

WLAN: Optimierung der Übertragungreichweite

Hannes Forster

28. Januar 2005

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	4
2. Grundlagen elektromagnetischer Wellenausbreitung	4
2.1. Der geschlossene Schwingkreis	4
2.2. Der offene Schwingkreis	5
2.3. Die elektromagnetische Welle	5
2.4. Das elektromagnetische Feld	6
2.4.1. Das elektromagnetische Nahfeld	6
2.4.2. Das elektromagnetische Fernfeld	6
2.5. Ausbreitungseigenschaften	7
2.6. Übertragungsmaße	8
2.6.1. Dämpfungsfaktor und Dämpfmaß	8
2.6.2. Pegel	9
2.6.3. Signal to Noise Ratio	9
3. Richtfunkantennen	10
3.1. Isotroper Kugelstrahler	10
3.2. Rundstrahler	10
3.3. Antennengewinn	11
3.3.1. Sendeantenne	11
3.3.2. Empfangsantenne	12
3.4. Freifelddämpfung	13
3.5. Polarisierung	14
3.7. Zuführung	14
3.7.1. Wellenwiderstand	15
3.7.2. Dämpfung	15
3.7.5. Koaxialkabel	15
3.8. Fresnelzone	16

4. Wireless Local Area Network	16
4.1. Aufbau eines WLAN	16
4.1.1. Betriebsmodi und Peripheriegeräte	16
4.1.2. Roaming	17
4.2. WLAN Standards IEEE 802.11x	17
4.2.1. Das Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)	17
4.2.2. IEEE 802.11	17
4.3. Technische Funktionsweise	18
4.3.1. Frequenzbereich	18
5. Praktische Versuche	19
5.1. Vorwort	19
5.2. Bau der Richtfunkantennen	20
5.2.1. Bi-Quad Antenne	20
5.2.2. Hohlleiterantenne	20
5.3. Richtcharakteristik	21
5.3.1. Bi-Quad Antenne	22
5.3.2. Hohlleiterantenne	24
5.3.3. Ohne Richtfunkantenne	25
5.4. Entfernungsmessungen	27
5.4.1. Ohne Richtfunkantennen	27
5.4.2. Bi-Quad Antenne	29
5.4.3. Hohlleiterantenne	30
6. Schlussgedanke	31
Quellenangaben	32
Anlagen	35

1. Einleitung

Die Übertragung der Daten bei WLAN geschieht mittels Funkwellen, genauer genommen elektromagnetischen Wellen im Hochfrequenzbereich. Bei leitungsgebundenen Systemen werden diese Wellen durch das leitfähige Material begrenzt. WLAN jedoch nutzt den Luftraum als Übertragungskanal, was einige Erleichterungen und aber auch viele Komplikationen mit sich führt. Diese Facharbeit beschäftigt sich mit der Frage, wie man ohne großen Arbeits-, Material- oder Kostenaufwand eine Übertragung hinsichtlich der Reichweite und Qualität optimieren kann.

2. Grundlagen elektromagnetischer Wellenausbreitung

2.1. Der geschlossene Schwingkreis¹

Schaltet man eine Kapazität C und eine Induktivität L parallel, erhält man eine als Parallel-Resonanzkreis bezeichnete Schaltung.

Geht man von einem geladenen Kondensator, der parallel zu einer Spule geschaltet ist, aus, stellt sich eine Schwingung ein, die wie folgt abläuft:

Das anfangs voll ausgebildete elektrische Feld am Kondensator verringert sich, da sich der Kondensator über die Spule entlädt. Dieser Entladestrom erzeugt in der Spule ein magnetisches Feld, das den Strom weiter treibt, auch wenn sich der Kondensator bereits entladen hat. Dadurch wird er in entgegengesetzter Richtung wieder aufgeladen. Das magnetische Feld baut sich ab.

Die so entstehenden Schwingungen von (Entlade-) Strom und (induzierter) Spannung bezeichnet man als elektromagnetische Schwingungen.

¹ siehe auch Anlage 2.1

2.2. Der offene Schwingkreis

Verringert man in einem geschlossenen Schwingkreis die Induktivität der Spule und die Kapazität des Kondensators immer weiter, bis lediglich eine Drahtschleife an Stelle der Spule und die zwei Drahtenden an Stelle des Kondensators übrig bleiben erhalten wir als Grenzfall einen offenen Schwingkreis. Dieser wird auch als Dipol bezeichnet.

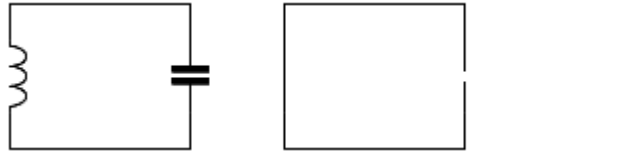


Abbildung 2.1

Dieser Dipol strahlt einen Teil der elektrischen und magnetischen Felder räumlich ab. Die Amplituden der abgestrahlten Feldenergien ändern sich proportional mit dem Ab- und Aufbau der Felder. Der Dipol stellt also die Grundform einer Antenne dar, die den Übergang einer elektromagnetischen Schwingung in den Raum ermöglicht.

2.3. Die elektromagnetische Welle

Breiten sich elektromagnetische Felder räumlich außerhalb ihres Mediums aus, spricht man von einer elektromagnetischen Welle. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v ist gleich der Lichtgeschwindigkeit c . Der Weg, den die Welle während einer Schwingungsdauer T zurücklegt, nennt man die Wellenlänge λ .

$$\lambda = v \cdot T = c \cdot T = c \cdot \frac{1}{f}$$

Der Zusammenhang zwischen der Frequenz f und der Wellenlänge λ ergibt sich also über die Ausbreitungsgeschwindigkeit c :

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

2.4. Das elektromagnetische Feld

2.4.1. Das elektromagnetische Nahfeld

Die Amplituden des elektrischen und des magnetischen Feldes sind um $\frac{T}{4}$ zeitlich verschoben. In der Nähe des Dipols spricht man von einem Nahfeld. Die beiden Felder erzeugen sich gegenseitig. So hat das elektrische Feld ein magnetisches zur Folge, das magnetische wiederum ein elektrisches. Diese Abhängigkeit des elektrischen Feldes E und des magnetischen Feldes H ist durch die Beziehung

$$E = Z_0 \cdot H$$

gegeben. Der Feldwellenwiderstand (genauer: Freiraum-Feldwellenwiderstand) Z_0 kann aus der elektrischen Feldkonstante ϵ_0 und der magnetischen Feldkonstante μ_0 berechnet werden und ist frequenzunabhängig:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

Da das elektrische Feld vom magnetischen Feld abhängig ist (und umgekehrt) gelten sie nicht als zwei separate Felder, sondern als Erscheinungen eines einzigen Feldes: des elektromagnetischen Feldes.

2.4.2. Das elektromagnetische Fernfeld¹

In einer Entfernung r vom Dipol, die groß gegenüber der Wellenlänge λ ist, spricht man vom Fernfeld. Hier sind die Amplituden des elektromagnetischen Feldes nicht mehr phasenverschoben.

¹ siehe auch Anlage 2.2

2.5. Ausbreitungseigenschaften

Die Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle wird von mehreren Faktoren beeinflusst:

- Freiraumdämpfung¹: Die Energie wird gleichmäßig auf eine Kugeloberfläche verteilt, deren Radius gleich der wachsenden Entfernung ist. Die Welle unterliegt einer Dämpfung, die quadratisch entlang des Weges zunimmt.
- Bei der Abschattung behindert ein Objekt die Wellenausbreitung komplett. Sie ist eine extreme Dämpfung.
- Wird das Signal an einem Objekt zurückgeworfen tritt eine Reflektion auf, die gleichzeitig dämpfend wirkt.
- Die Streuung tritt auf, wenn eine Welle in mehrere schwächere Wellenzüge gespalten wird.
- Die Beugung tritt an Kanten von Objekten auf. Die ursprüngliche Ausbreitungsrichtung der Welle wird dabei verschoben.



Abbildung 2.2



Abbildung 2.3

Diese einzelnen Effekte können die Ausbreitung der Wellenzüge so beeinflussen, dass diese zeitlich verschoben und unterschiedlich stark gedämpft am selben Ort ankommen. Dies kann zu zeitlich verschobenem Mehrfachempfang oder sich destruktiv überlagernden Wellen führen. Eine solche Erscheinung nennt man die Mehrwegeausbreitung².

¹ siehe auch Kapitel 3.4. Freifelddämpfung

² siehe auch Anlage 2.3

2.6. Übertragungsmaße

2.6.1. Dämpfungsfaktor und Dämpfmaß

Der Dämpfungsfaktor D ergibt sich aus dem Verhältnis zweier Leistungen:

Hat eine elektromagnetische Welle am Punkt X_1 die Leistung P_1 und nach zurücklegen der Strecke Δx am Punkt X_2 die Leistung P_2 , so ergibt sich für den Dämpfungsfaktor:

$$D = \frac{P_1}{P_2}$$

Unterliegt die elektromagnetische Welle auf der Wegstrecke Δx mehreren, verschiedenen Dämpfungen, kann man den Gesamtdämpfungsfaktor D_{ges} aus den Produkten der Einzeldämpfungen berechnen.

$$D_{\text{ges}} = D_1 \cdot D_2 \cdot D_3 \cdot \dots \cdot D_n$$

Durch das Dämpfungsmaß lassen sich die Einzeldämpfungen einfacher miteinander gegenrechnen. Aus der Logarithmenrechnung in der Mathematik weiß man, dass sich die logarithmierten Elemente eines Produktes addieren lassen. Diese Rechentechnik wendet man für das Dämpfungsmaß a (*engl.*: attenuation) an. Dieses ergibt sich nun aus dem logarithmierten Dämpfungsfaktor mit der Pseudoeinheit Bel (B):

$$a = \log D \cdot B = \log \frac{P_1}{P_2} \cdot B \quad \text{und} \quad a_{\text{ges}} = a_1 + a_2 + a_3 + \dots + a_n$$

Da das Bel eine relativ große Einheit ist, drückt man das Dämpfungsmaß im Regelfall in Dezibel aus. „Dezibel“ steht für $\frac{1}{10} \text{Bel}$.

$$a = 10 \cdot \log D \cdot dB = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_2} \cdot dB$$

Je nachdem, ob der Zahlenwert des Dämpfungsmaßes positiv oder negativ ausfällt, spricht man von einer Dämpfung (positiv) bzw. einem Gewinn (negativ). Eine negative Dämpfung wird auch als Verstärkung v mit

$$v = -a \quad \text{bezeichnet.}$$

2.6.2. Pegel

Da das Dämpfungsmaß bzw. der Dämpfungsfaktor zwei Werte in Beziehung setzt, kann eine Aussage über eine tatsächliche Leistung oder Spannung nur im Vergleich zu einem festgelegten Normal- oder Nullwert gemacht werden, was dann in der Einheit zum Ausdruck kommt: 1 Watt (dBW), 1 Milliwatt (dBm), 1 Pikowatt (dBp), 1 Volt (dBV), 1 Mikrovolt (dB μ V), ...

In der Hochfrequenztechnik bezieht man sich meistens auf Milliwatt (dBm), manchmal auch auf Watt (dBW). Für die Berechnung des Pegels L gilt dann, ähnlich dem Dämpfungsmaß a :

$$L = 10 \cdot \log \left(\frac{P}{1 \text{ mW}} \right) \cdot \text{dBm}$$

Diese Pegelangaben lassen sich nun auch mit dem Dämpfungsmaß verrechnen:

Wird der Pegel L durch einen Verstärker oder eine Antenne mit Gewinn, der durch das Verstärkungsmaß v ausgedrückt wird, vergrößert, dann berechnet sich der neue Pegel L' aus:

$$L' = L + v$$

Der Bezug auf den jeweiligen Normal- oder Nullwert bleibt dabei erhalten.

2.6.3. Signal to Noise Ratio

Jede elektromagnetische Welle unterliegt bei ihrer Ausbreitung im realen Raum Störungen, die die Amplituden des elektromagnetischen Feldes beeinflussen. Diese Amplitudenschwankungen bezeichnet man als Rauschen.

Das Signal to Noise Ratio, zu deutsch auch Signal-Rausch-Verhältnis (kurz SNR oder S/N), ist das Verhältnis der vorhandenen mittleren Leistung des Nutzsignals P_S zur vorhandenen mittleren Leistung des Rauschsignals P_N .

$$SNR = \frac{\text{Nutzsignalleistung}}{\text{Rauschleistung}} = \frac{P_S}{P_N}$$

Auch das Signal to Noise Ratio wird meist im logarithmischen Maßstab dargestellt:

$$SNR = 10 \log \left(\frac{\text{Nutzsignalleistung}}{\text{Rauschsignalleistung}} \right) \cdot dB = 10 \log \left(\frac{P_S}{P_N} \right) \cdot dB$$

3. Richtfunkantennen

3.1. Isotroper Kugelstrahler

Der isotrope Kugelstrahler ist eine hypothetische, verlustfreie Antenne mit den geometrischen Abmessungen eines Punktes, die in alle Richtungen des Kugelraumes gleichmäßig abstrahlt. Für die Strahlungsleistungsdichte S_r im Abstand r von einem Strahler mit der Sendeleistung P_s gilt:

$$S_r = \frac{P_s}{A_r} = \frac{P_s}{4\pi r^2}$$

In der Praxis ist eine solche Antenne nicht zu verwirklichen, da schon die Erdoberfläche und viele andere Faktoren die Ausbildung von Minima und Maxima bewirken.

3.2. Rundstrahler¹

Ein Rundstrahler hat bereits eine gewisse Richtwirkung. Er strahlt in einer Ebene, ähnlich wie der der isotrope Kugelstrahler, gleichförmig, in der anderen Ebene jedoch idealerweise nicht. Die einfachste Antenne ist der Halbwellendipol. Bei der Frequenz f , für die sie konzipiert ist, ist ihre Länge gleich der halben Wellenlänge λ und befindet sich so in Resonanz mit dieser.

¹ siehe auch Anlage 3.1

3.3. Antennengewinn

3.3.1. Sendeantenne

Durch Einsatz von Richtfunkantennen, die eine bestimmte geometrische Form und Bauweise aufweisen, kann man die Strahlungsdichte in bestimmte Raumrichtungen konzentrieren. Ein Maß für die Richtfähigkeit ist der Antennengewinn.

Wie in 3.1. beschrieben ist das horizontale Diagramm des isotropen Kugelstrahlers gleich dem vertikalen Diagramm, weshalb man ihn gut als Referenzantenne heranziehen kann. Alle anderen (realen) Antennen haben einen durch Reflexionen oder geometrische Ausdehnung der Antenne erzeugten Antennengewinn G , der das Verhältnis der Strahlungsleistungsdichte S in Hauptstrahlungsrichtung zu der Strahlungsleistungsdichte S_r des isotropen Kugelstrahlers bei gleicher zugeführter Eingangsleistung P im Abstand r angibt.

Der Gewinn G_S einer Sendeantenne berechnet sich also aus:

$$G_S = \frac{S}{S_r} \quad \text{mit } P = \text{const.}$$

Anstelle des Gewinnfaktors G_S wird in der Praxis oft der Gewinnpegel

$$g_S = 10 \log G_S \cdot \text{dBi}$$

angegeben, wobei das „i“ für den Bezug zum isotropen Kugelstrahler steht. Hier als Beispiel das Antennendiagramm einer Yagi-Antenne in der Horizontalebene mit einem Gewinn in 0° :

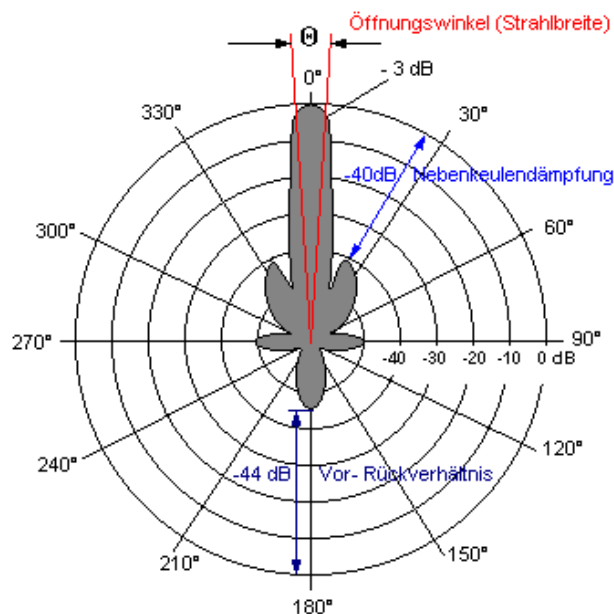


Abbildung 3.1

Neben der Hauptkeule, die in die bevorzugte Richtung weist, findet man auch mehrere Nebenkeulen und Rückkeulen, die bei jeder Antenne auftreten aber unerwünscht sind, da sie den Richteffekt beeinträchtigen und Energie, die sonst der Hauptkeule zukommen würde, entziehen. Unter der Nebenkeulendämpfung¹ versteht man das Verhältnis zwischen der größten Nebenkeule und der Hauptkeule.

Das Vor- Rückverhältnis¹, oft auch Front-to-Back Ratio oder Rückdämpfung, stellt das Verhältnis des Gewinns der Hauptkeule in 0° zum Gewinn der Rückkeule in 180° dar.

In Hauptrichtung in 0° ist ein Maximum der abgestrahlten Leistung zu beobachten. Der Öffnungswinkel Θ ¹ beschreibt den Bereich, bei dem die Leistung um die Hälfte abgenommen hat. Man nennt diesen Bereich auch Halbwertsbreite oder Strahlbreite¹.

3.3.2. Empfangsantenne

Die Aussagen über die Sendeantennen² gelten auch für die Empfangsantennen.

Die empfangende Antenne entnimmt die Empfangsleistung P_E nicht nur den direkt auf sie treffenden Feldlinien, sondern auch den in einem bestimmten Bereich an ihr vorbeilaufenden Strömungslinien.

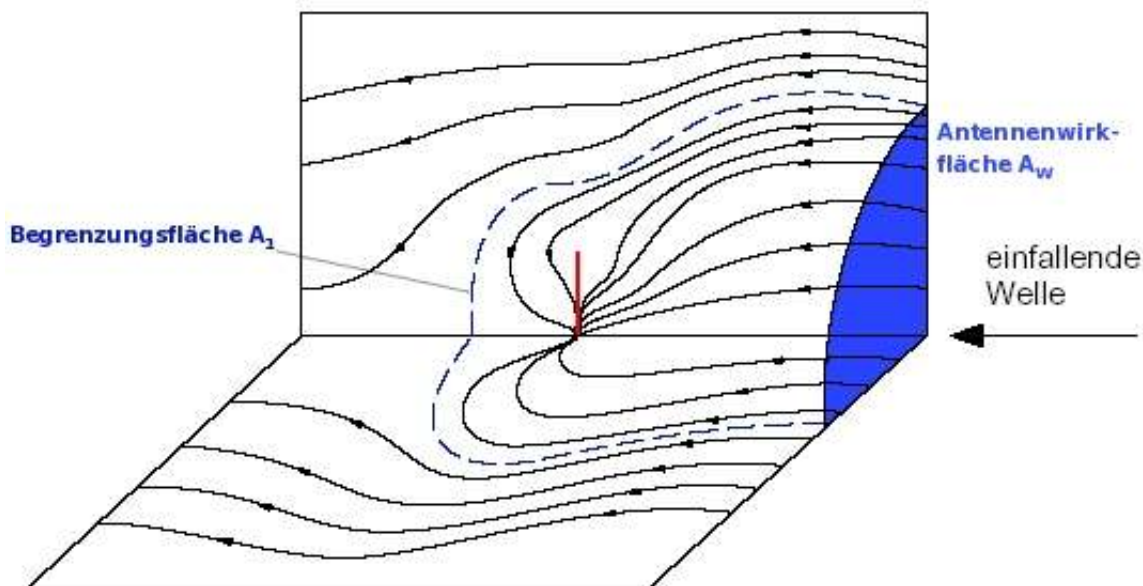


Abbildung 3.2

¹ vgl. Abbildung 3.1

² siehe Kapitel 3.3.1. Sendeantenne

Die innerhalb der Begrenzungsfläche A_1 verlaufenden Strömungslinien werden von der Antenne empfangen. Die Querschnittsfläche in einer Entfernung, in der der Feldlinienverlauf durch die Antenne nicht mehr gestört wird, ist die fiktive Antennenwirkfläche A_W . Die Empfangsantenne entnimmt dem Wellenfeld der Strahlungsleistungsdichte S mit der fiktiven Antennenwirkfläche A_W die Leistung

$$P_E = S \cdot A_W$$

Die Antennenwirkfläche ist wie der Gewinn G ein Maß für die einem Wellenfeld entnehmbare Leistung. Sie steht mit dem Gewinn G_E der Empfangsantenne in direkter Beziehung:

$$G_E = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_W \quad \text{bzw.} \quad g_E = 10 \log G_E \cdot \text{dBi}$$

3.4. Freifelddämpfung

Die Freifelddämpfung beschreibt, wie sich die abgestrahlte Leistung P_S mit zunehmendem Abstand auf eine größer werdende Kugeloberfläche verteilt. Die Strahlungsleistungsdichte nimmt quadratisch ab.

$$\text{Aus ... } P_S = S_r \cdot 4\pi r^2 \quad ^1; \quad P_E = S \cdot A_W = S \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_E \quad ^2 \quad \text{und} \quad \frac{S_R}{S} = \frac{1}{G_S} \quad ^3$$

... folgt dann für die Freifelddämpfung D über die Distanz r :

$$D = \frac{P_S}{P_E} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{1}{G}$$

Der Gewinn G steht hier für das Produkt des Gewinnes G_E der empfangenden Antenne und des Gewinnes G_S der sendenden Antenne:

$$G = G_S \cdot G_E \quad \text{bzw.} \quad g = g_S + g_E$$

¹ siehe Kapitel 3.1. Isotroper Kugelstrahler

² siehe Kapitel 3.3.2. Empfangsantenne

³ siehe Kapitel 3.3.1. Sendeantenne

Die Freifelddämpfung wird in der Praxis meistens, wie der Gewinn, logarithmiert dargestellt:

$$a = \log\left(\frac{P_S}{P_E}\right) \cdot dB = \log\left(\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{G}\right) \cdot dB = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) \cdot dB - g$$

Allgemein kann man also sagen, dass eine hohe Frequenz und ein geringer Antennengewinn eine starke Dämpfung im Freifeld zur Folge haben und umgekehrt.

3.5. Polarisation

Die Richtung, in die der Vektor der elektrischen Feldstärke einer elektromagnetischen Welle weist, gibt die Polarisationsrichtung der Welle vor. Es wird unterschieden:

Bei der linearen Polarisation verläuft der Feldvektor in einer Ebene. Von einer linearen vertikalen Polarisation spricht man, wenn die Feldlinien senkrecht zur Erdoberfläche verlaufen. Sind sie parallel zur Erdoberfläche gerichtet, wird dies als eine lineare horizontale Polarisation bezeichnet.

Ist der Feldvektor nicht fixiert, sondern läuft kontinuierlich in Kreisform, handelt es sich um eine zirkulare Polarisation, bei der man, je nach Umlaufsinn, zwischen einer rechtsdrehenden oder einer linksdrehenden zirkularen Polarisation unterscheidet.

Wird die Polarisation einer elektromagnetischen Welle z.B. durch Reflexionen verschoben, nennt man dies eine Depolarisation. Um einen optimalen Empfang zu erhalten, müssen bei einer Übertragung Antennen gleicher Polarisation verwendet werden. Nicht übereinstimmende Polarisationsrichtung führt zu Dämpfungserscheinungen und kann erhebliche Verluste hervorrufen.

3.7. Zuführung

3.7.1. Wellenwiderstand

Der Wellenwiderstand Z_w einer Leitung ist sowohl längen- als auch frequenzunabhängig. Er ist das Verhältnis der elektrischen Feldstärke E zur magnetischen Feldstärke H und kann aus

den Eigenschaften der Leitung ermittelt werden:

$$Z_w = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \frac{E}{H}$$

3.7.2. Dämpfung

Kommt nur noch ein Teil der Eingangshochfrequenzleistung am Ende der Leitung an, spricht man von einer Dämpfung. Sie hängt primär von dem Verlustwiderstand der Leitung ab und ist somit sowohl längen- als auch frequenzabhängig.

3.7.5. Koaxialkabel

Für die Benutzung von WLAN Antennen benutzt man für die Zuführung Koaxialkabel, die aus einem Kern, meist Kupferdraht, und einem den Kern umhüllenden Mantel aus geflochtenen Litzen oder Folie besteht. Um den Innenleiter vom Außenleiter getrennt zu

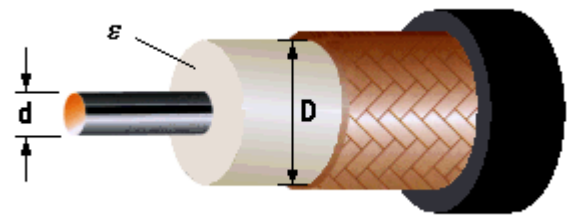


Abbildung 3.3

halten, wird der Zwischenraum mit einem Dielektrikum, meist Kunststoff, ausgefüllt. Der Außenleiter dient hier auch als Abschirmung, da ein Kupferkabel bei Hochfrequenz selbst auch wie eine Sendeantenne Energie abstrahlt und fremde (Stör-) Signale wie eine Empfangsantenne aufnimmt.

Das Dämpfungsverhalten des Koaxialkabels hängt vom Verhältnis der Leiterdurchmesser ab. Eine minimale Dämpfung ergibt sich bei einem Wellenwiderstand des Kupferkabels von 50Ω (für Funkanwendungen verwendet) bis 75Ω (für Anwendungen im Fernsehbereich).

Für den Wellenwiderstand Z_K des Koaxialkabels gilt:

$$Z_K = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d}$$

ϵ_r ist die Dielektrizitätszahl des Dielektrikums. D ist die Dicke des Außenleiters, d die Dicke des Innenleiters.

Generell gilt, dass dicke und möglichst kurze Kabel am besten geeignet sind. Als Dielektrikum ist Luft zwar besser geeignet als Kunststoff, jedoch aufwendiger in der Herstellung und somit auch teurer.

3.8. Fresnelzone

Da Funkwellen im Hochfrequenzbereich durch Hindernisse wie Gebäude, Bäume, Vegetation stark geschwächt werden, sollte beim Aufbau einer Richtfunkstrecke nach Möglichkeit Sichtverbindung zwischen Sender

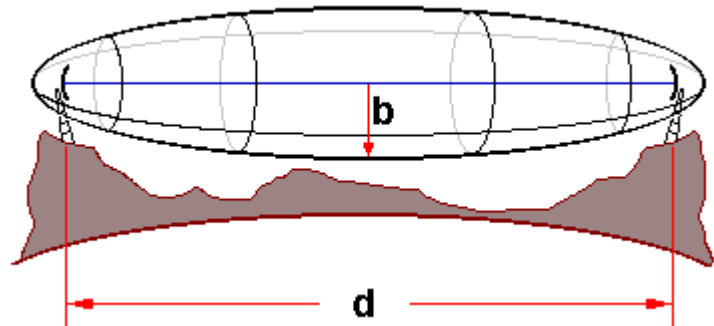


Abbildung 3.4

und Empfänger bestehen. Das allein reicht jedoch noch nicht ganz aus. Reflektionen an Gegenständen führen zu einer Abschwächung des Signals, auch wenn sich die Reflektionskörper nicht direkt zwischen Sender und Empfänger befinden. Der Bereich, in dem Gegenstände noch schwächende Wirkung auf die elektromagnetischen Wellen haben, wird als Fresnelzone bezeichnet. Diese sollte zu 80% frei von Hindernissen sein, um eine möglichst gute Verbindung zu ermöglichen. Die Halbachse b des Rotationsellipsoides ergibt sich aus:

$$b = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\lambda \cdot d}$$

4. Wireless Local Area Network

4.1. Aufbau eines WLAN

4.1.1. Betriebsmodi und Peripheriegeräte

Es bestehen drei gängige Modi zum Betrieb eines WLAN.

Beim Ad-Hoc-Modus (oft auch Peer-to-Peer Modus) wird eine direkte Verbindung zwischen zwei Systemen aufgebaut.

Beim Infrastruktur Modus regelt ein Verwalter die Verbindung. Jedes am Netzwerk teilnehmende System meldet sich bei diesem an und wird über ihn weiterverbunden. Dieser Verwalter wird als Accesspoint bezeichnet und ist zentral stationär eingerichtet. Er ist auch Bindeglied zwischen einem kabellosen und einem kabelgebundenen Netzwerk.

4.1.2. Roaming

Der dritte Betriebsmodi ist eine Sonderform des Infrastruktur Modus. Beim Roaming stehen mehrere Verwalter in Verbindung und vermitteln Daten untereinander an teilnehmende Systeme. So können große Gebiete flächendeckend erschlossen werden.

Bewegt sich ein System aus dem Sende- und Empfangsbereich eines Verwalters in das eines anderen Verwalters, findet eine Verbindungsübergabe statt. Dieser Wechsel von einem Verwalter zu einem anderen wird als Roaming bezeichnet.

4.2. WLAN Standards IEEE 802.11x

4.2.1. Das Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)

Das Institute of Electrical and Electronics Engineers ist ein weltweiter, nicht kommerzieller Berufsverband von Ingenieuren aus den Bereichen Informatik und Elektrotechnik. Das IEEE bildet Gremien zur Standardisierung von Hardware, Software und Technologien. Am 1. Januar 1963 entstand die IEEE aus dem Zusammenschluss der Ingenieursverbände „American Institute of Electrical Engineers“ (AIEE) und „Institute of Radio Engineers“ (IRE).



Abbildung 4.1

4.2.2. IEEE 802.11

Der IEEE 802.11 ist ein Industriestandard für drahtlose Netzwerkkommunikation. Schon im Februar 1980 wurden die IEEE 802 Normen definiert, die allgemein den Netzwerkzugriff beschreiben. 1997 wurden diese dann für drahtlose Netzwerke mit der Normen-Familie 802.11 erweitert.

Die WLAN Standarde nutzen Frequenzbänder, die in den meisten Ländern lizenzfrei genutzt werden dürfen. Ein solcher lizenzfreier Frequenzbereich wird ISM-Band (Industrial, Scientific, and Medical band) genannt. Ein ISM-Band unterliegt keiner staatlichen Regulierung und ist nur bezüglich der Sendeleistung und der Störung benachbarter Frequenzbereiche durch Auflagen beschränkt. Das 2,4 GHz-ISM-Band ist weltweit freigegeben. Die wichtigsten Standarde sind:

	<i>IEEE 802.11</i>	<i>IEEE 802.11a</i>	<i>IEEE 802.11b</i>	<i>IEEE 802.11g</i>
Verabschiedet	1997	1999 ¹	1999	2003
Frequenzband in GHz	2,400 bis 2,485	5,15 – 5,725	2,400 bis 2,485	2,400 bis 2,485
Datentransfer brutto in Mbit/s	2; 1	54; 48; 36; 24; 18; 12; 9; 6	11; 5,5; 2; 1	54; 48; 36; 24; 18; 12; 9; 6

Der IEEE 802.11 Standard gilt heute als längst veraltet und ist kaum mehr zu finden. Der am meisten verbreitete Standard ist IEEE 802.11b. Seit seiner Einführung breitet sich der Standard IEEE 802.11g wegen seiner Vorteile bezüglich der Datentransferrate und seiner Kompatibilität zum IEEE 802.11b Standard stark aus.

Die Datentransferrate ist abhängig von der Signalstärke des Empfangssignals. Die Übertragungsgeschwindigkeit wird automatisch nach der Signalqualität eingestellt. Da 802.11g voll kompatibel zu 802.11b ist, kann dieser Standard bei der Anpassung der Datentransferrate auch auf entsprechende Datentransferstufen umsteigen.

4.3. Technische Funktionsweise

4.3.1. Frequenzbereich

Die Lage der ISM-Bänder ist weltweit nicht einheitlich geregelt:

<i>Region</i>	<i>Frequenzband in GHz</i>	<i>Sendeleistung in mW</i>
USA	2,4000 – 2,4835	1000
Europa	2,4000 – 2,4835	100
Japan	2,4710 – 2,4970	10

¹ Das 5,0 Ghz Band wurde in Deutschland erst am 13.11.2002 freigegeben.

<i>Region</i>	<i>Frequenzband in GHz</i>	<i>Sendeleistung in mW</i>
Frankreich	2,4465 – 2,4835	100
Spanien	2,4450 – 2,4750	100

Das Europäische Institut für Telekommunikationsnormen¹ hat für den Frequenzbereich in Europa von 2,4 Ghz eine maximale Sendeleistung von 100 mW (20dBm) festgelegt. Die meisten WLAN-Karten senden mit einer Sendeleistung von 32 mW (15dBm). So darf eine Richtfunkantenne, nach Abzug der Dämpfungen durch Kabel und Stecker, einen maximalen Gewinn von 20dBm - 15dBm = 5dB erbringen.

Die Bandbreite beträgt ca. 80 Mhz (2,4 Ghz – 2,48 Ghz). In Europa wird das ISM-Band in 13 Kanäle unterteilt, deren Mittenfrequenzen je 5 Mhz auseinander liegen:

<i>Kanal</i>	1	2	3	4	5	6	7
<i>Frequenz [Mhz]</i>	2412	2417	2422	2427	2432	2437	2442

<i>Kanal</i>	8	9	10	11	12	13
<i>Frequenz [Mhz]</i>	2447	2452	2457	2462	2467	2472

5. Praktische Versuche

5.1. Vorwort

Um meine theoretischen Kenntnisse in der Antennenbautechnik und über WLAN im Allgemeinen mit praktischen Erfahrungen vergleichen zu können, führte ich im Rahmen dieser Facharbeit einige Feldversuche durch, bei denen ich versuchte, durch den Einsatz von selbstgebauten Richtfunkantennen eine optimierte WLAN-Verbindung aufzubauen.

¹ ETSI - European Telecommunications Standards Institute

5.2. Bau der Richtfunkantennen

5.2.1. Bi-Quad-Antenne¹

Die erste Antenne, die ich baute, war eine Rahmenantenne. Eine Rahmenantenne besteht im einfachsten Fall lediglich aus einer Drahtschleufe. Sie nutzt die magnetische Komponente eines elektromagnetischen Feldes. Eine solche Antenne kann man leicht und schnell aus handelsüblichen Materialien herstellen². Man benötigt:

- eine CD-Spindel
- 25cm Kupferdraht mit 2,5mm² Durchmesser
- ein Koaxialkabel
- eine CD
- Werkzeug (LötKolben, Heißklebepistole, Zange, ...)

Der Kupferdraht wird dabei zu einer eckigen Acht gebogen und auf der CD-Spindel angebracht. Er übernimmt die Aufgabe der Drahtschleufe. Am Boden der Spindel wird die CD festgeklebt. Sie dient als Reflektor. Das Koaxialkabel wird direkt an den Draht gelötet.

5.2.2. Hohlleiterantenne³

Ein Hohlleiter ist ein metallischer Hohlkörper, der elektromagnetische Wellen führt. Eine Hohlleiterantenne, oft auch als Dosenantenne bezeichnet, besteht dementsprechend aus einer runden Dose, dem Hohlleiter, und einem Stück Draht, dem Erreger. Für diese Antenne⁴ benötigt man folgende Materialien:

- eine Dose aus Metall mit geeigneten Dimensionen
- einen ca. 5cm langen Kupferdraht mit 2,5mm² Durchmesser
- eine geeignete Einbaubuchse (Anschlussart hängt vom Verbindungsstecker des verwendeten Koaxialkabels ab)
- ein Koaxialkabel
- Werkzeug (Bohrer, Schraubenzieher, LötKolben, ...)

1 siehe Anlage 5.7

2 Eine detaillierte Bauanleitung ist im Internet unter <http://www.vallstedt-networks.de/> zu finden.

3 siehe Anlage 5.8

4 Eine detaillierte Bauanleitung ist im Internet unter <http://www.saunalahti.fi/elepal/antenna2.html> zu finden.

Um die richtigen Dimensionen für diese Antenne ausfindig zu machen, die von der Frequenz der elektromagnetischen Wellen abhängig sind, kann man den im Internet unter <http://www.saunalahti.fi/elepal/antenna2calc.php> erreichbaren „Antenna Dimensioning Calculator“ verwenden.

Der Draht wird zur richtigen Länge geschnitten und auf die Einbaubuchse gelötet. Im berechneten Abstand zum Dosenboden bohrt man ein Loch, durch das dann der Erreger an der Einbaubuchse im Doseninneren befestigt wird.

5.3. Richtcharakteristik

Mit Hilfe des Computerprogrammes NEC2¹ (Numerical Electromagnics Code 2) können beliebige Antennenmodelle simuliert werden. Da das Entwickeln solcher Modelle mit einer großen Fachkenntnis verbunden ist, die den Rahmen dieser Arbeit gesprengt hätte, habe ich vorgefertigte Modelle² ausgewählt, die meinen Antennen sehr ähnlich sind und bei denen die gleichen Ergebnisse zu erwarten sind.

Am 28. Dezember 2004 und am 9. Januar 2005 habe ich dann Versuche zum Ausmessen der Richtcharakteristik meiner Antennen auf der „Großen Straße“ in Nürnberg durchgeführt.

Versuchsaufbau³

Die zu messende Antenne wurde an die WLAN-Karte⁴ mittels eines 30cm langen Pigtails⁵, das den Adapter zwischen der Lucent/MC Buchse⁶ an der Karte und der BNC Buchse⁷ am Koaxialkabel⁸ bildete, angeschlossen und auf einer 1,41m hohen Antennenhalterung montiert. Die Hauptabstrahlrichtung verlief parallel zur Erdoberfläche. Der zweite Laptop wurde in 12m Entfernung auf einer Halterung in derselben Höhe platziert. Die Richtfunkantenne wurde zum Laptop hin ausgerichtet, dies definierte ich als 0°. Eine im Kanal 5 (entspricht einer Frequenz $f = 2,432\text{GHz}$ ⁹) aufgebaute Ad-Hoc-Verbindung¹⁰ sicherte den ständigen Funkverkehr zwischen den beiden Laptops.

1 mehr Informationen im Internet unter <http://www.nec2.org/>

2 siehe Quellenangaben: Verwendete Dateien von NEC2-Antennenmodellen

3 siehe Anlage 5.11

4 Orinoco Classic Gold; IEEE 802.11b; Lucent/MC Steckverbindung für externe Antennen

5 kurzes Adapterkabel; siehe Anlage 5.9

6 Lucent/Microcontroller Buchse: Ein-/Ausgabe-Schnittstelle der Firma Lucent Technologies

7 Bayonet Neill Concelman Buchse: koaxialer Steckverbinder für die Hochfrequenztechnik

8 siehe Kapitel 3.7.5. Koaxialkabel

9 siehe Kapitel 4.3.1. Frequenzbereich

10 siehe Kapitel 4.1.1. Betriebsmodi und Peripheriegeräte

Durchführung

Mit dem Programm „Orinoco Client Manager¹¹“ ließen sich nun die Werte für die Signalstärke in dBm auslesen. Die gesamte Antenne wurde schrittweise um 10° gedreht und die Werte in diesen Intervallen gemessen. Dieses Vorgehen wiederholte ich, bis die Antenne um 360° gedreht war. Die gemessenen Daten sammelte ich in einer Tabelle¹².

Auswertung

Die gesammelten Daten werden mit Hilfe der Auswertungssoftware Origin Pro Version 7.5³ analysiert und in einem Polardiagramm dargestellt.

5.3.1. Bi-Quad-Antenne

Die theoretisch ermittelte Richtcharakteristik ergibt folgendes Diagramm:

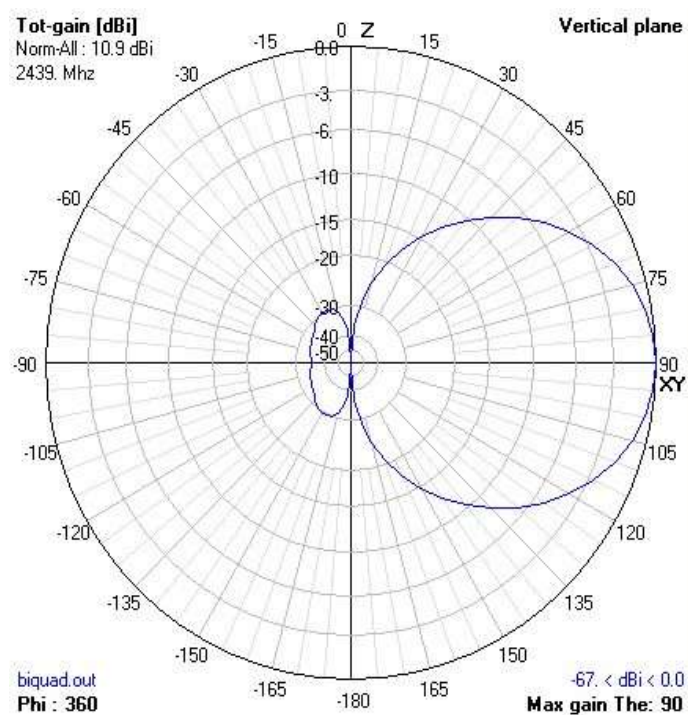


Abbildung 5.1

Dazu ist anzumerken, dass der Aufbau der hier errechneten Antenne und der Bi-Quad-Antenne auf der Basis einer CD-Spindel nicht 100% identisch sind. Dieses Diagramm stellt also nur näherungsweise die zu erwartende Charakteristik dar.

11 Bundlesoftware zur WLAN-Karte Orinoco Classic Gold; mehr Informationen im Internet unter <http://www.proxim.com/>; siehe Anlage 5.12

12 siehe Anlage 5.1

3 mehr Informationen im Internet unter <http://www.originlab.com/>

Aus den gemessenen Werten läßt sich folgendes Diagramm ermitteln:

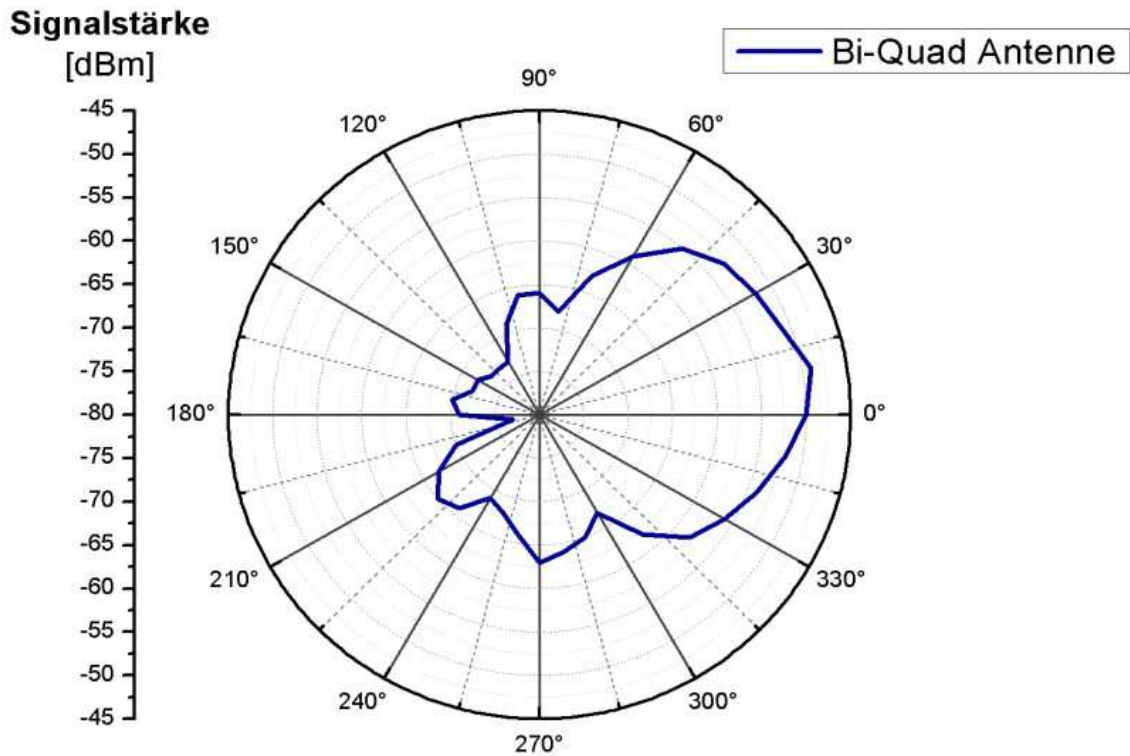


Abbildung 5.2

Die Hauptstrahlrichtung bei der theoretisch berechneten Richtcharakteristik ist programmtechnisch um 90° verschoben, was jedoch für die Ähnlichkeit der Ergebnisse unbedeutend ist. Das Maximum des Signalpegels bei den gemessenen Werten liegt bei ca. 10°, was auf eine ungenaue Ausrichtung schließen läßt. Das bei ca. 190° liegende Signalpegelminimum bestätigt diese These.

Das Vor- Rückverhältnis¹ beträgt hier 28dB³. Der Öffnungswinkel Θ^1 beschreibt den Bereich, bei dem die Leistung um die Hälfte, also um 3dB, abgenommen hat. Er beträgt demnach 40°².

¹ siehe Kapitel 3.3.1. Sendeantenne

² aus der Tabelle in der Anlage 5.1 ersichtlich

5.3.2. Hohlleiterantenne

Der selbe Versuch wird nun mit der Hohlleiterantenne durchgeführt. Theoretisch mit dem Computerprogramm NEC2 berechnet, ergab sich folgendes Diagramm:

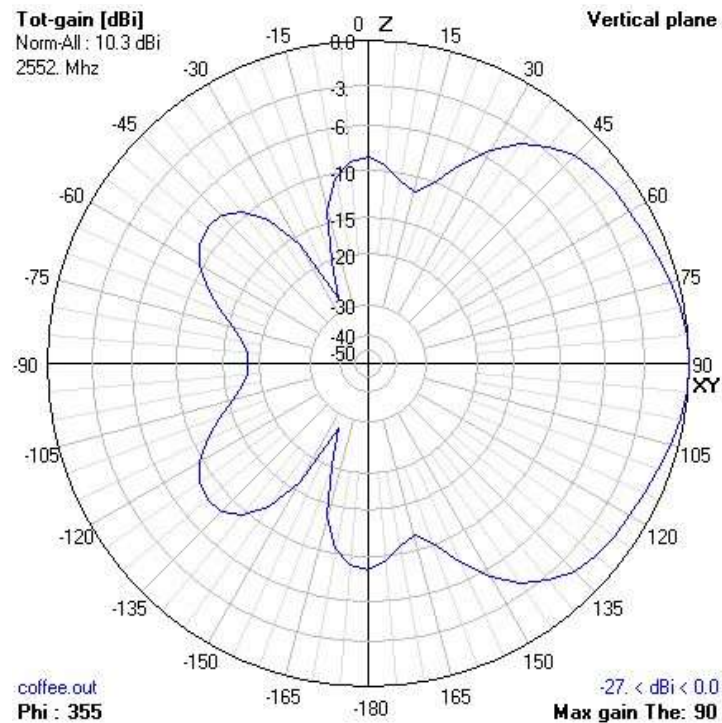


Abbildung 5.3

Auch hier ist wieder anzumerken, dass der Aufbau der Antenne in den Dimensionen, der verwendeten Frequenz und der zugeführten Leistung nicht identisch mit dem von mir gebauten Modell ist und dieses Diagramm deswegen nur näherungsweise Aufschluss über die Richtcharakteristik gibt.

Aus den gemessenen Werten¹ konnte nachstehendes Diagramm erzeugt werden.

¹ siehe Anlage 5.2

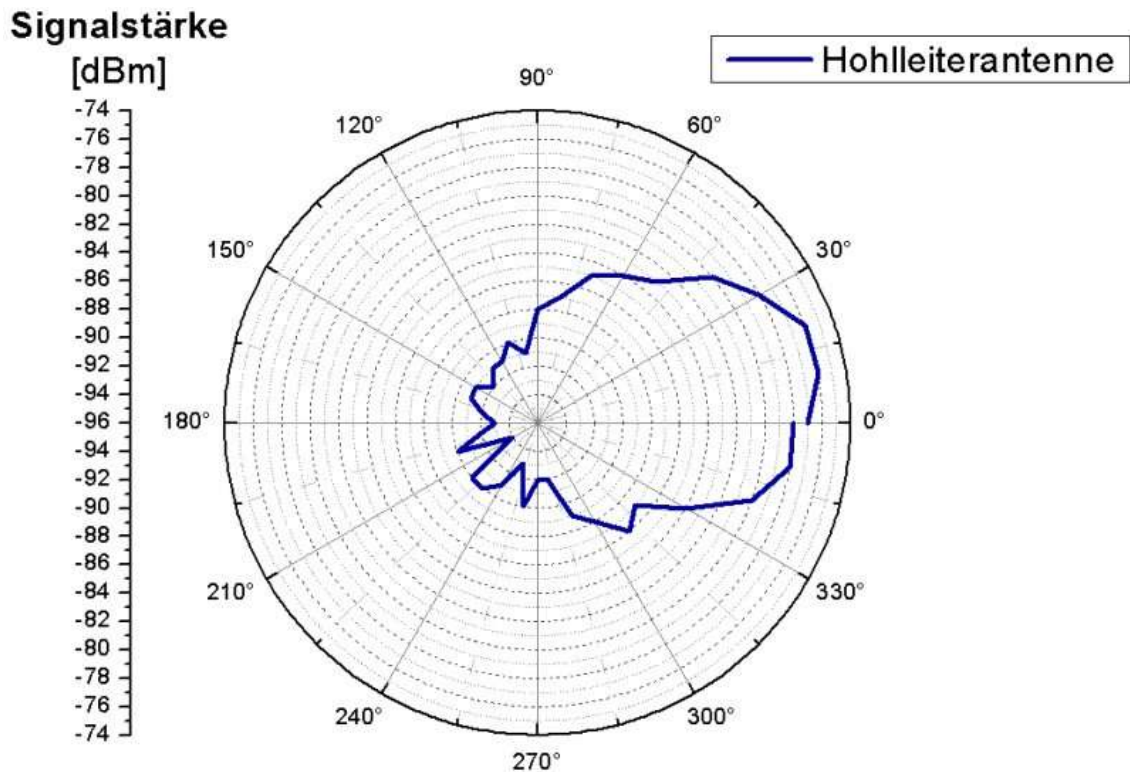


Abbildung 5.4

Auf den ersten Blick fällt das anscheinend sehr gute Vor- Rückverhältnis auf. Der Eindruck täuscht jedoch: Beim exakten Datenvergleich ergibt sich ein Vor- Rückverhältnis von gerade einmal 16dB¹. Der Öffnungswinkel Θ beträgt 60°¹. Die Richtwirkung ist also schlechter als bei der Bi-Quad Antenne. Auch wenn man die Signalpegelangaben der beiden Antennen vergleicht, ist zu erkennen, dass die Bi-Quad-Antenne bessere Werte aufweist. Der fehlende Abschluss der Linie bei 0° kommt durch unterschiedliche Messergebnisse bei einem Drehwinkel von 0° und 360° zustande.

5.3.3. Ohne Richtfunkantenne

Als dritten Versuch zur Ausmessung der Richtcharakteristik benutzte ich eine ähnliche Anordnung, nur ließ ich dabei die Richtfunkantennen weg und maß die Richtcharakteristik der in der WLAN-Karte eingebauten Antenne aus.

Versuchsaufbau

Der zweite Laptop wird ebenfalls in einer Entfernung von 12m vom ersten Laptop auf ein Stativ gestellt und schrittweise um 10° gedreht.

Durchführung

Die Messergebnisse werden mit dem Programm „Orinoco Client Manager“ in Intervallen

¹ aus der Tabelle in der Anlage 5.2 ersichtlich

von 10° ermittelt und danach in eine Tabelle¹ übertragen. Abschließend werden sie mit der Software Origin Pro Version 7.5 ausgewertet.

Versuchsergebnis

Da unbekannt ist, wie die Antenne im Inneren der WLAN-Karte aufgebaut ist, kann keine theoretische Berechnung stattfinden. Erwarten kann man jedoch eine in alle Raumrichtungen und unter jedem Winkel ähnliche Richtcharakteristik. Abweichungen sind aufgrund des Laptopgehäuses als Störfaktor zu erwarten.

Nach Auswertung der Messergebnisse ergab sich folgendes Diagramm:

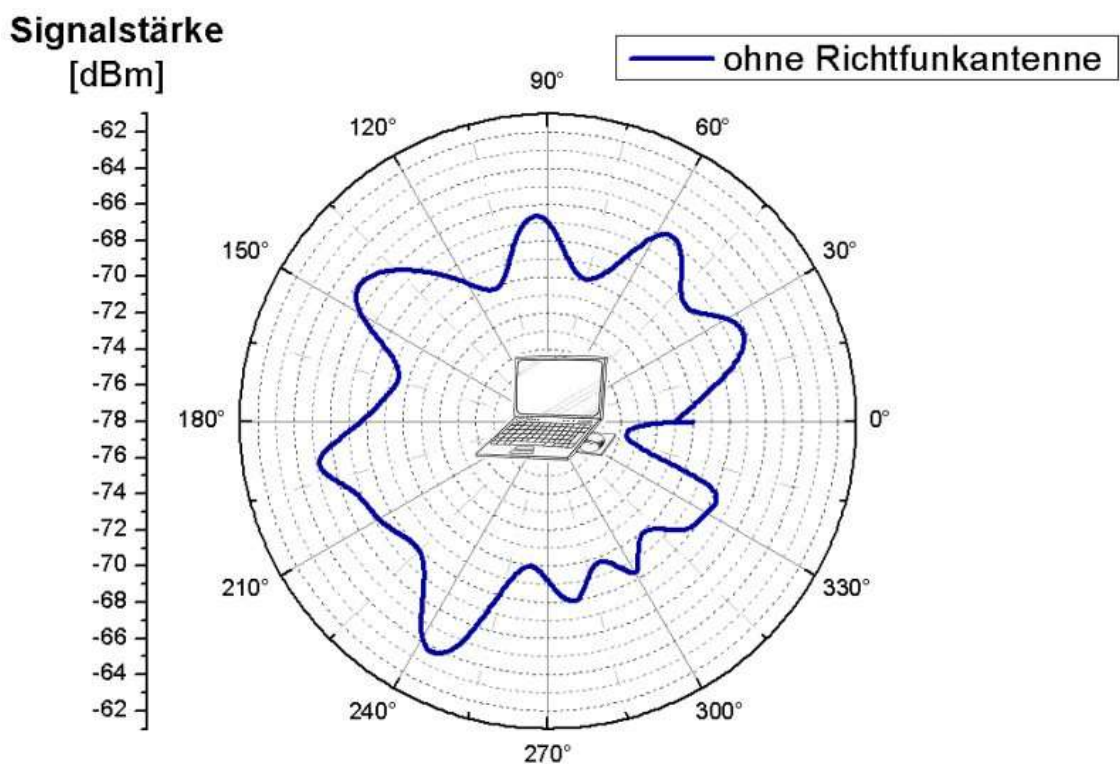


Abbildung 5.5

Anzumerken ist dabei, dass sich die Antenne im Inneren des Laptops, unter der Tastatur befindet. In dem Zusammenhang fällt das Signalpegelminimum bei 0° auf. Dieses könnte durch Peripheriegeräte innerhalb des Laptops, die eine starke Dämpfung auf die elektromagnetischen Wellen haben, erklärbar sein.

¹ siehe Anlage 5.3

5.4. Entfernungsmessungen

Versuchsaufbau²

Ein Laptop wird stationär als Messpunkt bei definiertem Abstand von 0m aufgebaut. Bei Versuchen mit einer Richtfunkantenne wird diese wie im Kapitel 5.2.1. auf der Antennenhalterung montiert und in 0° ausgerichtet. Der zweite Laptop wird in gerader Linie (Ausrichtlinie der Antenne) in 12m Schritten vom Messpunkt wegbewegt, angefangen bei 0m.

Versuchsdurchführung

Am stationären Laptop werden mit dem Programm „Orinoco Client Manager“ die Messdaten von Signalpegel in dBm, Rauschpegel in dBm und Signal-to-Noise Ratio (SNR) in dB gemessen und in Tabellen festgehalten. Diese Messdaten werden in Abhängigkeit vom Abstand des zweiten Laptops zum Messpunkt in 12m Intervallen ermittelt.

Die „Große Straße“ erwies sich hierbei aus verschiedenen Gründen als optimaler Ort zum Durchführen der Versuche:

1. Sie stellt eine lange (2km), von Störobjekten freie Fläche dar.
2. Die Bodenplatten sind symmetrisch angeordnet und bieten so eine Orientierungsmöglichkeit, um Abweichungen von der 0°-Linie zu vermeiden.
3. Die Bodenplatten wiesen nach Abmessung eine Fläche von 1,2m · 1,2m auf. Die Messung der Entfernung ließ sich so entscheidend vereinfachen.

5.4.1. Ohne Richtfunkantennen

Ohne spezielle Richtfunkantennen und nur mit den eingebauten Antennen in den WLAN-Karten ließ sich eine erstaunlich hohe Reichweite verwirklichen. Nach Herstellerangaben beträgt die maximale Distanz im Freien 300m, und diese Strecke ließ sich mit 324m um 24m übertreffen. Natürlich war die Empfangsstärke in dieser Entfernung schon so schwach, dass eine nutzbare Verbindung zwischen den Laptops nur noch mit geringer Übertragungsrate (1MBit/s) möglich war. Die Auswertung der Messtabelle² erzeugte folgendes Diagramm:

² siehe Anlage 5.10

² siehe Anlage 5.4

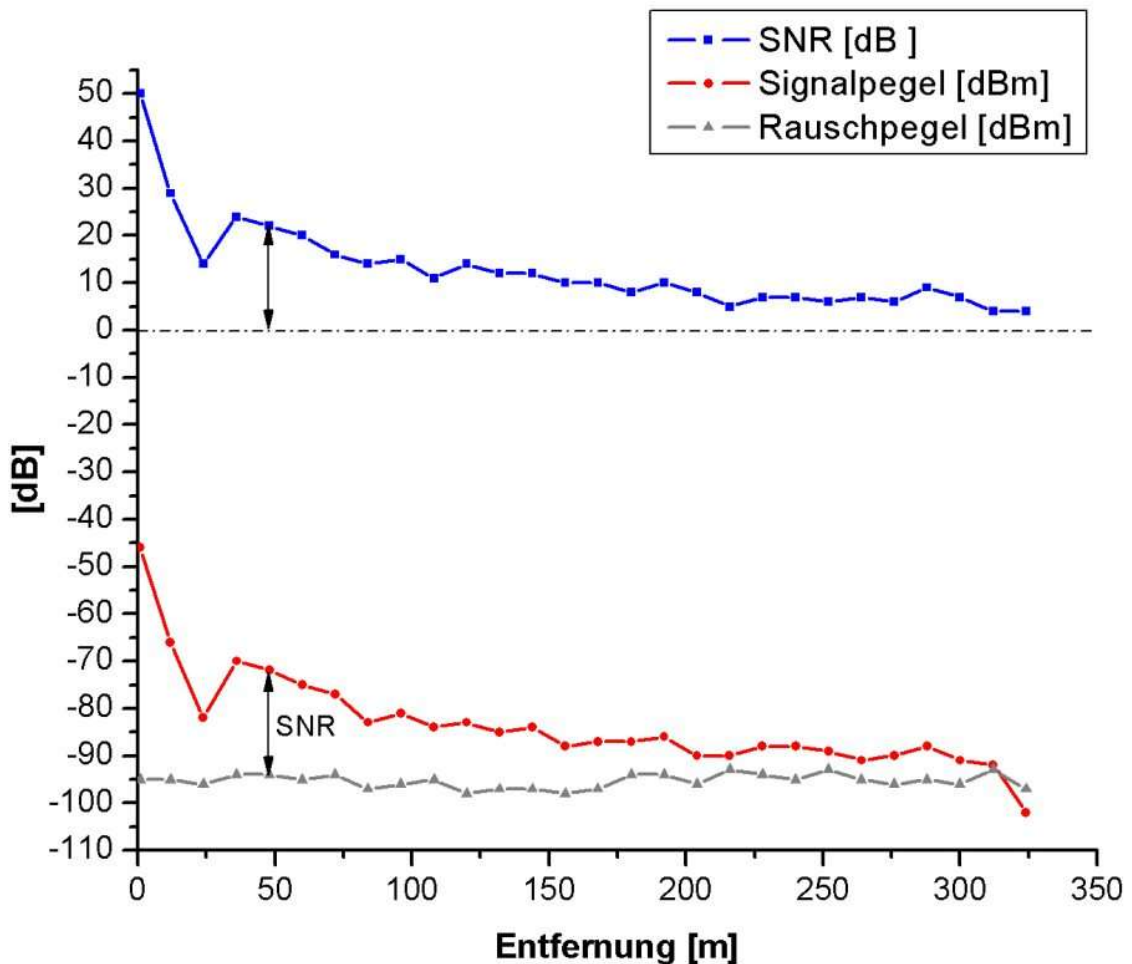


Abbildung 5.6

Schön zu sehen ist der nahezu konstante Rauschpegel. Der Signalpegel ist anfangs sehr stark, läßt aber schnell nach. Die Differenz zwischen dem Signal- und dem Rauschpegel ist das Signal-Rausch-Verhältnis¹ (Signal to Noise Ratio, SNR), hier dargestellt durch die blaue Linie. Dass schon das Programm, mit dem die Messungen durchgeführt wurden, Fehler verursacht und die Messungen verfälscht, sieht man gut am Ende des Graphen bei ca. 324m: Der Rauschpegel ist hier höher als der Signalpegel. Wäre dies der Fall, würde das SNR negativ werden. Es ist aber positiv gemessen worden. Das Problem sind die hier sehr geringen Leistungen. Zum Beispiel ist bei 300m der Signalpegel auf -91dBm abgesunken, was einer Empfangsleistung von 0,79 pW entspricht². Der Rauschpegel ist bei -96dBm mit einer entsprechenden Rauschleistung von 0,25pW². Die Differenz der beiden Messwerte sind also gerade einmal 0,54 pW. Bei so geringen Leistungen können leicht Messungenauigkeiten auftreten.

¹ siehe Kapitel 2.6.3. Signal to Noise Ratio

² siehe Kapitel 2.6.2. Pegel

5.4.2. Bi-Quad-Antenne

Die Bi-Quad Antenne, die schon bei der Richtcharakteristik überzeugende Werte geliefert hatte, ließ auch bei der Entfernungsmessung eine Distanz bis 528m zu. Das sind 204m weiter als ohne Antenne. Bis zu einer Entfernung von ca. 350m wäre eine stabile und nutzbare Verbindung ohne Probleme mit 2MBit/s möglich gewesen. Die Messwerte¹ ergaben folgendes Diagramm:

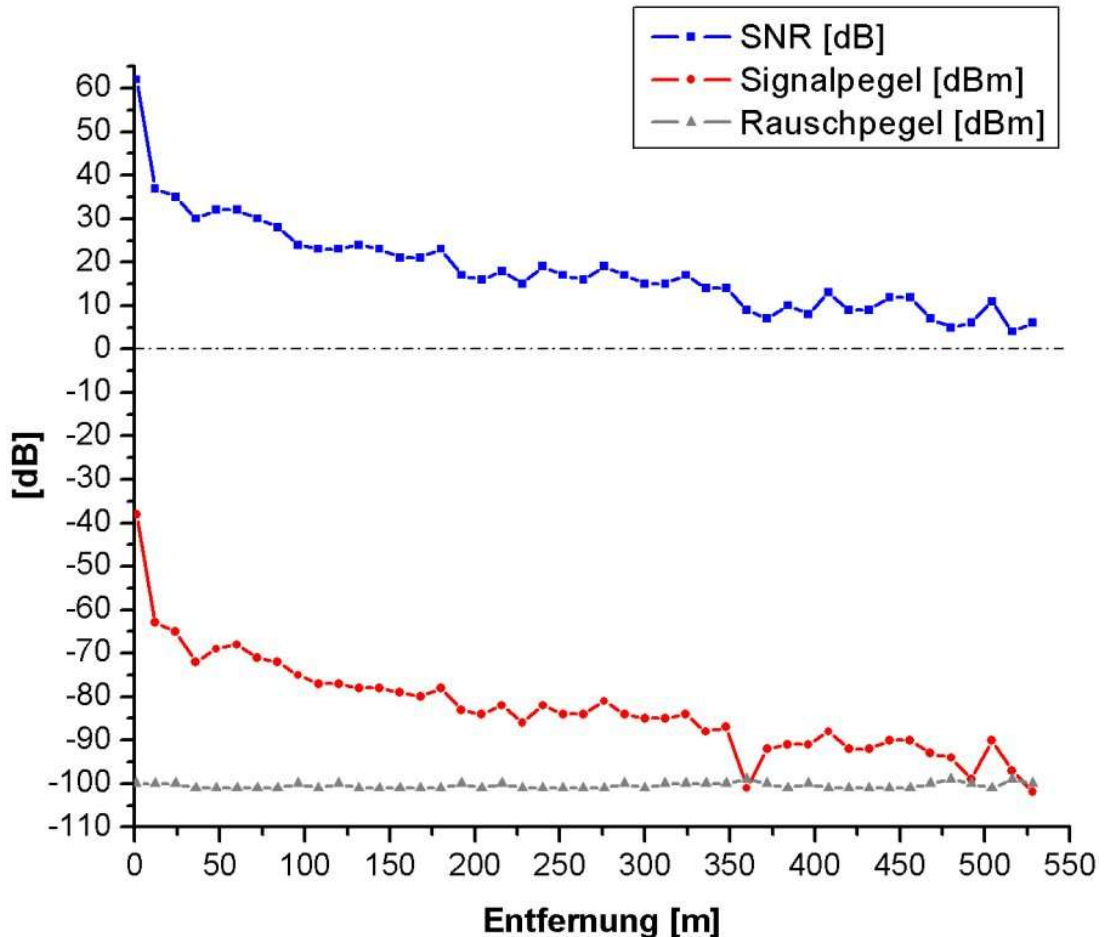


Abbildung 5.7

Der Rauschpegel ist auch hier wieder ziemlich konstant. Der Signalpegel zeigt bei 372m und bei 492m einen rasanten Einbruch bis unterhalb des Rauschpegels, während das SNR wieder nicht unter Null sinkt. Anscheinend hat das Messprogramm Probleme, derart kleine Pegel richtig messen zu können. Das SNR scheint generell eine verlässlichere Aussage über die Verbindung zu liefern als der Signalpegel.

Sieht man von dem extremen Maximum bei 0° ab, bildet das SNR im Mittel eine ziemlich gute lineare Abnahme, wie man sie theoretisch erwarten müsste. Hier wird auch der Sinn der Pegelangaben im Gegensatz zur Leistungsangabe deutlich: Würde man die Signalstärke im

¹ siehe Anlage 5.5

Abstand 0m als Leistung angeben anstelle des Pegels, ergäbe dies für -38dBm eine Empfangsleistung von $1,58 \cdot 10^{-7}$ W. In einer Entfernung von 348m ist der Pegel auf -84 dBm abgesunken, was nur noch $3,98 \cdot 10^{-12}$ W entspricht. Die Leistung bei 348m, die durchaus noch für eine nutzbare Verbindung spricht, ließe sich jedoch kaum mehr in Relation zur Leistung bei 0m stellen, die immerhin fast das 40000fache von ihr ist.

5.4.3. Hohlleiterantenne

Da die Hohlleiterantenne, die beim Bau zwar die Hoffnung weckte, die Antenne mit der besten Richtwirkung und dem höchsten Antennengewinn in Hauptstrahlrichtung zu sein, jedoch bereits bei der Richtcharakteristik schlechte Werte lieferte, war schon von vornherein nicht viel zu erwarten. Vormessungen wurden durchgeführt, um die Polarisationsrichtung für den größten Empfangspegel ausfindig zu machen. Trotzdem ließ sich bereits nach 156m kein Signal mehr empfangen¹, was gerade einmal fast der Hälfte der Entfernung ohne Richtantenne entsprach. Die Ergebnisse der Richtcharakteristikmessungen erwiesen sich als vorweg genommenes, eindeutiges Bewertungsurteil für die Qualität der Antenne.

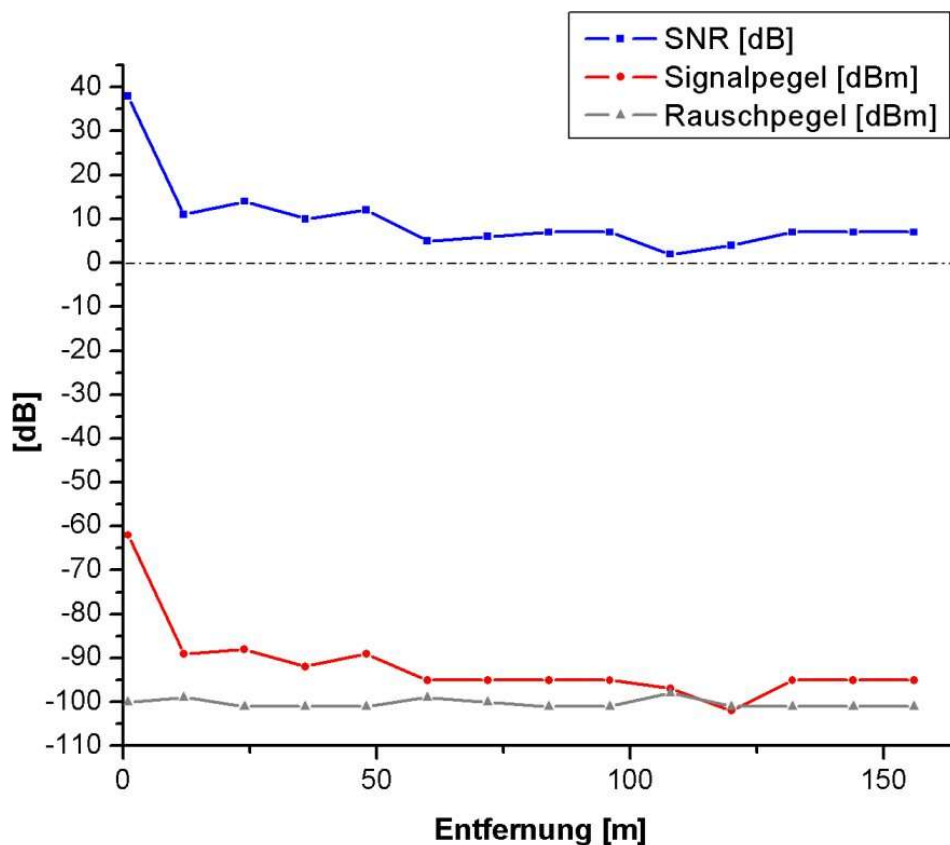


Abbildung 5.8

¹ siehe Anlage 5.6

6. Schlussgedanke

Die praktischen Versuche haben zwar die theoretischen Erwartungen zum Teil erfüllt, haben sich jedoch auch manchmal als nicht zutreffend erwiesen. Vor allem das Ergebnis der Hohlleiterantenne hat mich negativ überrascht. Das ist jedoch ein gutes Beispiel dafür, dass bei der Optimierung einer Funkübertragung auf sehr viele einwirkende Faktoren Rücksicht genommen werden muss und sich vor allem Freude am Experimentieren auszahlt.

Quellenangaben

Abbildungen

<i>Abbildung</i>	<i>Quelle</i>
2.1	Entnommen aus dem Internet: http://pl.physik.tu-berlin.de/groups/pg242/pg242ii/prot3/pl3.html Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005 Nachbearbeitet mit dem Computerprogramm GIMP Version 1.3.20; mehr Informationen unter http://www.gimp.org/ .
2.2 2.3	Entnommen aus dem Internet: http://www.ronaldnitschke.de/index.php?main=antenna/007&rechts=antenna/antenna_r Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005
3.1	Entnommen aus dem Internet: http://www.itnu.de/radargrundlagen/grundlagen/gl06-de.html Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005
3.2	Entnommen aus: „Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung“ von Klaus Klark; erschienen im Friedr. Vieweg & Sohn Verlag/GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden; 1. Auflage; März 2004; S. 165 Nachbearbeitet mit dem Computerprogramm GIMP Version 1.3.20; mehr Informationen unter http://www.gimp.org/ .
3.3	Entnommen aus dem Internet: http://www.itnu.de/radargrundlagen/leitungen/tl19-de.html Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005
3.4	Entnommen aus dem Internet: http://www.itnu.de/radargrundlagen/wellen/ew29-de.html Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005
5.1 5.3	Selbst erstellt mit dem Computerprogramm NEC2. Informationen unter http://www.nec2.org/ .

<i>Abbildung</i>	<i>Quelle</i>
5.2	Selbst erstellt mit dem Computerprogramm Origin Pro 7.5 .
5.4	Informationen unter http://www.originlab.com/ .
5.5	
5.6	
5.7	
5.8	

Literaturangaben

„Nachrichten-Übertragungstechnik: Grundlagen - Komponenten - Verfahren - Systeme“ von Dipl.-Ing. Ulrich Freyer; erschienen im Carl Hanser Verlag München Wien; 2. Auflage; 1988

„Nachrichtentechnik: Übertragung - Vermittlung - Verarbeitung“ von Eberhard Herter und Wolfgang Lörcher; erschienen im Carl Hanser Verlag München Wien; 4. Auflage; 1987

„Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung“ von Klaus Klark; erschienen im Friedr. Vieweg & Sohn Verlag/GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden; 1. Auflage; März 2004

Internet

http://www.ronaldnitschke.de/index.php?main=antenna/007&rechts=antenna/antenna_r
Erstellt: 2003

Zuletzt aktualisiert: Dezember 2004

Zuletzt aufgerufen: 24.01.2005

http://www.ronaldnitschke.de/index.php?main=802.11b/001&rechts=802.11b/802.11b_r
Erstellt: 2003

Zuletzt aktualisiert: Dezember 2004

Zuletzt aufgerufen: 25.01.2005

<http://www.itnu.de/radargrundlagen/top.html>

Erstellt: 1996

Zuletzt aktualisiert: 23.01.2005

Zuletzt aufgerufen: 24.01.2005

<http://www.amateurfunkpruefung.de/index.html>

Erstellt: 2004

Zuletzt aktualisiert: 28.12.2004

Zuletzt aufgerufen: 25.01.2005

Verwendete Dateien von NEC2-Antennenmodellen

Das verwendete Bi-Quad-Antennenmodell kann im Internet unter <http://www.nec2.org/biqdfeed.txt> heruntergeladen und eingesehen werden.

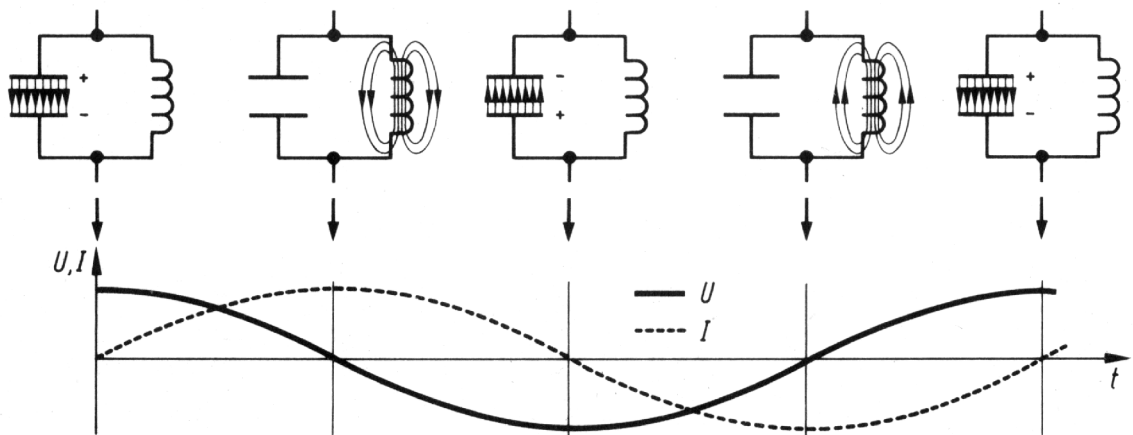
Zuletzt aufgerufen am 25.01.2005

Das verwendete Hohlleiterantennenmodell kann im Internet unter <http://www.nec2.org/coffee.txt> heruntergeladen und eingesehen werden.

Zuletzt aufgerufen am 25.01.2005

Anlagen

Anlage 2.1

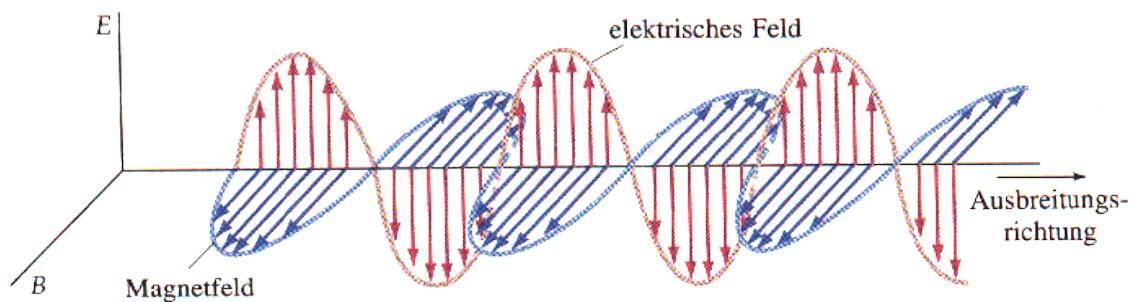


Geschlossener Schwingkreis mit Darstellung des Entladestroms und der induzierten Spannung

Entnommen aus:

„Nachrichten-Übertragungstechnik: Grundlagen - Komponenten - Verfahren - Systeme“ von
Dipl.-Ing. Ulrich Freyer; erschienen im Carl Hanser Verlag München Wien; 2. Auflage;
1988; Seite 65

Anlage 2.2



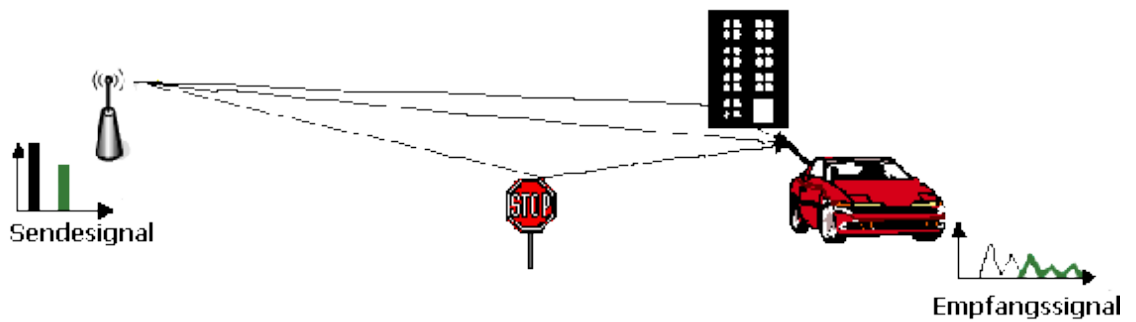
Elektromagnetisches Fernfeld

Entnommen aus dem Internet:

http://www.physik.rwth-aachen.de/~hebbeker/lectures/ph2_02/p202_105/p202_105.html

Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005

Anlage 2.3



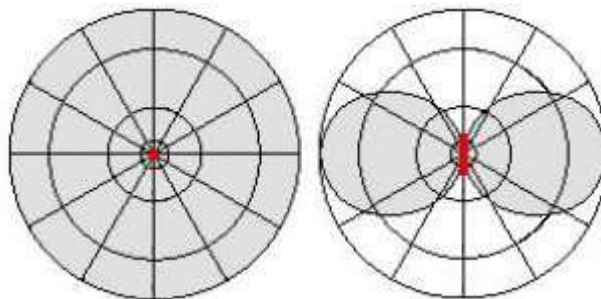
Die Mehrwegeausbreitung

Entnommen aus dem Internet:

http://www.ronaldnitschke.de/index.php?main=antenna/007&rechts=antenna/antenna_r

Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005

Anlage 3.1



Richtcharakteristik eines Rundstrahlers (rot markiert) in horizontaler und vertikaler Ansicht

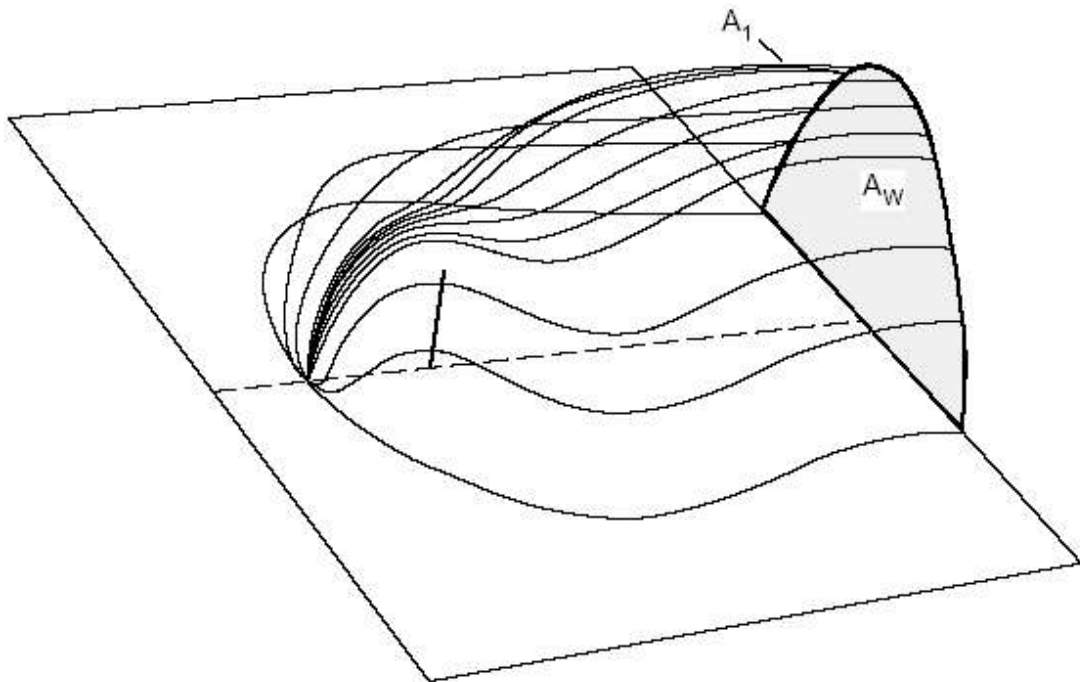
Entnommen aus dem Internet:

<http://www.borg-aussee.asn-graz.ac.at/schule/handy/handytechnik/antennen1.htm>

Zuletzt aufgerufen am 24.01.2005

Nachbearbeitet mit dem Computerprogramm GIMP Version 1.3.20; mehr Informationen unter <http://www.gimp.org/>.

Anlage 3.2



Antennenwirkfläche und Begrenzungsfläche

Entnommen aus:

„Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung“ von Klaus Klark; erschienen im Friedr. Vieweg & Sohn Verlag/GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden; 1. Auflage; März 2004; S. 165

Anlage 5.1

Messdaten zur Richtcharakteristik der Bi-Quad-Antenne:

Grad [°]	SNR [dB]	Signalpegel [dBm]	Rauschpegel [dBm]
0	51	-50	-100
10	52	-49	-101
20	50	-51	-101
30	48	-52	-100
40	47	-53	-100
50	43	-55	-98
60	41	-59	-101
70	37	-63	-100
80	30	-68	-98
90	33	-66	-100
100	33	-66	-98
110	31	-69	-99
120	24	-73	-98
130	25	-73	-99
140	24	-73	-97
150	26	-72	-98
160	29	-72	-100
170	31	-70	-101
180	31	-71	-101
190	25	-77	-100
200	29	-70	-100
210	34	-67	-100
220	35	-65	-100
230	34	-66	-101
240	32	-69	-101
250	33	-68	-101
260	35	-66	-100
270	37	-63	-101
280	36	-64	-99
290	36	-65	-101
300	34	-67	-101
310	37	-62	-99
320	42	-58	-99
330	45	-56	-101
340	48	-54	-101
350	50	-52	-100
360	51	-50	-101

Anlage 5.2

Messdaten zur Richtcharakteristik der Hohlleiter-Antenne:

Grad [°]	SNR [dB]	Signalpegel [dBm]	Rauschpegel [dBm]
0	24	-77	-101
10	25	-76	-101
20	25	-76	-101
30	22	-78	-101
40	21	-80	-101
50	20	-83	-101
60	18	-84	-101
70	15	-85	-101
80	12	-87	-101
90	14	-88	-101
100	10	-91	-101
110	12	-90	-101
120	10	-91	-100
130	9	-91	-101
140	9	-92	-101
150	11	-91	-101
160	11	-91	-101
170	10	-92	-101
180	10	-93	-101
190	9	-92	-100
200	9	-90	-100
210	7	-94	-100
220	11	-90	-100
230	12	-90	-101
240	11	-91	-101
250	8	-93	-101
260	9	-90	-101
270	9	-92	-101
280	8	-92	-99
290	12	-89	-101
300	13	-88	-101
310	14	-86	-101
320	14	-87	-101
330	17	-84	-101
340	21	-80	-100
350	23	-78	-101
360	23	-78	-101

Anlage 5.3

Messdaten zur Richtcharakteristik der eingebauten Antenne (ohne Richtfunkantenne):

Grad [°]	SNR [dB]	Signalpegel [dBm]	Rauschpegel [dBm]
0	26	-71	-96
10	25	-69	-95
20	30	-66	-94
30	29	-66	-95
40	24	-69	-93
50	32	-66	-98
60	30	-65	-95
70	25	-70	-95
80	24	-70	-93
90	28	-66	-95
100	28	-67	-94
110	25	-71	-96
120	26	-69	-96
130	30	-67	-97
140	31	-65	-96
150	31	-65	-96
160	29	-70	-98
170	25	-69	-93
180	28	-68	-95
190	31	-64	-95
200	28	-67	-96
210	30	-67	-96
220	26	-68	-95
230	28	-68	-95
240	34	-63	-97
250	33	-64	-97
260	28	-71	-99
270	30	-69	-97
280	31	-67	-98
290	23	-71	-94
300	27	-67	-94
310	26	-71	-97
320	28	-68	-95
330	29	-68	-97
340	31	-67	-97
350	21	-76	-96
360	25	-70	-95

Anlage 5.4

Messdaten zur Entfernungsmessung mit der eingebauten Antenne (ohne Richtfunkantenne):

Entfernung [m]	SNR [dB]	Signalpegel [dBm]	Rauschpegel [dBm]
1	50	-46	-95
12	29	-66	-95
24	14	-82	-96
36	24	-70	-94
48	22	-72	-94
60	20	-75	-95
72	16	-77	-94
84	14	-83	-97
96	15	-81	-96
108	11	-84	-95
120	14	-83	-98
132	12	-85	-97
144	12	-84	-97
156	10	-88	-98
168	10	-87	-97
180	8	-87	-94
192	10	-86	-94
204	8	-90	-96
216	5	-90	-93
228	7	-88	-94
240	7	-88	-95
252	6	-89	-93
264	7	-91	-95
276	6	-90	-96
288	9	-88	-95
300	7	-91	-96
312	4	-92	-93
324	4	-102	-97

Anlage 5.5

Messdaten zur Entfernungsmessung mit der Bi-Quad-Antenne:

Entfernung [m]	SNR [dB]	Signalpegel [dBm]	Rauschpegel [dBm]
1	62	-38	-100
12	37	-63	-100

Entfernung [m]	SNR [dB]	Signalpegel [dBm]	Rauschpegel [dBm]
24	35	-65	-100
36	30	-72	-101
48	32	-69	-101
60	32	-68	-101
72	30	-71	-101
84	28	-72	-101
96	24	-75	-100
108	23	-77	-101
120	23	-77	-100
132	24	-78	-101
144	23	-78	-101
156	21	-79	-101
168	21	-80	-101
180	23	-78	-101
192	17	-83	-100
204	16	-84	-101
216	18	-82	-100
228	15	-86	-101
240	19	-82	-101
252	17	-84	-101
264	16	-84	-101
276	19	-81	-101
288	17	-84	-100
300	15	-85	-101
312	15	-85	-100
324	17	-84	-100
336	14	-88	-100
348	14	-87	-100
360	9	-101	-99
372	7	-92	-100
384	10	-91	-101
396	8	-91	-100
408	13	-88	-101
420	9	-92	-101
432	9	-92	-101
444	12	-90	-101
456	12	-90	-101
468	7	-93	-100
480	5	-94	-99
492	6	-99	-100
504	11	-90	-101
516	4	-97	-99
528	6	-102	-100

Anlage 5.6

Messdaten zur Entfernungsmessung mit der Hohlleiterantenne:

Entfernung [m]	SNR [dB]	Signalstärke [dBm]	Rauschstärke [dBm]
1	38	-62	-100
12	11	-89	-99
24	14	-88	-101
36	10	-92	-101
48	12	-89	-101
60	5	-95	-99
72	6	-95	-100
84	7	-95	-101
96	7	-95	-101
108	2	-97	-98
120	4	-102	-101
132	7	-95	-101
144	7	-95	-101
156	7	-95	-101

Anlage 5.7

Foto der gebauten Bi-Quad-Antenne:



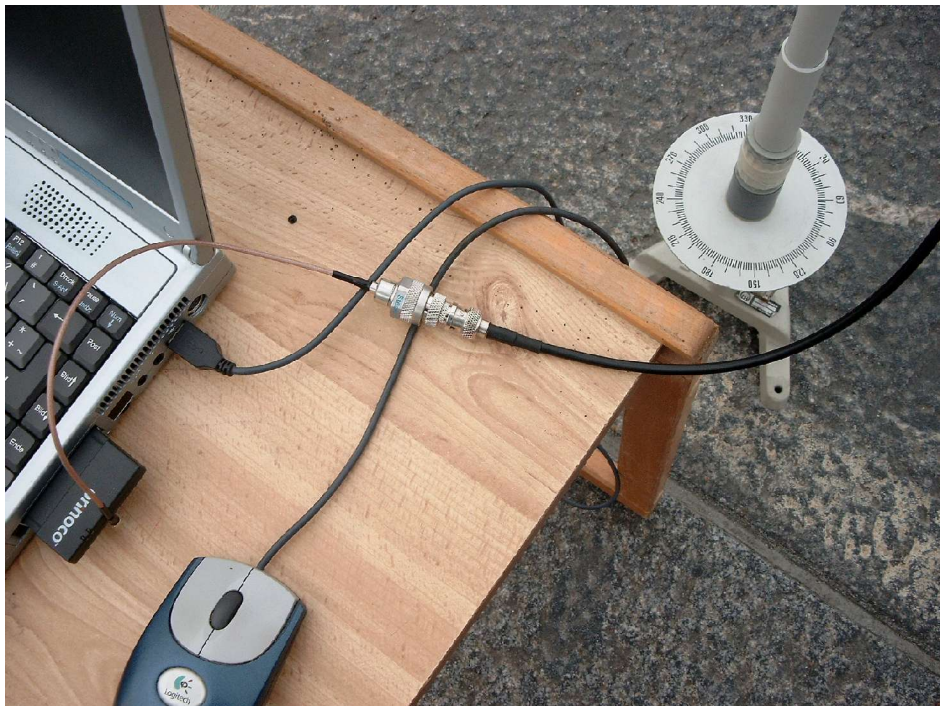
Anlage 5.8

Foto der gebauten Hohlleiterantenne:



Anlage 5.9

Foto des Pigtails als Verbindungsstück zwischen WLAN-Karte und Koaxialkabel:



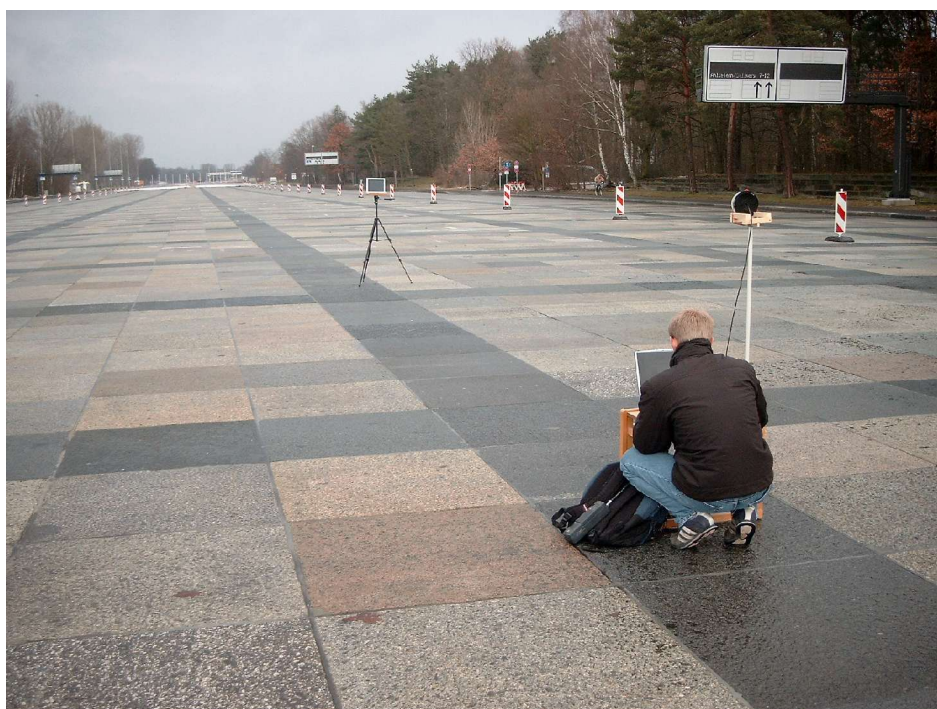
Anlage 5.10

Foto der ausgerichteten Hohlleiterantenne entlang der „Großen Straße“:



Anlage 5.11

Versuchsaufbau der Richtcharakteristikmessungen:



Anlage 5.12

Screenshot des Messprogrammes „Orinoco Client Manager“:

