

Universität Rostock
 Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
 Institut für Nachrichtentechnik
 Hochfrequenztechnisches Labor

Antennen

Versuch Nr.
4

Datum: Name: Versuch durchgeführt:

Erforderliche Geräte:

Anzahl	Bezeichnung
1	PC mit GPIB-Adapter und Software für den Antennenversuch
1	Drehtisch mit Steuergerät IT 116 mini von Isel
1	Vektornetzwerkanalysator (VNA) ZVL3 von Rohde&Schwarz
2	Power Limiter N9355B von Agilent (permanent auf VNA montiert)
1	BiQuad-Antenne mit verstellbarem Reflektor und Befestigungsrohr
2	Stabantenne
1	Splitter Mini-Circuits ZFRSC-42-S+
1	runde Trägerplatte für Gruppenantenne mit Befestigungsrohr
1	Verbindungsrohr mit Adapter für Drehtisch
1	Huber & Suhner Planarantenne SPA 2400/75/9/0/V
1	Verlängerungsrohr 40 cm
1	Verlängerungsrohr 20 cm
1	Schraubstock zum Befestigen der feststehenden Antenne
1	Koaxialkabel N-Stecker auf N-Stecker, 13 m lang
1	Koaxialkabel N-Stecker auf N-Stecker, 3 m lang
1	Koaxialkabel SMA-Stecker auf SMA-Stecker, 2 m lang
2	Koaxialkabel SMA-Stecker auf SMA-Stecker, 300 mm lang
2	Adapter N-Buchse auf SMA-Buchse
1	Adapter N-Buchse auf SMA-Stecker
1	GPIB-Kabel
1	serielles Kabel SubD9 auf RJ45
1	ESD-Matte
2	ESD-Erdungsarmband
1	Stahlbandmaß 15 cm

1 Versuchsziel

Der Versuch dient dem Kennenlernen von Meßmethoden zum Bestimmen der Richtcharakteristik einer Antenne beziehungsweise einer Gruppenantenne, sowie dem Kennenlernen der Momentenmethode zur simulativen Berechnung von Antennen.

2 Theorie

2.1 Theoretische Grundlagen

Einen guten Überblick über die theoretischen Grundlagen der Antennentechnik bieten die im Literaturverzeichnis angegebenen Quellen [Bal05], [Kar06], [ST98], [TWK98] und der Stoff der Vorlesungen zur Hochfrequenztechnik. Im folgenden werden einige wichtige Punkte der theoretischen Grundlagen wiederholt.

2.2 Richtcharakteristik

Die von einer Sendeantenne erzeugte Feldstärke im Abstand r ist im Fernfeld proportional zu $1/r$. Zusätzlich gibt es im Fernfeld auch eine Richtungsabhängigkeit, die im folgenden untersucht werden soll.

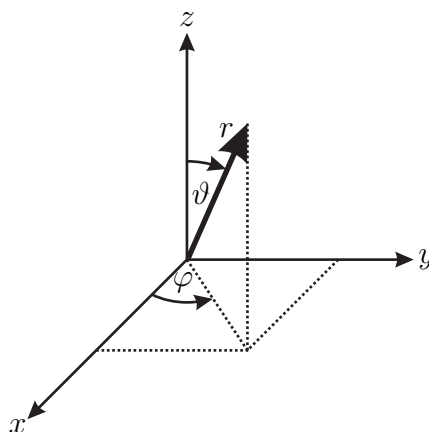


Bild 1. Kugelkoordinatensystem

Die Antenne sei im Ursprung eines Kugelkoordinatensystems, vergleiche Bild 1. In einem festen Abstand r vom Ursprung sind die Feldstärken $\|\vec{H}(\vartheta, \varphi)\|$ und $\|\vec{E}(\vartheta, \varphi)\|$

nur noch von den Winkeln ϑ und φ abhängig. Die Richtcharakteristik, die von r unabhängig ist, erhält man durch Normieren der Feldstärken

$$C(\vartheta, \varphi) = \frac{\|\underline{H}(\vartheta, \varphi)\|}{\|\underline{H}(\vartheta, \varphi)\|_{\max}} = \frac{\|\underline{E}(\vartheta, \varphi)\|}{\|\underline{E}(\vartheta, \varphi)\|_{\max}}. \quad (1)$$

Zur grafischen Darstellung der Richtcharakteristik $C(\vartheta, \varphi)$ sind hauptsächlich zwei Diagrammtypen üblich:

1. Für $\vartheta = \text{const.}$ (vorzugsweise $\vartheta_0 = 90^\circ$) trägt man $C(\vartheta_0, \varphi)$ in Polarkoordinaten auf. Dadurch entsteht ein Horizontaldiagramm.
2. Für $\varphi = \text{const.}$ (vorzugsweise $\varphi_0 = \pm 90^\circ$ oder $\varphi_0 = 0^\circ/180^\circ$) trägt man $C(\vartheta, \varphi_0)$ in Polarkoordinaten auf. Dadurch entsteht ein Vertikaldiagramm.

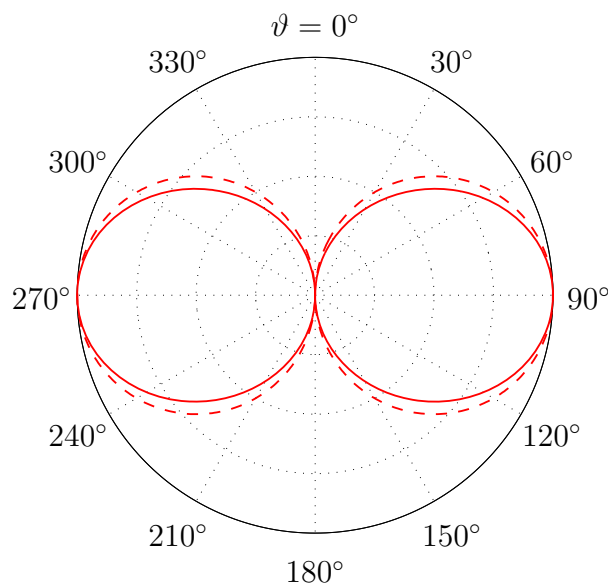


Bild 2. Vertikaldiagramm eines kurzen Dipols (gestrichelt) und eines $\lambda/2$ -Dipols (durchgezogen)

Zum Beispiel berechnet sich die Richtcharakteristik eines kurzen in z -Richtung orientierten elektrischen Dipols zu

$$C(\vartheta, \varphi) = |\sin(\theta)| \quad (2)$$

und die Richtcharakteristik eines $\lambda/2$ Dipols mit sinusförmiger Strombelegung zu

$$C(\vartheta, \varphi) = \frac{\cos(\pi/2 \cdot \cos(\theta))}{\sin(\theta)}. \quad (3)$$

Die Richtcharakteristik $C(\vartheta, \varphi)$ hängt in diesen Beispielen wegen der Rotationssymmetrie der Antennen nicht von φ ab. In Bild 2 ist das Vertikaldiagramm eines kurzen Dipols und eines $\lambda/2$ Dipols dargestellt.

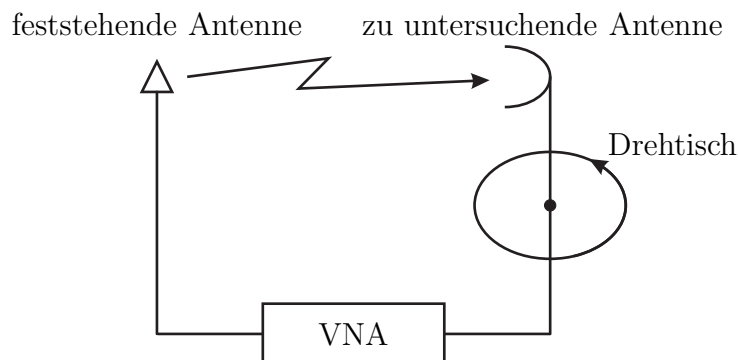


Bild 3. Darstellung eines Antennenmeßplatzes

Bild 3 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Antennenmeßplatzes. Dieser besteht aus der auf einen Drehtisch montierten zu untersuchenden Antenne und einer feststehenden Antenne. Die Antennen sind an einen Vektornetzwerkanalysator angeschlossen. Zum Messen der Richtcharakteristik einer Antenne wird diese im Fernfeld der feststehenden Antenne positioniert und um die eigene Achse gedreht. Dabei wird in Abhängigkeit vom Drehwinkel der Betrag der Übertragungsfunktion der Übertragungstrecke bei der interessierenden Frequenz gemessen. Es muß darauf geachtet werden, daß beide Antennen gleich polarisiert sind.

Ein Problem beim Messen der Richtcharakteristik besteht darin, daß die elektromagnetischen Wellen nicht nur auf dem direkten Weg zur Empfangsantenne gelangen, sondern das auch an Objekten in der Umgebung gestreute Wellen einen Beitrag zum Empfangssignal leisten. Um diesen störenden Einfluß zu minimieren, existieren verschiedene Möglichkeiten.

Eine Möglichkeit besteht darin, die Messungen in einem speziellen Absorbermeßraum durchzuführen. Die Wände eines Absorbermeßraumes sind mit Pyramidenabsorbern verkleidet. Die Absorber dämpfen die an den Wänden reflektierten Wellen sehr stark, so daß diese nur noch einen vernachlässigbaren Einfluß auf die Meßergebnisse haben.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, Freiraummessungen durchzuführen. Hierbei werden die Antennen im Freien vermessen, wobei keine störenden Objekte wie zum Beispiel Häuser in der Nähe sind. Der Nachteil dieser Methode ist, daß Fremdeinstrahlungen nicht ausgeschlossen werden können.

Eine dritte Möglichkeit besteht darin, die Antenne nicht bei einer einzigen Frequenz zu vermessen, sondern die Übertragungsfunktion der Übertragungsstrecke innerhalb einer gewissen Bandbreite zu messen. Anschließend wird eine inverse Fouriertransformation durchgeführt. Auf diese Weise erhält man die Impulsantwort des Systems. Mit Kenntnis des Abstands zwischen Sende- und Empfangsantenne kann die Laufzeit des direkten Pfades berechnet werden. Zum Bestimmen der Richtcharakteristik kann der Wert der Impulsantwort bei der Laufzeit des direkten Pfades verwendet werden. Zum Erzielen einer hinreichend hohen zeitlichen Auflösung ist eine große Meßbandbreite erforderlich, so daß es zu Meßfehlern infolge des frequenzabhängigen Verhaltens der Antenne kommt. Ausbreitungspfade, deren Laufzeit sich nicht hinreichend von der Laufzeit des direkten Pfades unterscheidet, haben einen störenden Einfluß auf die Ergebnisse der Messungen.

2.3 Richtfaktor und Antennengewinn

Neben der normierten Richtcharakteristik interessiert oftmals auch der die absoluten erzeugten Feldstärken quantifizierende Richtfaktor einer Antenne. Die mehr oder weniger ausgeprägte Bündelung der abgestrahlten Leistung von Antennen, wie sie in Abschnitt 2.2 beschrieben wurde, kann durch den sogenannten Richtfaktor charakterisiert werden. Definiert ist der Richtfaktor zu

$$D = \frac{S_{\max}}{S_0} , \quad (4)$$

wobei S_{\max} die maximale Strahlungsleistungsdichte der Antenne und S_0 die Strahlungsleistungsdichte des isotropen Kugelstrahlers jeweils im gleichen Abstand r und bei gleicher insgesamt abgestrahlter Leistung ist. Der Richtfaktor ist auf den isotropen Kugelstrahler bezogen. Der isotrope Kugelstrahler ist eine fiktive Antenne, deren Strahlungsleistungsdichte sich zu

$$S_0 = \frac{P}{4\pi r^2} \quad (5)$$

berechnet. P ist die insgesamt abgestrahlte Leistung. Das bedeutet, daß der isotrope Kugelstrahler die gesamte abgestrahlte Leistung gleichmäßig in alle Raumrichtungen verteilt. Mit den Gleichungen (4) und (5) erhält man für den Richtfaktor

$$D = \frac{S_{\max}}{P} \cdot 4\pi r^2 . \quad (6)$$

Allgemeiner kann man den Richtfaktor auch als Funktion von ϑ und φ definieren.

Für einen kurzen Dipol erhält man einen Richtfaktor von

$$D = 1,5 \quad (7)$$

und für einen $\lambda/2$ Dipol mit sinusförmiger Strombelegung erhält man einen Richtfaktor von

$$D = 1,64 . \quad (8)$$

Da in der Praxis keine verlustfreien Antennen existieren wird zusätzlich der Gewinn einer Antenne definiert

$$G = \eta \cdot D , \quad (9)$$

wobei η der Wirkungsgrad der Antenne ist und einen Wert im Bereich zwischen Null und Eins annimmt. Für den Fall, daß die Antenne verlustfrei ist, ist der Gewinn G gleich dem Richtfaktor D der Antenne.

2.4 Gruppenantennen

Gruppenantennen bestehen aus mehreren Einzelstrahlern. Die Speiseströme der Einzelstrahler haben im allgemeinen unterschiedliche Amplituden und Nullphasen. Die von den Einzelstrahlern abgestrahlten Wellenfelder überlagern sich vektoriell. Hierbei sind die im allgemeinen unterschiedlichen Amplituden, die unterschiedlichen Phasenlagen und die unterschiedlichen Ausrichtungen der Feldstärkevektoren zu berücksichtigen. Die Amplituden der Feldstärken sind proportional zu den Amplituden der Speiseströme. Die Phasenlagen resultieren aus den Nullphasen der Speiseströme und einer aus der Antennengeometrie resultierenden, raumrichtungsabhängigen Phasenverschiebung. Die räumlichen Ausrichtungen der Feldstärkevektoren sind bei gleicher Orientierung der gleichartigen Einzelstrahler im Raum im Fernfeld gleich. Die resultierende Richtcharakteristik der Gruppenantenne läßt sich somit durch Wahl der Speiseströme auf elektronischem Wege beeinflussen. Gruppenantennen werden zum Beispiel als adaptive Antennen in Mobilfunksystemen eingesetzt.

Im folgenden wird das Horizontaldiagramm einer aus zwei kurzen Dipolen bestehenden Gruppenantenne betrachtet. Die Dipole sind vertikal in z -Richtung orientiert und haben einen horizontalen Abstand von d in x -Richtung zueinander.

Zu einem weit entfernten Ort im Winkel φ in der Horizontalebene ergibt sich eine Pfadlängendifferenz von

$$\Delta l = d \cdot \cos(\varphi) , \quad (10)$$

wie in Bild 4 zu sehen ist.

Der Dipol 1 erzeugt in der Horizontalebene die magnetische Feldstärke H_1 und der Dipol 2 erzeugt entsprechend die magnetische Feldstärke H_2 . Im Fernfeld eilt das Feld

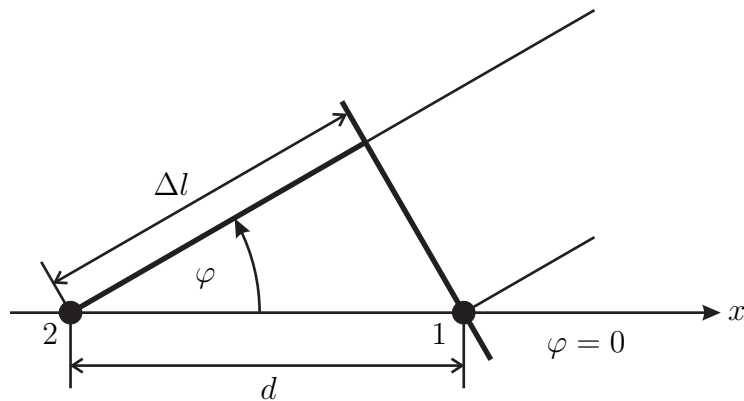


Bild 4. Zustandekommen der Pfadlängendifferenz

des Dipols 2 dem des Dipols 1 um

$$\delta = 2\pi \frac{d}{\lambda} \cos(\varphi) - \psi \quad (11)$$

nach, wobei ψ die Phasenverschiebung der Speiseströme und λ die Wellenlänge ist. Die resultierende Feldstärke H kann man wie im Bild 5 dargestellt konstruieren. Rechnerisch ergibt sich mit dem Kosinussatz

$$H = \sqrt{H_1^2 + H_2^2 + 2H_1H_2\cos(\delta)} . \quad (12)$$

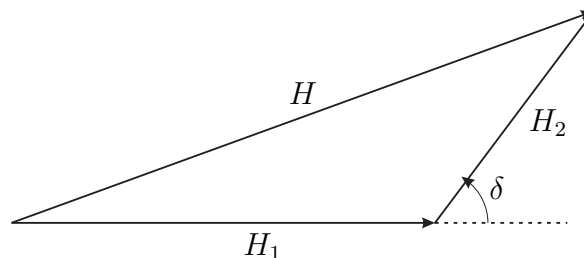


Bild 5. Vektorielle Addition der Feldstärken

Zusammengefaßt ergibt sich folgende Vorgehensweise zur graphischen Konstruktion des Horizontaldiagramms:

- Horizontalen Zeiger H_1 zeichnen.
- Um die Spitze von H_1 einen Kreis mit Radius H_2 zeichnen.
- Diesen Kreis mit $\delta = -\pi \dots \pi$ beziffern
- Zum ermitteln von δ einen Kreis mit Radius H_1 um den Anfang von H_1 zeichnen. Auf der horizontalen Achse die linear geteilte δ -Skala einzeichnen.

- Für jeden interessierenden Winkel φ zuerst δ auf der horizontalen Achse ablesen und dann die resultierende Intensität H ermitteln.

Bild 6 zeigt ein Beispiel zur Konstruktion des Horizontaldiagramms einer Gruppenantenne mit gleichphasiger Speisung, gleichen Beträgen H_1 und H_2 und einem Antennenabstand von

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}, \quad (13)$$

wobei der Punkt des Horizontaldiagramms für $\varphi = 60^\circ$ konstruiert wird.

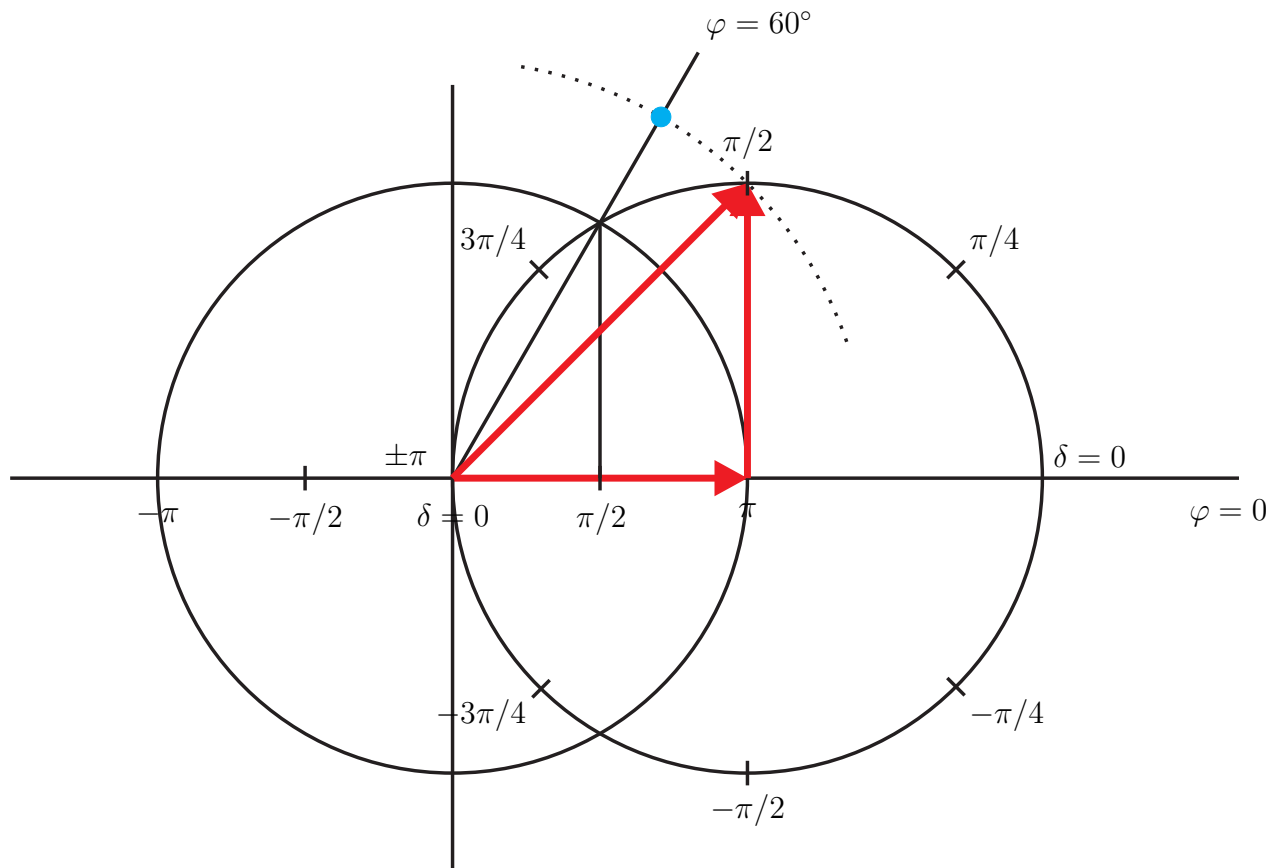


Bild 6. Beispiel zur Konstruktion des Horizontaldiagramms einer Gruppenantenne

2.5 Simulation von Antennen

2.5.1 Momentenmethode

Ziel ist es, die Strombelegung auf komplizierten Antennenstrukturen, insbesondere auf Linearantennenstrukturen zu berechnen. Mit Kenntnis der Strombelegung läßt sich relativ einfach das abgestrahlte Wellenfeld berechnen.

Auf Grund der Quellenfreiheit des magnetischen Feldes

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B}(\vec{r}) = 0 \quad (14)$$

kann $\vec{B}(\vec{r})$ als Rotation eines Vektorpotentials $\vec{A}(\vec{r})$ aufgefaßt werden

$$\vec{B}(\vec{r}) = \vec{\nabla} \times \vec{A}(\vec{r}) . \quad (15)$$

Mit diesem Ansatz ist das Vektorpotential $\vec{A}(\vec{r})$ noch nicht eindeutig definiert, denn man könnte zu $\vec{A}(\vec{r})$ ein beliebiges Gradientenfeld hinzu addieren.

Mit dem Induktionsgesetz und Gleichung (15) folgt für die elektrische Feldstärke

$$-\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}) = j\omega \cdot \vec{\nabla} \times \vec{A}(\vec{r}) . \quad (16)$$

Dies kann zu

$$\vec{\nabla} \times \left(\vec{E}(\vec{r}) + j\omega \vec{A}(\vec{r}) \right) = \vec{0} \quad (17)$$

umgestellt werden. Damit ist die elektrische Feldstärke bis auf ein Gradientenfeld $-\vec{\nabla} \phi_e(\vec{r})$ bekannt

$$\vec{E}(\vec{r}) = -\vec{\nabla} \phi_e(\vec{r}) - j\omega \vec{A}(\vec{r}) . \quad (18)$$

Je nach Wahl des nicht eindeutig definierten Vektorpotentials $\vec{A}(\vec{r})$ ergibt sich ein anderes elektrisches Potential $\phi_e(\vec{r})$. Führt man die Lorenz-Eichung durch, das heißt wählt man $\vec{A}(\vec{r})$ so, daß

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A}(\vec{r}) + j\omega \varepsilon \mu \phi_e(\vec{r}) = 0 \quad (19)$$

gilt, erhält man mit Gleichung (18) für die elektrische Feldstärke

$$\vec{E}(\vec{r}) = -\frac{j}{\omega \varepsilon \mu} \cdot \vec{\nabla} \left(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}(\vec{r}) \right) - j\omega \vec{A}(\vec{r}) . \quad (20)$$

Mit dem Durchflutungsgesetz, den Materialgleichungen und Gleichung (15) erhält man

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \times \left(\vec{\nabla} \times \vec{A}(\vec{r}) \right) &= \vec{\nabla} \left(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}(\vec{r}) \right) - \Delta \vec{A}(\vec{r}) \\ &= j\omega \varepsilon \mu \vec{E}(\vec{r}) + \mu \vec{J}(\vec{r}) . \end{aligned} \quad (21)$$

Setzt man Gleichung (20) in (21) ein, so erhält man die Wellengleichung für das Vektorpotential

$$\Delta \vec{A}(\vec{r}) + \omega^2 \varepsilon \mu \vec{A}(\vec{r}) = -\mu \vec{J}(\vec{r}) . \quad (22)$$

Unter der Voraussetzung, daß es sich um ein homogenes Dielektrikum handelt und daß das Wellenfeld von einer Oberflächenstromdichte \vec{J}_F abgestrahlt wird, erhält man die Lösung

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu \cdot \iint_{A'} \vec{J}_F(\vec{r}') \frac{e^{-j\beta \|\vec{r} - \vec{r}'\|}}{4\pi \|\vec{r} - \vec{r}'\|} dA' \quad (23)$$

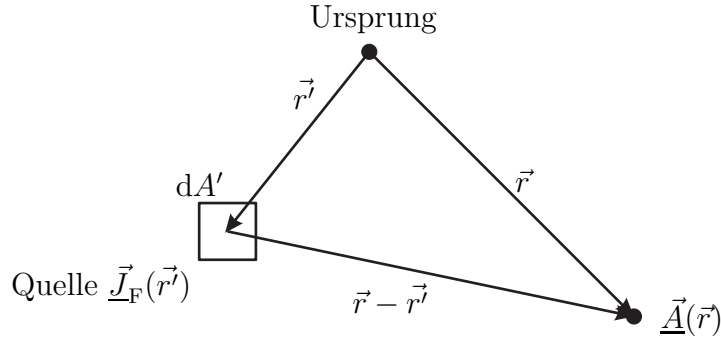


Bild 7. Erläuterung der verwendeten Formelzeichen

für das Vektorpotential. In Bild 7 sind die geometrischen Verhältnisse dargestellt.

Mit Gleichung (23) erhält man für die elektrische Feldstärke

$$\begin{aligned} \underline{\vec{E}}(\vec{r}) &= -j \underbrace{\frac{1}{\omega\epsilon}}_{\frac{Z_F}{\beta}} \vec{\nabla} \left(\vec{\nabla} \iint_{A'} \underline{\vec{J}}_F(\vec{r}') \frac{e^{-j\beta\|\vec{r}-\vec{r}'\|}}{4\pi\|\vec{r}-\vec{r}'\|} dA' \right) \\ &\quad - j \underbrace{\omega\mu}_{Z_F\beta} \iint_{A'} \underline{\vec{J}}_F(\vec{r}') \frac{e^{-j\beta\|\vec{r}-\vec{r}'\|}}{4\pi\|\vec{r}-\vec{r}'\|} dA' . \end{aligned} \quad (24)$$

Mit Gleichung (24) kann die Strombelegung $\underline{\vec{J}}_F(\vec{r}')$ berechnet werden, da die elektrische Feldstärke in der ideal leitenden Antenne bekannt ist. Die elektrische Feldstärke in der ideal leitenden Antenne ist außer an den Orten, an denen sich eine erregende Spannungsquelle befindet Null. Mit der Momentenmethode kann Gleichung (24) numerisch gelöst werden. Dazu wird zunächst $\underline{\vec{J}}_F(\vec{r}')$ durch eine Summe von N mit zunächst unbekanntem Gewichten \underline{J}_n gewichteten Basisfunktionen approximiert. Anschließend wird das Integral an N Stellen ausgewertet. Dies führt auf ein lineares Gleichungssystem mit N Unbekannten \underline{J}_n

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \underline{E}_1 \\ \vdots \\ \underline{E}_N \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{E}}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \underline{Z}_{1,1} & \cdots & \underline{Z}_{1,N} \\ \vdots & & \vdots \\ \underline{Z}_{N,1} & \cdots & \underline{Z}_{N,N} \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{Z}}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \underline{J}_1 \\ \vdots \\ \underline{J}_N \end{pmatrix}}_{\underline{\mathbf{J}}} . \quad (25)$$

Die Elemente der Matrix $\underline{\mathbf{Z}}$ sind antennengeometrieabhängige Impedanzen und die Integrale zum Bestimmen dieser Impedanzen sind zumindest numerisch leicht lösbar. Die elektrischen Feldstärken sind außer wenn sich eine erregende Spannungsquelle im Antennensegment befindet Null. Die typische Struktur des Vektors $\underline{\mathbf{E}}$ bei einer einzigen

erregenden Spannungsquelle ergibt sich zu

$$\underline{\mathbf{E}} = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ \underline{E}_n \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (26)$$

Im folgenden soll das Beispiel einer sich in z -Richtung erstreckenden Linearantenne betrachtet werden, siehe Bild 8. Die Antenne wird in in kurze, zylinderförmige Segmente zu unterteilt, $\underline{\vec{J}}_F(\vec{r}')^n$ durch auf jeweils einem Antennensegment konstante Basisfunktionen approximiert und das lineare Gleichungssystem gelöst.

Aus Symmetriegründen kann angenommen werden, daß die Oberflächenstromdichte $\underline{\vec{J}}_F$ nur eine z -Komponente besitzt

$$\underline{\vec{J}}_F(z) = \frac{I(z)}{2\pi\rho} \cdot \vec{u}_z . \quad (27)$$

Die Strombelegung kann beispielsweise durch eine stückweise konstante Funktion approximiert werden. Die Basisfunktionen sind dann

$$\vec{F}_n(\vec{r}') = \begin{cases} \vec{u}_z & z_n - \frac{\Delta z}{2} \leq z' \leq z_n + \frac{\Delta z}{2} \text{ und } \sqrt{x'^2 + y'^2} = \rho \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (28)$$

Die stückweise konstant approximierten Strombelegung ergibt sich zu

$$\underline{\vec{J}}_F(\vec{r}') = \sum_{n=1}^N \vec{F}_n(\vec{r}') \cdot \underline{J}_{Fn} , \quad (29)$$

wie im Bild 8 dargestellt. Für eine gute Approximation muß Δz hinreichend klein und N hinreichend groß gewählt werden!

Da $\underline{\vec{J}}_F(\vec{r}')^n$ nur eine z -Komponente hat, hat das Vektorpotential $\underline{\vec{A}}(\vec{r})$ ebenfalls nur eine z -Komponente. Im folgenden interessiert auch nur die z -Komponente des elektrischen Feldes. Diese kann durch einsetzen der Gleichungen (27) und (29) in Gleichung (24) berechnet werden

$$\underline{E}_z(\vec{r}) = -j \left(\frac{Z_F}{\beta} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + Z_F \beta \right) \sum_{n=1}^N \iint_{A'} \frac{\vec{F}_n(\vec{r}') \cdot \underline{J}_{Fn} \cdot e^{-j\beta \|\vec{r}-\vec{r}'\|}}{4\pi \|\vec{r}-\vec{r}'\|} dA' . \quad (30)$$

Die Momentenmethode läßt sich wie folgt physikalisch interpretieren:

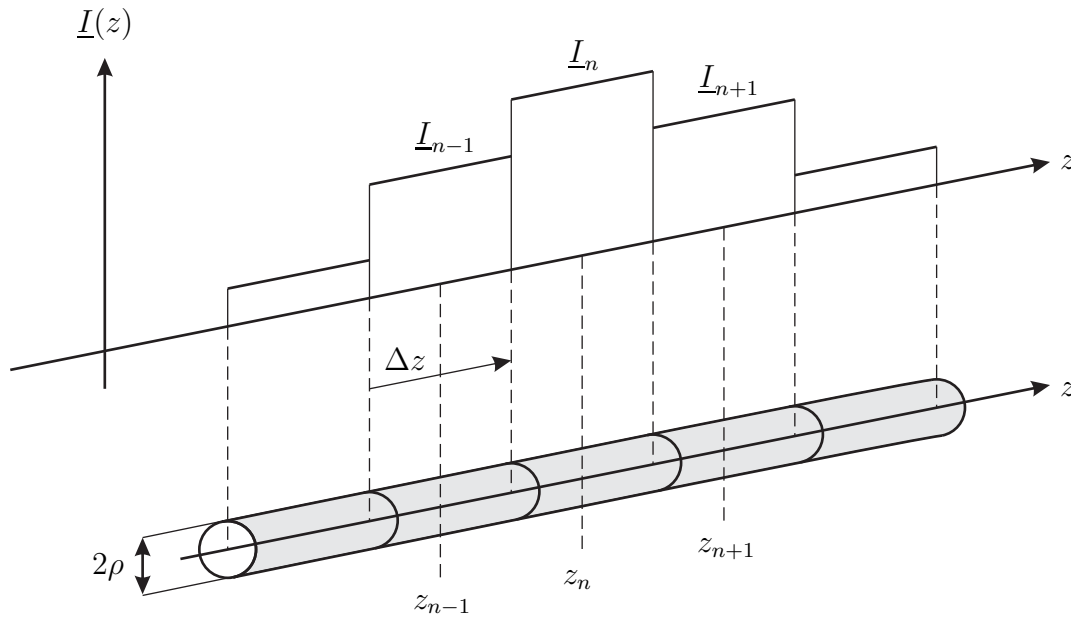


Bild 8. Stromapproximation entlang der Antenne

- Die Antenne wird in N kurze lineare Antennen mit konstanter Strombelegung zerlegt.
- Verkopplungen der Antennen werden durch die Impedanzen $\underline{Z}_{m,n}$ berücksichtigt.
- Die Wellenfelder werden überlagert.

Es existieren zahlreiche Antennenberechnungsprogramme wie zum Beispiel NEC-2 (Numerical Electromagnetics Code), die auf der Momentenmethode beruhen.

2.5.2 Numerical Electromagnetics Code

Der Numerical Electromagnetics Code ist ein zur Analyse von elektromagnetischen Feldern in der Umgebung von Antennen oder anderen metallischen Strukturen entwickeltes Programm. Dabei werden die im Abschnitt 2.5.1 beschriebenen Integralgleichungen gelöst, um die Ströme auf den leitenden Strukturen zu berechnen, die durch anliegende elektrische Felder oder Spannungen induziert werden.

Es können beliebige leitende Strukturen in einem homogenen Dielektrikum modelliert werden. Dazu zählen natürlich die Antennen aber auch vorhandene Reflektoren und die Erdoberfläche. Das Grundelement bei der Modellierung sind zylinderförmige Drähte, die durch die Koordinaten des Anfangs- und Endpunktes, den Radius, sowie der Anzahl

an Segmenten definiert werden. Alle leitenden Strukturen müssen mit solchen Drähten approximiert werden. Die Anzahl an verwendeten Segmenten sollte einerseits möglichst gering sein, um den Berechnungsaufwand nicht zu groß werden zu lassen und andererseits möglichst groß sein, um die Genauigkeit zu erhöhen. Daher muß ein Kompromiss gefunden werden. Typischerweise sollte die Länge eines Segments nicht größer als ein zehntel der Wellenlänge sein.

2.5.3 Bedienungshinweise zu NEC-Win Pro

Zunächst muß darauf geachtet werden, daß unter Windows bei den Regionaleinstellungen für Dezimaltrennzeichen ein Punkt und beim Symbol für die Zifferngruppierung ein Komma eingestellt sind. Dies sind nicht die Standardeinstellungen für das deutsche Gebietsschema. Weiterhin muß unter NEC-Win Pro bei Options die Einstellung NEC2 Core Auto DMA aktiviert werden. Im folgenden werden die Funktionen einiger ausgewählter Kommandos von NEC-Win Pro kurz dargestellt:

CM folgende Zeile ist ein Kommentar

GW erzeugen eines zylinderförmigen Drahtes

GM verschieben, rotieren oder verschobene und rotierte Kopien der bisherigen Geometrie erzeugen

GE hier endet die Eingabe der Geometrie

FR Frequenz spezifizieren

EX Erregung der Struktur mit einer Spannung

RP Richtcharakteristik berechnen

EN Ende der Eingabe

Nachdem NEC-Win Pro gestartet wurde, öffnet sich ein Fenster mit einem Editor. In diesem Fenster müssen alle notwendigen Befehle eingetragen werden und anschließend muß diese Textdatei mit der Endung `.nec` abgespeichert werden. Es existieren zwei Möglichkeiten, um die Befehle einzutragen. Zum einen ist es möglich, die Befehle selber einzutippen und zum anderen ist es möglich, eine graphische Benutzeroberfläche zu verwenden. Zum Aktivieren der graphischen Benutzeroberfläche wird bei View auf die Command List geklickt. Daraufhin öffnet sich ein Fenster, in dem eine große Auswahl

an Funktionen aufgelistet ist. Wird nun zum Beispiel `GW` ausgewählt, können die Geometrieparameter für einen Draht eingegeben werden, vergleiche Bild 9. Schließt man das Fenster mit `OK`, wird der zugehörige Befehl automatisch erzeugt. Im Falle des Befehls `GW` wird eine Zeile der Form

```
GW ITG NS XW1 YW1 ZW1 XW2 YW2 ZW2 RAD
```

erzeugt. Die Parameter haben folgende Bedeutungen:

`ITG` Identifikationsnummer

`NS` Anzahl der Segmente

`XW1 YW1 ZW1` Koordinaten des Anfangspunktes

`XW2 YW2 ZW2` Koordinaten des Endpunktes

`RAD` Radius

Auf die ähnliche Art und Weise ist es möglich, die Frequenz und die Erregung zu spezifizieren und schließlich Richtdiagramme berechnen zu lassen.

Nachdem die Eingabe beendet wurde, muß die Datei gespeichert werden. Um die Berechnung durchführen zu lassen, muß auf das Symbol mit der Glühbirne geklickt werden. Mit dem Lupensymbol kann die Geometrie der Antenne dargestellt werden, mit dem Symbol für Polarplots kann man die Richtdiagramme darstellen lassen und mit dem Oberflächensymbol ist es möglich, die dreidimensionale Richtcharakteristik darstellen zu lassen.

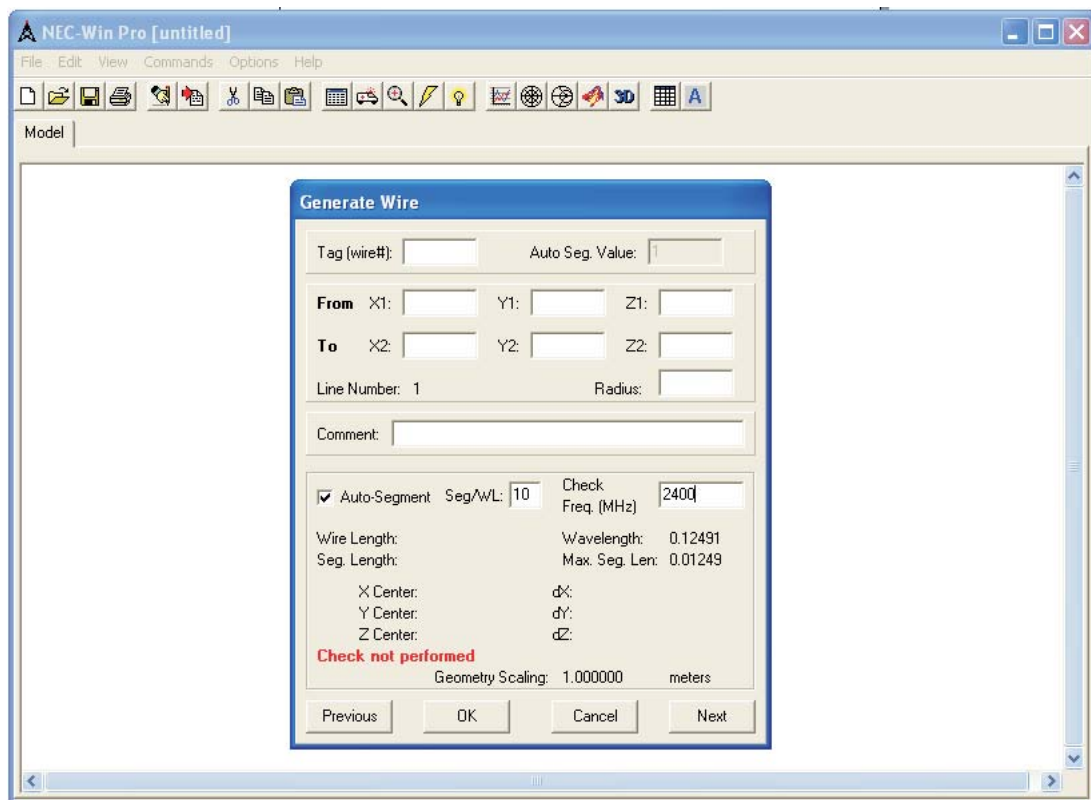


Bild 9. Benutzeroberfläche von NEC-Win Pro

3 Aufgaben zur Vorbereitung

Die nachfolgenden Aufgaben und Fragen sind vor der Versuchsdurchführung schriftlich zu beantworten.

1. Die BiQuad-Antenne wird in NEC-Win Pro durch folgende Anweisungen definiert:

```
GW 1 3 0 0 -0.0015 0 0.0221 -0.0221 0.001
GW 2 3 0 0.0221 -0.0221 0 0.0442 0 0.001
GW 3 3 0 0.0442 0 0 0.0221 0.0221 0.001
GW 4 3 0 0.0221 0.0221 0 0 0.0015 0.001
GW 5 3 0 0 0.0015 0 -0.0221 0.0221 0.001
GW 6 3 0 -0.0221 0.0221 0 -0.0442 0 0.001
GW 7 3 0 -0.0442 0 0 -0.0221 -0.0221 0.001
GW 8 3 0 -0.0221 -0.0221 0 0 -0.0015 0.001
GW 9 1 0 0 0.0015 0 0 -0.0015 0.001
```

Skizzieren Sie die Antennengeometrie!

2. Betrachtet werde eine aus zwei kurzen vertikal in z -Richtung orientierten Dipolen bestehende Gruppenantenne. Die Dipole seien in einem horizontalen Abstand von $\lambda/2$ in x -Richtung angeordnet. Die Speisestromamplituden seien gleich. Konstruieren Sie für die drei unterschiedlichen Phasenverschiebungen $\psi = 0^\circ$, $\psi = 90^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ jeweils das Horizontaldiagramm!

4 Versuchsdurchführung

4.1 Antennensimulation mit NEC-Win Pro

4.1.1 $\lambda/2$ Dipol

Starten Sie zunächst den Rechner. Melden Sie sich mit dem Benutzerkonto Antennenversuch am Rechner an. Für dieses Benutzerkonto ist kein Kennwort notwendig. Starten Sie NEC-Win Pro. Dafür ist ein Link auf dem Desktop vorhanden. Modellieren Sie in NEC-Win Pro einen $\lambda/2$ Dipol mit einem Radius von 1 mm für eine Frequenz von 2,4 GHz. Verwenden Sie 11 Segmente. Legen Sie im Ordner `C:\Antennenversuch` einen neuen Ordner mit Ihrem Namen an und speichern Sie das Modell des Dipols ab. Stellen Sie das Horizontaldiagramm und das Vertikaldiagramm jeweils graphisch dar und drucken Sie es aus. Bestimmen Sie den Gewinn in Hauptstrahlrichtung.

4.1.2 Gruppenantenne

Nun erweitern Sie das Modell des $\lambda/2$ Dipols, indem Sie einen zweiten $\lambda/2$ Dipol erzeugen und ihn auf die gleiche Weise speisen wie den ersten. Verschieben Sie den zweiten Dipol entlang der x -Achse, so daß er einen Abstand von $\lambda/2$ zum ersten Dipol hat, wobei der zweite Dipol die gleiche Ausrichtung im Raum wie der erste Dipol haben soll. Speichern Sie die Datei ab. Stellen Sie das Horizontaldiagramm graphisch dar und drucken Sie es aus. Bestimmen Sie den Gewinn in Hauptstrahlrichtung.

Nun stellen Sie Phasenverschiebungen von $\psi = 90^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ der Speiseströme ein. Stellen Sie jeweils das Horizontaldiagramm graphisch dar und drucken Sie es aus.

4.1.3 BiQuad-Antenne

Öffnen Sie die Datei `BiQuad.nec` aus dem Ordner `C:\Antennenversuch`. Speichern Sie diese Datei in dem von Ihnen angelegten Ordner ab. Schauen Sie sich zunächst die Geometrie des Modells an. Der Reflektorabstand beträgt $\lambda/4$. Stellen Sie das Horizontaldiagramm grafisch dar und drucken Sie es aus. Bestimmen Sie den Gewinn in Hauptstrahlrichtung. Nun vergrößern Sie den Reflektorabstand auf $\lambda/2$, indem Sie die Antenne in x -Richtung verschieben. Speichern Sie diese Datei ab. Stellen Sie das Horizontaldiagramm graphisch dar und drucken Sie es aus. Vergleichen Sie es mit dem zuvor erzeugten Horizontaldiagramm. Erklären Sie anschaulich die Ursache für den Unterschied zwischen beiden Diagrammen.

4.2 Messen der Richtcharakteristik

4.3 Versuchsaufbau und Bedienungshinweise

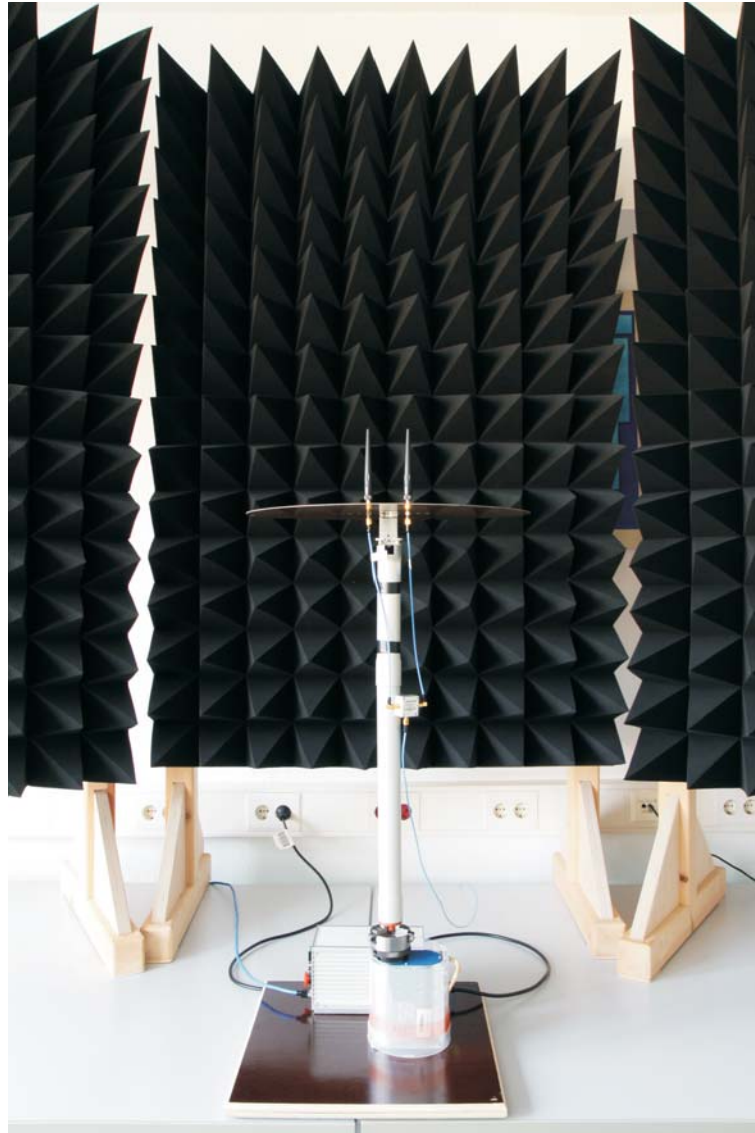


Bild 10. Foto des Versuchsaufbaus

Während des Versuchs sind an den Ports des Vektornetzwerkanalysators die Power Limiter montiert, diese werden während des gesamten Versuchs nicht entfernt! Achten Sie darauf, daß es nicht zu elektrostatischen Entladungen kommt und dadurch die Geräte beschädigt werden. Fassen Sie nicht den Innenleiter der verwendeten Kabel und Geräte an! Verwenden Sie die Erdungsarmbänder! Achten Sie darauf, daß die verwendeten Kabel nicht verdreht werden und daß sich während der Drehung des Drehtisches die Kabel

nicht verhaken! Während dem Messen dürfen sich keine störenden Objekte in der Nähe der zu untersuchenden Antennen befinden und es dürfen sich keine Personen bewegen.

Port 1 des Vektornetzwerkanalysators wird mit einem 13 m langen Kabel mit N-Steckern an dessen Ende über einen Adapter ein 2 m langes dünnes flexibles Kabel mit SMA-Steckern angeschlossen ist verbunden. An das Leitungsende wird später die zu untersuchende Antenne auf dem Drehtisch angeschlossen. Port 2 des Vektornetzwerkanalysators wird mit einem 3 m langen Kabel mit N-Steckern verbunden. Starten Sie den Vektornetzwerkanalysator und den Drehtisch. Versetzen Sie den Vektornetzwerkanalysator mittels Preset in einen definierten Ausgangszustand. Laden Sie dann die Datei `C:\R_S\Instr\user\antennendemo.nwa` auf dem Vektornetzwerkanalysator, wodurch die notwendigen Einstellungen (Frequenzbereich 2,4 GHz–2,5 GHz, 201 Punkte, 0 dBm Sendeleistung, 1 kHz Meßbandbreite, Single Shot Modus) auf dem Vektornetzwerkanalysator vorgenommen werden. Zum Laden der Daten klicken Sie mit der Maus auf `NWA_File` und anschließend auf `Recall NWA`. Anschließend verbinden Sie die beiden an den Ports angeschlossenene Kabel mit Hilfe eines Adapters direkt miteinander. Nun führen Sie eine Normalization-Kalibrierung durch. Dazu betätigen Sie die `CAL` Taste auf dem VNA. Anschließend wählen Sie `Start Cal` → `Two-Port P1 P2` → `Normalize Both Directions`. Daraufhin wählen Sie als Calibration Kit das `N50Ω Ideal Kit`, falls dieses nicht bereits voreingestellt ist. Nun klicken Sie auf `Next` und anschließend auf den Punkt vor `Through`. Mit `Apply` bestätigen Sie die Kalibrierung. Lösen Sie die Verbindung der Kabel wieder.

Verwenden Sie als feststehende Antenne die Antenne von Huber & Suhner. Diese befestigen Sie mittels eines Befestigungsrohres und eines 40 cm langen Verlängerungsrohres am Schraubstock. Die feststehende Antenne wird mit Hilfe eines Adapters an das 3 m lange zu Port 2 des Vektornetzwerkanalysators führende Kabel angeschlossen. Als zu untersuchende Antenne kommt zunächst die BiQuad-Antenne mit einem Reflektorabstand von $\lambda/4$ zum Einsatz. Montieren Sie die BiQuad-Antenne mittels eines Befestigungsrohres und eines 20 cm langen Verlängerungsrohres auf dem Drehtisch. Schließen Sie die BiQuad-Antenne an das zu Port 1 des Vektornetzwerkanalysators führende Kabel an.

4.3.1 Richtcharakteristik der BiQuad-Antenne

Starten Sie das Programm `AntennenMessung.exe`. Dieses Programm befindet sich im Ordner `AntennenMessung V1.1` auf dem Desktop. Nachdem das Programm gestartet wurde, können Sie eine Messung starten. Beachten Sie, daß das Programm basierend auf

der ersten Messung der Kanalimpulsantwort das Maximum sucht und die zugehörige Laufzeit als Laufzeit des direkten Pfades verwendet, vergleiche Abschnitt 2.2. Falls dieser automatisch festgelegte Wert nicht der tatsächlichen Laufzeit des direkten Pfades entspricht, können Sie diesen Wert nachdem alle Messungen abgeschlossen wurden korrigieren. Messen Sie das Horizontaldiagramm der BiQuad-Antenne jeweils mit einem Reflektorabstand von $\lambda/4$ und $\lambda/2$. Drucken Sie die gemessenen Horizontaldiagramme aus. Vergleichen Sie die Meßergebnisse mit den Ergebnissen aus der Simulation.

4.3.2 Richtcharakteristik der Gruppenantenne

Ersetzen Sie die BiQuad-Antenne durch die Gruppenantenne. Dazu montieren sie die beiden Stabantennen im Abstand von $\lambda/2$ auf der Kupferplatte und verbinden sie beide Antennen mit Hilfe zweier gleich langer Kabel und dem Leistungsteiler mit dem zum Vektornetzwerkanalysator führenden Kabel. Befestigen Sie nun die Gruppenantenne nur mit einem Befestigungsrohr ohne eine Verlängerung auf dem Drehtisch. Fügen Sie bei der Sendeantenne ein zusätzliches 20 cm langes Verlängerungsrohr ein. Messen Sie das Horizontaldiagramm der Gruppenantenne. Drucken Sie das gemessene Horizontaldiagramm aus. Vergleichen Sie die Meßergebnisse mit den Ergebnissen aus der Simulation.

Literatur

- [Bal05] Balanis, C. A.: *Antenna Theory*. 3. Auflage. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.
- [Kar06] Kark, K. W.: *Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung*. 2. Auflage. Wiesbaden: Vieweg, 2006.
- [ST98] Stutzman, W. L.; Thiele, G. A.: *Antenna Theory and Design*. Hoboken: John Wiley & Sons, 1998.
- [TWK98] Thumm, M.; Wiesbeck, W.; Kern, S.: *Hochfrequenzmeßtechnik: Verfahren und Meßsysteme*. 2. Auflage. Stuttgart: B. G. Teubner, 1998.