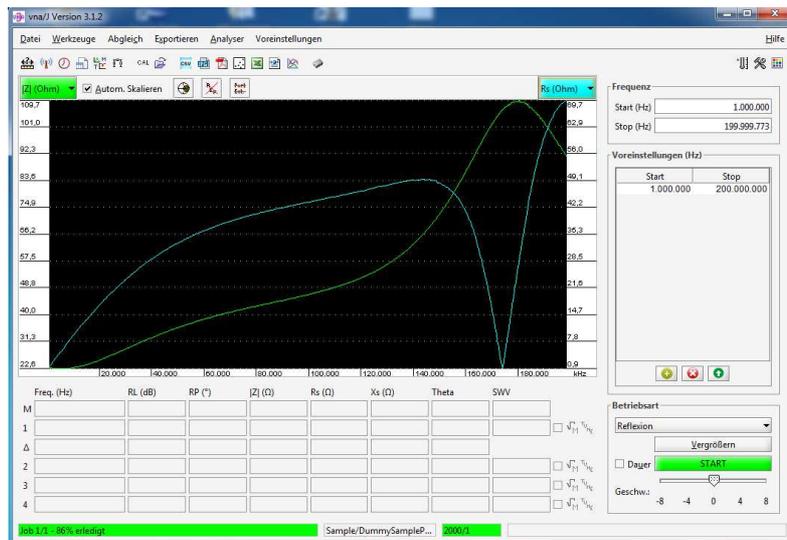


Abbildung 5.5: GUI-Software Benutzeroberfläche des miniVNA

Die Headless-Version wird mit der Kommandozeileingabe `java -jar -D... vnaJ.jar` gestartet. Allerdings müssen dabei für `-D...` sämtliche benötigte Angaben wie Startfrequenz, Stopfrequenz, Schrittgröße, Ausgabeformat, u.e.a. per D-Option mit eingegeben werden. Daher ist es sinnvoll ein Skript zu erstellen, in welchem die Optionen eingetragen sind und welches dann beim Ausführen die Messung mit den eingetragenen Optionen startet. Solch eine Datei wurde als Bash-Skript erstellt und unter dem Namen `messen.sh` (siehe Anhang A.5) gespeichert. Um eine Messung zu starten, muss nun nur noch das Skript ausgeführt werden.

Für die regelmäßigen Aufnahmen wurde ein Frequenzbereich von 0,1-200 MHz mit 200 Messschritten eingestellt. Als Scanmodus wird eine Eintor-Reflexionsmessung gewählt. Die für das verwendete Kabel passende Kalibrationsdatei wird geladen. Als Ausgabeformat wird aufgrund der geringeren Dateigröße das CSV-Dateiformat gewählt. Sollten andere Einstellungen gewünscht werden, so können diese im `messen.sh`-Skript geändert werden. Kalibrations- und Konfigurationsdateien, welche das Skript aufruft, müssen dabei vorher mit der GUI-Software erstellt werden. Dabei ist darauf zu achten, dass diese mit der gleichen Softwareversion (Auf dem Pi verwendet: `vnaJ-hl.3.1.2`, als GUI `vnaJ.3.1.2`) erstellt werden, da sonst Kompatibilitäts-Probleme auftreten können.

Unter [61] werden regelmäßig aktuelle Versionen der Software (GUI und Headless) veröffentlicht. Alle älteren Versionen sind ebenfalls erhältlich. Für eine neuere Version müssen allerdings eventuell neue Kalibrationsmessungen durchgeführt werden, wofür man dann bei aufgebauter Messtation vor Ort sein muss, da dabei VNA und Sonde getrennt werden müssen. Weiter Informationen zu Headless-Version enthält Quelle [64].

Zusätzlich steht noch eine Android App für den Betrieb des VNA per Tablet über Bluetooth zu Verfügung. Dieses spielt zwar für die hier geplante Messtation keine Rolle, es wäre damit aber zusammen mit dem VNA im Akkubetrieb eine leicht transportierbare, mobile Messeinheit denkbar.

5.2. PC Raspberry Pi

Das Raspberry Pi ist ein kreditkartengroßer Miniatur-PC mit 700 MHz Prozessor auf ARM-Basis und 512 MB RAM Arbeitsspeicher. Das Pi verfügt über einen SD-Karten Steckplatz für die das Betriebssystem enthaltende SD-Karte, zwei USB 2.0-Buchsen, eine HDMI- und eine RCA-Video-Buchse, einen Audioausgang, sowie ein 10/100 BaseT-Ethernet Netzwerkanschluss. Die Stromversorgung läuft über Micro USB. Der Verbrauch liegt laut Hersteller bei 3,5 Watt (5 V, 700 mA). Die Maße der Platine betragen: 85,6 x 53,98 x 17 mm. Die weiteren Anschlüsse (Abbildung 5.6) (DCI: Display-Connector, CSI: Camera-Connector, GPIO: Stifteleiste für Aus- und Eingänge und serielle Busse P5-Header, weitere GPIO-Ports JTAG-Header: Debugging) spielen hier keine Rolle.

Aufgrund des geringen Stromverbrauchs im Vergleich zu einem größeren PC sowie des in diesem Fall niedrigen Preises von ca. 25 € scheint der Raspberry

Pi geeignet für das Vorhaben.

Die Wahl auf Model B fiel allerdings, da dieses in der Arbeitsgruppe schon vorhanden war. Sonst wäre eventuell ein anderes Modell (Modell B+, oder Pi 2) ausgewählt wurden.

Für das Raspberry Pi steht eine große Anzahl an Betriebssystemen zur Verfügung. Für den Einsatz bei der Messstation wurde RASPBIAN ausgesucht, ein auf Debian basierendes Linuxsystem, welches extra für das Raspberry Pi optimiert wurde. Raspbian kann von <http://www.raspbian.org/> als Image Datei bezogen werden. Das Image muss dann mit einem anderen PC per SD-Kartenleser auf die SD-Karte gespielt werden. Dann kann der Pi mit der vorbereiteten Karte betrieben werden. Beim ersten Starten müssen einige Einstellungen vorgenommen werden (der größte Teil kann aber auch nachträglich noch geändert werden). Raspbian erstellt eine Boot-Partition mit FAT32 und eine Linux-Partition mit EXT4. Die zweite Partition sollte mithilfe der Option *Expand Filesystem* auf die gesamte SD-Karte ausgeweitet werden, um so mehr Platz für Messdaten zu schaffen.

Da das Pi hauptsächlich ohne Monitor betrieben wird, wurde ihm zunächst eine statische IP in der Arbeitsgruppe zugewiesen, um den Zugriff und das Arbeiten auf dem Pi über ssh zu ermöglichen. Zum Schluss wird noch Java getestet und die Kommandozeilenversion der VNA-Software mit den erstellten Eingabeskripten installiert.

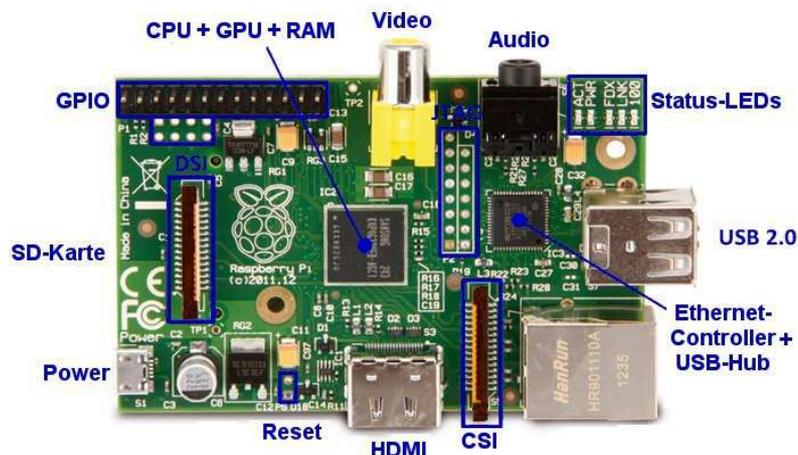


Abbildung 5.6: Raspbeery Pi Model B Anschlüsse und Komponenten aus [65]

5.3. Sonden

Dieser Abschnitt beschäftigt sich zunächst mit dem Bau verschiedener Sonden, aus denen dann im zweiten Teil die endgültige Sonde ausgewählt wurde.

5.3.1. Konstruktion verschiedener Sonden

Für Messungen nach der Methode aus Abschnitt 4.2.2 werden verschiedene Sonden angefertigt. Dabei gilt es bei der Konstruktion das Kriterium der

kurzen elektrischen Länge zu beachten. Außerdem ist für die Monopolsonde vorgegeben, dass der Radius der Grundplatte mindestens der Länge des Pols entspricht. Wenn, wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben, angenommen wird, dass die Sonde elektrisch kurz ist (für $l < \lambda/8$), so kann mit der Annahme, dass die höchste Messfrequenz bei 200 MHz liegt die maximale Länge l der Sonde berechnet werden. Mit $\lambda = c/f$ ergibt sich bei einer Frequenz f von 200 MHz und der Lichtgeschwindigkeit $c = 299792458$ m/s eine Wellenlänge von $\lambda = 1,499$ m. Die Sonde darf dann maximal eine Länge von $l < \lambda/8 = 0,1874$ m besitzen. Wie beschrieben entspricht die Tiefe der gemessenen Erdschicht ungefähr der Länge des Monopols. Um also eine möglichst hohe Tiefe zu erreichen, wird die Länge l der konstruierten Sonden mit $l = 18$ cm relativ nah an der Maximallänge gewählt. Es wurden drei verschiedene Monopolsonden mit einer Länge von jeweils $l = 18$ cm gebaut:

- 1) Eine Sonde aus einem Kupferstab mit 6 mm Durchmesser und einem runden Kupferblech mit 18 cm Radius als Grundplatte:

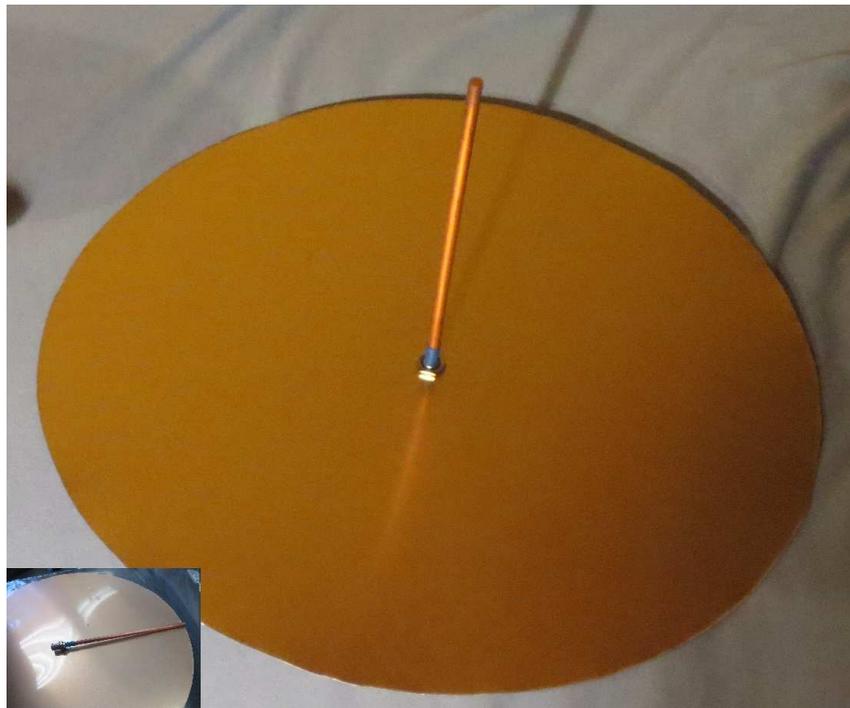


Abbildung 5.7: Kupfersonde mit Grundplatte aus Kupfer

- 2) Eine Sonde aus einem Aluminiumstab mit 5 mm Durchmesser und einem feinmaschigen, runden Alugitter mit 18 cm Radius als Grundplatte:



Abbildung 5.8: Alusonde mit Gittergrundplatte.

- 3) Eine Sonde ebenfalls mit einem 5 mm Alustab und einem $20 \times 20 \text{ cm}^2$ Aluminiumblech als Grundplatte. Diese Grundplatte entspricht zwar nicht dem geforderten Durchmesser, da in Quelle [56] aber eine ähnliche Konfiguration verwendet wird, wurde diese Sonde zumindest zu Testzwecken angefertigt.

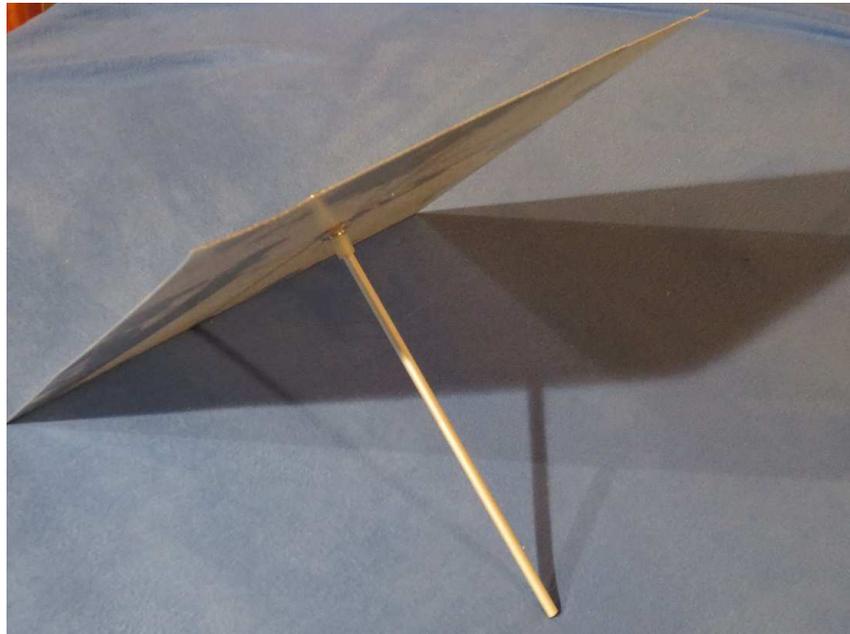


Abbildung 5.9: Alusonde mit rechteckiger Grundplatte.

Bei der Konstruktion wurden dabei zunächst die Metallstäbe auf die richtige Länge geschnitten und dann am Ende mit einer kleinen Bohrung versehen. Bei den Aluminiumsonden wurde der Stab dazu in einen Schraubstock eingespannt und die Bohrung per Hand mit einem 1 mm Bohrer durchgeführt. Der Kupferstab wurde in der Werkstatt mit einer Drehbank bearbeitet. Dann wurde der Kontaktpin der BNC Buchse in die Bohrung gesteckt und über das obere Ende des Stabs und das freiliegende Stück Schirmung der Buchse ein kurzer Gummischlauch als Isolierung zur Grundplatte gezogen. Bei den Alusonden wurde die BNC-Buchse und der Stab jeweils mit dem Gummischlauch verklebt. Dabei sollte darauf geachtet werden, dass der Kleber nicht zwischen BNC-Kontakt und Bohrung läuft, und so eine Isolierung herstellt. Die Verbindung von Buchse und Stab wurde daher durch Messen des Widerstands mit einem Multimeter überprüft. Die Kupfersonde wurde als Steckverbindung belassen, da die Bohrung hier aufgrund der Werkstattanfertigung präzise zum BNC-Pin passt. Von den Alustäben mit Stecker wurden zwei Stück für die beiden Sonden sowie eine als Reserve produziert.

Im nächsten Schritt wurde der Mittelpunkt der Platten und des Gitters ausgemessen und mit einer Bohrung versehen. Eigentlich war geplant, die BNC-Buchsen in eine Mutter zu schrauben, die auf der Rückseite der Platten über der Bohrung angelötet wurde. Diese Verbindung hat sich aber als wenig stabil erwiesen, da beim Einstecken der Sonden in ein Medium immer der Hebel

des Monopols auf die Lötstelle gewirkt hat. Deshalb wurde die Bohrung der Platten etwas vergrößert, so dass das Gewinde der BNC-Buchse gerade in die Bohrung geschraubt werden kann. Zur Sicherung wird die Buchse noch mit einer flachen Mutter (beim Gitter zusätzlich einer Unterlegscheibe) von unten fest mit der Platte verschraubt.

Für den Transport können Platte und Pol wieder getrennt werden. Zum Lösen und Festziehen der Schrauben ist es sinnvoll, eine flachen 15er Schraubenschlüssel zu benutzen, da das Gewinde auf der Unterseite der Platte sehr kurz bemessen ist. Abbildung 5.10 zeigt Ausschnitte der Konstruktion.



Abbildung 5.10: Metallmonopole, BNC-Stecker, Lochbohrung, Verlötung, Verschraubung

Außerdem wurde noch eine Zweidrahtsonde derselben Länge hergestellt. Dabei wurde wieder auf 5 mm Alustangen zurückgegriffen. Diese wurden am oberen Ende mit einem Gewinde versehen, um später ein Zwischenstück oder ein Splitkabel befestigen zu können, und um die Stäbe mit Hilfe einer Querverbindung parallel ausrichten zu können. Für diese Querverbindung wird ein Lineal benutzt, welches in unterschiedlichen Abständen mit Bohrungen versehen wurde, um den Abstand der parallelen Stäbe regulieren und ablesen zu können.



Abbildung 5.11: Elektrisch kurze Zweidrahtsonde

5.3.2. Auswahl der Sonde

Es sei vorab erwähnt, dass letztendlich die Monopolsonde mit dem Gitter als Grundplatte als am besten geeignete Konstruktion gewählt wurde.

Dabei wurden zur Sondenauswahl zunächst einfache Testmessungen zu Vergleichszwecken durchgeführt. Es gibt aber auch einige ausführtechnische Gründe, die für die obige Wahl sprechen.

Die Testmessungen wurden auf Rasen durchgeführt, wobei dieser an der Teststelle sehr kurz war, und vor der Messung noch extra etwas platt gedrückt wurde.



Abbildung 5.12: Testmessungen

Beim Betrachten der Testmessungen auf der GUI-Softwareoberfläche zeigten die Monosonden alle ein ähnliches Verhalten, während die Werte des Zweidrahts zwar in einen ähnlichen Wertebereich fielen, aber einige Sprünge und Peaks aufwiesen. Zudem konnten Unterschiede zwischen Verwendung des Splitkabels und des Zwischenstücks festgestellt werden. Entscheidend für die Auswahl sind aber auch anwendungsbezogene Gründe:

Vom Aufbau her hat die Monopolsonde den Vorteil, dass bei ihr ein viel größeres Erdvolumen betrachtet werden kann, als beim Zweidraht. Beim Monopol wird der Durchschnitt über das halbkugelförmige Volumen mit dem der Länge l entsprechenden Radius r gemessen, während beim Zweidraht ungefähr ein Zylinder mit Durchmesser des Abstands d der Stäbe betrachtet wird. Im Fall der hier gebauten Sonden ergibt sich für den Monopol ein Volumen von $(4/6)\pi r^3 = 0,012 \text{ m}^3$ und für den Zweidraht ein Volumen von $\pi (d/2)^2 l = 2,261 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3$. Das betrachtete Volumen der Monopolsonde ist in diesem Fall also mehr als 50 mal so groß wie das des Zweidrahts. Die Volumenangaben sind hier natürlich nur eine Abschätzung des Feldlinienverlaufs. Beim praktischen Umgang mit den Sonden spricht außerdem für die Monopolsonde, dass diese wesentlich leichter in die Erde einzubringen ist. Beim Zweidraht tritt zudem das Problem auf, dass die Stangen nur schwerlich vollkommen parallel eingebracht werden können (hier würde eventuell das Verwenden einer Führung helfen). Für einen mobilen Einsatz wäre der Zweidraht aufgrund

der Sperrigkeit der Grundplatte einfacher zu transportieren. Da die Messstation aber fest installiert werden soll, fällt das nicht ins Gewicht. Ein Nachteil bei der Monosonde ist, dass der Boden relativ eben sein sollte und besonders darauf geachtet werden muss, dass zwischen Boden und Platte überall Kontakt besteht und es keine Lufteinschlüsse gibt. Bei Testmessungen auf Rasen tritt dieser Nachteil besonders auf. Dieses Problem lässt sich aber ganz gut durch das Benutzen des Gitters anstatt einer durchgehenden Platte kompensieren, da hier die Zwischenräume von oben mit Bodenmaterial gefüllt werden können. Das Gitter hat auch den Vorteil, dass es ein wenig flexibel ist und damit kleine Unebenheiten des Boden besser ausgleichen kann.

Aufgrund der Testmessungen und der ersichtlichen praktischen Vorteile wurde die Monosonde mit Alugitter für den Aufbau der Messstation ausgewählt.

Zusatzanmerkung Desweiteren wurden noch diverse längere Zweidrahtsonden gefertigt, um diese als Lecherleitung nach Methode 4.2.3 zu testen. Diese kamen aber nicht mehr zum Einsatz, da die Wahl der Monopolsonde am sinnvollsten schien. Vielleicht sollte aber die Möglichkeit überdacht werden, dieser Methode nochmal in einer späteren Arbeit oder einem Praktikum nachzugehen.



Abbildung 5.13: Längere Zweidrahtsonden für Lecherleitungen

6. Kalibrations- und Testmessungen

6.1. Kalibration

Um Messfehler zu vermeiden, muss der miniVNA vor den eigentlichen Messungen kalibriert werden. Mögliche Messfehler lassen sich dabei in drei Kategorien einteilen: Zufällige Fehler (siehe Abschnitt 6.3), Driftfehler und systematische Fehler. Zufällige Fehler treten z.B. durch Rauschen auf und können nicht durch Kalibrationen eliminiert werden. Driftfehler sind Fehler, die sich durch temporäre Änderungen von Komponenten ergeben. So könnte sich z.B. eine sich ändernde Temperatur auf die Ausdehnung eines Messkabels auswirken. Diese Fehler würden sich durch eine Wiederholung der Kalibrationsmessung korrigieren lassen, sind aber im Allgemeinen sehr klein und können vernachlässigt werden. Gerade im HF-Bereich dominieren zumeist die systematischen Fehler. Dabei können einzelnen Komponenten in der Messtorschaltung des Netzwerkanalysators sowie zusätzlich Komponenten wie Kabel oder Adapterstecker durch Fehlanpassungen im Frequenz- und Phasengang systematische Messfehler verursachen.

Um systematische Fehler korrigieren zu können, sind Messabweichungen zunächst zu erfassen und müssen anschließend von den gemessenen Rohmesswerten entfernt werden. Dieses erfolgt durch die Durchführung von Kalibrationsmessungen.

Bei der Kalibration werden nacheinander verschiedene Kalibrierstandards mit bekannten elektrischen Eigenschaften anstelle des Messobjekts, in diesem Fall die Impedanzsonde, eingesetzt und die dabei auftretenden Messwerte ermittelt. Bei der Kalibration müssen also die auch später bei der eigentlichen Messung eingesetzten Komponenten wie Kabel und Steckverbindungen mit erfasst werden. Da die Eigenschaften der Kalibrierstandards bekannt sind, können



Abbildung 6.1: Kalibrations-Kit für SMA, Load und Open für BNC

gemessene Abweichungen als Folge systematischer Fehler gesehen und Fehlerkoeffizienten ermittelt werden. Bei der späteren Prüfung von Messobjekten können dann die erhaltenen Messdaten mit den Fehlerkoeffizienten verrechnet und so die systematischen Fehler kompensiert werden. Die systematischen Messabweichungen hängen dabei auch vom Frequenzbereich ab, d.h. es müssen für unterschiedliche Frequenzen jeweils eigene Kalibrationen durchgeführt werden.

Es existieren eine Reihe unterschiedlicher Kalibrationsverfahren, der miniVNA Pro greift dabei auf das sogenannte OSL-Verfahren (Open-Short-Load) zurück. Dabei werden zur Kalibration die drei bekannten Kalibrationsstandards *Open*, *Short* und *Load* nacheinander an Stelle des Messobjekts vermessen. **Open** beschreibt dabei ein offenes Ende, die Messleitung ist mit nichts verbunden.

Die gemessene Impedanz bei einem offenen Ende ist unendlich $Z_{in} = \infty$. Das Signal wird total reflektiert. Bei **Short** handelt es sich um einen Kurzschluss, Innen- und Außenleiter des Kabels sind ohne Widerstand verbunden. Für die Impedanz gilt $Z_{in} = 0$. Auch hier tritt eine Totalreflexion auf, die Phase ist aber gegenüber dem Open um 180° gedreht. **Load** bezeichnet Abschluss mit einer Impedanz, die der eigenen charakteristischen Impedanz des Messtors am VNA entspricht, also $Z_{in} = Z_0$. Dies simuliert eine unendlich lange Leitung, es tritt also keine Signalreflexion auf.

Mit dem miniVNA wurde ein Kit mit den drei Kalibrierstandards für den SMA-Anschluß des VNA erworben. Da die Sonde aber mit einer BNC-Buchse versehen ist und für gewöhnlich ein BNC-Kabel verwendet werden soll, wurde ebenfalls noch ein Kit mit BNC-Anschlüssen zusammengestellt. Abbildung 6.1 zeigt das SMA-Kit sowie Load und Open für BNC. Als Short wurde eine am Ende verlötete BNC-Buchse verwendet. Es ist sinnvoll, auch für den Open ein Bauteil einzusetzen, statt die Leitung einfach offen zu lassen, um die Leitungsverlängerung der anderen Standards zu kompensieren und den bei der Sonde über der Erde liegende Teil der BNC-Buchse zu simulieren.

Die GUI-Version der VNA-Software verfügt dafür über ein Kalibrationsmenü (Abbildung 6.2), mithilfe dessen die drei verschiedenen Kalibrierstandards nacheinander vermessen werden und die Ergebnisse dann in einer Kalibrationsdatei gespeichert und für die Messungen übernommen werden können. Um nicht ständig neu kalibrieren zu müssen, enthält die Datei Kalibrationen für das gesamte Frequenzspektrum des miniVNA. Dabei kann die Anzahl der Kalibrationsschritte (bis max. 10000) und eine Mittelung über mehrere Durchgänge gewählt werden.

Für die Messstation wurden Kalibrationsdateien für verschieden Kabel und Adapter aufgenommen und gespeichert. So kann je nach Wahl des Kabels die entsprechende Datei geladen werden. Alle Dateien wurden ebenfalls auf das Pi übernommen und können hier mit der Headlessversion geladen werden.

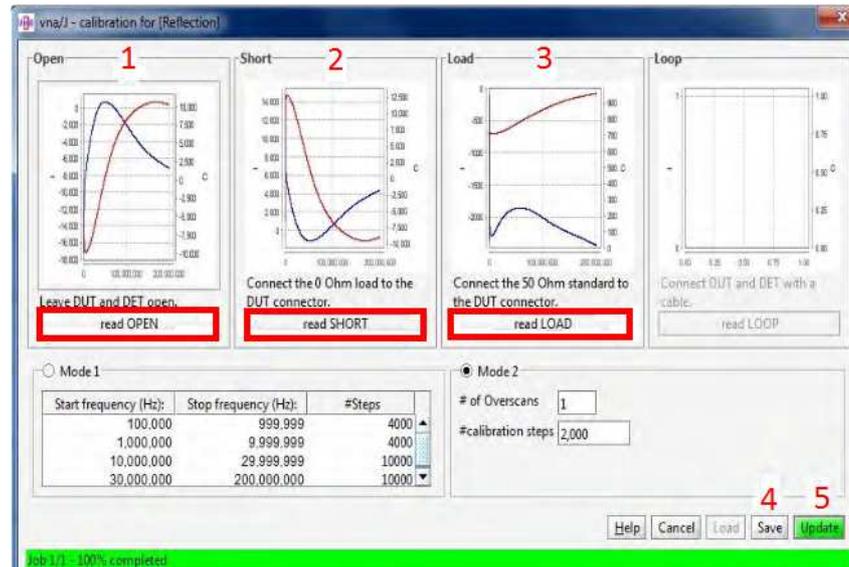


Abbildung 6.2: Kalibrationsmenü der GUI-Software. Kalibrationsvorgang: Einlesen der Standards (1,2,3), Speichern (4) und für Messung auswählen (5)

6.2. Kabelauswahl

Untersucht wurde ferner, ob es zu Unterschieden bei Verwendung verschiedener Kabel kommt und welches Kabel sich am besten für den Einsatz bei der Messstation eignet. Das favorisierte Kabel ist dabei das BNC-Kabel. Es wurden Kalibrationen für ein 1 m BNC-Kabel mit SMA-BNC Adapter am Anfang, ein 2 m SMA-Kabel mit SMA-BNC Adapter am Ende und ein 2 m LEMO-Kabel mit SMA-LEMO Adapter am Anfang und LEMO-BNC Adapter am Ende erstellt. Der VNA wurden dann mit den entsprechenden Kabeln an einer sich im Boden befindenden Sonde angeschlossen und die Messung gestartet. Zusätzlich wurde noch eine Messung durchgeführt, bei welcher der VNA direkt nur mit einem Adapter auf die Sonde geschraubt wurde (Abbildung 6.3). Die Kabel haben alle eine angegebene charakteristische Impedanz von 50 Ohm, welche mit der des VNA übereinstimmt.

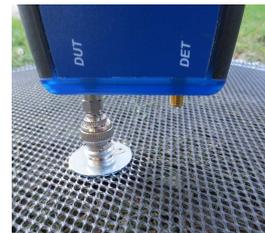


Abbildung 6.3: VNA direkt auf Sonde

Für die Messung wurde die Monopolsonde mit der quadratischen Grundplatte benutzt, wobei deren nicht ganz korrekte Bauform keine Rolle spielt, um zu untersuchen ob unterschiedliche Kabel mit jeweils eigenen Kalibrationen zu verschiedenen Messergebnissen führen. Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 6.4 der gemessene Betrag der Impedanz (Gleichung 4.4) für alle Kabel gegen die Frequenz aufgetragen.

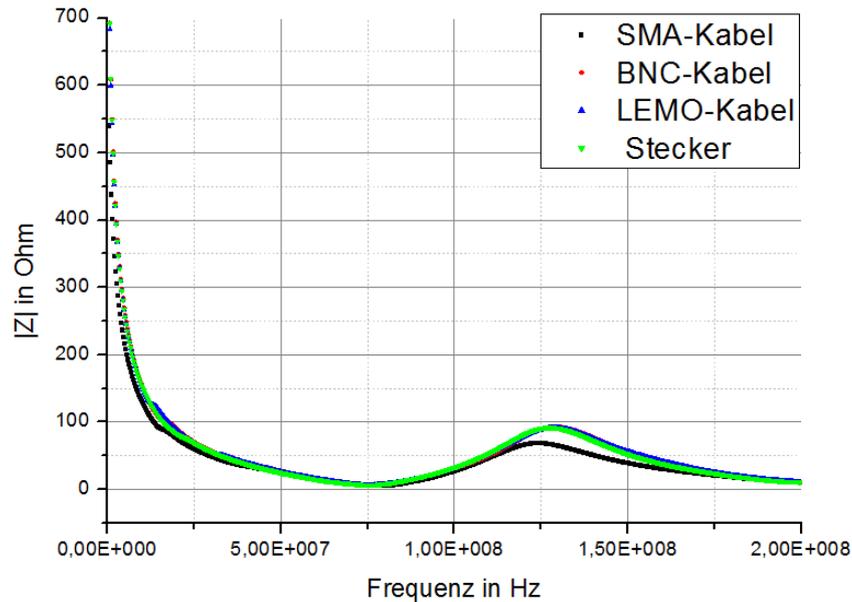


Abbildung 6.4: Vergleich des gemessenen Impedanzbetrags $|\bar{Z}|$ für verschiedene Kabel

Es ist gut zu erkennen, dass die unterschiedlichen Kabel sich über den gesamten Frequenzbereich nahezu gleich verhalten. Lediglich beim SMA-Kabel tritt eine leichte Abweichung in Form einer etwas geringeren Impedanz $|\bar{Z}|$ auf. Die kleine Abweichung des SMA-Kabels könnte auf die etwas geringere Qualität des Kabels (bedingt durch kostengünstige Anschaffung) zurückzuführen sein, während die anderen Kabel aus dem Labor der Arbeitsgruppe stammen. Die Messung zeigt, dass die Wahl der Kabel aber keine signifikante Rolle spielt, da Unterschiede sowie vom Kabel (und Adapter) verursachte systematische Fehler durch die entsprechende Kalibration ausgeglichen werden können.

Für weitere Messungen und für den Aufbau der Messstation wird das BNC-Kabel verwendet, da bei diesem die Anschlüsse und Adapter am stabilsten erscheinen. Beim eigentlichen Aufbau der Messstation werden zwei 1 m BNC-Koaxialkabel verwendet, die mit einer Kabel-Durchführung verbunden sind. Dies ist erforderlich, da sich VNA und Raspberry Pi in einem geschlossenen Behälter befinden sollen, der diese vor Umwelteinflüssen schützt. Um zu überprüfen, ob sich die Verlängerung des Kabels auf das Signal auswirkt, kann der Kabelverlust gemessen werden. Dazu stellt die GUI-Software ein Tool zu Verfügung. Damit wird der frequenzabhängige Kabelverlust für ein 1 m Kabel und das zusammengesetzte Kabel aus zwei einzelnen 1 m Kabeln (als 2 m bezeichnet) plus der Durchführung gemessen. Dies ist in Abbildung 6.5 gezeigt.

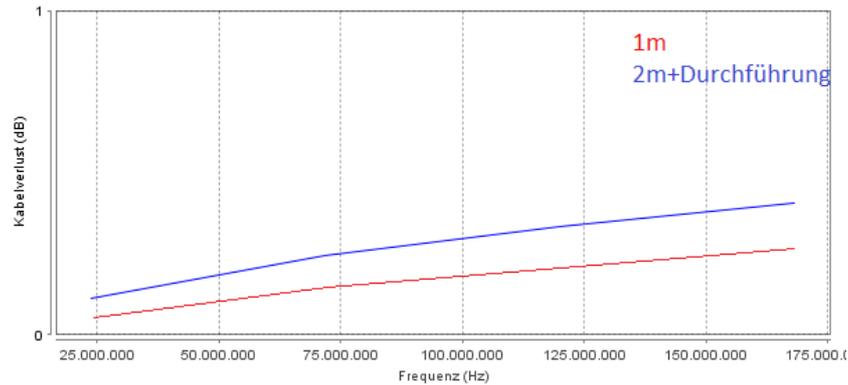


Abbildung 6.5: Kabelverlust

Es gibt beim doppelten Kabel zwar einen etwas höheren Verlust als bei einfachen, allerdings liegt der Verlust bei beiden Kabeln für alle Frequenzen unter einem halben Dezibel und kann im Grunde vernachlässigt werden. Auch der leichte Anstieg mit steigender Frequenz wird vernachlässigt, zumal eine Neukalibration für das doppelte Kabel diese Abweichungen berücksichtigen sollte. Desweiteren wurde untersucht, ob es einen Unterschied macht, in welcher Richtung die Durchführung und die beiden Kabel eingesetzt werden. Dazu wird die Impedanz des mit der Load-Impedanz abgeschlossenen Kabels gemessen. Hierbei konnte kein Unterschied festgestellt werden. Trotzdem soll beim Aufbau der Station darauf geachtet werden, dass die Kabel und die Durchführung in der gleichen Reihenfolge und Richtung montiert werden, wie sie kalibriert wurden. Aus diesem Grund wurden die Kabel an einem Ende mit einem Fähnchen versehen.

6.3. Durchschnittsmessungen für statistische Fehler

Es wurde überprüft, ob und wie stark es bei Messungen zu zufälligen Fehlern durch Abweichungen kommt. Sollte dies der Fall sein, müssen für die Auswertungen eventuell Mittelungen aus mehreren Messdurchgängen gemacht werden. Aus diesem Grund wird eine Anzahl von 20 Einzelmessungen im Abstand von ein paar Sekunden durchgeführt und auf Unterschiede untersucht. Diese Untersuchung erfolgt einmal für eine in die Erde eingebettete Sonde und einmal in Luft. Zur Betrachtung wird wieder der Betrag der gemessenen Impedanz herangezogen. Die Impedanzen der 20 Einzelmessungen für Boden bzw. Luft sind in Abbildung 6.6 bzw. Abbildung 6.7 dargestellt. Zusätzlich wurde die maximale Differenz zweier Einzelmessungen ermittelt und deren prozentuale Abweichung zum Mittelwert aller Messungen ebenfalls in die Graphen aufgenommen.

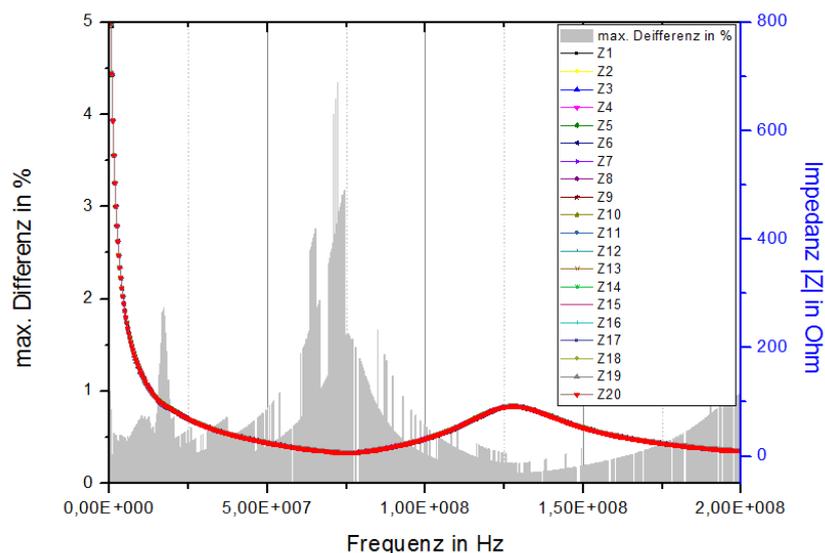


Abbildung 6.6: Untersuchung auf statistische Fehler bei Bodenmessungen, durch Vergleich von 20 Einzelmessungen

Auf den ersten Blick ist kein Unterschied der Einzelmessungen im Boden zu erkennen. Die Impedanzverläufe liegen alle übereinander. Die maximale Differenz zweier Messungen liegt bei 4,35% vom Mittelwert. Der größte Teil der Differenzen liegt aber unter 1% vom Mittelwert. Im Schnitt betragen sie 0,59%. Dass besonders in einem Bereich (71-74 MHz) stärkere Abweichungen auftreten, könnte eventuell an einem Rauschen in diesem Bereich liegen, kann aber nicht genau verifiziert werden. Insgesamt kann aber angenommen werden, dass die statistischen Fehler einer Messung so gering sind, dass eine Mittelung mehrerer Messdurchgänge nicht erforderlich ist.

Für die Messung in Luft wurde der gleiche Test durchgeführt (Abbildung 6.7).

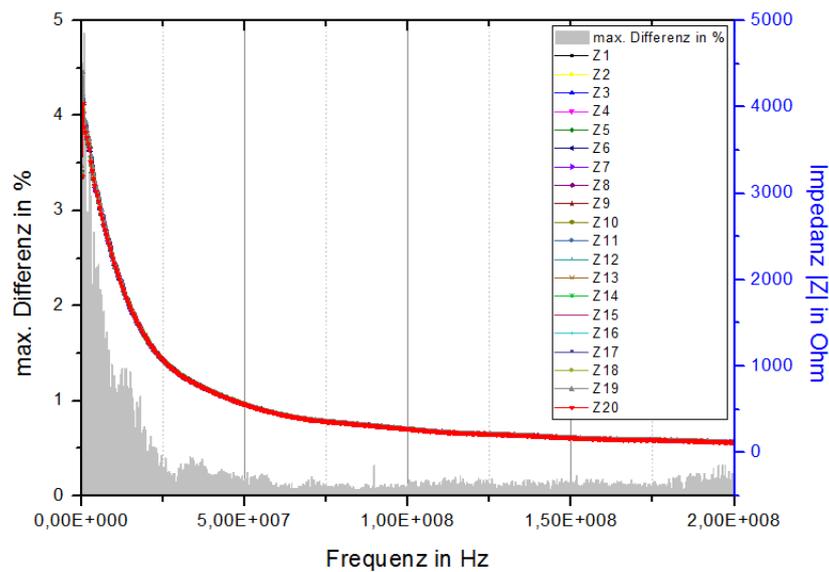


Abbildung 6.7: Untersuchung auf statistische Fehler bei Messungen in Luft

Auch hier liegen die Impedanz-Graphen alle übereinander, nur in den niedrigsten beiden Werten sind Unterschiede zu erkennen. Im zweiten gemessenen Frequenzwert liegt auch das Maximum der Differenzen mit 5,55%. Die statistischen Differenzen fallen aber mit der Impedanz und liegen ab ca. 23 MHz konstant unter 0,5%. Im Schnitt betragen die Differenzen sogar nur 0,32% zum Mittelwert aller Messungen. Bei den Messungen in Luft sollte also angenommen werden können, dass die zufälligen Fehler nur eine geringe Rolle spielen und es ausreicht, eine einzelne Messung durchzuführen.

6.4. Erstellen einer Referenz

Um die elektrischen Parameter nach 4.2.2 ermitteln zu können, ist jeweils ein Referenzwert nötig. Dieser kann einmal die Kapazität der Sonden in Luft oder die in Luft gemessene Reaktanz sein. Da die Sonde bei aufgebauter Messstation in der Erde bleibt, muss eine Referenz vorher bestimmt werden. Das geschieht im Folgenden zuerst durch einfaches Messen der Kapazität und danach über die Durchführung von Referenzmessungen. Außerdem wird noch der Versuch unternommen, eine Referenz zu simulieren.

6.4.1. Sondenkapazität messen

Um die Kapazität C_0 der Sonde zu bestimmen, wurde ein LC-Meter 6.8 angeschafft. Da die Kapazitäten nach [48] im pF-Bereich liegen, muss das LC-Meter ebenfalls in diesem Bereich sensibel sein. Das ausgewählte Modell *LC200A L/C Meter* der Firma *SainSmart* verfügt laut Herstellerangaben über eine Auflösung von 0,01 pF bei einer Messunsicherheit von 1%. Die angegebene Genauigkeit sollte ausreichen, um eine brauchbare Kapazitätsmessung durchzuführen.

Allerdings sollten die Angaben des Gerätes erstmal kritisch betrachtet werden. Daher wird das LC-Meter zunächst mit einem Kondensator bekannter Kapazität getestet. Dafür wird ein Keramikscheibenkondensator (Abbildung 6.8) mit $5,6 \pm 0,25$ pF verwendet. Das LC-Meter wird auf Null gesetzt und der Kondensator in verschiedenen Positionen (willkürliche Änderung der Lage des Messobjekts) gemessen. Insgesamt wurden 8 Messungen durchgeführt, um zu sehen, ob und wie stark eine Positionsänderung die Kapazität beeinflusst. Dabei wurde das Messgerät in der Mitte eines Raumes (mind. 1m Abstand zur Wand) auf einer Kunststoffbox platziert, um äußere Einflüsse auf die gemessene Kapazität zu reduzieren. Die Ergebnisse sind in Tabelle 1 dargestellt.

Messung	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	Ø
Kapazität [pF]	5,66	5,66	5,68	5,68	5,66	5,67	5,67	5,65	5,66625

Tabelle 1: Vermessung des Keramikscheibenkondensators ($5,6 \pm 0,25$ pF)

Die gemessenen Werte betätigen die Angabe auf dem Kondensator, daher wird angenommen, dass das LC-Meter hinreichend genau die Kapazität bestimmen kann. Allerdings zeigt sich auch, dass es zu kleinen Variationen durch Positionsänderungen kommen kann, daher werden bei der Bestimmung der Sondenkapazität ebenfalls 8 Messungen in verschiedenen Positionen durchgeführt und deren Mittelwert als Kapazität C_0 zur Berechnung der elektrischen Parameter verwendet.

Es werden die Kapazität der Alu-Monopolsonde mit Alugitter sowie die der Kupfersonde bestimmt. Die Ergebnisse sind in den folgenden Tabellen 2 und 3 eingetragen:

Messung	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	Ø
Kapazität [pF]	5,37	5,34	5,37	5,38	5,37	5,36	5,36	5,33	5,36

Tabelle 2: Kapazität der Alu-Monopolsonde mit Gitter

Messung	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	Ø
Kapazität [pF]	5,31	5,30	5,30	5,34	5,30	5,33	5,29	5,30	≈5,31

Tabelle 3: Kapazität der Kupfer-Monopolsonde

Die gemessenen Werte der Kapazitäten liegen wie erwartet im pF-Bereich, die gemittelten und auf die zweite Stelle gerundeten Werte werden im Weiteren als die Kapazität C_0 der Sonden betrachtet. Für eine mögliche Fehlerrechnung wird noch ein Standardfehler bestimmt. Die Kapazitäten für die Sonden in Luft sind:

$$\text{Alusonde mit Gitter: } C_0 = 5,36 \pm 0,017 \text{ pF}$$

$$\text{Kupfersonde: } C_0 = 5,31 \pm 0,017 \text{ pF}$$

Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass der Fehler durchaus etwas höher ausfallen könnte, da der angegebene Fehler des Testkondensators nicht beachtet wurde und hier von einer fehlerfreien Funktion des LC-Meters ausgegangen wird.



Abbildung 6.8: Zur Bestimmung der Kapazität verwendetes LC-Meter und Keramikscheibenkondensator von <http://www.conrad.de>

Anmerkung: Für die Alusonde mit der rechteckigen Grundplatte wurde ebenfalls die Kapazität bestimmt. Dies geschah allerdings nur in einer Messung, da diese nur im Test zum Einsatz kam. Ihre Kapazität beträgt $C_0 = 6,25 \text{ pF}$.

6.4.2. Messung der Reaktanz

Wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben, kann die Kapazität der Sonde in Luft durch die in Luft gemessene Reaktanz $X_0 = 1/\omega C_0$ substituiert werden. Dafür wird hier auf eine Methode aus Quelle [49] zurückgegriffen, bei der die Sonde mit dem Monopol nach oben auf PVC-Füße gestellt wird, um die Reaktanz in Luft zu messen. In diesem Fall werden die PVC-Füße durch handelsübliche leere PET-Flaschen ersetzt (Abbildung 6.10). Es wurden Referenzmessungen für die Kupfersonde und Alusonde mit Gitter durchgeführt. Für beide Sonden wurden dabei Referenzen von 0,1 bis 200 MHz in verschiedenen Schrittabständen gemessen. Außerdem wurden die erstellten Referenzen aus 8 Einzelmessungen gemittelt (als Option der GUI-Software), auch wenn zufällige Fehler eigentlich vernachlässigbar sind (siehe 6.3). Die Messungen wurden im XLS-Format gespeichert, so dass die gemessene Reaktanz in der Datei direkt ablesbar ist, und so direkt zur Errechnung der elektrischen Parameter eingesetzt werden kann. Während der Messungen ist darauf zu achten, dass die Sonde in möglichst freier Umgebung platziert wird und man selbst einen Sicherheitsabstand zur Sonde einhält, um die gemessenen Werte nicht zu beeinflussen. Dass solch eine Beeinflussung besteht, zeigen Messungen, die in verschiedenen Abständen von einer Wand durchgeführt wurden. Die Abstände zur Wand wurden dabei nur grob mit Schritten geschätzt. Betrachtet wird die gemessene Reaktanz X .

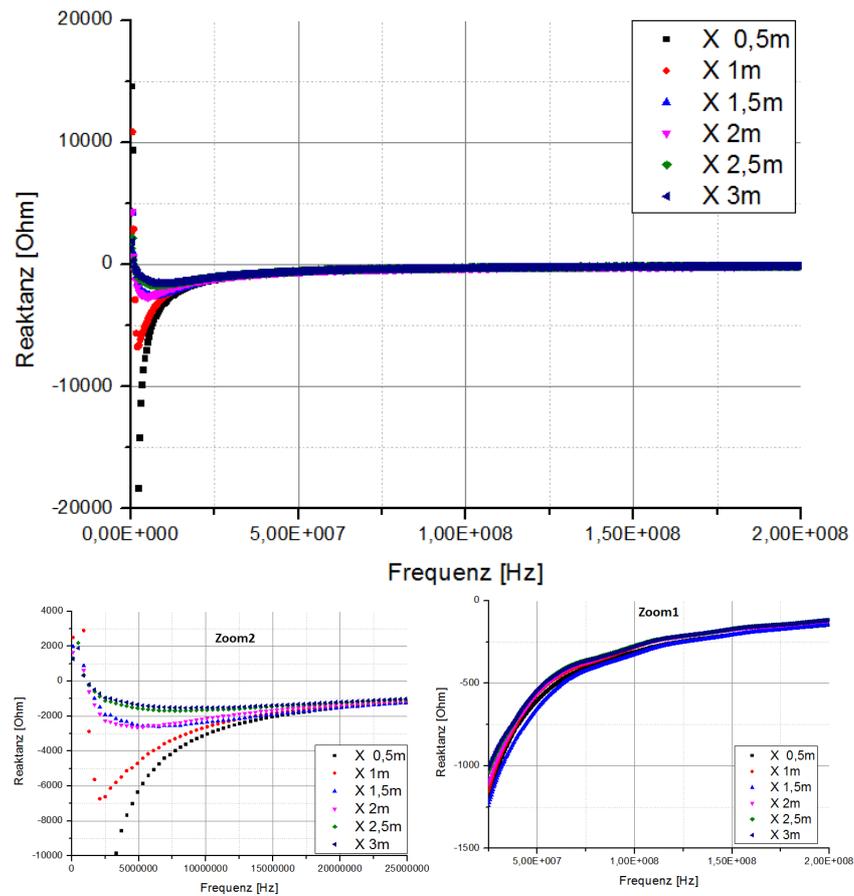


Abbildung 6.9: Reaktanz X für unterschiedliche Abstände zu einer Wand.
Zoom2: 0-25 MHz, Zoom1: 25-200 MHz

Besonders im unterem Frequenzbereich bis zu 25 MHz sind deutliche Unterschiede zu erkennen. Hier beträgt die Änderung über 10000 Ω . Allerdings nimmt die Beeinträchtigung mit steigender Frequenz (fallender Wellenlänge) stark ab und die Reaktanzkurven sind ab 100 MHz fast deckungsgleich. Trotzdem sollte bei einer Referenzmessung zur Reaktanz X_0 in Luft ein möglichst freies Feld zu Verfügung stehen, um Beeinflussungen durch Reflexionen an umliegenden Strukturen zu vermeiden.



Abbildung 6.10: Messung der Reaktanz in Luft

In wie weit die Nähe zum Boden die Reaktanzmessung verfälscht, konnte bei der eingesetzten Methode nicht untersucht werden. Eine eventuelle alternative Methode wäre das Befestigen der Sonde an einer langen Schnur. Dazu wäre allerdings ein freistehendes Gerüst nötig, an dem die Schnur befestigt werden könnte. Auf die Beeinflussung vom Boden wird jedoch im nächsten Abschnitt nochmal eingegangen.

6.4.3. Simulation der Reaktanz mit 4nec2

In einem weiteren Schritt wurde versucht, das Messen der Reaktanz der Sonde in Luft zu simulieren. Dazu wird die freie Antennensimulations-Software *4nec2* verwendet. Mit ihr können Antennenstrukturen aus Drahtstücken konstruiert und einige Kennwerte (unter anderen die Impedanz in Real- und Imaginärteil) dieser Struktur per Simulation ermittelt werden. Bei der Simulation ist es natürlich schwierig, die Grundplatte (das Gitter) der Monopolsonde genau darzustellen. Es wird aber versucht, selbiger mit einer Konstruktion aus Drahtstücken möglichst nahe zu kommen (Abbildung 6.11). Die Simulation der Sonde erfolgt über den Frequenzbereich von 1-200 MHz in Schritten von 1 MHz. Zunächst wurde eine feinmaschigere Darstellung der Gitterkonstruktion der Grundplatte angestrebt. Das scheiterte aber an einer unverhältnismäßig langen Simulationsdauer, die für die abgebildete Konstruktion schon über eine Stunde beträgt (bei oben angegebenen Frequenzbereich und Schrittlänge mit einem durchschnittlichen Desktop PC).

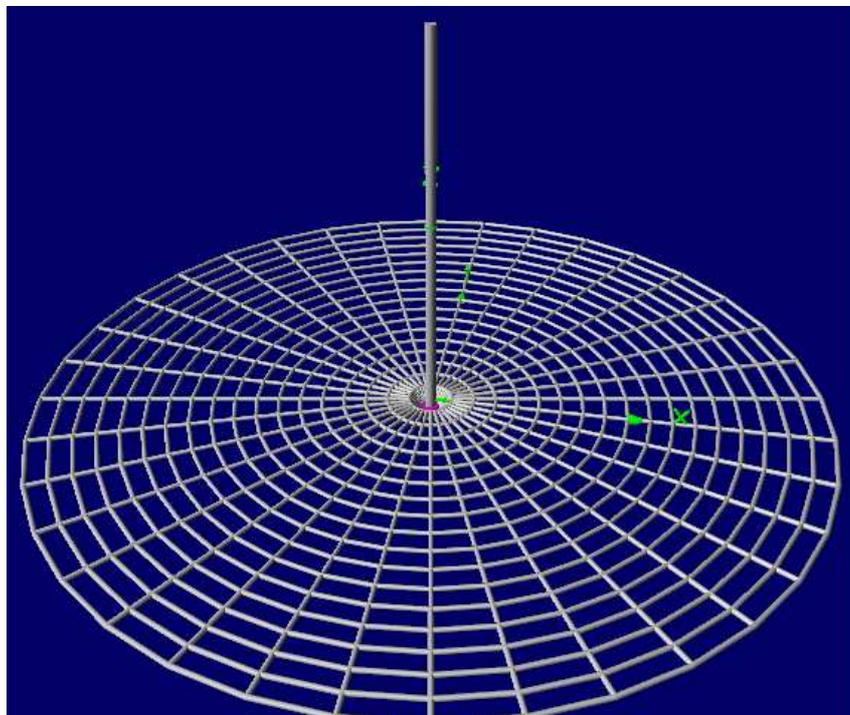


Abbildung 6.11: Sondenkonstrukt aus Drahtstücken für eine Simulation im freien Raum

Außerdem stellt sich aus Abschnitt 6.4.2 noch die Frage, ob die Nähe zum Boden die Messung der Reaktanz in Luft beeinflusst. Daher wird eine zweite Simulation durchgeführt, in der die Sonde 30 cm über dem Boden platziert wurde. Bei 4Nec2 wird dabei für die Bodenparameter die Option 'Real Ground Average' mit einer Permittivität von 13 und einer Leitfähigkeit von 0,005 S/m ausgewählt. Für die Sonde kann der spezifische Widerstand von Aluminium ausgewählt werden (wurde in der ersten Simulation auch verwendet). Die Reaktanzsimulationen im freien Raum sowie über Boden sind in Abbildung 6.13 dargestellt.

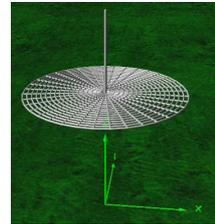


Abbildung 6.12: Simulation über dem Boden

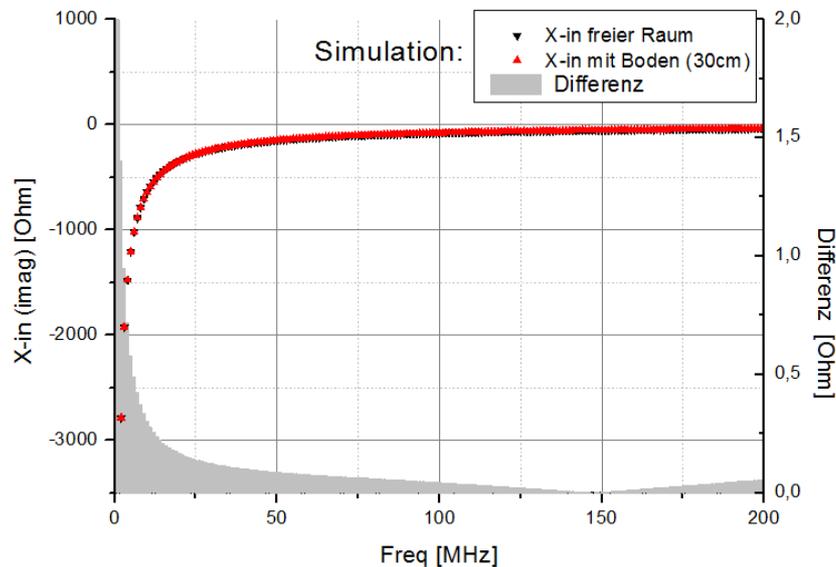


Abbildung 6.13: Vergleich der Simulation für die Sonde im freien Raum sowie über dem Boden

Auch hier ist wieder zu erkennen, dass beide Graphen quasi übereinander liegen. Das wird auch beim Betrachten der Differenzen der Messdatendaten deutlich. Diese liegen bis auf die ersten beiden Werte alle unter Eins. Der Boden wirkt sich also (zumindest bei der Simulation) nur auf die Nachkommastellen aus. Man sollte also davon ausgehen, dass die bei Abschnitt 6.4.2 angewandte Methode zur Messung der Reaktanz in Luft verwendet werden darf und zumindest vom Boden keine signifikanten Fehler verursacht werden.

Nun ist es noch von Interesse, die verschiedenen Referenzen zu vergleichen. Dazu zeigt Abbildung 6.14 die simulierte Reaktanz, die Reaktanz aus der oben beschriebenen Messung und eine aus der gemessenen Sondenkapazität C_0 er-

mittelten Ersatzreaktanzen, die als $X_0 = 1/\omega C_0$ berechnet wurde. Zusätzlich ist noch eine Reaktanzmessung, die kurz vor dem Aufbau in Argentinien angefertigt wurde, eingetragen, bei der die Sonde allerdings mit der Hand an der Platte festgehalten wurde.

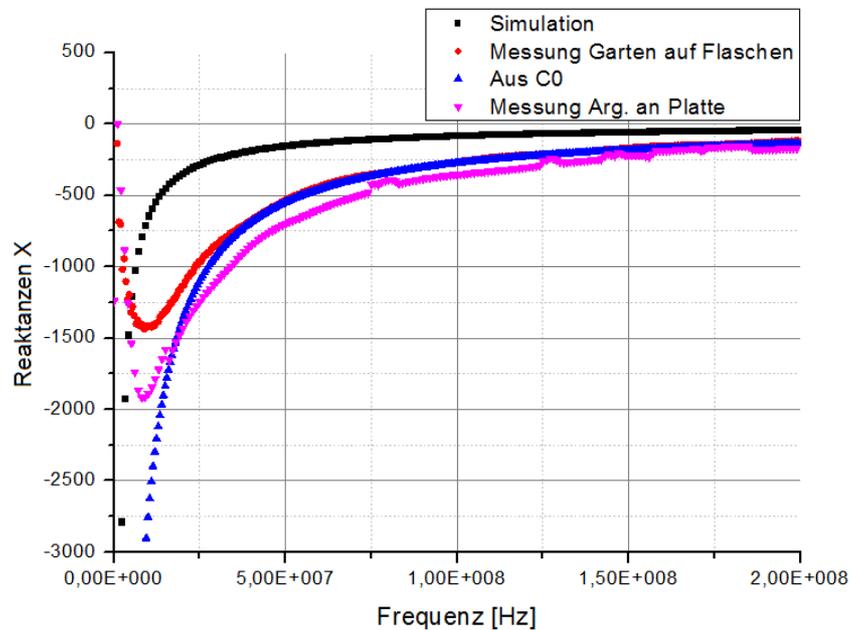


Abbildung 6.14: Vergleich der Referenzreaktanzen

Es sind deutliche Unterschiede der Reaktanzen vor allem im Anfang des Verlaufs zu erkennen. Die Reaktanzmessung aus dem Garten und die Messung aus Argentinien weisen zumindest die gleiche Verlaufsform auf, wobei letztere deutlich 'verwackelte' Stellen zeigt. Zu vermuten ist, dass das Anfassen der Sonden-Platte mit der Hand Auswirkungen auf die Messwerte hat, da sie eventuell wie ein Dielektrikum wirkt und außerdem der Körper der ausführenden Person ebenfalls Einfluss nimmt. Möglicherweise wurde auch während der Messung gewackelt. Die aus C_0 errechneten Werte zeigen ab einer Frequenz von ca. 35 MHz eine gute Übereinstimmung mit der gemessenen Reaktanz. Das zeigt, dass die Substitution $X_0 = 1/\omega C_0$ zumindest für die etwas höheren Frequenzen zulässig ist. Ob die Abweichung der Simulation an dem nicht ganz perfekt dargestellten Sondenmodell, an Umgebungseinflüssen oder an geringen Erfahrungen mit der Simulationssoftware liegt, kann nicht geklärt werden. Der Verlauf der simulierten Reaktanz zeigt aber zumindest Ähnlichkeiten mit dem Verlauf der C_0 -Kurve. Welche Referenz letztendlich zur Auswertung verwendet wird, muss noch geklärt werden. Favorisiert ist die Verwendung von C_0 , da hier die Auswertung am einfachsten ist. Die Auswahl spielt aber zunächst für den eigentlichen Messvorgang keine Rolle. Im Anhang A.9 ist ein Vergleich der ersten Permittivitätsmessung aus Argentinien für zwei verschiedenen Referenzen zu sehen.

6.5. Dauerbetrieb

Schließlich wurde der VNA mit dem Raspberry Pi verbunden, für eine Langzeitmessung eingerichtet und getestet. Die Messung wird dabei von der Headless-Version der miniVNA-Software gesteuert. Um die Software zu starten, wird das Skript `messen.sh` ausgeführt. Das Skript gibt die in ihm gespeicherten Eingabedaten an die Software weiter, die einen Messdurchgang ausführt und die Messwerte in dem im Skript angegebenen Datenformat ausgibt. Dafür müssen die vorher mit der GUI-Software erstellten Kalibrationsdateien in dem entsprechenden Ordner 'calibration' auf dem Pi vorhanden sein. Da Messungen in regelmäßigen Abständen durchgeführt werden sollen und man das Skript nicht immer per Hand starten möchte, muss eine Möglichkeit gefunden werden, das Skript regelmäßig auszuführen. Dazu bietet sich der Cron-Daemon an, ein unter Linux standardmäßig im Hintergrund laufendes Programm zur zeitbasierten Ausführung von Prozessen (jobs). Hier kann die Aufforderung zur Ausführung des `messen.sh`-Sripts in bestimmten Zeitintervallen in Form eines Cronjobs eingetragen werden. Der erstellte Cronjob ist im Anhang A.7 dargestellt. Er wurde so aufgestellt, dass mögliche auftretende Fehler in einer Logdatei gespeichert werden. Für nähere Information zu Crontabs empfiehlt sich Quelle [66].

Nachdem alle Einrichtungen abgeschlossen sind, wird die zusammengesetzte Messeinheit aus Raspberry Pi, miniVNA und Monopolsonde für einen 24h-Test im Garten aufgebaut (Abbildung 6.15).



Abbildung 6.15: 24h Testmessung im Garten

Bei der Testmessung geht es zunächst darum, ob Pi und VNA über einen längeren Zeitraum stabil zusammenarbeiten und ob die regelmäßigen Messungen durch die Cronsteuerung ordnungsgemäß ausgeführt werden. Bei Abbau der Station konnten beide Punkte bestätigt werden. Das `messen.sh` Skript wurde jedesmal fehlerfrei ausgeführt und es ist für jeden Messzeitpunkt (alle 15 Minuten) eine Ausgabedatei mit den Messwerten vorhanden.

Nun können die gemessenen Daten noch inspiziert, die Permittivität berechnet und mit Literaturwerten verglichen werden. Allerdings konnten für Wiese nur Literaturwerte bis 20 MHz gefunden werden (Quelle [49]). Daher wird hier auch nur dieser Bereich betrachtet. Dabei kann auch geschaut werden, ob es eine Entwicklung der Permittivität mit der Zeit und somit mit Temperatur- und

Feuchtigkeitsänderungen gibt. Am Messtag lagen die Temperaturen nachts um 0° Celsius, während tagsüber ca. 12° Celsius erreicht wurden.

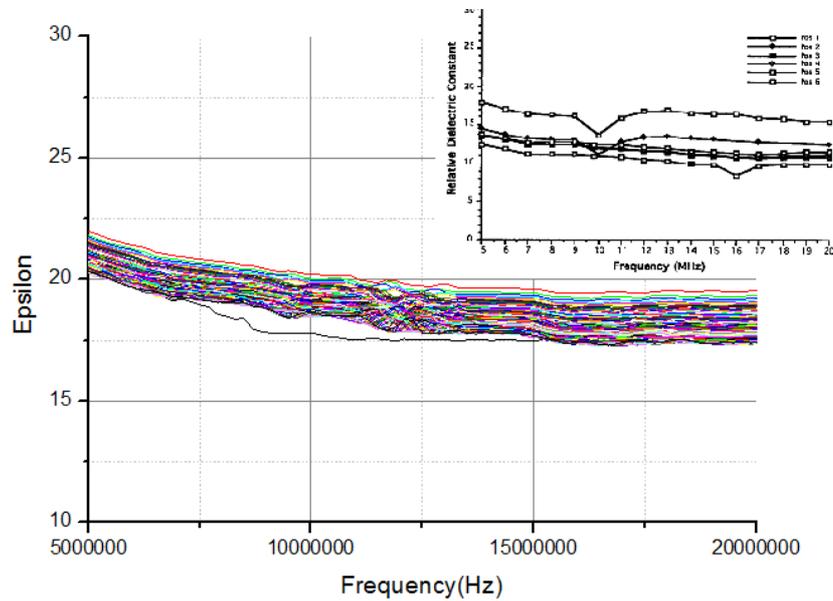


Abbildung 6.16: Permittivität (Wiese) für 5-20 MHz mit Vergleich aus [49]

Beim Vergleich mit der Literatur zeigt sich zumindestens für den betrachteten Bereich eine ungefähre Übereinstimmung von Verlauf und Größe der Permittivität. Die in Abbildung 6.16 abgebildeten Literaturwerte wurden dabei nicht zeitabhängig sondern an verschiedenen Stellen genommen. Bei der gemessenen Permittivität zeigt sich, dass es im Tagesverlauf zu kleinen Änderungen kommt. Ein genauer zeitabhängiger Verlauf wurde hier nicht aufgestellt. Es ist aber noch zu erwähnen, dass es um ca. 19 Uhr Abends zu einem kleinen Regenschauer kam und die oberen ermittelten Werte zu diesem Zeitpunkt sowie danach gemessen wurden.

Insgesamt wurden die Test- und Kalibrationsmessungen hiermit weitestgehend abgeschlossen, da in diesem Rahmen keine signifikanten Verbesserungen mehr erreicht werden können und somit die Messeinheit in Argentinien aufgebaut werden kann. An der Auswertung der Daten kann von hier aus noch gearbeitet werden.

7. Einrichtung der Messtation in der Pampa

In diesem Abschnitt wird über die Vorbereitungen für und die Probleme des Aufbaus der Messstation in Argentinien sowie den Zugriff per ssh berichtet.

7.1. Stromversorgung

Da im Versuchsgebiet des Auger Engineering Radio Array in der Pampa keine Stromleitungen liegen, muss die Stromversorgung der Messtation vorab geplant werden. Zunächst gilt es, sich hier einen Überblick über die benötigte Leistung zu verschaffen. Für das Raspberry Pi ist der Verbrauch mit 700 mA angegeben, während der VNA einen Verbrauch von 220 mA hat. Eventuell zusätzlich oder vorübergehend angeschlossene Komponenten wie ein USB-HUB, eine Tastatur und ein mit dem Ethernet-Anschluss verbundenes externes Switch werden auf maximal 350 mA geschätzt. Insgesamt ergeben sich somit etwa 1370 mA. Da alles über USB betrieben wird und dieses mit einer Spannung von 5,25 V arbeitet, wird also eine Leistung von $7,1925 \approx 7,2$ Watt benötigt.

Ein Gedankenspiel war es, der Messtation eine eigene, unabhängige Stromversorgung zu geben. Theoretisch könnte die Messstation über eine USB-Powerbank versorgt werden, welche wiederum durch ein Solar-Ladepanel gespeist wird. Um Pi und VNA damit dauerhaft versorgen zu können, müsste die Powerbank mindestens 12 h halten (dies ist mit den heutigen Powerbank-Kapazitäten machbar) und innerhalb von 12 h wieder komplett geladen sein. Das Solarpanel müsste dann unter der Annahme, dass es täglich 12 h optimalen Lichteinfall erfährt, das Doppelte des Verbrauchs an Leistung bringen, da es tagsüber die Messeinheit betreiben und gleichzeitig den Akku laden müsste. Theoretisch würde also ein relativ günstiges 15 W Solarmodul ausreichen. In der Realität wird der Energiebedarf jedoch höher sein. Dieses Gedankenspiel kann aber verworfen werden, da die AERA-Stationen alle über eine eigene Solarenergieversorgung verfügen, an welche die Messstation mit angeschlossen werden kann. Aber zumindest der Betrieb mit einer Powerbank wurde hier einmal getestet und funktioniert prinzipiell.

Angeschlossen wird die Messstation letztendlich an die Stromversorgung der Wetter-Station von AERA, was den Vorteil hat, dass bei dieser auch direkt der Netzwerkanschluss bereit steht. Da die AERA-Stationen mit 12V Batterien betrieben werden, ist für den Anschluss ein 12V auf 5V DC-DC-Converter nötig.

7.2. Aufbau der Station

Vor der Versendung nach Argentinien mussten noch letzte Vorbereitungen getroffen werden. Für das Raspberry Pi wurde vorab eine IP-Adresse besorgt, mit der das Pi vor Ort an das Netzwerk des Observatoriums angeschlossen wird, und unter der man es von hier aus erreichen kann. Diese IP wird noch vor der Abreise eingerichtet, da das Pi in Wuppertal noch ohne Probleme an einen Monitor angeschlossen werden kann. Außerdem wird das Raspberry noch mit

einer Hülle zum Schutz vor Sand und Staub versehen. Nachfolgende Komponenten wurden für den Transport nach Argentinien ausgewählt :

1. Das Raspberry Pi mit eingerichteter IP, der installierten Headless-VNA-Software versehen mit einer Anzahl unterschiedlicher Kalibrationsdateien für verschiedene Kabel, dem `messen.sh`-Skript zum Starten der Software sowie einem eingerichteten Cronjob für die zeitliche Steuerung.
2. Der miniVNA Pro mit SMA-BNC Adapter
3. Die ausgesuchten zwei BNC-Kabel mit der Kabeldurchführung für die Mitte sowie mit Markierung für Richtung und Reihenfolge der dafür erfolgten Kalibration und somit für die Verwendung.
4. Die Alu-Monopolsonde mit Gitter als Grundplatte, ein Ersatzmonopol mit BNC-Buchse sowie die Kupfermonopolsonde als Notfallalternative.
5. Zusätzlich wurde noch der Schraubenschlüssel zum Zusammenbauen der Sonden und das Kalibrations-Kit für BNC-Anschlüsse eingepackt.

In Argentinien wurde die Messstation an der Wetterstation des AERA-Areals angeschlossen. Raspberry Pi und VNA erhielten einen Platz in der Schutzkiste für die Elektronik (Abbildung 7.1). Das Raspberry wurde mit dem 12V auf 5V-Converter an die Stromversorgung gehängt und mit dem Ethernet verbunden. Für den Anschluss der Sonde wurde in die Kiste ein Loch gebohrt und das Kabel mit Durchführung verlegt (Abbildung 7.1).



Abbildung 7.1: Elektronik in der Kiste der Wetterstation [67]

Die Alu-Gitter-Sonde wurde in einer freien Ecke des eingezäunten Bereichs der Wetterstation in den Boden eingebracht und von oben mit Bodenmaterial bedeckt (Abbildung 7.2). Dieses sollte durch das Gitter rieseln um Lufteinschlüsse unter dem Gitter zu füllen um so einen gleichmäßigen Kontakt zur Erde herzustellen. Der Abstand zur Elektronikbox beträgt ungefähr eine Kabellänge (1m).



Abbildung 7.2: Vergraben der Sonde im Bereich der Wetterstation [67]

Da an der Wetterstation kein Monitor vorhanden ist, kann die Funktion der Messstation zunächst nur anhand der Status-LEDs des Raspberry (Anhang A.4) und des VNA (Anhang A.2) überwacht werden. Eine richtige Funktionskontrolle muss dann mit einem anderen Rechner per ssh-Zugriff erfolgen. Leider konnte hierbei beim ersten Versuch keine Verbindung zum Pi hergestellt werden. Zunächst wurde ein loses Patchkabel als Fehler vermutet, allerdings konnte auch nach Behebung dieses Fehlers keine Verbindung hergestellt werden. Die weitere Fehlersuch ergab, dass die EXT4 Linuxpartition auf der SD-Karte des Raspberry fehlerhaft war. Mehrere Versuche, die SD-Karte zu reparieren schlugen fehl, auch durch Formatieren und Neuinstallation konnte die Karte nicht mehr einsatzbereit gemacht werden. Anscheinend wurde die SD-Karte beim Transport oder Aufbau so beschädigt, dass sie nicht mehr eingesetzt werden kann. Letzendlich musste das Betriebssystem so wie die benötigte Software zum Messen auf einer neuen SD-Karte installiert werden. Nach der erfolgten Reparatur wurden die Komponenten wieder verbunden und zum Test einige Messungen ausgeführt, indem das `messen.sh`-Skript per Hand gestartet wurde. Hierbei wurde die in Abschnitt 6.4.3 erwähnte Referenz aufgenommen, bei der die Sonde mit der Hand festgehalten wurde. Nachdem die Sonde wieder in den Boden eingestzt wurde, konnte auch der Zugriff per ssh erfolgreich getestet werden.

Eine Schwachstelle der Messtation scheint also die SD-Karte des Raspberry Pi zu sein. Da auch zumindestens die Bootpartition für den Betrieb des Raspberry nicht ausgelagert werden kann, ist das Ersetzen der SD-Karte durch ein stabileres Speichermedium nicht möglich. Langfristig könnte über den Einsatz eines anderen Boards nachgedacht werden. Zumindestens sollte aber eine Kopie der SD-Karte als Reserve bereitgehalten werden.

7.3. Zugriff auf Messdaten

Nun gilt es noch den Zugriff auf die Messdaten zu organisieren. Die aufgezeichneten Dateien beinhalten zwar den Zeitpunkt der Messung in ihrem Dateinamen, dennoch wird es unübersichtlich, wenn sich eine große Anzahl Dateien mehrerer Messtage oder auch Wochen in einem Ordner befinden. Daher wurde das Skript `datasorting.sh` (AnhangA.8) geschrieben, welches alle Dateien

des export-Ordners ausschneidet und in einen Ordner mit Datumsnamen einfügt. Dieses Skript wird am Ende jeden Tages von einem Cronjob ausgeführt. Alle Messdaten werden so nach Tagen in einzelne Ordner sortiert.

Da jeden Tag mehrere Messungen erfolgen, muss darauf geachtet werden, dass der Datenspeicher des Raspberry Pi nicht vollläuft. Im Moment wird von der Messstation jede Stunde eine Messung durchgeführt und im CSV-Format gespeichert. In Wuppertal erstellte Dateien im CSV-Format haben eine Größe von 31 kB (einfachheitshalber werden hier 50 kB angenommen). Der verfügbare Speicher der SD-Karte sollte ca. 6 GB betragen. Bei 24 Messungen pro Tag würde der Speicherplatz dann für 5000 Tage reichen. Der verfügbare Speicher hat daher genügend Kapazität, die Messrate bei Bedarf zu erhöhen.

Auch wenn genügend Speicherplatz vorhanden ist, sollten die Messdaten regelmäßig heruntergeladen werden. Einmal, um sie vor einem möglichen erneuten Ausfall der SD-Karte zu sichern und hauptsächlich, da sie natürlich ausgewertet werden müssen. Im Moment ist das Herunterladen nur per Hand möglich, da der Zugriff auf das Pi nur über mehrere vorgeschaltete Server erfolgen kann, die natürlich alle mit einer Zugriffssicherung versehen sind. Für das Pi wurde hier ein ssh-Key hinterlegt, sodass der Zugriff aus dem Arbeitsgruppennetzwerk erfolgen kann, allerdings muss trotzdem jedes Mal ein Passphrase eingegeben werden. An einer Automatisierung des Herunterladens der Daten wird noch gearbeitet, dies kann eventuell auch über einen Cronjob realisiert werden. Dennoch wurde die erste Messung bereits akquiriert und die Permittivität ermittelt (Abbildung 7.3).

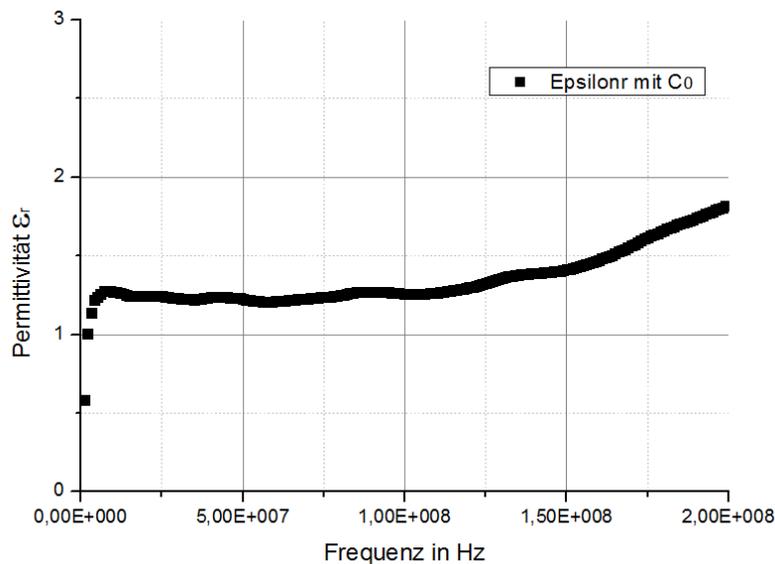


Abbildung 7.3: Permittivität der ersten Messung aus Argentinien

Die Messung zeigt eine Permittivität in einem realistischen Bereich für den trockenen Pampaboden und einen leichten Anstieg im Frequenzverlauf.

8. Résumé und Ausblick

Nach einer kurzen Einführung in die Erforschung der kosmischen Strahlung im Bereich der Astroteilchenphysik wurde das weltweit führende Experiment zur Detektion kosmischer Strahlung, das Pierre-Auger-Observatorium, mit seinen verschiedenen Telexperimenten vorgestellt. Für eines dieser Telexperimente, das Auger Engineering Radio Array, wurde die in dieser Arbeit thematisierte Messstation zur Analyse der elektrischen Bodenparameter entworfen.

Dazu wurde zunächst auf die Parameter selbst eingegangen, ihren Einfluss auf die reflektierte Radiostrahlung, ihre Beziehung zu Bodeneigenschaften wie Beschaffenheit und Wassergehalt, sowie ihre Frequenzabhängigkeit. Dann wurden Verfahren zur Messung dieser elektrischen Bodenparameter betrachtet und die Methode, welche als die geeignetste erschien, ausgewählt. Diese Methode ist das Messen der Eingangsimpedanz einer elektrisch kurzen Sonde, die als verlustbehafteter Kondensator betrachtet werden kann, mit Hilfe eines Vektornetzwerkanalysators.

Im nächsten Schritt wurden die dazu nötigen Hardwarekomponenten ausgewählt bzw. gebaut und der Umgang mit den Komponenten und deren Software sowie deren Zusammenwirken beschrieben. Die wichtigsten Komponenten sind der Netzwerkanalysator miniVNA Pro, der steuernde Einplatinencomputer Raspberry Pi Model B und eine elektrisch kurze Monopolsonde mit Grundplatte.

Für die ausgesuchten Komponenten wurden dann Kalibrations- und Testmessungen durchgeführt. Dabei wurde ein passendes Kabel mit Kalibration ausgesucht, mögliche statistische Fehler untersucht, verschiedene Referenzen für die spätere Auswertung ermittelt und der dauerhafte Betrieb der Messstation getestet. Die Messung der Kabel hat gezeigt, dass sich die systematischen Einwirkungen unterschiedlicher Kabel durch eine Kalibration gut ausgleichen lassen. Auch die statistischen Fehler zeigen keine große Einwirkung auf die Messergebnisse. Bei den verschiedenen Referenzen traten allerdings vor allem bei den niedrigeren Frequenzen Unterschiede auf. Welche Referenz letztendlich verwendet wird, muss bei der Auswertung entschieden werden (favorisiert ist C_0), spielt aber für die eigentliche Messung erst einmal keine Rolle. Der 24 h Test hat gezeigt, dass die Komponenten auch über einen längeren Zeitraum stabil zusammen laufen und regelmäßige Messungen wie gewünscht ausgeführt werden.

Nach den abgeschlossenen Tests wurde die Messstation für den Aufbau vorbereitet und schließlich in Argentinien aufgebaut. Dabei auftretende Probleme durch den Defekt eines Bauteils konnten durch die Hilfe eines sich vor Ort befindenden Kollegen behoben werden. Letztendlich konnte die Station in Betrieb genommen und regelmäßige Messungen gestartet werden.

Das vorrangige Ziel der Arbeit, das Einrichten einer Messstation für kontinuierliche Messungen, konnte erreicht werden. Die Messstation ist aufgebaut und hat mit der Datennahme begonnen. Dabei hat die Auswahl der Messmethode sich als nicht ganz einfach erwiesen, da es schwierig war, geeignete Information über passende Messmethoden zu finden und sehr wenig Literatur über

das Verhalten der Bodenparameter, insbesondere in diesem Frequenzbereich, vorhanden ist. Vorerst wird die gewählte Methode als gut geeignet angesehen. Ob effizientere Methoden existieren oder entwickelt werden können, müssen weitere Untersuchungen zeigen. Die Komponenten arbeiten gut zusammen, haben aber beim Aufbau eine kleine Anfälligkeit gezeigt. Sollten solche Defekte erneut auftreten, muss über das Ersetzen des entsprechenden Bauteils nachgedacht werden. Es dürfte derzeit jedoch schwierig sein, bessere Komponenten im Rahmen des verwendeten Budgets zu beschaffen. Das Herunterladen der Daten birgt noch Verbesserungspotential. Eine Überlegung zur Automatisierung ist bereits in Arbeit. Die zukünftige Auswertung der gesammelten Daten der Bodenparameter ist außerdem ein wichtiges Thema. Hierzu ist ein Skript geplant, was die Auswertung großer Datenmengen erleichtert.

Literatur

- [1] Georg Federmann: „*Viktor Hess und die Entdeckung der Kosmischen Strahlung*“ Institut für Radiumforschung und Kernphysik Wien, 2003
- [2] Claus Grupen: „*Astroteilchenphysik Das Universum im Licht der kosmischen Strahlung*“ Vieweg, 2005
- [3] Shapiro, M. M.: „*Cosmic Rays, Supernovae and the Interstellar Medium*“ Springer Netherlands, 1991
- [4] http://www-zeuthen.desy.de/~kappes/lehre/ws11/vat/v04/KS-Spektrum_hE.jpg Letzter Zugriff: März 2015
- [5] Holger Ulrich: „*Untersuchungen zum primären Energiespektrum der kosmischen Strahlung im PeV-Bereich mit dem KASCADE-Experiment*“ Karlsruhe, FZKA, 2004
- [6] <http://www.lhc-facts.ch/> Letzter Zugriff: Feb. 2015
- [7] Hermann Kolanoski: „*Einführung in die Astroteilchenphysik*“ Institut für Physik, Humboldt-Universität zu Berlin, 2007
- [8] Daniel Ostermeier: „*Ausbildungsseminar Teilchen-Astrophysik Quellen kosmischer Strahlung*“ Universität Regensburg, 2008
- [9] Fermi, E.: „*On the Origin of the Cosmic Radiation.*“ Physical Review 75, University Chicago, 1949
- [10] Abdelghani Mariani: „*Seminarvortrag Direkte Messung der kosmischen Strahlung*“ Universität Karlsruhe 2009
- [11] Pierre Auger: „*Extensive cosmic-ray showers*“ Rev. Mod. Phys. 11, 288-291, 1939
- [12] Michael Knödlseher: „*Kosmische Strahlung-Energie und Zusammensetzung*“ Universität Regensburg, 2008
- [13] Allkofer, O.C.: „*Introduction to Cosmic Radiation*“ Verlag Karl Thiermig, 1975
- [14] <https://web.ikp.kit.edu/auger/public/luftschauer.html> Letzter Zugriff: März 2015
- [15] T. Huege, H. Falcke: „*Radio Emission from Cosmic Ray Air Showers*“ arXiv:astro-ph/0309622, 2003
- [16] Jelley, J. V.: „*Radio pulses from extensive cosmic-ray air showers*“. Nature 205, 327, 1965
- [17] H. R. Allan: „*Prog. in Element. part. and Cos. Ray Phys*“ Vol. 10:171, 1971.

- [18] <https://www.auger.org> Letzter Zugriff: März 2015
- [19] The Pierre Auger Collaboration: „*The Pierre Auger Cosmic Ray Observatory*” Xiv:1004.2537, 2015
- [20] <https://www.auger.org/index.php/document-centre/finish/45-collaboration-members/2286-2014-11-collaborating-institutions>
- [21] <https://www.auger.org/index.php/observatory/heat> Letzter Zugriff: März 2015
- [22] <https://www.auger.org/index.php/observatory/amiga> Letzter Zugriff: März 2015
- [23] Andreas Hermann Karl Dietrich Lang: „*Time Calibration of the Auger Engineering Radio Array (AERA) Using Airplanes*” GAP2015_013, 2014
- [24] Luis A. Anchordoqui: „*The Pierre Auger Observatory: Science Prospects and Performance at First Light*” arXiv:astro-ph/0409470, 2004
- [25] <https://www.auger.org/index.php/gallery> Letzter Zugriff: März 2015
- [26] Frank G. Schröder „*Radio detection of air showers with the Auger Engineering Radio Array*” ICRC2003, CR-IN 0899, 2013
- [27] Klaus Weidenhaupt for the Pierre Auger Collaboration: „*Radio Detection of Cosmic Rays at the Auger Engineering Radio Array*” TIPP 2014
- [28] <https://www.auger.org/index.php/observatory/aera> Letzter Zugriff: März 2015
- [29] F. D. Kahn , I. Lerche: „*Radiation from Cosmic Ray Air Showers*” Proc. Roy. Soc. A, 289:206, 1966
- [30] Harm Schoorlemmer: „*Tuning in on cosmic rays - Polarization of radio signals from air showers as a probe of emission mechanisms*” 2013
- [31] Benoit Revenu: „*The radio signal from extensive air showers*” arXiv:1411.5054v1, 2014
- [32] G.A. Askaryan: „*Excess negative charge of an electron-photon shower and its coherent radio emission.*” J. Exp. Theor. Phys., 21:658, 1962
- [33] J. Patrick Donohoe: „*ECE 3313 Electromagnetics I*” 2010
- [34] Maximilian Heithoff: „*Measurement method of the electric parameters of soil in the frequency domain for antenna measurements of UHECR's at the Pierre-Auger-Observatory*” RWTH Aachen, 2011
- [35] Klaus Weidenhaupt: „*LPDA-Antennas for Large Scale Radio Detection of Cosmic Rays at the Pierre-Auger-Observatory*” 2009

- [36] Karoly Symonyi: „*Theoretische Elektrotechnik*” 1993.
- [37] Marco Günther: „*Konzepte der rechnergestützten Modellierung und Simulation der elektromagnetischen Wellenausbreitung*” 1999
- [38] <http://elektroniktutor.oszkim.de/grundlagen/leitfk.html> Letzter Zugriff: März 2015
- [39] http://de.wikipedia.org/wiki/Elektrische_Leitfähigkeit Letzter Zugriff: März 2015
- [40] Hajnal Borús: „*Einsatz geophysikalischer Meßverfahren zur Abschätzung der hydraulischen Durchlässigkeit tonhaltiger Sedimente - ein Beitrag zum Grundwasserschutz*” Kiel, 1999
- [41] Alois Krischke: „*Rothammels Antennenbuch*” DARC Verlag, 2001
- [42] M. Dressel und G. Grüner: „*Electrodynamics of Solids*” Cambridge university press, 2002
- [43] <http://de.wikipedia.org/wiki/Cole-Cole-Diagramm> Letzter Zugriff: März 2015
- [44] P. Debye: „*Polar Molecules*” Dover Publications, New York, 1929
- [45] Claudia H. Riedel: „*Planare induktive Impedanzmessverfahren in der Medizintechnik*” Karlsruhe, 2004
- [46] Ad M. van den Berg: „*Measurement of the Low Frequency Resistivity of Soil at the Auger Engineering Radio Array*” GAP-NOTE 2011-036, 2011
- [47] IEEE Antennas & Propagation Society: „*IEEE Guide for Measurements of Electromagnetic Properties of Earth Media*” IEEE Std 356, 2001
- [48] Rudy Severns: „*Measurement Of Soil Electrical Parameters At HF*” www.antennasbyn6lf.com, 2006
- [49] Michael A. Rugar: „*Theoretical and Experimental Investigation of the Impedance of a Vertical Monopole over Perfect, Imperfect, and Enhanced Ground Planes*” Washington, 1997
- [50] Prof. Hartmann: „*Grundlagen der Elektrotechnik*” Padaborn, 2002
- [51] <http://www.technik.dhbw-ravensburg.de/~lau/bodenleitfaehigkeit.html> Letzter Zugriff: April 2015
- [52] <http://www.technik.dhbw-ravensburg.de/~lau/endeffekt.html> Letzter Zugriff: April 2015
- [53] Glenn S. Smith, John D. Nordgard: „*Measurement of the Electrical Constitutive Parameters of Materials Using Antennas*” IEEE 1985

- [54] Ronold W. P. King: „*Antennas in Matter*” MIT Press, Cambridge, MA, 1981
- [55] Rudy Severns: „*Soil characteristics at MF and HF*” www.antennasbyn6lf.com, 2006
- [56] Jetse Brouwer, Frans Schreuder: „*Auger Earth impedance meter*” University of Groningen, 2012
- [57] Kurt Steudler: „*Übertragungstechnik Leitungsgebundene Übertragung*” Hochschule für Technik und Architektur Bern, 2004
- [58] W.G.Fano, V. Trainotti: „*Dielectric Properties of Soil*” 2001
- [59] Erik J. Kirkscether: „*Ground Constant Measurements Using a Section of Balanced Two-Wire Transmission Line*” IRE Transactions on Antennas and Propagation, 1960
- [60] The Pierre Auger Collaboration: „*Antennas for the Detection of Radio Emission Pulses from Cosmic-Ray induced Air Showers at the Pierre Auger Observatory*” arXiv:1209.3840, 2012
- [61] <http://miniradiosolutions.com/minivna-pro/>, <http://vna.j.dl2sba.com/>
Letzter Zugriff: April 2015
- [62] http://en.wikipedia.org/wiki/Scattering_parameters Letzter Zugriff: April 2015
- [63] Dietmar Krause: „*vna/J 3.1 . 4 User guide*” DL2SBA, 2015
- [64] Dietmar Krause: „*vna/J 3 . x User guide for headless application*” DL2SBA, 2014
- [65] http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/RasPi/RasPi_Intro.html
Letzter Zugriff: April 2015
- [66] <http://wiki.ubuntuusers.de/Cron> Letzter Zugriff: April 2015
- [67] Sebastian Mathys: private Kommunikation
- [68] <http://www.gnuplot.info/> Letzter Zugriff: Mai 2015
- [69] Dr. Julian Rautenberg: private Kommunikation

A. Anhang

A.1. Schaltbild miniVNA Pro *mRS mini Radio Solution*

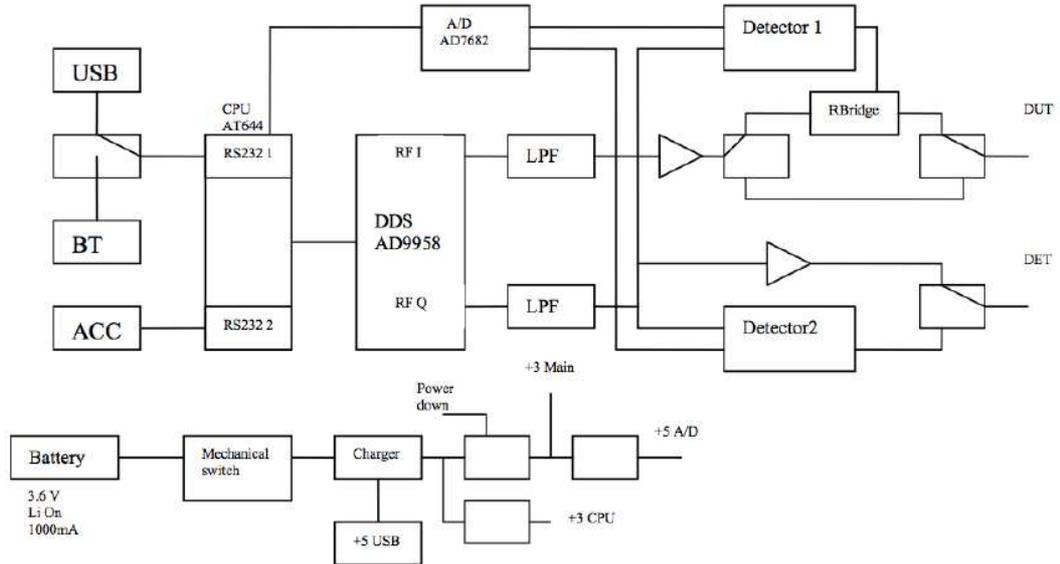


Abbildung A.1: Schaltbild vom miniVNA Pro aus [61]

A.2. Erklärung der Status-LEDs des miniVNA Pro

Position und Bedeutung der LEDs

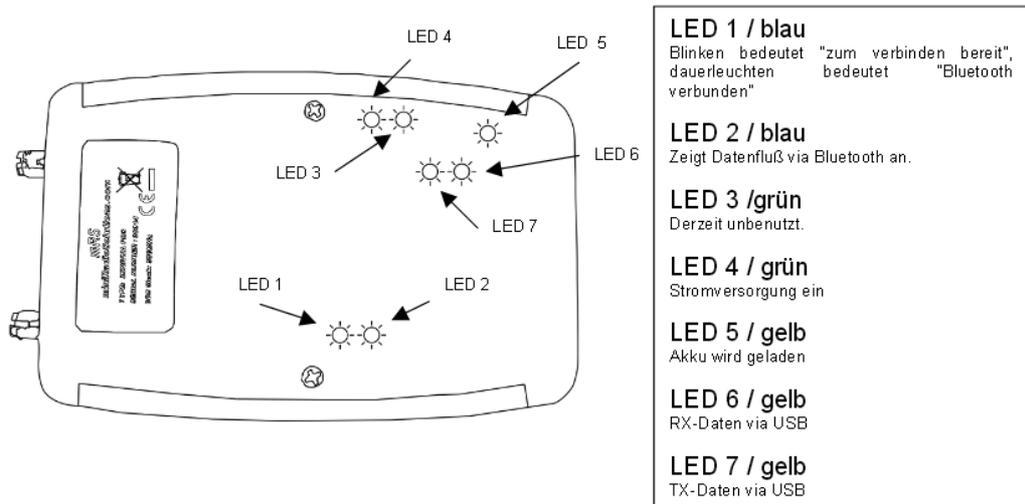


Abbildung A.2: Kontroll-LEDs des VNA Positionen und Bedeutung aus [61]

A.3. Anschlüsse des miniVNA Pro

Anschlüsse

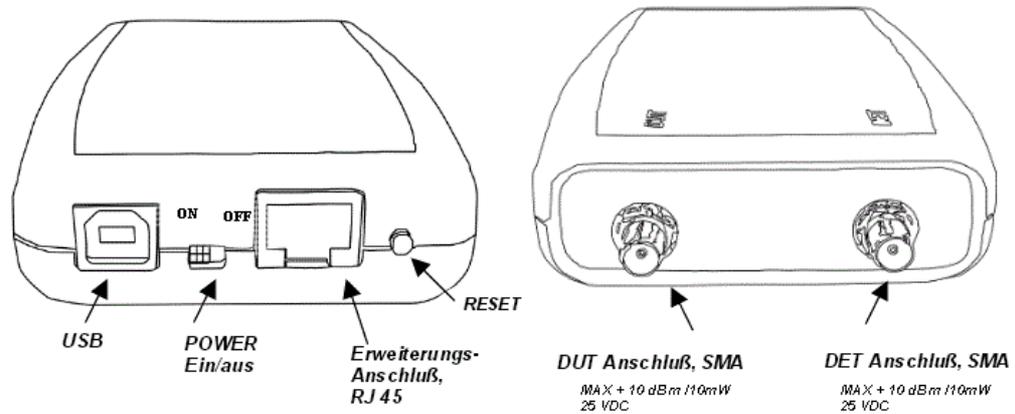


Abbildung A.3: Anschlüsse des VNA[61]

A.4. Status-LEDs des Raspberry Pi B

The LEDs have the following meanings :

- ACT – D5 (Green) – SD Card Access
- PWR – D6 (Red) – 3.3 V Power is present
- FDX – D7 (Green) – Full Duplex (LAN) connected
- LNK – D8 (Green) – Link/Activity (LAN)
- 100 – D9 (Yellow) – 100Mbit (LAN) connected



Abbildung A.4: Bedeutung der Status-LEDs des Raspberry Pi Model B

A.5. Messskript `messen.sh`

Algorithmus 1 `messen.sh`

```

1  #/bin/bash
2
3  java
4  -Dfstart=1000000 -Dfstop=3000000 -Dfsteps=300 -Dcalfile=REFL_Sample.cal -Dscanmode=REFL -Dexports=csv
5  -jar /home/pi/vnaJ/vnaJ.jar

```

A.6. Änderung Returnloss zur Wand

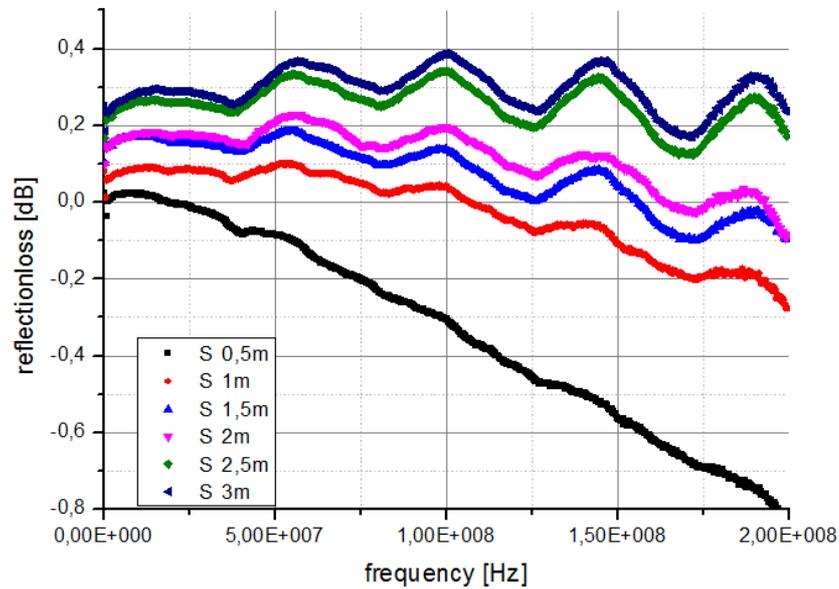


Abbildung A.5: Returnloss für verschiedenen Abstände

A.7. Crontab zur Steuerung der Skripte

Algorithmus 2 Auszug aus Crontab, Cronjobs gelb markiert.

```

10 # m h dom mon dow user  command
11 17 * * * * root    cd / && run-parts --report /etc/cron.hourly
12 25 6 * * * root    test -x /usr/sbin/anacron || ( cd / && run-parts --report /etc/cron.daily )
13 47 6 * * 7 root    test -x /usr/sbin/anacron || ( cd / && run-parts --report /etc/cron.weekly )
14 52 6 1 * * root    test -x /usr/sbin/anacron || ( cd / && run-parts --report /etc/cron.monthly )
15 #
16 */60 * * * * pi /bin/bash /home/pi/vnaJ/messen.sh >> /home/pi/vnaJ/Logdata.log 2>&1
17 59 23 * * * pi /bin/bash /home/pi/vnaJ/datasorting.sh > /dev/null 2>&1
18

```

A.8. Datensortierungsskript

Algorithmus 3 Datasorting.sh

```

1  #!/bin/bash
2  EXPORTDIR=/home/pi/vnaJ/export
3  MVTOROOT=/home/pi/vnaJ/data
4  MVTODIR=$MVTROROOT/$(date +%d-%m-%y)
5  mkdir $MVTODIR
6  mv $EXPORTDIR/* $MVTODIR
7

```

A.9. Vergleich für C_0 und Referenzmessung

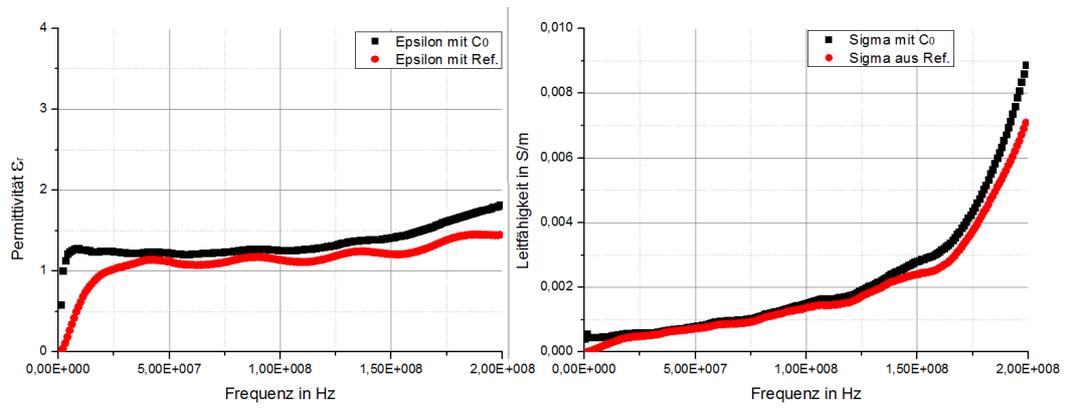


Abbildung A.6: Referenzenvergleich

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich denen meinen Dank aussprechen, die mich unterstütz und dazu beigetragen haben, diese Arbeit zu vollenden.

- Prof. Dr. Karl-Heinz Kampert, der es mir ermöglicht hat, diese Arbeit zu schreiben
- Prof. Dr. Christian Zeitnitz für die Übernahme der Zweitkorrektur
- Dr. Julian Rautenberg für seine gute Betreuung, seine Ratschläge und seine Gelduld, wenn er auf meine Antworten warten musste
- Prof. Dr. H. Bomsdorf für die Möglichkeit meine Arbeit zu beenden
- Sebastian Mathys für seinen Einsatz und seine Hilfe bei den nötigen Reparaturen
- Dr. Johannes Lindemeyer fürs Korrekturlesen und die moralische Unterstützung
- Der gesamten Arbeitsgruppe der Astroteilchenphysik dafür, dass hier immer einer bereit steht, Fragen zu beantworten und zu helfen
- Arnold Simiunesqu und Andreas Schultes für die gemeinsamen Mittagessen und den dabei geführten hilfreichen Diskussionen
- Und natürlich meiner Familie für alle anderen erdenklichen Unterstützungen



Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich, die vorliegende Arbeit selbstständig und unter ausschließlicher Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel erstellt zu haben.

Die Arbeit wurde bisher in gleicher oder ähnlicher Form keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch nicht veröffentlicht.

Wuppertal, den _____