



Antennenpraktikum

Institut für Elektromagnetische Felder (IEF)

D-ITET

THEORIE

Elektromagnetisches Spektrum

Die untenstehende Abbildung gibt einen Überblick über das Spektrum der elektromagnetischen Felder und Wellen, geordnet nach ihrer **Frequenz f** bzw. **Wellenlänge λ** .

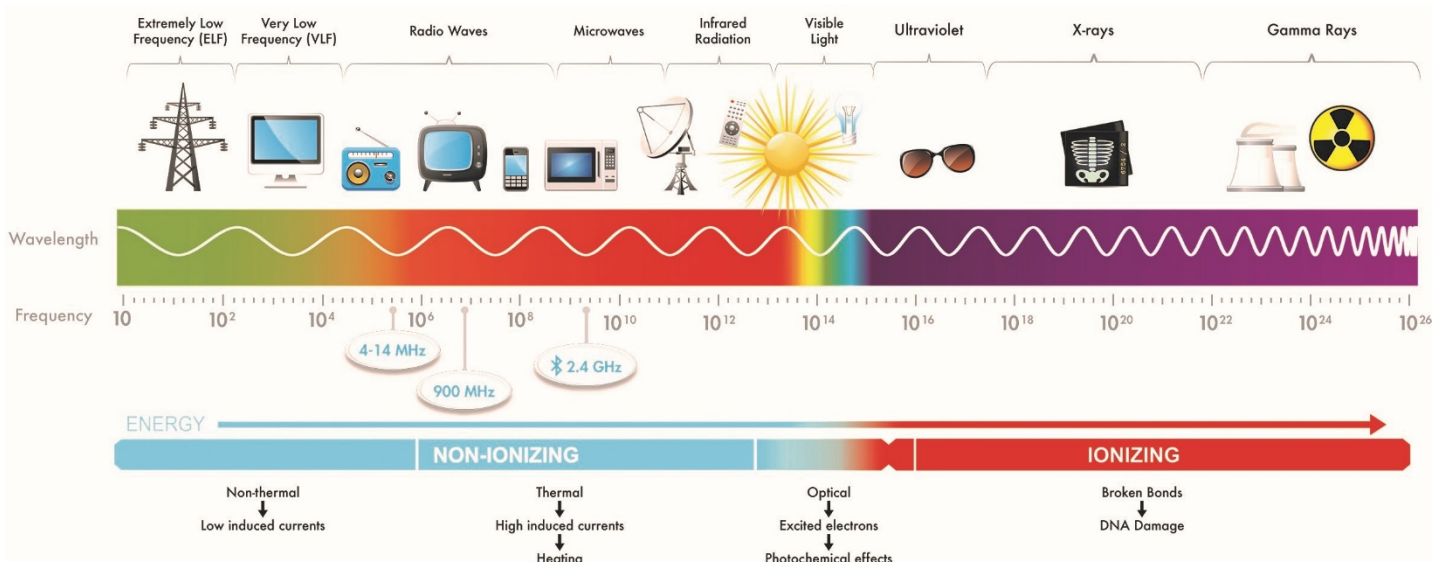


Abbildung I : Das elektromagnetische Spektrum

Wellenausbreitung

Mit **Welle** bezeichnet man allgemein die räumlich-zeitliche Ausbreitung von physikalischen Größen, die Materie oder ein Feld beschreiben. Beispiele dafür sind mechanische Wellen (z.B. Wasserwellen) und elektromagnetische Wellen. Mit der Wellenausbreitung im Raum ist (im Normalfall) kein Materialtransport, wohl aber ein Energietransport verbunden.

Wegen der einfacheren mathematischen Beschreibbarkeit arbeitet man oft mit sinus-förmigen (harmonischen) Wellen. Nur dann sind Begriffe wie Wellenlänge oder Phase sinnvoll. Alle Punkte im Raum, in denen zu einem bestimmten Zeitpunkt die Wellen gleiche Phase besitzen, nennt man **Wellenfront**. Wellenfronten unterliegen bei ihrer Verschiebung im Raum der Deformation. Im homogenen und isotropen Medium bewegt sich jeder Punkt einer Wellenfront in Richtung der Normalen zur Wellenfront in diesem Punkt, und zwar mit der **Ausbreitungsgeschwindigkeit c** (Phasengeschwindigkeit). Die Wellenfronten einer **ebenen Welle** bilden eine Schar paralleler Ebenen im Raum. Die Wellenausbreitung erfolgt senkrecht zu diesen Ebenen. Der Abstand zweier Ebenen mit der Phasendifferenz 2π wird als **Wellenlänge λ** bezeichnet. Da eine Phasendifferenz von 2π zeitlich einer **Periodendauer T** entspricht, gilt

$$c = \frac{\lambda}{T} = \lambda f$$

mit der **Frequenz** f . Die Ausbreitungsgeschwindigkeit c ist dabei vom Medium abhängig und von der Art der Welle. Für Schallwellen in Luft gilt $c = 330$ m/s. Somit ergibt sich für $f = 440$ Hz (Kammerton a) $\lambda = 75$ cm. Eine an beiden Enden offene Orgelpfeife der Länge $\lambda/2 = 37.5$ cm schwingt mit dieser **Resonanzfrequenz**.

Die exakte physikalische Definition einer ebenen Welle lautet: "Momentanwerte der Feldgrößen hängen nicht von den Koordinaten senkrecht zur Ausbreitung ab". Eine ebene EM-Welle hat in isotropen linearen Materialien ausserdem *keine* Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung, sie ist vollkommen **transversal** (TEM). Beispiel: Eine Welle breitet sich in z-Richtung aus, das elektrische E -Feld zeigt in x-Richtung und das magnetische H -Feld in y-Richtung (also keine Komponenten in Ausbreitungsrichtung: $\vec{E} = E_x \cdot \vec{e}_x$, $\vec{H} = H_y \cdot \vec{e}_y$). Aus der Definition der ebenen Welle kann man nun sofort schlussfolgern, dass

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial x} = \vec{0}, \quad \frac{\partial \vec{E}}{\partial y} = \vec{0}, \quad \frac{\partial \vec{H}}{\partial x} = \vec{0}, \quad \frac{\partial \vec{H}}{\partial y} = \vec{0}.$$

Für elektromagnetische Wellen in Luft gilt $c \approx 2.9979 \times 10^8$ m/s (Lichtgeschwindigkeit). Somit ist für $f = 227.36$ MHz (DAB+ Frequenz von Radio SRF in Zürich) $\lambda \approx 1.32$ m. Eine UKW-Antenne mit einem Dipol der Länge $\lambda/2 \approx 0.66$ m hat eine Resonanz bei dieser Frequenz und eignet sich somit zum Radioempfang.

Sichtbares Licht hat Wellenlängen im Bereich $\lambda = 400-700$ nm (violett...rot; maximale Empfindlichkeit des Auges bei grün, $\lambda \approx 555$ nm). Durchsichtige Schichten mit Dicken in dieser Grössenordnung (z.B. Seifenblasen, Ölfilme) zeigen bei Bestrahlung mit weissem Licht bunte Lichteefekte (wegen Reflexion an Vorder- und Rückseite der Schicht, Interferenz und spektral unterschiedlicher Brechung des Lichtes).

Im Folgenden sollen nur elektromagnetische Wellen betrachtet werden. Die Wellen breiten sich im Raum aus, können aber auch durch **Leitungen** geführt werden. Zum Beispiel können sich elektromagnetische Wellen geeigneter Frequenz (meist 1-100 GHz) in Metallröhren (**Hohlleiter**) ausbreiten. Bekannt ist die **Koaxialleitung** als besonders hochwertiges, geschirmtes Kabel der HF-Technik. Bei wachsender Frequenz verringert sich die Eindringtiefe der Felder in die metallischen Leiter (**Skinneffekt**): Die Stromdichte in der Aussenschicht der Leiter und damit die Verluste nehmen damit zu.

Die Existenz elektromagnetischer Wellen und deren Ausbreitung im Raum mit Lichtgeschwindigkeit wurde von *James Clerk Maxwell* im Jahre 1865 vorhergesagt. Maxwell formulierte die nach ihm benannten **Maxwellschen Gleichungen**. Erst 1888 gelang es *Heinrich Hertz*, den experimentellen Nachweis für elektromagnetische Strahlung zu erbringen. Hertz zeigte die Energieausbreitung vom Sender zum Empfänger und den Wellencharakter dieser Ausbreitung durch Reflexions- und Beugungsexperimente. Hertz' Sender arbeitete bei etwa 500 MHz. Noch bevor es *Guglielmo Marconi* 1901 gelang, Morsezeichen (im Langwellenbereich) über den Atlantik zu übertragen (seine etwa 200 Meter lange Drahtantenne wurde von einem Drachen gehalten), waren aufgrund der Arbeiten von *Lord Rayleigh*, *J.C. Bose*, *P. Lebedew* u.a. viele Prinzipien und Komponenten der Antennen- und Mikrowellentechnik im Prinzip verstanden. Dazu gehören Wellenleiter, Dipol-, Horn- und Linsenantennen, die Permittivität verschiedener Dielektrika, Polarisation und Polarisatoren, pn-Übergänge und Detektoren, Wellenlängenmessungen mit Gittern (Bose benutzte Frequenzen im Bereich 50-60 GHz). Spätere Meilensteine der technischen Entwicklung waren die Einführung des Rundfunks in den 1920er Jahren, die Entwicklung des Radar in den 1940er Jahren, und der Beginn der Satellitenkommunikation in den 1960er Jahren.

Kenngrößen von Antennen

Die Maxwell-Gleichungen beschreiben die Verkopplung von E -Feld und H -Feld in einer elektromagnetischen Welle und bilden daher auch die Basis für die Funktion einer Antenne und der damit verbundenen **Wellenausbreitung**:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad \operatorname{div} \vec{D} = \rho$$

In linearen Materialien (inklusive Luft) gilt $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ und $\vec{B} = \mu \vec{H}$ und es genügt, nur die Felder \vec{E} und \vec{H} zu verwenden. Aus den obigen Gleichungen erkennt man, dass ein sich zeitlich änderndes E -Feld ein sich änderndes H -Feld erzeugt und umgekehrt. Wichtig ist, dass dieser Vorgang auch im freien Raum funktioniert ($\rho = 0$, $\sigma = 0$). Der rot- Operator (engl.: curl) bewirkt eine räumliche Ausbreitung dieser Interaktion von E -Feld und H -Feld. Damit liegt eine sich ausbreitende Welle vor. In der quasistatischen Approximation der Maxwell-Gleichungen wird der **Verschiebungsstrom** vernachlässigt ($\partial \vec{D} / \partial t = \vec{0}$), Strahlungseffekte sind dann nicht möglich, es findet keine Wellenausbreitung statt (bildlich gesprochen ist dies der Grund dafür, dass man keine Antennen bauen kann, die "bei Gleichstrom, also $f = 0$ " funktionieren).

Aus den Maxwell-Gleichungen erhält man dann die sogenannte **Wellengleichung**. Die Freiraumausbreitung der Welle erfolgt wegen der wechselseitigen Verkopplung von E -Feld und H -Feld, die sich jeweils gegenseitig generieren. Die Anregung der Welle mittels einer Antenne erfordert aber bewegte (bzw. genauer beschleunigte) Ladungsträger im Leitermaterial der Antenne.

Eine sehr einfache Antenne stellt der **Hertzsche Dipol** dar. Es handelt sich hierbei um einen kurzen, idealen elektrischen Leiter der Länge Δl , auf dem der Strom $i(t) = I \cdot \sin \omega t$ oszilliert. Die Lösung der Maxwell-Gleichungen in Kugelkoordinaten ergibt für den einfachen, in z -Richtung ausgerichteten Hertzschen Dipol ein Feld, das nur die Komponenten H_φ , E_ϑ und E_r enthält (für die restlichen Komponenten gilt $H_r = 0$, $H_\vartheta = 0$, $E_\varphi = 0$). Besonders wichtig sind die Komponenten H_φ und E_ϑ :

$$H_\varphi = \frac{I \Delta l \sin \vartheta}{\lambda r} \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi r}{\lambda} \right) \cdot \left(1 - j \frac{\lambda}{2\pi r} \right)$$

$$E_\vartheta = \frac{I \Delta l \sin \vartheta}{\lambda r} \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi r}{\lambda} \right) \cdot \left(1 - j \frac{\lambda}{2\pi r} - \left(\frac{\lambda}{2\pi r} \right)^2 \right)$$

$$E_r = \frac{I \Delta l \cos \vartheta}{\lambda r} \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi r}{\lambda} \right) \cdot \left(j \frac{\lambda}{2\pi r} + \left(\frac{\lambda}{2\pi r} \right)^2 \right)$$

Man kann in diesen Gleichungen zwei Fälle unterscheiden:

- I.) $r \gg \lambda$, d.h. man ist im Vergleich zur Wellenlänge weit weg von der Antenne:

Man erkennt, dass die rechten Klammerausdrücke von H_φ ($\sim 1/r$) und E_ϑ ($\sim 1/r$) reell und ungefähr "1" werden und E_r ($\sim 1/r^2$) vernachlässigbar ist (ausser bei $\vartheta = 0^\circ$, aber dort sind H_φ und E_ϑ null). Das bedeutet, H_φ und E_ϑ sind hier in Phase, und der Poyntingvektor $S_r \sim E_\vartheta \times H_\varphi^*$ ist reell und zeigt stets radial nach aussen: Energie wird also radial "weg von der Antenne" abgestrahlt. Der Bereich $r \gg \lambda$, in dem die Abstrahlung überwiegt, wird **Fernfeld** der Antenne (**Fraunhofer-Zone**, engl. **Fraunhofer region, far field**) genannt.

2.) $r \ll \lambda$, d.h. man ist im Vergleich zur Wellenlänge sehr nah an der Antenne:

H_φ und E_ϑ sind gegeneinander zeitlich nahezu um $\pi/2$ phasenverschoben. Damit hat S_r einen Imaginärteil. Das Feld ist reaktiv (wie bei einer Spule) und es erfolgt hauptsächlich ein Energieaustausch zwischen elektrischem und magnetischem Feld (keine Abstrahlung). Wenn das reaktive Feld überwiegt (was nahe an der Antenne der Fall ist), spricht man vom **Nahfeld** der Antenne (**Fresnel-Zone, engl. near field**). Das Nahfeld lässt sich zusätzlich noch in strahlendes und ein (fast) rein reaktives Nahfeld unterteilen.

Nahfeld und Fernfeld einer Antenne sind mit einer Übergangsregion verbunden. Ab wann man vom Fernfeld sprechen kann, hängt von der Antennenbauform, der Wellenlänge, und der betrachteten Anwendung ab. Die allgemein nach IEEE gebräuchliche Vorschrift zur Abschätzung des Abstands r , ab dem man sich im Fernfeld befindet, lautet

$$r > \frac{2D^2}{\lambda},$$

wobei D die grösste Abmessung der Antenne ist. Um Fehler beim Vermessen einer Antenne zu vermeiden, sollte die Mindesthöhe h über Grund grösser als $h \geq D^2/d$ sein.

Beim Hertzschen Dipol gilt im Nahfeld $H_\varphi \sim 1/r^2$, hingegen im Fernfeld $H_\varphi \sim 1/r$ sowie $E_\vartheta \sim 1/r$. Im Fernfeld gilt damit für die **Strahlungsdichte** (d.h. also "Leistung pro Fläche") $S \sim E_\vartheta * H_\varphi \sim 1/r^2$. Die Strahlungsdichte einer Sendeantenne muss auch aus offensichtlichen Gründen der Energieerhaltung mit dem Quadrat des Abstandes r abnehmen, denn über eine geschlossene Fläche integriert erhält man die gesamte (radiusunabhängige) abgestrahlte Leistung (für die Kugeloberfläche gilt $A = 4\pi r^2$).

Auch ist aus den obigen Gleichungen ersichtlich, dass H_φ unabhängig ist von φ , jedoch ist $H_\varphi \sim \sin \vartheta$. Es gibt also keine Abstrahlung in Richtung der Dipolachse ($\vartheta = 0^\circ$). Die **Richtcharakteristik** $C(\vartheta, \varphi)$ (auch: Antennendiagramm, Strahlungsdiagramm, engl.: **radiation pattern**) beschreibt das Fernfeld der Antenne und ist auch nur dort definier. Dabei wird die Amplitude des E- oder H-Feldes linear oder logarithmisch über dem Winkel aufgetragen. Eine vollständige (komplexe, vektorielle) Richtcharakteristik enthält zudem die Phase und Polarisation der Welle in Abhängigkeit von ϑ und φ .

Antennen unterliegen bezüglich ihrer Richtcharakteristik (also im Fernfeld) dem **Reziprozitätsgesetz**. Das bedeutet, dass eine Antenne im Sende- und Empfangsfall dieselben Eigenschaften hat. Insbesondere ist die Richtcharakteristik einer Antenne unabhängig davon, ob sie als Empfangsantenne oder als Sendeantenne verwendet wird.

Ein sogenannter **isotroper Kugelstrahler** (kann praktisch nicht realisiert werden) ist verlustlos und hat eine sowohl von ϑ als auch von φ unabhängige Richtcharakteristik (d.h. das Richtdiagramm hat die Form einer Kugel). Um in Richtung $\vartheta = 90^\circ$ (**Hauptstrahlrichtung** des Hertzschen Dipols) dieselbe Leistungsdichte S zu erreichen wie ein Hertzscher Dipol, muss der Kugelstrahler eine um 50 % grössere Leistung abstrahlen. Man führt als Antennenkenngrösse den **Richtfaktor** D (engl.: **directivity**) ein:

$$D = \frac{\text{Max. Leistungsdichte der Testantenne}}{\text{Leistungsdichte des isotropen Kugelstrahlers}} = \frac{S_{\max}}{S_{\text{Kugelstrahler}}}$$

Für den Hertzschen Dipol ergibt sich $D = 1.5$. Praktisch wird ein Teil der Energie in der Antenne in Wärme umgesetzt. Der **Antennenwirkungsgrad** η berücksichtigt diese Verluste (dem verlustlosen Fall entspricht $\eta = 1$).

Der **Antennengewinn** G (engl.: **gain**) ist dann definiert als

$$G = \eta D \quad \text{mit} \quad \frac{G}{\text{dB}} = 10 \log G.$$

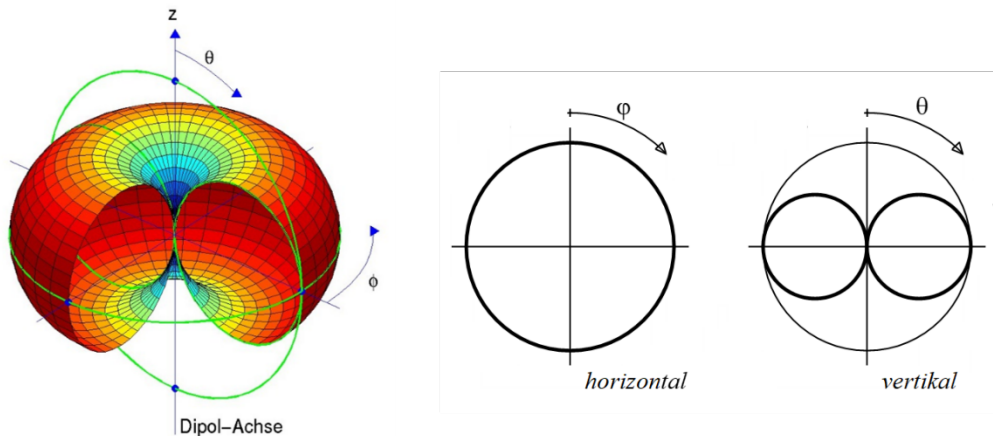


Abbildung 2 : 3D-Richtcharakteristik (links) und 2D-Richtcharakteristik (rechts) des Hertzschen Dipols

Im Fernfeld des Hertzschen Dipols existieren in einer gegebenen Strahlrichtung nur die Feldkomponenten H_ϕ und E_θ . Das Feld kann daher lokal als ebene Welle approximiert werden. H_ϕ und E_θ schwingen dabei in zwei senkrecht aufeinanderstehenden Ebenen. Bei der Ausbreitung der Welle in radialer Richtung sind diese Ebenen festgelegt. Man spricht von einer **linear polarisierten Welle**, die entweder **horizontal** oder **vertikal** linear polarisiert ist. Die **Polarisationsrichtung** ist als jene des E -Feldes definiert, d.h. sie hängt von der Richtung des Feldvektors des E -Feldes ab. Wenn sich die Polarisationsrichtung dreht, kann die Welle **elliptisch** oder **zirkular** polarisiert sein. Zirkulare Polarisation wird klassifiziert als **rechtshändig** oder **linkshändig** zirkulare Polarisation. Die beiden Fälle können durch die Daumenregel unterschieden werden, siehe Abbildung 3.

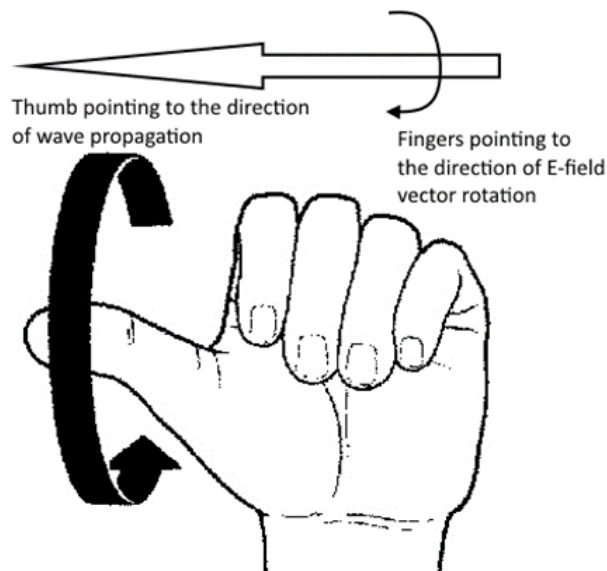


Abbildung 3 : Bestimmung von linkshändiger zirkularer Polarisation mittels der Daumenregel.

Die von einem Dipol abgestrahlte Welle ist in der durch den Dipol und die betrachtete Ausbreitungsrichtung aufgespannten Ebene linear polarisiert. Entsprechend kann ein Dipol nur eine in dieser Ebene polarisierte Welle empfangen. Im Allgemeinen empfängt und sendet eine horizontal polarisierte Antenne nur horizontal polarisierte Felder und eine vertikal polarisierte Antenne nur vertikal polarisierte Felder. Horizontal polarisierte Antennen können daher nicht mit vertikal polarisierten Antennen kommunizieren, ausser wenn Reflektionen oder Imperfektionen der Antennen vorhanden sind.

Analog dazu muss die Polarisation der Sende- und Empfangsantenne bei zirkular polarisierten Antennen identisch sein, siehe Abbildung 4.

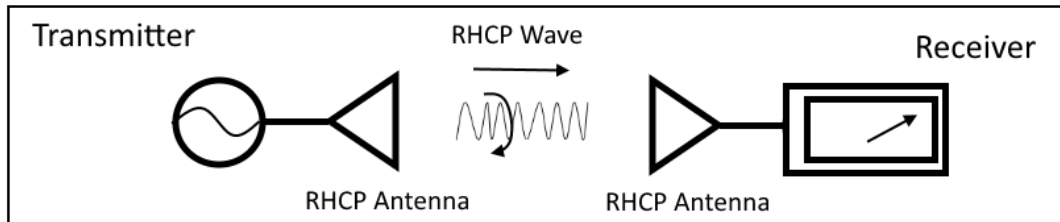


Abbildung 4 : Kommunikation zwischen zirkular polarisierten Antennen.

Falls das gesendete Signal reflektiert wird bevor es zur Empfangsantenne gelangt, muss die Polarisation der Antennen unterschiedlich sein, da die Polarisation der Welle durch die Reflektion geändert wird. Dies ist in Abbildung 5 illustriert.

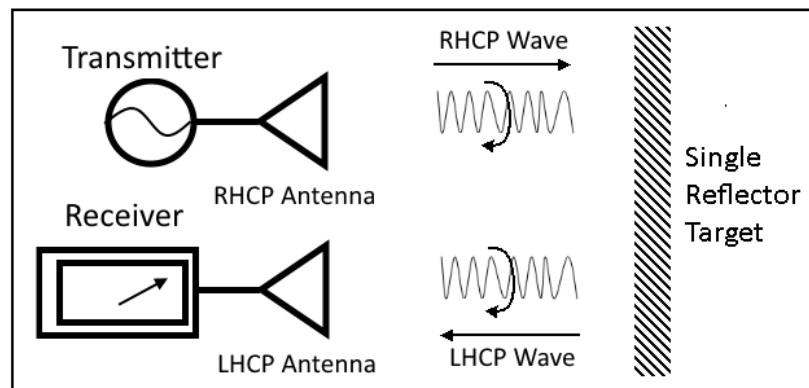


Abbildung 5 : Änderung der zirkularen Polarisation bei Reflektion der Welle.

Die Antenne ist meist über eine Anschlussleitung mit dem Sender bzw. Empfänger verbunden. Um beim Übergang Leitung – Antenne Reflexionen zu vermeiden, sollten die Impedanzen von Leitung (Z_L) und Antenne (Z_A) angepasst sein ($Z_L = Z_A^*$). Die Impedanz Z_A einer Antenne kann dargestellt werden als

$$Z_A = R_A + jX_A$$

R_A ist der Antennenwiderstand und X_A ist die Reaktanz der Antenne. X_A repräsentiert die im Nahfeld gespeicherte Leistung. Der Widerstand R_A besteht aus dem **Strahlungswiderstand** R_r und dem Verlustwiderstand R_9 . Die in R_r verbrauchte Leistung entspricht der abgestrahlten Leistung, während die in R_9 verbrauchte Leistung den Verlusten entspricht.

Das allgemeine Ersatzschaltbild einer Antenne (Abbildung 6) besteht daher aus einem Schwingkreis (reaktiver Anteil) und dem reellen Widerstand. Im Resonanzfall ist Z_A reell und der Wirkungsgrad $\eta = R_r / (R_r + R_g)$. Für den Dipol der Länge $\lambda/20$ (näherungsweise ein Hertzscher Dipol) gilt beispielsweise $R_r \approx 2 \Omega$, und für den $\lambda/2$ -Dipol $R_r \approx 73 \Omega$.

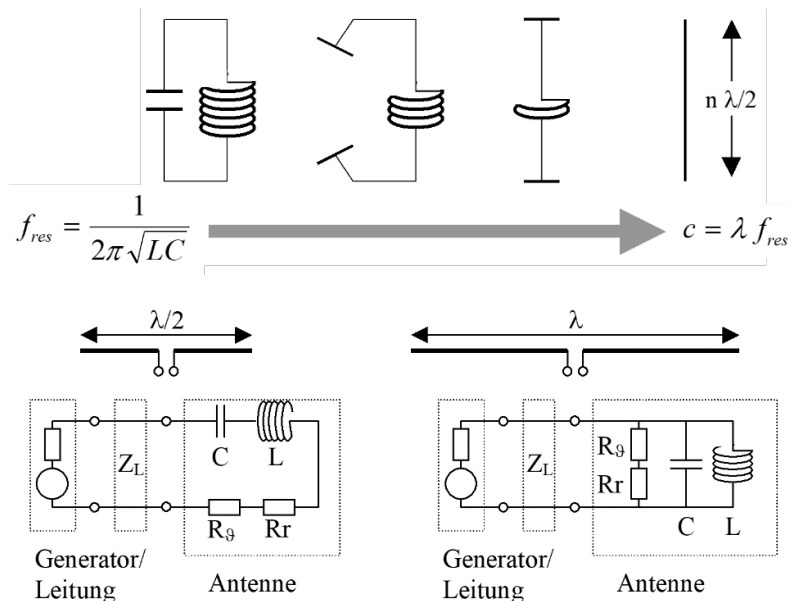


Abbildung 6 : Illustration der Resonanzfrequenz (oben) und Ersatzschaltbild (unten) einer Antenne

Falls die Impedanzen nicht angepasst sind, wird ein Teil der Leistung zurückreflektiert. Es entsteht eine stehende Welle auf der Leitung. Das **Stehwellenverhältnis, englisch standing wave ratio (SWR)** ist das Verhältnis zwischen maximaler Leistung zu minimaler Leistung der Welle. Die **voltage standing wave ratio (VSWR)** ist gegeben als

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_L}{Z_A + Z_L}$$

wobei Γ den Reflektionskoeffizienten bezeichnet, der identisch mit dem S_{11} -Parameter ist und das Verhältnis der Amplituden von eingehender und reflektierter Welle bezeichnet. Die VSWR ist ein Mass für die Anpassung der Impedanzen. Eine hohe VSWR bedeutet schlechte Anpassung und perfekte Anpassung liegt bei $VSWR=1$ vor. Der **return loss (RL)** ist eine Grösse ähnlich der VSWR und definiert als

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \text{ (dB)}$$

Für perfekte Anpassung gilt $\Gamma = 0$ und $RL = \infty$ und für totale Reflektion gilt $\Gamma = 1$ und $RL = 0 \text{ dB}$.

Für die meisten Antennen ist hauptsächlich das Fernfeld von Bedeutung. Ausnahmen bilden evtl. Langwellenantennen, kleine Testantennen direkt vor grösseren Antennen (etwa vor Array-Elementen zu deren Funktionsüberwachung), oder sogenannte Nahfeldmikroskope (diese Mikroskope im Bereich des

sichtbaren Lichtes können Strukturen kleiner als die Wellenlänge auflösen, indem das "Objektiv" im Nahfeldbereich (Abstand ≈ 10 nm), über das Objekt geführt wird). Wichtig ist das Nahfeldverhalten auch in der Optik (in der integrierten Optik und der Faseroptik).

Im Radiofrequenz- und Millimeterwellenbereich werden die unterschiedlichsten Antennenbauformen für die verschiedenen Frequenzen und Anwendungen verwendet. Während die Strahlungsdiagramme einer Sendeantenne im Mittelwellenbereich oft mit dem Helikopter ausgemessen werden müssen (Messung im Fernfeld, welches bei grossen Antennen für niedrige Frequenzen erst in grosser Entfernung von der Antenne erreicht wird), werden für Mikrowellen- und Millimeterwellenantennen **Antennenmesskammern** verwendet (engl.: **anechoic chamber**), siehe Abbildung 7.

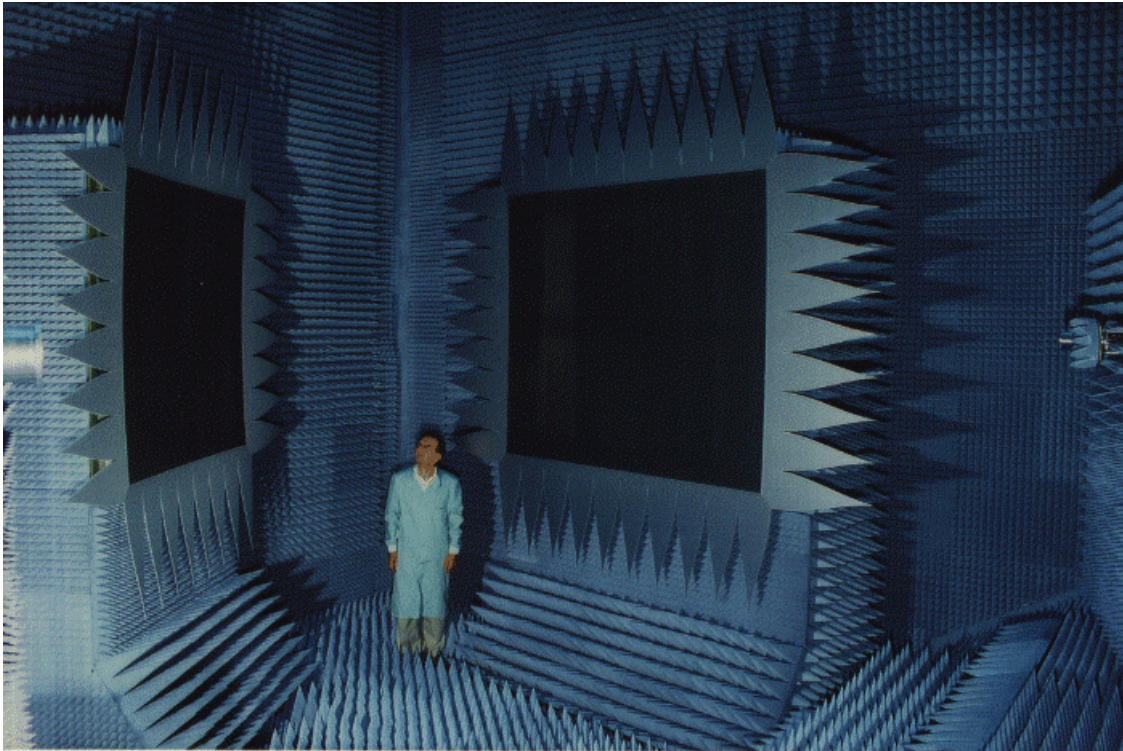


Abbildung 7 : Antennenmesskammer: Ausgekleidet mit HF-absorbierendem Material, enthält zwei Reflektoren mit unregelmässigen, gezahnten Rändern zur Vermeidung von Randeffekten (z.B. Beugung)

Diese Kammern sind nach aussen hin abgeschirmt und nach innen mit möglichst vollständig absorbierendem Material ausgekleidet (Reflexionen müssen vermieden werden, um die Messungen – insbesondere des Fernfeldes – nicht zu verfälschen). Als Absorber werden je nach Frequenzbereich und Verwendungszweck graphitgetränkte Pyramiden, Ferritkacheln oder auch Kombinationen aus beiden (Hybridabsorber) benutzt.

Pegelrechnung

Da in der Hochfrequenztechnik sehr häufig mit **dB-Werten** bzw. **Pegeln** gearbeitet wird und Ungeübte damit bekanntermassen oft Probleme haben, sollen hier einige Grundlagen kurz zusammengefasst werden. Die Darstellung beschränkt sich dabei auf **Dezibel** (dB, Basis 10).

Logarithmiert und damit in Form eines Pegels dargestellt werden können nur dimensionslose Ausdrücke, die ausserdem positiv sein müssen. Unterschieden wird nach **relativen** Pegeln, bei denen einfach das Verhältnis zweier physikalischer Grössen logarithmiert wird, und **absoluten** Pegeln, bei denen bei bekanntem Pegel auf den Absolutwert der physikalischen Grösse geschlossen werden kann.

Von **relativen Pegeln** wird gesprochen, wenn das Verhältnis zwischen einer physikalischen Grösse und einer beliebig gewählten Bezugsgrösse gleicher Dimension (z.B. dem Maximalwert) logarithmisch dargestellt wird. Bei Angabe eines relativen Pegels besteht meist kein Interesse am Absolutwert, die Pegelwerte sollen primär dazu dienen, über viele Grössenordnungen variierende Werte einfacher darzustellen. Bei der Bildung des Verhältnisses wird unterschieden zwischen "**Spannungsgrössen**" und "**Leistungsgrössen**":

$$\frac{U/U_0}{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{U}{U_0} \right) \quad \text{z.B. Spannung, Strom, elektrisches Feld, etc.}$$

$$\Rightarrow \frac{P/P_0}{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{P \cdot R}}{\sqrt{P_0 \cdot R}} \right) = 20 \frac{1}{2} \log_{10} \left(\frac{P}{P_0} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_0} \right)$$

$$\frac{P/P_0}{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_0} \right) \quad \text{z.B. Leistung, Gewinn, Leistungsdichte, etc.}$$

Absolute Pegelangaben sollen im Gegensatz zu den relativen Pegeln auf jeden Fall die Information über den Absolutwert einer physikalischen Grösse beinhalten. Hierzu wird auf eine feste Grösse der Form $l \times \text{Dimension}$ (z.B. $l \text{ V}$, $l \text{ W}$, $l \text{ W/m}^2$) bezogen. Um absolute Pegel bereits durch die Schreibweise deutlich von relativen Pegeln zu unterscheiden, wird an die Bezeichnung dB die Bezugsdimension angehängt (z.B. dBV, dBW, dBW/m²). In der Praxis werden diese Bezeichnungen häufig weiter abgekürzt, so wird für das dBmW ("Dezibel-Milliwatt") in der Regel kurz das **dBm** geschrieben (heisst *nicht* "Dezibel-Meter"). Die oben bei relativen Pegeln gemachten Aussagen hinsichtlich "Spannungsgrössen" und "Leistungsgrössen" gelten in gleicher Form auch bei absoluten Pegeln.

Zwei Beispiele: Der Gewinn einer Antenne sei 11 dBi. Wie gross ist der Antennengewinn absolut?

$$11 = 10 \log \left(\frac{G}{1} \right) \Rightarrow G = 12.6$$

Das Grundrauschen eines HF-Verstärkers liege bei einer Ausgangsspannung von 200 mV bei $1.5 \text{ } \mu\text{V}$. Wie gross ist der Signal-Rauschabstand (SNR) dieses Verstärkers?

$$\frac{SNR}{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{200 \text{ mV}}{1.5 \text{ } \mu\text{V}} \right) = 102.5$$

Bestimmung des Antennengewinns

Zur Bestimmung des Antennengewinns von drei beliebigen Antennen kann die sogenannte **Drei-Antennen Methode** verwendet werden. Zwei der Antennen — eine Sende- und eine Empfangsantenne — werden verwendet, um die empfangene Leistung und den Gewinn gleichzeitig zu bestimmen. Dies wird durch dreimalige Wiederholung der Messung mit allen möglichen Antennenpaaren erreicht und funktioniert wie folgt.

Die gemessenen empfangenen Leistungen für die drei Antennenpaare seien P_{R1} , P_{R2} und P_{R3} , und die zu bestimmenden Antennengewinne seien G_A , G_B , und G_C . F ist der «path-gain» Faktor und wird hier zu eins gesetzt. Die gesendete Leistung sei P_T . Nun gilt

$$G_A G_B = \left(\frac{4\pi r}{\lambda F} \right)^2 \frac{P_{R1}}{P_T} = C_1 \quad \longrightarrow \quad G_B = \frac{C_1}{G_A}$$

$$G_B G_C = \left(\frac{4\pi r}{\lambda F} \right)^2 \frac{P_{R2}}{P_T} = C_2$$

$$G_C G_A = \left(\frac{4\pi r}{\lambda F} \right)^2 \frac{P_{R3}}{P_T} = C_3 \quad \longrightarrow \quad G_C = \frac{C_3}{G_A}$$

Aus diesen Gleichungen erhalten wir dann

$$\frac{C_1}{G_A} \cdot \frac{C_3}{G_A} = C_2 \quad \longrightarrow \quad G_A^2 = \frac{C_1 C_3}{C_2} \quad \longrightarrow \quad G_A = \sqrt{\frac{C_1 C_3}{C_2}}$$

$$G_B = C_1 \sqrt{\frac{C_2}{C_3 C_1}} \quad \longrightarrow \quad G_B = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_3}}$$

$$G_C = C_3 \sqrt{\frac{C_2}{C_3 C_1}} \quad \longrightarrow \quad G_C = \sqrt{\frac{C_2 C_3}{C_1}}$$

Dies sind die gesuchten Antennengewinne G_A , G_B , und G_C aller drei Antennen.

Bauformen von Antennen

Die folgende Tabelle gibt einen Überblick über in der Praxis häufig verwendete Antennen aus dem vorigen Kapitel sowie einige "Highend"-Antennentypen zu Vergleichszwecken.

Antennentyp	Frequenz / GHz	Gewinn / dBi	Gewinn / absolut
Isotroper Kugelstrahler	hypothetisch	0	1
Hertzscher Dipol	hypothetisch	1.76	1.5
Handy-Antenne	0-1.9	-1-3	0.8-2
Funkgerät-Antenne	0.46	1-4	1.3-2.5
Log-Per Antenne	0.2-2	6	4
6-Elemente-Yagi	0.43-0.46	11	13
Mobilfunk-Basisstation	0.9-1.9	10-15	10-31
Standard-Hornantennen	1-40	6-26	4-400
Parabolantenne in Arecibo	0.3-8	80	10^8



Abbildung 8 : Standard-Gain Hornantennen (links, Frequenzbereich 1-40 GHz) werden für Referenzmessungen an anderen Antennen eingesetzt. Logarithmisch-Periodische Antennen (rechts) verwendet man für breitbandige Anwendungen, z.B. EMC-Tests (hier 200 MHz-2 GHz).

Im folgenden werden einige Bauformen von Antennen erläutert. Diese Aufstellung erhebt keinerlei Anspruch auf Vollständigkeit.

Eine sehr einfache Antenne ist der $\lambda/2$ -**Dipol** ($D = 1.64$) (siehe Abbildung 9). Das Strahlungsdiagramm entspricht etwa dem des Hertzschen Dipols. Etwas breitbandiger und mit günstigerer Impedanz versehen ($R_r \approx 290 \Omega$) ist der **Schleifendipol**. Er wird im VHF-Bereich sowohl für horizontal als auch für vertikal polarisierte Wellen verwendet.

Der $\lambda/4$ -**Monopol** ($R_r \approx 40 \Omega$) (Abbildung 9) steht senkrecht auf einer leitenden Ebene und verhält sich damit genauso wie ein $\lambda/2$ -Dipol (Spiegelungsprinzip). Die leitende Ebene kann ein Autodach sein (Mobiltelefon oder CB-Funk-Antenne), aber auch die Erdoberfläche. Diese Antenne wird für Sender im Mittel- und Langwellenbereich verwendet. Zur Verbesserung der Leitfähigkeit der Erde werden vom

Fusspunkt der Antenne ausgehend sternförmig Kabel verlegt, so dass durch diese Anordnung die Bauhöhe der Antenne halbiert werden kann.

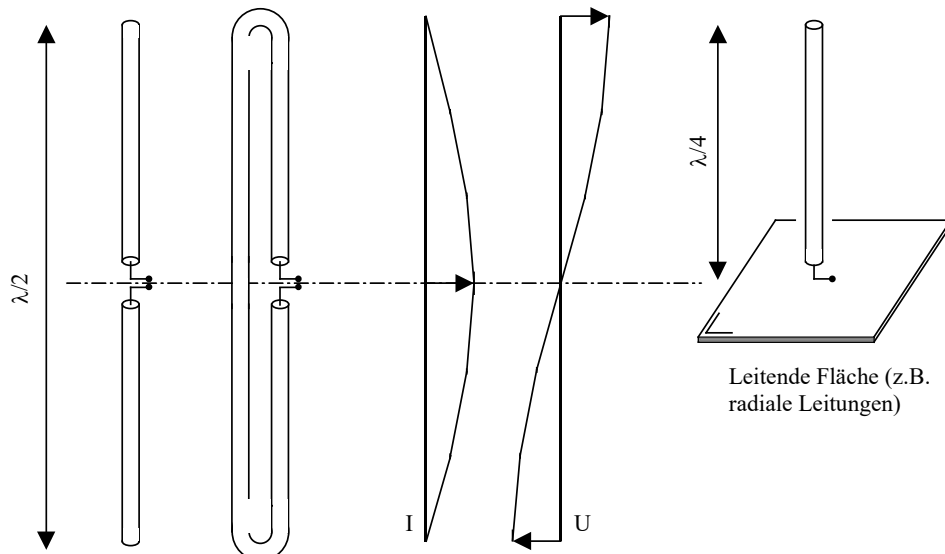


Abbildung 9 : $\lambda/2$ -Dipol, Schleifendipol, Strom- und Spannungsverteilung; $\lambda/4$ -Monopol über leitender Fläche.

Einen deutlich höheren Richtfaktor bringt die Kombination des $\lambda/2$ -Dipols mit Reflektor- und Direktorstäben (Abbildung 10). Ausführliche Dimensionierungsvorschriften für diese **Yagi-Antennen** sind für den Kurzwellenbereich, für VHF und UHF tabelliert. Manchmal werden auch mehrere gespeiste Dipole verwendet.

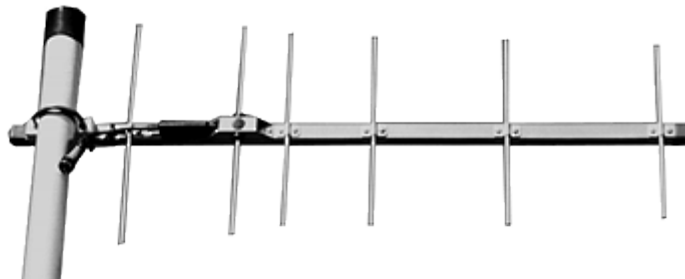


Abbildung 10 : Yagi-Antenne: Sie umfasst in der dargestellten 6-Element-Variante den Montageast, einen Reflektorstab, den gespeisten $\lambda/2$ -Dipol (es gibt also nur ein aktives Element) und 4 Direktorstäbe (von links nach rechts). Die dargestellte Antenne hat im Frequenzbereich 4-450 MHz einen Gewinn von 10.6 dB. Die 10 (18) Element-Variante hat einen Gewinn von 13.1 dB (17.1 dB) gegenüber dem isotropen Kugelstrahler.

Im Zentimeter- und Millimeterwellenbereich werden oft **Hornstrahler** verwendet (Abbildung 12). Die abstrahlende Welle wird der Antenne mit einem Hohlleiter (meist rechteckig oder kreisrund) zugeführt und das Horn bewirkt eine sanfte Anpassung der Impedanz des Hohlleiters an jene des freien Raumes. Die Welle im Hohlleiter wird also nicht an seinem Ende reflektiert (kein Impedanzsprung) und somit abgestrahlt. Zur Verbesserung der Richtwirkung kann man direkt vor das Horn eine dielektrische (Sammel-) Linse setzen. Der Hornstrahler wird meist auch zur Speisung von Parabolantennen in deren Brennpunkt angebracht.

Reflektorantennen oder **Parabolantennen** sind vor allem von Lichtteleskopen und Satellitenschüsseln her gut bekannt. Ein Parabolspiegel fokussiert dabei die ankommende Welle in einem Brennpunkt (strahlenoptische Modellvorstellung). Ein sehr hoher Antennengewinn ist erreichbar, wenn der

Spiegeldurchmesser sehr viel grösser als die Wellenlänge ist. Andererseits sind bei grossen (gross relativ zur Wellenlänge) Reflektoren hohe Anforderungen an die Genauigkeit von Form und Ausrichtung der Antenne zu stellen.

Die Leistungsfähigkeit terrestrischer optischer Spiegelteleskope ist einerseits durch die mechanische Stabilität des Spiegels begrenzt (starre Spiegel von einigen Metern Durchmesser benötigen Jahre zum spannungsfreien Abkühlen aus der Schmelze), andererseits setzt die Inhomogenität der Atmosphäre der Winkelauflösung Grenzen (das Flackern der mit dem Auge beobachteten Sterne beruht auf Turbulenzen in der Atmosphäre). Die Stationierung des *Hubble*-Teleskops (1990) in 600 km Höhe vermeidet atmosphärische Störungen und ermöglicht (neben der Observation im Ultravioletten) eine Verbesserung der Winkelauflösung gegenüber auf der Erde stationierten Teleskopen um den Faktor 10 (von 1 Winkelsekunde auf unter 0.1 Winkelsekunden). Allerdings war der Hauptspiegel von *Hubble* (Durchmesser 2.4 m) am Rand um 2 μm zu flach – er lieferte völlig unbrauchbare Bilder, bis ein entsprechend korrigierter Sekundärspiegel installiert wurde.

Reflektorantennen für die Radioastronomie sind häufig wesentlich grösser als jene für optische Teleskope, wenn man nur die mechanischen Abmessungen betrachtet (im Bezug zur Wellenlänge sind die Verhältnisse entgegengesetzt). Bewegliche Spiegel haben einige zehn Meter Durchmesser. Der grösste Parabolspiegel der Welt befindet sich auf Puerto Rico in Arecibo (siehe Abbildung 11) in einem Vulkankrater (der Spiegel ist zwar unbeweglich, aber zum einen bewegt sich die Erde und ausserdem kann der hyperbolische Sekundärspiegel über dem Krater geschwenkt werden). Für eine genauere Auflösung lassen sich auch mehrere Antennen zusammenschalten, mit einer genauen Zeitsynchronisierung können sie sich sogar auf verschiedenen Kontinenten befinden.



Abbildung 11 : Feste Parabolantenne für die Radioastronomie in Arecibo (Puerto Rico). Der Spiegel befindet sich in einem Vulkankrater (Durchmesser 303 m, durchschnittliche Oberflächenrauigkeit 2.2 mm). Das Bild zeigt das aktuelle Gregory-Antennensystem (der Hyperbolspiegel hängt "hinter" dem Brennpunkt, der Empfänger befindet sich im Radom – mit Radom bezeichnet man ein Gehäuse aus Kunststoff, das die Antenne umgibt und sie vor Witterungseinflüssen schützt – in der Mitte des Primärspiegels). Typischer Frequenzbereich 0.3-8 GHz, Gewinn 80 dB (dies ist die gewinnstärkste Antenne der Welt!) bei 8 GHz.

Das phasenrichtige Zusammenschalten mehrerer Antennen zur Verbesserung der Richtcharakteristik (entweder höherer Gewinn, oder auch Abstrahlung in mehrere Richtungen) macht man sich bei **Antennengruppen** (engl.: *arrays*) zunutze. Wenn man in die Zuleitungen der Einzelantennen eines Arrays Phasenstellglieder (evtl. auch Amplitudenregler) einbaut und diese geeignet ansteuert, kann man beispielsweise die Hauptkeule im Strahlungsdiagramm hin und her schwenken, oder aber aus einer schmalen Keule (grosser Richtfaktor) eine breite Keule (kleiner Richtfaktor) machen. Dies geschieht wohlgermerkt nur durch Änderungen in der Ansteuerung der Antennen, die mechanische Bauform bleibt erhalten. Phasen- und Amplitudenstellglieder lassen sich elektronisch realisieren. Man spricht von "elektronischer Diagrammschwenkung" bzw. vom **Phased Array**. In der aktuellen Entwicklung werden diese auch "**Smart Antennas**" genannten Antennengruppen bereits in zivilen Bereichen eingesetzt, etwa im Mobilfunk oder bei Kollisionswarngeräten.

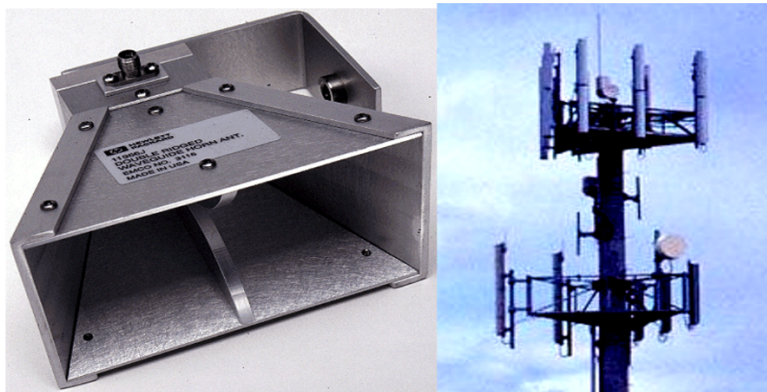


Abbildung 12: Breitbandiges "Ridged" Pyramiden-Horn mit koaxialer Speisung für 18-40 GHz (links) und GSM-Basisstationsantennen (rechts), bestehend aus drei 120°-Segmenten sowie Richtstrahlenbindung (kleine runde weisse Antenne, Kreis).

Wichtige Begriffe

- Die **Wellenfront** ist eine Fläche im Raum, deren Punkte zur gleichen Zeit gleiche Phase aufweisen.
- Bei einer **ebenen Welle** sind die Flächen gleicher Phase zueinander parallele Ebenen.
- Die **Resonanzfrequenz** ist eine Eigenfrequenz eines oszillierenden Systems. Die Eingangsimpedanz einer Antenne ist bei der Resonanzfrequenz reell.
- Die **Glasfaser** ist eine dünne Faser aus dielektrischem Material zur Führung von Licht (sowohl für sichtbares Licht als auch für Infrarot oder Ultraviolett). Sie besteht aus mehreren konzentrischen Schichten unterschiedlicher Gläser oder Kunststoffe.
- Der **Hohlleiter** ist ein Wellenleiter in Form einer geschlossenen metallischen Röhre. Der englische Begriff wird meistens auch synonym für "Nicht-TEM-Wellenleiter" verwendet.
- Die **Koaxialleitung** besteht aus zwei konzentrisch angeordneten, zylinderförmigen metallischen Leitern. Die Grundwelle der Koaxialleitung ist eine TEM-Welle, bei hohen Frequenzen sind aber auch Nicht-TEM-Wellen ausbreitungsfähig. Sollen diese vermieden werden, muss der Innendurchmesser des Aussenleiters klein genug sein, bei 110 GHz z.B. ist er 1mm.
- Der **Skinneffekt** beschreibt folgendes Phänomen: Während Gleichstrom den gesamten Leiterquerschnitt durchsetzt, können Wechselströme nur in die Aussenbereiche eines metallischen Leiters eindringen. Die Eindringtiefe nimmt mit wachsender Frequenz ab. Im Hochfrequenzbereich muss ein metallischer Leiter daher einen besonders niedrigen Oberflächenwiderstand und eine möglichst glatte Oberfläche aufweisen. Dies erreicht man z.B. durch versilbern.
- Der **dielektrische Wellenleiter** führt die elektromagnetische Welle mittels dielektrischer Grenzschichten.
- Der **Hertzsche Dipol** ist eine (fiktive) Dipol-Antenne mit infinitesimal kurzer Länge. Sein Feld kann mit analytischen Ausdrücken beschrieben werden, was bei praktischen Antennenformen nicht möglich ist.
- In der näheren Umgebung einer Antenne befindet sich das **Nahfeld**. In unmittelbarer Nähe dominieren die reaktiven Feldanteile (engl.: *reactive near field*), während etwas weiter entfernt bereits die Strahlungsanteile des Feldes über die reaktiven Feldanteile dominieren (engl.: *radiating near field*), aber die Feldverteilung als Funktion des Winkels noch vom Abstand von der Antenne abhängig ist.
- Die **Fresnel-Region** stimmt ungefähr mit dem Nahfeld überein. In diesem Bereich ist die Strahlung der Antenne nicht mit dem strahlenoptischen Modell erklärbar.
- Im **Fernfeld** liegt ausschliesslich das Strahlungsfeld vor. Die durch den Poyntingvektor charakterisierte Abstrahlung der Antenne scheint von einem Punkt auszugehen (die exakten Abmessungen der Antenne sind nicht mehr bestimmbar).
- Die **Fraunhofer-Region** stimmt ungefähr mit dem Fernfeld überein. In diesem Bereich ist die Strahlung der Antenne mit dem strahlenoptischen Modell zu beschreiben; alle Strahlen scheinen von einem gemeinsamen Quellpunkt auszugehen.
- Die **Richtcharakteristik** gibt – im Sendefall – die Richtungsabhängigkeit der von einer Antenne erzeugten Feldstärke nach Amplitude (eventuell nach Polarisation oder Phase) bei konstantem Abstand zur Antenne und unter Fernfeldbedingungen an. Die Richtcharakteristik wird in der Regel auf den Maximalwert normiert in zwei orthogonalen Schnittebenen (meist *E*- und *H*-Ebene) grafisch dargestellt.
- Das **Reziprozitätsgesetz** bei Antennen besagt, dass sich eine Antenne hinsichtlich sämtlicher Eigenschaften (z.B. Gewinn, Richtcharakteristik, Impedanz) im Sende- und im Empfangsfall *identisch* verhält. Das Reziprozitätsgesetz gilt für Antennen, die keine nichtreziproken Elemente (nicht lineare Materialien, z.B. Ferrite, Verstärker) enthalten und in einem linearen, passiven Medium arbeiten.

- Der **isotrope Kugelstrahler** bezeichnet eine verlustlose Antenne, die in alle Raumrichtungen gleichmässig strahlt (bzw. aus allen Raumrichtungen gleich empfängt). Er kann praktisch *nicht* realisiert werden.
- Die **Hauptstrahlrichtung** bezeichnet jene Raumrichtung, in welche die Antenne mit der grössten Leistung strahlt. In dieser Richtung sind Richtfaktor und Gewinn definiert.
- Der **Richtfaktor** bezeichnet das Verhältnis von maximaler Strahlungsdichte einer gegebenen Antenne im Fernfeld zur Strahlungsdichte des isotropen Kugelstrahlers bei gleicher Sendeleistung und im gleichen Abstand (anstelle des isotropen Kugelstrahlers wird als Referenz auch der Hertzsche Dipol oder der $\lambda/2$ -Dipol verwendet).
- Der **Antennenwirkungsgrad** ist – im Sendefall – das Verhältnis von abgestrahlter Leistung zu eingespeister Leistung. Die Differenz entsteht aufgrund thermischer Verluste in der Antenne.
- Der **Antennengewinn** ist der Richtfaktor multipliziert mit dem Antennenwirkungsgrad.
- Die Richtung des E-Feld-Vektors einer ebenen Welle definiert deren **Polarisation**. Bei Projektion des Endpunktes dieses Vektors auf eine senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Welle stehende Ebene wird im Verlauf einer Periodendauer im allgemeinen Fall eine Ellipse erzeugt. Man spricht von **elliptischer** Polarisation. Als Sonderfall der Ellipse kann ein Kreis entstehen, und die Welle heisst dann **zirkular** polarisiert. Falls die Projektion eine Gerade ergibt, liegt eine linear polarisierte Welle vor.
- Der **Strahlungswiderstand** (R_r im Ersatzschaltbild; siehe Bild 4) bezeichnet das Verhältnis von abgestrahlter Leistung zum Quadrat des Antennenstromes. Der Strom kann (muss aber nicht) am Speisepunkt der Antenne definiert sein.
- Mit **Array** bezeichnet man eine Gruppe von gekoppelten Einzelantennen. Die Richtcharakteristik eines Arrays ist abhängig von den Amplituden- und Phasenverhältnissen der Speisung der Einzelantennen. Beim **Phased Array** kann die Richtcharakteristik des Arrays mittels Änderungen der Amplituden- und Phasenverhältnisse der Speisung der Einzelantennen dynamisch verändert werden.
- Die **Hauptkeule** ist jene Strahlungskeule, welche die Hauptstrahlungsrichtung umfasst.
- Die **Axial Ratio** gibt das Verhältnis zwischen Haupt- und Nebenachse der Polarisationsellipse an. Ein Axial Ratio von 1 bedeutet also rein zirkulare Polarisation, von ∞ lineare Polarisation.
- Das **Vor-Rück-Verhältnis** gibt das Gewinnverhältnis zwischen 0° -Hauptstrahlrichtung und 180° -Rückstrahlrichtung an. Diese Zahl macht nur Sinn bei eindeutig in eine Hauptrichtung abstrahlenden Antennen (z.B. Hornantennen).

EXPERIMENTE

Einführung

Für die Versuche werden ein Laptop, ein N9912A FieldFox Vektor Network Analyzer (VNA) und ein Messaufbau, bestehend aus einem TX- und einem RX-Modul, gebraucht. Diese Anleitung beschreibt den Versuchsaufbau und die einzelnen Schritte zur Versuchsdurchführung.

Versuch I: Impedanzmessung (S11)

Bei dieser Messung wird jener Anteil der Leistung gemessen, der *nicht* in den Antennenport hineingeht. Weil man implizite davon ausgeht, dass der grösste Teil der übrigen Leistung tatsächlich abgestrahlt (und nicht etwa in der Antenne selber in Wärme umgesetzt) wird, ist der gemessene Wert ein Indikator, wie gut die Antenne strahlt, ohne zu wissen wohin.

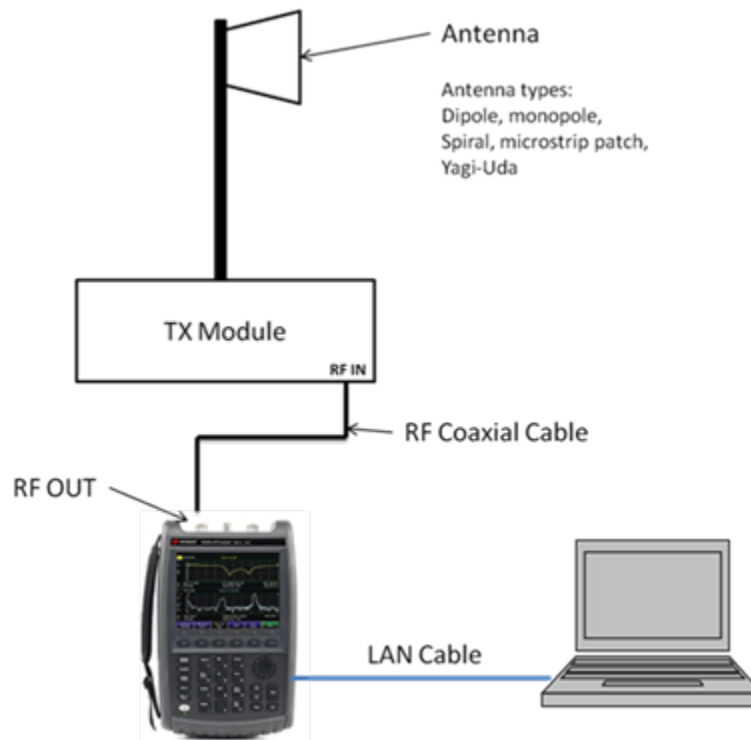


Abbildung 13 : Aufbau des Setups

1. Bauen Sie das Setup wie in Abbildung 13 gezeigt auf. Verwenden Sie ein SMA-Kabel, um den RF OUT Anschluss des VNA mit dem RF IN Anschluss des TX-Moduls zu verbinden.
2. Die 915 MHz $\lambda/2$ Dipolantenne wird für diese Messung verwendet. Montieren Sie diese Antenne auf das TX-Modul.
3. Drücken Sie auf dem VNA den Knopf *Freq/Dist* und setzen Sie die Startfrequenz auf 900 MHz und die Stopfrequenz auf 930 MHz. Die Mittenfrequenz ist dann 915 MHz. Dies entspricht der Resonanzfrequenz der verwendeten Antenne.
4. Drücken Sie auf dem VNA den Knopf *Scale/Amptd* und wählen Sie *Autoscale*.

5. Benutzen Sie das Drehrad, um den Marker zur Mittenfrequenz 915 MHz zu verschieben. Notieren Sie den gemessenen Wert für S11 bei der Mittenfrequenz.
6. Drücken Sie *Measure* auf dem VNA und wählen Sie *Format* und anschliessend *Phase*. Notieren Sie die gemessene Phase.
7. Berechnen Sie die Impedanz und den Reflektionsverlust.
8. Drücken Sie *Measure* auf dem VNA und wählen Sie *Format* und anschliessend *Amplitude*.
9. Öffnen Sie die RadPat v4 Software auf dem Laptop (siehe Abbildung 14). Drücken Sie den *Settings* Button und anschliessend den *Connect* Button.

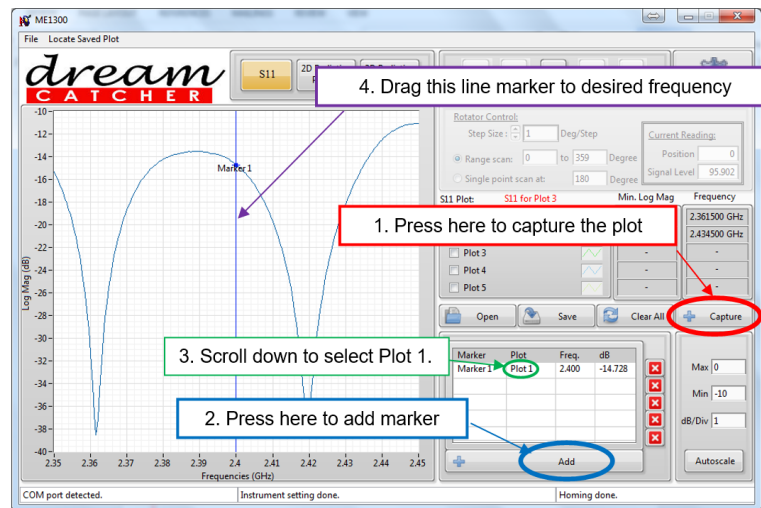


Abbildung 14 : S11 Plot mit Marker bei 2400 MHz

10. Setzen Sie die IP-Adresse auf den Wert 192.168.0.1 und wählen Sie *Keysight Fieldfox* aus.
11. Setzen Sie nun die Startfrequenz auf 500 MHz und die Stoppfrequenz auf 1000 MHz. Die Mittenfrequenz ist nun 750 MHz.
12. Setzen Sie die Ausgangsleistung auf 0 dBm. Klicken Sie auf *Configure* und dann auf *Save & Exit*. Der Rotationsmotor fährt nun zur Ausgangsposition und der VNA wird konfiguriert.
13. Sobald die Ausgangsposition erreicht ist, erscheint wieder der Hauptbildschirm der RadPat v4 Software. Klicken Sie auf *S11*, um zum Messmodus für den S11-Parameter zu gelangen. Der S11 Plot wird nun in der Software und auf dem Bildschirm des VNA angezeigt.
14. Ersetzen Sie die Dipolantenne durch die anpassbare Dipolantenne (siehe Abbildung 15).
15. Ändern Sie nun die Länge der Dipolantenne auf 18, 20 und 22 cm und zeichnen Sie jeweils den Plot auf. Klicken Sie dazu in der Software auf *Capture*, um den Plot aufzuzeichnen.
16. Diskutieren Sie den Verlauf der Plots.

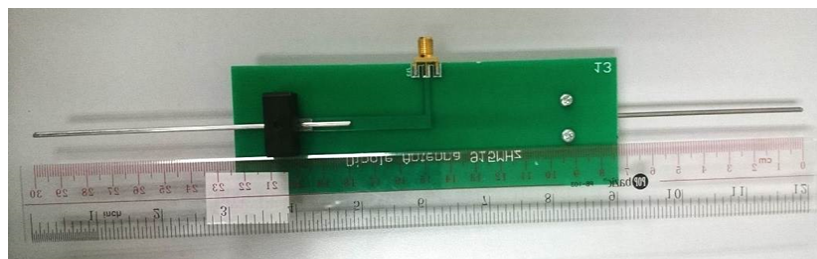


Abbildung 15 : Anpassbare Antenne

Versuch 2: 2D Antennen-Richtcharakteristik und Antennengewinn

Bei dieser Messung wird die Leistungsübertragung von einer Antenne zur anderen gemessen. Es zeigt sich, dass dieser Wert sehr stark von der geometrischen Anordnung und von der Antennenform abhängt.

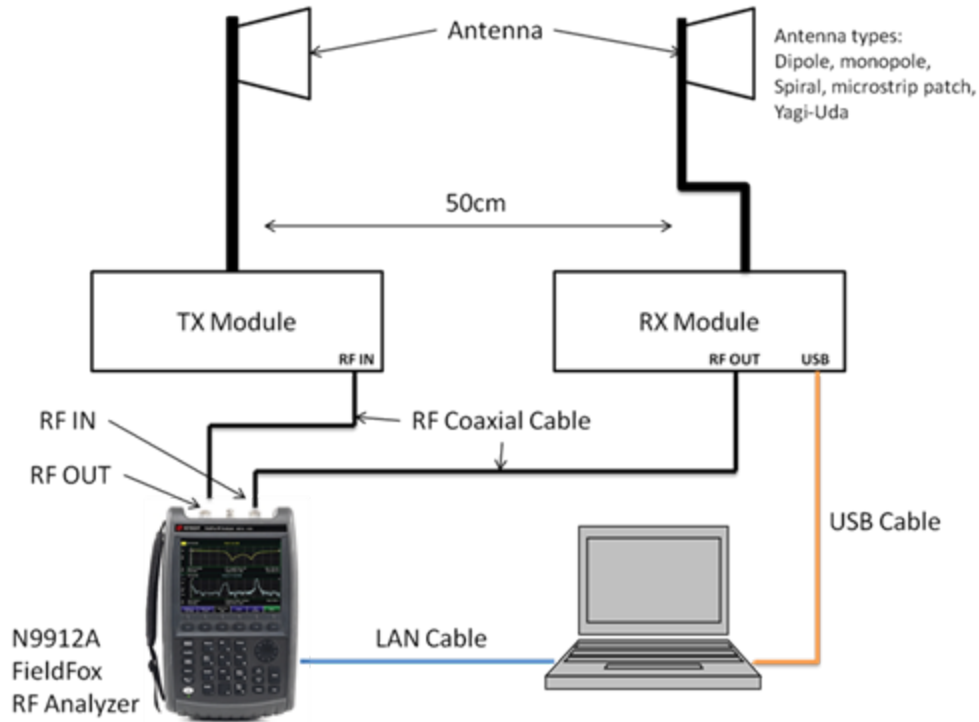


Abbildung 16 : Setup für den zweiten Versuch.

1. Bauen Sie das Setup wie in Abbildung 16 gezeigt auf.
2. Benützen Sie ein SMA Kabel, um den RF OUT Anschluss des RX-Moduls mit dem RF IN Anschluss des VNA zu verbinden.
3. Montieren Sie die 2.4 GHz Dipolantennen auf die TX- und RX-Module, so dass diese **horizontal** orientiert sind.
4. Setzen Sie die Startfrequenz auf 2300 MHz und die Stopfrequenz auf 2500 MHz. Die Mittenfrequenz ist nun 2400 MHz. Setzen Sie die Ausgangsleistung auf 0 dBm. Klicken Sie anschliessend auf *Configure* und nach Beendigung der Konfiguration auf *Save & Exit*.
5. Ändern Sie die Distanz zwischen den Antennen auf 50 cm und stellen Sie sicher, dass keine Objekte oder Personen in der Nähe der Antennen sind.
6. Klicken Sie auf *2D Radiation Pattern*, um den S21-Parameter zu messen (Transmission).
7. Setzen Sie unter *Rotator Control* den Wert von *Step Size* auf 5 Deg/Step und klicken Sie auf *Play*, um die Messung zu starten.
8. Diskutieren Sie nach Beendigung der Messung den Plot und speichern Sie diesen mittels eines Screenshot. Lassen Sie sich dazu den *Polar-Plot* anzeigen.
9. Ändern Sie nun die Orientierung der Antennen, so dass diese **vertikal** montiert sind. Wiederholen Sie die Messung.
10. Vergleichen Sie den Plot mit dem Plot für die horizontale Ausrichtung der Antennen.
11. Wechseln Sie die RX-Antenne mit der Yagi-Uda Antenne aus. Messen und notieren Sie die empfangene Leistung.

12. Wechseln Sie die TX-Antenne mit der Microstrip-Antenna aus. Messen und notieren Sie die empfangene Leistung.
13. Wechseln Sie die RX-Antenne mit einer Dipolantenne aus. Messen und notieren Sie die empfangene Leistung.
14. Berechnen Sie die Antennengewinne der drei Antennen mit der Drei-Antennen Methode.

Versuch 3: Zirkulare Polarisation

Dieser Versuch geht auf die besonderen Eigenschaften von zirkular polarisierten Wellen ein. Insbesondere wird auch die «non-line-of-sight»-Ausbreitung mit einer Reflektion betrachtet.

1. Es sind zwei Spiralantennen (A) und (B) für 915 MHz vorhanden. Verwenden Sie wie in Abbildung 17 gezeigt die Daumenregel, um die Art der Polarisation zu bestimmen. Zeigen Sie mit dem Daumen von der Antenne weg. Falls die Zeigerichtung der restlichen Finger der rechten Hand mit den Windungen der Antenne übereinstimmen, ist es eine rechtshändig zirkular polarisierte Antenne.

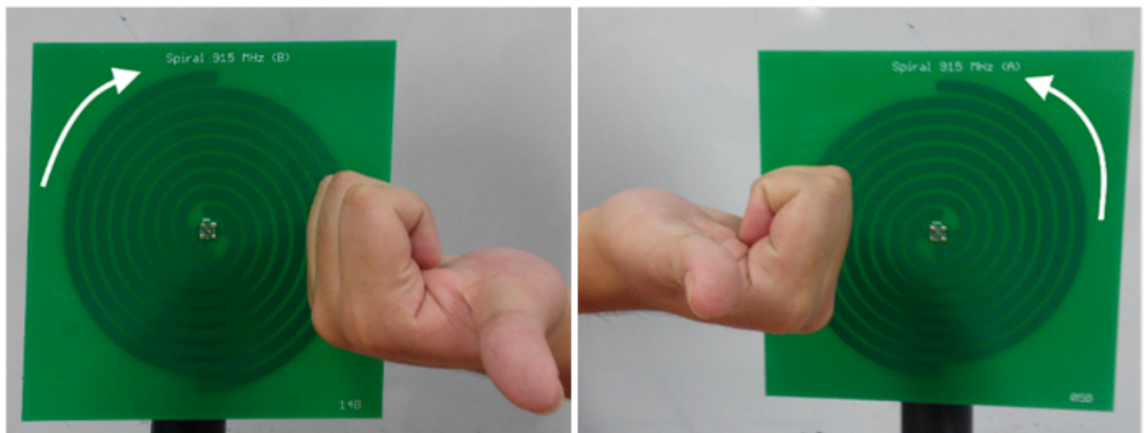


Abbildung 17 : Linkshändig (links) und rechtshändig (rechts) zirkular polarisierte Spiralantennen.

2. Montieren Sie die beiden Antennen wie in Abbildung 18 gezeigt.

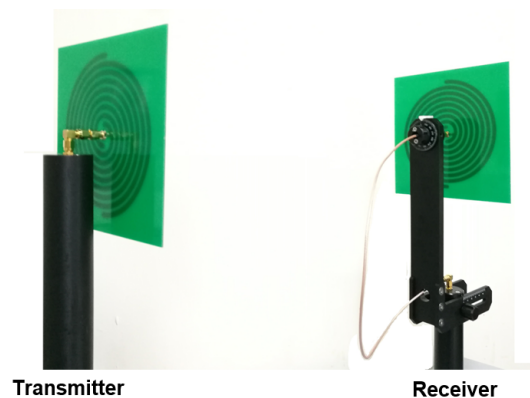


Abbildung 18 : Setup für die erste Messung.

3. Für diese Messung wird die empfangene Leistung gemessen. Konfigurieren Sie die Messung wie im zweiten Versuch.

4. Wählen Sie unter *Rotator Control* die Option *Single point scan* und setzen Sie den Wert auf 0 Grad.
5. Klicken Sie auf *Play*. Der S21 Wert erscheint. Notieren Sie diesen.
6. Montieren Sie die Antennen wie in Abbildung 19 gezeigt. Setzen Sie den Wert unter *Single point scan* auf 180 Grad und klicken Sie auf *Play*. Notieren Sie den S21 Wert. Diskutieren Sie die beiden Werte.

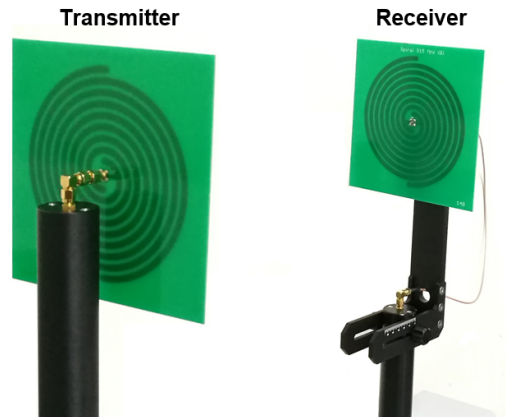


Abbildung 19 : Setup für die zweite Messung.

7. Rotieren Sie nun wie in Abbildung 20 gezeigt die TX- und RX-Module, so dass diese in einem Winkel von 90 Grad zueinander stehen. Halten Sie eine Metallplatte in einem Winkel von 45 Grad zu beiden Antennen zwischen die Module. Ändern Sie den Abstand der Platte, so dass die empfangene Leistung maximal ist. Notieren Sie den S21 Wert und diskutieren Sie diesen.

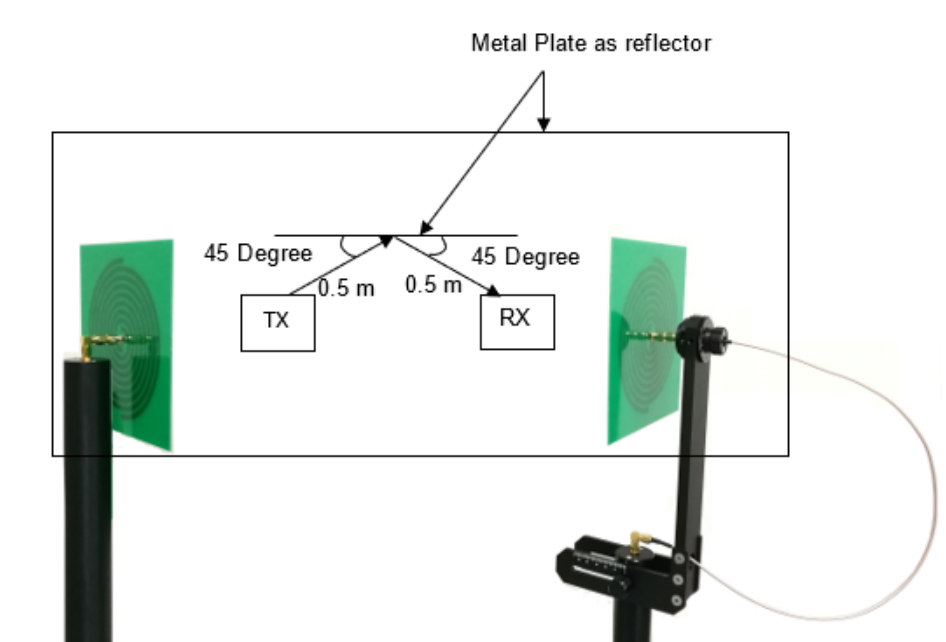


Abbildung 20 : Setup für die dritte Messung.

Versuch 4: Stehende Wellen

Hier geht es darum, dass abgestrahlte Wellen unter bestimmten Bedingungen auch wieder zurück in die Sendeantenne gespiegelt werden können. Dies hängt unter anderem auch von der Phasenlage des reflektierten Signals ab.

1. Montieren Sie die Yagi-Uda Antenne auf das TX-Modul. Klicken Sie auf *S/I*, um die Reflektion zu messen.
2. Bewegen Sie eine Metallplatte vor der Antenne beobachten Sie die Änderungen der Reflektion.
3. Diskutieren Sie das Phänomen.